Optimisation des actionneurs électromécaniques de la boucle d'air d'un moteur thermique.

Christophe Gutfrind

▶ **To cite this version:**

Christophe Gutfrind. Optimisation des actionneurs électromécaniques de la boucle d'air d'un moteur thermique.. Autre. Supélec, 2012. Français. NNT : 2012SUPL0012 . tel-00966937

HAL Id: tel-00966937
https://theses.hal.science/tel-00966937

Submitted on 27 Mar 2014

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.

N° d'ordre : 2012-12-TH

THESE DE DOCTORAT

DOMAINE : SCIENCE PHYSIQUE POUR L'INGENIEUR

SPECIALITE : ENERGIE

Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes »

Présentée par :

Christophe GUTFRIND

Sur le sujet :

Optimisation des actionneurs électromécaniques de la boucle d'air d'un moteur thermique

Soutenue le 11 Juillet 2012 devant les membres du jury :

M. Pascal BROCHET	UTBM	Président
M. Hamid BEN AHMED	ENS Cachan	Rapporteur
M. Mircea RADULESCU	Universitatea Tehnica Cluj-Napoca	Rapporteur
M. Laurent DUFOUR	ELECTRICFIL Automotive	Examinateur
M. Claude MARCHAND	LGEP	Examinateur
M. Jérôme MIGAUD	MANN+HUMMEL	Examinateur
M. Jean-Claude VANNIER	Supélec	Co-encadrant
M. Pierre VIDAL	Supélec	Co-encadrant

« *En essayant continuellement on finit par réussir.*
Donc : plus ça rate, plus on a de chance que ça marche. »
Jacques Rouxel

A ma famille,

Remerciements

Ces travaux de recherche se sont déroulés au département Énergie de l'école Supélec et je tiens à remercier M. J-C.VANNIER pour m'avoir accueilli au sein de son équipe. J'exprime toute ma gratitude envers M. D.SADARNAC, mon directeur de thèse, et mes encadrants MM. J-C.VANNIER et P.VIDAL. Vos disponibilités et vos conseils scientifiques ont toujours été appréciés.

Cette thèse n'aurait pas eu lieu sans l'implication de la société Electricfil Automotive qui a financé ces travaux. Je suis donc extrêmement reconnaissant envers M. J.THOLLIN pour la confiance que « vous m'avez apportée » pour réaliser ce doctorat, ainsi que toute l'équipe de la Recherche Avancée qui m'a soutenu et en particulier, M. L.DUFOUR. J'ai pu m'épanouir sur un projet de recherche dans le domaine de l'automobile qui me passionne.

Je tiens à remercier les personnes qui ont accepté d'être présent à mon jury de thèse. Tout d'abord, pour ceux qui ont pris le temps d'étudier ce manuscrit en qualité de rapporteur à savoir MM. H. BEN AHMED et M. RADULESCU, puis M. P. BROCHET pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury et enfin MM. L. DUFOUR, C. MARCHAND et J. MIGAUD pour leur présence en qualité d'examinateur.

Je souhaite également remercier les personnes que j'ai pu côtoyer à Supélec et qui ont contribué de près ou de loin à ces travaux de thèse, PH. DESSANTE, P.LEFRANC, A.ARZANDE, E.GODOY, José, Florence, et également mes collègues et amis doctorants, Maialen pour les pauses café que nous avons partagées, Xavier, Mathieu, Nicolas, Jing, Haitam, Benjamin, Christophe, Wilfried, Herman, Igor, et Stéphanie pour tous les moments passés dans la bonne humeur.

Je salue le soutien avant et durant ces trois années, de la part de Matthieu et Caroline, Dorothée et Brice pour les repas gastronomiques montargois, Dominique et Séverine et leur enfants lors de mes brefs retours à Lyon, Gabin et toute l'équipe de propriétaires de lim et enfin André et Francette, Claude, Max et Roger pour leur bonne humeur mirevalaise.

J'exprime en quelques mots ce que je dois à Miriam pour son aide lointaine d'un point de vue géographique mais toujours aussi proche, qu'elle a su apporter et supporter durant ces années. Je lui souhaite également du courage dans ses travaux de thèse.

Et je finis par un petit mot envers ma famille, qui m'a toujours soutenu tout au long de mes études, dans les bons moments mais aussi les difficiles. Je leur dois beaucoup. Que ce manuscrit dédie toute la reconnaissance que j'éprouve envers B. REAUD, Robert, Ewa, ma grand-mère, mes parents et mon frère. Je peux leur dire que je suis arrivé au bout.

Table des matières

REMERCIEMENTS **5**

TABLE DES MATIERES **7**

INTRODUCTION **11**

CHAPITRE 1 – BOUCLE D'AIR DE MOTEUR THERMIQUE **17**

1.1. CADRE DE LA THESE DANS UN CONTEXTE AUTOMOBILE 19

1.1.1. Les contraintes des normes européennes *19*

1.1.2. Contexte des travaux de thèse *20*

1.2. LE MOTEUR DIESEL ET SA BOUCLE D'AIR 20

1.2.1. L'air et la boucle d'air *21*

1.2.2. Composition organique du circuit d'air *23*

1.3. SPECIFICITE DU MOTEUR A ALLUMAGE COMMANDE 27

1.3.1. Principe de fonctionnement *27*

1.3.2. Composition organique du circuit d'air *27*

1.4. ETUDE TOPOLOGIQUE DES ACTIONNEURS ELECTROMECANIQUES 30

1.4.1. Définition des volets et des soupapes *30*

1.4.2. Position de sécurité *31*

1.4.3. Topologie d'actionneur *32*

1.4.4. Transmission de puissance *33*

1.4.5. « Intelligence » de pilotage *33*

1.5. PERIMETRE DES TRAVAUX 37

1.6. CONCLUSION 38

CHAPITRE 2 – SOLUTIONS POTENTIELLES ET APPROCHE DE DIMENSIONNEMENT **39**

2.1. TOPOLOGIES D'ACTIONNEURS ROTATIFS 41

2.1.1. Actionneur pas à pas *41*

2.1.2. Actionneur piézoélectrique *42*

2.1.3. Actionneur à motoréduction *45*

2.1.4. Moteurs à entraînement direct *54*

2.2. APPROCHE METHODOLOGIQUE DU DIMENSIONNEMENT 57

2.2.1. La modélisation analytique *57*

2.2.2. La modélisation numérique *58*

2.2.3. L'optimisation mono-objectif *59*

2.2.4. Méthode de dimensionnement par optimisation *61*

2.3. CONCLUSION 63

CHAPITRE 3 – MODELISATION ET OPTIMISATION DYNAMIQUE DU MOTOREDUCTEUR **65**

3.1. APPROCHE DE LA MODELISATION ET DE L'OPTIMISATION DU MOTOREDUCTEUR 67
3.2. MACHINE A COURANT CONTINU A BALAIS MECANIQUE 71
3.2.1. Définition géométrique de la machine à courant continu 71
3.2.2. Définition de la résistance électrique de bobinage 72
3.2.3. Définition de l'inertie du rotor 73
3.2.4. Définition de la constante de couple 73
3.2.5. Définition du couple nominal et maximal 74
3.3. DEFINITION DU REDUCTEUR A ENGRENAGES 75
3.3.1. Définition du rapport de réduction 75
3.3.2. Définition des dents d'engrenages 75
3.3.3. Déport de denture et conditions de fonctionnement 78
3.3.4. Calcul des efforts dans le palier réducteur 81
3.3.5. Volume du réducteur 83
3.3.6. Inertie ramenée à l'arbre moteur 84
3.4. DYNAMIQUE DU MOTOREDUCTEUR 85
3.4.1. Trajet Aller 86
3.4.2. Trajet Retour 87
3.4.3. Calcul de la position sur les trajets Aller et Retour 88
3.5. OPTIMISATION DU MODELE ANALYTIQUE 88
3.5.1. Objectif de l'optimisation 88
3.5.2. Définition des contraintes 89
3.5.3. Les variables d'optimisation 90
3.5.4. Organigramme de l'optimisation 90
3.6. RESOLUTION DE L'OPTIMISATION ET VERIFICATION 91
3.6.1. Définition du moteur 92
3.6.2. Définition du réducteur 95
3.6.3. Évolution dynamique du mécanisme 100
3.6.4. Évolution des puissances sur les trajets Aller et Retour 102
3.6.5. Évolution des énergies sur les trajets Aller et Retour 104
3.7. CONCLUSION 104

CHAPITRE 4 – MODELISATION ET COMPARAISON DE TOPOLOGIES D'ACTIONNEURS A ENTRAINEMENT DIRECT 107

4.1. GEOMETRIE D'UN ACTIONNEUR A DEUX ENTREFERS ET DEUX ROTORS 109
4.2. MODELE DE CONVERSION ELECTROMECANIQUE 110
4.2.1. Calcul de l'induction dans l'entrefer 110
4.2.2. Calcul du flux magnétique 112
4.2.3. Calcul du couple de l'actionneur 115
4.2.4. Modélisation du bobinage 115

4.2.5. Modélisation de l'aimant *119*

4.2.6. Conclusion sur le modèle analytique *121*

4.3. PREMIERE APPROCHE D'OPTIMISATION PAR MINIMISATION DU VOLUME 121

4.3.2. Actionneur à deux entrefers et à deux rotors *123*

4.3.3. Actionneur à flux axial à simple entrefer *129*

4.3.4. Actionneur à stator externe *135*

4.3.5. Actionneur à stator interne *141*

4.4. CONCLUSION SUR LE CHOIX DES ACTIONNEURS 147

CHAPITRE 5 – OPTIMISATION DYNAMIQUE D'UN ACTIONNEUR A ENTRAINEMENT DIRECT..... 149

5.1. EVOLUTION DU MODELE DE L'ACTIONNEUR A FLUX AXIAL A DEUX ENTREFERS 151

5.2. DYNAMIQUE DE L'ACTIONNEUR 151

5.2.1. Trajet Aller *152*

5.2.2. Trajet Retour *152*

5.3. SATURATION DU CIRCUIT MAGNETIQUE 153

5.3.1. Comportement de la saturation du matériau magnétique *153*

5.3.2. Influence de la saturation sur l'évolution du couple *154*

5.3.3. Diamètre de l'arbre reliant les deux rotors *154*

5.4. OPTIMISATION DU MODELE ANALYTIQUE 155

5.4.1. Objectif de l'optimisation *155*

5.4.2. Définition des contraintes *155*

5.4.3. Les variables d'optimisation *156*

5.4.4. Trame de résolution de l'optimisation *156*

5.5. RESOLUTION DE L'OPTIMISATION ET VERIFICATION 157

5.5.1. Comportement de l'aimant *158*

5.5.2. Flux magnétique et saturation du circuit magnétique *158*

5.5.3. Évolution du couple sur la course *163*

5.5.4. Évolution dynamique de l'actionneur *163*

5.5.5. Influence du régime saturé sur la dynamique *165*

5.5.6. Évolution des puissances sur les trajets Aller et Retour *167*

5.5.7. Évolution des énergies sur les trajets Aller et Retour *168*

5.5.8. Résultats des performances *169*

5.6. CONCLUSION 169

CHAPITRE 6 – PILOTAGE D'UN ACTIONNEUR A DEBATTEMENT LIMITE SUR UN DISPOSITIF EXPERIMENTAL 171

6.1. MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTALE 173

6.1.1. Description du dispositif *173*

6.1.2. Modélisation numérique du banc *174*

6.1.3. Données expérimentales et modèle numérique *178*

6.1.4. Comparaison des résultats mesurés et simulés *183*

6.2. CONCLUSION 188

CONCLUSION GENERALE 189

LISTE DES PUBLICATIONS 191

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES 193

ANNEXES 199

ANNEXE A – LE MOTEUR A COMBUSTION INTERNE DANS UN CONTEXTE SOCIETAL 201

A.1 Une conscience écologique *201*

A.2 La normalisation des rejets polluants *201*

A.3 Les propositions actuelles des constructeurs *202*

A.4 Les effets de la réglementation sur le renouvellement du parc *204*

ANNEXE B – ANALYSE DYNAMIQUE D'UN VEHICULE ET DE SON MOTEUR 205

B.1 Bilan des efforts résistants à l'avancement d'un véhicule *205*

B.2 Moteur thermique et transmission de puissance *208*

ANNEXE C – ENERGIE MAGNETIQUE ET CONVERSION ELECTROMECANIQUE 217

C.1 Energie magnétique dans un volume élémentaire du système *217*

C.2 Bilan énergétique et conversion électromécanique *218*

ANNEXE D – ETUDE DU COMPORTEMENT DYNAMIQUE DES ACTIONNEURS PAR LA MODELISATION NUMERIQUE 223

D.1 Modélisation du comportement dynamique des actionneurs *223*

D.2 Modélisation des butées *224*

D.3 Application au motoréducteur *225*

D.4 Application à l'actionneur à entraînement direct *227*

Introduction

Cette thèse se situe dans le cadre d'un contrat CIFRE entre le département Énergie de SUPELEC et un équipementier automobile, ELECTRICFIL Automotive. Cette société s'est spécialisée dans la fabrication de composants automobiles tels que les faisceaux d'allumage antiparasite, les bobines d'allumage, les capteurs de position sans contacts, les actionneurs d'injecteur Diesel à haute pression et de produits mécatroniques pour les groupes motopropulseurs de véhicules automobiles.

Ce mémoire présente des travaux de dimensionnement de machines électromécaniques de faible puissance électrique destinées à positionner un obturateur. Ce mécanisme régule l'écoulement d'un flux d'air alimentant la chambre de combustion d'un moteur thermique. Ces actionneurs sont dimensionnés et optimisés sous contraintes du cahier des charges avec l'objectif de minimiser l'énergie électrique consommée.

La boucle d'air est un sous-système d'un moteur à combustion interne. Elle se compose d'un réseau de conduites, de capteurs et d'actionneurs d'obturateurs permettant la régulation du débit et de la composition de l'air admis dans la chambre de combustion. En fonction des informations issues de capteurs, un calculateur pilote les actionneurs de la boucle d'air afin de réguler la pression de suralimentation, la température et la composition de l'air admis avec un objectif de remplir au mieux le cylindre pour optimiser la combustion et diminuer les rejets polluants.

Dans les techniques de dépollutions des moteurs thermiques, il existe deux voies de recherche qui sont de réduire les émissions polluantes à la source de la combustion via par exemple des systèmes de recyclage des gaz d'échappement (appelé *EGR*) et/ou de post-traiter les émissions du moteur au moyen, par exemple, de catalyseurs d'oxydation et de filtres de piégeage, type filtre à particules.

Le moteur diesel moderne consomme moins de carburant et rejette moins de dioxyde de carbone (CO_2) que le moteur à essence, mais les dernières normes européennes tendent à le désavantager en ce qui concerne les émissions de gaz d'oxydes d'azote (NO_x) et de particules. Les normes incitent un intérêt renouvelé pour le moteur à allumage commandé. Pour répondre à ces contraintes d'anti-pollution, il y a un besoin de réguler quantitativement et qualitativement l'air frais et les gaz d'échappement par des mécanismes électromécaniques qui utilisent l'énergie électrique fournie par l'alternateur et la batterie du véhicule pour actionner ces obturateurs de boucle d'air.

D'un point de vue qualitatif, les conditions de fonctionnement de la boucle d'air sont définies par les besoins de motoristes et d'équipementiers d'alimentation air moteur. De manière générale, les performances d'un moteur sont conditionnées par la quantité de masse d'air admise dans

chaque cylindre du moteur : la masse d'air caractérise le couple fourni et le débit massique la puissance du moteur. Une boucle d'air doit donc être la plus perméable pour améliorer ce débit en jouant sur sa température, sa composition entre air frais et *EGR* et les différences de pression.

D'un point de vue quantitatif, l'actionneur électromécanique maîtrise des débits de flux d'air en positionnant un obturateur, comme un volet ou une soupape, dans une conduite. La position de l'obturateur est mesurée et une loi de commande régule la puissance électrique à fournir à l'actionneur suivant la consigne de position comme le montre l'organigramme de la Figure 0-1.

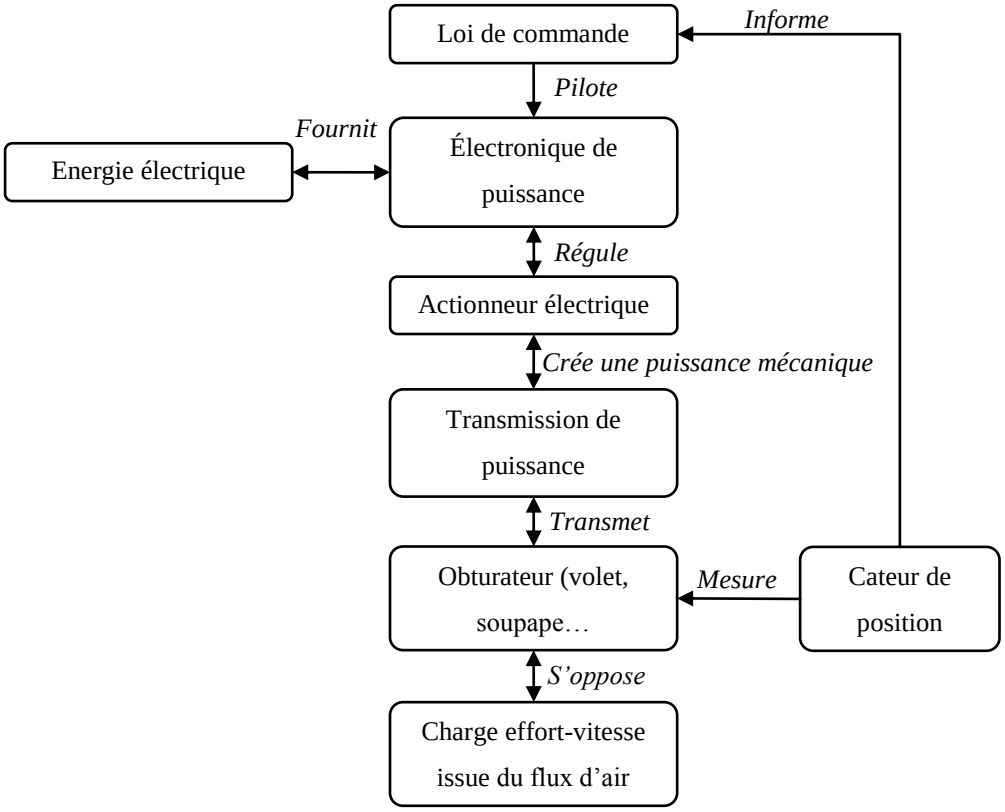


Figure 0-1 : Description d'un actionneur électromécanique

Selon les différentes architectures de circuit d'air de moteur thermique, le nombre d'actionneurs électriques peut varier entre 3 et 8 voire plus suivant le niveau d'équipement, ce qui peut demander une gestion électrique optimisée du composant et de l'ensemble du circuit. La consommation électrique augmentera au fur et à mesure du nombre de machines utilisées. L'alternateur du véhicule devra fournir une puissance électrique nécessaire, et le moteur devra s'adapter en augmentant son régime et sa consommation de carburant pour fournir l'énergie mécanique à l'alternateur.

Suite à un état de l'art de différentes machines électromécaniques utilisées dans l'automobile, plusieurs structures sont recensées. L'utilisation de l'énergie pneumatique avec une pompe mécanique à dépression, un distributeur électropneumatique et un vérin pneumatique est une solution technique présentant une compacité et des performances ne répondant plus au besoin.

Depuis quelques années, des structures électriques existent et s'affinent avec le temps. Deux topologies électriques réalisant des actionnements rotatifs sont devenues majoritaires :

- sur la Figure 0-2, une topologie à entraînement indirect composée d'un moteur à courant continu *MCC* et d'un réducteur à engrenage à denture droite et à axes parallèles afin de réduire la vitesse de rotation du *MCC* et d'augmenter son couple,
- sur la Figure 0-3, une topologie à entraînement direct via un moteur tournant à faible vitesse de rotation et performant en couple. Il est appelé « *moteur couple* ».

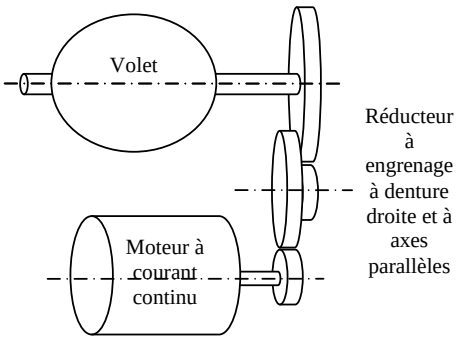


Figure 0-2 : Synoptique du motoréducteur

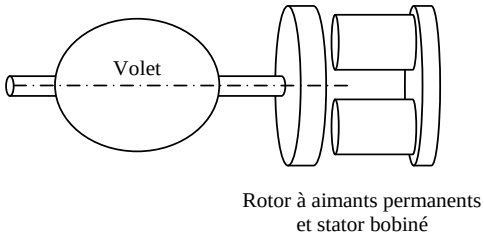


Figure 0-3 : Synoptique de l'actionneur à entraînement direct (ou moteur couple)

Le moteur à courant continu associé à un réducteur et la machine à entraînement direct sont deux structures complémentaires.

Dans un motoréducteur, des effets non linéaires existent apportant des imprécisions sur la position de l'obturateur telles que le jeu entre-dents dans les engrenages lié à la température de fonctionnement et de l'usure des pièces en contact, le jeu et les efforts dans les paliers, et des couples résistants liés aux contacts entre pièces apportant un phénomène de contact collé-glissé (stick-slip).

Dans le moteur couple, le comportement non linéaire du circuit magnétique est lié à la nature de l'hystérésis magnétique du matériau. Dans ce mémoire, ce phénomène sera simplifié à une courbe proche d'une courbe de première aimantation.

N'ayant pas de cahier des charges précis au début de la thèse et d'une topologie d'actionneur à étudier, l'état de l'art situe les travaux de recherches à partir d'actionneurs existants. Au fur et à mesure, des architectures d'actionneurs à entraînement direct ont été étudiées et comparées en termes de consommation de courant et de performance dynamique. Le dimensionnement de ces machines requiert une description de plusieurs modèles physiques tels que :

- le modèle géométrique de la machine tenant compte des dimensions, des surfaces et des masses des pièces (rotor, stator, encoche, volet, axe…),
- le modèle de comportement des aimants, du cuivre et du matériau ferromagnétique sous l'effet de la température,

- le modèle de la conversion électromécanique réalisant la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique,
- la définition de la charge issue d'un modèle de mécanique des fluides et de la forme de l'obturateur,
- et le modèle de convertisseur de puissance et la loi de commande afin de fournir l'énergie électrique nécessaire à la machine pour respecter une consigne de position. La machine électromécanique doit vaincre l'effort de la charge et de la dynamique résultant de la course et du temps de réponse.

Les travaux menés lors de cette thèse ont concerné la conception des deux machines électromécaniques citées précédemment sans tenir compte ni de l'électronique de puissance ni de la loi de commande dans les méthodes de dimensionnement. La présentation de ces travaux est organisée en 6 parties qui sont maintenant présentées ici.

Le Chapitre 1 propose un contexte du monde de l'automobile dans la société, l'influence de la réglementation des normes d'anti-pollution sur le développement des moteurs thermiques. Ce point permet de situer le cadre de ces travaux de thèse dans la thématique de l'amélioration continue des moteurs à combustion interne. Ensuite, d'un point de vue plus technique, deux boucles d'air de moteurs thermiques conventionnels, tels que le moteur à allumage commandé et le moteur à allumage par compression seront décrites par une décomposition systémique. Cela aboutira à la compréhension des contraintes « automobiles » sur la conception d'un actionneur à débattement limité.

En vu de réaliser du positionnement d'obturateur, la première partie du Chapitre 2 recense et cible des topologies d'actionneurs potentielles telles que la machine à courant continu associée à un réducteur, les machines pas à pas, les piézomoteurs et les machines électromagnétiques à entraînement direct. Ces topologies sont comparées en fonction de critères qualitatifs afin de respecter les contraintes exprimées au Chapitre 1. Puis en seconde partie, des méthodes et des outils de dimensionnements de machines électriques seront présentées en vu d'étudier l'optimisation du motoréducteur et des actionneurs à entraînement direct.

Le Chapitre 3 présente un prédimensionnement puis une optimisation d'un motoréducteur. Ce travail intégre la définition du modèle analytique d'une machine à courant continu (*MCC*) à balais à 10 encoches, d'un modèle de réducteur à deux étages de réduction et du modèle dynamique induit par les trajets Aller et Retour de l'obturateur. Le réducteur est détaillé jusqu'à la définition du boîtier réducteur comprenant des engrenages à denture droite à axes parallèles. Ce calcul permet de prendre en compte toutes les masses inertielles des éléments tournants dans le calcul de la dynamique et d'affiner l'optimisation du moteur DC. Ce type d'actionneur optimisé sous contraintes minimise l'énergie électrique consommée sur un cycle Aller et Retour défini par un temps de réponse de 150ms et d'une course demandée de 80°. Le résultat optimisé est vérifié par

une étude magnétostatique et transitoire pour le moteur DC et par une étude mécanique statique pour la vérification des engrenages.

Le Chapitre 4 présente une modélisation analytique d'un actionneur à entraînement direct. À partir de ce modèle, une première étude prédimensionne et compare plusieurs architectures magnétiques en minimisant le volume de l'actionneur pour un couple donné. À partir d'une accélération estimée pour respecter le temps de réponse, l'objectif est de sélectionner une structure géométrique la plus adaptée au cahier des charges et de préparer une optimisation plus complète au Chapitre 5.

Le Chapitre 5 présente une méthode de dimensionnement d'une machine électromagnétique à entraînement direct en tenant compte de l'aspect dynamique sur le cycle Aller-Retour et de la saturation du matériau magnétique. À partir des performances étudiées au Chapitre 4, l'actionneur choisi pour l'application est une structure à flux axial présentant l'avantage d'utiliser un aimant plat. Afin de comparer ce modèle à entrainement direct au motoréducteur, le cahier des charges et les hypothèses de l'optimisation de l'actionneur sont identiques au Chapitre 3

Le Chapitre 6 présente des modèles numériques du comportement dynamique du motoréducteur et de l'actionneur à flux axial en fonction de sollicitations extérieures. Avec un modèle numérique d'une machine choisie, un dispositif expérimental est mis en place. Ce dispositif permet de tester une loi de commande pour étudier le comportement d'un actionneur existant sous un profil de consigne de position et d'une charge à couple constant. Cette approche expérimentale permet de compléter l'actionneur électromécanique d'un asservissement en position pour estimer les performances du système et de proposer des paramètres de conception de cette régulation dans une optimisation globale avec la machine.

Et enfin le manuscrit concluera sur les méthodes de dimensionnement de ces deux topologies actionneurs à débattement limité. Des perspectives d'améliorations seront également proposées pour réaliser une optimisation du système électromécanique.

Chapitre 1 – Boucle d'air de moteur thermique

1.1. CADRE DE LA THESE DANS UN CONTEXTE AUTOMOBILE 19
1.1.1. Les contraintes des normes européennes 19
1.1.2. Contexte des travaux de thèse 20
1.2. LE MOTEUR DIESEL ET SA BOUCLE D'AIR 20
1.2.1. L'air et la boucle d'air 21
1.2.2. Composition organique du circuit d'air 23
1.3. SPECIFICITE DU MOTEUR A ALLUMAGE COMMANDE 27
1.3.1. Principe de fonctionnement 27
1.3.2. Composition organique du circuit d'air 27
1.4. ETUDE TOPOLOGIQUE DES ACTIONNEURS ELECTROMECANIQUES 30
1.4.1. Définition des volets et des soupapes 30
1.4.2. Position de sécurité 31
1.4.3. Topologie d'actionneur 32
1.4.4. Transmission de puissance 33
1.4.5. « Intelligence » de pilotage 33
1.5. PERIMETRE DES TRAVAUX 37
1.6. CONCLUSION 38

Les moteurs à combustion interne d'automobiles sont très bien maîtrisés dans leur conception et leurs technologies ne cessent d'évoluer alors que leur principe mécanique à 4 temps est identique depuis plus d'un siècle. Ces motorisations conventionnelles sont de plus en plus contestées par l'opinion publique française et européenne en termes d'écologie, d'économie et de l'incidence sur le plan social après les hausses successives du prix du carburant ressenties en juillet 2009 et plus récemment en avril 2011. Ces crises ont montré la dépendance énergétique et le coût financier répercuté au porte-monnaie de la plupart des utilisateurs des modes de transport terrestre et aérien. De nouvelles crises réapparaîtront dans l'actualité à mesure que les besoins de transports devront satisfaire les économies industrialisées et celles des pays émergents tels que les « BRICS » (Brésil, Russie, Inde, Chine, Afrique du Sud) puis l'Indonésie et le Mexique. Pour faciliter leur croissance économique, le besoin en énergie de ces pays est bien plus important que ceux des pays industrialisés et leurs gouvernances ne peuvent se passer de ressources énergétiques telles que l'énergie fossile très usitée et aisément accessible. Bien souvent, cette croissance entraîne une corrélation entre leurs besoins de consommations d'énergies et leurs rejets polluants.

Le secteur des transports est un point clé de la croissance d'un pays, mais il est devenu une cible privilégiée des politiques de lutte contre l'effet de serre. Les travaux de recherche sur des moyens de transport plus économes en énergie sont un des axes principaux dans les stratégies politiques et de constructeurs automobiles.

1.1. Cadre de la thèse dans un contexte automobile

1.1.1. Les contraintes des normes européennes

La réduction des rejets polluants des transports est un objectif affiché au niveau européen. Depuis la norme *Euro I*, appliquée en 1993, plusieurs générations de directives se sont succédées en coordination avec les États, les constructeurs automobiles et les pétroliers en tenant compte des progrès technologiques possibles et des stratégies des constructeurs automobiles. L'annexe A présente une disccussion sur les évolutions des normes et l'influence des technologies utilisées.

L'Union Européenne a adopté ces normes anti-pollution de plus en plus sévères visant à réduire les émissions par kilomètre parcouru pour les différents polluants réglementés tel que le monoxyde de carbone (*CO*), les hydrocarbures imbrûlés (*HC*), les oxydes d'azote (NO_x), les particules. Les dernières normes d'émission « *Euro* » applicables en Europe pour les voitures particulières ont été approuvées en juin 2007 par le Parlement Européen comme le cite [EUR-07].

Les émissions de polluants sont mesurées durant un cycle de conduite normalisé de vingt minutes appelé le cycle NEDC (New European Driving Cycle).Les normes *Euro V* (appliquée depuis septembre 2009) et *Euro VI* (en 2014) affectent de manières très différentes les moteurs à Essence et Diesel.

Le Tableau 1-1 récapitule les normes sur les rejets polluants.

Tableau 1-1 : Tableau récapitulatif des normes EURO I en 1993 à EURO VI prévue en 2014.

Moteur thermique Norme européenne mg/km	Diesel Euro 1	 Euro 5	 Euro 6	Essence Euro1	 Euro 5	 Euro 6
Oxydes d'azote (NO_X)	-	180	80	-	60	60
Monoxyde de carbone (CO)	2720	500	500	2720	1000	1000
Hydrocarbures (HC)	-	-	-	-	100	100
HC + NO_X	970	230	170	-	-	-
Particules (PM)	140	5	5	-	5*	5*
Hydrocarbures non méthanique (HCNM)	-	-	-	-	68	68

**Si fonctionnement du moteur en mode stratifié, ou régime « pauvre »*

1.1.2. Contexte des travaux de thèse

Les quelques pages présentées en Annexe A ont pour but de situer le cadre de la thèse dans un contexte général de l'automobile. Le rapport de l'*ADEME* de décembre 2009 sur les véhicules particuliers et sur les carburants à l'horizon 2050 précise quelques voies de recherche concernant l'évolution du groupe motopropulseur récapitulées dans le Tableau 1-2 :

Tableau 1-2 : Évolutions futures envisagées des véhicules

Famille thématiques	Thématiques jugées hautement prioritaires
Groupe motopropulseur	- La combustion homogène en diesel et stratifiée en essence - Les technologies pour le downsizing - Les hybrides et les groupes motopropulseurs dédiés - L'électronique de puissance pour le couplage batteries-moteur - Le développement de véhicules électriques - Recherches sur les piles à combustibles

Les travaux présentés sont considérés comme une « brique » d'amélioration continue de ces moteurs conventionnels afin de les rendre de plus en plus économes en carburant et de palier à un manque de solutions techniques sur le stockage de l'énergie électrique. Ces travaux peuvent s'inclure dans les technologies visant la diminution de cylindrée de moteur thermique à puissance équivalente, dite de « downsizing ». Durant les années à venir, les véhicules seront de plus en plus équipés d'une propulsion hybride liant les avantages de l'autonomie du moteur à combustion interne et de l'utilisation urbaine du moteur électrique. L'automobile à moteur thermique a de beaux jours devant elle avant d'être définitivement remplacée par une propulsion entièrement électrique.

1.2. Le moteur Diesel et sa boucle d'air

Les moteurs traditionnels considérés dans ce mémoire sont les moteurs à injection à allumage commandé (*Essence*) et à allumage par compression (*Diesel*). Depuis les années 1920, ces

moteurs n'ont pas réellement changé au niveau de leur principe de fonctionnement composé d'un système bielle/manivelle, d'un jeu de pistons chemisés et d'une distribution à soupapes réalisant ainsi le cycle thermodynamique à 4 temps décrit par les phases d'admission de l'air, de compression, de détente et de refoulement des gaz brûlés. Cependant, c'est une succession d'innovations au cours du 20ème siècle qui a donné autant d'évolutions aux moteurs traditionnels sans commune mesure avec les pionniers des moteurs à combustion interne de Beau de Rochas et de Rudolf Diesel comme expliqué dans [LAL-07].

Les progrès technologiques des dix dernières années ont conduit à des moteurs plus propres, économes et moins bruyants en utilisant des techniques comme celle du downsizing par la diminution de cylindrée à puissance égale du moteur et en l'associant au turbocompresseur ; des systèmes d'injection directe ; des techniques de combustion destinées à améliorer le mélange air/gazole puis une dépollution par des post-traitements des rejets de NO_x et de particules.

Pour tous ces moteurs à combustion interne, il est nécessaire d'allier un comburant, un carburant à l'état liquide vaporisé et un principe de mise à feu.

1.2.1. L'air et la boucle d'air

Le carburant utilisé est un produit pétrolier dit lourd et la méthode d'allumage se fait par compression et surélévation de la température du mélange air /gazole.

Par son mouvement, le piston aspire l'air dont il a besoin pour remplir son cylindre puis le comprime dans la chambre de combustion. Suivant le type d'injection, le carburant peut être vaporisé plusieurs fois par cycle comme le montre la Figure 1-1. Une première injection prépare un pré-mélange air/carburant le plus homogène possible pour diminuer les bruits de combustion, la seconde injection, la principale, entraîne l'inflammation spontanée du mélange sous les effets de la température et de la pression, et enfin une troisième injection permet de traiter les gaz d'échappement. La quantité de carburant conditionne le régime du moteur.

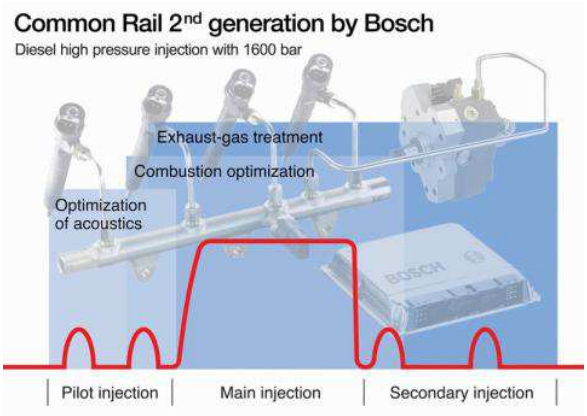


Figure 1-1 : Principe du cycle d'injection source « Auto-innovations »

Le rapport stœchiométrique définit le rapport de la combustion d'un gramme de carburant pour

14,6 grammes d'air. Ce moteur fonctionne avec un rapport air/carburant réel supérieur à la proportion stœchiométrique, ce qu'on appelle un fonctionnement en mélange pauvre ou en excès d'air. Selon [GUI-05], la richesse du mélange λ s'exprime en fonction du rapport de la masse d'air M_{air} sur la masse de carburant M_{car} durant le cycle de combustion réel par rapport à la proportion stœchiométrique :

$$\lambda = \frac{\left(M_{air}/M_{car}\right)_{réel}}{\left(M_{air}/M_{car}\right)_{stoe}} \tag{1.1}$$

L'inconvénient d'un excès d'air (le rapport λ supérieur à 1) et d'un carburant non volatile comme le gazole est l'obtention d'un mélange gazeux non homogène. Les gouttelettes de carburant non brûlé par l'explosion se transforment en particules carbonées et l'air en excès d'oxygène non consommé forme des rejets d'oxyde d'azote NO_x. Afin de diminuer ces rejets polluants, les véhicules embarquent à bord une ligne d'échappement couteuse en système de dépollutions telles que des catalyseurs chimiques et de filtres à particules, présentés au §1.2.2.e. L'objectif serait d'obtenir une très bonne homogénéité du mélange gazole/air sans formation de gouttelettes avec l'adjonction de gaz propre pour diminuer l'oxyde d'azote.

L'avantage du moteur Diesel est qu'il consomme moins de carburant et rejette moins de CO_2 à partir d'un meilleur rendement thermodynamique qui est le rapport entre la puissance obtenue par le cycle thermodynamique de Carnot à la puissance chimique contenue dans le carburant. Ce rendement est également lié au taux de compression qui est le rapport du volume d'air aspiré au volume comprimé dans la chambre de combustion. Ce taux est de l'ordre de 19 à 22 pour le moteur Diesel et est plus faible (de l'ordre de 9 à 12) pour un moteur à allumage commandé.

La Figure 1-2 montre un exemple de circuit d'air d'un moteur à allumage par compression.

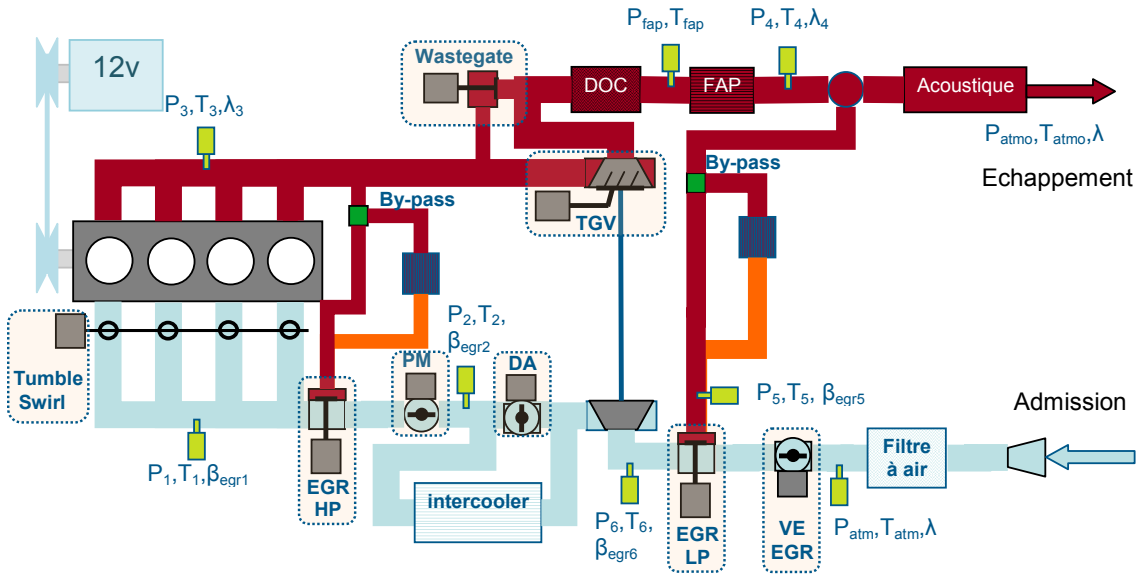


Figure 1-2 : Schéma du circuit d'air d'un moteur à allumage par compression [WAN-07]

Cette décrit un moteur à 4 cylindres avec les composants de la boucle d'air pour respecter les

normes européennes *Euro IV*. Ces multiples composants et sous-systèmes sont décrits dans chaque paragraphe suivant.

1.2.2. Composition organique du circuit d'air

1.2.2.a. Volet de charge ou étouffoir et les systèmes à recyclage d'échappement

La combustion en mélange pauvre est une source de création d'oxyde d'azote NO_x due à l'excès d'oxygène non consommé et oxydé par la température de combustion. Le taux d'oxygène admis dans la chambre de combustion est diminué par l'introduction d'une quantité de gaz d'échappement recyclé *EGR*. La chambre se retrouve appauvrie en oxygène et abaisse ainsi la température de combustion pour retarder et diminuer la formation de NO_x.

Le volet étouffoir, appelé *VE EGR* sur la Figure 1-2 aide à l'efficacité du recyclage de gaz d'échappement. Il est normalement ouvert et se trouve en amont de la vanne *EGR*. Ce mécanisme, présenté sur la Figure 1-3, permet d'étouffer le débit d'air frais afin d'améliorer le taux de recyclage d'*EGR*.

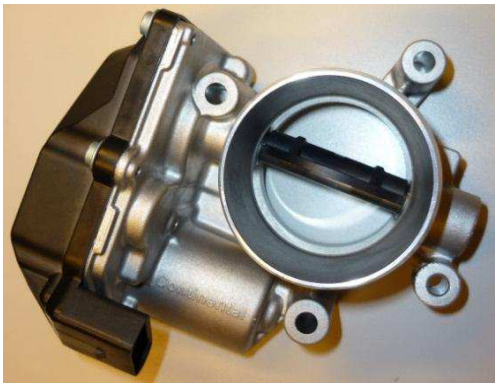


Figure 1-3 : Motoréducteur de volet étouffoir pour moteur diesel, Continental

Il existe trois types de recyclage de gaz d'échappement :

- par la vanne Haute Pression, appelé *EGR HP* sur Figure 1-2. La Figure 1-4 présente un actionneur de soupape qui recycle des gaz *EGR* (chaud et haute pression) depuis le collecteur d'échappement avant la turbine du turbocompresseur vers le répartiteur d'admission.

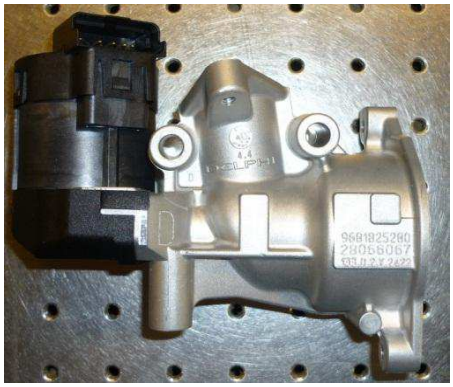


Figure 1-4 : Soupape EGR HP pilotée par un moteur couple avec une transmission par came, Delphi

- par la vanne Basse Pression appelé *EGR BP* sur Figure 1-2. Il recycle des gaz EGR chauds après le filtre à particules pour obtenir un gaz ne contenant quasiment propre. Ces gaz sont réinjectés en amont du compresseur et peuvent être refroidis par l'échangeur air/air du turbo-compresseur. Cette boucle n'est pas encore généralisée car le filtre à particules est un récent système.
- par de l'*EGR* interne lié à la cinématique des soupapes d'admission et d'échappement du moteur. Suivant le moment de leurs ouvertures, les gaz après combustion sont plus ou moins chassés de la chambre de combustion.

Il faut maîtriser un compromis entre la quantité d'air frais et d'*EGR* pour minimiser les émissions de ces deux polluants. En effet, augmenter le taux de recyclage d'*EGR* permet de diminuer les NO_x mais peut affecter la qualité de la combustion avec une augmentation de rejets de particules. Si l'on rajoute plus d'air frais, les rejets d'oxyde d'azote NO_x sont augmentés, mais la combustion est meilleure. La stratégie de l'actionneur influe sur la qualité de la combustion.

1.2.2.b. Système à effet tourbillonnaire *Swirl* et *Tumble*

La technique du *swirl* et du *tumble*, présentée sur la Figure 1-5, a pour but d'améliorer l'homogénéisation du mélange entre le carburant et l'air admis.

Le *swirl*, qui s'utilise de manière générale sur les moteurs Diesel, fait tourbillonner l'air suivant l'axe du cylindre. Concernant le *tumble*, l'air tourbillonne suivant un axe perpendiculaire à l'axe du cylindre. Cet effet tourbillonnaire se crée en s'aidant de la géométrie des parois, et d'un volet utilisant un actionneur pneumatique comme le montre la Figure 1-5.

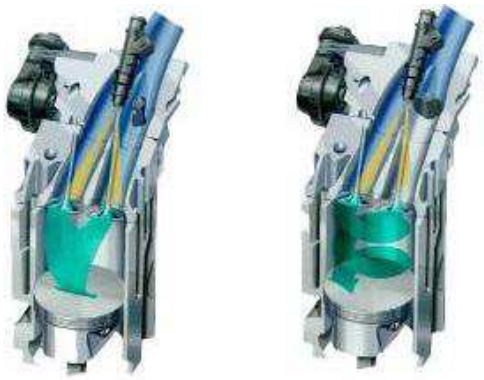


Figure 1-5 : Techniques du tumble et du swirl Moteur Opel Twinport, source « Auto-innovations »

1.2.2.c. La suralimentation d'air

La suralimentation met sous pression le remplissage d'air des chambres du moteur. Selon [GRA-91] et [PAR-01], les principes de suralimentation disponibles sont soit, la suralimentation naturelle en utilisant les ondes de pression, soit le turbocompresseur à géométrie fixe ou variable et enfin le compresseur entrainé par courroie.

Le turbocompresseur à géométrie fixe, présenté en éclaté sur la Figure 1-6, utilise l'énergie cinétique des gaz d'échappement. Il se compose d'un ensemble d'une volute et d'une turbine à aubes puis d'un autre ensemble à volute et d'un compresseur à aubes. Le compresseur et la turbine sont fixés à chaque extrémité d'un arbre tournant sur un palier central. Les deux volutes, fixées au bâti, canalisent et accélèrent le flux de gaz. Les aubes de la turbine transforment ainsi une partie de l'énergie cinétique des gaz en énergie mécanique et transmettent le mouvement au compresseur qui comprime l'air d'admission.

Figure 1-6 : Turbine et compresseur à aubes d'un turbocompresseur

La turbine peut être éventuellement supprimée et l'entraînement du compresseur se fait soit par une courroie, soit par un moteur électrique. L'entraînement par courroie contraint à localiser le compresseur près d'une poulie d'entraînement du vilebrequin ou de l'arbre à cames et son fonctionnement est dépendant du régime moteur. Le compresseur à entraînement électrique favorise son intégration ainsi que son indépendance sur la plage de fonctionnement du moteur.

Le turbocompresseur à géométrie variable *TGV*, présenté sur la Figure 1-7, est une association d'un turbocompresseur à géométrie fixe et d'un mécanisme à ailettes orientables situé autour de la turbine. Suivant l'inclinaison des ailettes, l'angle d'attaque du flux des gaz sur les aubes est modifié et permet d'obtenir une plus grande plage d'utilisation du turbocompresseur suivant le régime du moteur thermique.

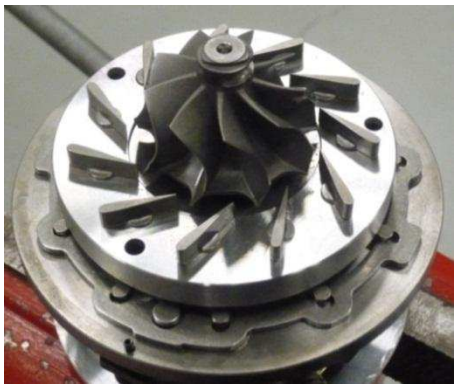


Figure 1-7 : Position des ailettes par rapport à la turbine à aubes d'un TGV

1.2.2.d. Régulation de la pression de suralimentation

Dans le cas d'un turbo à géométrie fixe, une soupape de surpression, communément appelé « *Wastegate* », permet de réguler la vitesse de rotation de la turbine. La soupape se trouve du côté de l'échappement et est commandée par un actionneur pneumatique, comme présenté sur la Figure 1-8. En fonction de la pression mesurée à l'admission, (en générale une pression est de 2,5 bars absolus), la soupape ouvre un canal dans la volute et dérive le flux des gaz à la ligne d'échappement ; la turbine est alors court-circuité. La vitesse de l'ensemble axe-turbine-compresseur diminue. En cas de défaillance, la soupape est ouverte.

Figure 1-8 : Soupape de régulation de pression et son actionneur pneumatique

Pour le *TGV*, suivant l'inclinaison des ailettes, le flux d'air n'attaque pas efficacement la turbine pour la faire tourner, la vitesse du compresseur diminue.

1.2.2.e. Catalyseur d'oxydation et filtre à particules

Le catalyseur d'oxydation diesel *DOC* permet un abaissement des rejets de monoxyde de carbone *CO* et les hydrocarbures imbrûlés *HC*. Un filtre à particule *FAP* est couplé au catalyseur d'oxydation pour récolter les particules rejetées par la combustion et pour les brûler lorsque que le filtre se régénère. Pour améliorer la réduction des rejets de NO_x, il existe des méthodes de post-traitement telles que le catalyseur $DeNO_x$ ou la technologie *SCR* (Selective Catalytic Reduction) qui nécessite l'ajout d'un additif à base d'urée (eau+ammoniac). La Figure 1-9 présente ces technologies, qui mises bout à bout deviennent couteuses et sont limitées à quelques véhicules. On les observe souvent sur le marché américain.

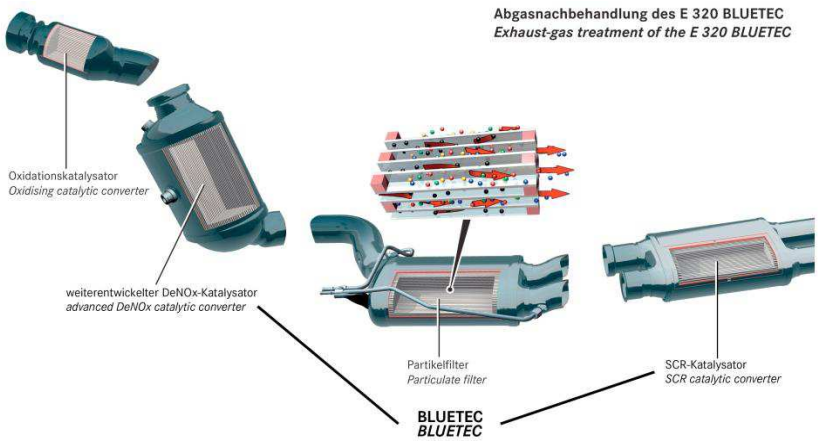


Figure 1-9 : Exemple d'une ligne de post-traitement des gaz d'échappement de la Mercedes E320 Bluetec, source « Auto-innovations »

1.3. Spécificité du moteur à allumage commandé

1.3.1. Principe de fonctionnement

Le carburant utilisé est un produit pétrolier volatile comme l'essence sans plomb, le gaz naturel *GNV* ou le gaz de pétrole liquéfié *GPL*. La combustion stœchiométrique d'un gramme d'essence nécessite environ 14,8 grammes d'air. Si le rapport stœchiométrique air/essence est inférieur à 14,8:1, le mélange est dit "riche", les émissions de *CO* et d'imbrûlés sont accrues.

A l'inverse, si le rapport air/essence est supérieur à 14,8:1, le mélange est dit "pauvre". Le mélange air/essence ne peut pas s'enflammer si le rapport de la richesse carburant/air au niveau de l'étincelle est inférieur à 0,63.

D'après [DEM-94], les performances du moteur sont conditionnées par la quantité d'air admise dans les chambres de combustion. L'allumage se fait par l'étincelle d'une bougie qui est commandé suivant la position du piston dans la chambre de combustion.

1.3.2. Composition organique du circuit d'air

1.3.2.a. Le boitier papillon ou le volet des gaz

Le conducteur régule le régime moteur en actionnant la position du volet du boitier papillon. Il est normalement fermé, comme présenté sur la Figure 1-10.

Figure 1-10 : Papillon motorisé Siemens VDO

1.3.2.b. Soupapes de surpression liées au compresseur

Avec l'utilisation du papillon motorisé normalement fermé, une soupape de surpression appelée *dump valve*, se trouve du côté de l'admission du compresseur. Elle a pour fonction de court-circuiter le compresseur lorsque le conducteur change les rapports et évite ainsi une phase de surpression sur les aubes du compresseur lorsque le volet de papillon est quasiment fermé. La Figure 1-11 présente cette soupape. Elle dérive l'air comprimé et accumulé dans la volute du compresseur en direction de l'air ambiant ou de l'admission d'air.

Figure 1-11 : Soupape de surpression située dans la volute du compresseur

1.3.2.c. Système de variation d'ouverture de soupapes

Il existe deux systèmes pour améliorer le remplissage des cylindres et la quantité du taux d'*EGR* interne. Le système de variation de calage en tête d'arbre à cames, appelé *VVT* pour *Variable Valve Timing*, est réalisé par un système électrohydraulique comme le montre la Figure 1-12. Ce système varie dans le temps la position angulaire de l'arbre à cames par rapport à la position du vilebrequin, la soupape s'ouvre plus tôt ou plus tard que la position nominale.

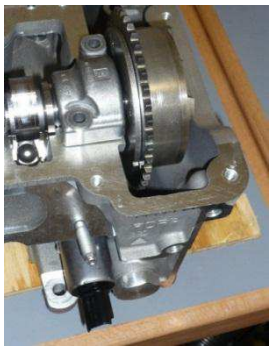


Figure 1-12 : Dispositif électrohydraulique de déphaseur d'arbre à came

La Figure 1-13 présente un mécanisme associant le principe du *VVT* avec la possibilité d'augmenter ou de diminuer la course de la soupape. Le mécanisme s'appelle la levée variable des soupapes *VVL* pour *Variable Valve Lift* et optimise le remplissage du cylindre en jouant sur la section de passage à la soupape pour le flux de gaz. L'exemple du moteur *Prince EP6* issu de *BMW-PSA* apporte une diminution significative de la consommation du carburant et des émissions polluantes.

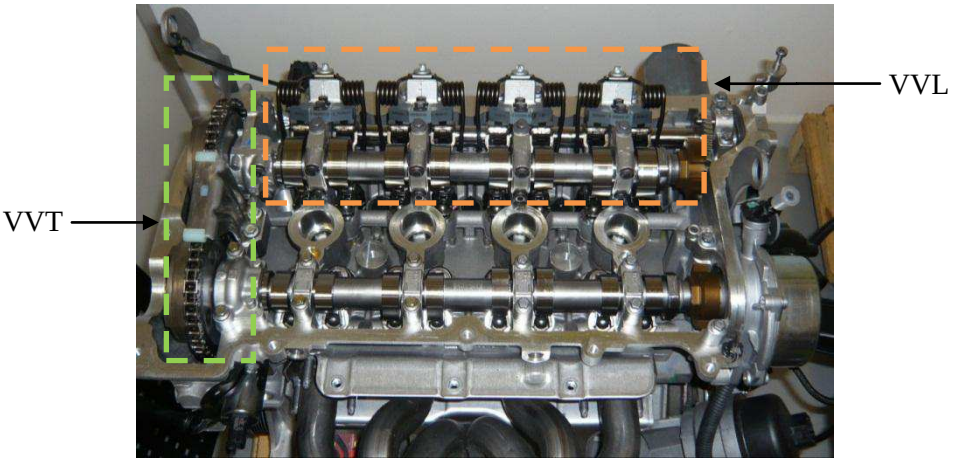


Figure 1-13 : Moteur Prince BMW-PSA avec la gestion d'ouverture de soupapes à l'admission VVL.

Les soupapes électromécaniques reprennent le principe du système *VVL* et *VVT* pour déplacer les soupapes sans arbre à cames. L'avantage de ce principe d'actionnement est de supprimer les pertes de frottements entre la tête de soupape et la came et d'un pilotage individuel de la soupape. Ce système n'est toujours pas disponible sur les voitures de série.

1.3.2.d. Catalyseur d'oxydation trois voies

Le catalyseur d'oxydation *OC* à trois voies traite les trois rejets de *CO*, *HC* et NO_x. La Figure 1-14 présente l'efficacité du catalyseur suivant la richesse du mélange. En mélange pauvre, le catalyseur est moins perméable aux NO_x, ce qui incite à recycler plus de gaz d'échappement par de l'*EGR* interne ou par la présence d'une vanne *EGR*.

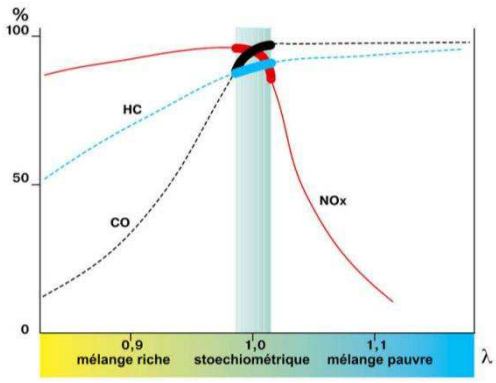


Figure 1-14 : Efficacité de la transformation catalytique des trois rejets polluants « source NTK »

Pour conclure, l'avantage de ce principe de l'allumage commandé est un meilleur mélange dû à la volatilité du carburant et un dosage de la quantité d'air lié à la quantité de carburant. Ses inconvénients sont d'une part un taux de compression limité par l'auto-inflammation du mélange ce qui donne un rendement plus faible et d'autre part un rejet de CO_2 par gramme de carburant plus élevé que pour le moteur diesel.

1.4. Etude topologique des actionneurs électromécaniques

Ce paragraphe détaille la constitution des actionneurs utilisés sur la boucle d'air des moteurs thermiques présentés aux paragraphes § 1.2 et 1.3. Il s'agit essentiellement de boîtier papillon, de vanne *EGR* et d'autres applications intéressantes telle que présentées par l'état de l'art de [ILE-06] sur les actionneurs dans l'automobile. De nos jours, l'actionneur électromécanique devient prépondérant dans l'automobile. Il a pour but de transformer une énergie électrique en énergie mécanique pour mouvoir une pièce mobile. Dans l'exemple d'un actionneur de boîtier papillon, il se décompose par :

- une géométrie du volet qui agit sur le flux d'air et qui traduit le couple résistant,
- une mise en position de sécurité en cas de défaillance de l'actionneur,
- une conversion d'énergie de l'électrique en mécanique,
- une transmission de l'énergie mécanique à l'obturateur,
- une « intelligence de pilotage » pour maîtriser la position du volet à partir d'une mesure de sa position.

1.4.1. Définition des volets et des soupapes

La forme et la cinématique de l'obturateur conditionnent l'encombrement et le couple que doit fournir l'actionneur. Différentes géométries de vannes existent [SER-00] pour minimiser les efforts dus à l'écoulement de liquide ou de gaz. La Figure 1-15 présente un volet papillon centré soumis aux efforts de nature hydrostatique, hydrodynamique, de frottements aux paliers et de frottements sur les portées d'étanchéités lors de la fermeture. Les efforts d'écoulement provoquent un couple hydrodynamique sur le volet qui a tendance à le fermer.

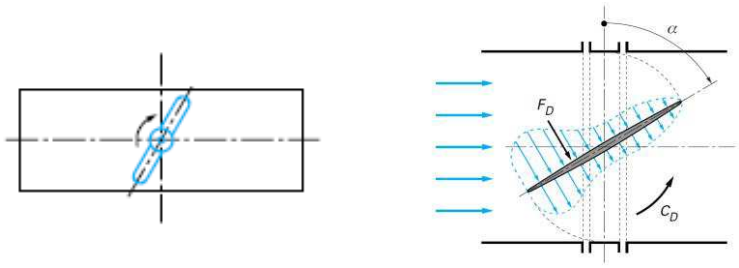


Figure 1-15 : Schéma d'un volet papillon centré et les efforts hydrodynamiques [SER-00]

Dans l'exemple d'une soupape équilibrée telle que présentée sur la suivante Figure 1-16, l'effort de l'actionneur s'équilibre à l'effort résultant par une différence de pression entre la pression d'échappement $P_{échap}$ et la pression d'admission P_{adm} qui s'appliquent sur une différence de surface S_1 et S_2 à la soupape, tel que :

$$\left(P_{echap} - P_{adm}\right) \cdot \left(S_2 - S_1\right) = F_{act} \tag{1.2}$$

L'effort résistant de l'actionneur est une force de pression différentielle s'appliquant sur une

différence de surface.

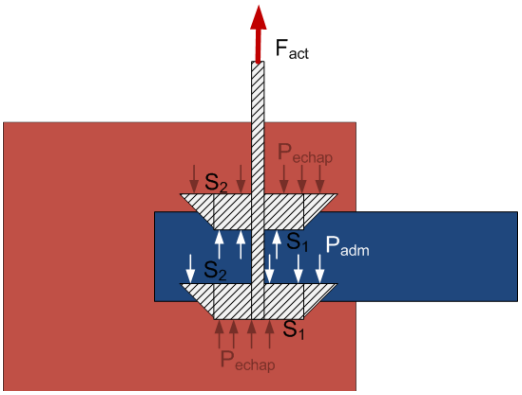


Figure 1-16 : Schéma d'un obturateur à soupape équilibrée

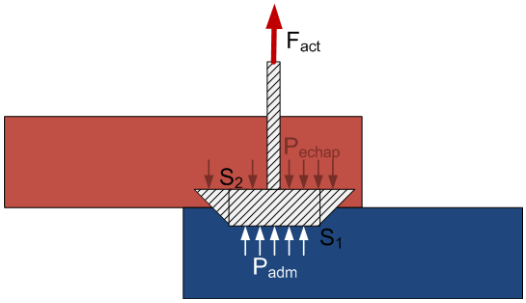


Figure 1-17 : Schéma d'un obturateur à soupape non équilibrée

La Figure 1-17 présente une soupape non équilibrée. Le bilan des forces s'écrit :

$$P_{echap} \cdot S_1 - P_{adm} \cdot S_2 = F_{act} \tag{1.3}$$

Cette soupape présente l'avantage d'avoir une position de sécurité naturellement fermée. Il y a un compromis entre le choix de minimiser l'effort résistant ou au contraire de l'utiliser pour une fonction de sécurité.

1.4.2. Position de sécurité

La majorité des mécanismes utilise un ressort de rappel pour ramener la pièce mobile en position de repos ou de sécurité. Dans le cas d'un papillon motorisé, il y a deux ressorts de rappel, car le volet possède une position de repos entrouverte pour maintenir le régime de ralenti du moteur à allumage commandé. Comme présenté sur la Figure 1-18, le couple entre A et B s'oppose à l'ouverture et le couple entre C et B s'oppose à la fermeture. L'effort du ressort s'exprime en fonction d'un couple initial C_0 et d'un coefficient de raideur K_s. Le couple du ressort dépend ensuite de la position du volet et s'écrit donc :

$$C_{ressort} = K_S \cdot \theta_v + C_0 \tag{1.4}$$

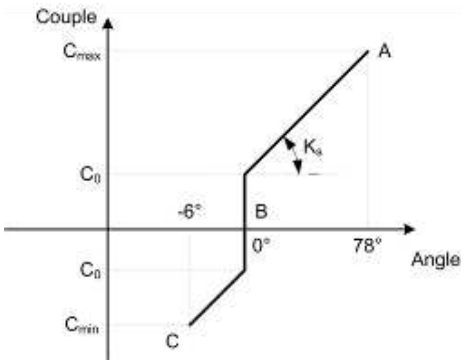


Figure 1-18 : Évolution du couple du ressort en fonction de l'angle du volet

1.4.3. Topologie d'actionneur

Le véhicule possède un réseau de bord électrique d'une tension nominale de 13,4V délivrée par une batterie au plomb associée à un alternateur. La tension peut varier de 9 à 16V. Il est imposé un fonctionnement normal de certains composants du moteur thermique à la valeur minimale de la tension égale à 9V.

Par ailleurs, la température ambiante sous le capot moteur peut être celle de l'air extérieur, mais devient plus élevée lorsque le moteur est à sa température de fonctionnement. Ainsi, l'actionneur doit pouvoir assurer sa fonction entre -40°C et 130°C.

1.4.3.a. Les actionneurs à entraînement direct

Dans les topologies électromagnétiques il existe deux architectures magnétiques :

- les actionneurs à flux radial, le flux magnétique est radial par rapport au rotor comme le montre le schéma de la Figure 1-19,
- les actionneurs à flux axial, le flux magnétique est axial par rapport à l'axe du rotor, comme présenté sur la Figure 1-20.

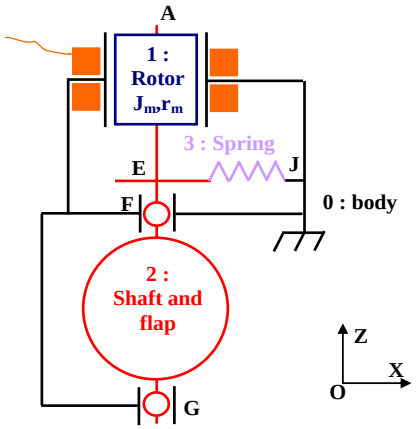


Figure 1-19 : Graphe cinématique d'un actionneur à flux radial

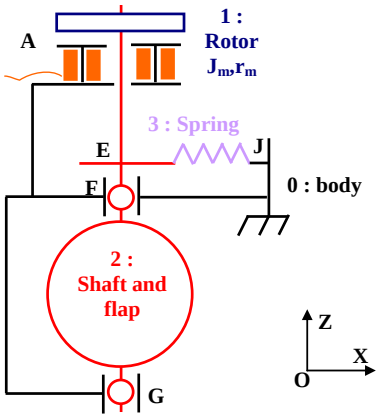


Figure 1-20 : Graphe cinématique d'un actionneur à flux axial

1.4.3.b. Les moteurs à courant continu

La machine à courant continu *MCC* à balais mécanique est largement utilisé dans l'automobile, le modélisme, les imprimantes, l'outillage à main sans fil, etc. Cette structure est bien adaptée pour la production en grande série pour des applications à basse tension continue. Généralement, la *MCC* est directement associé à une transmission de puissance par engrenage. Des moteurs conçus pour des vannes *EGR*, des papillons motorisés et d'autres applications sont montrés sur la Figure 1-21.

Figure 1-21 : Divers moteurs à courant continu à balais mécanique

1.4.3.c. Les actionneurs électropneumatique

Les actionneurs de type électropneumatique utilisent l'énergie pneumatique issue d'une pompe à vide ou parfois du vide contenu dans le plénum d'admission pour les moteurs thermique atmosphérique. Chaque actionneur pneumatique possède un distributeur électropneumatique qui régule la pression d'alimentation. La pression varie de la pression maximale du vide fournie par la pompe jusqu'à la pression atmosphérique pour la position de repos ou de sécurité. Comme il a été présenté en Figure 1-8, l'actionneur est composé d'un diaphragme en élastomère, du ressort de rappel et d'une tige de commande.

1.4.4. Transmission de puissance

La transmission de puissance est un dispositif intermédiaire qui transmet le mouvement entre un organe qui le crée et un organe récepteur. Il existe :

- des transmissions par engrenages à denture droite associé à la MCC,
- une transmission par came ou levier lorsque l'actionneur est rotatif pour créer un mouvement linéaire ou inversement.

1.4.5. « Intelligence » de pilotage

1.4.5.a. Les capteurs de position

Pour assurer le bon fonctionnement du moteur thermique par rapport à la demande du conducteur, la position de l'obturateur doit être mesurée pour informer un calculateur. Les technologies de capteurs les plus couramment utilisées sont :

- soit par contact à micro-balais en utilisant un montage potentiométrique. Ce principe est souvent utilisé lorsqu'il y a une double mesure de la position. Pour le boîtier papillon, la recopie de la position permet d'assurer une sureté de fonctionnement.
- soit sans contact par effet Hall ou magnétorésistive avec une cible aimantée sur la partie mobile. Il s'agit d'une technologie usuelle pour fournir une seule mesure de la position.

1.4.5.b. L'électronique de puissance

La puissance électrique est transmise par l'utilisation d'un pont en H à l'actionneur. Ce principe apporte une réversibilité de mouvement de la partie mobile.

La Figure 1-22, issue de [DEM-94] présente un pont en H avec deux paires de transistors tels que la paire T_1 et T_4 puis la paire T_2 et T_3. Ils sont commutés en même temps et de manière opposée par deux contrôleurs à transistors. Pour obtenir le sens de courant voulu sur la Figure 1-22, la commande est à la fermeture pour T_1 et T_4, et à l'ouverture pour T_2 et T_3.

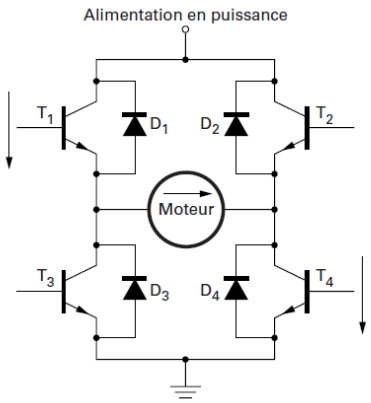


Figure 1-22 : Pont en H pilotant une MCC dans les deux sens de rotation

Sur la Figure 1-23, le principe de commande ci-dessus, issu de [DEM-94], utilise la réversibilité en utilisant l'effort de rappel du ressort. La commande pilote le transistor dans un sens. Il s'utilise pour un solénoïde de type tout ou rien ou pour un actionneur proportionnel si la tension est régulée. Du point de vue statique, la valeur de la position θ permet de connaître le courant I en fonction de la constante de couple K_t de l'actionneur, avec un rapport de réduction N dans le cas d'un motoréducteur, et de l'effort de rappel du ressort :

$$I(\theta) = \frac{K_s}{K_t \cdot N} \cdot \theta + \frac{C_0}{K_t \cdot N} \tag{1.5}$$

Ce principe permet de faire l'économie de composants en électronique de puissance.

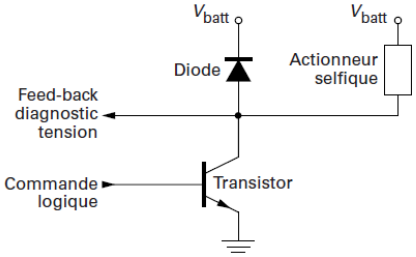


Figure 1-23 : Principe de pilotage pour un sens de rotation

Le signal de commande au transistor est un signal à modulation de largeur d'impulsion *MLI*. La variation de ce rapport cyclique permet de moduler l'ouverture de l'obturateur. La fréquence de hachage est d'environ 1 à 2 kHz, généralement choisie pour des critères acoustiques.

La Figure 1-24 montre l'exemple d'une mesure (voie 1) de la tension d'alimentation aux bornes d'un actionneur de volet de gaz d'un moteur à essence *TU3JP* de Peugeot 207. La tension *MLI* est de 57% à la fréquence fixe de 1kHz et à une tension de 13,4V environ. L'évolution de la voie 3 présente la tension mesurée aux bornes d'un capteur de position.

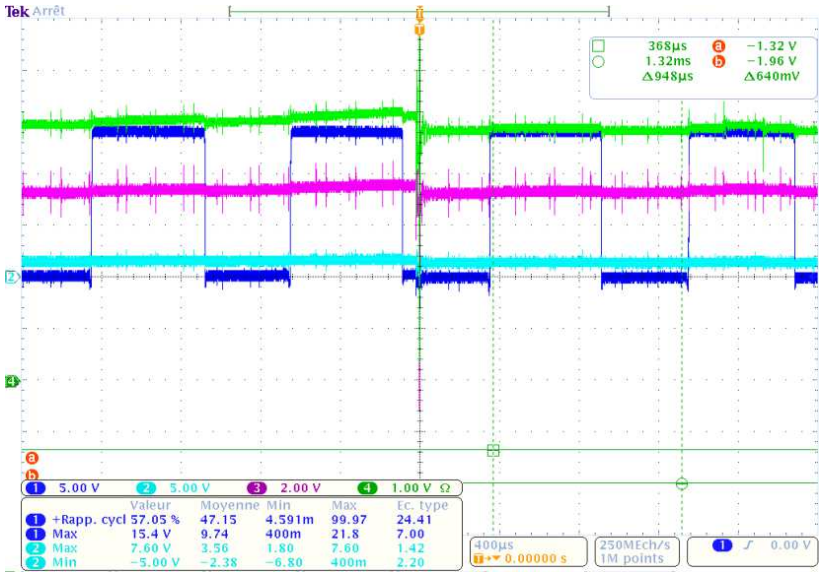


Figure 1-24 : Mesure d'une alimentation MLI sur un moteur TU d'une peugeot 207.

1.4.5.c. Régulation de la position

Les travaux de [OZG-01], [BOS-00] et [ROS-00] utilisent une régulation à temps discret type DTSM (Discrete time sliding mode) afin d'obtenir une commande robuste indépendante des non linéarités du mécanisme.

L'influence de la régulation dans le comportement de l'actionneur doit être étudiée d'un point de vue système. Les performances attendues du système sont :

- un temps de réponse inférieur à 150 ms sur la course de 0 à 80° pour un volet
- un dépassement de consigne de 5% sur la position de référence de l'obturateur,
- un courant maximal admissible par la machine limité à 10 A.

1.4.5.d. Stratégie de pilotage

Dans l'exemple d'une vanne *EGR*, les conditions de fonctionnement dépendent de la température de l'eau de refroidissement du moteur, de la pression atmosphérique, du régime moteur et de la position de la pédale d'accélérateur. Le calculateur, gérant le fonctionnement du moteur thermique, utilise une mesure de la position de l'obturateur et la stratégie de pilotage décide à quel moment le volet ou la soupape nécessite ou non un déplacement selon le besoin du moteur thermique.

Dans le cadre de travaux sur une boucle d'air, une partie du travail était d'estimer le besoin en air frais et le taux d'*EGR* d'un moteur sous l'influence du cycle de roulage normalisé européen (*NEDC)*. À partir des efforts résistants à l'avancement du véhicule, une méthode analytique est présentée et détaillée en Annexe B. Le souhait est d'exprimer le besoin de couple du moteur thermique en fonction du profil de vitesse du véhicule.

L'objectif final est de déterminer le besoin en air frais ou d'*EGR* pour établir un profil de position de consigne d'un papillon motorisé étouffoir ou d'une vanne *EGR*. Également, on pourrait estimer la consommation énergétique de l'actionneur et de l'ensemble de la boucle d'air du moteur Diesel. Pour déterminer la quantité d'air en fonction du cycle de roulage, la modélisation analytique a été confrontée à trois points bloquants :

- d'une part, la préparation d'une loi de commande pour choisir le bon couple moteur et du choix du rapport de la boîte de vitesse afin de respecter le cycle de roulage,
- d'autre part, le manque d'information de la consommation de carburant du moteur,
- et pour finir les conditions de fonctionnement des composants d'une boucle d'air. Les travaux de [WAN-07] proposent un modèle analytique de régulation d'un moteur à deux boucles d'*EGR HP* et *BP* avec les débits d'air dans chaque section.

1.4.5.e. Intégration du pilotage

La Figure 1-25 présente un calculateur d'un moteur thermique et l'intégration de l'électronique de puissance. Suivant le régime du moteur et la demande du conducteur, il gère la puissance électrique à fournir aux actionneurs pour déplacer leurs obturateurs.

Figure 1-25 : Calculateur de gestion moteur Bosch EDC15 pour une application moteur 2.0HDI 90ch

La Figure 1-26 présente un système global composé d'un motoréducteur, de l'électronique de puissance et du système d'asservissement. Il est appelé communément servomoteur.

L'avantage est d'obtenir un système entièrement optimisé au lieu de réaliser une optimisation par composant. L'inconvénient est le coût supplémentaire de cette technologie pour le constructeur, qui peut être éventuellement un frein si cela n'induit pas une réduction de CO_2.

Figure 1-26 : Servomoteur Siemens VDO avec son électronique intégrée

1.5. Périmètre des travaux

Les paragraphes précédents ont démontré que la boucle d'air d'un moteur thermique est riche en composants. Dans la suite de ce manuscrit de thèse, nous étudions les actionneurs électromécaniques pour piloter une vanne sur une nouvelle boucle de recyclage de gaz après le filtre à particules *FAP* comme présenté dans le paragraphe §1.2.1. Le *FAP* se généralise sur les véhicules diesel depuis l'application de la norme *Euro V* ; on a grand intérêt à utiliser une vanne *EGR* Basse Pression. La plupart des défaillances de vanne *EGR* Haute Pression sont dues à l'encrassement par les particules comme présenté sur la Figure 1-27. Cet encrassement induit un blocage de l'obturateur à une certaine position amenant un dysfonctionnement du moteur thermique.

Figure 1-27 : Encrassement d'un obturateur à soupape équilibré d'une vanne EGR HP

En utilisant un gaz d'échappement filtré par le *FAP*, cette vanne *EGR BP* permet de recycler un gaz contenant moins de particules et de réduire le cycle d'encrassement de l'obturateur. Cette nouvelle boucle nécessite un à deux actionneurs supplémentaires. Un premier obturateur se situe soit sur la ligne d'échappement, soit sur l'admission d'air avant le compresseur du turbo comme l'indique [BIL-09]. Le second, un papillon étouffoir, crée la perte de charge pour améliorer l'aspiration du gaz recyclé par l'obturateur.

La position de l'obturateur au niveau de l'admission d'air est préférée afin de limiter les zones chaudes de l'échappement qui sont néfastes aux performances d'un actionneur électromécanique.

1.6. Conclusion

Dans la définition d'un actionneur, l'une des meilleures utilisations de l'obturateur est de minimiser l'effort résistant par sa forme et de le coupler à un ressort de rappel pour le ramener sur sa position de repos. Le ressort génère un couple résistant linéaire et connu. L'effort résistant dû aux efforts de pression est susceptible d'altérer la position de l'obturateur par les ondes de pressions générées par la distribution des soupapes et l'influence aléatoire des autres obturateurs situés sur la boucle d'air.

Au niveau de la conversion électromécanique, l'avantage du motoréducteur est de donner une liberté de conception par le choix d'un moteur DC du commerce avec un calcul optimisé du rapport de réduction. La flexibilité de conception d'un actionneur direct drive est moins intéressante car elle oblige à figer une géométrie pour répondre aux performances imposées par l'application.

Pour l'électronique de puissance de pilotage de l'actionneur, l'emploi d'un pont en H tire profit de la réversibilité de tension qui permet d'accélérer et de décélérer rapidement le mécanisme. Le manuscrit étant consacré essentiellement au dimensionnement de l'actionneur électromécanique, la régulation de la position ne sera pas étudiée de manière approfondie. Cependant afin d'estimer l'influence de la régulation dans le comportement de l'actionneur, le Chapitre 6 proposera une loi de commande à partir d'une structure cascade composée de boucles imbriquées de trois grandeurs : le courant dans le moteur, sa vitesse de rotation et sa position angulaire.

Après avoir présenté l'environnement des actionneurs de boucles d'air, les données du cahier des charges fournies par un équipementier spécialisé en alimentation air-moteur permettent d'établir une première approche de dimensionnement des machines définies dans les chapitres 3, 4 et 5. Les dimensionnements s'appuient sur les données suivantes :

- une tension minimale de 9 V,
- des températures de -40°C jusqu'à 130°C,
- un temps de réponse de 150ms sur une course de 80°,
- un courant maximal de 10 A,
- un couple résistant de 0,36 N.m,
- une inertie de la charge de 5.10^{-5} kg.m².

Chapitre 2 – Solutions potentielles et approche de dimensionnement

2.1. TOPOLOGIES D'ACTIONNEURS ROTATIFS 41
2.1.1. Actionneur pas à pas *41*
2.1.2. Actionneur piézoélectrique *42*
2.1.3. Actionneur à motoréduction *45*
2.1.4. Moteurs à entraînement direct *54*
2.2. APPROCHE METHODOLOGIQUE DU DIMENSIONNEMENT 57
2.2.1. La modélisation analytique *57*
2.2.2. La modélisation numérique *58*
2.2.3. L'optimisation mono-objectif *59*
2.2.4. Méthode de dimensionnement par optimisation *61*
2.3. CONCLUSION 63

Dans un premier temps, ce chapitre propose de compléter un état de l'art sur les actionneurs réalisant du positionnement. À partir des deux topologies d'actionnement présentées dans le chapitre précédent tel que le motoréducteur et le moteur couple, le moteur pas à pas et le piézomoteur seront comparés sur des critères qualitatifs par rapport au cahier des charges.

Ensuite, le chapitre propose des méthodes générales de dimensionnement de machines électriques potentiellement utilisables pour un actionneur de vanne *EGR*. La méthode présentée doit résoudre un problème de dimensionnement multi-physique en s'appuyant de modèles analytiques, de techniques d'optimisation et de modèles numériques par les éléments finis. La thèse de [ESP-99] fait un état de l'art de ces techniques de modélisation et d'optimisation pour réaliser le dimensionnement de machine électrique.

2.1. Topologies d'actionneurs rotatifs

En complément au moteur couple et au motoréducteur, il existe d'autres topologies d'actionnement rotatif pour réaliser un positionnement [NOG-08]. Les autres principes connus sont les moteurs pas à pas [MUL-06] et les piézomoteurs [NOG-09].

2.1.1. Actionneur pas à pas

Le moteur pas à pas, dérivé d'une machine à réluctance variable, s'utilise dans la robotique et le positionnement. Il permet de passer d'une impulsion électrique à un mouvement mécanique. Ce type de moteur est très courant dans tous les dispositifs où l'on souhaite réguler la vitesse ou une position en boucle ouverte.

Le moteur est de type synchrone, le champ magnétique du rotor ne peut tourner qu'à la même vitesse du champ magnétique créé par le stator. À chaque impulsion électrique correspond un pas angulaire élémentaire. Un nombre déterminé d'impulsions entraîne un nombre correspondant de pas. Une succession d'impulsion à une fréquence déterminée permet d'imposer une vitesse de rotation pratiquement constante. C'est le contrôle de ces deux fonctions position et vitesse qui permet d'assurer une conversion électromécanique. À partir du nombre de pas, la position du rotor est discrétisée et évite l'utilisation d'un capteur pour l'asservissement.

Suivant [ABI-90], il existe trois types de moteurs pas à pas :

A. le moteur à réluctance variable pour un faible coût,
B. le moteur à aimants permanents pour des performances à volume plus restreints,
C. le moteur hybride, qui est une combinaison des deux technologies précédentes comme le montre l'exemple de la Figure 2-1.

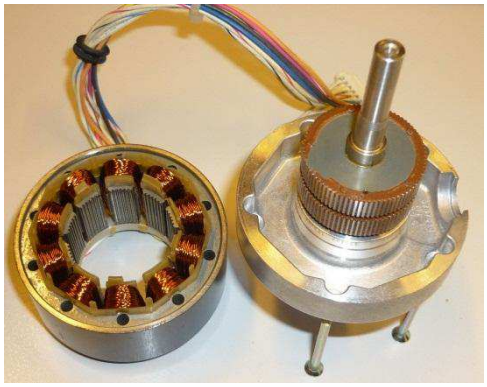


Figure 2-1 : Moteur pas à pas hybride Sanyo Denki à rotor aimanté et stator bobiné 5 phases

Par rapport aux données du cahier des charges, les inconvénients portent sur la commande qui exige un microprocesseur fournissant des impulsions dont la fréquence est variable et proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur et d'un séquenceur qui aiguillera les impulsions sur les différentes bobines du moteur. Le pilotage paraît un peu plus complexe que le pilotage de simples actionneurs monophasés.

De plus, cette topologie fonctionne bien lorsque la charge et l'inertie sont connues et qu'elles sont non variables durant le mouvement pour éviter un décrochage de la position du rotor par rapport à la position de la bobine alimentée. Il y a également le bruit et les vibrations issus de la succession de pas électriques et mécaniques.

Les moteurs à aimants permanents et hybrides présentent l'avantage de fournir un couple de détente à courant nul. La machine pourrait maintenir le rotor dans une position fixe si le couple de détente est supérieur au couple de charge. Son intérêt réside alors dans l'association avec un réducteur et d'une intégration de l'intelligence de pilotage dans l'actionneur.

La complexité du pilotage, même limité à 2 ou 3 phases d'alimentation, ne permet pas de retenir à priori cette topologie, mais elle mériterait une étude plus approfondie pour une conclusion détaillée.

2.1.2. Actionneur piézoélectrique

La conception d'un piézomoteur fait intervenir l'électronique, la mécanique vibratoire, et l'étude des surfaces par la tribologie. Parmi les topologies connues (architecture inchworm, inertiels) comme cités dans [NOG-96], [NOG-05] et [ALL-95], la solution la plus couramment utilisée est le moteur ultrasonore à onde progressive comme montre l'exemple de la Figure 2-2 du moteur *Shinsei USR60*. Cette application la plus connue se trouve dans les objectifs photographiques d'appareil photo reflex, comme le cite [KER-11].

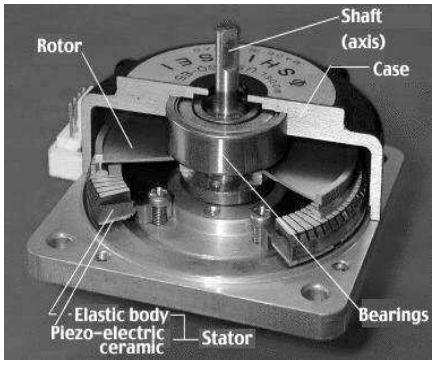


Figure 2-2 *: Description du piézomoteur Shinsei USR60*

Cette topologie allie une simplicité de constitution avec des performances électromécaniques élevées. Le stator se présente sous la forme d'une couronne annulaire striée radialement sur sa surface supérieure et recouverte sur sa face inférieure d'une céramique technique. Le rotor est doté sur sa face en contact avec le stator d'un revêtement de friction. Une pression axiale est exercée pour maintenir un contact permanent entre le rotor et le stator. Sous l'effet de la propagation d'une onde, la déformation du stator créait une zone de friction entre le rotor et le stator, entraînant ainsi le déplacement du rotor comme l'illustre la Figure 2-3 ci-après.

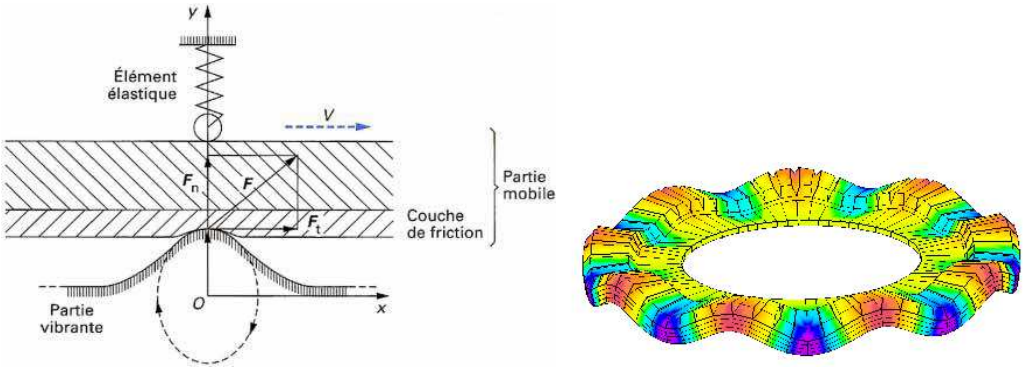


Figure 2-3 *: Déformation du stator : partie vibrante [NOG-96]*

Le couple s'exprime en fonction du rayon extérieur r_E et intérieur r_I de la piste de contact, du coefficient de frottement μ, de l'effort normal F_n exercé par le ressort sur la partie mobile :

$$C_m = \frac{2}{3} \cdot \frac{r_E^3 - r_I^3}{r_E^2 - r_I^2} \cdot \mu \cdot F_n \qquad (2.1)$$

Ce piezomoteur développe un couple nominal de 0,6 N.m pour un poids de 0,175 kg à une fréquence de 40kHz et une tension d'alimentation constante de 100 V. Ses caractéristiques sont données dans le Tableau 2-1.

Tableau 2-1 : Performances électromécaniques du moteur Shinsei USR60

Caractéristiques	Unité	Valeur
Couple nominal	N.m	0,38
Vitesse nominale	tr/min	100
Couple maximal	N.m	0,6
Couple de vérouillage	N.m	0,8
Constante de temps mécanique	ms	1

Le couple dépend de la vitesse de rotation, plus la vitesse diminue, plus le couple tend vers une valeur de couple maximale, correspondant à un couple de verrouillage à l'arrêt comme le montre la Figure 2-4.

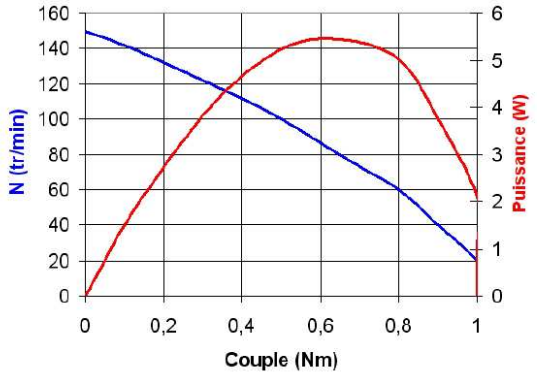


Figure 2-4 : Performances électromécaniques du moteur SheinsiUSR60 source [THI-06]

Comparé aux autres structures piézo, le couple massique est supérieur compte tenu de la légèreté de son stator annulaire, et son rendement meilleur grâce aux conditions de contact relativement douces et peu dissipatives. Il possède également une propriété de discrétion acoustique liée à la fréquence généralement ultrasonore des vibrations exploitées, des temps de réponse très brefs, et ne présente aucune perturbation électromagnétique. Les inconvénients sont liés au coût des céramiques piézoélectriques, aux problèmes d'usure et de durée de vie liés à la transmission par friction des efforts d'entraînement, et aux contraintes de pilotage à haute fréquence et haute tension ainsi qu'au transfert de l'énergie électrique au sein de la structure vibrante. Les pertes sont des pertes diélectriques et des pertes mécaniques par déformation localisées au stator et par friction localisées sur la couche de friction. La conversion électromécanique donne un rendement entre 25% et 28% selon [NOG-96] et [THI-06].

La Figure 2-5 présente un piezomoteur assemblé en bout d'arbre d'un volet de gaz de moteur à essence comme l'indique [TEL-11]. Ses performances peuvent répondre au cahier des charges, mais l'électronique associée et la non-réversibilité posent un frein technique à sa mise en œuvre en série.

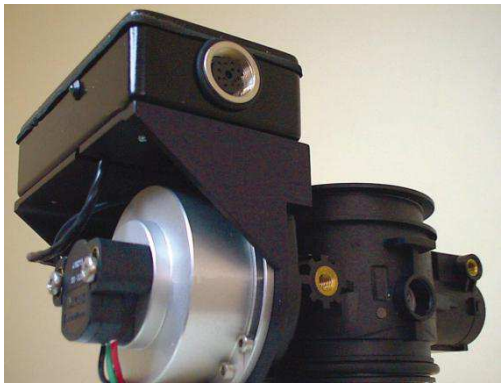


Figure 2-5 : Présentation du boîtier papillon à actionnement piezoélectrique source Telemaq [TEL-11]

2.1.3. Actionneur à motoréduction

À partir d'une machine tournante, le réducteur à engrenage est un mécanisme qui transmet la puissance founie par la machine en démultipliant son couple et en réduisant sa vitesse de rotation.

2.1.3.a. Définition d'un moteur DC à aimant permanent

Le moteur DC à aimant permanent contient un rotor bobiné (induit), un mécanisme à balais-collecteur à lames et un inducteur (au stator) à deux aimants permanents avec un pôle nord *N* et un pôle sud *S* à l'entrefer comme le présente la Figure 2-6. La culasse refermant le flux n'est pas représentée.

La tension d'alimentation fixe ou variable est appliquée au bobinage d'induit par le système de balais fixes qui frottent successivement sur les lames du collecteur du rotor tournant. Le courant parcourant les conducteurs sera orienté dans le même sens sous un pôle donné.

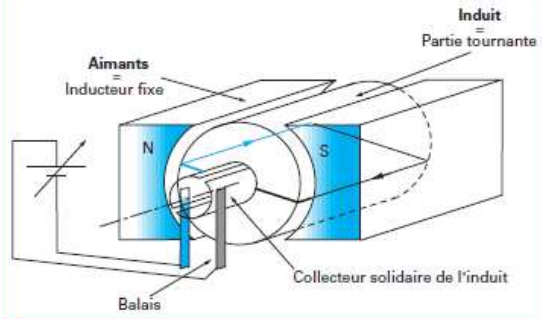


Figure 2-6 : Synoptique d'un moteur à courant continu source [BER-99$_b$]

Sur la Figure 2-7, le rotor est schématisé par un collecteur à deux lames. Le courant passant dans le conducteur Aller (symbolisé par un point) est de signe positif sous le pôle Sud de l'inducteur. Et est négatif dans les conducteurs Retour (symbolisé par une croix) du côté Nord.

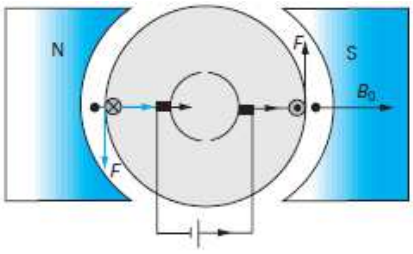


Figure 2-7 : Mises en évidences des efforts tangentielles F en périphérie de l'induit source [BER-99$_b$]

Lorsque le rotor tourne, les lames inversent les courants dans les conducteurs du rotor, afin que le pôle Nord continue à voir des croix et le pôle Sud des points. Le courant dans un conducteur du rotor change ainsi de signe tous les demi-tours. Les inconvénients de ce type de commutation du courant par ces deux balais mécaniques sont une usure de ces balais par frottement sur le collecteur et la source d'étincelles quand un balai quitte une lame du collecteur.

2.1.3.b. Bilan énergétique et conversion électromécanique

L'Annexe C présente la définition de l'énergie magnétique et le principe de la conversion électromécanique en utilisant la coénergie magnétique comme elle est expliquée dans [VAN-07] et [BEN-05]. La méthode est appliquée dans le cas courant d'un moteur à rotor bobiné.

La Figure 2-8 présente deux circuits couplés indéformables en considérant que l'un des deux se déplace par rapport à l'autre par un angle relatif θ. Le circuit d'inductance L peut symboliser le bobinage du rotor. Le circuit d'inductance L_f représente l'aimant inducteur par un enroulement équivalent. L'inductance mutuelle M dépendant de l'angle θ représente l'intéraction des flux entre les circuits de l'induit et de l'inducteur. Les inductances L_i des deux circuits sont constantes quelle que soit la position du rotor.

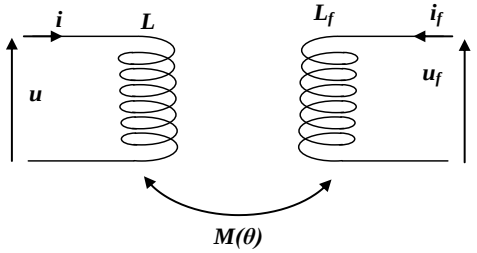


Figure 2-8 : Schéma général d'un système électromécanique

Pour ce système constitué d'un bobinage et d'un aimant, les flux d'induit et de l'inducteur peuvent s'écrire ainsi :

$$\Psi = L \cdot i + M \cdot i_f \tag{2.2}$$

$$\Psi_f = L_f \cdot i_f + M \cdot i \tag{2.3}$$

Les Figure 2-9 et Figure 2-10 représentent les directions des flux en fonction de l'induit seul et de l'inducteur seul.

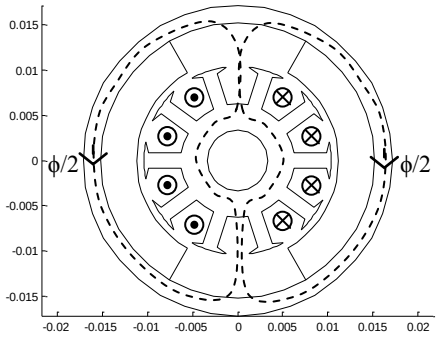


Figure 2-9 : Flux d'enroulement Φ suivant le courant d'induit i

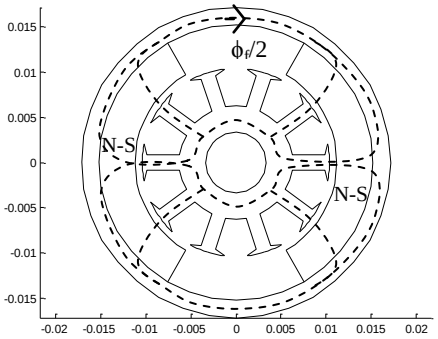


Figure 2-10 : Flux magnétique Φ_f issu des aimants inducteurs i_f

Le bilan d'énergie appliqué à chaque circuit de la Figure 2-8 permet d'écrire à l'arrêt :

$$u \cdot i \cdot dt - R \cdot i^2 \cdot dt = i \cdot d\Psi = L \cdot i \cdot di + M \cdot i \cdot di_f \tag{2.4}$$

$$u_f \cdot i_f \cdot dt - R_f \cdot i_f^2 \cdot dt = i_f \cdot d\Psi_f = L_f \cdot i_f \cdot di_f + M \cdot i_f \cdot di \tag{2.5}$$

L'énergie magnétique totale s'exprime en additionnant l'énergie reçue par chaque circuit :

$$dW = i\,L\,di + i\,M\,di_f + i_f L_f\,di_f + i_f M\,di \tag{2.6}$$

Par intégration, on obtient l'énergie magnétique :

$$W = \frac{1}{2}\cdot L\cdot i^2 + \frac{1}{2}\cdot L_f\cdot i_f^2 + M\cdot i\cdot i_f \tag{2.7}$$

Le système étant supposé linéaire, la coénergie magnétique est égale à l'énergie magnétique :

$$W' = W \tag{2.8}$$

Le couple est obtenu en dérivant la coénergie par rapport à la position du rotor à courant fixé. En négligeant les variations des inductances, le couple est donné par :

$$C = \frac{\partial W'}{\partial \theta} = i\cdot i_f\cdot\frac{dM}{d\theta} \tag{2.9}$$

La Figure 2-11 et la Figure 2-12 présentent la section d'une machine à courant continu à aimants et la définition géométrique d'une spire située au rotor avec un axe normal au plan de la spire.

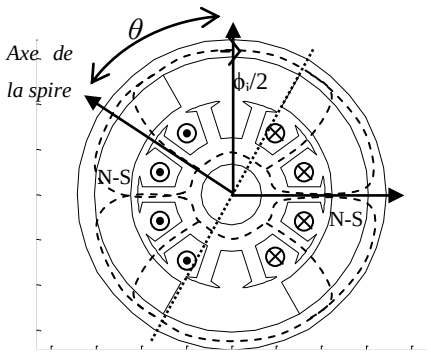


Figure 2-11 : Section de la MCC à dix encoches soumis aux flux d'induit et de l'inducteur

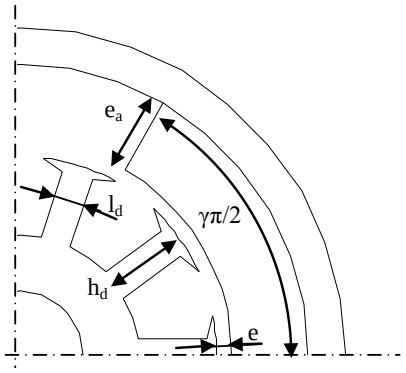


Figure 2-12 : Définition de la géométrie de la MCC

Le rotor a une longueur L_r et un rayon R_r. L'angle d'ouverture de l'aimant inducteur vaut $\gamma\pi$ Pour une position du rotor θ entre $-\gamma\pi/2$ et $\gamma\pi/2$, la valeur de la mutuelle entre la spire et l'inducteur est maximale. Ainsi dans la zone de variation de la mutuelle, en utilisant le flux créé par le circuit inducteur on obtient :

$$\frac{dM}{d\theta} = \frac{2\cdot\hat{M}}{\gamma\pi} = \frac{2\cdot\Phi_f}{\gamma\pi\cdot i_f} \tag{2.10}$$

Le couple créé par une spire de la machine s'exprime par :

$$C = i\cdot\frac{2\cdot\Phi_f}{\gamma\cdot\pi} \tag{2.11}$$

Le flux fourni par l'aimant est fonction du niveau de l'induction à l'entrefer B_e et de la surface de passage S de ce flux à travers l'entrefer :

$$\Phi_f = \int B_e\cdot dS = B_e\cdot\gamma\cdot\pi\cdot R_r\cdot L_r \tag{2.12}$$

Avec *n* conducteurs au rotor, il y a la contribution des *γ.n/2* spires actives sous chaque pôle inducteur parcourues par la moitié du courant I traversant les balais, le couple total est alors :

$$C = \frac{I}{2} \cdot \gamma \cdot \frac{n}{2} \cdot \frac{2 \cdot \Phi_f}{\gamma \cdot \pi} = \frac{n \cdot \Phi_f}{2 \cdot \pi} \cdot I = \gamma \cdot n \cdot F \cdot R_r \tag{2.13}$$

On retrouve ainsi la force de Laplace *F* qui s'exercerait sur la périphérie de l'induit au rayon extérieur du rotor :

$$F = B_e \cdot \frac{I}{2} \cdot L_r \tag{2.14}$$

Le coefficient de couple par ampère du moteur s'écrit en fonction du flux magnétique crée par l'aimant et capté par le bobinage du rotor. Ce coefficient *Kt* est la constante de couple du moteur qui s'exprime par :

$$K_t = \frac{C}{I} = \frac{n \cdot \Phi_f}{2 \cdot \pi} \tag{2.15}$$

2.1.3.c. Performance du moteur DC

La Figure 2-13 présente les performances du moteur DC à partir de quatre points de dimensionnement sur deux états de fonctionnement :

A. À rotor bloqué, le couple maximal à vitesse nulle $C_{\omega 0}$ qui correspond au couple fourni par le moteur à l'arrêt,

B. À rotor bloqué, le courant maximal $I_{\omega 0}$ au couple maximal $C_{\omega 0}$,

C. À vide sans charge, le courant minimal I_0, qui correspond au couple de frottement que le rotor doit vaincre,

D. À vide sans charge, la vitesse maximale à couple nul ω_{m0}.

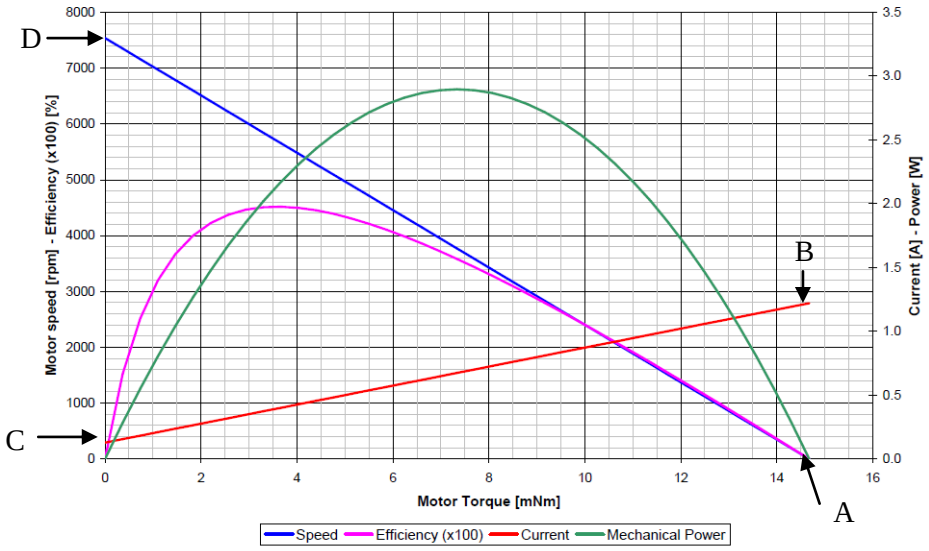


Figure 2-13 : Exemple de courbes de performance d'un moteur DC Johnson Control

Fonctionnement rotor bloqué, couple et courant maximal (point A et B)

Le couple d'un moteur DC s'écrit en fonction d'une constante de couple K_t et du courant qu'il consomme tel que :

$$C_m = K_t \cdot (I - I_0) \tag{2.16}$$

Le courant I_0 est un courant minimal que le rotor absorbe pour vaincre les efforts résistants issus des frottements des balais sur le collecteur et dans les paliers. L'équation électrique générale aux bornes du moteur s'exprime en fonction du courant I que traverse l'inductance L et la résistance de bobinage R, et la tension de force contre électromotrice définie par la vitesse du rotor Ω_m et de la constante électromotrice K_e équivalent à la constante de couple K_t :

$$U = R \cdot I + L \cdot \frac{dI}{dt} + K_e \cdot \Omega_m \tag{2.17}$$

Une fois le courant I établi dans le bobinage, il s'exprime :

$$I = \frac{U - K_t \cdot \omega_m}{R} \tag{2.18}$$

À vitesse nulle $\omega_m = 0$ et à tension d'alimentation à U fixée, le courant maximal au point A s'écrit tel que :

$$I_{\max} = \frac{U}{R} \tag{2.19}$$

Le couple maximal est atteint au courant maximal au point B :

$$C_{\max} = K_t \cdot \left(\frac{U}{R} \right) \tag{2.20}$$

Fonctionnement sans charge, couple nul (point C et D)

Pour mettre en mouvement le rotor, une partie du couple moteur s'oppose aux frottements des balais sur le collecteur et à un couple réluctant (ou de cogging). Il est obtenu avec un courant minimal à vide tel qu'au point C :

$$C_{fr} = K_t \cdot I_0 \tag{2.21}$$

À couple nul, la vitesse maximale du moteur est atteinte au point D :

$$C_m = 0 = K_t \cdot \left(\frac{U - K_e \cdot \omega_m}{R} - I_0 \right) \tag{2.22}$$

On obtient :

$$\omega_{\max} = \frac{U - R \cdot I_0}{K_t} \tag{2.23}$$

Ce principe de représentation du moteur DC sera utilisé dans le Chapitre 3 avec un courant I_0 nul.

2.1.3.d. Comparatif de performances de moteurs DC

Constante moteur

De manière générale, les performances d'un moteur peuvent être estimées en comparant le couple fourni aux pertes par effet Joule qu'il génère. Les pertes Joule P_j fournissent une énergie calorifique dissipée par la résistance du bobinage R parcourue par le courant d'induit I tel que :

$$P_J = R \cdot I^2 \tag{2.24}$$

Connaissant la relation du couple, on obtient :

$$P_J = R \cdot \frac{C_m^2}{K_t^2} \tag{2.25}$$

La constante du moteur K_p liant le couple à la racine carrée des pertes Joules s'exprime selon le rapport de la constante de couple sur la racine carrée de la résistance :

$$K_p = \frac{C_m}{\sqrt{P_J}} = \frac{K_t}{\sqrt{R}} \tag{2.26}$$

Ce rapport signifie qu'à couple moteur fixé, si les pertes Joule deviennent importantes, cette caractéristique du moteur diminue. Lorsque la température augmente, la résistance électrique augmente et les performances électromagnétiques diminuent de manière générale. L'effet de la température fait aussi diminuer cette caractéristique du moteur.

Constantes de temps

Du point de vue de la dynamique, la constante de temps électromécanique spécifique au moteur correspond au rapport entre la résistance électrique et l'inertie du moteur sur la constante de couple :

$$T_{em} = \frac{R \cdot J_m}{K_t^2} \tag{2.27}$$

La constante électrique s'exprime par le rapport de l'inductance sur la résistance électrique :

$$T_{elec} = \frac{L}{R} \tag{2.28}$$

Comparaison de moteur DC

À partir de moteurs DC issus de la Figure 1-21, des mesures à température ambiante sont effectuées pour estimer les performances de ces moteurs comme elles sont présentées au Tableau 2-2.

Tableau 2-2 : Comparaison de moteurs DC à partir de valeurs mesurées à 25°C et calculées.

Marque	Unité	Johnson motor HC355	Irigashi SQ2846	Johnson motor HC677	Johnson motor HF383	Mabushi RS-380PH
Diamètre extérieur	mm	27,6	28	35,7	28,7	27,6
Longueur extérieur	mm	46,5	46,6	57	43,7	37,7
Résistance	ohm	3,6	3,6	2,3	4,2	8,8
Inductance	mH	5,3	8,6	2	6,46	11,57
Constante de temps électrique	ms	1,4	2,4	1,5	1,7	1,78
Constante de couple	N.m/A	0,017	0,018	0,020	0,019	0,021
Inertie	kg.m²	$1,4.10^{-6}$	$1,6.10^{-6}$	$3,4.10^{-6}$	$1,5.10^{-6}$	NC
Constante de temps électromécanique	ms	17	16	21,6	17	NC
Constante moteur	$mN.m/W^{1/2}$	8,9	9,7	12,7	9,2	7,1
Constante moteur /volume	$mN.m/(cm^3.W^{1/2})$	319	337	224	327	316

On constate que la constante de moteur K_p varie entre 7 et 13 $mN.m/W^{1/2}$. Si l'on rapporte cette valeur au volume extérieur de la machine, la constante du moteur par unité de volume K_{pvol} est de l'ordre de 300 $mN.m/(W^{1/2}.cm^3)$, avec une valeur plus faible pour le moteur le plus volumineux. Ce Tableau 2-2 permettra de comparer les performances du moteur DC optimisé dans le Chapitre 3 par rapport aux moteurs existants.

2.1.3.e. Définition du réducteur à engrenage

Le profil de dent en développante de cercle

La Figure 2-14 présente un engrenage à profil de développante de cercle à denture droite avec ses principales caractéristiques. La Figure 2-15 présente deux engrenages en contact formant un étage de réduction. Pour assurer la transmission de puissance entre la charge et le moteur, les conditions d'engrènements entre les deux dents de profils conjuguées se lient par le choix du module d'engrenage m_0. Le module d'engrenage détermine la géométrie de la dent.

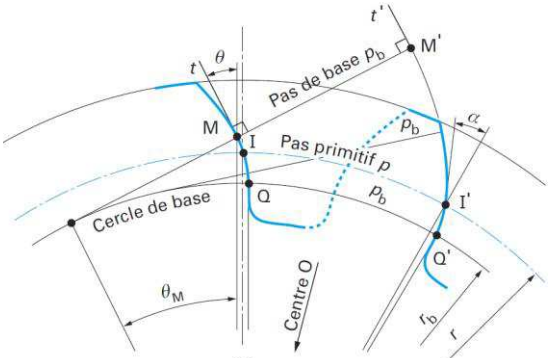


Figure 2-14 : Profil de la denture en développante de cercle source [HEN-02$_a$]

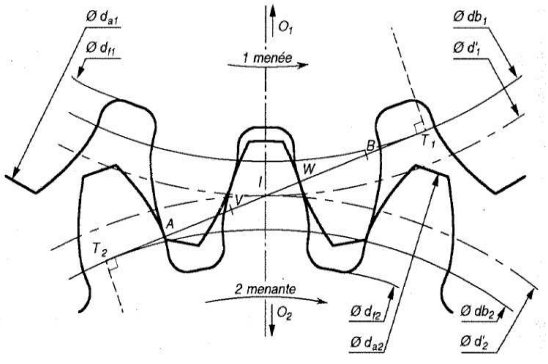


Figure 2-15 : Point d'engrènement sur la droite d'action (AB) source [AUB-92]

Un engrenage se définit géométriquement par un cercle de base, et un cercle primitif. Une des propriétés fondamentales des engrenages en développante de cercle est que le rapport des vitesses angulaires des deux roues dentées ω_1 et ω_2 ne dépend que des rayons des cercles de bases r_{b1} et r_{b2} :

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{r_{b2}}{r_{b1}} \tag{2.29}$$

Le point *I*, présenté sur la Figure 2-15, est le point de roulement sans glissement de deux engrenages. Le segment $[T_1T_2]$ est la ligne d'action support de l'effort transmis d'une dent d'un pignon à la roue menée. L'angle formé entre ce segment et le plan tangent au cylindre au point *I* est appelé l'angle de pression α_0. Le rayon primitif d'un engrenage où se trouve le point *I* s'exprime en fonction de l'angle de pression α_0 et du rayon de base tel que :

$$r_p = \frac{r_b}{\cos\left(\alpha_0\right)} \tag{2.30}$$

Le pas d'engrenage au diamètre primitif s'écrit en fonction du module d'engrenage :

$$p = \pi \cdot m_0 \tag{2.31}$$

Le nombre de dents de l'engrenage s'exprime entre le diamètre primitif et le pas d'engrènement :

$$Z = \frac{d_p}{\pi \cdot m_0} \tag{2.32}$$

Le rapport de réduction peut s'écrire en fonction du nombre de dents des engrenages.

Le rapport de réduction

Le réducteur réduit la vitesse de rotation du moteur et augmente le couple pour s'opposer au couple résistant. Le rapport de réduction R_r se définit par un rapport de vitesse entre l'arbre d'entrée ou de l'arbre du moteur ω_m et l'arbre de sortie ou l'arbre de charge ω_{ch} tel que:

$$R_r = \frac{1}{N} = \frac{\omega_{ch}}{\omega_m} \tag{2.33}$$

Le bilan de puissance s'écrit entre l'entrée du réducteur et sa sortie en fonction du rendement η :

$$C_m \cdot \omega_m = \eta \cdot C_{ch} \cdot \omega_{ch} \tag{2.34}$$

Le roulement sans glissement et sans jeu des roues d'engrenages impose que le rendement se reporte sur le couple de charge C_{ch}, pour écrire :

$$N = \frac{\eta \cdot C_{ch}}{C_m} \tag{2.35}$$

De manière générale, le coefficient *N* est plus couramment cité pour caractériser le rapport de réduction d'un réducteur à engrenage.

Le rendement

Le rendement dépend du frottement sec au contact entre la dent menante et la dent menée. De manière générale, un rendement de 90% est considéré à chaque étage de réduction pour une qualité commerciale et sans lubrification. La Figure 2-16 présente le profil de la dent menante P_1 qui transmet l'effort *F* en un point quelconque *M* du profil de la dent menée P_2.

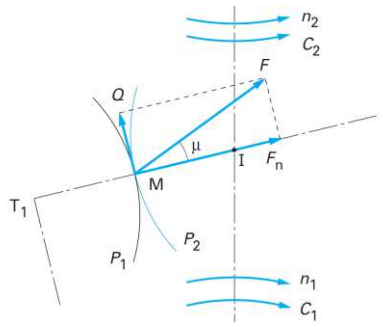


Figure 2-16 : Frottement de la dent menée sur la dent menante source [HEN-03]

La composante F_n est la composante normale présente sur la ligne d'action. La composante de frottement *Q* s'écrit en fonction de l'angle de frottement μ ou du coefficient de frottement f_s :

$$Q = F_n \cdot \tan\mu = F \cdot f_s \tag{2.36}$$

Ces efforts de frottements varient en fonction d'un état statique (coefficient d'adhérence f_{sa}) à un état dynamique (coefficient de frottement f_s), ce qu'on appelle le collé-glissé (ou le stick-slip).

La Figure 2-17 montre le contact entre deux pièces créant une surface de contact. Tant que l'angle d'adhérence entre l'effort normal F_n et l'effort *F* au point M ne dépasse pas l'angle de glissement, il +y a adhérence entre les solides :

$$\frac{Q(M)}{F_n(M)} = \tan\alpha = F \cdot f_{sa} \tag{2.37}$$

Si l'effort *P(M)* se trouve sur le cône d'adhérence, Figure 2-18, il y a alors glissement :

$$\frac{Q(M)}{F_n(M)} = \tan\mu = F \cdot f_s \tag{2.38}$$

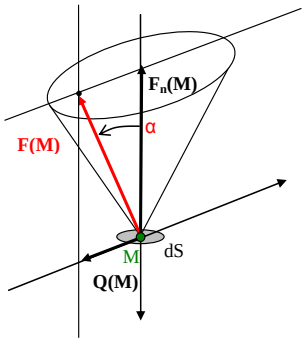


Figure 2-17 : Phase d'adhérence

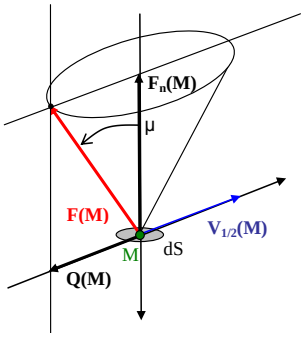


Figure 2-18 : Phase de glissement

D'après [YAM-94] §3, les frottements secs entre deux solides sont affectés par la structure interne de la pièce, la pression de contact, la vitesse de glissement, la température, l'humidité, la

rugosité de contact et la natures des matériaux en contact.

Le collé-glissé est un phénomène non-linéaire. L'effort statique est plus important que l'effort résultant du glissement. Ces frottements se traduisent par une consommation de courant supplémentaire pour mettre en mouvement les pièces mobiles de l'actionneur. Dans le cas du motoréducteur, le Tableau 2-3 présente des valeurs de coefficients de frottements secs sur les 9 points de contacts : les deux paliers du moteur, les deux contacts des balais sur le collecteur, les deux contacts d'engrènements et le palier du réducteur.

Tableau 2-3 : Coefficient de frottements secs des contacts dans un motoréducteur

Nature du contact	Lieu du contact	Coefficient d'adhérence	Coefficient de frottement
Acier sur PA66+PTFE	Pignon moteur / Réducteur Réducteur / Axe	$0,08<f_{sa}<0,4$	$0,02<f_s<0,1$
PA66+PTFE sur PA66+PTFE	Réducteur / Volet	NC	fs<0,07
Acier sur bronze	Axe moteur / Châssis (2 contacts) Axe volet / Châssis (2 contacts)	$0,15< f_{sa} <0.2$	$0,12< f_s <0,2$
Cuivre sur graphite	Balais / Collecteur (2 contacts)	0,07	0,07

Pour conclure sur le motoréducteur, l'article de [KOW-99] présente le Tableau 2-4. Le motoréducteur est optimisé en minimisant le temps de réponse ou le courant consommé en s'appuyant sur des critères dimensionnants du motoréducteur.

Tableau 2-4 : Tableau de critères d'optimisation du motoréducteur

Critères dimensionnants		Minimiser le temps de réponse	Minimiser le courant consommé
Inertie totale	J_{tot}	Le plus petit possible	Le plus petit possible
Rapport de réduction	N	Valeur optimisée	Le plus grand possible
Couple résistant	C_r	Le plus petit possible	Le plus petit possible
Résistance de bobinage	R	Le plus petit possible	Le plus grand possible
Constante de couple	K_t	Valeur optimisée	Le plus grand possible
Inductance moteur	L	Le plus petit possible	Le plus grand possible

2.1.4. Moteurs à entraînement direct

A partir de [BEN-04$_a$] et [BEN-04$_b$], il existe de nombreuses machines électromagnétiques et les premiers choix intéressants se portent soit sur une machine à aimant permanent, soit sur une machine à réluctance variable, soit sur une machine à rotor bobiné. De manière générale, à puissance égale, l'actionneur à aimant permanent est plus petit en volume qu'une machine à rotor bobiné et qu'une machine à réluctance variable. Du point de vue de performance en couple par rapport à l'encombrement, l'intérêt se porte sur ces machines à aimants permanents.

2.1.4.a. Choix de machines électromagnétiques

La spécification de la course est un critère important sur l'architecture de l'actionneur. Un actionneur à deux paires de pôles permet un débattement théorique de 90°. Sauf que dans la pratique, les effets de bords de l'aimant par rapport à la dent polaire diminuent le couple entre le début et la fin de la course théorique sachant qu'à 0 et à 90°, le couple est nul. Au final, le débattement réel est aux environs de 70° à 80°. Le choix se porte donc vers des actionneurs à une paire de pôles permettant de réaliser un débattement supérieur à 90°. Les architectures magnétiques donnent le choix suivant la direction du flux magnétique traversant le rotor tel que le flux magnétique à direction axiale ou à direction radiale. Avec des aimants en surface au rotor, des dents polaires bobinées au stator et un entrefer constant durant le débattement, plusieurs topologies sont étudiées comme le montre l'organigramme sur la Figure 2-19.

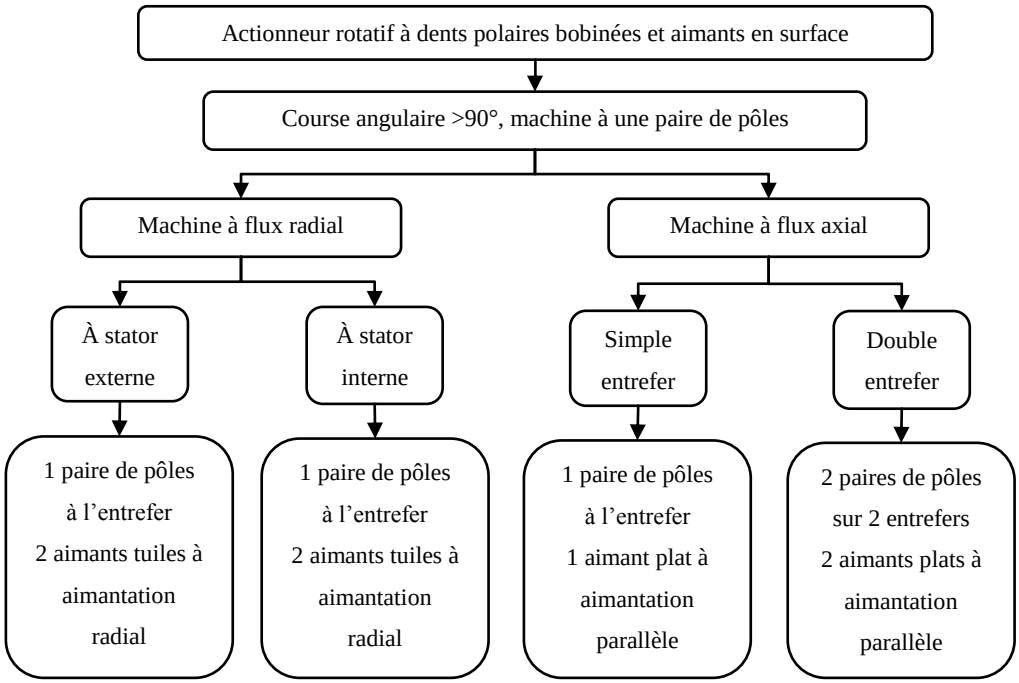


Figure 2-19 : Organigramme des architectures de 4 actionneurs électromécaniques

Les articles [GUT-09] et [GUT-11$_a$] présentent une première partie de cette étude comparative avec une approche de maximiser le couple statique de l'actionneur dans un volume restreint. Les premiers résultats fait émerger l'interêt d'utiliser un actionneur avec un aimant plat, plus pratique dans sa réalisation. Pour approfondir les résultats, les modèles de ces machines se sont enrichis. Le Chapitre 4 présente la trame du modèle analytique de la conversion électromécanique et en deuxième partie du chapitre, une étude comparative utilise une méthode de pré-dimensionnement d'actionneurs en cherchant à minimiser le volume tout en respectant les performances du cahier des charges citées au Chapitre 1. La modélisation par les éléments finis permet de vérifier et valider le modèle analytique et finalement de comparer les structures les unes aux autres.

2.1.4.b. Bilan énergétique et conversion électromécanique

Les actionneurs présentés sont constitués d'un rotor à aimantation bipolaire et d'un stator à bobinage monophasé. Leur représentation se modélise de la même manière que le moteur à courant continu à rotor bobiné tel qu'il est présenté sur la Figure 2-8, à la différence que le bobinage est fixe et que l'aimant est tournant. L'actionneur à entraînement direct est symbolisé par les deux circuits couplés indéformables en considérant que l'un des deux se déplace par rapport à l'autre par un angle relatif θ. Le circuit d'inductance L symbolise le bobinage du stator.

Le circuit d'inductance L_f représente l'aimant au rotor par un enroulement équivalent. L'inductance mutuelle M dépendant de l'angle θ représente l'interaction des flux entre les circuits. Les inductances des deux circuits sont constantes quelques soit la position du rotor. Pour ce système constitué d'un bobinage et d'un aimant, les flux d'enroulement et magnétique peuvent s'écrire ainsi :

$$\Psi = L \cdot i + M \cdot i_f \tag{2.39}$$

$$\Psi_f = L_f \cdot i_f + M \cdot i \tag{2.40}$$

Le système est supposé linéaire, la coénergie magnétique est égale à l'énergie magnétique :

$$W' = W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 + \frac{1}{2} \cdot L_f \cdot i_f^2 + M \cdot i \cdot i_f \tag{2.41}$$

Le couple est obtenu en dérivant la coénergie par rapport à la position du rotor à courant fixé. On en déduit que le couple dépend de la valeur de la mutuelle en fonction de la position du rotor :

$$C = \frac{\partial W'(i,\theta)}{\partial \theta} = i \cdot i_f \cdot \frac{dM}{d\theta} == i \cdot \frac{d\Phi_f(\theta)}{d\theta} \tag{2.42}$$

La Figure 2-20 présente la topologie d'un actionneur bipolaire à rotor à aimant permanent. Le flux magnétique traversant l'aimant est fonction du niveau de l'induction à l'entrefer B_e, de la surface d'entrefer S et de la position du rotor tel que :

$$\begin{aligned} \Phi_f(\theta) &= \int_{-\gamma\pi/2}^{\gamma\pi/2} R_r \cdot L_r \cdot B(\theta)\, d\theta \\ &= R_r \cdot L_r \int_{-\gamma\pi/2}^{-\pi/2+\theta} (-B_e)\, d\theta + \int_{-\pi/2+\theta}^{\gamma\pi/2} (+B_e)\, d\theta \\ &= R_r \cdot L_r \cdot B_e \cdot (\pi - 2\theta) \end{aligned} \tag{2.43}$$

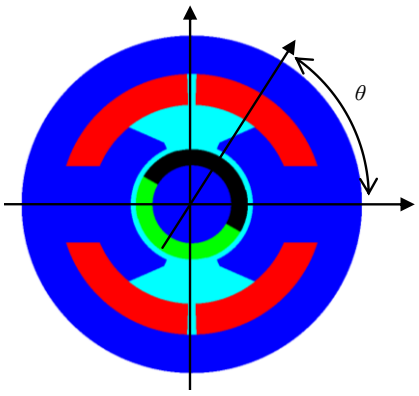


Figure 2-20 : Définition d'une machine à aimant radial en surface du rotor

En ajoutant la contribution des *n* spires du bobinage, le couple de la machine s'exprime par :

$$C = 2 \cdot n \cdot I \cdot R_r \cdot L_r \cdot B_e \tag{2.44}$$

Les performances en couple de l'actionneur dépendent donc de la force magnétomotrice *n.I* du bobinage dans la section d'encoche puis de la valeur de la dérivée du flux magnétique par rapport à la position.

Les paragraphes précédents ont développé des principes d'actionnements. Suivant les critères du cahier des charges, le choix s'est porté sur le motoréducteur et l'actionneur direct drive. Afin de préparer un dimensionnement de chacune des deux topologies, nous devons sélectionner une méthode la plus adaptée à nos moyens et à l'application du cahier des charges.

2.2. Approche méthodologique du dimensionnement

Selon [MAK-06], le processus de conception d'un actionneur se décompose en trois phases comme le précise l'organigramme de la Figure 2-21. Le savoir-faire du concepteur permet d'orienter le choix de la topologie susceptible de répondre au besoin.

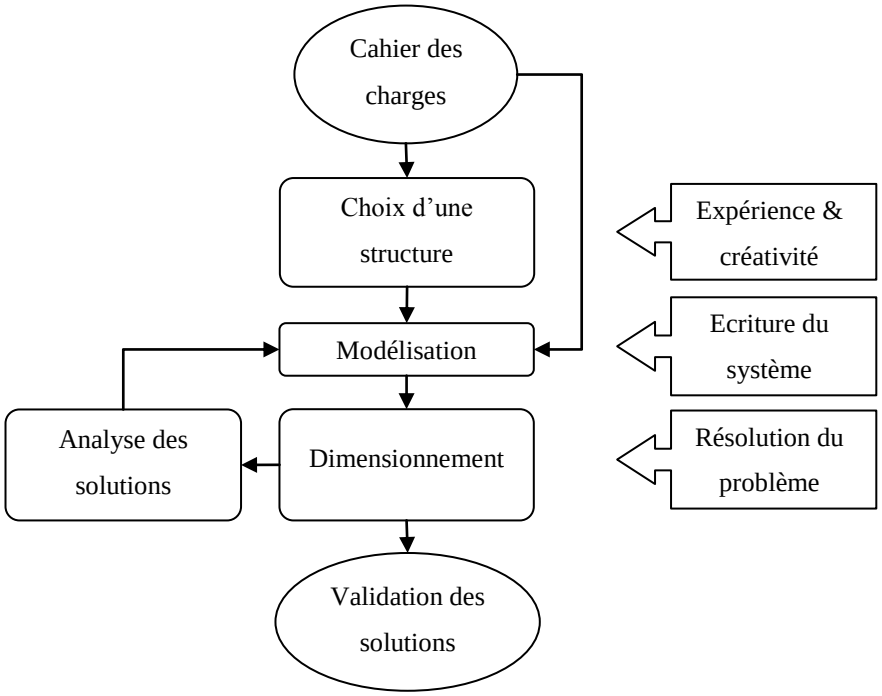


Figure 2-21 : Processus de conception selon [MAK-06]

Ce processus est le principe utilisé dans une étude comparative sur les architectures magnétiques et présenté au paragraphe §2.1.4. Le cahier des charges étant peu contraignant dans la topologie, nous avons usé de la créativité et alimenté l'expérience et le savoir-faire du concepteur de machines à débattement limité par la description en modèles analytiques et numériques.

2.2.1. La modélisation analytique

Un modèle analytique est décrit par un ensemble d'équations constitutives qui relient les performances de l'actionneur répondant aux besoins du cahier des charges, aux paramètres géométriques qui décrivent sa topologie, et aux paramètres de comportement physique des matériaux utilisés. Dans un modèle analytique paramétré, les données du cahier des charges et des hypothèses posées par les physiques utilisées sont les paramètres d'entrée du système. Les paramètres de sorties correspondent aux paramètres variables d'optimisation dont le concepteur a besoin pour définir sa machine optimale selon les performances attendues.

Dans l'exemple du domaine du génie électrique [NOG-09], [BEN-04$_a$], [BEN-04$_b$] une large gamme de topologies électromagnétiques a déjà été étudiée. Ces modèles électromagnétiques fournissent des formulations d'équations considérant des interactions de plusieurs domaines physiques couplés, par couplages forts ou faibles, comme l'effet de la thermique sur les performances magnétiques et électriques. Ces couplages construisent la trame de dimensionnement et complexifient la description du modèle de la machine.

L'avantage du modèle analytique est d'optimiser et de dimensionner des actionneurs à partir de différents cahier des charges avec les mêmes données d'entrée du système.

L'inconvénient est qu'il résout une performance moyennée où il est difficile de modéliser et de résoudre des phénomènes locaux comme, par exemple, la saturation locale du circuit magnétique d'un actionneur électromagnétique. Pour résoudre ce point, un modèle numérique est décrit par les éléments finis pour vérifier localement le comportement magnétique de l'actionneur. Le modèle analytique est évolutif et sa qualité se définit par la richesse des physiques utilisées qui le rend de plus en plus fidèle au comportement numérique ou réel de l'actionneur. Un deuxième inconvénient est que le modèle analytique s'écrit pour une topologie donnée. À chaque nouvelle topologie, un nouveau modèle est défini mais l'approche du dimensionnement peut être identique.

2.2.2. La modélisation numérique

La méthode des éléments finis « *MEF* » est une des méthodes de calcul numérique qui résout des équations aux dérivées partielles définissant le comportement de structure soumises aux phénomènes électriques, magnétiques, thermiques, mécaniques... La méthode repose sur une discrétisation spatiale de la géométrie en mailles, de formes rectangulaires ou triangulaires en espace 2D ou de formes tétraédriques ou hexaédriques en espace 3D. L'exemple d'une maille rectangulaire possède quatre nœuds correspondant aux quatre sommets. Pour une architecture étudiée en *EF*, en fonction de la longueur des mailles, l'ensemble des mailles et des nœuds décrit un maillage géométrique plus ou moins fin. L'utilisateur de la *MEF* doit, par son expérience et la pertinence de la précision souhaitée localement sur la géométrie, choisir la dimension de la maille.

À partir de conditions aux limites et de l'ensemble d'équations liées à chaque nœud, les valeurs du potentiel aux nœuds sont calculées dans toute la structure puis à chaque point de la

géométrie en utilisant des fonctions d'interpolation. En fonction de la finesse du maillage, cette méthode permet d'obtenir suffisamment de précision sur des phénomènes locaux. Sur la Figure 2-22, la densité du maillage doit être assez bonne dans l'entrefer ainsi que sur les zones qui sont de très faible épaisseur.

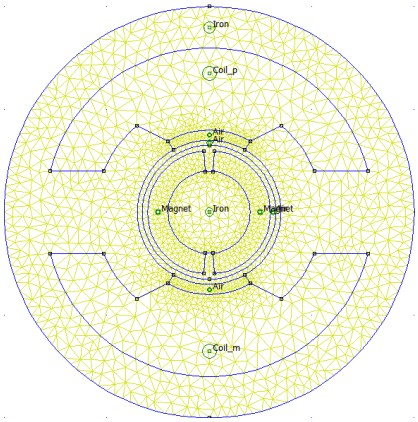


Figure 2-22 : Maillage d'un actionneur à flux radial à stator externe

La Figure 2-23 présente une cartographie des niveaux d'induction dans le circuit magnétique. Les deux zones *A-B* peuvent être inutiles d'un point de vue électromagnétique, il y a un surplus de matière qui pourrait donner lieu à une optimisation.

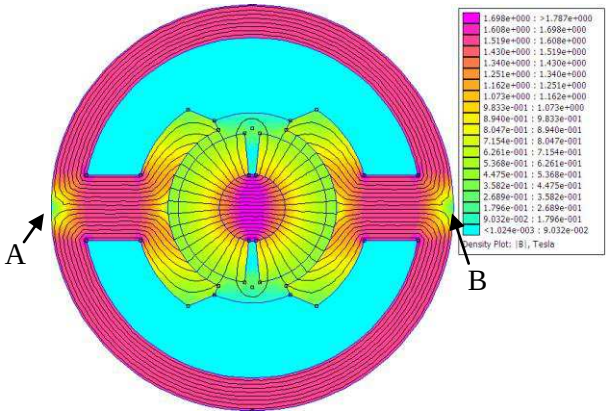


Figure 2-23 : Résolution en magnétostatique, visualisation du niveau d'induction et des lignes de flux

La résolution de l'optimisation avec l'utilisation de la *MEF* est beaucoup plus lente dû au calcul matriciel demandé par l'assemblage de matrices élémentaires relatives aux mailles qui fait que les dimensions de la matrice globale sont liées au nombre de nœuds dans la structure. En conséquence, plus le maillage est fin, plus le nombre de nœuds est important et plus le temps de résolution est important.

Également, comme pour le modèle analytique, le modèle numérique par éléments finis nécessite de connaître la géométrie de l'actionneur. Il est donc nécessaire d'obtenir un point de départ, comme pour une séquence d'optimisation.

2.2.3. L'optimisation mono-objectif

Une séquence d'optimisation utilise le modèle analytique de l'actionneur pour rechercher des valeurs optimales des paramètres de sortie à partir du calcul d'une fonction objectif et des contraintes à respecter.

Soit une fonction f à n variables d'optimisation et $X = (x_1\ x_2 \ldots\ x_n)$ un vecteur de dimension n appartenant à un espace réel à $\Re^n$. L'objectif est de rechercher le minimum de la fonction f en fonction des contraintes d'égalités C_{eq} ou d'inégalités C_{ine}. Le problème d'optimisation est défini par le système suivant :

$$Obj = \min f(X)$$
$$\begin{cases} C_{eq} = 0 \\ C_{ineq} < 0 \end{cases}$$

Les contraintes sont formulées par des inégalités dans la méthode de dimensionnement. Les variables d'optimisation évoluent soit dans un espace borné décrit dans les conditions de l'optimisation ou soit entre deux contraintes définies par des inégalités. Dans les deux cas, le processus fonctionne, mais il est plus pratique de considérer un espace borné pour les variables d'optimisations et de garder les contraintes d'inégalités comme des relations décrivant des contraintes physiques ou techniques.

L'optimisation se fait à partir d'un algorithme mathématique. Pour résoudre un problème de conception de machine, ces algorithmes peuvent se répartir en deux grandes familles: les algorithmes déterministes et les algorithmes stochastiques.

2.2.3.a. Algorithme déterministe

La recherche de l'optimum est orientée à l'aide du calcul des dérivées partielles de la fonction objectif. Il faut donc que la fonction à minimiser soit continue et dérivable avec des variables restant dans des intervalles continus. L'algorithme peut rapidement converger vers l'optimum le plus proche, qui n'est pas forcément l'optimum global. Ceci impose de bien choisir le point de départ et de réaliser plusieurs optimisations avec des points initiaux différents pour mieux cerner l'optimum global. C'est un travail d'analyse et d'expérience du concepteur sur l'évolution de la fonction coût du modèle analytique. Il existe plusieurs algorithmes mathématiques plus au moins élaborés, convergeant plus au moins rapidement comme par exemple la minimisation séquentielle quadratique *SQP*, la méthode de Cauchy, la méthode de Newton…

Au cours des travaux, l'algorithme régulièrement utilisé a été la méthode *SQP*, car les modèles analytiques étaient continus et sans utilisation de variables discrètes. Grâce à son temps de calcul assez court, il permet de vérifier rapidement le modèle analytique et les premiers optimums. Cependant, l'enrichissement du modèle analytique a rendu de plus en plus contraignant le choix d'un point de départ. Le fait d'avoir eu des convergences trop rapides vers des optimums locaux,

l'analyse des résultats a montré les limites de la méthode *SQP* sur le dimensionnement des topologies étudiées. Le choix d'un algorithme stochastique s'est trouvé le plus judicieux.

2.2.3.b. Algorithme stochastique

Cette famille d'algorithme se base sur une prospection aléatoire d'un espace borné de variables ce qui signifie que pour deux calculs d'optimisation successifs avec les mêmes conditions de départ, les résultats peuvent être différents. Pour la conception de systèmes électromagnétiques, il existe des exemples d'algorithmes stochastiques tels que le recuit simulé, les algorithmes évolutionnaire par génétiques [SKA-04], ou le krigeage EI. Le choix s'est porté sur un algorithme évolutionnaire développé au sein du département Énergie de Supélec.

Le mécanisme de l'algorithme utilise la théorie de la sélection naturelle. Il considère une population de *m* individus composé de *n* gènes du vecteur $X = (x_1\ x_2 \ldots\ x_n)$. Chaque gène est donc une variable dans un espace continu ou non, et le calcul de la fonction objectif donne la valeur de l'individu. Pour converger vers l'optimum, diverses opérations génétiques telles que la mutation et le croisement sont appliquées aux individus non sélectionnés de la population parent pour générer de nouveaux individus enfant. La sélection opérée à chaque génération permet de rendre élitiste la population en gardant la moitié des meilleurs individus dans une population de 100 par exemple.

En termes d'efficacité, les algorithmes génétiques présentent l'avantage d'une convergence ne dépendant pas des conditions initiales choisies. La démarche étant aléatoire, les valeurs choisies dans l'espace des réels des variables d'optimisation permettent de limiter les optimums locaux.

La convergence de ce type d'algorithme est coûteuse en temps de calcul. Elle nécessite un grand nombre d'évaluations en fonction du nombre d'individus de la population pour aboutir à une solution. L'optimisation s'arrête lorsque la valeur de l'individu n'évolue plus au bout d'un certain nombre de générations. Dès lors, nous considérons que l'optimum a été atteint.

2.2.4. Méthode de dimensionnement par optimisation

Les méthodes de dimensionnement par optimisation commencent par la définition d'un modèle analytique ou d'un modèle numérique. Les deux méthodes présentées ont été appliquées sur un actionneur à flux radial à aimants au rotor en surface.

2.2.4.a. Dimensionnement optimal par le modèle analytique

La séquence d'optimisation converge vers un optimum qui minimise l'objectif, soit le volume de l'actionneur, soit l'énergie électrique consommée. Une fois l'optimum atteint, la vérification

par un modèle élément finis de l'actionneur permet de valider le modèle analytique avec un écart de moins de 10% entre les deux modèles.

Le point clé de la définition de l'actionneur est la conversion électro-magnéto-mécanique. Ainsi, le choix de la vérification se porte sur les méthodes à éléments finis avec une résolution magnétostatique et transitoire en s'aidant du logiciel numérique développé par CEDRAT sous le logiciel FLUX-2D/3D. La séquence de l'optimisation du modèle se schématise par l'organigramme suivant, présenté sur la Figure 2-24.

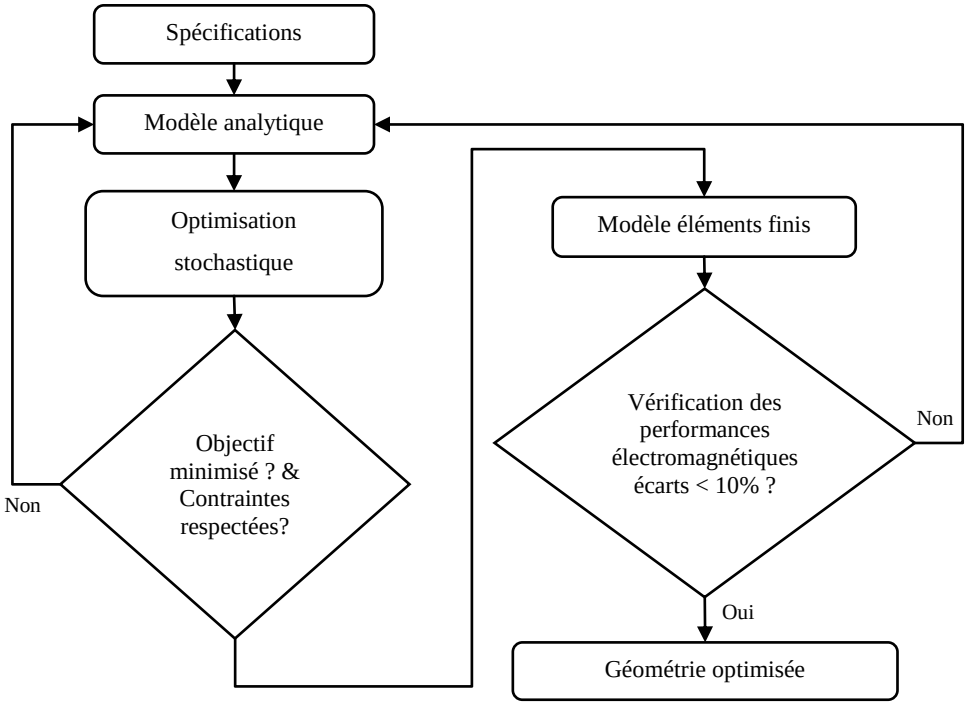


Figure 2-24 : Optimisation du modèle analytique suivi d'une vérification par éléments finis d'un actionneur électromécanique

2.2.4.b. Dimensionnement optimal par le modèle numérique

L'inconvénient de la méthode précédente est qu'il faut réaliser deux modèles, l'un analytique, l'autre numérique. L'optimisation se fait sur le modèle analytique et le modèle numérique permet de vérifier si les modèles sont assez fidèles l'un par rapport à l'autre suivant les résultats trouvés.

Ainsi, à l'aide d'un programme de calcul développé par David MEEKER [MEE-09], l'optimisation est couplée au modèle numérique en 2D.

À partir d'une méthode présentée par [MAK-06], les travaux de [GUT-10] montrent une double optimisation séquencée comme elle est représentée sur l'organigramme Figure 2-25. À partir du modèle analytique déjà prêt, l'optimisation par l'algorithme évolutionnaire définit un premier point de départ pour débuter l'optimisation du modèle numérique par élément finis avec un algorithme déterministe.

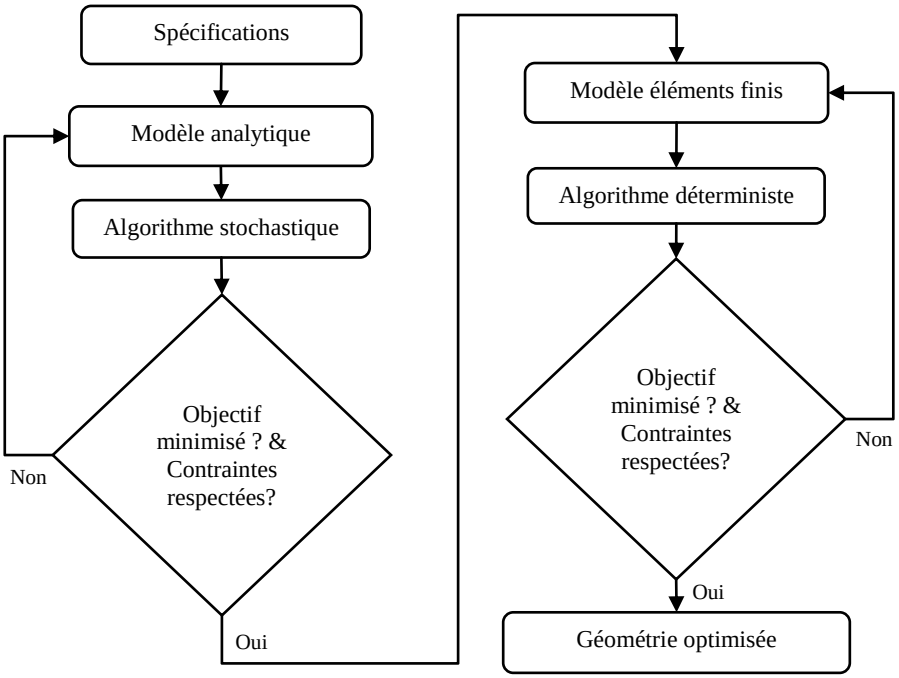


Figure 2-25 : Optimisation séquencée des modèles analytique et éléments finis

Le modèle analytique est un modèle assez simple qui, par expérience, aboutit à un écart de l'ordre de 5% sur le résultat du modèle éléments finis. L'utilisation de l'algorithme stochastique rend le point de départ quasiment optimal pour la deuxième optimisation. Le modèle numérique par éléments finis est assez robuste en termes de résultat par le calcul. L'intérêt réside alors à utiliser un algorithme par recherche directe pour alléger le temps d'optimisation.

Dans le cas de l'actionneur à flux radial à stator externe comme présenté sur la Figure 2-22 et la Figure 2-23, le résultat de ce procédé a montré que les épaisseurs du circuit magnétique ont peu évolué contrairement aux angles d'ouverture des aimants au rotor et des dents polaires afin de tenir compte de la course demandée à couple maximal. Cette influence de l'angle d'ouverture optimisé des dents polaires aurait été difficilement décrite en équation dans le modèle analytique.

Il est possible d'optimiser le modèle numérique par éléments finis avec l'algorithme évolutionnaire, il en résultera un temps de résolution plus couteux.

2.3. Conclusion

Pour satisfaire le cahier des charges et la demande de positionnement, le choix se porte sur deux topologies d'actionneurs à dimensionner : l'entraînement direct limitant le nombre de pièces et l'entraînement indirect par motoréducteur. La méthode de dimensionnement de ces machines s'appuie sur une première séquence d'optimisation par un algorithme stochastique sur un modèle analytique puis d'une vérification par un modèle plus robuste en utilisant les éléments finis. Pour l'actionneur à entraînement direct, le modèle de comportement mécanique pourra être vérifié en régime saturé, afin de tenir compte des phénomènes magnétiques.

Chapitre 3 – Modélisation et optimisation dynamique du motoréducteur

3.1. APPROCHE DE LA MODELISATION ET DE L'OPTIMISATION DU MOTOREDUCTEUR 67
3.2. MACHINE A COURANT CONTINU A BALAIS MECANIQUE 71
3.2.1. Définition géométrique de la machine à courant continu 71
3.2.2. Définition de la résistance électrique de bobinage 72
3.2.3. Définition de l'inertie du rotor 73
3.2.4. Définition de la constante de couple 73
3.2.5. Définition du couple nominal et maximal 74
3.3. DEFINITION DU REDUCTEUR A ENGRENAGES 75
3.3.1. Définition du rapport de réduction 75
3.3.2. Définition des dents d'engrenages 75
3.3.3. Déport de denture et conditions de fonctionnement 78
3.3.4. Calcul des efforts dans le palier réducteur 81
3.3.5. Volume du réducteur 83
3.3.6. Inertie ramenée à l'arbre moteur 84
3.4. DYNAMIQUE DU MOTOREDUCTEUR 85
3.4.1. Trajet Aller 86
3.4.2. Trajet Retour 87
3.4.3. Calcul de la position sur les trajets Aller et Retour 88
3.5. OPTIMISATION DU MODELE ANALYTIQUE 88
3.5.1. Objectif de l'optimisation 88
3.5.2. Définition des contraintes 89
3.5.3. Les variables d'optimisation 90
3.5.4. Organigramme de l'optimisation 90
3.6. RESOLUTION DE L'OPTIMISATION ET VERIFICATION 91
3.6.1. Définition du moteur 92
3.6.2. Définition du réducteur 95
3.6.3. Évolution dynamique du mécanisme 100
3.6.4. Évolution des puissances sur les trajets Aller et Retour 102
3.6.5. Évolution des énergies sur les trajets Aller et Retour 104
3.7. CONCLUSION 104

Ce chapitre est consacré au dimensionnement du motoréducteur composé d'une machine à courant continu *MCC* à balais mécanique et d'un réducteur à engrenage à denture droite. Le modèle analytique de ce mécanisme nécessite une définition de la conversion électromagnétique de la *MCC*, de la transmission de puissance par engrenage et enfin celle de la dynamique permettant de respecter les contraintes de temps de réponse sur la course demandée. L'ensemble de ces définitions fournit les variables d'optimisation. Le motoréducteur est ainsi optimisé selon les données du cahier des charges avec l'objectif de minimiser l'énergie électrique consommée. Le résultat du modèle optimisé est vérifié par une étude magnétostatique et transitoire pour le moteur DC et par une étude mécanique statique pour les engrenages.

La Figure 3-1 décompose le motoréducteur. La *MCC* {1} convertit la puissance électrique en une puissance mécanique qui est transmise par le réducteur {2} par les deux contacts en I_1 et I_2. Ce couple transmis s'oppose au couple résistant qui comprend un couple issu des efforts aérauliques que l'obturateur doit vaincre {3}, d'un ressort de rappel en cas de défaillance {4} et des pertes par frottement aux contacts par engrenages.

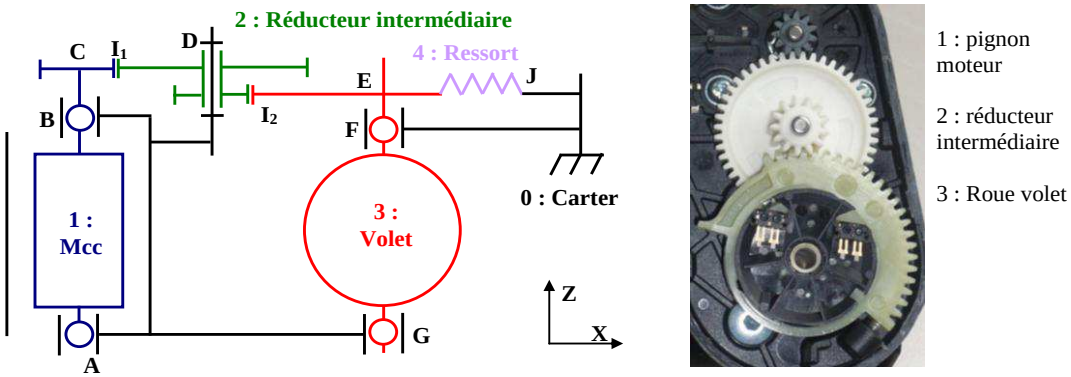


Figure 3-1 : Schéma cinématique du motoréducteur représentatif d'un modèle existant

3.1. Approche de la modélisation et de l'optimisation du motoréducteur

À partir du formalisme de Lagrange, [PLU-91] l'applique sur un système linéaire à n degrés de liberté présentant des énergies potentielles, dissipatives et cinétiques pour chaque degré de liberté.

La Figure 3-2 schématise un réducteur à deux étages de réduction. Il se compose d'un système linéaire avec 3 degrés de libertés dont les trois axes de rotation sont reliés entre eux par des relations cinématiques faisant intervenir le rapport de réduction. Un motoréducteur à deux étages de réduction peut être simplifié par un étage de réduction de rapport *1/N* comme présenté sur la Figure 3-3.

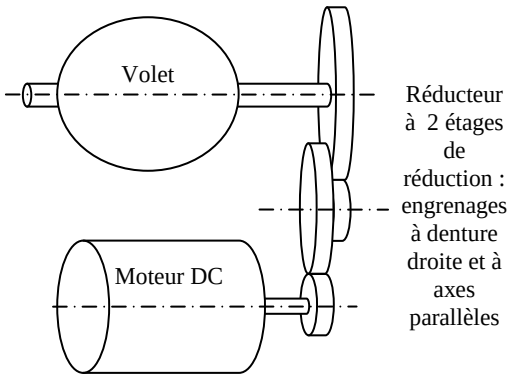


Figure 3-2 : Schéma réducteur à deux étages de réduction

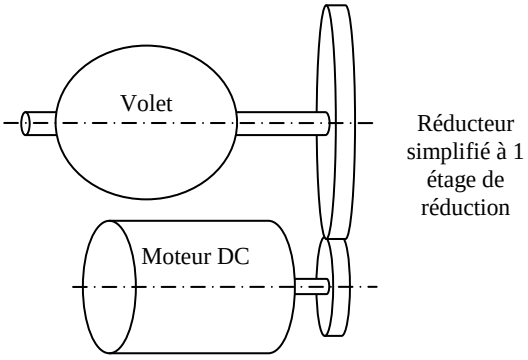


Figure 3-3 : Schéma du réducteur simplifié à un étage de réduction

Le principe fondamental de la dynamique *PFD* s'écrit en fonction d'un bilan des couples moteur et résistant s'appliquant sur un arbre d'une inertie J et ayant une accélération Acc_{ch} tel que :

$$C_m - C_{res} = J \cdot Acc_{ch} \tag{3.1}$$

Le moteur DC possède une inertie au rotor J_m et fourni un couple C_m. À partir d'un bilan des couples, moteur C_m, de charge C_{ch}, et en considérant le réducteur d'un rapport de réduction $1/N$ et le rendement r_{red}, le principe fondamental de la dynamique *PFD* s'applique sur l'arbre du volet d'inertie J_{ch} et ayant une accélération Acc :

$$C_m \cdot N \cdot r_{red} - C_{Ch} = \left(J_m \cdot N^2 + J_{Ch}\right) \cdot Acc_{ch} \tag{3.2}$$

Le cahier des charges fournit un temps de réponse T_{res} et une course permettant de calculer la vitesse moyenne V_{moy}. La vitesse est nulle au départ et à la fin de la course. La vitesse maximale est atteinte en milieu de parcours, comme l'illustre la Figure 3-5. Pour obtenir la vitesse maximale nécessaire à mi-course, le besoin d'une accélération s'exprime par :

$$Acc_{ch} = 4 \cdot V_{moy} / T_{res} \tag{3.3}$$

Après intégrations successives, le mouvement obtenu est uniformément accéléré puis décéléré. Les évolutions de la tension d'alimentation U_{min}, de l'accélération, de la vitesse et de la position sont présentées sur les Figure 3-4 et Figure 3-5.

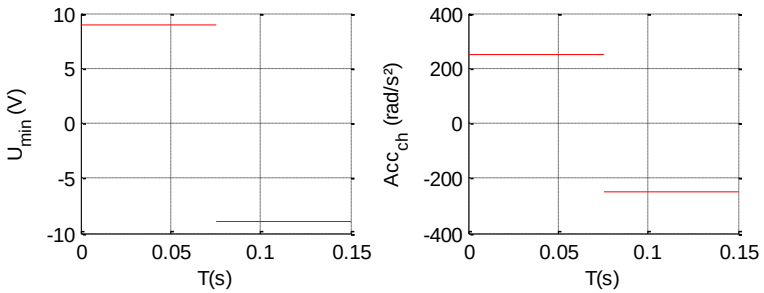


Figure 3-4 : Évolution de la tension d'alimentation et de l'accélération de l'obturateur

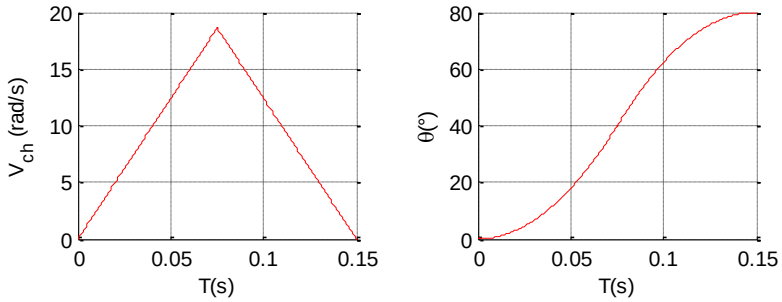


Figure 3-5 : Évolution de la vitesse et de la position de l'obturateur

Connaissant l'accélération nécessaire, le rapport de réduction évolue entre 1 et 1/50 afin de calculer les couples fourni par le moteur DC (3.4), résistant (3.5) et issu de la dynamique (3.6) :

$$C_m = \left(J_m + \frac{J_{Ch}}{N^2} \right) \cdot Acc_{ch} \cdot N + \frac{C_{Ch}}{N \cdot \eta} \tag{3.4}$$

$$C_{res} = \frac{C_{Ch}}{N \cdot \eta} \tag{3.5}$$

$$C_{inertie} = \left(J_m + \frac{J_{Ch}}{N^2} \right) \cdot Acc_{ch} \cdot N \tag{3.6}$$

L'équilibre des couples s'écrit :

$$C_m - C_{res} - C_{inertie} = 0 \tag{3.7}$$

À partir du Tableau 2-2, deux moteurs DC nommés *HC355* et *HC677* sont de dimensions et de performances différentes. Ils sont étudiés pour estimer le rapport de réduction et le courant maximal consommé. La Figure 3-6 et la Figure 3-7 présentent les évolutions des couples selon la valeur *N* pour les deux moteurs étudiés.

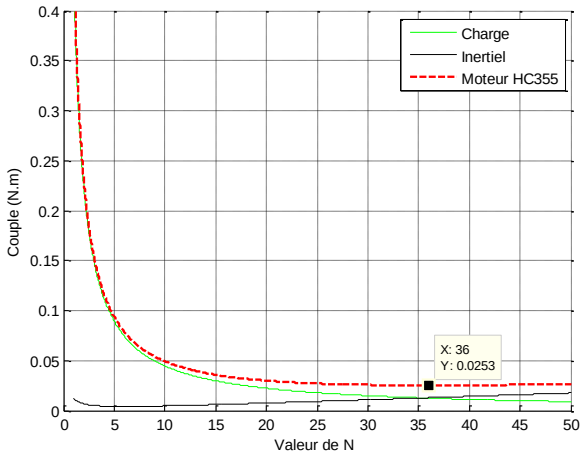


Figure 3-6 : Influence du rapport de réduction pour le moteur HC355

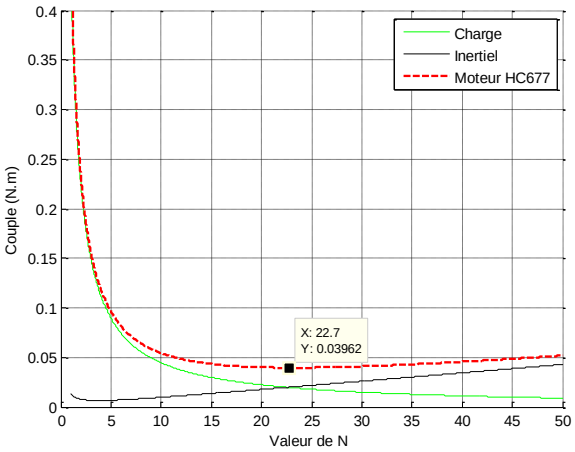


Figure 3-7 : Influence du rapport de réduction pour le moteur HC677

Le choix du rapport de réduction se trouve à l'intersection entre les couples résistant C_{res} et inertiel $C_{inertie}$. Ce point minimise le couple demandé au moteur C_m. Un rapport de réduction égal à 1 revient à obtenir un moteur à entraînement direct mais il ne correspondant pas au minimum de

couple. Également, ce point permet de situer la réversibilité du mécanisme. Plus *N* augmente, plus le couple inertiel devient prépondérant par rapport au couple résistant. L'effort résistant ne ramènera pas le volet en position de sécurité. Le réducteur diminue le couple de charge comme le montre l'équation (3.5). Le couple inertiel (3.6) augmente linéairement avec le rapport de réduction. L'inertie du moteur devient prépondérante tandis que l'inertie de la charge ramenée sur l'arbre moteur diminue au fur et à mesure que *N* augmente. Avec le moteur *HC355*, de la Figure 3-7, le couple moteur minimal est atteint à 25 mN.m avec *N* égal à 36 et pour le *HC677*, de la Figure 3-7, le couple moteur minimal est atteint à 40 mN.m avec *N* égal à 22,7. Si *N* croît, le volume du réducteur augmente.

D'après [KOW-99], le courant maximal est obtenu lorsque la tension d'alimentation change de polarité pour décélérer le mécanisme. Le moteur doit vaincre le couple résistant et également le couple issu de l'énergie cinétique. Le courant s'exprime par :

$$I_{\max} = \frac{1}{R\cdot}\left(-2\cdot U + \frac{R\cdot C_{ch}}{K\cdot N\cdot r_{red}}\right) \tag{3.8}$$

La Figure 3-8 présente l'évolution du courant maximal en fonction du rapport de réduction pour le moteur *HC355* et *HC677*.

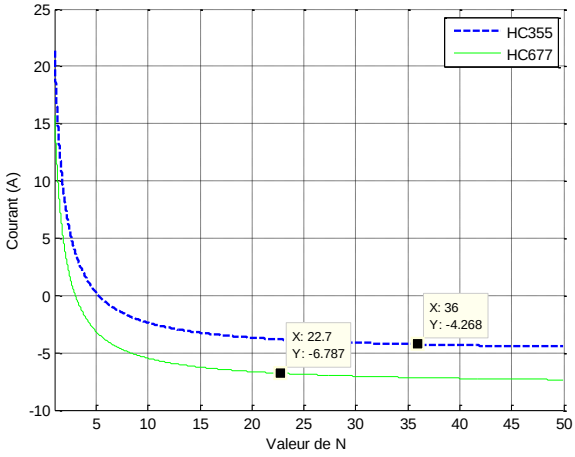


Figure 3-8 : Évolution du courant maximal des moteurs HC355 et HC677

Le *HC355* consomme un courant de 4,3 A, plus faible que le moteur *HC677* à 6,80 A. Si l'objectif est de minimiser l'énergie électrique consommée au détriment du volume du réducteur, il vaut mieux prendre le moteur *HC677* avec un plus faible rapport de réduction. Il y a un compromis entre le courant et le volume utilisé par le motoréducteur.

La méthode présentée ne considère pas toutes les inerties en rotation du réducteur, et la valeur de l'accélération est approximative. L'optimisation du motoréducteur peut être réalisée soit par un moteur déjà existant avec le réducteur à dimensionner, soit par une optimisation globale qui peut apporter de meilleurs choix de conception dans l'objectif de minimiser l'énergie électrique absorbée.

Les paragraphes suivants proposent une définition géométrique du moteur et de son réducteur

pour prendre en compte toutes les pièces mises en mouvement. L'évolution de la dynamique sera calculée de manière à respecter le temps de réponse voulu sur un trajet Aller et Retour. Afin de minimiser la consommation de courant, l'énergie électrique est calculée sur le cycle de parcours Aller et Retour.

3.2. Machine à courant continu à balais mécanique

La *MCC* choisi pour l'optimisation est une machine à une paire de pôles et à deux voies d'enroulement (deux balais diamétralement opposés), parmi l'une des structures citées dans [VAN-01], [BER-99$_b$]. Dans l'état de l'art d'actionneurs de boucle d'air, la majorité des *MCC* à balais possède un nombre impair d'encoches. Sur la Figure 3-9 , nous constatons 7 encoches inclinées afin de limiter le couple de denture.

Figure 3-9 : MCC à nombre d'encoche impair et rotor torsadé et feuilleté

3.2.1. Définition géométrique de la machine à courant continu

Le stator est composé de deux aimants tuiles à aimantation radiale et d'une carcasse qui sert à maintenir les deux aimants et à refermer le flux magnétique.

Le rotor possède un nombre d'encoches N_{enc} fixé à 10 et un matériau magnétique pour canaliser le flux créé par les aimants et les conducteurs comme il a été présenté sur la Figure 2-11 et la Figure 2-12 de la page 47. La Figure 3-10 présente la géométrie de la machine.

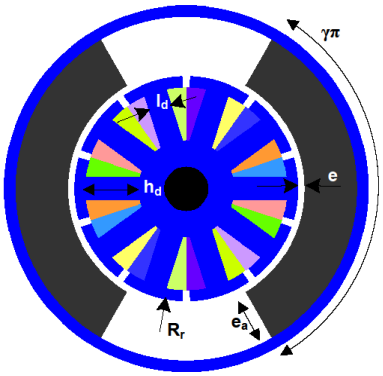


Figure 3-10 : Définition de la géométrie de la MCC

Le rotor a une longueur L_r et un rayon R_r. La dent a une longueur h_d et une largeur l_d dimensionnée par un niveau d'induction limité à 1,0T pour assurer le régime linéaire du matériau magnétique.

La somme des sections d'encoches sous un pôle inducteur comprenant *n/2* conducteurs en série s'écrit :

$$S_{enc} = \frac{N_{enc}}{2} \cdot \left(\frac{\pi \cdot \left(R_r^2 - \left(R_r - h_d \right)^2 \right)}{N_{enc}} - hd \cdot ld \right) \tag{3.9}$$

3.2.2. Définition de la résistance électrique de bobinage

Le fil possède une couche d'émail normalisée de grade 1 pour supporter la température jusqu'à 150°C. À partir de valeurs de diamètres de fils émaillés normalisés (CEI 60317), une évolution continue est déterminée entre l'épaisseur d'émail au diamètre en fonction du diamètre de cuivre, pour des diamètres de cuivre variant entre 0,1 à 2,5mm. L'évolution s'exprime par la relation :

$$d_{email_1} = 0.0204 \cdot \ln\left(d_{cu} \right) + 0.0597 \tag{3.10}$$

La Figure 3-11 représente l'évolution de l'épaisseur d'émail en fonction du diamètre de cuivre. Les points correspondent aux diamètres de cuivres normalisées.

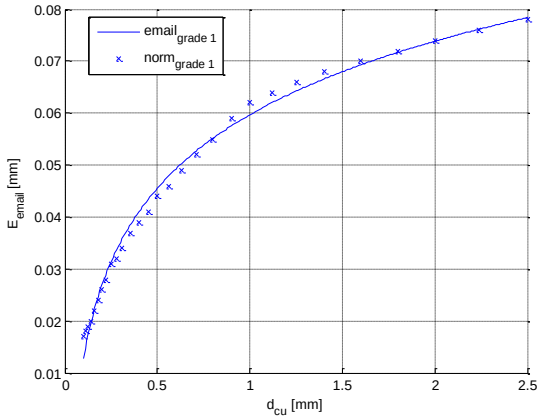


Figure 3-11 : Évolution de l'épaisseur d'émail en fonction du diamètre de cuivre

Le diamètre du fil vaut donc :

$$d_{fil} = d_{cu} + d_{email_1} \tag{3.11}$$

Le coefficient de remplissage des encoches *ff* s'exprime en fonction de la section de cuivre du fil, s_{fil}, et du nombre de conducteurs *n* dans la section d'encoche S_{enc} :

$$ff = \frac{s_{cu}}{s_{fil}} \cdot \frac{n/2 \cdot s_{fil}}{S_{enc}} = k_e \cdot k_{remp} \tag{3.12}$$

Le rotor se compose de *n* conducteurs dans les 10 encoches. Le *MCC* étant à deux voies d'enroulement, il y a, entre les deux balais du moteur, deux résistances électriques de bobinage en parallèle correspondant chacune à *n/2* conducteurs. La longueur d'un conducteur sous chaque pôle est la somme de la longueur du rotor, et d'un demi-périmètre de ce même rotor pour considérer les têtes de bobines.

La résistance électrique de bobinage s'écrit :

$$R_{fil} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{cu} \cdot \left(\frac{n}{2} \cdot (L_r + \pi \cdot R_r) \cdot \frac{1}{s_{cu}} \right) \quad (3.13)$$

Le moteur DC est soumis à une température extérieure de 130°C ce qui impose une dépendance entre la résistivité électrique du cuivre et la température. La résistivité du cuivre dérive linéairement en fonction de la température avec un coefficient de $\lambda_{Rcu} = 3{,}93.10^{-3}$ pour une résistivité électrique par mètre de $\rho_{cu0} = 17.10^{-9}$ Ω.m à 20°C de sorte que :

$$\rho_{cu} = \rho_{cu0} \cdot (1 + \lambda_{Rcu} \cdot (T° - T_{Rcu0})) \quad (3.14)$$

Dans l'équation de résistance électrique de bobinage, la résistance du contact balais-collecteur n'est pas considérée pour le moment. Sa valeur peut être intégrée dans le calcul de R_{fil} qui considère une longueur de fil surestimée.

3.2.3. Définition de l'inertie du rotor

Pour le calcul de la dynamique, il faut déterminer l'inertie du rotor J_m. Le rotor est composé de fer et de cuivre. Le diamètre de fil et sa longueur sont calculés en fonction du nombre total de conducteurs dans les encoches. Au final, l'inertie du rotor J_m s'exprime par :

$$J_m = \frac{1}{2} \left(\mu_{fer} \cdot \left(\pi \cdot R_r^2 \cdot L_r - 2 \cdot S_{enc} \right) + \mu_{cu} \cdot \left(\pi \cdot R_{cu}^2 \cdot L_{fil} \right) \right) \cdot R_r^2 \quad (3.15)$$

3.2.4. Définition de la constante de couple

Le calcul de l'induction dans l'entrefer est un point essentiel dans le calcul du couple de la *MCC*. À partir de la Figure 2-11, le théorème d'Ampère s'applique sur le chemin de circulation du flux à partir du champ dans l'aimant H_a et du champ dans l'entrefer H_e :

$$2 \cdot (H_a \cdot e_a + H_e \cdot e) = 0 \quad (3.16)$$

La caractéristique magnétique de l'aimant choisie s'exprime par :

$$B_a = B_r + \mu_0 \cdot \mu_a \cdot H_a \quad (3.17)$$

Avec H_a le champ dans l'aimant, μ_0 la perméabilité absolue du vide, μ_r la perméabilité relative de l'aimant et B_r l'induction rémanente de l'aimant.

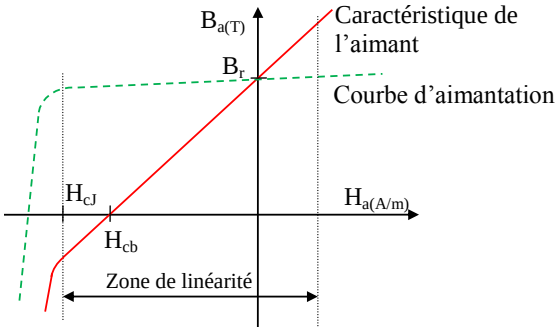


Figure 3-12 : Modèle de l'aimant ferrite B_r=0,4T, μ_a=1,05

Sur la Figure 3-10, l'aimant en forme de tuile à aimantation radiale provoque une concentration de flux k_{ea} entre la surface de l'aimant et la surface à l'entrefer. La loi de conservation de flux s'écrit entre l'aimant et au milieu de l'entrefer :

$$B_e \cdot S_e = B_a \cdot S_a \tag{3.18}$$

k_{ea} est le coefficient de concentration de flux suivant le rapport de section entre la section de l'entrefer et la section de l'aimant. Le champ dans l'entrefer s'exprime par :

$$H_e = \frac{B_e}{\mu_0} \tag{3.19}$$

Avec ces relations, le niveau d'induction à l'entrefer sous un pôle inducteur s'écrit :

$$B_e = \frac{B_r \cdot e_a}{\mu_a \cdot e + k_{ea} \cdot e_a} \tag{3.20}$$

Après avoir déterminé la valeur de l'induction dans l'entrefer B_e, le flux magnétique est calculé en intégrant l'induction B_e sur la surface d'entrefer sous un pôle inducteur. Avec $\gamma\ \pi$ l'angle d'ouverture du pôle inducteur, le flux sortant s'écrit :

$$\phi = \gamma \cdot \pi \cdot R_r \cdot L_r \cdot B_e \tag{3.21}$$

Après ces relations, la constante de couple s'obtient :

$$K_t = \frac{n \cdot \phi}{2 \cdot \pi} = \frac{\gamma \cdot n \cdot R_r \cdot L_r \cdot B_e}{2} \tag{3.22}$$

3.2.5. Définition du couple nominal et maximal

Dans ce moteur à deux voies d'enroulement avec ses deux résistances de bobinage en parallèle, le courant circulant dans un conducteur vaut la moitié du courant I traversant les balais. La densité linéique de courant A_l est la somme des ampères-tours des $n/2$ conducteurs ramenés sur la périphérie du rotor telle que :

$$A_l = \frac{n \cdot I}{4 \cdot \pi \cdot R_r} \tag{3.23}$$

Le couple nominal du moteur C_n s'exprime par :

$$C_n = K_t \cdot I = 2 \cdot A_l \cdot B_e \cdot \gamma \cdot \pi \cdot R_r^2 \cdot L_r = 2 \cdot A_l \cdot B_e \cdot V_u \tag{3.24}$$

Le couple nominal du moteur dépend du volume du rotor du moteur V_u, du niveau d'induction dans l'entrefer B_e et de la densité linéique de courant A_l dans les encoches.

Pour aller plus loin dans l'écriture du couple, le couple maximal admissible est calculé suivant la contrainte de champ démagnétisant de l'aimant. À partir de l'équation (3.17), le niveau d'induction dans l'aimant est nul si le champ dans l'aimant s'exprime par :

$$H_a = -\frac{B_r}{\mu_0 \cdot \mu_a} = H_{cb} \tag{3.25}$$

Le flux démagnétisant est issu de la réaction d'induit des *n/2* conducteurs sous un pôle parcouru par un courant *I/2*. Dans le circuit magnétique sous un pôle, le théorème d'Ampère s'applique sur un chemin de flux tel que :

$$2 \cdot \left(H_a \cdot e_a + H_e \cdot e\right) = -\frac{n}{2} \cdot \frac{I}{2} \tag{3.26}$$

Avec la loi de conservation de flux de l'aimant à l'entrefer, la droite de charge de l'aimant s'exprime par :

$$B_a = \mu_0 \cdot k_{ea} \cdot \frac{e_a}{e}\left(-\frac{n \cdot I}{8 \cdot e_a} - H_a\right) \tag{3.27}$$

Le champ coercitif H_{cb} pour une induction nulle dans l'aimant est atteint par un courant maximal admissible d'expression :

$$I_{\max} = \frac{8 \cdot e_a \cdot \left(-H_{cb}\right)}{n} \tag{3.28}$$

Le couple maximal du moteur est alors limité par ce point de fonctionnement et s'écrit donc :

$$C_{\max} = 4 \cdot \gamma \cdot R_r \cdot L_r \cdot B_e \cdot e_a \cdot \left(-H_{cb}\right) \tag{3.29}$$

3.3. Définition du réducteur à engrenages

3.3.1. Définition du rapport de réduction

Le rapport de réduction *1/N* relie la vitesse de rotation du moteur Ω_{1m} à celle du volet Ω_{3v} où s'applique la charge. Ce rapport dépend du nombre de dents de chaque engrenage des deux étages de réduction à savoir : le premier étage de réduction est entre le pignon moteur $\{1_m\}$ et la roue réducteur $\{2_r\}$ et le second étage entre le pignon réducteur $\{2_p\}$ et la roue du volet $\{3_v\}$.

$$\frac{1}{N} = \frac{\Omega_{3v}}{\Omega_{1m}} = \frac{Z_{1m}}{Z_{2r}} \cdot \frac{Z_{2p}}{Z_{3v}} = \frac{1}{N_{mr}} \cdot \frac{1}{N_{pv}} \tag{3.30}$$

Avec Z_m le nombre de dents du pignon moteur et Z_r le nombre de dents de la roue de l'étage intermédiaire, décrivent à eux deux le premier étage de réduction de rapport $1/N_{mr}$. Puis Z_p le nombre de dents du pignon de la roue intermédiaire et Z_v le nombre de dents du secteur denté du volet, décrivent le deuxième étage de réduction de rapport $1/N_{pv}$.

3.3.2. Définition des dents d'engrenages

3.3.2.a. Définition de la dent

Pour définir géométriquement le réducteur, il faut calculer la valeur du module d'engrenage m_0 de chaque étage de réduction. Ce module détermine les caractéristiques géométriques de

l'engrenage comme les rayons de base et primitif, la largeur et l'épaisseur de la denture comme expliqué dans [HEN-02$_a$] et [HEN-03]. Parmi les méthodes dont celle de [HEN-02$_b$] pour déterminer le module d'un engrenage, la méthode de LEWIS est appliquée comme il a été présenté dans le polycopié [TEI-00]. À partir d'une étude de résistance de matériaux, [TEI-00] dimensionne une dent soumise à une contrainte de flexion simple par un effort tangentiel F_t. comme le présente la Figure 3-13. La dent a une épaisseur d égale à la moitié du pas primitif p, une hauteur h_a et d'une largeur de denture b telles que :

$$d = \frac{\pi \cdot m_0}{2},\ h_a = 2{,}25 \cdot m_0 \text{ et } b = k \cdot m_0 \tag{3.31}$$

Lors de l'engrènement, le point de contact où l'effort s'applique parcourt le profil de la dent. Sur la Figure 3-14, la dent est schématisée par une poutre de section rectangulaire. Le pied de dent étant solidaire de l'engrenage, lorsque l'effort extérieur est sur la tête de la dent, l'effort développe un moment fléchissant maximal.

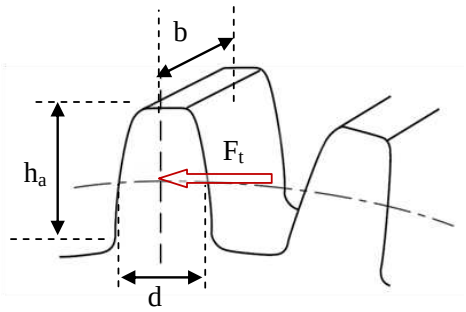


Figure 3-13 : Géométrie d'une dent

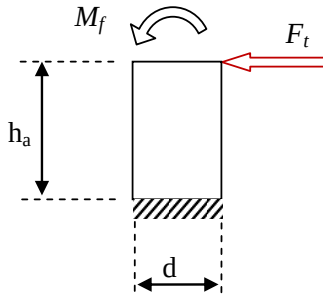


Figure 3-14 : Schéma simplifié d'une dent

Le moment fléchissant M_f s'écrit en fonction de l'effort F_t et de la hauteur de dent h_a :

$$M_f = h_a \cdot F_t \tag{3.32}$$

La Figure 3-15 présente le comportement d'un matériau soumis à un effort sur une surface de contact.

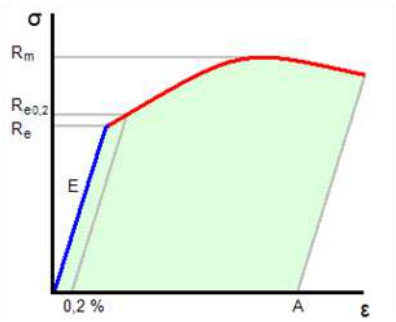


Figure 3-15 : Comportement mécanique d'un matériau, la contrainte en fonction de la déformation

La pression de contact induite définit une contrainte mécanique σ qui déforme la pièce par microdéformation réversible ε si le matériau reste dans un régime linéaire, dit élastique. Cette linéarité est définie par la constante d'élasticité du matériau soit le module d'Young E. En dehors de cette linéarité, le matériau entre dans une zone plastique où la déformation est de manière

irréversible. Les hypothèses de calcul choisies sont de rester dans le comportement linéaire du matériau pour ne pas fragiliser la dent.

Les matériaux choisis pour les engrenages sont un acier pour le pignon moteur et un matériau plastique polyamide PA66 pour le reste du réducteur. La limite de résistance mécanique de l'acier R_e est de 120 MPa. Pour le PA 66, la limite de résistance élastique est de 80MPa. Afin d'assurer un comportement linéaire du matériau et d'éviter des contraintes mécaniques trop importantes dans la dent, un facteur de service S valant 4 est choisi. À partir de la limite élastique et du facteur de service, on obtient la résistance pratique à l'extension R_{pe}.

Pour calculer la contrainte mécanique dans la dent, il faut calculer son influence géométrique. La dent étant de section rectangulaire et soumise à un moment fléchissant, le moment quadratique d'axe G_z s'exprime selon :

$$I_{Gz} = \frac{b \cdot d^3}{12} = \frac{k \cdot \pi^3 \cdot m_0^4}{96} \tag{3.33}$$

La contrainte maximale σ_{max} dans la dent doit être inférieure au critère de R_{pe} du matériau. La contrainte maximale est sur le profil à la distance de la moitié de la dent :

$$\sigma_{\max} = \frac{M_f}{I_{Gz}} \cdot \frac{d}{2} = \frac{54 \cdot F_t}{k \cdot \pi^2 \cdot m_0^2} < R_{pe} = \frac{R_e}{S} \tag{3.34}$$

Ainsi la valeur minimale du coefficient d'épaisseur de denture (3.31) est de :

$$k \geq \frac{54 \cdot F_t}{R_{pe-acier} \cdot \pi^2 \cdot m_0^2} \tag{3.35}$$

Dans l'exemple du pignon moteur, l'épaisseur de l'engrenage a pour valeur :

$$l_{1m} = \frac{54 \cdot F_{tm}}{R_{pe-acier} \cdot \pi^2 \cdot m_m^2} \cdot m_m \tag{3.36}$$

Les autres épaisseurs d'engrenages sont calculées par la même relation. Les efforts transmis par les dents à chaque contact d'engrenage doivent être déterminés.

3.3.2.b. Transmission des efforts tangentiels dans le réducteur

Comme présenté dans [HEN-02$_b$], les efforts tangentiels sont définis en fonction du couple et des rayons primitifs d'engrenages et du rendement du contact d'engrenage. Sur la Figure 3-1, à chaque contact d'engrenage en I_1 et I_2, une partie de la puissance transmise est perdue par le frottement des deux dents d'engrenages en contact sec.

Selon [YAM-94], avec un contact entre deux matériaux plastiques de nature PA66, le rendement $\eta_{PA66/PA66}$ est de 93%. Pour un contact entre un acier sur un PA66, le rendement $\eta_{acier/PA66}$ est de l'ordre de 81%. Le rendement global η_{red} du réducteur peut être fixé à 75%.

Lors de la résolution analytique, le rendement du réducteur η_{red} choisi est fixé à 81%, soit 90% de rendement à chaque contact d'engrenage.

Dans le cas où le couple moteur est toujours générateur du mouvement, la force tangentielle au rayon primitif du pignon d'entraînement s'écrit :

$$F_{tm} = \frac{C_{1m}}{R_{1m}} \tag{3.37}$$

La force tangentielle au rayon primitif de la roue intermédiaire est l'effort transmis par le moteur avec une perte de contact. Elle s'exprime par :

$$F_{tr} = \frac{C_{1m}}{R_{1m}} \cdot \eta_{acier/PA66} \tag{3.38}$$

Le couple transmis du pignon moteur sur la roue intermédiaire est le même que le couple du pignon intermédiaire car la roue et le pignon forment la même pièce. L'effort tangentiel du pignon intermédiaire au contact de la roue volet s'exprime par :

$$F_{tp} = \frac{C_{1m}}{R_{1m} \cdot R_{2p}} \cdot R_{2r} \cdot \eta_{acier/PA66} \tag{3.39}$$

Le couple transmis par le pignon intermédiaire crée une force tangentielle au rayon primitif du volet avec une seconde perte de contact :

$$F_{tv} = \frac{C_{1m}}{R_{1m} \cdot R_{2p}} \cdot R_{2r} \cdot \eta_{acier/PA66} \cdot \eta_{PA66/PA66} \tag{3.40}$$

Au final, le couple développé par le moteur et transmis au volet s'exprime par un rapport de rayons primitifs et avec le rendement du réducteur de sorte que :

$$C_v = \frac{R_{2r} \cdot R_{3v}}{R_{1m} \cdot R_{2p}} \cdot C_{1m} \cdot \eta_{red} = N \cdot C_{1m} \cdot \eta_{red} \tag{3.41}$$

Le rapport des rayons primitifs des engrenages fournit une autre définition du rapport de réduction tel qu'il est calculé au (3.30).

3.3.3. Déport de denture et conditions de fonctionnement

Pour respecter une des premières conditions d'engrènements, les modules du pignon moteur m_m et de la roue intermédiaire m_r puis entre le pignon intermédiaire m_p et la roue du volet m_v doivent être égaux :

$$m_m = m_r = m_{mr} \quad \text{et} \quad m_p = m_v = m_{pv} \tag{3.42}$$

Ensuite pour améliorer le contact et éviter une usure prématurée des dents soumises aux frottements, il faut équilibrer les vitesses de glissements spécifiques entre les profils de dents du pignon et de la roue. La Figure 3-16 présente la ligne d'action (*AB*) où l'effort est transmis de la dent motrice *2* sur la roue *1* menée.

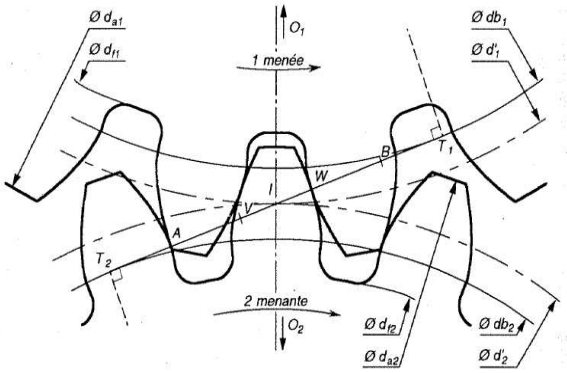


Figure 3-16 : Point d'engrènement sur la droite d'action source [AUB-92]

L'engrènement débute au point *A* et se termine au point *B*. Le segment [*AB*] est la longueur de conduite. Sur les segments [*AW*] et [*VB*], l'effort est transmis sur deux dents avec une vitesse de glissement élevé. Sur le segment [*WV*] l'effort est transmis sur une seule dent avec une faible vitesse de glissement. Il faut ainsi étudier la géométrie de la dent et en particulier aux pieds de dents qui possèdent une vitesse de glissement plus élevée. La Figure 3-17 présente les longueurs de contacts sur les profils de dents du pignon menant et de la roue menée.

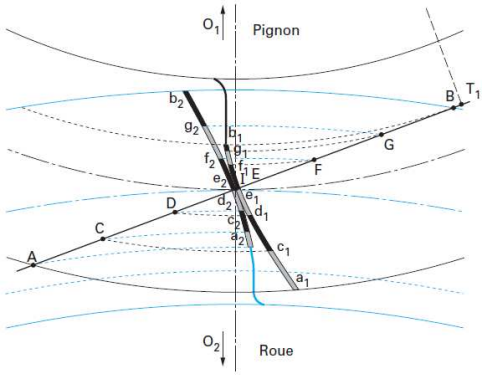


Figure 3-17 : Longueur de contact sur les profils de dents du pignon et de la roue [HEN-02$_a$]

Le point *I* est un centre instantané de rotation correspondant au contact tangentiel des rayons primitifs du pignon et de la roue. La vitesse du contact en ce point est nulle à n'importe quel instant *t*, résultant d'un roulement sans glissement du pignon à la roue. Sur les autres parties de la droite *AB*, il y a un roulement et un glissement entre les deux profils d'engrenages.

Le glissement augmente au fur et à mesure que l'on s'éloigne du point primitif. En un temps donné, pour parcourir la distance *AC* sur la droite d'action, le profil du pignon de longueur a_1c_1 glisse sur la longueur a_2c_2 du profil de la roue.

Equilibrer le glissement spécifique consiste à rendre égaux les glissements de chaque arc des profils de denture, de sorte que sur la zone AC en pied de dent, les glissements s'écrivent :

$$g_{s1} = \frac{\overline{a_2c_2} - \overline{a_1c_1}}{\overline{a_1c_1}} \text{ et } g_{s2} = \frac{\overline{a_2c_2} - \overline{a_1c_1}}{\overline{a_2c_2}} \tag{3.43}$$

La méthode HENRIOT définit une géométrie d'une denture déportée sans variation d'entraxe

si la somme des dents des engrenages en contact est supérieure à 60. La Figure 3-18 issue de [HEN-02$_a$] montre l'influence du déport *x* sur la forme de la dent.

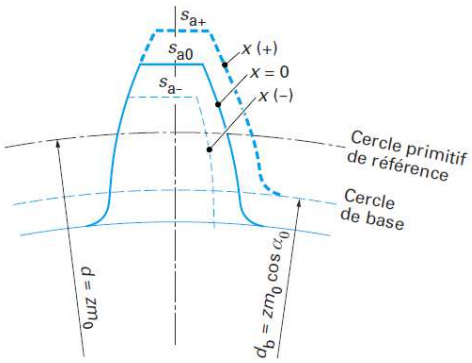


Figure 3-18 : Influence sur la forme de la dent en fonction du déport de denture [HEN-02$_a$]

D'après [AUB-92], les longueurs *AI* et *IB* de la Figure 3-16 s'écrivent en fonction des diamètres de tête de dent D_a et du diamètre de base de l'engrenage D_b et d'un angle de pression α de 20°. Pour le contact entre le pignon moteur et la roue intermédiaire, la longueur d'approche *AI* s'écrit:

$$AI = \frac{1}{2} \cdot \left(\sqrt{D_{am}^2 - D_{bm}^2} - D_{bm} \cdot \tan\alpha \right) \tag{3.44}$$

Avec un diamètre de tête du pignon moteur tel que $D_{am} = m_m \cdot \left(Z_m + 2 + 2 \cdot x_m \right)$

Et la longueur de retraite *IB* :

$$IB = \frac{1}{2} \cdot \left(\sqrt{D_{ar}^2 - D_{br}^2} - D_{br} \cdot \tan\alpha \right) \tag{3.45}$$

Avec un diamètre de tête de la roue intermédiaire tel que $D_{ar} = m_r \cdot \left(Z_r + 2 + 2 \cdot x_r \right)$

Les glissements spécifiques sont maximaux aux pieds de temps, au point B du pignon moteur et au point A de la roue intermédiaire. Le glissement du pignon moteur vaut :

$$g_{smB} = \frac{\left(Z_m + Z_r \right) \cdot IB}{Z_r \cdot T_m B} \quad \text{avec} \quad T_m B = R_{bm} \cos\alpha - IA \tag{3.46}$$

Et pour la roue intermédiaire, le glissement spécifique vaut :

$$g_{srA} = \frac{\left(Z_m + Z_r \right) \cdot IA}{Z_m \cdot T_r A} \quad \text{avec} \quad T_r A = R_{br} \cos\alpha - IB \tag{3.47}$$

D'après [HEN-02$_a$] et [HEN-02$_c$], le déport de denture sans variation d'entraxe impose une somme nulle des déports de denture x_m et x_r. Afin d'éviter des dents trop fines, le déport de denture est négatif pour la roue, et positif pour le pignon comme le montre la Figure 3-18. Les contraintes de glissements spécifique aux pieds de dents s'expriment par :

$$g_{smB} = g_{srA} \text{ avec } x_m + x_r = 0 \tag{3.48}$$

Le rapport de conduite est une autre information sur les conditions de fonctionnement. Il exprime le rapport de la longueur de contact *AB* sur le pas de base, ce qui correspond au nombre

de dents en prise lors de l'engrènement. Ce rapport s'écrit :

$$\varepsilon_\alpha = \frac{AI + IB}{\pi \cdot m_0 \cdot \cos\alpha} \tag{3.49}$$

En général, dans la littérature, ce rapport doit être au minimum de 1,25 pour un rapport de démultiplication de 5.

Finalement, les conditions de fonctionnement sont définies pour l'étage de réduction entre le pignon moteur et la roue intermédiaire. Il est généralisé sur les deux étages du réducteur.

3.3.4. Calcul des efforts dans le palier réducteur

Ce paragraphe détermine l'influence de la réaction du palier réducteur par rapport à l'action des efforts moteur et de la charge. L'effort résultant dans cette liaison permet de calculer la force de frottement du pignon-roue réducteur sur son axe de rotation.

La Figure 3-19 présente deux motoréducteurs dont la position de l'axe de rotation de l'engrenage intermédiaire diffère : l'axe du réducteur est déporté sur l'image de droite alors que sur l'image de gauche, les axes du moteur, de l'intermédiaire et du volet sont alignés.

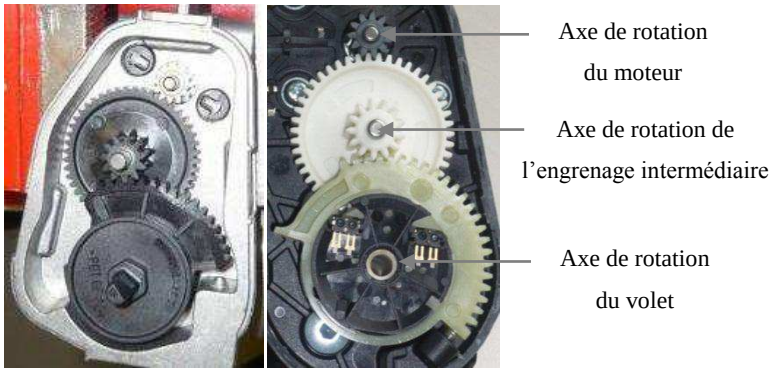


Figure 3-19 : Position du palier du réducteur décalé ou aligné

La Figure 3-20 présente un schéma géométrique des positions de l'axe de rotation du moteur, de l'axe de l'engrenage intermédiaire (point *D*) et de l'axe de la roue volet.

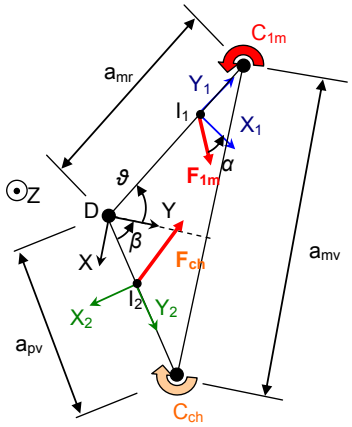


Figure 3-20 : Géométrie du palier du réducteur

À partir de cette définition géométrique, il est possible d'optimiser le volume du réducteur en diminuant la valeur de l'entraxe a_{mv} entre le moteur par rapport au volet, puis de déterminer les efforts transmis dans le réducteur pour vérifier la tenue mécanique des pièces en contacts.

Pour déterminer l'effort de réaction de la liaison pivot entre l'axe du châssis *0* et la pièce roue-pignon *2* du réducteur au point *D*, le Principe Fondamental de la Statique *PFS* s'applique en utilisant la méthode des torseurs d'efforts, méthode connue en conception mécanique. À l'aide de la Figure 3-20, le torseur d'action est décrit par les composants d'efforts X_{02d}, Y_{02d}, et Z_{02d} sur les axes respectifs du repère (*x;y;z*) et les composantes du moment L_{02d}, M_{02d} et N_{02d} dans le même repère au point *D* tel que :

$$\{L_{0\to 2}\}_D = \begin{Bmatrix} X_{02d} & L_{02d} \\ Y_{02d} & ,M_{02d} \\ Z_{02d} & N_{02d} \end{Bmatrix}_D \tag{3.50}$$

La réaction de la liaison s'oppose aux efforts issus du couple moteur et du couple de charge. Le torseur d'action est défini par l'effort calculé au (3.38) s'appliquant au point I_1 du pignon moteur *1* sur la roue dentée *2* :

$$\mathrm{T}_{I_1,1\to 2} = \left\{\vec{F}_{tm};\vec{M}_{tv}\right\}_{I_1,\vec{x},\vec{y},\vec{z}} = \begin{Bmatrix} F_{tm}\cdot\cos(\vartheta-\alpha) & 0 \\ F_{tm}\cdot\sin(\vartheta-\alpha); & 0 \\ 0 & 0 \end{Bmatrix}_{I_1,\vec{x},\vec{y},\vec{z}} \tag{3.51}$$

Le torseur d'action est défini par l'effort calculé au (3.40) s'appliquant au point I_2 de la roue volet *3* sur le pignon réducteur *2* tel que :

$$\mathrm{T}_{I_2,3\to 2} == \left\{\vec{F}_{tch};\vec{M}_{tch}\right\}_{I_2,\vec{x},\vec{y},\vec{z}} = \begin{Bmatrix} -F_{tch}\cdot\cos\ (\beta-\alpha) & 0 \\ F_{tch}\cdot\sin\ (\beta-\alpha)\ ; & 0 \\ 0 & 0 \end{Bmatrix}_{I_2,\vec{x},\vec{y},\vec{z}} \tag{3.52}$$

Le *PFS* implique un équilibre des forces au point D(x;y;z) :

$$\mathrm{T}_{tm1\to 2} + L_{0\to 2} + \mathrm{T}_{tch3\to 2} = 0 \tag{3.53}$$

Le *PFS* somme les efforts de chaque composante des torseurs. Les composantes de la réaction de liaison par rapport aux efforts du moteur et de la charge se déduisent ainsi :

$$X_{02D} = -F_{tm}\cdot\cos\ (\vartheta-\alpha) + F_{tch}\cdot\cos\ (\beta-\alpha) \tag{3.54}$$

$$Y_{02D} = -F_{tm}\cdot\sin\ (\vartheta-\alpha) - F_{tch}\cdot\sin\ (\beta-\alpha) \tag{3.55}$$

$Z_{02D} = 0$, les efforts restent dans le plan (x;y).

Le *PFS* somme les moments de chaque torseur ramené au point *D* avec l'utilisation du transport des moments. Le transport du moment du torseur du moteur sur la roue *2* s'écrit :

$$\vec{M}_{DI_1} = \vec{M}_{I_1} + \vec{D}I_1 \wedge \vec{F}_{tm} \qquad \text{avec} \qquad \overrightarrow{DI_1} = \left(-R_{2r}\cdot\sin\vartheta \quad R_{2r}\cdot\cos\vartheta \quad -h_{I_1}\right) \tag{3.56}$$

Avec h_{I1} la distance suivant *z* entre le centre de la liaison de l'engrènement en I_1 et le centre de la

liaison pivot du réducteur au point *D*.

Le moment du torseur de la charge sur le pignon *2* transporté au point *D* s'écrit:

$$\vec{M}_{DI_2} = \vec{M}_{I2} + \vec{DI}_2 \wedge \vec{F}_{tch} \qquad \text{avec} \qquad \overrightarrow{DI_2} = \left(R_{2p} \cdot \sin\beta \quad R_{2p} \cdot \cos\beta \quad h_{I_2}\right) \tag{3.57}$$

Avec h_{I2} la distance suivant *z* entre le centre de la liaison de l'engrènement en I_2 et le centre de la liaison pivot du réducteur au point *D*. Les moments résultants dans la liaison s'écrivent donc :

$$L_{02D} = F_{tm} \cdot \sin\left(\vartheta - \alpha\right) \cdot h_{I1} - F_{tch} \cdot \sin\left(\beta - \alpha\right) \cdot h_{I2} \tag{3.58}$$

$$M_{02D} = -F_{tm} \cdot \cos\left(\vartheta - \alpha\right) \cdot h_{I1} - F_{tch} \cdot \cos\left(\beta - \alpha\right) \cdot h_{I2} \tag{3.59}$$

$$N_{02D} = -F_{tm} \cdot R_{2r} \cdot \cos\alpha + F_{tch} \cdot R_{2p} \cdot \cos\alpha \tag{3.60}$$

Les composantes L_{02D} et M_{02D} sont des moments de pivotement de la pièce {2} roue/pignon du réducteur par rapport à son axe de rotation. La composante N_{02D} est le couple résultant des deux efforts issus du moteur et de la charge.

À partir des coefficients de frottement du Tableau 2-3, page 54, la perte de puissance par frottement $\mu_{acier/PA}$ du pignon-roue réducteur sur l'axe du palier en acier peut être estimée en fonction du module des efforts sur les composantes X_{02d} et Y_{02d} tel que :

$$F_{fp} = \mu_{acier/Pa} \cdot \left\| F_{02D} \right\| \tag{3.61}$$

3.3.5. Volume du réducteur

La Figure 3-21 présente les dimensions du réducteur. Son volume dépend des épaisseurs et des rayons primitifs de chaque engrenage et leur position dans le réducteur.

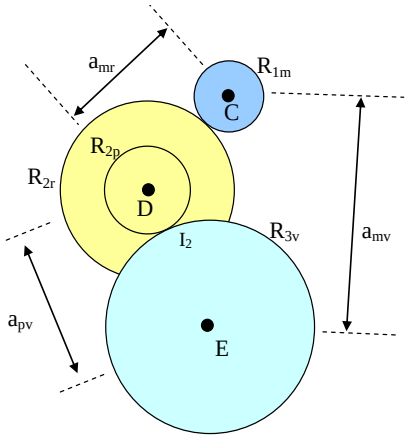


Figure 3-21 : Synotique d'un boîtier réducteur à deux étages de réduction

La hauteur maximale du réducteur est la somme des épaisseurs d'engrenages de la roue et pignon intermédiaire calculées au paragraphe §3.3.2 et telles que :

$$l_{2rp} = l_{2r} + l_{2p} \tag{3.62}$$

Soit a_{mr} l'entraxe entre le point *C*, centre de rotation du pignon moteur et le point *D*, centre de rotation de la roue. L'entraxe a_{mr} est la somme des rayons primitifs du pignon moteur R_{1m} et de la

roue menée R_{2r} tel que :

$$a_{mr} = R_{1m} + R_{2r} = 0{,}5 \cdot m_{mr} \cdot \left(Z_{1m} + Z_{2r}\right) \tag{3.63}$$

De même pour l'entraxe entre le pignon 2 et la roue du volet 3 :

$$a_{pv} = R_{2p} + R_{3v} = 0{,}5 \cdot m_{pv} \cdot \left(Z_{2p} + Z_{3v}\right) \tag{3.64}$$

Pour garder les contacts d'engrènement, l'entraxe entre le moteur et la roue volet ne dépasse pas la somme des deux entraxes définis précédemment :

$$a_{mv} \leq a_{mr} + a_{pv} \tag{3.65}$$

Dans le cas où les axes de rotation des roues sont alignés, soit $a_{mv} = a_{mr} + a_{pv}$, le volume du réducteur s'écrit en fonction des diamètres de tête de dent du pignon D_{a1m} moteur, de la roue du volet D_{a3v}, des épaisseurs de la roue intermédiaire *2* définis par (3.62), et du diamètre de tête de dent entre la roue du volet D_{a3v} ou de la roue intermédiaire D_{a2r} :

$$V_{red} = \left(a_{mv} + \frac{D_{a_1m}}{2} + \frac{D_{a_3v}}{2} \right) \cdot l_{2rp} \cdot \max\left(D_{a_2r}, D_{a_3v}\right) \tag{3.66}$$

3.3.6. Inertie ramenée à l'arbre moteur

L'inertie de la charge est une donnée du cahier des charges. L'inertie du rotor du moteur a été déterminée par l'équation (3.14). Il manque les inerties des pièces tournantes du réducteur et l'inertie de la charge ramenées sur l'arbre du rotor de la *MCC*.

3.3.6.a. Inertie des pièces du réducteur

Sur la Figure 3-21, les engrenages sont caractérisés par leurs rayons primitifs. Un pignon ou une roue d'engrenage se définit par un cylindre de rayon primitif et une profondeur. Pour obtenir l'inertie, la masse volumique intervient ce qui donne pour le pignon moteur :

$$J_{1m} = \rho_{mat} \cdot \pi \cdot l_{1m} \cdot \frac{R_{1m}^4}{2} \tag{3.67}$$

Dans le cas de l'inertie de la roue-pignon intermédiaire, pièce {*2*}, la roue menée par le pignon moteur et le pignon menant sur la roue du volet possède le même axe de rotation. L'inertie totale de cette pièce est la somme d'inertie de deux cylindres de même matériau définis par les rayons primitifs et leurs épaisseurs calculées par l'équation (3.36) afin d'obtenir :

$$J_{2rp} = \rho_{mat} \cdot \pi \cdot \left(l_{2r} \cdot \frac{R_r^4}{2} + l_{2p} \cdot \frac{R_p^4}{2} \right) \tag{3.68}$$

Dans le cas de la roue volet, l'inertie s'exprime par :

$$J_{3v} = \rho_{mat} \cdot \pi \cdot l_{3v} \cdot \frac{R_{3v}^4}{2} \tag{3.69}$$

3.3.6.b. Inertie totale des pièces

Dans ce réducteur, il y a trois solides cylindriques tournants en contacts aux points I_1 et I_2 dans des conditions de roulement sans glissement. L'inertie ramenée à l'arbre moteur est issue d'un bilan d'énergie cinétique. L'énergie cinétique est l'énergie que possède un solide non déformable soumis à un mouvement. L'énergie de ce solide est égale au travail nécessaire pour faire passer le solide du repos à son mouvement de rotation. Pour mettre en mouvement l'ensemble des solides du réducteur, il faut additionner l'ensemble des énergies cinétiques pour obtenir :

$$\sum E_c = \frac{1}{2} \cdot \left(J_{1m} \cdot \Omega_{1m}^2 + J_{2rp} \cdot \Omega_{2rp}^2 + J_{3v} \cdot \Omega_{3v}^2 \right) \tag{3.70}$$

Avec l'inertie du pignon moteur J_{1m}, de l'engrenage réducteur J_{2rp}, de la roue volet J_{3v} et l'inertie de la charge J_{ch}, en considérant les vitesses de rotation du moteur Ω_{1m}, de l'engrenage réducteur Ω_{2rp}, et du volet Ω_{3v}.

À partir des relations cinématiques écrites en (3.30), l'équation (3.70) devient :

$$\sum E_c = \frac{1}{2} \cdot \left(J_{1m} + J_{2rp} \cdot \frac{1}{N_{mr}^2} + J_{3v} \cdot \frac{1}{N^2} \right) \cdot \Omega_{1m}^2 \tag{3.71}$$

Une méthode générale est utilisée dans [PLU-91] avec l'utilisation de la formulation lagrangienne. La relation (3.70) montre une inertie purement géométrique puisqu'elle dépend de la géométrie des pièces et de leurs masses. Certains membres de la communauté de génie mécanique opposent deux pensées sur l'intégration du rendement sur l'inertie rapportée comme l'indiquent les articles [TAI-01], [LAM-01] et [PEI-04]. Dans le cas de cette optimisation, on considère que le rendement est reporté sur le couple et qu'il n'affecte pas la cinématique du mécanisme.

En considérant les autres inerties telles que celle du rotor du moteur J_m et celle de la charge J_{ch}, l'inertie totale des pièces en mouvement ramenée à l'arbre moteur est donnée par :

$$J_{tot} = \left(J_m + J_{1m} \right) + J_{2rp} \cdot \frac{1}{N_{mr}^2} + \left(J_{3v} + J_{ch} \right) \cdot \frac{1}{N^2} \tag{3.72}$$

On constate que l'inertie totale ramenée à l'arbre moteur est en fonction des rapports de réduction à la puissance deux. Le rotor du moteur fourni une inertie prépondérante par rapport à l'ensemble des pièces tournantes.

3.4. Dynamique du motoréducteur

Le cahier des charges impose une dynamique de l'obturateur ayant une course de 80° en 150 ms de temps de réponse. La Figure 3-22 présente l'évolution du trajet Aller. La Figure 3-23 présente le trajet Retour pour considérer un cycle complet.

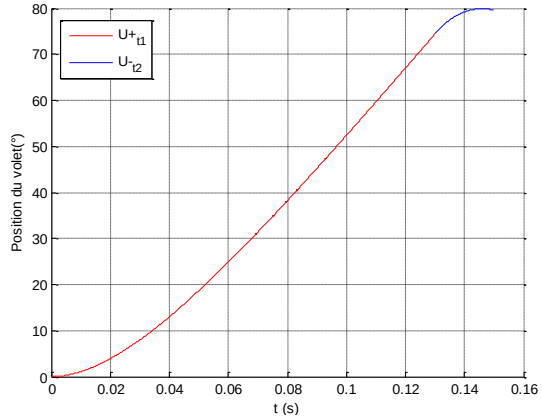


Figure 3-22 : Évolution envisagée de la position de l'obturateur au trajet Aller

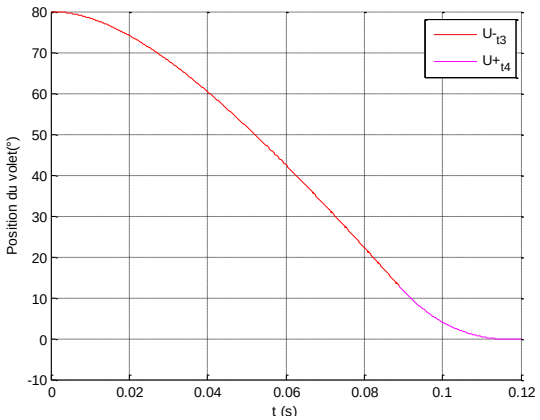


Figure 3-23 : Évolution envisagée de la position de l'obturateur au trajet Retour

Dans l'exemple du trajet Aller, le moteur répond à un échelon de tension d'alimentation positive U^+ pour accélérer le mécanisme pendant un temps t_1 puis négative U^- pour le décélérer pendant un temps t_2 en vue d'accoster en douceur sur la fin de course. Le même principe est utilisé dans le cas du trajet Retour. L'objectif est de calculer ces temps d'accélération et de décélération pour faire les accostages en fin de course à 0° et 80°. Pour déterminer la position du volet, les équations électrique et mécanique doivent être utilisées.

La tension aux bornes du moteur DC s'écrit avec une inductance négligée de sorte que :

$$U = R \cdot I + K_e \cdot \Omega_{1m} \tag{3.73}$$

L'équation mécanique est une application du principe fondamental de la dynamique *PFD* sur l'arbre moteur. Elle exprime la relation suivante :

$$J_{tot} \cdot Acc_{1m} = K_t \cdot I - \frac{C_{ch}}{N \cdot r_{red}} \tag{3.74}$$

3.4.1. Trajet Aller

3.4.1.a. Phase d'accélération

Pour accélérer le mécanisme, le moteur doit fournir un couple résultant issu de l'application du *PFD* en tenant compte du rendement du réducteur. À partir des deux équations précédentes, la relation électromécanique s'écrit :

$$\frac{K_t \cdot U}{R_{fil}} - \frac{C_{Ch}}{N \cdot r_{red}} = J_{tot} \cdot \frac{d\ \Omega_{1m}}{dt} + \frac{K_t \cdot K_e \cdot \Omega_{1m}}{R} \tag{3.75}$$

Avec K_t=K_e=K, l'équation différentielle sur la vitesse de rotation du moteur s'écrit :

$$\frac{U}{K} - \frac{R \cdot C_{Ch}}{K^2 \cdot N \cdot r_{red}} = \frac{R_{fil} \cdot J_{tot}}{K^2} \cdot \frac{d\ \Omega_{1m}}{dt} + \Omega_{1m} \tag{3.76}$$

Une équation différentielle du premier ordre a pour solution $\Omega(t) = A + B.e^{(-t/\Gamma em)}$. Dans la phase d'accélération à tension positive, U égale à +9v, les conditions aux limites correspondent à

une vitesse nulle à 0° et une vitesse finale maximale au moment de la commutation telles que $\Omega^{+}_{1m(t=t_0)} = 0$ et $\Omega^{+}_{1m(t=\tau^{+})} = \Omega_{a-\max}$.

La vitesse du moteur en phase d'accélération au trajet Aller $\Omega^{+}_{1m_a}$ s'exprime par :

$$\Omega^{+}_{1m-a}(t) = \left(\frac{U}{K} - \frac{R_{fil} \cdot C_{ch}}{K^2 \cdot N \cdot r_{red}} \right) \cdot \left(1 - e^{(-t/\Gamma_{em})}\right) \tag{3.77}$$

Avec la constante de temps électromécanique Γ_{em} :

$$\Gamma_{em} = \frac{R_{fil} \cdot J_{tot}}{K_t^2} \tag{3.78}$$

3.4.1.b. Phase de décélération

Pour obtenir une décélération du mécanisme pour un accostage en douceur sur la fin de course de 80°, la tension d'alimentation *U* est égale à -9v. Les conditions aux limites sont une vitesse maximale atteinte lors du parcours précédent et une vitesse nulle à la position 80° du volet soit : $\Omega_{(t=\tau^{+})} = \Omega_{a-\max}$ et $\Omega_{(t=T_{res-a})} = 0$.

La vitesse du moteur en phase de décélération au trajet Aller $\Omega^{-}_{1m_a}$ s'exprime par :

$$\Omega^{-}_{1m-a}(t) = -\frac{U}{K} - \frac{R_{fil} \cdot C_{Ch}}{K^2 \cdot N \cdot r_{red}} + \left(\frac{2 \cdot U}{K} - \left(\frac{U}{K} - \frac{R_{fil} \cdot C_{Ch}}{K^2 \cdot N \cdot r_{red}} \right) \cdot e^{(-\tau^{+}/\Gamma_{em})} \right) \cdot e^{(-t/\Gamma_{em})} \tag{3.79}$$

3.4.2. Trajet Retour

3.4.2.a. Phase d'accélération

La démonstration est la même qu'en phase aller. Avec les hypothèses d'une alimentation négative U = -9v, d'une vitesse du rotor nulle à la position de 80° et d'une vitesse maximale au moment de la commutation tel que $\Omega_{80°(t=t_0)} = 0$ et $\Omega_{(t=\tau^{+})} = \Omega_{r-\max}$.

La vitesse du moteur en phase d'accélération au trajet Retour $\Omega^{-}_{1m_r}$ s'exprime par :

$$\Omega^{-}_{1m-r}(t) = -\left(\frac{U}{K} + \frac{R_{fil} \cdot C_{ch}}{K^2 \cdot N \cdot r_{red}} \right) \cdot \left(1 - e^{(-t/\Gamma_{em})}\right) \tag{3.80}$$

3.4.2.b. Phase de décélération

Pour obtenir une décélération du mécanisme et arriver en douceur à la fin de course de 0°, la tension d'alimentation positive est imposée à U = +9v. Les conditions aux limites expriment une vitesse maximale atteinte par le parcours précédent et une vitesse nulle à la position 0° du volet soit $\Omega_{r(t=\tau_r^{-})} = \Omega_{r-\max}$ et $\Omega_{0°(t=T_{res-r})} = 0$.

La vitesse du moteur en phase d'accélération au trajet Retour $\Omega^{+}_{1m_r}$ s'exprime par :

$$\Omega^{+}_{1m-r}(t) = \frac{U}{K} - \frac{R_{fil} \cdot C_{Ch}}{K^2 \cdot N \cdot r_{red}} + \left(-\frac{2 \cdot U}{K} + \left(\frac{U}{K} + \frac{R_{fil} \cdot C_{Ch}}{K^2 \cdot N \cdot r_{red}} \right) \cdot e^{\left(-\tau^{+}/\Gamma_{em}\right)} \right) \cdot e^{\left(-t/\Gamma_{em}\right)} \quad (3.81)$$

3.4.3. Calcul de la position sur les trajets Aller et Retour

Après avoir défini les vitesses de rotation du moteur lors de chaque phase d'alimentation, la position du volet se déduit en intégrant les vitesses sur le temps écoulé :

$$\theta_{3v-aller} = N \cdot \int_{0}^{Ta} \Omega^{+}_{1m-a} \cdot dt + N \cdot \int_{Ta}^{T_{80°}} \Omega^{-}_{1m-a} \cdot dt \quad (3.82)$$

Et pour la phase Retour, la position s'exprime par:

$$\theta_{3v-retour} = N \cdot \int_{0}^{Tr} \Omega^{-}_{1m-r} \cdot dt + N \cdot \int_{Tr}^{T_{0°}} \Omega^{+}_{1m-r} \cdot dt \quad (3.83)$$

Le principe est d'optimiser les variables de temps de commutation d'alimentation T_a et T_r afin de décélérer le mécanisme pour accoster en fin de course et éviter les chocs sur les butées à la position 80° sur le trajet Aller et à la position 0° pour le trajet Retour.

3.5. Optimisation du modèle analytique

L'algorithme d'optimisation est évolutionnaire à base de l'algorithme génétique. Il réalise une séquence de sélection, de mutation et de croisement d'individus d'une population telle que décrite dans [SKA-04] et pratiquée dans [BEL-08]. Chaque individu se compose d'un vecteur de paramètres variables d'optimisation, qui sont appelés gènes. Les gènes prennent des valeurs aléatoires dans un espace réel $\mathbb{R}^n$ jusqu'aux bornes définies par des limites inférieures et supérieures. Les équations précédentes sont résolues pour calculer la fonction coût de minimiser l'énergie électrique. Cette valeur calculée est la valeur de l'individu. L'élitisme permet de sélectionner et de sauvegarder le meilleur individu d'une génération. L'algorithme copie ainsi ce meilleur individu de la génération précédente *n-1* vers la nouvelle génération *n* de la population. Ainsi l'algorithme converge vers le meilleur individu avec les gènes qui définissent l'actionneur optimisé. L'optimisation s'arrête quand le meilleur individu n'a pas évolué après 150 générations.

3.5.1. Objectif de l'optimisation

L'objectif est d'obtenir un mécanisme minimisant l'énergie électrique consommée par le *MCC*. Avec l'équation électrique, la puissance électrique s'obtient avec le produit du courant :

$$U \cdot I = R_{fil} \cdot I^2 + K_e \cdot I \cdot \Omega_{1m} \quad (3.84)$$

Connaissant le couple moteur issu de l'équation mécanique, la puissance électrique s'écrit :

$$U \cdot I = R_{fil} \cdot I^2 + J_{tot} \cdot Acc_{1m} \cdot \Omega_{1m} + C_{res} \cdot N \cdot \Omega_{3v} \tag{3.85}$$

Ainsi le bilan des puissances s'écrit en fonction de la puissance électrique de la machine, et s'équilibre avec la puissance dissipée par effet Joule dans le bobinage, de la puissance mécanique de la charge ramenée à l'arbre moteur et d'une puissance cinétique. L'énergie électrique est intégrée sur les phases d'accélération et de décélération sur le trajet Aller :

$$Ea_a = \int_0^{Ta} U \cdot \frac{U - K_e \cdot \dot{\theta}_{m-a}^{+}}{R} dt + \int_{Ta}^{T_{80°}} (-U) \cdot \frac{(-U) - K_e \cdot \dot{\theta}_{m-a}^{-}}{R} dt \tag{3.86}$$

Et également sur le trajet Retour de sorte que :

$$Ea_r = \int_0^{Tr} (-U) \cdot \frac{(-U) - K_e \cdot \dot{\theta}_{m-r}^{-}}{R} dt + \int_{Tr}^{T_{0°}} U \cdot \frac{U - K_e \cdot \dot{\theta}_{m-r}^{+}}{R} dt \tag{3.87}$$

Ainsi, l'objectif de l'optimisation sur les trajets Aller et Retour s'exprime par :

$$obj = \min \left(moy \left(Ea_a, Ea_r \right) \right) \tag{3.88}$$

3.5.2. Définition des contraintes

3.5.2.a. Données du cahier des charges

Le cahier des charges, défini au Chapitre 1, impose les conditions de fonctionnement telles que :

- la tension d'alimentation de 9 V,
- une température ambiante à 130°C,
- une inertie de la charge valant 5.10^{-5} kg.m²,
- et enfin un effort résistant constant de 0,36 N.m sur toute la course de 80°,
- un courant maximal inférieur à 10 A sur les deux parcours (Aller et Retour).

3.5.2.b. Hypothèses de calculs

Les hypothèses de calculs sont les données choisies pour le dimensionnement telles que :

- une épaisseur d'entrefer de 0,6 mm,
- un aimant de nature ferrite d'induction rémanente de 0,4 T et de perméabilité relative de 1,05 avec une évolution du B_r de -0,2 %/°C et du champ coercitif H_{Cj} de +0,3 %/°,
- une densité de courant fixée à 5 A/mm²,
- choix de module de taillage de denture normalisé compris dans ce vecteur de paramètres m_0 = [0.5 0.6 0.8 1 1.25 1.5 2 2.5 3 4] selon [AUB-92].

3.5.2.c. Contraintes d'optimisation

L'optimisation doit respecter les contraintes suivantes :

- un courant inférieur au courant maximal admissible de démagnétisation,
- un coefficient de remplissage de l'encoche inférieur à 30%,
- un niveau de saturation du rotor inférieur à 1,0 T,
- un rapport maximal de 3 entre le rayon sur la longueur du rotor,
- la position de 80° atteinte en moins de 150 ms pour le trajet aller,
- la position de 0° atteinte en moins de 150 ms pour le trajet retour,
- un écart de glissement spécifique entre le pignon moteur et la roue intermédiaire inférieur à 1%,
- un écart de glissement spécifique entre le pignon intermédiaire et la roue du volet inférieur à 1%,
- épaisseurs minimales des engrenages par rapport aux efforts à transmettre.

3.5.3. Les variables d'optimisation

Le Tableau 3-1 répertorie les valeurs des 20 variables d'optimisation liées à la modélisation du moteur DC définie au §3.1, du réducteur définie au §3.3 et de la dynamique définie au §3.4.

Tableau 3-1 : Tableau récapitulatif des variables d'optimisations

Désignation des paramètres		Unité	Valeurs mini	Point de départ	Valeurs maxi	Valeurs optimales
Rayon du rotor	Rr	mm	1	12	50	10,1
Longueur du rotor	Lr	mm	1	27	50	30,1
Épaisseur aimant	ea	mm	1	4	8	4,7
Profondeur de l'encoche	hd	mm	1	4	10	4,7
Diamètre de cuivre	dcu	mm	0,1	0,33	2,5	0,275
Nombre de conducteurs	n	-	1	330	800	494
Temps d'accélération Aller	Ta	s	0,01	0,111	0,150	0,1348
Temps d'accélération Retour	Tr	s	0,01	0,069	0,150	0,064
Nombre de dents moteur	Zm	-	9	11	17	11
Nombre de dents roue intermédiaire	Z_r	-	11	57	60	55
Nombre de dents pignon intermédiaire	Z_p	-	9	11	17	11
Nombre de dents volet	Z_v	-	11	57	60	53
Module d'engrenage moteur	m_m	mm	0,5	0,8	10	0,8
Module d'engrenage pignon	m_p	mm	0,5	1,25	10	1,25
Déport de denture moteur	x_m	-	0	0,533	1	0,529
Déport de denture pignon	x_p	-	0	0,532	1	0,5275
Coefficient d'épaisseur pignon moteur	k_m	-	2	7,5	20	8,29
Coef. d'épaisseur roue intermédiaire	k_r	-	2	10,5	20	10,55
Coef. d'épaisseur pignon intermédiaire	k_p	-	2	13,7	20	12,68
Coefficient d'épaisseur roue volet	k_v	-	2	13	20	12,60

Les paramètres évoluent entre les limites supérieures et inférieures. Le point de départ débute l'optimisation en respectant les contraintes. Les valeurs optimales sont calculées au §3.6.

3.5.4. Organigramme de l'optimisation

La Figure 3-24 présente l'organigramme de résolution du modèle analytique. Le résultat donne une solution optimale du motoréducteur.

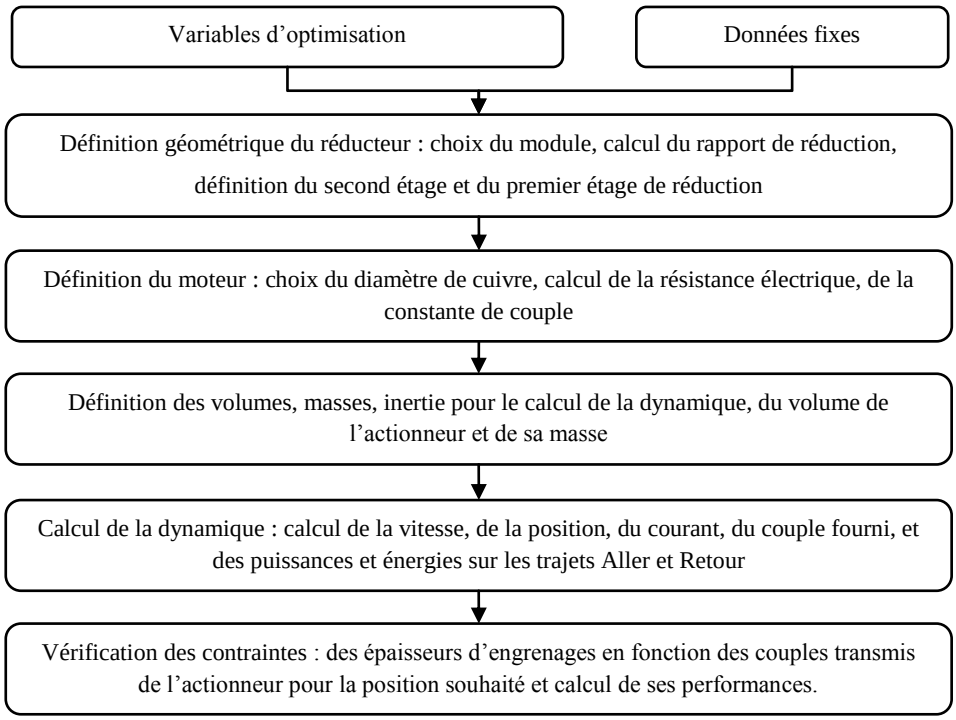


Figure 3-24 : Séquence de calcul des contraintes et des performances du motoréducteur

3.6. Résolution de l'optimisation et vérification

L'individu de départ respecte les contraintes et dimensionne l'actionneur consommant une énergie électrique de 5,85 J moyennée sur l'ensemble des trajets Aller et Retour.

La Figure 3-25 présente l'évolution de l'objectif. Avec une population de 300 individus, l'optimisation s'arrête au bout de 1 h 55 min avec 2385 générations. L'optimum atteint calcule un motoréducteur consommant une énergie de 2,3 J.

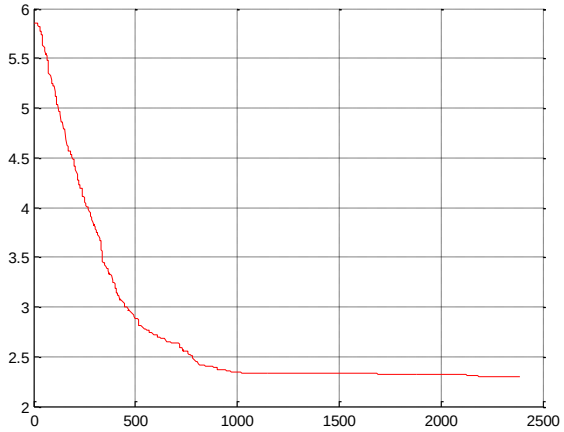


Figure 3-25 : Évolution de l'optimisation du motoréducteur

Le Tableau 3-1, page 90, a répertorié les valeurs optimales des 20 variables d'optimisation donnant la solution d'un motoréducteur optimisé. Ces valeurs définissent le moteur et le réducteur, dont les résultats vont être vérifiés par une résolution numérique.

3.6.1. Définition du moteur

Avec une densité de courant 5A/mm² dans les encoches, le couple nominal C_n atteint la valeur de 33,4 m.Nm et un couple maximal C_{max} de 305 m.Nm pour un courant démagnétisant I_{max} de 18,17 A. La constante de couple K_t à 130°C vaut 16,8 m.Nm/A. La densité linéique de courant A_l vaut 7780 A/m. Avec un coefficient de remplissage *ff* de 0,299 et de 49 conducteurs par encoche, la densité de courant dans le cuivre J_{cu} atteint la valeur de 16,6 A/mm² pour un diamètre du fil d_{fil} de 0,31mm. La résistance électrique R_{fil} vaut 3,10 Ω à 130°C. L'inertie du moteur J_m vaut $3{,}42.10^{-6}$ kg.m². La constante de moteur par unité de volume Kp_{vol} est de 186 à 130°C.

3.6.1.a. Étude magnétostatique

Les résultats du calcul analytique de la conversion électromécanique sont comparés avec le modèle numérique par élément finis. Le Tableau 3-2 compare les performances électromagnétiques obtenues. Les écarts entres les modèles sont inférieurs à 10%.

Tableau 3-2 : Tableau comparatif des résultats entre le modèle analytique et le modèle éléments finis

		unité	Analytique	Numérique	Ecart %
Induction entrefer	Bea	mT	336	331	1,5
Couple nominal	Couple	N.m	33,4	37	9,7
Courant dans encoche	Ni	A.t	49	48,6	<1
Courant sous un pôle	JS	A.t	246	243	1,2

Les Figure 3-26 et Figure 3-27 représentent les lignes des potentiels vecteurs des flux d'induction en considérant respectivement la part seule de l'induit et la part seule des aimants de l'inducteur. Ceci permet de vérifier que les lignes de flux s'orientent de manières différentes et correctes entre l'inducteur et l'induit dans la simulation du moteur. La courbe curviligne noire représente la ligne de support du calcul du niveau d'induction au milieu de l'entrefer.

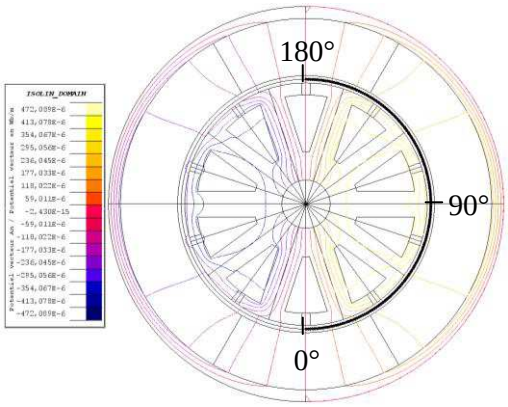


Figure 3-26 : potentiel vecteur (Wb/m) sans aimant et avec courant d'induit

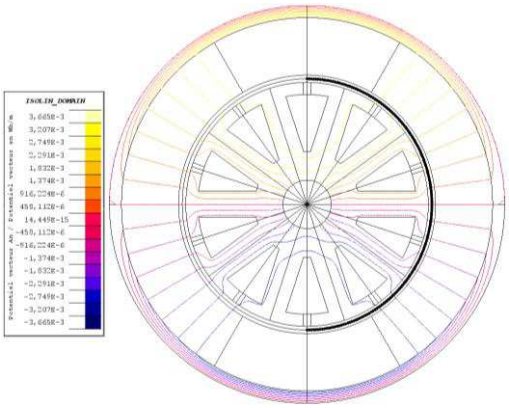


Figure 3-27 : potentiel vecteur (Wb/m) avec aimant et sans courant dans l'induit

La Figure 3-28 présente les évolutions des niveaux d'induction de l'inducteur, de l'induit et de l'ensemble de ces parties. À la position 90°, la position centrale de l'aimant, l'induction dans

l'entrefer atteint une valeur de 0,331T.

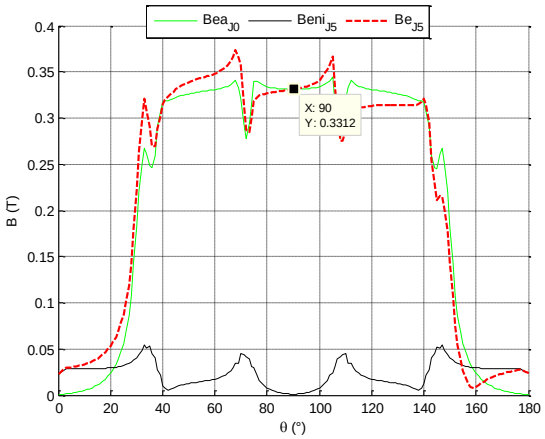


Figure 3-28 : Évolution de l'induction à l'entrefer sous un pôle

La Figure 3-29 est issue de la résolution du modèle numérique. Elle présente une cartographie des niveaux d'induction de la machine.

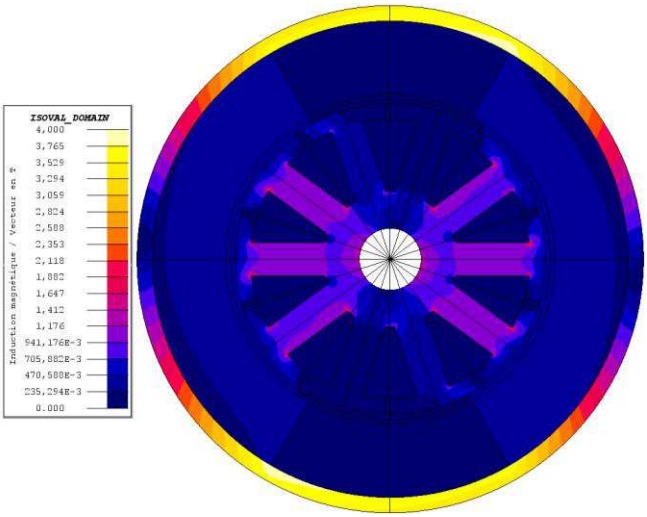


Figure 3-29 : Cartographie des niveaux d'induction du moteur DC en magnétostatique

Le niveau d'induction dans le rotor atteint la valeur de 1,0T environ comme le considère le modèle analytique. Avec une épaisseur de 1 mm à la culasse, la saturation est nettement supérieure.

3.6.1.b. Etude transitoire

En magnétotransitoire, le modèle numérique sous FLUX-2D nécessite une modélisation électrique du moteur DC. À partir des valeurs de tension d'alimentation U, de résistance R, d'une très faible inductance L et d'une succession de bobine B_i et de balais BL_i, le moteur est modélisé tel qu'il est présenté sur la Figure 3-30.

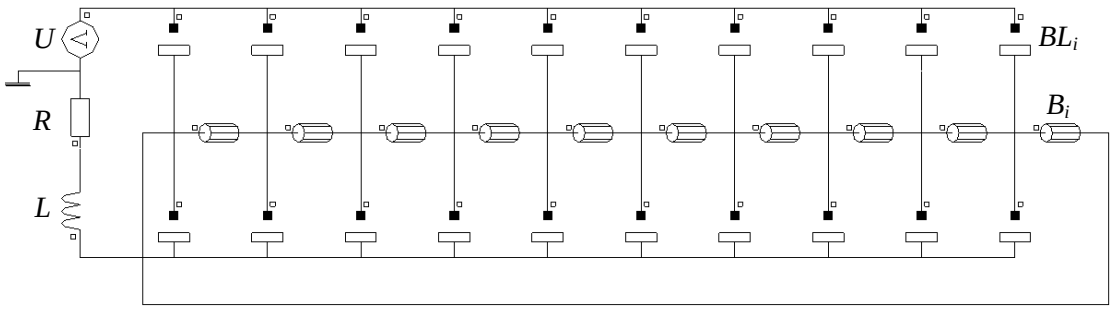


Figure 3-30 : Modèle Circuit du moteur DC sous Flux 2D

La Figure 3-31 facilite la description du comportement du moteur DC. En fonction de l'évolution du couple fourni par la machine, on en déduit les évolutions du courant consommé, la vitesse de rotation du moteur, et enfin la puissance mécanique utile.

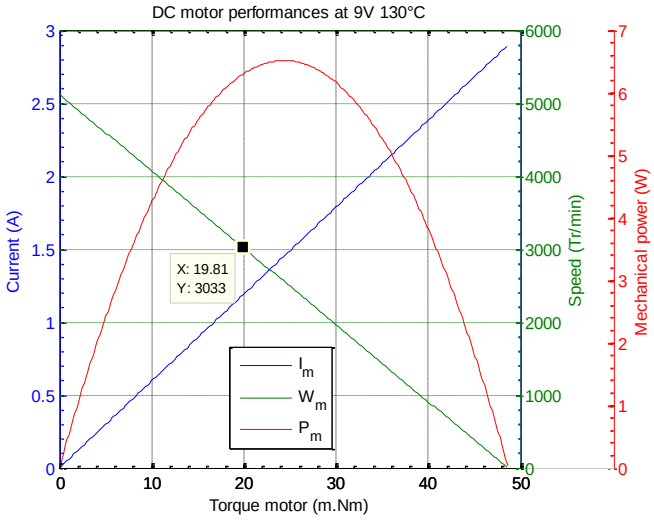


Figure 3-31 : Performance du moteur DC à tension d'alimentation de 9V et à la température de fonctionnement de 130°C

Après avoir réalisé le modèle *Circuit* dans FLUX-2D, présenté sur la Figure 3-30, et choisi la vitesse désirée, la Figure 3-32 présente le couple moteur calculé par le modèle numérique.

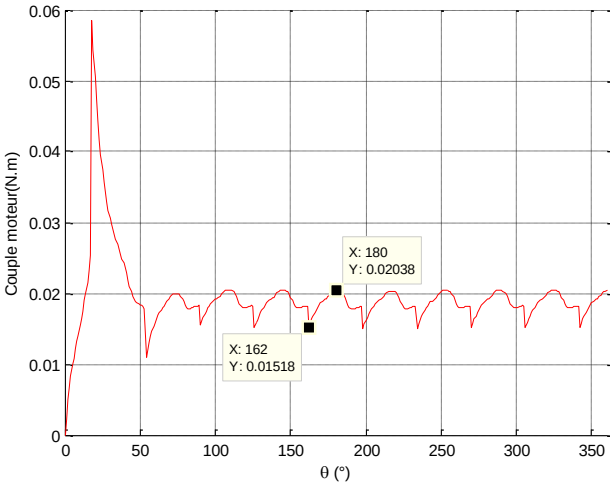


Figure 3-32 : Évolution du couple en fonction de la position du rotor issu de Flux-2D

Une oscillation de couple est constatée et sa valeur varie de 15,2 à 20,4 mN.m à la vitesse de 3033 tr/min du moteur. Le modèle analytique détermine un couple nominal de 19,8 mN.m. On estime que le résultat est cohérent entre les deux modèles. Il est possible de diminuer cette ondulation de couple en considérant un nombre impair d'encoches et en adaptant l'inclinaison des encoches et la taille des balais par rapport aux lames du collecteur.

3.6.2.Définition du réducteur

Dans le modèle analytique, les efforts transmis de chaque engrenage du moteur à l'obturateur sont calculés. Le couple maximal du moteur sur le cycle se trouve sur le trajet Retour lorsque le moteur vainc la somme du couple résistant et celui résultant de la dynamique en vue d'accoster à la position 0°. Le réducteur est dimensionné sur un couple à transmettre de 0,101 N.m.

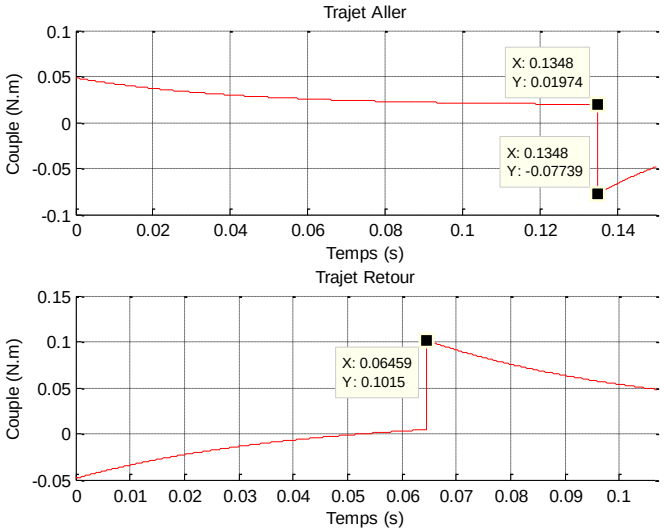


Figure 3-33 : Évolution du couple sur les trajets Aller et Retour

Le Tableau 3-3 présente les valeurs du couple moteur transmis par le réducteur à chaque contact d'engrenage.

Tableau 3-3 : Répartition de l'effort maximal transmis dans le réducteur

Désignation		Unité	Efforts
Couple moteur maximal	C_m	N.m	0,1015
Force tangentielle au pignon moteur	Ft_m	N	23
Force tangentielle à la roue intermédiaire	Ft_r	N	20,77
Couple transmis à la roue intermédiaire	C_r	N.m	0,457
Couple au pignon intermédiaire	C_p	N.m	0,457
Force tangentielle au pignon intermédiaire	Ft_p	N	66,46
Force tangentielle à la roue volet	Ft_v	N	59,82
Couple transmis au volet	C_v	N.m	1,98

3.6.2.a. Répartition des efforts dans l'axe du réducteur

Dans le cas d'un alignement des axes de rotations, où ϑ et β valent 90°, comme expliqué dans le §3.3.4, page 81, la Figure 3-34 et la Figure 3-35 présentent les évolutions de la réaction du

palier par rapport aux efforts du moteur et de la charge sur des trajets Aller et Retour.

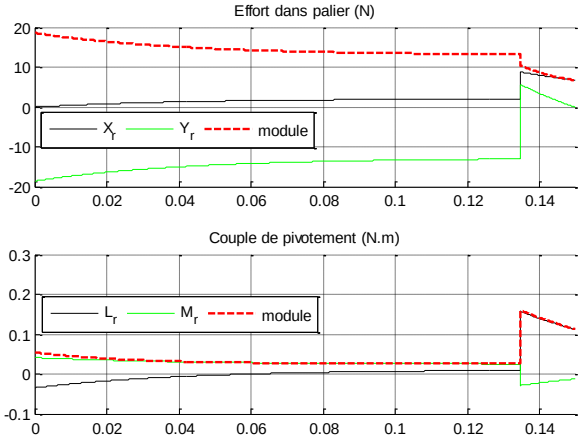


Figure 3-34 : Évolution des efforts et moments dans le palier en trajet Aller

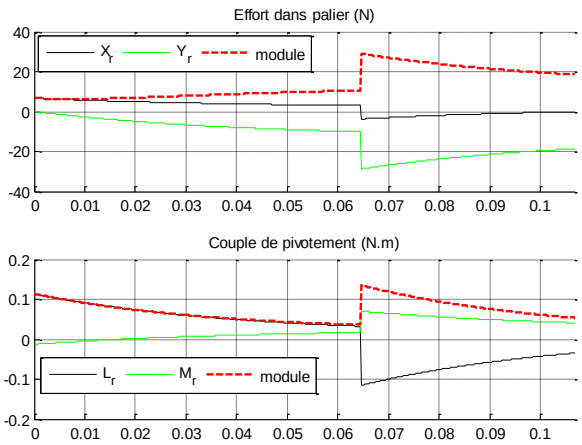


Figure 3-35 : Évolution des efforts et moments dans le palier en phase Retour

L'effort maximal est, sur la composante X_{02d}, de l'ordre de 20 N sur le trajet Retour. À partir des coefficients de frottement du Tableau 2-3, page 54, l'effort de frottement F_{fp} vaut ainsi *3N*.

3.6.2.b. Vérification géométrique des engrenages

Le couple transmis au volet est nettement supérieur au besoin du cahier des charges. La commutation brève de la tension impacte le dimensionnement des engrenages du réducteur.

Afin de vérifier la géométrie des dents d'engrenages, un logiciel libre a été utilisé « *Filengrene* » développé par A. MEYER [MEY-09]. Les conditions de fonctionnement du réducteur permettent d'être vérifiées.

Le Tableau 3-4 caractérise les dentures des engrenages du réducteur obtenu par le calcul.

Tableau 3-4 : Définition des engrenages du réducteur

Désignation		**Unité**	**Pignon moteur**	**Intermédiaire roue**	**Intermédiaire pignon**	**Roue Volet**
Nombre de dents	Z_i	-	11	55	11	53
Module d'engrènement	m_i	mm	0,8	0,8	1,25	1,25
Rayon primitif	R_i	mm	4,40	22	6,87	33,13
Rayon de base	R_{bi}	mm	4,13	20,67	6,46	31,13
Rayon de tête de dent	R_{ai}	mm	5,62	22,37	8,78	33,71
Rayon de pied de dent	R_{pi}	mm	3,82	20,57	5,97	30,90
Hauteur de dent	h_i	mm	1,8	1,8	2,81	2,81
Hauteur de saillie ou de tête de dent	h_{ai}	mm	1,22	0,37	1,91	0,59
Hauteur de creux	h_{fi}	mm	0,57	1,42	0,90	2,22
Largeur de denture	b_i	mm	6,63	8,44	15,84	15,74
Pas d'engrènement au diamètre primitif	P_i	mm	2,51	2,51	3,92	3,92
Pas de base	P_{bi}	mm	2,36	2,36	3,69	3,69
Intervalle d'entredent au diamètre primitif	E_i	mm	**0,95**	**1,56**	**1,48**	**2,44**
Epaisseur de dent au diamètre primitif	S_i	mm	**1,56**	**0,95**	**2,44**	**1,48**
Largeur de tête de dent	S_{ai}	mm	0,175	0,67	0,28	1,00
Masses	M_i	g	3,1	18	3,3	19

Le Tableau 3-5 répertorie les valeurs calculées par le modèle analytique sur les conditions d'engrènements avec les calculs de glissement spécifique suivant la contrainte d'optimisation fixée à 1% d'écart.

Tableau 3-5 : Valeurs de l'équilibrage des glissements spécifique du réducteur

Désignation		unité	1er étage de réduction		2e étage de réduction	
			moteur	roue	pignon	Volet
Longueur d'approche	AI_i	mm	2,30	-	3,6	-
Longueur de retraite	IB_i	mm	-	1,04	-	1,62
Longueur d'action	AB_{ij}	mm	3,34		5,22	
Rapport de conduite	E_{ij}	-	1,41		1,41	
Glissements spécifiques	gs_i	-	**2,67**	**2,65**	**2,70**	**2,71**

Le paragraphe suivant réalise une comparaison des valeurs obtenues analytiquement avec l'outil de dimensionnement d'engrenage « *Filengrene* ».

3.6.2.c. Vérification géométrique du premier étage de réduction

La Figure 3-36 présente une description détaillée de la géométrie du premier étage de réduction.

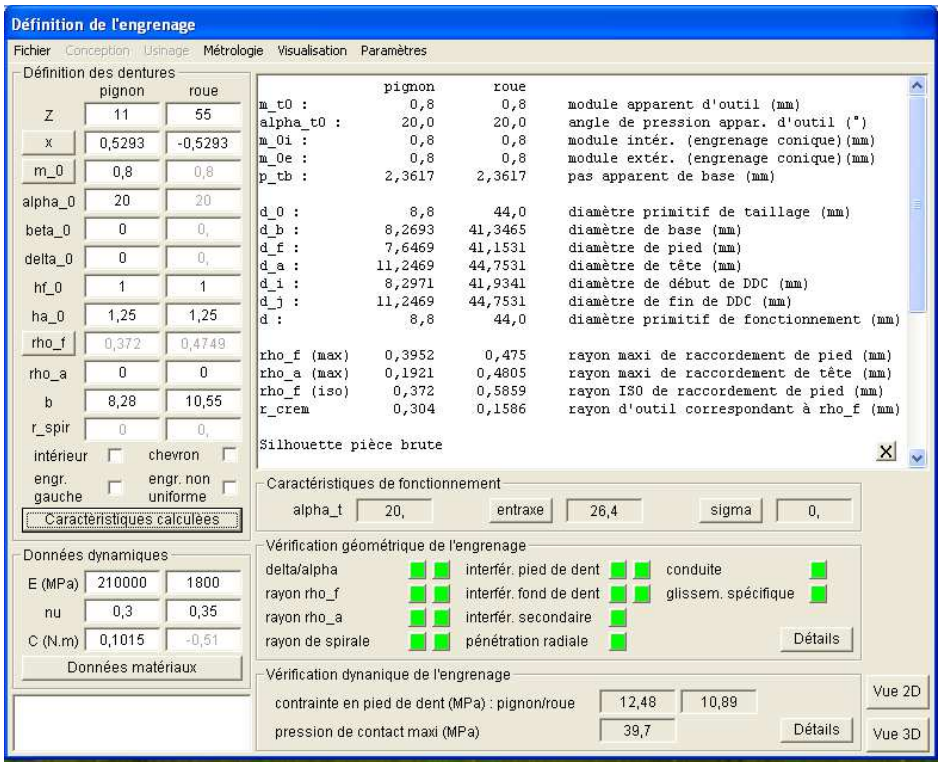


Figure 3-36 : Vérification géométrique du premier étage de réduction

La Figure 3-37 présente les conditions de non-interférence et l'équilibrage des glissements spécifiques en pied de dent.

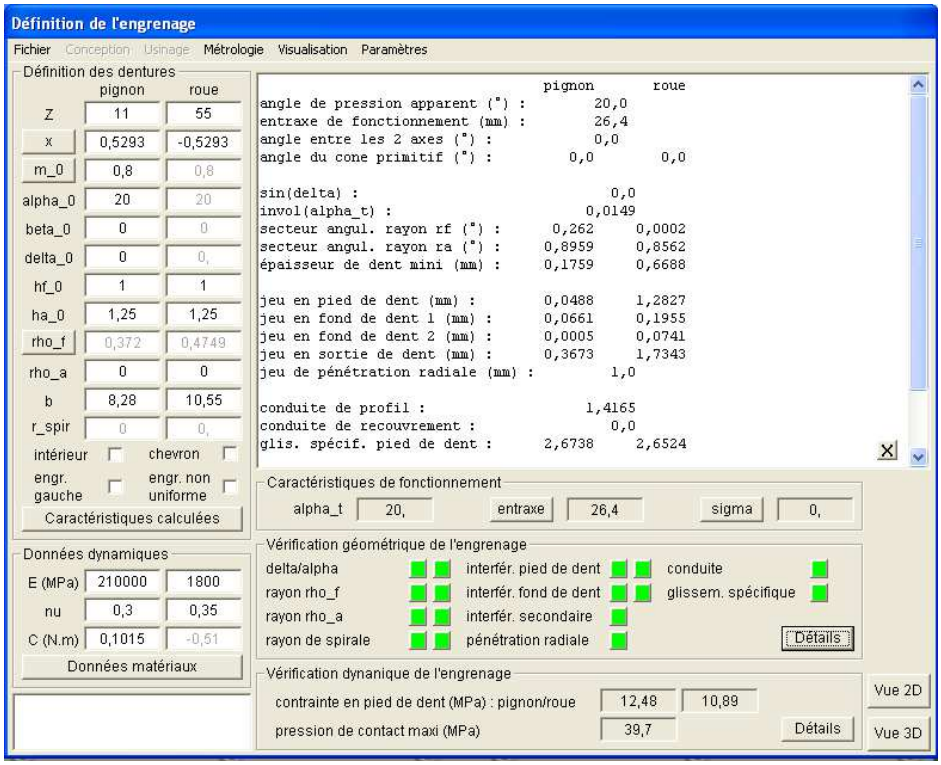


Figure 3-37 : Vérification des conditions d'engrènement

La Figure 3-38 présente les formes de denture et le contact entre le pignon moteur {1} et la roue intermédiaire {2}.

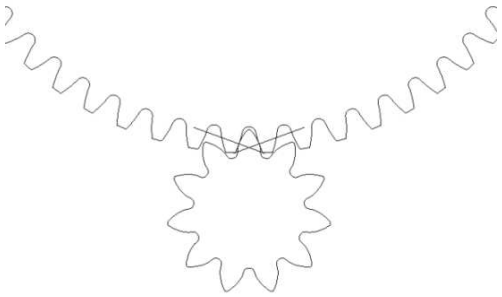


Figure 3-38 : Géométrie du premier étage de réduction

La Figure 3-37, la Figure 3-36 et la Figure 3-38 indiquent que les valeurs obtenues par le logiciel libre confortent les résultats trouvés analytiquement. La méthode analytique est ainsi validée sur la définition géométrique des dents et des conditions d'engrènements.

La méthode de vérification est utilisée pour le second étage de réduction.

3.6.2.a. Vérification géométrique du premier étage de réduction

La Figure 3-39 présente le calcul géométrique des engrenages du second étage de réduction.

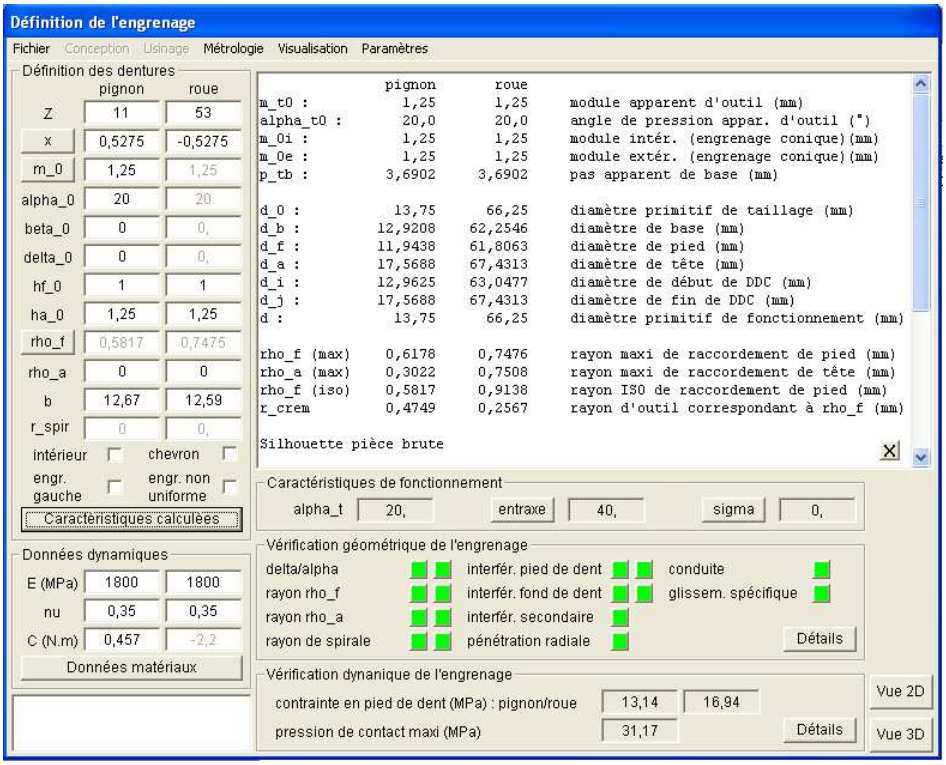


Figure 3-39 : Vérification géométrique du second étage de réduction

La Figure 3-40 présente les conditions de non-interférence et l'équilibrage des glissements spécifiques en pied de dent du second étage de réduction.

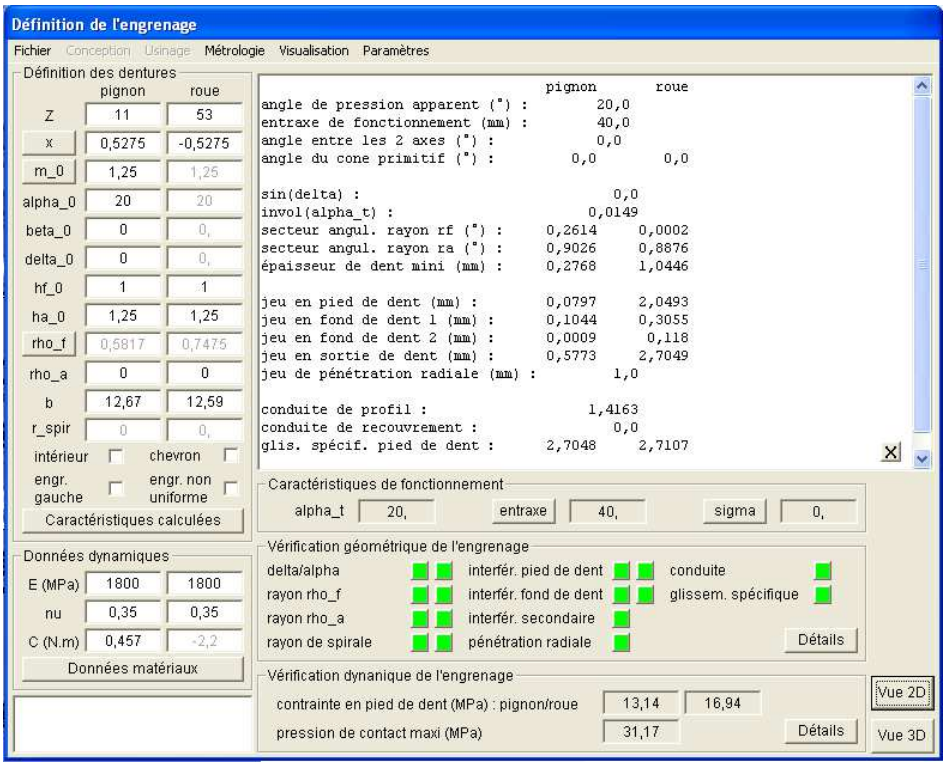


Figure 3-40 : Vérification géométrique du second étage de réduction

La Figure 3-41 présente la géométrie des dents du second étage de réduction.

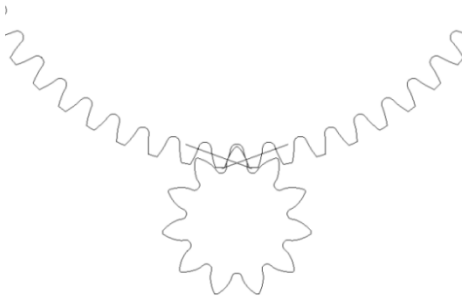


Figure 3-41 : Géométrie du second étage de réduction

Du point de vue de la géométrie des engrenages, le dimensionnement du réducteur est correct. Il serait intéressant de vérifier par élément finis les contraintes mécaniques dans la dent afin de diminuer le facteur de service qui influe sur la résistance pratique à l'extension R_{pe} du matériau.

Après avoir vérifié les engrenages, le volume du réducteur est calculé en considérant la somme des entraxes a_{mr} et a_{pv}. Pour calculer le volume du moteur, une longueur totale égale à deux fois la longueur du rotor est considérée afin d'y intégrer les têtes de bobines, les balais et le collecteur et enfin les paliers de guidage d'arbre. Le résultat présenté au Tableau 3-6 est estimé.

Tableau 3-6 : Volume calculé de l'ensemble motoréducteur.

Désignation		Unité	Valeurs
Entraxe pignon moteur/roue	a_{mr}	mm	26,4
Entraxe pignon/roue volet	a_{pr}	mm	42
Largeur du réducteur	l_{red}	mm	67,43
Longueur du réducteur	L_{red}	mm	72,02
Hauteur du réducteur	H_{red}	mm	24,28
Volume du réducteur	Vol_{red}	cm^3	118
Volume moteur	Vol_m	cm^3	50,9
Volume totale	Vol_{tot}	cm^3	168,9

3.6.3. Évolution dynamique du mécanisme

L'inertie totale ramenée au rotor du moteur vaut $3{,}74.10^{-6}$ kg.m². Le Tableau 3-7 présente la décomposition de cette inertie ramenée à l'arbre moteur.

Tableau 3-7 : Définition de l'inertie de chaque pièce tournante

Désignation		Unité	Valeurs
Inertie rotor moteur + pignon	J_m	kg.m²	$3{,}45.10^{-6}$
Inertie roue-pignon intermédiaire	J_{pr}	kg.m²	$4{,}42.10^{-6}$
Inertie roue volet	J_v	kg.m²	10.10^{-6}
Inertie Charge	J_{ch}	kg.m²	50.10^{-6}
Rapport de réduction 1er étage	N_{mr}	-	5
Rapport de réduction 2eme étage	N_{pv}	-	4,81
Rapport de réduction totale	N	-	24,1
Inertie totale ramenée au moteur	J_{tot}	kg.m²	$3{,}74.10^{-6}$

Les évolutions de la Figure 3-42 et Figure 3-43 présentent l'accélération, la vitesse et la position du volet et le courant consommé par le moteur respectivement pour les trajets Aller et Retour.

Ces évolutions utilisent le modèle analytique du comportement du moteur effectué par le calcul des équations exponentielles exprimé au §3.4. Un modèle numérique réalisé sous Simulink propose un résultat en considérant le moteur DC optimisé avec une inductance choisie de 7mH. Les deux modèles de comportement dynamique sont donc comparés.

Sur la Figure 3-42, le mécanisme atteint la position de 80° en 150 ms. Le temps d'alimentation à tension positive est de 135 ms pour accélérer le mécanisme. Le courant maximal est de 4,61A pour décélérer le mécanisme.

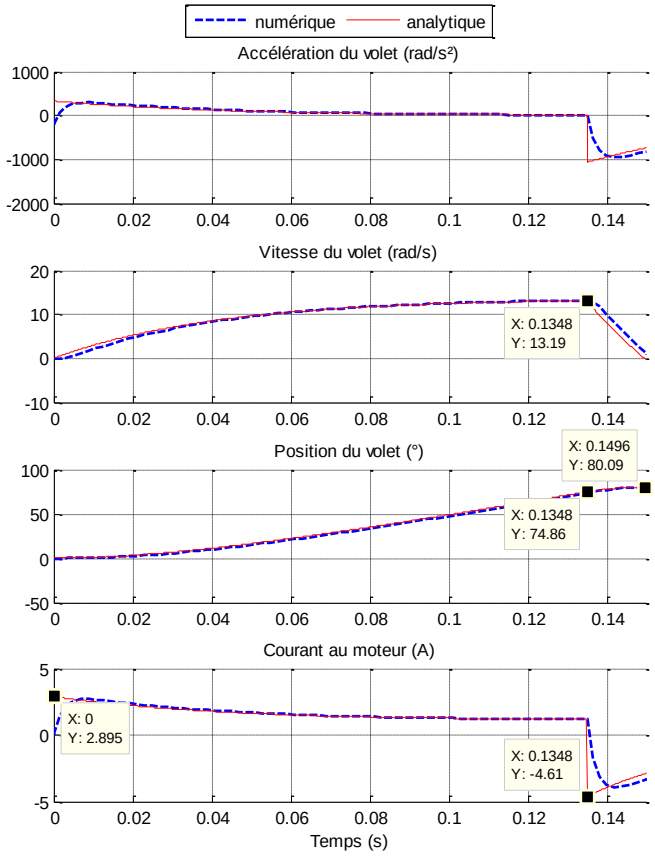


Figure 3-42 : Évolution dynamique du volet sur le trajet Aller

Sur la Figure 3-43, la position du volet atteint la position 0° en 106 ms. Il faut 64 ms de tension négative pour accélérer le mécanisme puis 42 ms de tension positive pour le décélérer. Le moteur consomme un courant maximal de 6,05 A pour cette trajectoire.

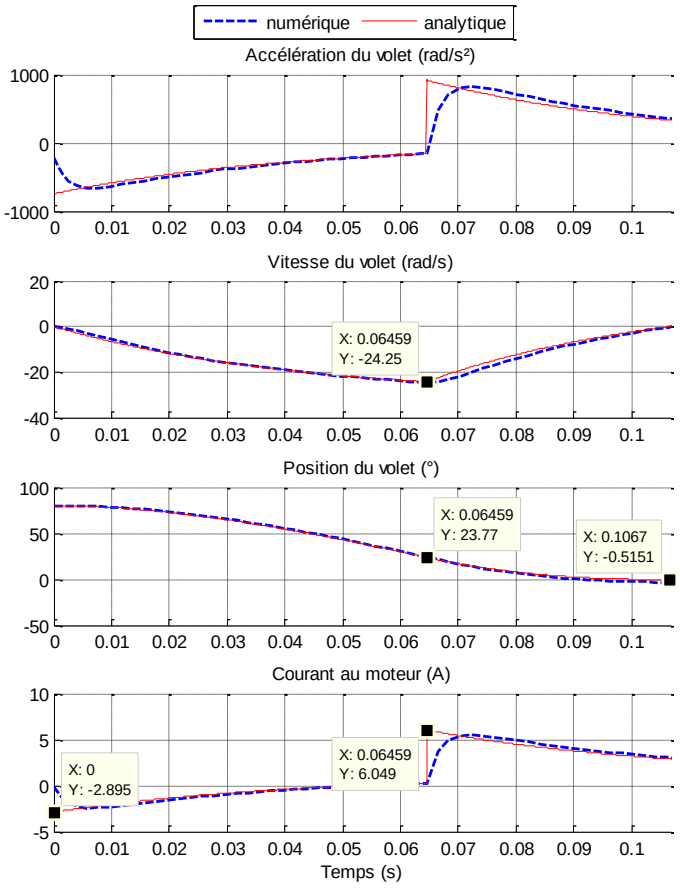


Figure 3-43 : Évolution dynamique du volet sur le trajet Retour

On constate que l'inductance influe seulement sur la forme du courant et sur la valeur du courant maximal. La position n'est que très légèrement influencée. L'utilisation des équations exponentielle pour décrire la dynamique est donc une méthode acceptable.

3.6.4. Évolution des puissances sur les trajets Aller et Retour

Avant de passer au calcul de l'énergie, les puissances électriques consommées et mécaniques en sortie du réducteur sont calculées. La Figure 3-44 présente l'évolution des deux puissances sur les trajets Aller et Retour.

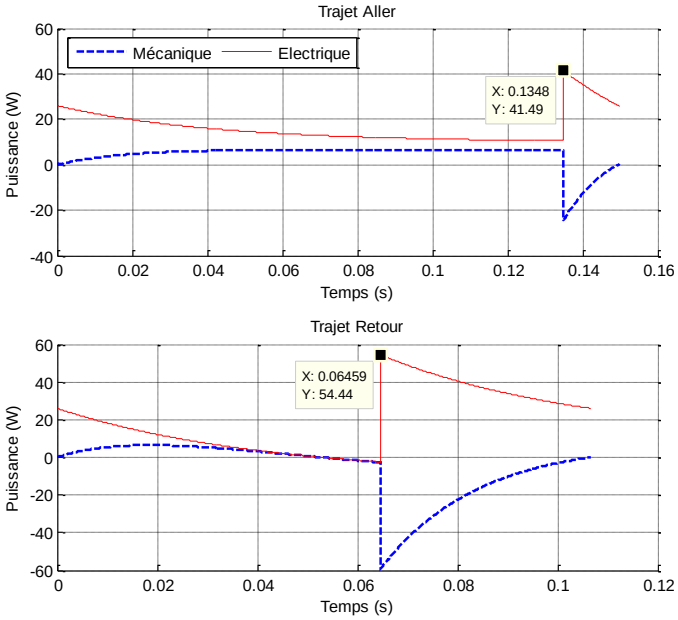


Figure 3-44 : Évolution des puissances électrique et mécanique

La puissance maximale est atteinte au moment de la commutation de la tension pour décélérer le mécanisme. Pour le trajet Aller, le moteur consomme 41 W et 54 W pour le trajet Retour.

Le bilan de puissance définit le rendement de la machine. Il s'exprime en fonction de la puissance électrique absorbée, de la puissance mécanique et des pertes par effet Joule telle que, à partir de l'équation (3.76), le rendement η_{mot} s'écrit :

$$\eta_{mot} = \frac{P_m}{P_e} = \frac{P_m}{P_j + P_m} = \frac{C_m \cdot \Omega_{1m}}{U \cdot I} = \frac{K_t \cdot \Omega_{1m}}{R_{fil} \cdot I + K_t \cdot \Omega_{1m}} \tag{3.89}$$

La Figure 3-45 présente l'évolution du rendement de l'actionneur sur les trajets Aller et Retour.

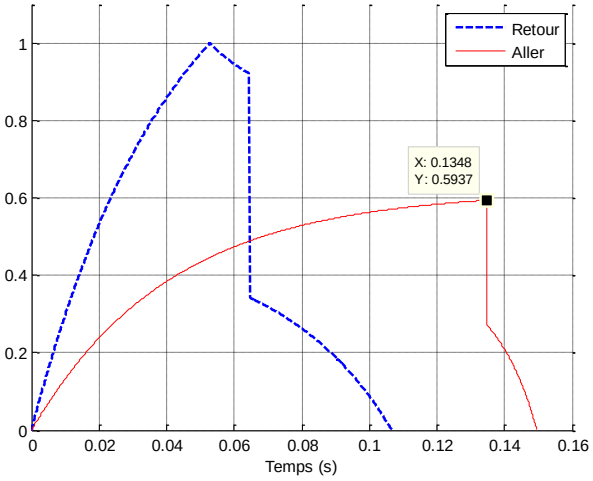


Figure 3-45 : Évolution du rendement sur les trajets Aller et Retour

En régime permanent, le rendement du moteur est de l'ordre de 60% sur le trajet Aller sans considérer les pertes mécaniques et les pertes fer au rotor. Sur le trajet Retour, le couple moteur

s'ajoutant au couple de charge provoque une tension de force électromotrice qui s'oppose à la tension d'alimentation. Le courant ainsi calculé s'annule comme l'on peut le visualiser sur la Figure 3-43. Le rendement obtenu approche la valeur 1. Dans cette condition, le rendement n'est pas représentatif des performances de la machine.

3.6.5. Évolution des énergies sur les trajets Aller et Retour

La Figure 3-46 présente l'énergie électrique consommée sur le trajet Aller.

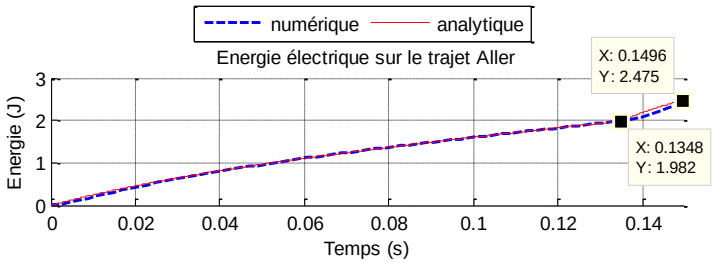


Figure 3-46 : Évolution des énergies sur le trajet Aller

Le moteur a consommé 2 J pour accélérer le mécanisme jusqu'à la position 74,6° en 135 ms. Pour décélérer le mécanisme, le moteur consomme peu d'énergie électrique sur un court instant, l'actionneur consomme 0,50 J durant 15 ms en phase aller pour faire les 5.4° restant.
La Figure 3-47 présente l'énergie électrique consommée sur le trajet Retour.

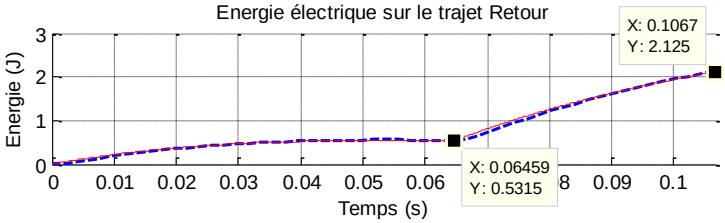


Figure 3-47 : Évolution des énergies sur le trajet Retour

Le moteur consomme aux environs de 0,53 J en phase d'accélération durant 64 ms, pour faire 55,9°. Pour décélérer le mécanisme, il a besoin de 1,59 J pour faire les 24° restant en 42 ms.
Le mécanisme consomme moins d'énergie en trajet Retour alors qu'il a besoin de plus de puissance pour freiner le déplacement de l'obturateur. Ces performances seront comparées à l'actionneur à entraînement direct proposé au Chapitre 5.

3.7. Conclusion

Ce chapitre a proposé une méthode de dimensionnement d'un motoréducteur en intégrant le modèle électromagnétique du moteur DC, un modèle géométrique et mécanique du réducteur et en prenant en compte de la dynamique pour respecter le cahier des charges. L'ensemble électromécanique optimisé consomme 2,3J sur le cycle Aller-Retour.

On constate que la commutation sèche de la tension d'alimentation augmente la consommation

de courant, et conditionne le volume du réducteur dû aux épaisseurs des dents d'engrenage dimensionnée pour un couple maximal au trajet retour. Le temps de réponse étant plus faible sur ce trajet, la tension d'alimentation pourrait être régulée.

Également, la considération du module d'engrenage comme variable d'optimisation n'est pas assez pertinente. Le module reste identique à celui du point initial. L'optimisation oriente donc son calcul sur les épaisseurs d'engrenages. Le savoir-faire du mécanicien et fabricant d'engrenage pourrait imposer des limites plus faibles sur le coefficient *k* de chaque engrenage.

De même d'un point de vue mécanique, connaître les efforts dans la transmission de puissance par engrenage et dans le palier permettrait d'étudier l'usure des surfaces de contacts par la méthode d'Hertz-Bussinesq, en utilisant le produit des pressions de contacts *P* par la vitesse relative *V* entre les pièces. Dans l'article, [FLA-93] présente un exemple de modèle analytique étudiant le produit *P.V* du contact de deux dents d'engrenage.

Le motoréducteur a été étudié du point de vue électromécanique. Il manque un point sur l'élévation de la température par effet Joule due au bobinage et par les pertes fer au rotor. À partir du modèle de [BER-99$_c$], un modèle thermique peut être étudié pour estimer cet auto-échauffement sur les performances de l'aimant et sur la température maximale du bobinage.

Le Tableau 3-8 compare le moteur DC optimisé aux autres moteurs DC existants, présentés au paragraphe §2.1.3.d, à la température de 25°C.

Tableau 3-8 : Comparaison du moteur DC optimisé face à différents moteurs existants à 25°c

Marque	**Unité**	**Johnson motor HC355**	**Irigashi SQ2846**	**Johnson motor HC677**	**Johnson motor HF383**	**Moteur optimisé**
Diamètre	mm	27,6	28	35,7	28,7	32,8
Longueur	mm	46,5	46,6	57	43,7	60,2
Résistance	Ω	3,6	3,6	2,3	4,2	2,2
Inductance	mH	5,3	8,6	2	6,46	-
Constante de temps électrique	ms	1,4	2,4	1,5	1,7	-
Constante de couple	N.m/A	0,017	0,018	0,020	0,019	0,0214
Inertie	kg.m²	$1{,}39.10^{-6}$	$1{,}57.10^{-6}$	$3{,}4.10^{-6}$	$1{,}45.10^{-6}$	$3{,}42.10^{-6}$
Constante de temps électromécanique	ms	17	16	21,6	17	18
Constante moteur	$mN.m/W^{1/2}$	8,9	9,7	12,7	9,2	14,3
Constante moteur /volume	$mN.m/(cm^3.W^{1/2})$	319	337	224	327	281

Le moteur estimé et optimisé se situe dans la gamme des moteurs existants ce qui montre que le modèle analytique du moteur optimisé semble cohérent. Il se rapproche des performances de *HC677*.

L'approche de dimensionnement du motoréducteur peut être utilisée à partir d'un moteur du commerce avec une optimisation des modèles analytiques du réducteur et de la dynamique.

Chapitre 4 – Modélisation et comparaison de topologies d'actionneurs à entraînement direct

4.1. GEOMETRIE D'UN ACTIONNEUR A DEUX ENTREFERS ET DEUX ROTORS 109
4.2. MODELE DE CONVERSION ELECTROMECANIQUE 110
4.2.1. Calcul de l'induction dans l'entrefer *110*
4.2.2. Calcul du flux magnétique *112*
4.2.3. Calcul du couple de l'actionneur *115*
4.2.4. Modélisation du bobinage *115*
4.2.5. Modélisation de l'aimant *119*
4.2.6. Conclusion sur le modèle analytique *121*
4.3. PREMIERE APPROCHE D'OPTIMISATION PAR MINIMISATION DU VOLUME 121
4.3.2. Actionneur à deux entrefers et à deux rotors *123*
4.3.3. Actionneur à flux axial à simple entrefer *129*
4.3.4. Actionneur à stator externe *135*
4.3.5. Actionneur à stator interne *141*
4.4. CONCLUSION SUR LE CHOIX DES ACTIONNEURS 147

Le Chapitre 2 a présenté quelques topologies d'actionneurs électromagnétiques à entraînement direct susceptibles de répondre au cahier des charges. En vue de sélectionner une topologie la plus apte à l'application, une démarche de prédimensionnement est construite en régime linéaire. La modélisation analytique d'un actionneur à entraînement direct est réalisée pour un actionneur à flux axial à deux entrefers, puis la méthode est adaptée pour les autres structures. Comme pour le prédimensionnement du motoréducteur, la première méthode d'optimisation tient compte du principe fondamental de la dynamique avec une accélération moyennée. Les performances de chaque actionneur seront ainsi optimisées et comparées avec l'objectif de minimiser le volume. La vérification du modèle analytique s'appuie sur un modèle numérique par élément finis résolu en magnétostatique. Cette première approche fournit des solutions potentielles pour l'application et permet d'acquérir une expérience sur le dimensionnement et l'optimisation de machines.

4.1. Géométrie d'un actionneur à deux entrefers et deux rotors

La Figure 4-1 présente la composition de l'actionneur à deux entrefers. Le circuit magnétique est à deux dents polaires bobinées et à quatre aimants à aimantation parallèle disposés sur les deux rotors. Le flux créé par les quatre aimants bipolaires et par les deux dents polaires bobinées est parallèle à l'axe de rotation du rotor comme le montre la Figure 4-2.

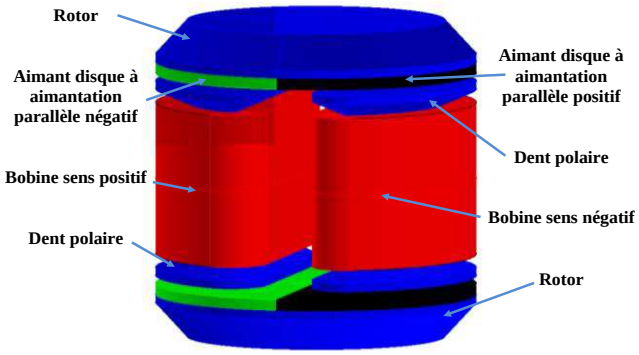


Figure 4-1 : Décomposition du moteur à flux axial à une paire de pôle et deux rotors

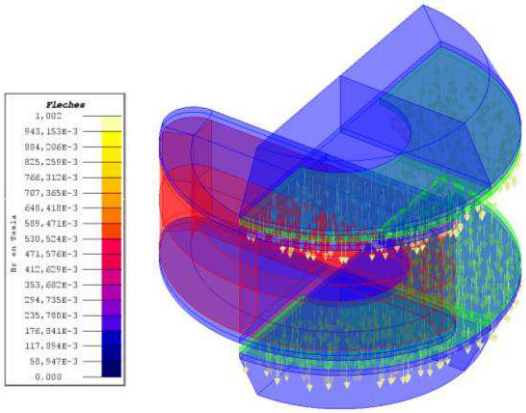


Figure 4-2 : Visualisation de la direction d'aimantation parallèle négative des aimants aux rotors

La Figure 4-3 présente la définition géométrique de l'actionneur.

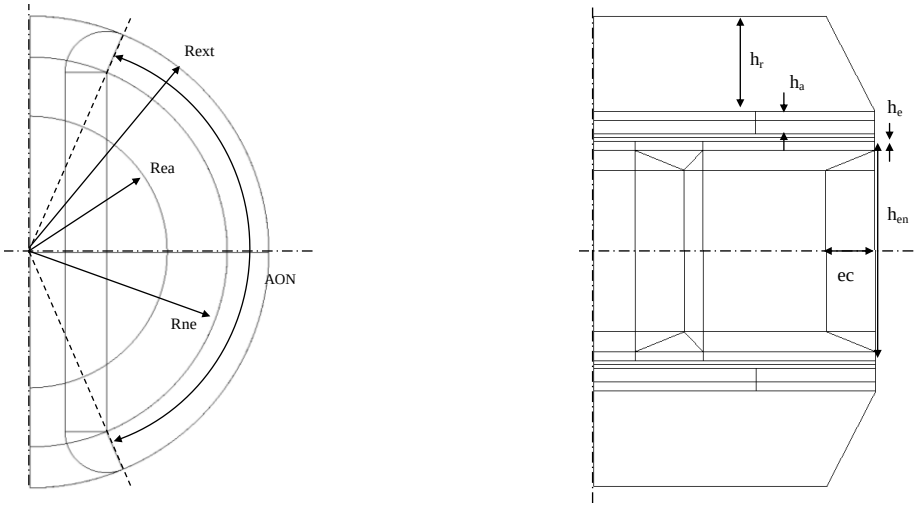


Figure 4-3 : Description géométrique du moteur à flux axial à deux entrefers

4.2. Modèle de conversion électromécanique

La conversion électromécanique de l'actionneur nécessite trois étapes de calcul :

- calcul de l'induction dans l'entrefer B_e,
- calcul du flux magnétique,
- calcul du couple issu de la dérivée partielle de la coénergie magnétique.

De manière générale, le couple de l'actionneur C_{act} s'exprime en fonction de la densité de courant J dans la section d'encoche S_{enc} et de la dérivée du flux magnétique Φ créé par les aimants selon la position du rotor θ, tel que :

$$C_{act} = J.S_{enc} \cdot \frac{d\Phi}{d\theta} \tag{4.1}$$

Ce couple fourni par l'actionneur doit vaincre le couple de charge connu et le couple issu des inerties. L'inertie de la charge est connue, il faut calculer l'inertie du rotor de l'actionneur et la rajouter à l'inertie de la charge. Le couple minimal de l'actionneur C_{act} s'écrit donc :

$$C_{act} > \left(\left(J_m + J_{ch}\right) \cdot Acc + C_{ch}\right) \tag{4.2}$$

Le débattement dans lequel on doit fournir le couple dépend de l'angle d'ouverture de la dent polaire. Pour maintenir théoriquement un couple sur 80°, une tolérance de 15% de plus est imposée pour prendre en compte les phénomènes d'effets de bord.

4.2.1. Calcul de l'induction dans l'entrefer

La force magnétomotrice f_{mm} s'exprime en fonction de n le nombre de spires et I le courant traversant la spire pour obtenir la relation $f_{mm}=n.I$.

Pour déterminer l'induction dans l'entrefer, le théorème d'Ampère est appliqué sur le chemin

C comme indiqué sur la Figure 4-4. Une ligne de flux traverse quatre fois l'épaisseur de l'entrefer *e* et quatre fois l'épaisseur e_a des aimants. Pour l'instant, le champ dans le fer est négligé dû à sa forte perméabilité magnétique. L'expression s'écrit :

$$4 \cdot \left(H_a \cdot h_a + H_e \cdot h_e\right) = fmm = 2 \cdot n.I \tag{4.3}$$

H_a le champ magnétique dans l'aimant, H_e le champ magnétique dans l'entrefer.

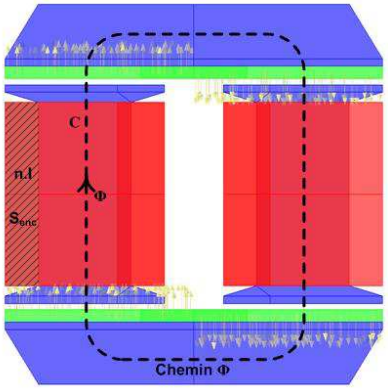


Figure 4-4 : Chemin du flux dans l'actionneur à deux entrefers

La caractéristique de l'aimant est linéaire comme il sera présenté dans la modélisation de l'aimant au paragraphe §4.2.4.g. Le champ dans l'aimant s'exprime :

$$H_a = \frac{B_a - B_r}{\mu_0 \cdot \mu_r} \tag{4.4}$$

Avec μ_0 la perméabilité absolue, μ_r la perméabilité relative de l'aimant, B_r l'induction rémanente de l'aimant et B_a le niveau d'induction dans l'aimant.

Le champ dans l'entrefer s'exprime par :

$$H_e = \frac{B_e}{\mu_0} \tag{4.5}$$

Avec μ_0 la perméabilité absolue de l'air, B_e l'induction dans l'entrefer.

La loi de conservation du flux est appliquée sur le chemin *C* au travers des surfaces de l'entrefer S_e avec un niveau d'induction dans l'entrefer B_e et S_a la surface de l'aimant avec un niveau d'induction dans l'aimant B_a tel que :

$$B_a \cdot S_a = B_e \cdot S_e \text{ soit } B_a = B_e \cdot \frac{S_e}{S_a} = B_e \cdot k_{ea} \tag{4.6}$$

Avec k_{ea} le taux de concentration de flux égal au rapport des surfaces de l'entrefer et de l'aimant.

Soit le repère d'observation cylindrique fixe (r,α) lié au stator permet de visualiser l'induction et le repère cylindrique mobile (r,θ) fixe au rotor pour calculer la variation du flux et du couple. θ est l'angle de rotation du rotor par rapport au stator à α=0°. Ces repères sont indiqués sur la Figure 4-5.

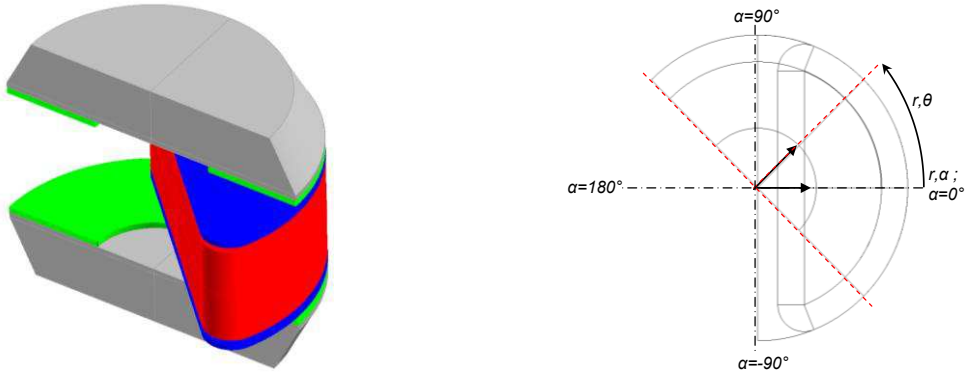


Figure 4-5 : Repère du stator et du rotor de l'actionneur à flux axial double entrefer

À partir des équations précédentes, l'induction dans l'entrefer s'écrit en fonction de la position du rotor par rapport au repère d'observation pour obtenir :

$$B_e(\alpha,\theta) = B_{ea} \cdot \beta(\alpha,\theta) + B_{nI} \cdot \delta(\alpha) \tag{4.7}$$

Avec $$B_{ea}(\alpha,\theta) = \frac{B_r \cdot h_a}{k_{ea} \cdot h_a + \mu_a \cdot h_e} \cdot \beta(\alpha,\theta) \tag{4.8}$$

Et $$B_{nI}(\alpha) = \frac{\mu_0 \cdot n \cdot I}{2 \cdot \left(h_e + k_{ea} \cdot \frac{h_a}{\mu_a} \right)} \cdot \delta(\alpha) \tag{4.9}$$

Selon la position de l'observation dans le repère *(R,α)* au rayon moyen de l'entrefer et de la position du rotor *θ*, les coefficients *β* et *δ* valent :

- pour *α* compris dans l'intervalle] -π/2; π /2 [, on a δ(α) égal à 1; et pour α=] π /2; - π /2 [, on a δ(α) égal à -1;
- puis dans le cas où α=0, avec θ compris dans l'intervalle]0; π [, on a β(θ) égal à -1 et pour *θ*=[π; 2π], on a β(θ) égal 1.

4.2.2. Calcul du flux magnétique

Le calcul du flux magnétique est un point important dans l'étude du comportement magnétique de l'actionneur. Le flux dans l'entrefer se décompose en deux parties : le flux propre du bobinage et le flux dû aux aimants. Le flux de fuite ne traversant pas l'entrefer et vu par le bobinage ne contribue pas à la conversion électromécanique. Cependant, son calcul est nécessaire pour définir correctement les sections du circuit magnétique, ce qui dimensionne la machine.

4.2.2.a. Flux magnétique dû aux aimants

Le flux magnétique créé par les aimants dépend de la position du rotor *θ* qui varie de 0 à 180°. Le flux traversant l'entrefer pour une machine à une paire de pôle s'écrit :

$$\varphi_{ea} = S_{ae} \cdot B_{ea} \cdot (\pi - 2\theta) \tag{4.10}$$

Avec S_{ae}, la section de passage de flux dans l'entrefer s'écrit en fonction des rayons intérieur et extérieur de l'aimant et de l'angle d'ouverture de la dent polaire, telle que :

$$S_{ae} = \left(R_{ea}^2 - R_{ai}^2\right) \cdot \frac{\pi \cdot aon}{2} \tag{4.11}$$

4.2.2.b. Flux d'enroulement propre

Le flux propre d'induction de n spires d'une bobine s'exprime en fonction du niveau l'induction dû au bobinage B_{ni} et de la section de l'entrefer S_{ae} :

$$\Phi_{propre} = n \cdot \varphi_{propre} = n \cdot S_{ae} \cdot B_{nI} \tag{4.12}$$

4.2.2.c. Flux de fuite dans l'encoche

Le flux de fuite est une partie du flux de bobinage dans l'encoche. Ce flux ne traverse pas totalement l'entrefer et ne participe donc pas à la conversion électromécanique. Il faut l'estimer pour déterminer le flux vu par la bobine et pour calculer l'inductance de bobinage. La Figure 4-6 représente la circulation des lignes de champs de fuite dans une encoche.

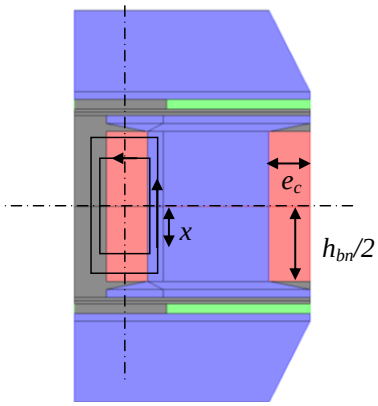


Figure 4-6 : Vu en coupe de l'actionneur et sa bobine

Avec l'avantage d'une section d'encoche rectangulaire, le flux de fuite peut être défini à partir de [FOG-99]. La section de l'encoche S_{enc} est de largeur e_c et de hauteur h_{bn}. La force magnétomotrice *fmm* s'exprime aussi en fonction de la géométrie de l'actionneur :

$$n \cdot I = J \cdot S_{enc} = J \cdot e_c \cdot h_{bn} \tag{4.13}$$

Avec J la densité de courant dans l'encoche.

Le champ H_{enc} dans l'encoche varie en fonction de la profondeur x de l'encoche tel que :

$$2 \cdot e_c \cdot H_{enc} = 2 \cdot e_c \cdot J \cdot x \text{ soit } H_{enc} = J \cdot x \tag{4.14}$$

L'énergie magnétique contenue dans l'encoche W_{enc} s'écrit :

$$W_{enc} = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot H_{enc}^2 = 2 \cdot \int_0^{h_{bn}/2} \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot J^2 \cdot x^2 \cdot e_c \cdot dx = \mu_0 \cdot J^2 \cdot \frac{e_c \cdot h_{bn}^3}{3 \cdot 8} \tag{4.15}$$

Connaissant l'énergie magnétique dans l'encoche, l'énergie magnétique s'exprime donc :

$$W_{enc} = \frac{1}{2} \cdot n \cdot \varphi_{fuite} \cdot I = \mu_0 \cdot J^2 \cdot \frac{e_c \cdot h_{bn}^3}{3 \cdot 8} \tag{4.16}$$

À partir d'une bobine de n spires de longueur moyenne l_{spire}, le flux de fuite Φ_{fuite} s'exprime par :

$$\Phi_{fuite} = n \cdot \frac{1}{3} \mu_0 \cdot \left(\frac{h_{bn}}{2} \right)^2 \cdot J \cdot l_{spire} \tag{4.17}$$

4.2.2.d. Flux total vu par la bobine

Le flux total capté par la bobine s'écrit donc :

$$\Phi_{tot} = \Phi_{propre} + \Phi_{fuite} + \Phi_{ea} = n \cdot \left(\varphi_{propre} + \varphi_{fuite} + \varphi_{ea} \right) \tag{4.18}$$

Ce flux total dimensionne les sections de passage de flux dans le circuit magnétique. À courant constant fixé, le flux total varie seulement en fonction de la position de l'aimant et du rotor.

4.2.2.e. Flux de saturation

Afin de minimiser le volume de l'actionneur, le flux de saturation Φ_{sat} choisi est situé sur la position du rotor θ_{sat} suivant les possibilités géométriques de l'actionneur ou suivant la course demandée par le cahier des charges. Le niveau d'induction est calculé dans chaque portion du circuit magnétique afin de respecter une induction inférieure à l'induction de saturation du matériau telle que :

$$B_i = \frac{\Phi_{sat}\big|_{\theta_{sat}}}{S_i} < B_{sat} \tag{4.19}$$

Le matériau utilisé est un matériau ferromagnétique fritté *FeSi3*, de perméabilité relative maximale μ_{fer} de 5215 et d'induction de saturation B_{sat} de 1,57 Tesla.

La Figure 4-7 présente l'évolution du flux magnétique de l'aimant sans courant, le flux d'enroulement seul et le flux total. Le flux de saturation Φ_{sat} est choisi à partir du flux total parcourant le circuit magnétique pour une position du rotor θ_{sat} donnée.

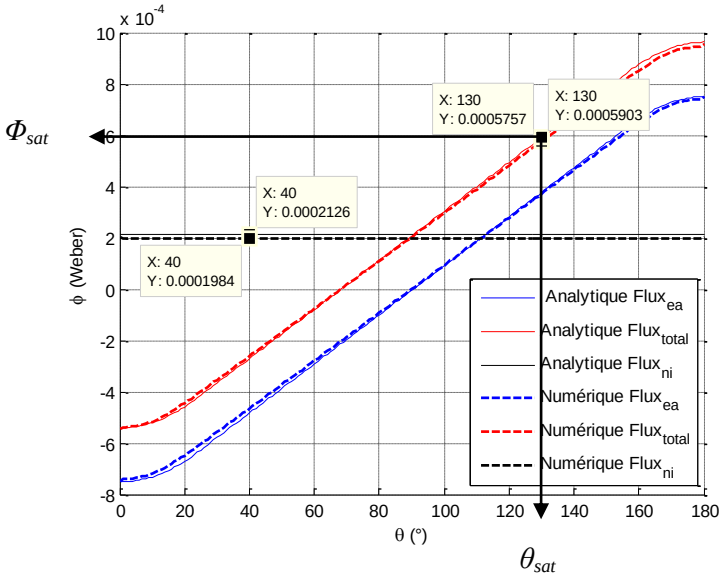


Figure 4-7 : Prise en compte du flux de saturation à la position de saturation

L'exemple considère un flux de saturation de 600µWb à la position de 130°du rotor.

4.2.3. Calcul du couple de l'actionneur

4.2.3.a. Définition du couple fourni par l'actionneur

Le couple est issu de la dérivée de cette coénergie magnétique à courant fixé comme nous l'avons démontré dans le §2.1.4 et l'Annexe C. Le flux de bobinage reste constant par rapport à la position du rotor θ. Dans cette relation du couple, seule importe dans la dérivée la part variant de θ pour écrire :

$$C_{act} = \left(\frac{\partial W'}{\partial \theta} \right)_{i=cst} = n \cdot I \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} \left[S_{ae} \cdot B_{ea}(\pi + 2\theta) \right] \tag{4.20}$$

Le couple s'exprime en fonction de la densité de courant J dans la section d'encoche S_{enc} :

$$C_{act} = 2 \cdot J \cdot S_{enc} \cdot S_{ae} \cdot \frac{B_r \cdot h_a}{k_{ea} \cdot h_a + \mu_a \cdot h_e} \tag{4.21}$$

Pour un actionneur idéal à une paire de pôle, le couple théorique maximal est obtenu pour des valeurs de θ compris entre] 0 ; 180° [et est nul pour θ = 0° et θ = 180°.

4.2.3.b. Couple de l'actionneur disponible sur la course

Le couple à fournir par l'actionneur doit respecter la course demandée. Il dépend de l'angle d'ouverture d'un pôle de l'aimant en vis-à-vis de l'angle d'ouverture de la dent polaire. L'angle d'ouverture de l'aimant noté *AOA* étant fixé à 180°, le débattement à couple constant varie en fonction de l'angle d'ouverture de la dent polaire noté *AON*.

4.2.4. Modélisation du bobinage

Les paragraphes suivants sont consacrés à la modélisation du bobinage. Connaissant la géométrie de la dent polaire et celle de l'encoche, le nombre de conducteurs dans l'encoche est fonction du nombre *k* de fils de cuivre dans une rangée et du nombre *p* de rangées en fonction du diamètre de fil, comme l'illustre la Figure 4-8.

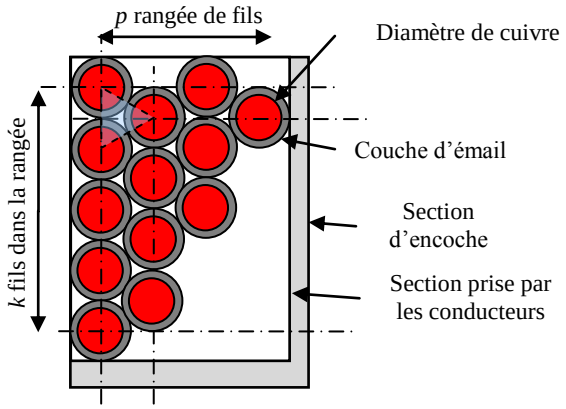


Figure 4-8 : Section d'encoche et des conducteurs

À partir du dimensionnement de la dent polaire, la longueur du fil conducteur est estimée pour déterminer la résistance du bobinage. Le fil conducteur est composé d'une couche d'émail protégeant la partie conductrice en cuivre.

4.2.4.a. Fil conducteur émaillé

Comme pour la définition du bobinage du moteur DC présenté au §3.2.2 page 72, une évolution continue est utilisée entre l'épaisseur d'émail d_{email} au diamètre en fonction du diamètre de cuivre d_{cu}, qui varie entre 0,1 à 2,5mm tel que :

$$d_{email} = 0{,}0204 \cdot \ln(d_{cu}) + 0{,}0597 \tag{4.22}$$

Le diamètre du fil d_{fil} vaut :

$$d_{fil} = d_{cu} + d_{email1} \tag{4.23}$$

Le coefficient de remplissage du cuivre par rapport au fil conducteur s'écrit :

$$k_e = \frac{d_{cu}}{d_{fil}} \tag{4.24}$$

4.2.4.b. Résistance électrique du bobinage

La résistance électrique d'une bobine dépend de la longueur du fil L_{fil} qui se compose de longueurs fixe et variable de la géométrie de la dent polaire. La section du cuivre s_{cu} dépend du nombre *n* de conducteurs dans l'encoche.

L'équation de la résistance ohmique du fil de cuivre R_{fil} avec sa valeur de résistivité ρ s'exprime :

$$R_{fil} = \rho_{(\Omega.m)} \cdot \frac{L_{fil}}{s_{cu}} \tag{4.25}$$

La résistivité électrique du cuivre évolue en fonction de la température comme cela a été présenté au §3.2.2 page 72.

4.2.4.c. Nombre de spires en fonction de la tension d'alimentation

Le cahier des charges impose une tension minimale de fonctionnement U = 9 V. Cette tension influe sur le nombre de spires du bobinage comme dans un exemple cité dans l'article [JUF-96]. L'équation électrique d'une bobine est :

$$U(t) = R \cdot I(t) + n \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{4.26}$$

La longueur du fil est n fois la longueur moyenne d'une spire du bobinage L_{spire}. La section de cuivre d'un conducteur dépend du coefficient de remplissage dans l'encoche. La résistance de bobinage s'écrit :

$$R = \rho_{(\Omega.m)} \cdot \frac{L_{spire} \cdot n}{\frac{S_{enc}}{n} \cdot k_{remp}} = \rho_{(\Omega.m)} \cdot \frac{L_{spire}}{S_{enc} \cdot k_{remp}} \cdot n^2 \tag{4.27}$$

À partir de l'équation de la résistance de bobinage, la tension s'exprime en fonction de la densité de courant dans la section d'encoche et le nombre de conducteurs dans cette encoche :

$$U(t) = \rho_{(\Omega.m)} \cdot \frac{L_{spire}}{S_{enc} \cdot k_{remp}} \cdot n \cdot S_{enc} \cdot J(t) + n \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{4.28}$$

Le nombre de spires se déduit :

$$\left(U(t) - \frac{d\varphi(t)}{dt}\right) \cdot \frac{k_{remp}}{\rho_{(\Omega.m)} \cdot L_{spire} \cdot J} = n \tag{4.29}$$

A tension minimale, le nombre de spires maximal dans une bobine est de :

$$n_{\max} = \frac{U_{\min} \cdot k_{remp}}{\rho_{(\Omega.m)} \cdot L_{spire} \cdot J} \tag{4.30}$$

4.2.4.d. Inductance propre de bobinage

L'inductance de bobinage est déterminée à partir du flux d'enroulement capté par la bobine :

$$L = n \cdot \frac{\varphi_{fuite} + \varphi_{propre}}{I} = n^2 \cdot \frac{\varphi_{fuite} + \varphi_{propre}}{J \cdot S_{enc}} \tag{4.31}$$

4.2.4.e. Coefficient de remplissage d'encoche

Une section d'encoche n'est pas totalement occupée par du cuivre. Pour estimer le coefficient

de remplissage de cuivre dans la section d'encoche, ce coefficient est déterminé suivant deux configurations de bobinage, soit en quinconce présenté sur la Figure 4-9 et soit de fil à fil présenté sur la Figure 4-10.

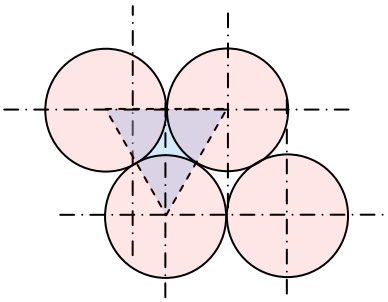


Figure 4-9 : Position des fils dans un bobinage en quinconce

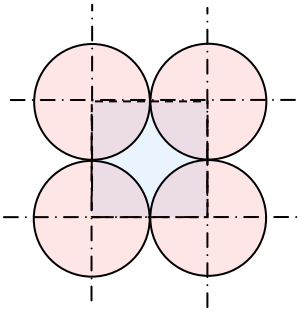


Figure 4-10 : Position des fils dans un bobinage fil à fil

Dans le cas d'un bobinage en quinconce du fil comme en Figure 4-9, le rapport de remplissage entre l'aire totale des 3 portions de cercle sur l'aire du triangle s'estime par :

$$k_{remp_\max} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} \approx 0{,}907 \tag{4.32}$$

Pour un bobinage fil à fil, le rapport est entre l'aire des 4 quarts de disque sur l'aire du carrée :

$$k_{remp_\min} = \frac{\pi}{4} \approx 0{,}785 \tag{4.33}$$

On constate que le coefficient de remplissage dans les interstices entre les fils ne dépend pas directement du diamètre de fil. Cependant, il dépend du nombre de conducteurs dans la section d'encoche calculée S_{enc} et du diamètre de cuivre choisis d_{cu}. En fonction du remplissage de fil dans l'encoche k_{remp} et du remplissage de cuivre dans le fil k_e, le coefficient de remplissage total de l'encoche s'exprime :

$$ff = \frac{d_{cu}}{d_{fil}} \cdot \frac{n \cdot s_{fil}}{S_{enc}} = k_e \cdot k_{remp} \tag{4.34}$$

De manière générale, la valeur du coefficient de remplissage se situe entre 0,5 et 0,6.

4.2.4.f. Densité de courant dans l'encoche

Les pertes par effet Joule créent une élévation de température du bobinage. Pour limiter l'auto-échauffement du cuivre dans la section d'encoche, [NOG-09] propose, de manière générale, une densité de courant inférieure à 10 A/mm² pour une machine confinée à convection naturelle. L'actionneur étant dans un espace confiné dans un moteur thermique, et n'ayant pas de modèle thermique précis, la densité de courant J doit être inférieure à 5 A/mm² dans l'encoche comme il a été étudié [JAN-10]. Cette valeur conditionne la géométrie de l'actionneur comme le montre l'écriture de la densité de courant :

$$J = \frac{I \cdot k_e \cdot k_{remp}}{s_{fil}} \tag{4.35}$$

4.2.4.g. Constante de temps

L'influence du temps de montée du courant ne doit pas être trop importante sur l'évolution de la position finale. La constante de temps électrique T_{elec} définie par le rapport de l'inductance sur la résistance électrique du bobinage ne doit pas être supérieure à la constante de temps électromécanique T_{em}. Ainsi, par rapport au temps de réponse T_{res} spécifié par le cahier des charges, des contraintes sur les constantes de temps sont utilisées telles que :

$$T_{elec} < T_{em} \text{ et } 3 \cdot T_{em} < T_{res} \tag{4.36}$$

4.2.5. Modélisation de l'aimant

L'aimant permanent choisi est de nature terre rare de type *NdFeB 33EH* ou *SmCo 2-17* pour les performances magnétiques et la tenue en température. Le choix sera cité dans les hypothèses de départ avant les optimisations. La modélisation de ces aimants utilise une caractéristique linéaire présentée sur la Figure 3-12 page 73 telle que :

$$B_a = B_r + \mu_0 \cdot \mu_a \cdot H_a \tag{4.37}$$

Si le champ dans l'aimant est nul $H_a=0$, le niveau d'induction dans l'aimant B_a est égal à l'induction rémanente $B_a=B_r$. La valeur du champ H_{cb} correspond à une induction B_a nulle.
Le champ H_{cb} s'exprime par :

$$H_{cb} = -\frac{B_r}{\mu_0 \cdot \mu_a} \tag{4.38}$$

Le comportement de l'aimant doit être étudié dans le circuit magnétique de l'actionneur afin de respecter deux contraintes de démagnétisation :

- par la température qui se caractérise par sa valeur maximale de fonctionnement précisée par le fournisseur qui est d'environ 180°C,
- par le flux des ampères-tours qui traverse l'aimant et qui peut abaisser le point de fonctionnement de l'aimant jusqu'à l'amener à une induction nulle H_{cb} ou au champ coercitif H_{cj}.

L'actionneur étant soumis à une température extérieure de 130°C, une dépendance est imposée entre la température $T_{°C}$ et l'induction rémanente de l'aimant B_r et également la dérive du champ coercitif H_{cj}.

La dérive de l'induction rémanente s'exprime par :

$$B_r = B_{r0} \cdot \left(1 + \lambda_{Br} \cdot \left(\frac{T° - T_{Br0}}{100}\right)\right) \tag{4.39}$$

La dérive du champ coercitif H_{cj} en fonction de la température s'exprime par :

$$H_{cj} = H_{cj0} \cdot \left(1 + \lambda_{Hcj} \cdot \left(\frac{T° - T_{Hcj0}}{100}\right)\right) \tag{4.40}$$

4.2.5.a. Fonctionnement de l'aimant dans le circuit magnétique :

Le comportement de l'aimant dans le circuit magnétique s'exprime à partir du théorème d'Ampère appliqué sur le chemin *C* de la Figure 4-4. Avec la loi de conservation du flux, l'induction dans l'entrefer peut s'écrire :

$$H_e = \frac{B_e}{\mu_0} = \frac{B_a}{k_{ea} \cdot \mu_0} \tag{4.41}$$

Avec la relation précédente et l'équation (4.3), la droite de charge de l'aimant s'exprime :

$$B_a = \mu_0 \cdot k_{ea} \cdot \frac{e_a}{e}\left(\frac{n \cdot I}{2 \cdot e_a} - H_a\right) \tag{4.42}$$

À courant nul, la droite de charge passe par l'origine du plan (*B*,*H*). Son équation est :

$$B_a = -\mu_0 \cdot k_{ea} \cdot \frac{e_a}{e} \cdot H_a \tag{4.43}$$

4.2.5.b. Épaisseur minimale de l'aimant et densité de courant admissible

Afin d'éviter toute désaimantation, deux conditions doivent être vérifiées d'une part celle d'une épaisseur d'aimant minimale et d'autre part d'un champ dans l'aimant inférieur au champ coercitif (en valeur absolue). À partir de l'équation de la droite de charge de l'aimant (4.42) et étant donné que les paramètres μ_0, e_a, e, k_{ea} sont non-nuls, la condition s'écrit :

$$\left(\frac{n \cdot I_{\max}}{2 \cdot e_a} - H_a\right) > 0 \tag{4.44}$$

Le champ coercitif H_{cb} correspond à une induction nulle dans l'aimant tel que $H_a = H_{cb}$. L'épaisseur minimale de l'aimant e_{a_min} doit vérifier la condition :

$$e_{a_\min} > \frac{n \cdot I_{\max}}{2 \cdot H_{cb}} \tag{4.45}$$

La densité de courant *J* dans la section d'encoche doit être inférieure à la densité de courant J_{cb} correspondant au champ H_{cb} dans l'aimant (en valeur absolue).

Avec l'équation de la droite de charge de l'aimant (4.42), l'induction nulle dans l'aimant s'exprime par la relation :

$$B_a = \mu_0 \cdot k_{ea} \cdot \frac{e_a}{e}\left(\frac{n \cdot I_{cb}}{2 \cdot e_a} - H_{cb}\right) = 0 \tag{4.46}$$

Ainsi, pour obtenir une induction nnulle dans l'aiment, la densité de courant J_{cb} doit être :

$$J_{cb} = \frac{2 \cdot e_a \cdot H_{cb}}{S_{enc}} \tag{4.47}$$

4.2.5.c. Contrainte du champ coercitif de l'aimant

Le champ dans l'aimant H_a doit être inférieur à la valeur du champ coercitif H_{cj}. Avec la caractéristique de l'aimant et l'application du théorème d'Ampère, le champ H_a s'exprime :

$$H_a = \frac{k_{ea}}{\mu_a \cdot e + \mu_0 \cdot k_{ea} \cdot e_a} \cdot \left(\frac{n.I}{2} - \frac{B_r \cdot e}{\mu_0 \cdot k_{ea}}\right) \tag{4.48}$$

De la même manière que le paragraphe précédent, la densité de courant maximale admissible J_{cj} dans l'encoche est calculée pour atteindre la valeur du champ coercitif H_{cj} dans l'aimant tel que :

$$J_{cj} = \frac{2 \cdot e}{k_{ea} \cdot S_{enc}}\left(\frac{B_r}{\mu_0} + H_{cj} \cdot \left(\mu_a + k_{ea} \cdot \frac{e_a}{e}\right) \cdot\right) \tag{4.49}$$

La densité de courant J calculée doit être inférieure à la valeur de la densité de courant correspondant au champ coercitif.

4.2.6. Conclusion sur le modèle analytique

La méthode de prédimensionnement des actionneurs s'appuie sur ses équations citées jusqu'à présent. Chaque modèle d'actionneur s'adapte en fonction de la description de leur structure géométrique et électromagnétique. Dans un premier temps, les quatre actionneurs sont optimisés en minimisant le volume. L'approche est décrite ci-après.

4.3. Première approche d'optimisation par minimisation du volume

Les paragraphes suivants concernent des résultats d'une optimisation en méthode magnétostatique pour comparer les performances électromagnétiques des actionneurs. L'organigramme de l'optimisation est indiquée sur la Figure 4-11.

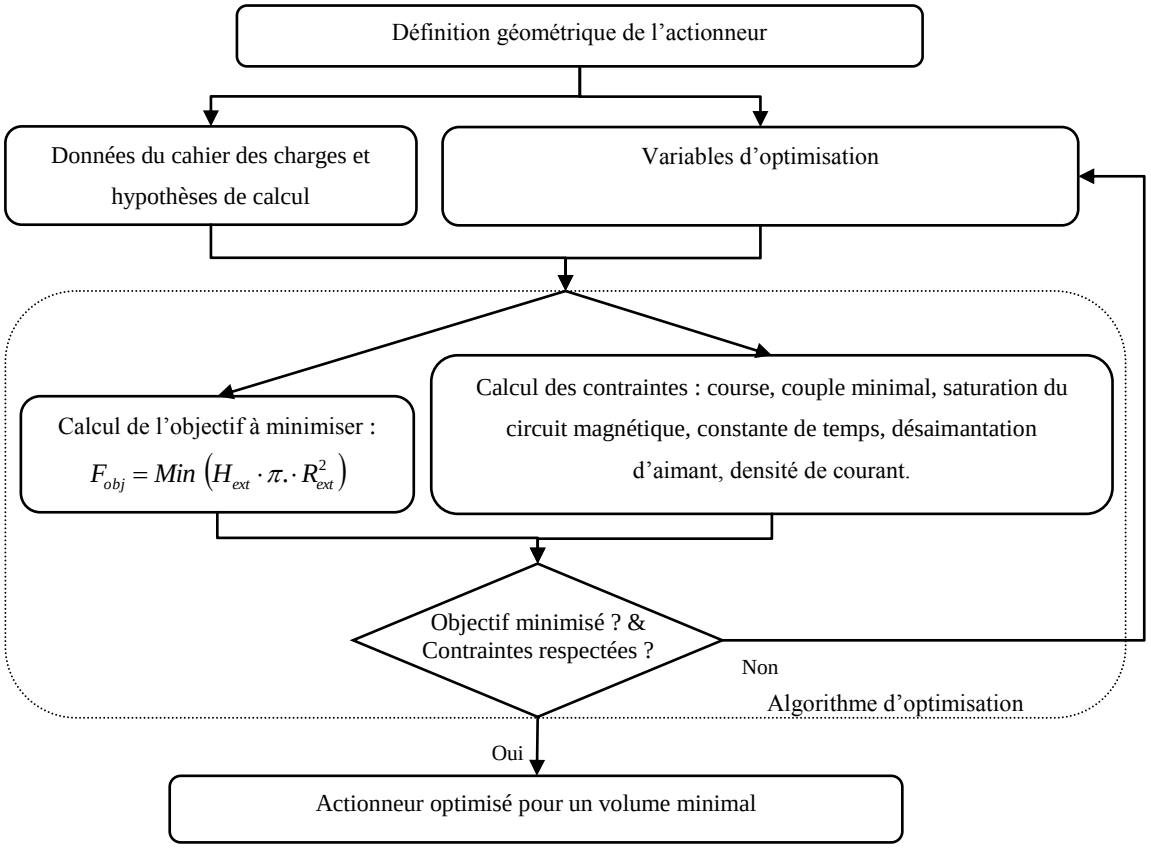


Figure 4-11 : Ordinogramme d'optimisation en magnétostatique

L'objectif est de minimiser le volume d'un cylindre de rayon extérieur R_{ext} et de hauteur H_{ext}. Cela correspond à un gabarit dans lequel le volume de l'actionneur peut s'intégrer.

4.3.1.a. Données du cahier des charges et hypothèses de calculs

À partir des données du cahier des charges, indiquées à la conclusion du Chapitre 1, des hypothèses de calculs sont ajoutées pour le dimensionnement. Elles sont les suivantes :

- une épaisseur d'entrefer de 0,8 mm,
- un fer fritté FeSi avec une perméabilité relative maximale de 5215 et un B_{sat} de 1,575 T,
- un diamètre de cuivre normalisé évoluant de 0,1 à 2,5 mm suivant l'équation (3.10),
- un aimant de nature *NdFeB* d'induction rémanente de 1,14 T et de perméabilité relative de 1,1 avec une évolution du B_r de -0,11 %/°C et du champ coercitif H_{Cj} évoluant en fonction de la température de -0,55 %/°C.

4.3.1.b. Contraintes d'optimisation

À partir du cahier des charges et des hypothèses posées, l'optimisation doit respecter les contraintes suivantes :

- un courant inférieur au courant maximal admissible de démagnétisation de l'aimant

- une densité de courant maximale de 5 A/mm² dans les encoches,
- un couple fourni supérieur au couple de charge et de la dynamique,
- un débattement angulaire supérieur à 92°,
- un niveau de saturation du circuit magnétique inférieur à B_{sat},
- des constantes de temps électrique inférieur à la constante électromécanique,
- une constante électromécanique inférieure à 3 fois le temps de réponse.

4.3.1.c. Organigramme de dimensionnement

La Figure 4-12 présente l'organigramme de calcul de dimensionnement d'un actionneur.

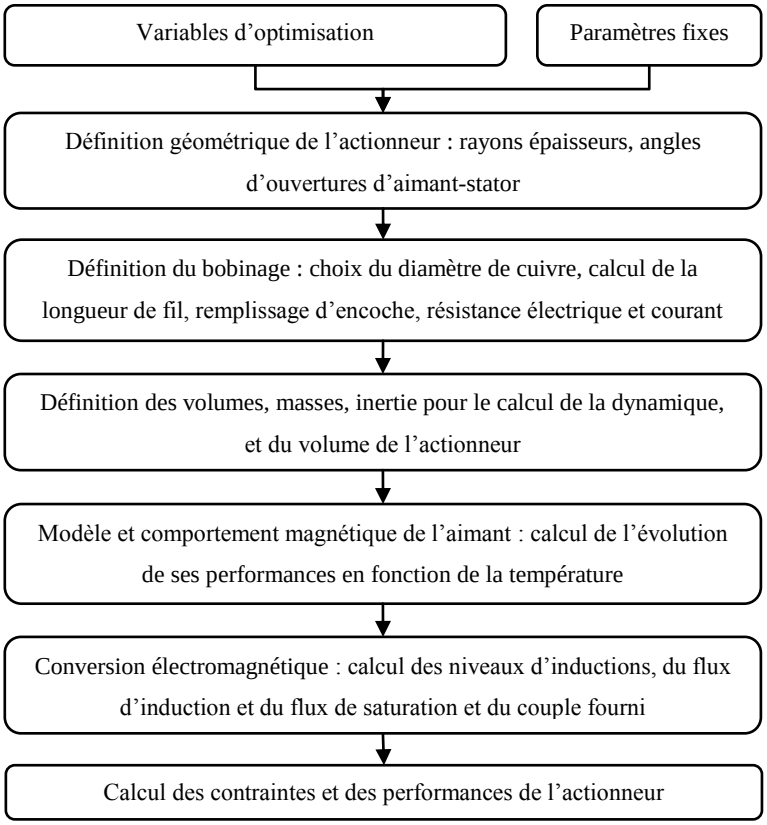


Figure 4-12 : Séquence de calcul des contraintes et des performances de l'actionneur

4.3.2. Actionneur à deux entrefers et à deux rotors

4.3.2.a. Géométrie de l'actionneur

La géométrie a été présentée sur la Figure 4-3. La conversion électromécanique et le problème d'optimisation ont été proposés dans les paragraphes précédents.
L'actionneur est dimensionné et optimisé pour les variables suivants.

4.3.2.b. Variables d'optimisation

Le Tableau 4-1 présente les variables d'optimisation ainsi que leurs valeurs bornées. Les

valeurs du point de départ évaluent un actionneur vérifiant les contraintes pour débuter l'optimisation.

Tableau 4-1 : Variables d'optimisation de la machine à flux axial à deux entrefers

Variables d'optimisation		Unité	Valeurs mini	Point départ	Valeurs maxi	Valeurs optimales
Épaisseur d'aimant (coefficient)	**ka**	-	0,001	1,2/25	0,9	0,0476
Épaisseur du rotor (coefficient)	**kr**	-	0,001	11,2/25	0,9	0,4037
Angle d'ouverture de la dent polaire	**aon**	°	100	136	160	132
Épaisseur de bobinage	**ec**	mm	2,5	5,2	10	5,22
Épaisseur radial de l'aimant (coefficient)	**kna**	-	0,05	0,6	0,9	0,624
Diamètre de cuivre	**dcu**	mm	0,1	0,72	2	0,7117
Rayon extérieur	**Rext**	mm	10	30	80	28,08
Hauteur extérieur	**Hext**	mm	10	50	80	48,28

4.3.2.c. Résolution de l'optimisation

Les valeurs optimales calculées minimisent le volume de l'actionneur et sont présentées dans le Tableau 4-1. La Figure 4-13 montre l'évolution de l'objectif du volume minimal calculé. Le point de départ donne un volume de 141 cm^3. Au bout de 326 générations de la population et 4985 secondes de temps de calcul, l'optimisation s'arrête pour un volume calculé de 119 cm^3.

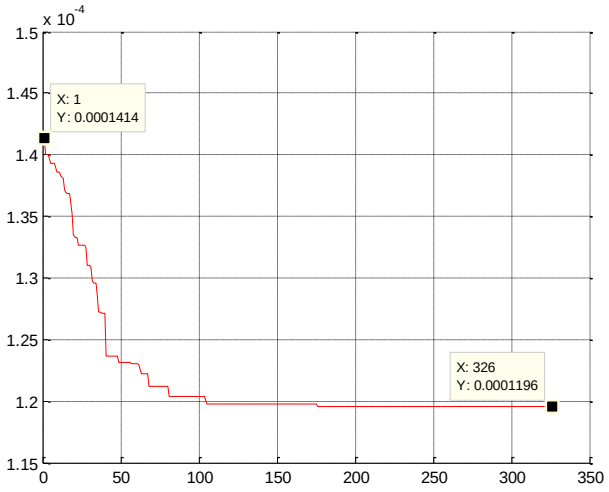


Figure 4-13 : Évolution du volume minimal du moteur à flux axial à deux entrefers

4.3.2.d. Comportement de l'aimant

La Figure 4-14 représente le comportement magnétique de l'aimant dans la structure de l'actionneur :

- la droite caractéristique $B_a(H_a)$ du comportement magnétique de l'aimant *NdFeB*,
- la droite de charge de l'aimant sans courant à densité de courant nulle,
- et la droite de charge de l'aimant en présence du courant dans le bobinage donnant une f_{mm} magnétisant ou démagnétisant.

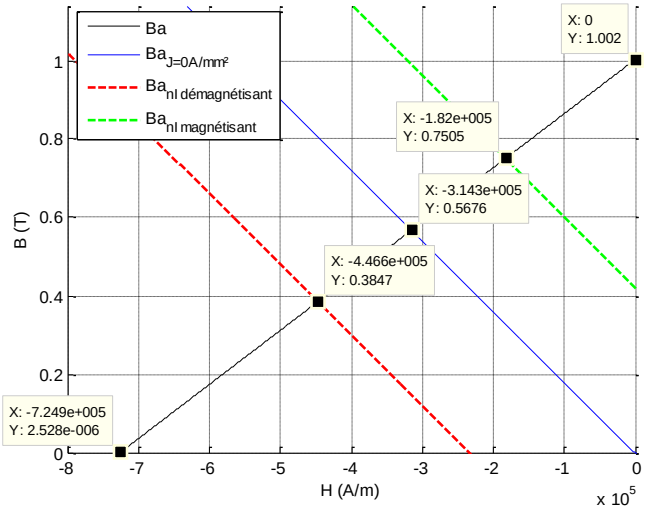


Figure 4-14 : Caractéristique de l'aimant et évolution de son niveau d'induction en fonction de la densité de courant dans l'encoche de la machine à flux axial à deux entrefers

Afin de vérifier le champ démagnétisant de l'aimant créé par le bobinage, les points remarquables du comportement de l'aimant sont situés sur la Figure 4-14. Suivant la position du rotor et du courant dans les encoches, l'induction dans l'aimant varie de 0,38 T à 0,75 T.

A densité de courant nulle, l'induction dans l'aimant est de 0,57 T. L'induction nulle est atteinte pour un champ démagnétisant H_{cb} de 725 kA/m. Le point de fonctionnement de l'aimant est assez éloigné du champ démagnétisant.

4.3.2.e. Niveaux d'induction dans l'entrefer

Pour la vérification des niveaux d'inductions dans l'entrefer, le niveau d'induction dans l'entrefer est calculé en trois étapes en fonction :

- de l'induction créée par les aimants B_{ea} sans courant dans le bobinage,
- de l'induction dûe au bobinage B_{eni} se calculant en présence du courant et sans les aimants considérés d'une induction rémanente nulle et une perméabilité égale à 1,
- et enfin l'induction B_e de l'ensemble s'exprimant par :

$$B_e(\alpha,\theta) = B_{ea} \cdot \beta(\alpha,\theta) + B_{eni} \cdot \delta(\alpha) \tag{4.50}$$

Comme expliqué dans le §4.2.1, pour une position du rotor θ égale à 180° et une position du repère d'observation α égale à 0°, les coefficients β et δ valent chacun d'eux 1.

La Figure 4-15 montre ainsi les distributions des niveaux d'inductions dans l'entrefer suivant la part due aux aimants B_{ea}, due au bobinage B_{eni} puis à l'ensemble des deux B_e pour une position du rotor à 180° Cette position permet de vérifier simplement le calcul des inductions du modèle analytique et du modèle *EF*.

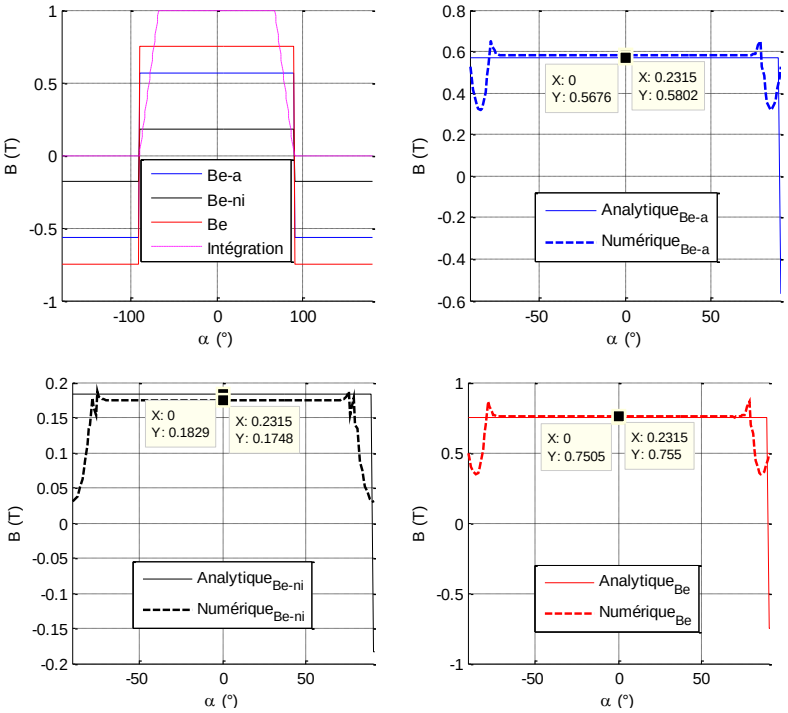


Figure 4-15 : Évolution des niveaux d'induction à la position de 180° de la machine à flux axial à deux entrefers et deux rotors

Les valeurs d'inductions obtenues montrent un écart de 5% environ entre les modèles analytique et numérique. Le bilan est détaillé au Tableau 4-2.

Connaissant l'induction à l'entrefer, le flux d'induction est calculé en plaçant la fenêtre d'intégration sur le rayon de l'entrefer en vis à vis de la dent polaire. Cette fenêtre se dimensionne suivant les angles d'ouverture de l'aimant et de la dent polaire.

4.3.2.f. Flux magnétique et de saturation

Comme pour les niveaux d'inductions, les évolutions du flux magnétique et d'enroulement sont vérifiées. La Figure 4-16 présente les trois calculs de flux :

- sous l'action du bobinage seul Φ_{ni}, ce qui permet de vérifier les flux de fuite et de calculer la valeur de l'inductance,
- le flux dû aux aimants seuls Φ_{ea},
- et enfin le flux total Φ pour obtenir le flux de saturation à la position maximale de la possibilité géométrique de l'actionneur.

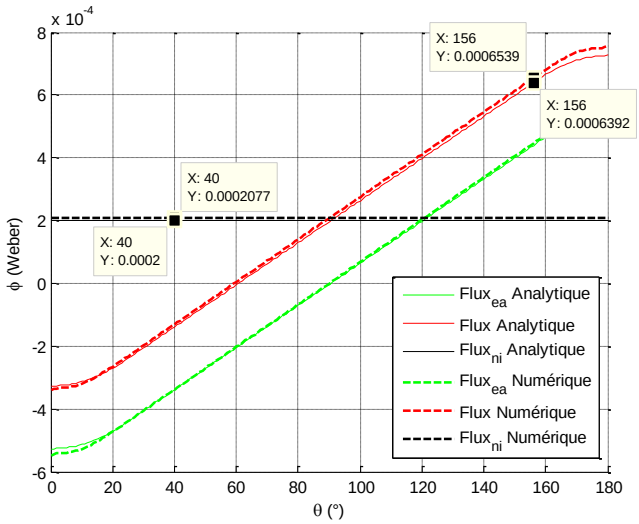


Figure 4-16 : Évolution du flux d'induction de l'actionneur à flux axial à deux entrefers

Le flux de saturation Φ_{sat} calculé pour l'optimisation se trouve à la position 156° du rotor. L'écart est d'environ 2% entre les modèles analytique et numérique.

La Figure 4-17 présente la cartographie des niveaux d'induction de l'actionneur à la position de 156°. Les niveaux moyens sont proches de 1,57 T, avec une induction plus importante sur les bordures de faibles épaisseurs de la dent polaire.

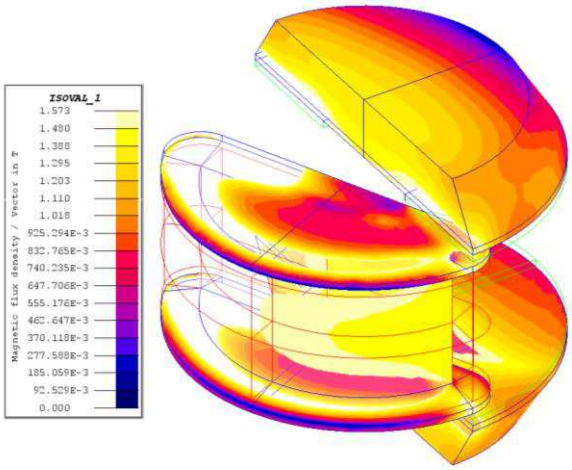


Figure 4-17 : Cartographie des niveaux d'induction du moteur à double entrefer

4.3.2.g. Calcul du couple fourni par l'actionneur

La Figure 4-18 présente les évolutions des couples issus du modèle en éléments finis. On définit le couple de détente dû à l'effet de denture à courant nul, le couple avec du courant et afin de comparer le couple « réel » avec du courant issu du modèle élément finis au couple analytique, une évolution de couple est recalculée avec du courant dans le bobinage et sans l'influence du couple de détente.

La Figure 4-19 compare les couples calculés entre les modèles analytique et numérique. Le couple obtenu numériquement est de 0,418N.m sur une course entre 20° et 170°. Le couple

obtenu analytiquement est de 0,413 N.m sur un débattement de 132°, de la position de 24° à 156°.

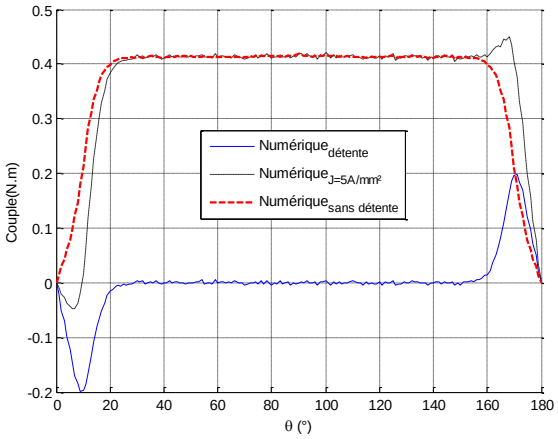


Figure 4-18 : Évolution du couple du moteur à deux entrefers issus du modèle éléments finis

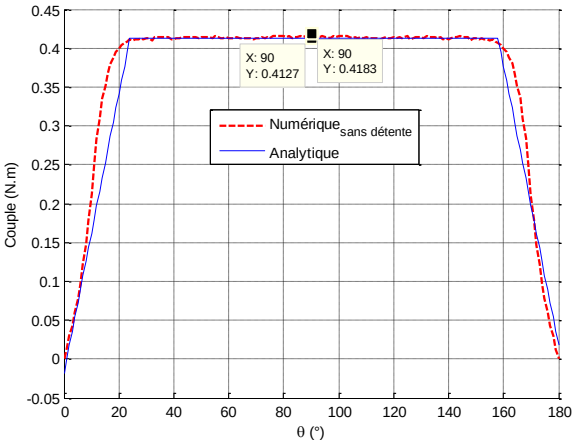


Figure 4-19 : Comparaison des couples analytique et numérique du moteur à deux entrefers

Les écarts de couples entre le modèle analytique et le modèle numérique sont inférieurs à 2%.

4.3.2.h. Évolution de l'effort axial sur le rotor

La Figure 4-20 représente le module des efforts du rotor sur le stator en fonction du courant et la Figure 4-21 décompose l'effort sur les composantes *(x,y,z)*.

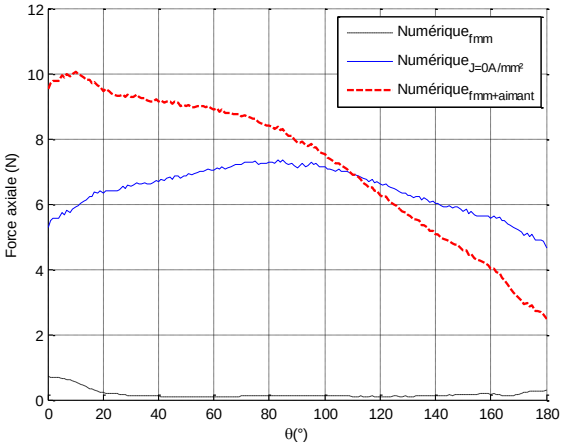


Figure 4-20 : Évolution de la force axiale du moteur à deux entrefers

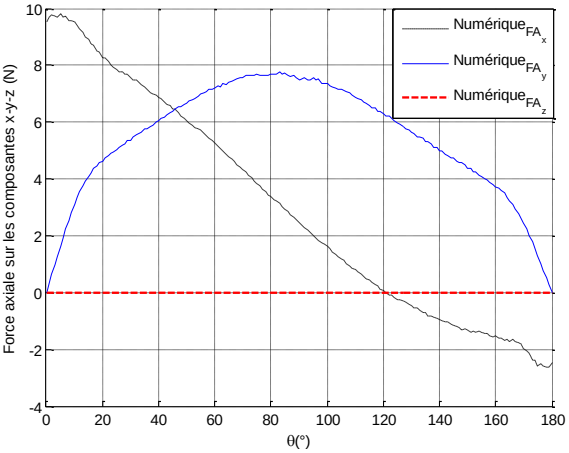


Figure 4-21 : Évolution des forces sur le rotor sur chaque composante du moteur à deux entrefers

On constate sur ces courbes que l'effort axial est nul sur la composante *z* quelle que soit la position du rotor. De faibles efforts radiaux sont constatés sur les composantes *x* et *y*.

L'effort d'un rotor s'oppose à l'autre par rapport au stator. Ainsi le double rotor de cet actionneur présente un effort axial nul sur le stator ce qui donne un certain avantage pour le choix du guidage en rotation du rotor.

4.3.2.i. Calculs des performances et conclusion

Le Tableau 4-2 récapitule les valeurs calculées sur les performances électromagnétiques entre les modèles analytique et numérique. Le calcul des ampères-tours *fmm* permet de vérifier la section d'encoche et la densité de courant utilisée.

Tableau 4-2 : Comparaison de résultats de la conversion électromagnétique du moteur à flux axial

	unité	Analytique	Numérique	Ecart %
B_{ea}	mT	568	580	2,1
B_{eni}	mT	183	175	4,5
B_e	mT	750	755	<1
Φ_{sat}	µWb	640	654	2,1
Φ_{ni}	µWb	200	208	3,8
Couple	N.m	0,413	0,418	1,2
f_{mm}	A.t	537	537	<1

On obtient des écarts inférieurs à 5% ce qui traduit un modèle analytique correspondant aux attentes demandées. Après avoir vérifié la cohérence des résultats entre les modèles analytique et éléments finis, le Tableau 4-3 liste les performances de l'actionneur calculées par le modèle analytique.

Tableau 4-3 : Tableau de performance de l'actionneur à flux axial à deux entrefers à 130°c

Désignation	Paramètres	Unité	Valeurs
Inertie du moteur	Jm	kg.m²	$1{,}47.10^{-4}$
Inertie totale (moteur+charge)	Jtot	kg.m²	$1{,}97.10^{-4}$
Couple dû à l'inertie	Cj	N.m	0,049
Couple résistant minimal	Cmin	N.m	0,412
Couple fourni par l'actionneur	Cact	N.m	0,413
Couple volumique actionneur/gabarit	Cvol	$N.m/m^3$	3451
Constante de couple	Kta	N.m/A	0,137
Constante moteur	Kp	$N.m/W^{1/2}$	0,080
Constante moteur volumique	Kpvol	$N.m/W^{1/2}/m^3$	664
Constante de temps électrique	Telec	ms	8
Constante de temps électromécanique	Tem	ms	23
Constante de temps électromécanique moteur	Tm	ms	31
Puissance dissipée par effet Joule	Pcu	W	27
Inductance de bobinage	Inductance	mH	24
Résistance électrique de bobinage	Résistance	ohm	3,00
Remplissage de cuivre/encoche	ff	-	0,57
Densité de courant dans l'encoche	J	A/mm²	4,99
Densité de courant dans le cuivre	Jcu	A/mm²	8,70
Densité de courant atteint pour B_a=0	Jcb	A/mm²	15,5
Densité de courant pour le champ coercitif H_{ci}	Jcj	A/mm²	47,8
Volume utilisé du gabarit	Vol	cm^3	119
Rapport de volume pièces actionneur/gabarit	Rvol	-	0,77
Masse de l'actionneur	Masse	g	750

Une conclusion sur l'optimisation des topologies est présentée au § 4.4 de ce chapitre. Le Tableau 4-10 synthétise les performances des actionneurs optimisés en page 147.

4.3.3. Actionneur à flux axial à simple entrefer

4.3.3.a. Géométrie de l'actionneur

La Figure 4-22 présente l'actionneur axial à simple entrefer. Le circuit magnétique est constitué de deux dents polaires bobinées et de deux aimants à aimantation parallèle au rotor. Les flux créés par l'aimant et par le bobinage sont parallèles à l'axe du rotor.

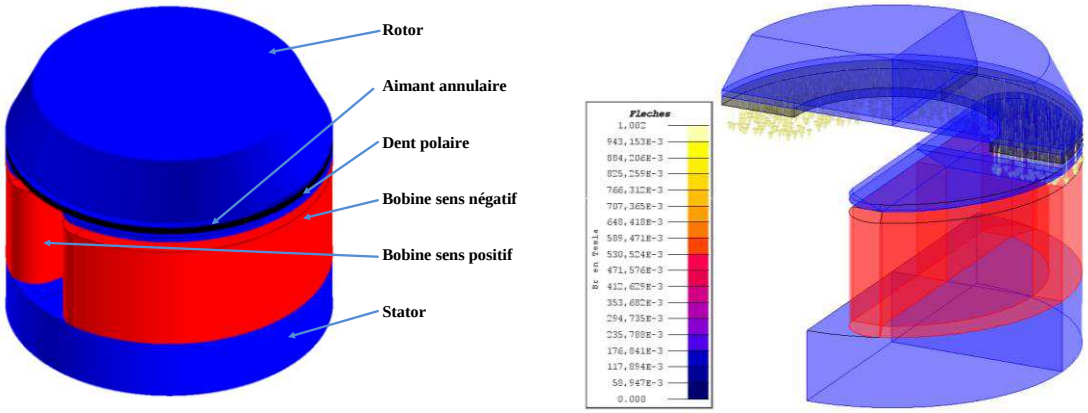


Figure 4-22 : Décomposition du moteur à flux axial à une paire de pôle

La Figure 4-23 donne les paramètres géométriques de l'actionneur.

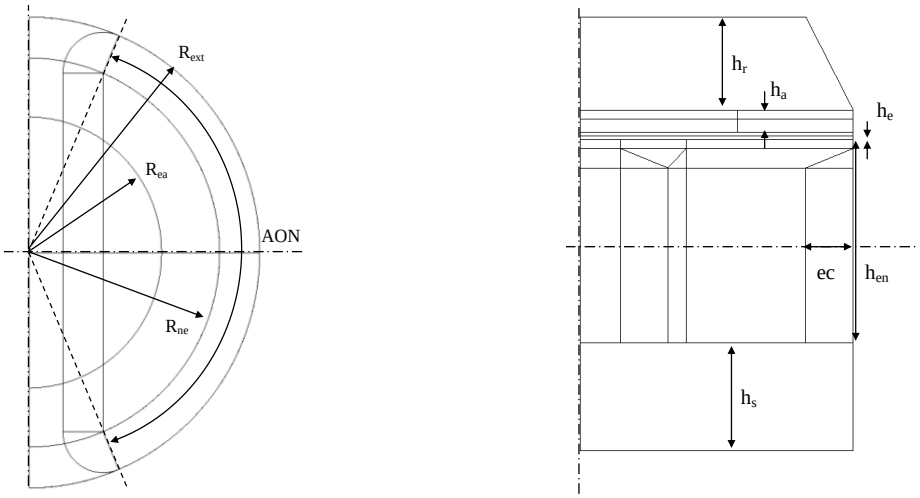


Figure 4-23 : Description géométrique du moteur à flux axial à une paire de pôle

4.3.3.b. Variables d'optimisation

Le Tableau 4-4 présente les variables d'optimisation ainsi que leurs valeurs bornées.

Tableau 4-4 : Variables d'optimisation du moteur à flux axial simple entrefer

Variables d'optimisation		Unité	Valeurs mini	Point départ	Valeurs maxi	Valeurs optimales
Hauteur de dent polaire (coefficient)	**kn**	-	0,1	29/55	0,9	0,4831
Épaisseur d'aimant (coefficient)	**ka**	-	0,001	1,35/55	0,9	0,0294
Épaisseur du rotor (coefficient)	**kr**	-	0,001	11,9/55	0,9	0,2354
Angle d'ouverture de la dent polaire	**aon**	°	100	130	160	138
Epaisseur de bobinage	**ec**	mm	1	5	10	5,03
Épaisseur radial de l'aimant (coefficient)	**kna**	-	0,05	0,4	0,9	0,431
Diamètre de cuivre	**dcu**	mm	0,1	0,75	2,5	0,743
Rayon extérieur	**Rext**	mm	10	35	80	30,28
Hauteur extérieur	**Hext**	mm	10	55	80	49,90

Les valeurs optimales calculées minimisent le volume de l'actionneur. Le résultat et la vérification de l'optimisation sont présentés dans les paragraphes suivants.

4.3.3.c. Résolution de l'optimisation

Le calcul du point de départ donne un volume de 211cm^3. Au bout de 1015 générations de la population et 18540 secondes de temps de calcul, l'optimisation s'arrête pour un volume de 144 cm^3. L'évolution de l'objectif est présentée sur la Figure 4-24.

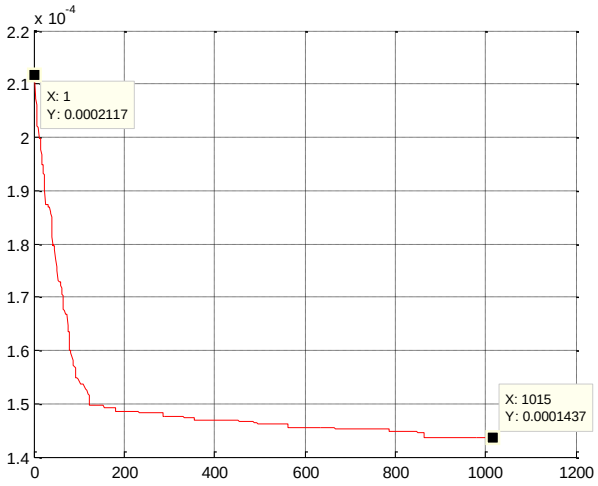


Figure 4-24 : Évolution du volume optimisé du moteur à flux axial

4.3.3.d. Comportement de l'aimant

Comme expliqué dans le §4.3.2.d, la Figure 4-25 présente le comportement magnétique de l'aimant dans la structure de l'actionneur.

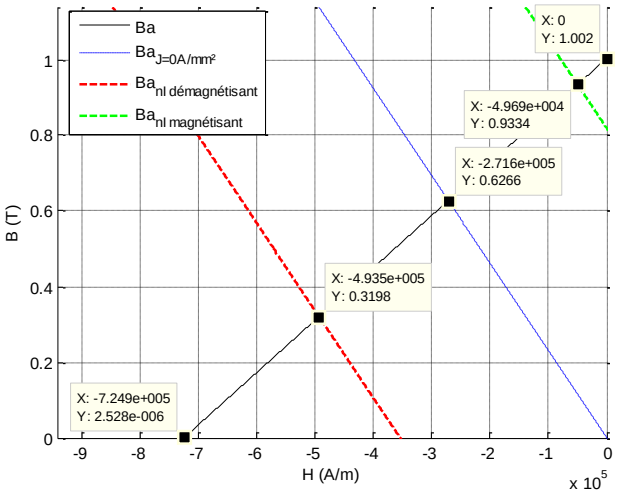


Figure 4-25 : Comportement de l'aimant dans l'architecture de l'actionneur à flux axial

Cette Figure 4-25 montre que l'épaisseur de l'aimant est suffisante pour éviter sa désaimantation sous température et sous flux démagnétisant. Le point d'intersection de la droite

sous courant et de la droite caractéristique de l'aimant correspond à une valeur d'induction de 0,36 T suffisante et loin du champ coercitif à induction nulle de l'aimant H_{cb} de 725 kA/m et à champ démagnétisant H_{cj}. Suivant la position du rotor ou du sens du courant, l'induction dans l'aimant varie de 0,32 T à 0,93 T.

4.3.3.e. Niveaux d'induction dans l'entrefer

Comme expliqué dans le §4.3.2.e, le calcul de l'induction dans l'entrefer est réalisé en présence des aimants et du courant dans le bobinage. Elle s'exprime par :

$$B_e(\alpha,\theta) = \frac{B_r \cdot h_a}{k_{ea} \cdot h_a + \mu_a \cdot h} \cdot \beta(\alpha,\theta) + \frac{\mu_0 \cdot n \cdot I}{\left(h_e + k_{ea} \cdot \frac{h_a}{\mu_a} \right)} \cdot \delta(\alpha) \qquad (4.51)$$

Comme expliqué dans le §4.2.1, pour une position du rotor θ égale à 180° et une position du repère d'observation α égale à 0°, les coefficients β et δ valent 1 à chacun d'eux.

La Figure 4-26 montre les distributions des niveaux d'induction dans l'entrefer B_e suivant la part due aux aimants B_{ea}, due au bobinage B_{eni} puis à l'ensemble des deux pour une position du rotor à 180°.

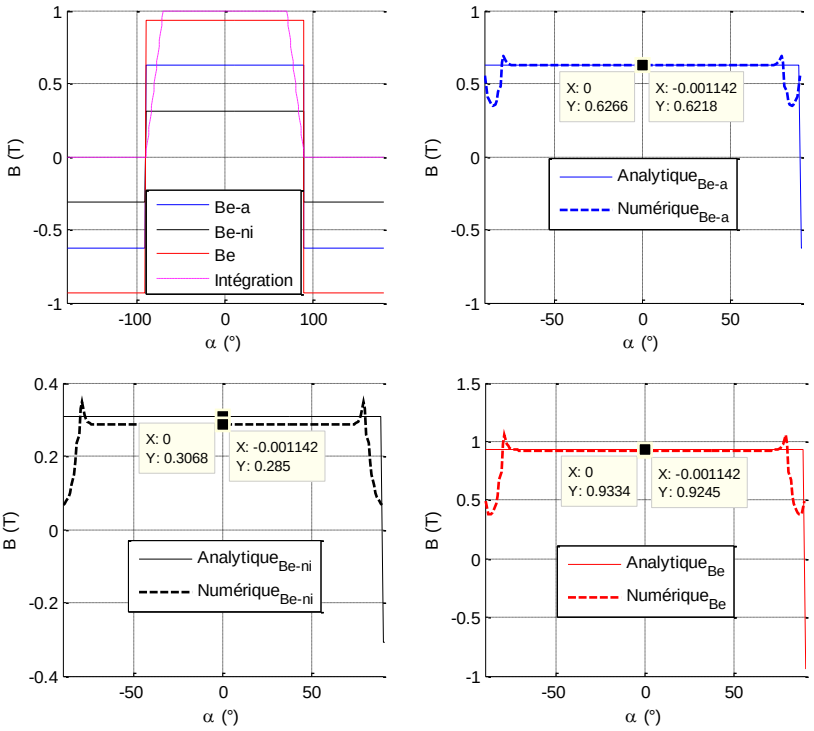


Figure 4-26 : Distribution des niveaux d'induction dans l'entrefer

Les valeurs d'inductions obtenues montrent un écart de moins de 8% environ entre les modèles analytique et numérique. Le bilan est détaillé au Tableau 4-5.

4.3.3.f. Flux magnétique et saturation du circuit magnétique

Comme expliqué dans le §4.3.2.f, la Figure 4-27 présente les trois résultats de calcul de flux sous l'action du bobinage seul Φ_{ni}, du flux dû aux aimants seuls Φ_{ea}, et enfin le flux total Φ pour obtenir le flux de saturation à la position de fin de course.

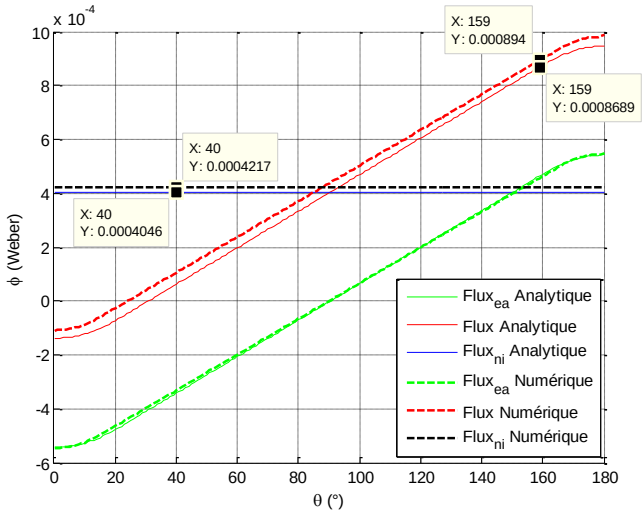


Figure 4-27 : Évolution du flux d'induction de l'actionneur à flux axial simple entrefer

Le flux de saturation Φ_{sat} calculé pour l'optimisation se trouve à la position 159° du rotor. L'écart est de 3% entre les modèles analytique et numérique.

Sur la Figure 4-28, la cartographie des niveaux d'induction de l'actionneur à la position de 159° montre que les niveaux moyens sont proches de 1,57 T avec des niveaux plus importants sur les bordures de faibles épaisseurs de la dent polaire.

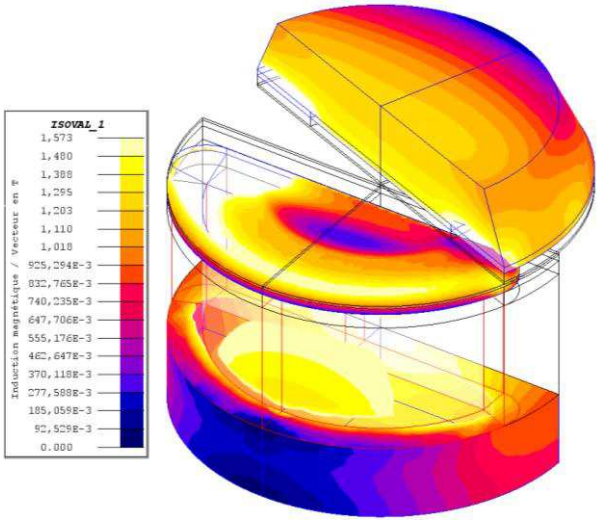


Figure 4-28 : Cartographie des niveaux d'induction du moteur à flux axial à une paire de pôle

4.3.3.g. Calcul du couple fourni par l'actionneur

Comme expliqué dans le §4.3.2.g, la Figure 4-29 présente les couples calculés par le modèle éléments finis. Le couple recalculé sans tenir compte de l'effet de denture présente une valeur de 0,394 N.m quasi constante 18° et 160°.

Et la Figure 4-30 présente une comparaison des évolutions des couples entre les modèles numérique et analytique. Le couple issu du modèle analytique donne une valeur de 0,405N.m sur un débattement de 20° à 160°.

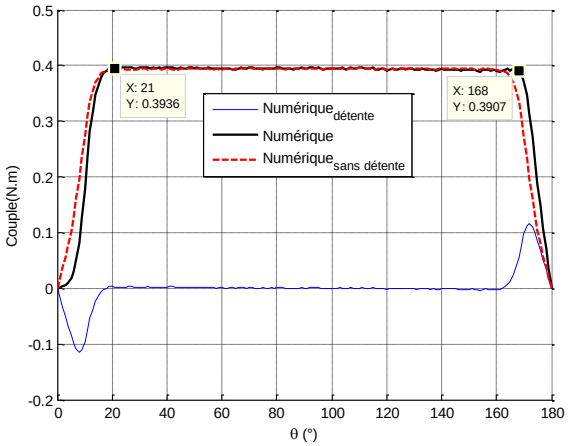


Figure 4-29 : Évolution du couple calculé par le modèle numérique du moteur à flux axial

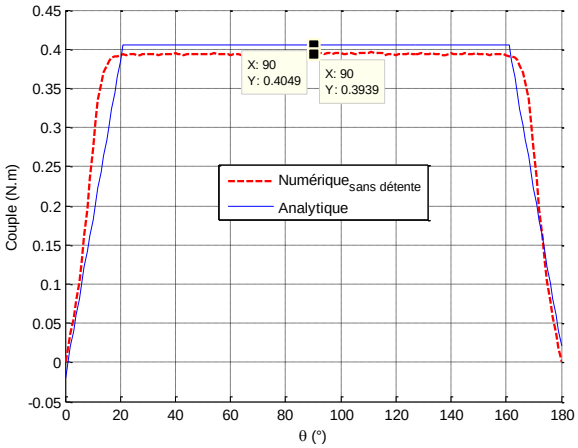


Figure 4-30 : Comparaison des couples analytique et numérique du moteur à flux axial

Les écarts de couples entre le modèle analytique et le modèle numérique sont inférieurs à 5%. Par rapport à l'application, l'actionneur peut fournir un couple maximal de 0,394 N.m sur une course de plus de 100°.

4.3.3.h. Évolution de l'effort axial du rotor sur le stator

La particularité de cette structure est l'effort axial exercé entre le rotor sur le stator. La Figure 4-31 présente l'évolution des efforts axiaux entre le rotor sur le stator suivant les sollicitations avec et sans courant dans le bobinage. Nous considérons l'effort sur la composante *z*, les efforts radiaux sur *x* et *y* sont négligés <10N)

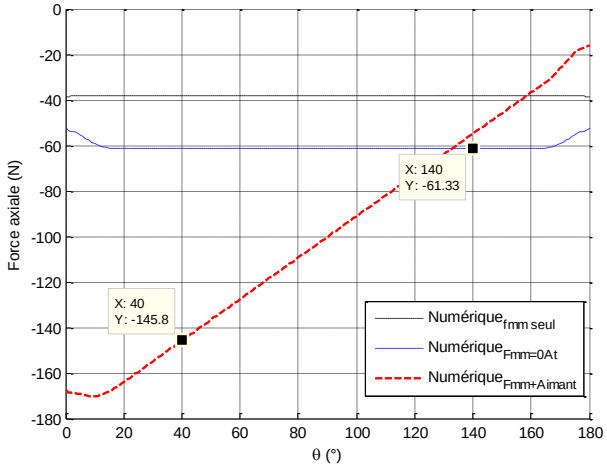


Figure 4-31 : Évolution de la force axiale du moteur à flux axial issu du modèle élément finis

L'effort est constant à 61 N sans courant et décroît au fur et à mesure que le rotor se déplace comme montre la Figure 4-31. Il est nécessaire d'intégrer mécaniquement un élément tournant

comme une butée axiale pour maintenir le degré de liberté de rotation et un entrefer constant durant le débattement. La butée axiale doit être dimensionnée pour un effort de 60 à 145 N avec un débattement de 40°à 140°.

4.3.3.i. Calcul des performances et conclusion

Le Tableau 4-5 récapitule les valeurs calculées sur les performances électromagnétiques entre les modèles analytique et numérique.

Tableau 4-5 : Comparaison de résultats de la conversion électromagnétique du moteur à flux axial

	unité	Analytique	Numérique	Ecart %
B_{ea}	mT	627	622	<1
B_{eni}	mT	307	285	7,7
B_e	mT	934	924	1,1
Φ_{sat}	µWb	869	894	2,8
Φ_{ni}	µWb	405	422	4
Couple	N.m	0,405	0,394	2,8
f_{mm}	A.t	521	521	<1

Après avoir vérifié la cohérence des résultats entre les modèles analytique et numérique, les performances de l'actionneur sont présentées dans le Tableau 4-10.

4.3.4. Actionneur à stator externe

4.3.4.a. Géométrie de l'actionneur

Cette topologie possède un circuit magnétique à une paire de pôles bobinés et deux aimants polaires en forme de tuile avec une direction d'aimantation radiale comme présenté sur la Figure 4-32. Le flux créé par les deux aimants et par le bobinage extérieur au rotor le traverse radialement, ce qui lui donne le nom d'actionneur à flux radial à stator externe.

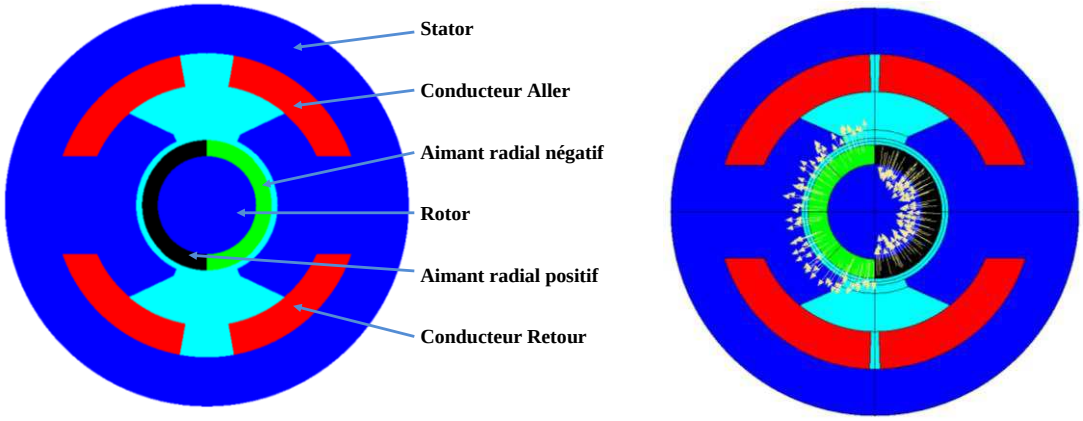


Figure 4-32 : Description du moteur à stator externe

Les rayons et les épaisseurs sont présentés Figure 4-33 et Figure 4-34.

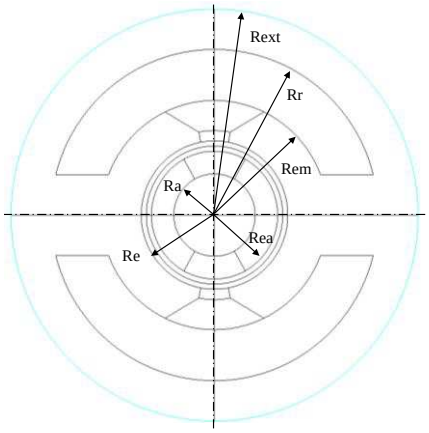


Figure 4-33 : Rayons de la machine

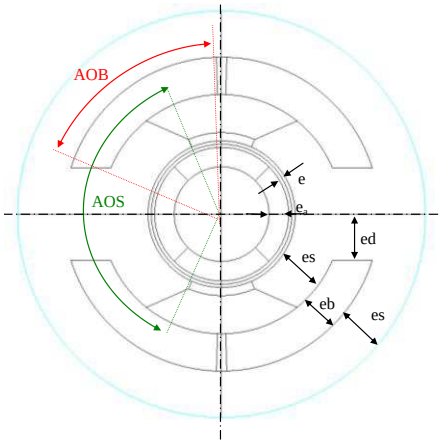


Figure 4-34 : Epaisseurs de la machine

4.3.4.b. Variables d'optimisation

Le Tableau 4-6 présente les variables d'optimisation ainsi que leurs valeurs bornées.

Tableau 4-6 : Variables d'optimisation du moteur à stator externe

Variables d'optimisation		Unité	Valeurs mini	Point départ	Valeurs maxi	Valeurs optimales
Épaisseur de stator	Ks	-	0,1	0,25	0,4	0,2193
Angle ouverture stator	Aos	°	130	130	150	130
Épaisseur d'aimant	Ea	mm	0,1	2,2	5	2,66
Épaisseur bobine	Eb		2	4	10	4,40
Angle ouverture bobine	Aob	mm	10	54	80	65,30
Diamètre de cuivre	Dcu	mm	0,1	0,64	2	0,67
Rayon extérieur	Rext	mm	10	31	80	23
Hauteur extérieur	Hext	mm	10	56	80	68,9

Les valeurs optimales calculées minimisent le volume de l'actionneur. Le résultat et la vérification de l'optimisation sont présentés dans les paragraphes suivants.

4.3.4.c. Résolution de l'optimisation

Le point de départ calcule un volume de 168 cm^3. Au bout de 756 générations de la population et 9200 secondes de temps de calcul, l'optimisation s'arrête pour un volume calculé de 114 cm^3. L'évolution de l'objectif est présentée sur la Figure 4-35.

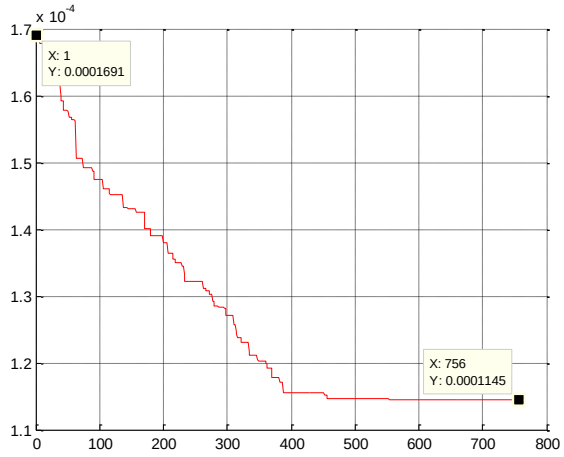


Figure 4-35 : Évolution du volume optimisé du moteur à stator externe

Le résultat de l'optimisation donne un volume cylindrique de rayon extérieur de 23 mm et d'une longueur de 68,9 mm. La longueur de la culasse de l'actionneur est de 44,9 mm, et 24 mm sont consacrés à la hauteur des têtes de bobine. Le moteur a tendance à s'allonger pour minimiser l'inertie du rotor et augmenter son couple.

4.3.4.d. Comportement de l'aimant

Comme expliqué dans le §4.3.2.d, la Figure 4-36 représente le comportement magnétique de l'aimant dans la structure de l'actionneur.

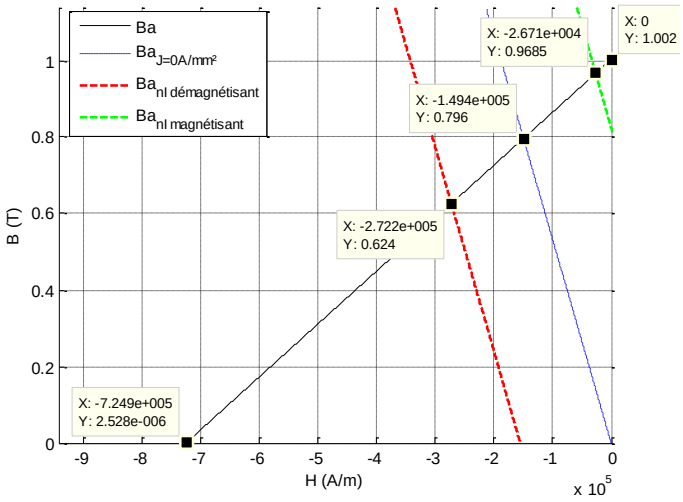


Figure 4-36 : Comportement de l'aimant dans l'architecture de l'actionneur à stator externe

La Figure 4-36 indique que l'épaisseur de l'aimant est suffisante pour éviter sa désaimantation sous l'effet de la température à 130°C et des flux démagnétisants. Le point d'intersection de la droite avec du courant démagnétisant et de la droite caractéristique de l'aimant correspond à une valeur d'induction suffisamment élevée de l'ordre de 0,62 T. Le champ démagnétisant de l'aimant H_{cb} est de 725 kA/m. Ces valeurs des inductions dans l'aimant correspondent aux valeurs de l'induction à l'entrefer de la Figure 4-38 à un rapport de concentration de flux k_{ea} près.

4.3.4.e. Niveaux d'induction dans l'entrefer

Comme expliqué dans le §4.3.2.e, le calcul de l'induction dans l'entrefer est réalisé en présence des aimants et du courant dans le bobinage. Le couple de l'actionneur dépend de cette valeur d'induction.

Le calcul dans l'entrefer B_e est réalisé en présence du courant et des aimants et s'exprime par :

$$B_e(\alpha,\theta) = \frac{B_r \cdot e_a}{k_{ea} \cdot e_a + \mu_a \cdot e} \cdot \beta(\alpha,\theta) + \frac{\mu_0 \cdot n \cdot I}{2 \cdot \left(e + k_{ea} \cdot \frac{e_a}{\mu_a} \right)} \cdot \delta(\alpha) \tag{4.52}$$

Comme expliqué dans le §4.2.1, pour une position du rotor θ égale à 180° et une position du repère d'observation α égale à 0°, les coefficients β et δ valent 1 à chacun d'eux comme le montre les évolutions des niveaux d'induction à la Figure 4-38.

La Figure 4-37 présente un repère d'observation cylindrique fixe *(r,α)* qui est lié au stator pour visualiser l'induction, et un repère cylindrique mobile *(r,θ)* qui est lié au rotor pour visualiser la variation du flux et du couple. θ est l'angle de position du rotor par rapport au stator. Il a son origine à α=0°.

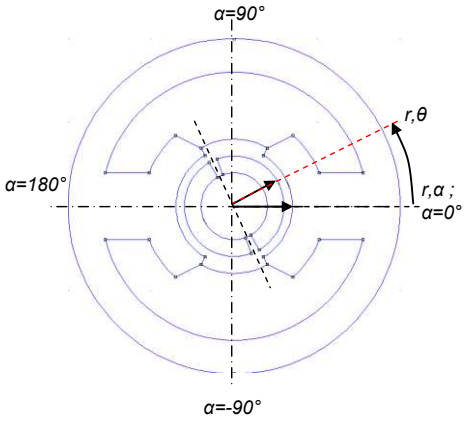
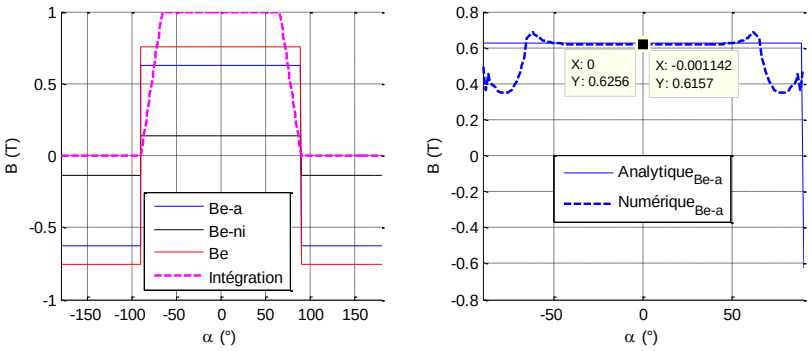


Figure 4-37 : Repères d'observation et mobile

La Figure 4-38 présente les distributions des niveaux d'inductions dans l'entrefer suivant la part due aux aimants $B_{e\text{-}a}$, due au bobinage $B_{e\text{-}ni}$ puis à l'ensemble des deux B_e pour une position du rotor à 180°.



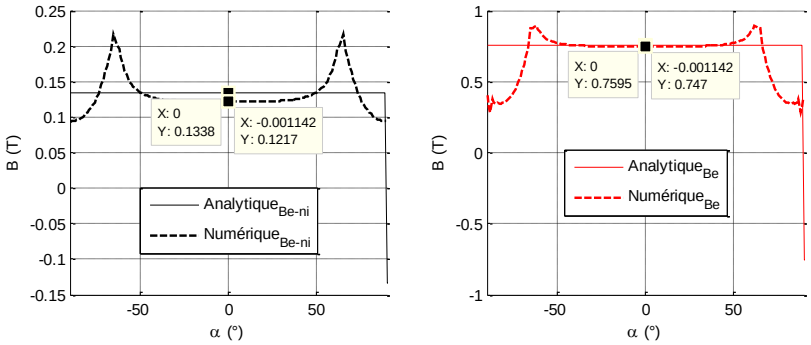


Figure 4-38 : Distribution des niveaux d'inductions à l'entrefer du moteur à stator externe

Les valeurs d'inductions obtenues montrent un écart de moins de 10% environ entre les modèles analytique et numérique. Le bilan est détaillé au Tableau 4-7.

4.3.4.f. Flux magnétique et saturation du circuit magnétique

Comme expliqué dans le §4.3.2.f, le flux magnétique est analysé. La Figure 4-39 présente les trois résultats de calcul de flux sous l'action du bobinage seul Φ_{ni}, du flux dû aux aimants seuls Φ_{ea}, et enfin le flux total Φ pour obtenir le flux de saturation à la position maximale admissible magnétiquement.

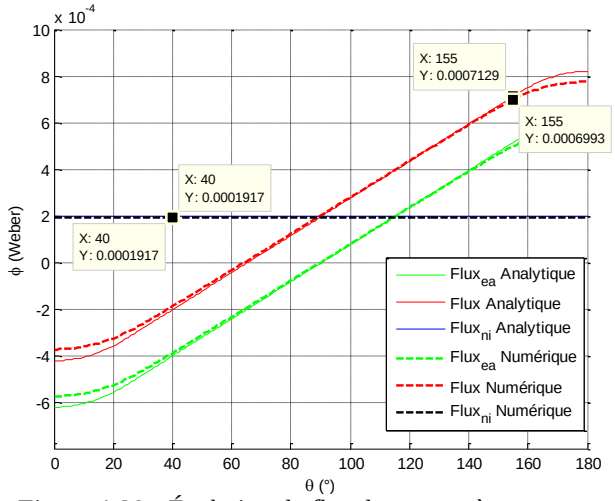


Figure 4-39 : Évolution du flux du moteur à stator externe

Le flux de saturation Φ_{sat} calculé pour l'optimisation se trouve à la position 155° du rotor. L'écart est de 2% entre les modèles analytique et numérique.

La Figure 4-40 présente la cartographie des niveaux d'induction de l'actionneur à la position de 155°.

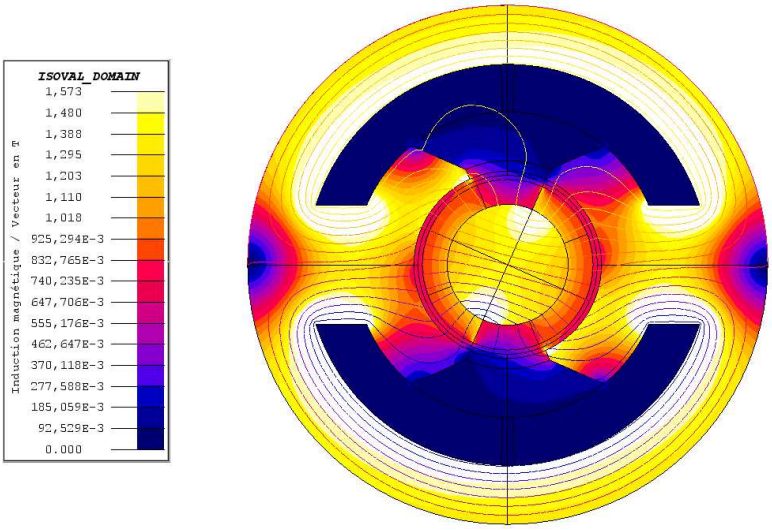


Figure 4-40 : Cartographie des niveaux d'induction du moteur à stator externe à la position 155° du rotor

À la position de 155°, les niveaux moyens pour l'induction atteignent la valeur de 1,57 T en régime linéaire. Le dimensionnement de l'actionneur du point de vue du comportement magnétique semble cohérent.

4.3.4.g. Calcul du couple fourni par l'actionneur

Comme expliqué dans le §4.3.2.g, la Figure 4-41 présente les évolutions des couples issus du modèle numérique par éléments finis, le couple de détente dû à l'effet de denture à courant nul et le couple avec du courant. Afin de comparer le couple « réel » avec du courant issu du modèle élément finis au couple analytique, une évolution de couple est calculée avec du courant dans le bobinage et sans l'influence du couple de détente.

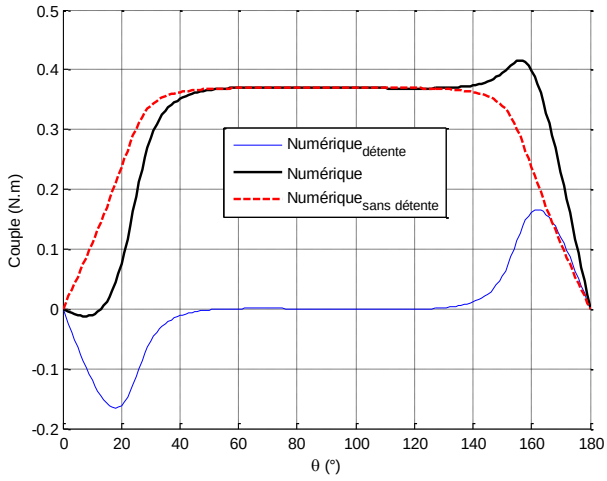


Figure 4-41 : Calcul des couples à vide et sous courant du stator externe issu du modèle numérique

Selon la résolution du modèle par élément finis, l'actionneur fourni un couple minimal de 0,370 N.m de 55° à 162° avec du courant.

Dans le modèle analytique, l'effet de denture n'étant pas considéré, la Figure 4-42 présente une comparaison des évolutions du couple analytique à celle du couple du modèle par élément finis diminué du couple de détente.

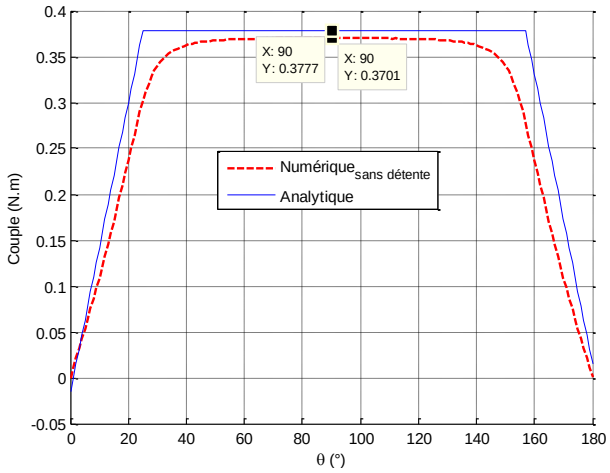


Figure 4-42 : Comparaison du couple analytique au couple numérique sans l'influence du couple de détente pour l'actionneur à stator externe

L'évolution du couple montre une plage quasi constante entre 40° et 140° pour un couple de 0,370 N.m. Le modèle analytique calcule un débattement de 25° à 155° pour un couple maximal de 0,377 N.m. Dans les contraintes, un débattement de 92° est imposé pour considérer les phénomènes d'effets de bord. Les écarts de couple entre les modèles analytique et numérique sont inférieurs à 5%. Le résultat peut être amélioré, mais il est acceptable au vu des écarts entre les modèles analytique et numérique.

4.3.4.h. Calculs des performances et conclusion

Le Tableau 4-7 récapitule les valeurs calculées sur les performances électromagnétiques entre les modèles analytique et numérique.

Tableau 4-7 : Comparaison de résultat sur la conversion électromagnétique du moteur à stator externe

	unité	Analytique	Numérique	Ecart %
B_{ea}	mT	626	616	1,6
B_{eni}	mT	134	122	9,8
B_e	mT	760	747	1,7
Φ_{sat}	µWb	713	699	2,0
Φ_{ni}	µWb	199	192	3,6
Couple	N.m	0,378	0,370	2,1
f_{mm}	A.t	827	826	<1

Après avoir vérifié la cohérence des résultats entre les modèles analytique et numérique, les performances de l'actionneur sont présentées dans le Tableau 4-10.

4.3.5. Actionneur à stator interne

4.3.5.a. Géométrie de l'actionneur

Le circuit magnétique est à une paire de pôles bobinés et deux aimants en surface au rotor. Les aimants polaires sont en forme de « tuile » avec une direction d'aimantation radiale.

Le flux créé par les deux aimants et par le bobinage traverse radialement le rotor. Le bobinage est intérieur par rapport au rotor, ce qui donne le nom d'actionneur à stator interne comme l'indique la Figure 4-43.

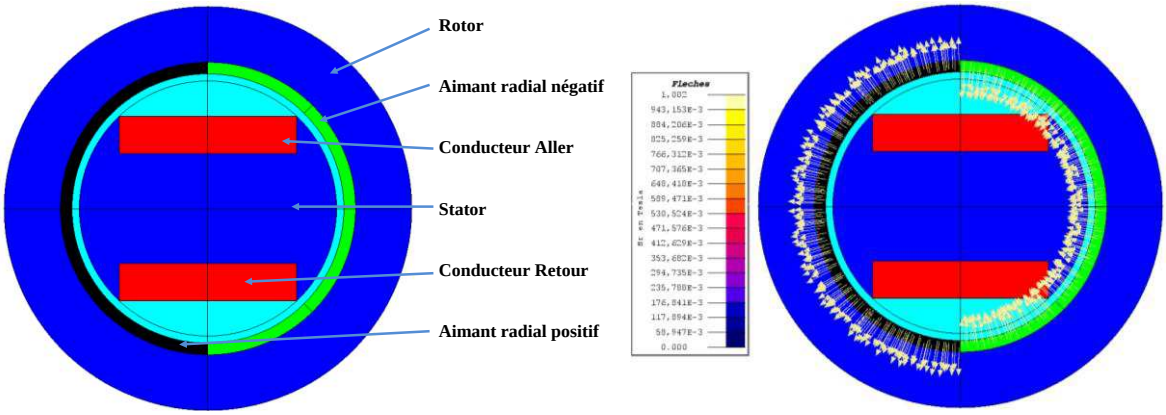


Figure 4-43 : Décomposition du moteur à stator interne

Cette géométrie présente un rayon de l'entrefer R_e augmenté. Il compense la diminution de la section d'encoche de la bobine par rapport l'actionneur à stator externe. La géométrie de l'actionneur est définie sur la Figure 4-44.

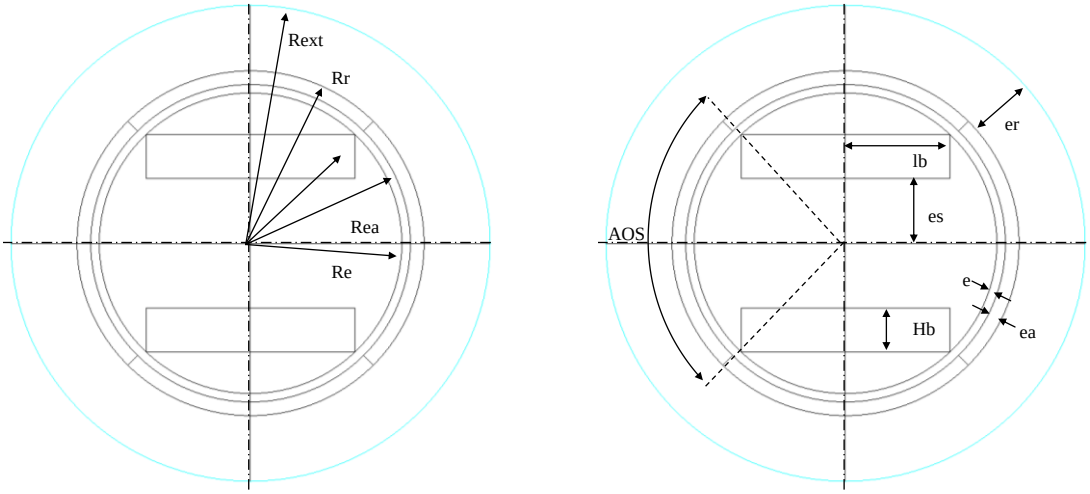


Figure 4-44 : Description géométrique du moteur à stator interne

4.3.5.b. Variables d'optimisation

Le Tableau 4-8 présente les variables d'optimisation ainsi que leurs valeurs bornées. Les valeurs du point de départ évaluent un modèle d'actionneur vérifiant les contraintes.

Tableau 4-8 : Variables d'optimisation du moteur à flux radial à stator interne

Variables d'optimisation		Unité	Valeurs mini	Point départ	Valeurs maxi	Valeurs optimales
Épaisseur de stator (coefficient)	**ks**	-	0,1	0,33	0,9	0,2729
Angle ouverture stator	**aos**	°	50	100	150	93
Épaisseur d'aimant	**ea**	mm	0,1	1,2	5	1,30
Épaisseur de rotor	**er**	mm	1	12	15	6,22
Diamètre de cuivre	**dcu**	mm	0,1	0,57	2	0,495
Rayon extérieur	**Rext**	mm	10	32	80	22,56
Hauteur extérieur	**Hext**	mm	10	100	120	64,46

4.3.5.c. Résolution de l'optimisation

La démarche d'optimisation et de résolution utilisée est la même que pour l'actionneur à stator externe. Le calcul du point de départ donne un volume de 328 cm^3. Au bout de 226 générations de la population et 2860 secondes de temps de calcul, l'optimisation s'arrête pour un volume de 103 cm^3 avec un couple fourni de 0,410 N.m.

Le Tableau 4-8 fournit les valeurs optimales. L'évolution du volume calculé est présentée sur la Figure 4-45.

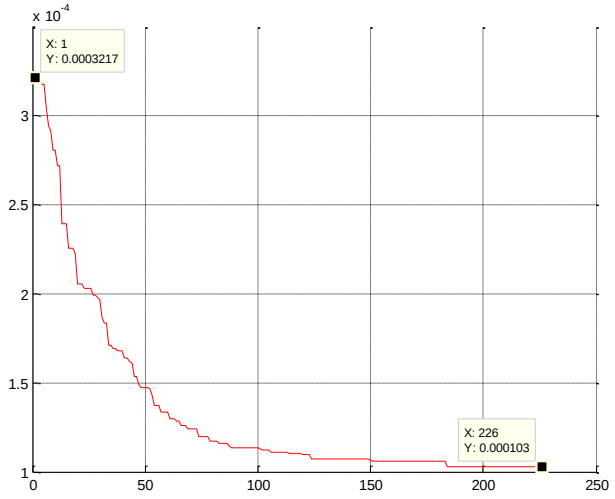


Figure 4-45 : Évolution du volume optimal du moteur à stator interne

4.3.5.d. Comportement de l'aimant

Comme expliqué dans le §4.3.2.d, la Figure 4-46 présente le comportement magnétique de l'aimant dans la structure de l'actionneur tel que :

- la droite caractéristique $B_a(H_a)$ du comportement magnétique de l'aimant *NdFeB*,
- la droite de charge de l'aimant sans courant à densité de courant nulle,
- et la droite de charge de l'aimant en présence du courant dans le bobinage avec une f_{mm} magnétisant ou démagnétisant.

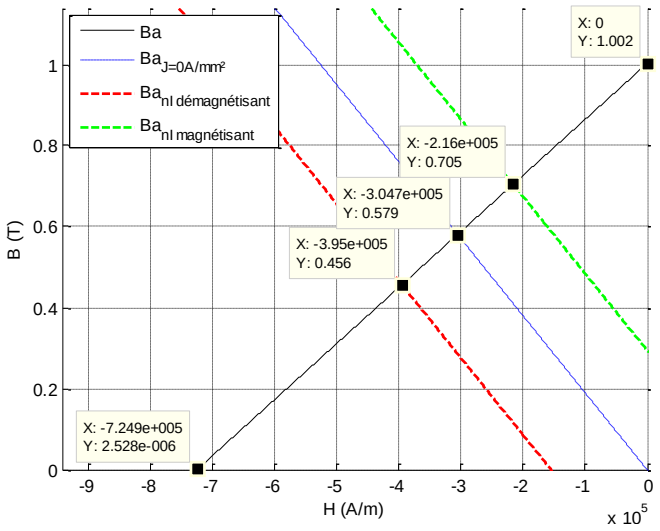


Figure 4-46 : Évolution du comportement de l'aimant et sa droite de charge pour l'actionneur à flux radial à stator interne

Les points remarquables du comportement de l'aimant sont présentés. Suivant la position du rotor, l'induction dans l'aimant va varier de 0,45 T à 0,7 T. À densité de courant nulle, l'induction de l'aimant est de 0,58 T. L'induction nulle est atteinte pour un champ démagnétisant H_{cb} de 725 kA/m. Le point de fonctionnement de l'aimant est assez éloigné des champs démagnétisants.

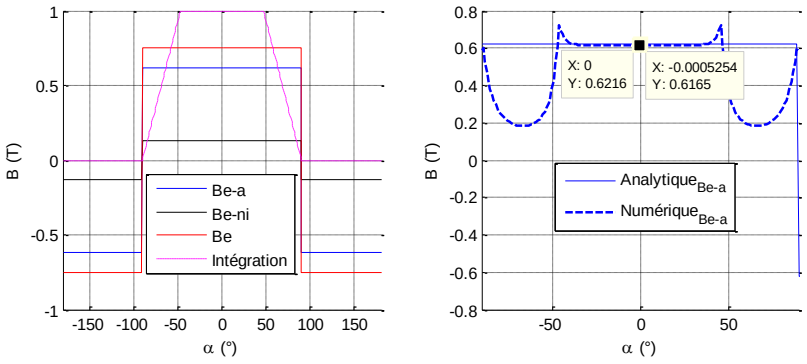
4.3.5.e. Niveaux d'induction dans l'entrefer

Comme expliqué dans le §4.3.2.e, le calcul de l'induction dans l'entrefer est réalisé en présence des aimants et du courant dans le bobinage. Elle s'exprime par :

$$B_e(\alpha,\theta) = \frac{B_r \cdot e_a}{k_{ea} \cdot e_a + \mu_a \cdot e} \cdot \beta(\alpha,\theta) + \frac{\mu_0 \cdot n \cdot I}{\left(e + k_{ea} \cdot \frac{e_a}{\mu_a}\right)} \cdot \delta(\alpha) \qquad (4.53)$$

Comme expliqué dans le §4.2.1, pour une position du rotor θ égale à 180° et une position du repère d'observation α égale à 0°, les coefficients β et δ valent 1 à chacun d'eux.

La Figure 4-47 montre les distributions des niveaux d'induction dans l'entrefer suivant la part due aux aimants B_{ea}, due au bobinage B_{eni} puis à l'ensemble des deux B_e pour une position du rotor à 180°.



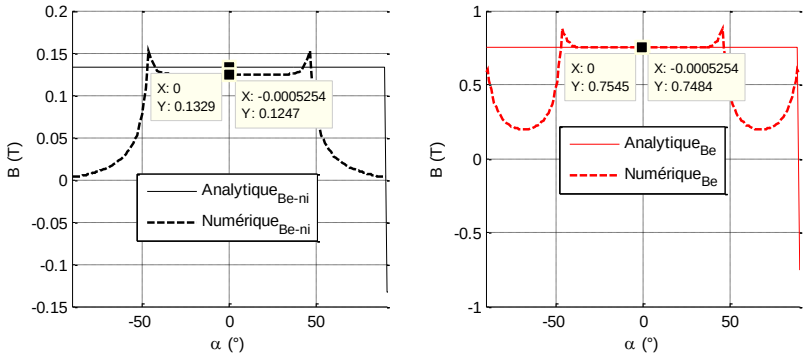


Figure 4-47 : Distribution des niveaux d'induction à l'entrefer du moteur à stator interne

Les valeurs d'inductions obtenues montrent un écart de moins de 7% environ entre les modèles analytique et numérique. Le bilan est détaillé au Tableau 4-9.

4.3.5.f. Flux magnétique et de saturation

Comme expliqué dans le §4.3.2.f, les évolutions du flux magnétique et du flux d'enroulement sont vérifiées. La Figure 4-48 présente les trois résultats de calcul de flux sous l'action du bobinage seul Φ_{ni}, du flux dû aux aimants seuls Φ_{ea}, et enfin le flux total Φ pour obtenir le flux de saturation à la position admissible géométriquement par l'actionneur.

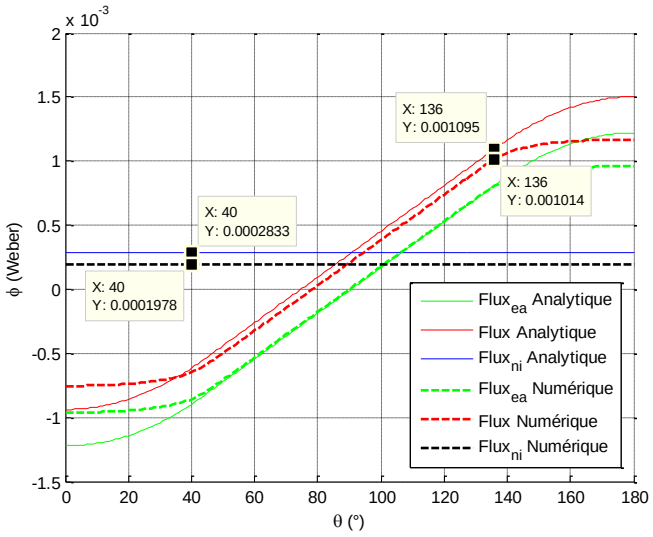


Figure 4-48 : Évolution des flux d'induction de l'actionneur à flux radial à stator interne

Le flux de saturation Φ_{sat} calculé pour l'optimisation se trouve à la position 136° du rotor. L'écart est de 8% entre les modèles analytique et numérique.

Sur la Figure 4-49, la cartographie des niveaux d'induction de l'actionneur à la position de 136° montre que les niveaux moyens sont proches de 1,573 T.

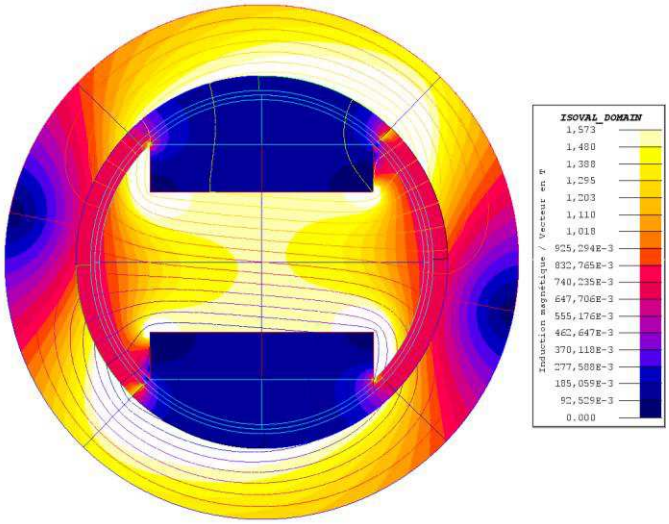


Figure 4-49 : Cartographie des niveaux d'induction du moteur flux radial à stator interne

4.3.5.g. Calcul du couple fourni par l'actionneur

Comme expliqué dans le §4.3.2.g, la Figure 4-50 présente les évolutions des couples issus du modèle numérique telles que le couple de détente dû à l'effet des dents polaires à densité de courant nulle, le couple avec du courant dans le bobinage, et enfin le couple sans l'influence du couple de denture afin de le comparer au modèle analytique.

Sur la Figure 4-51, le modèle analytique présente un débattement de 92° à couple de 0,410 N.m sur la course de 44° à 136°. Quant au calcul numérique, le couple fourni par l'actionneur est de 0,407 N.m sur la course de 50° à 145°. Les écarts de couple entre les modèles analytique et numérique sont inférieurs à 5%.

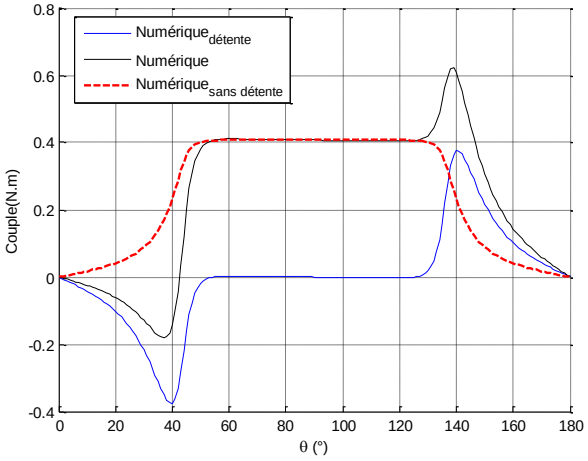


Figure 4-50 : Évolution du couple du modèle numérique du moteur à stator interne

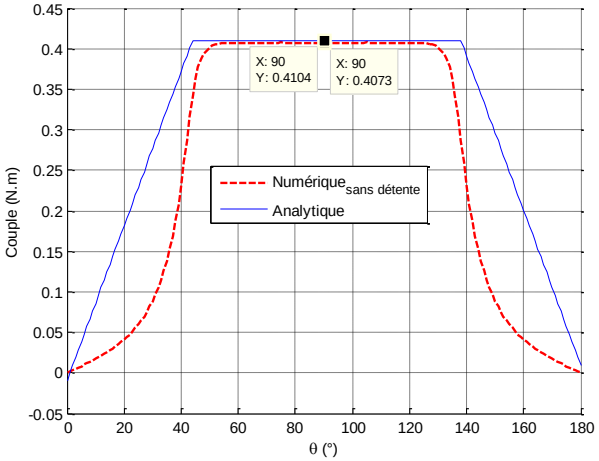


Figure 4-51 : Comparaison des couples analytique et numérique du moteur à stator interne

4.3.5.h. Calculs des performances et conclusion

Le Tableau 4-9 récapitule les valeurs calculées sur les performances électromagnétiques entre les modèles analytique et numérique.

Tableau 4-9 : Comparaison de résultats de la conversion électromagnétique du moteur à stator interne

	unité	Analytique	Numérique	Ecart %
B_{ea}	mT	622	616	<1
B_{eni}	mT	133	125	6,4
B_e	mT	755	748	<1
Φ_{sat}	µWb	1095	1014	8
Φ_{ni}	µWb	283	198	43
Couple	N.m	0,410	0,407	<1
f_{mm}	A.t	402	402	<1

La considération du flux de fuite d'enroulement surévalue le flux dû au bobinage Φ_{ni}. Le résultat peut être affiné sans le prendre en considération. Les performances de l'actionneur sont présentées dans le Tableau 4-10 en conclusion de ce chapitre.

4.4.Conclusion sur le choix des actionneurs

L'optimisation de ces quatre structures à entraînement direct a donné les moyens de les comparer en termes de performances comme l'illustre le Tableau 4-10.

Les performances calculées proviennent du modèle analytique de chaque actionneur. Les modèles numériques ont permis de valider les résultats obtenus à partir des modèles analytiques.

Tableau 4-10 : Tableau récapitulatif des performances des actionneurs à une paire de pôle

Paramètres		Unité	Double entrefer	Flux axial	Stator externe	Stator interne
Inertie rotor	Jm	kg.m²	$1{,}47.10^{-4}$	$1{,}17.10^{-4}$	$2{,}1.10^{-6}$	$1{,}4.10^{-4}$
Inertie totale	Jtot	kg.m²	$1{,}97.10^{-4}$	$1{,}67.10^{-4}$	$5{,}2.10^{-5}$	$1{,}9.10^{-4}$
Couple inertiel	Cj	N.m	0,049	0,041	0,013	0,047
Couple minimal	Cmin	N.m	0,412	0,404	0,376	0,410
Couple actionneur	Cact	N.m	0,413	0,405	0,378	0,417
Constante de couple volumique	Cvol	$N.m/m^3$	3451	2818	3299	3984
Constante de couple	Kta	N.m/A	0,137	0,139	0,140	0,290
Constante moteur	Kp	$N.m/W^{1/2}$	0,080	0,079	0,077	0,115
Constante moteur volumique	Kpvol	$N.m/W^{1/2}/m^3$	664	550	668	1116
Constante de temps électrique	Telec	ms	8	16	7	9
Cst. temps électromécanique moteur	Tm	ms	23	19	0,3	10,4
Cst. temps électromécanique totale	Tem	ms	31	27	9	14,4
Puissance joule dissipée	Pcu	W	27	26	24	13,18
Inductance de bobinage	L	mH	24	50	22	57
Résistance de bobinage	R	ohm	3,00	3,1	3,32	6,36
Coefficient de remplissage encoche	ff	-	0,57	0,65	0,55	0,56
Densité de courant	J	A/mm²	4,99	4,99	4,99	4,91
Densité de courant dans cuivre	Jcu	A/mm²	8,70	7,70	9,0	8,7
Densité de courant à H_{cb}	Jcb	A/mm²	15,5	10,2	23,34	22,9
Densité de courant à H_{ci}	Jcj	A/mm²	47,8	27,3	44,3	34,2
Volume utilisé du gabarit	Vol	cm^3	119	143	114,5	103,05
Rapport de volume pièces / gabarit	Rvol	-	0,77	0,83	0,60	0,78
Masse	M	gr	750	957	561	622

À partir du Tableau 4-10 sur le résultat des performances, le Tableau 4-11 résume cette étude comparative sur ces 4 topologies d'actionneurs.

Tableau 4-11 : Avantages et inconvénients des structures électromagnétiques étudiées

	Actionneur à flux radial		**Actionneur à flux axial**	
	À stator externe	**À stator interne**	**Axial à simple entrefer**	**Axial à deux entrefers**
Avantages	- Montage peu complexe - Bobinage extérieur au rotor - Meilleur dissipation des pertes joules et fer	- Fort couple de détente - Couple disponible - Couple constant stable sur la course - Intégration du bobinage	- 1 Aimant plat - Intégration des bobines sur les dents polaires - Montage simple - Meilleur dissipation des Pertes Joule	- Aimant plat - Intégration des bobines sur les dents polaires - Montage simple - Meilleur dissipation des pertes Joule - Pas d'efforts axiaux
Inconvénients	- 2 Aimants tuiles - Intégration tête de bobine en selle de cheval	- 2 Aimants tuiles - Assemblage à garantir pour l'entrefer - Bobinage confiné	- Effort axial, assemblage d'une butée pour maintenir un entrefer constant - plus volumineux	- Couple d'inertie plus important - Masse à mouvoir répercussion possible sur la consommation de courant - 2 aimants plats

Avec les résultats obtenus, une synthèse consisterait à retenir que :

- le moteur à stator externe est intéressant pour sa dynamique,
- le moteur à stator interne pour son fort couple et son couple de détente,
- le moteur axial pour une structure à aimant plat et sa simplicité de montage,
- le moteur à deux entrefers pour l'effort axial nul et plus performant que la machine à simple entrefer.

Au vu des performances présentées dans le Tableau 4-10 et le Tableau 4-11, nous décidons de continuer une optimisation plus approfondie sur un actionneur axial à deux entrefers avec un aimant de nature *SmCo* qui sera présentée au Chapitre 5.

Chapitre 5 – Optimisation dynamique d'un actionneur à entraînement direct

5.1. EVOLUTION DU MODELE DE L'ACTIONNEUR A FLUX AXIAL A DEUX ENTREFERS 151
5.2. DYNAMIQUE DE L'ACTIONNEUR 151
5.2.1. Trajet Aller *152*
5.2.2. Trajet Retour *152*
5.3. SATURATION DU CIRCUIT MAGNETIQUE 153
5.3.1. Comportement de la saturation du matériau magnétique *153*
5.3.2. Influence de la saturation sur l'évolution du couple *154*
5.3.3. Diamètre de l'arbre reliant les deux rotors *154*
5.4. OPTIMISATION DU MODELE ANALYTIQUE 155
5.4.1. Objectif de l'optimisation *155*
5.4.2. Définition des contraintes *155*
5.4.3. Les variables d'optimisation *156*
5.4.4. Trame de résolution de l'optimisation *156*
5.5. RESOLUTION DE L'OPTIMISATION ET VERIFICATION 157
5.5.1. Comportement de l'aimant *158*
5.5.2. Flux magnétique et saturation du circuit magnétique *158*
5.5.3. Évolution du couple sur la course *163*
5.5.4. Évolution dynamique de l'actionneur *163*
5.5.5. Influence du régime saturé sur la dynamique *165*
5.5.6. Évolution des puissances sur les trajets Aller et Retour *167*
5.5.7. Évolution des énergies sur les trajets Aller et Retour *168*
5.5.8. Résultats des performances *169*
5.6. CONCLUSION 169

Ce chapitre propose une étude plus détaillée du comportement de l'actionneur à flux axial à deux entrefers en mode dynamique et la saturation du circuit magnétique. Le modèle analytique de cet actionneur s'intéresse donc à quatre propriétés physiques : la géométrie de l'actionneur ; la conversion électromagnétique ; la saturation du matériau magnétique et enfin la dynamique de l'actionneur. Cette modélisation analytique fournit les variables d'optimisation pour déterminer un actionneur à entraînement direct optimal par rapport au cahier des charges avec l'objectif de minimiser l'énergie électrique consommée. Le résultat du modèle optimisé sera vérifié par un modèle par éléments finis en résolution magnétostatique en tenant compte de la saturation du circuit magnétique.

5.1. Evolution du modèle de l'actionneur à flux axial à deux entrefers

Dans le Chapitre 4, la forme et les épaisseurs d'aimant n'ont pas été contraintes. Le coût des aimants varie suivant les topologies et d'un point de vue de la fabrication, il est plus simple de réaliser un aimant annulaire plat que des aimants radiaux en forme de tuile. Les machines à flux radial ne sont pas donc préférées. Également pour répondre à des problèmes de coût sur la fabrication et du traitement de surface des aimants, il faut considérer des épaisseurs minimales d'aimant de 1,6 mm.

L'évolution du coût du *NdFeB* a été multipliée par 5 fois entre Janvier et Juin de l'année 2011 [SUP-11] en raison de besoins des pays émergents fournisseurs de terre rare comme le néodyme. Ainsi, les aimants de nature *SmCo* deviennent abordables et ont l'avantage d'une meilleure tenue en température. Le coût des aimants de nature *SmCo H26SV* est de moitié par rapport au *NdFeB 33EH* par rapport aux aimants dimensionnés auparavant.

5.2.Dynamique de l'actionneur

Comme dans le dimensionnement du motoréducteur, il faut considérer 4 phases sur les deux trajets. Dans ce mécanisme à entraînement direct, l'influence de l'inductance peut apporter une imprécision sur la position si elle est négligée. Le comportement électromécanique est alors calculé sous forme matricielle à partir des deux équations électrique et dynamique :

$$\begin{cases} J_{tot} \cdot \dot{\Omega}_m + B_{tot} \cdot \Omega_m + K_r \cdot \theta_m = K_t \cdot I - C_{ch} \\ U = R \cdot I + L \cdot \dot{I} + K_e \cdot \Omega_m \end{cases} \quad (5.1)$$

Avec l'inertie totale égale à la somme de l'inertie du rotor et de la charge telle que $J_{tot} = J_m + J_{ch}$, avec un coefficient de frottement visqueux de valeur nulle B_{tot}, un coefficient de raideur du ressort de rappel K_r et le couple de charge C_{ch}. La matrice d'état s'écrit :

$$\begin{pmatrix} \dot{\Omega}_m \\ \Omega_m \\ \dot{\mathrm{I}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{B_{tot}}{J_{tot}} & -\frac{K_r}{J_{tot}} & \frac{K_t}{J_{tot}} \\ 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K_e}{L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Omega_m \\ \theta_m \\ \mathrm{I} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{C_{ch}}{J_{tot} \cdot U} \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix} \cdot U \tag{5.2}$$

5.2.1. Trajet Aller

5.2.1.a. Phase d'accélération

À partir de la matrice d'état, pour le comportement de l'actionneur durant l'accélération sur le trajet Aller les conditions aux limites du système sont : une vitesse nulle et une position nulle du volet, et un courant nul. La tension d'alimentation *U* est positive et vaut +9v.

$$\begin{pmatrix} \Omega_m \\ \theta_m \\ \mathrm{I} \end{pmatrix}_{t=0} = \begin{pmatrix} \Omega_m = 0 \\ \theta_m = 0 \\ \mathrm{I} = 0 \end{pmatrix} \tag{5.3}$$

5.2.1.b. Phase de décélération

Pour arriver en douceur sur la fin de course, la tension d'alimentation *U* est négative et égale à -9v pour obtenir une décélération. Les conditions aux limites sont une vitesse maximale Ω_{a_max}, une position θ_a et un courant consommé I_a atteint par le parcours précédent.

$$\begin{pmatrix} \Omega_m \\ \theta_m \\ \mathrm{I} \end{pmatrix}_{t=T_a} = \begin{pmatrix} \Omega_m = \Omega_{a_\max} \\ \theta_m = \theta_a \\ \mathrm{I} = I_a \end{pmatrix} \tag{5.4}$$

5.2.2. Trajet Retour

5.2.2.a. Phase d'accélération

La démonstration est la même qu'en phase aller. Les conditions aux limites donnent une vitesse nulle et une position de 80° du rotor, et un courant nul. La tension d'alimentation *U* est négative à -9v.

$$\begin{pmatrix} \Omega_m \\ \theta_m \\ \mathrm{I} \end{pmatrix}_{t=0} = \begin{pmatrix} \Omega_m = 0 \\ \theta_m = 80° \\ \mathrm{I} = 0 \end{pmatrix} \tag{5.5}$$

5.2.2.b. Phase de décélération

Pour arriver en douceur sur la fin de course, la tension d'alimentation *U* est positive à +9v pour obtenir une décélération. Les conditions aux limites sont une vitesse maximale Ω_{r_max}, une position θ_r et un courant consommé I_r atteint par le parcours précédent.

$$\begin{pmatrix} \Omega_m \\ \theta_m \\ \mathrm{I} \end{pmatrix}_{t=T_r} = \begin{pmatrix} \Omega_m = \Omega_{r_\max} \\ \theta_m = \theta_r \\ \mathrm{I} = I_r \end{pmatrix} \tag{5.6}$$

Comme pour l'étude du motoréducteur du Chapitre 3, le cahier des charges pose les contraintes de dynamique. Le temps d'accélération T_a et T_r dans les trajets Aller et Retour sont les variables d'optimisation calculées en fonction des contraintes posées au § 5.4.2.

5.3. Saturation du circuit magnétique

Le calcul de la dynamique par la représentation d'état détermine les valeurs de courant dans le bobinage ainsi que le couple fourni par l'actionneur. Ces deux critères influent sur le comportement électromagnétique de l'actionneur.

5.3.1. Comportement de la saturation du matériau magnétique

Le matériau magnétique utilisé pour canaliser le flux magnétique est un matériau fritté $FeSi_3$ de masse volumique de 7500 kg/m^3 issu de [BAS-06]. La courbe réelle B(H) est caractérisée par un champ coercitif H_c de 73A/m, d'une valeur d'induction rémanente B_{r_fer} de 1,154T, un niveau de saturation B_{sat} de 1,573T à un champ H de 4 kA/m, et une perméabilité relative maximale de 5215. La Figure 5-1 présente la courbe de saturation de ce matériau.

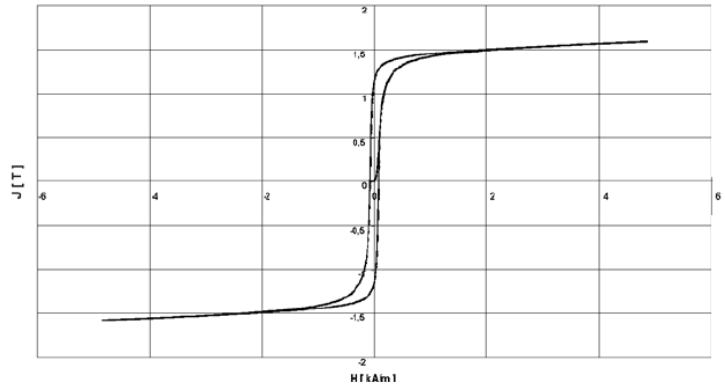


Figure 5-1 : Comportement B(H) du matériau magnétique FeSi3 issu de [BAS-06]

Elle sera simplifiée par une courbe de première aimantation issue de FLUX-2D telle que :

$$B_{fer} = \mu_0 \cdot H_{fer} + \left(\left(\frac{2 \cdot J_s}{\pi} \right) \cdot a\tan\left(\frac{\pi \cdot (\mu_r - 1) \cdot \mu_0 \cdot H_{fer}}{2 \cdot J_s} \right) \right) \tag{5.7}$$

La Figure 5-2 présente l'évolution choisie du matériau suivant la valeur du champ.

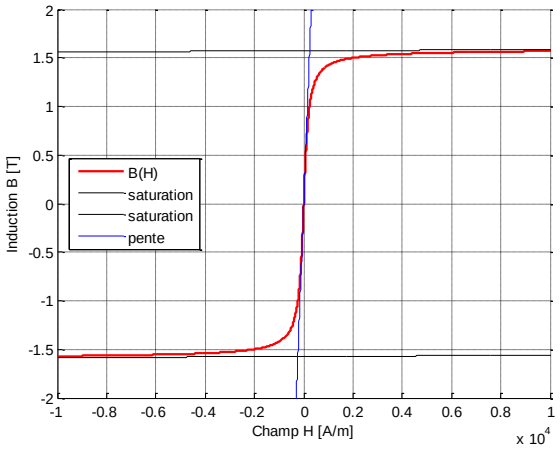


Figure 5-2 : Modélisation du comportement magnétique B(H) du matériau FeSi3

5.3.2. Influence de la saturation sur l'évolution du couple

Le cahier des charges impose un couple de 0,36 N.m sur toute la course. Pour assurer la dynamique, le couple fourni de l'actionneur doit être supérieur au couple du cahier des charges.

Dans le pire cas, une tension d'alimentation à 9V et une température de fonctionnement de 130°C, le courant maximal est défini par *U/R*. Une contrainte s'impose dans le calcul à courant maximal, le couple de l'actionneur doit être au minimum de 0,36 N.m en tenant compte de la saturation du fer et à la position de 80° de la course.

5.3.3. Diamètre de l'arbre reliant les deux rotors

Connaissant la dynamique suivant les trajets Aller et Retour, le couple de l'actionneur est ainsi connu.

Les rotors de l'actionneur sont rendus solidaires par un axe pour transmettre le couple. Un calcul de résistance de matériau détermine le diamètre minimal de l'arbre de liaison entre les deux rotors. À partir de [AUB-92] et de [BOS-00] on détermine la contrainte de torsion τ_{arbre} qui doit être inférieure à 60% de la limite d'élasticité de l'acier R_{e_acier} :

$$\tau_{arbre} = \frac{16 \cdot C_m}{\pi \cdot D^3} < 0{,}6 \cdot R_{e_acier} \tag{5.8}$$

Avec C_m le couple de l'actionneur, D le diamètre de l'arbre, et la limite élastique R_{e_acier} choisie à 120 MPa.

Le couple dimensionnant l'axe est choisi à couple maximal. Si un des deux rotors est fixe, l'autre va soumettre une contrainte de torsion sur l'arbre par un couple de moitié du couple fourni par l'actionneur. Avec un coefficient de sécurité de 2, le calcul du diamètre minimal D_{min} s'écrit :

$$D_{\min} = \sqrt[3]{\frac{16 \cdot C_{m_\max}}{\pi \cdot 0.6 \cdot R_{e_acier}}} \tag{5.9}$$

5.4. Optimisation du modèle analytique

5.4.1. Objectif de l'optimisation

L'objectif est de minimiser l'énergie électrique consommée par la machine. À partir de la matrice d'état, le courant consommé par l'actionneur est calculé. Ainsi l'énergie électrique E_a est déterminée sur la phase d'accélération et la phase de décélération sur le trajet Aller :

$$Ea_a = \int_0^{Ta} U \cdot I_{aa} dt + \int_{Ta}^{T_{80°}} (-U) \cdot I_{ad} dt \tag{5.10}$$

Et l'énergie électrique consommé en phase Retour s'exprime par :

$$Ea_r = \int_0^{Tr} (-U) \cdot I_{ra} dt + \int_{Tr}^{T_{0°}} U \cdot I_{rd} dt \tag{5.11}$$

L'objectif de l'optimisation est de minimiser la moyenne des énergies électriques consommées sur les deux trajets Aller et Retour :

$$obj = \min \left(moy \left(Ea_a, Ea_r \right) \right) \tag{5.12}$$

5.4.2. Définition des contraintes

5.4.2.a. Rappel du cahier des charges

Le cahier des charges défini à la conclusion du Chapitre 1 est rappelé tel que :

- une tension d'alimentation de 9 V,
- une température ambiante à 130°C,
- une inertie de la charge valant 5.10^5 kg.m²,
- un effort résistant constant de 0,36 N.m sur toute la course de 80°,
- un courant maximal inférieur à 10 A sur les deux parcours.

5.4.2.b. Hypothèses de calculs

Les hypothèses de calculs sont les données choisies pour le dimensionnement telles que :

- une épaisseur d'entrefer de 0,8 mm,
- un aimant de nature *SmCo 2-17 H26SV* d'induction rémanente de 1,03 T et de perméabilité relative de 1,05 avec une évolution du B_r de -0,035 %/°C et du champ coercitif H_{Cj} de -0,2 %/°,
- un fer fritté *FeSi* avec une perméabilité relative maximale de 5215 et un B_{sat} de 1,575 T,
- un diamètre de cuivre normalisé évoluant de 0,1 à 2,5 mm suivant l'équation (3.10).

5.4.2.c. Contraintes sur l'optimisation

L'optimisation doit respecter les contraintes suivantes :

- un champ dans l'aimant inférieur au champ démagnétisant,
- un courant inférieur au courant maximal admissible de démagnétisation de l'aimant,
- une épaisseur d'aimant minimal de 1,6 mm,
- un nombre maximal de spires dans l'encoche,
- une densité de courant maximale de 5 A/mm² dans les encoches,
- la position de 80° atteinte en moins de 150 ms en trajet Aller,
- la position de 0° atteinte en moins de 150 ms en trajet Retour,
- un couple minimal de 0,36 N.m sur la course de 80°,
- un débattement angulaire supérieur à 92°,
- un courant maximal absorbé par la machine de 10A,
- un rayon de l'axe d'entraînement supérieur au rayon calculé par la contrainte mécanique,
- un niveau de saturation du circuit magnétique inférieur à B_{sat}.

5.4.3. Les variables d'optimisation

Le Tableau 5-1 répertorie les valeurs des 10 variables d'optimisation liées à la modélisation de l'actionneur définie au §4.2, et à la dynamique définie au §5.1. Les paramètres évoluent entre des valeurs limites pouvant répondre à l'application du cahier des charges. Le point de départ permet de débuter l'optimisation tout en respectant les contraintes.

Tableau 5-1 : Variables d'optimisation de l'actionneur à entraînement direct

Désignation des paramètres		Unité	Valeurs mini	Point de départ	Valeurs maxi	Valeurs optimales
Épaisseur d'aimant (coefficient)	ka	-	0,001	1,61/25	0,9	0,066
Épaisseur du rotor (coefficient)	kr	-	0,001	9,25/25	0,9	0,327
Angle d'ouverture du stator	aon	°	100	134	160	132
Épaisseur du bobinage	ec	mm	2	5,2	8	5,3
Épaisseur radiale d'aimant (coefficient)	kna	-	0,05	0,6	0,85	0,72
Diamètre de cuivre	dcu	mm	0,1	0,74	2,5	0,76
Rayon extérieur	Rext	mm	10	29	30	30
Hauteur extérieure	Hext	mm	10	50	51	51
Temps d'accélération Aller	Ta	s	0,001	0,111	0,150	105
Temps d'accélération Retour	Tr	s	0,001	0,069	0,150	21

Les valeurs optimales sont calculées au §5.5

5.4.4. Trame de résolution de l'optimisation

L'organigramme suivant présente la trame de calcul de l'ensemble des paramètres.

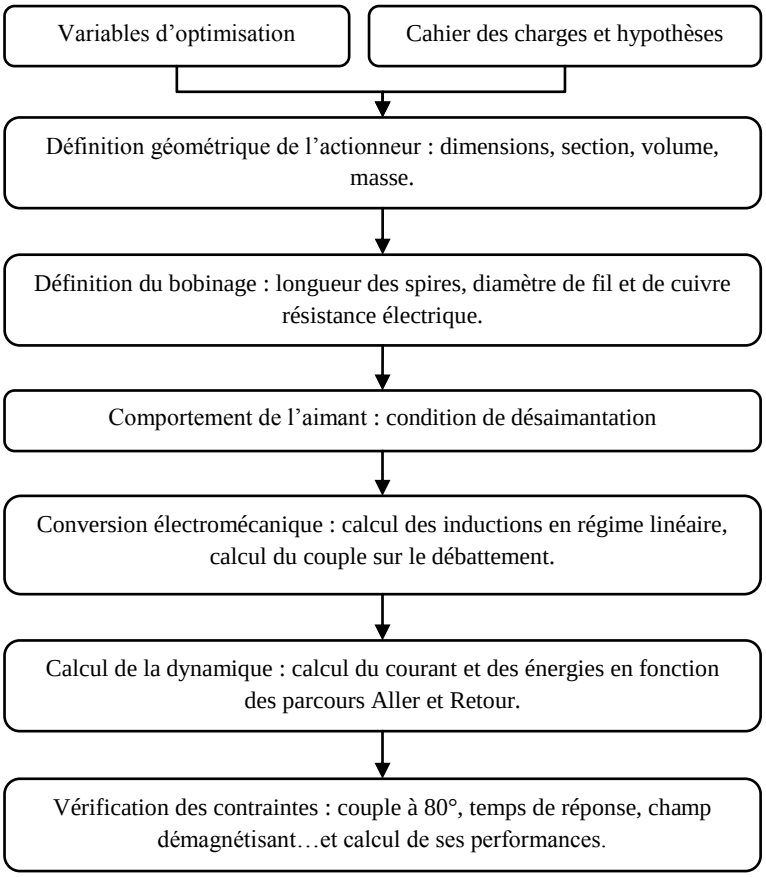


Figure 5-3 : Séquence de calcul des contraintes et des performances de la machine à entraînement direct

5.5. Résolution de l'optimisation et vérification

L'algorithme évolutionnaire est utilisé pour cette optimisation. Le calcul du point de départ donne un actionneur consommant une énergie électrique de 2,08 J. Au bout de 539 générations d'une population de 100 individus et 7h de temps de calcul, l'optimisation s'arrête pour une énergie électrique de 1,34 J. La Figure 5-4 présente l'évolution de l'objectif calculé.

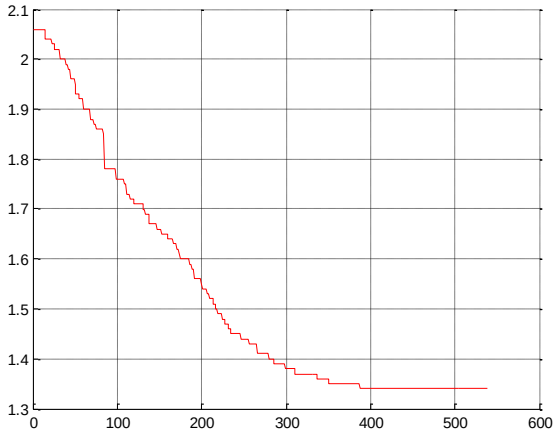


Figure 5-4 : Évolution de l'énergie électrique calculée en fonction des générations de la population durant l'optimisation de la machine à entraînement direct

5.5.1. Comportement de l'aimant

La Figure 5-5 présente le comportement magnétique de l'aimant dans la structure de l'actionneur :

- la droite caractéristique $B_a(H_a)$ du comportement magnétique de l'aimant *SmCo*,
- la droite de charge de l'aimant à densité de courant nulle,
- et le comportement de l'aimant en présence d'un courant dans le bobinage fournissant un flux d'enroulement magnétisant ou démagnétisant.

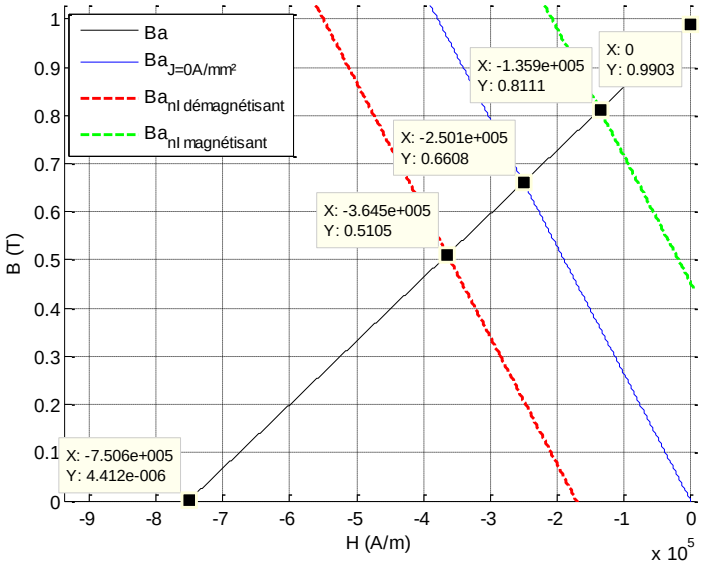


Figure 5-5 : Comportement de l'aimant SmCo dans l'actionneur à flux axial à deux rotors

Le point d'intersection de la droite de charge pour une densité de courant de 4,4 A/mm² et de la droite caractéristique de l'aimant correspond à une valeur d'induction de 0,51 T pour un champ de $3{,}6.10^5$ A/m nettement inférieur au champ démagnétisant H_{cb} de $7{,}5.10^5$ A/m et au champ coercitif H_{cj}. Selon la position du rotor et le sens du courant dans le bobinage, le niveau d'induction varie entre 0,51 T et 0,8 T.

Le choix de la nature de l'aimant est judicieux. À la température de 130°C, l'induction rémanente de l'aimant *SmCo* est de 0,99T, celle du *NdFeB* est égale à 1T. Cette perte d'induction rémanente pour ces deux natures est faible.

5.5.2. Flux magnétique et saturation du circuit magnétique

Les évolutions des flux magnétique et d'enroulement sont vérifiées en régime linéaire et en régime saturé.

La Figure 5-6 présente les évolutions du flux sous l'action du bobinage seul Φ_{fmm}, du flux dû aux aimants seuls Φ_{ea}, et enfin le flux total Φ_{tot}. Ces évolutions calculées du modèle analytique sont comparées au modèle numérique par élément finis.

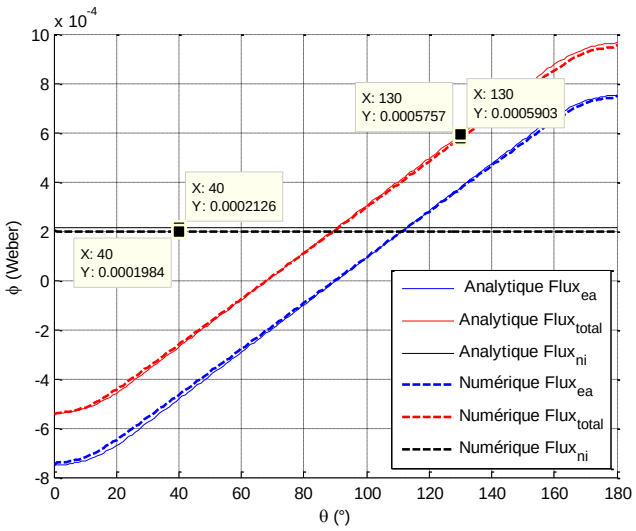


Figure 5-6 : Comparaison des évolutions des flux d'induction entre le modèle analytique et numérique de la machine à entraînement direct en régime linéaire

Le flux de saturation Φ_{sat} choisi pour l'optimisation se trouve à la position 130° du rotor. On obtient la valeur de 590 µWb pour la résolution analytique et 576µWb par le calcul du modèle élément finis. Les résultats de ces deux modèles semblent être acceptables du point de vue du régime linéaire.

La Figure 5-7 compare les évolutions du flux magnétique et d'enroulement calculées par le modèle numérique en régime saturé et en régime linéaire.

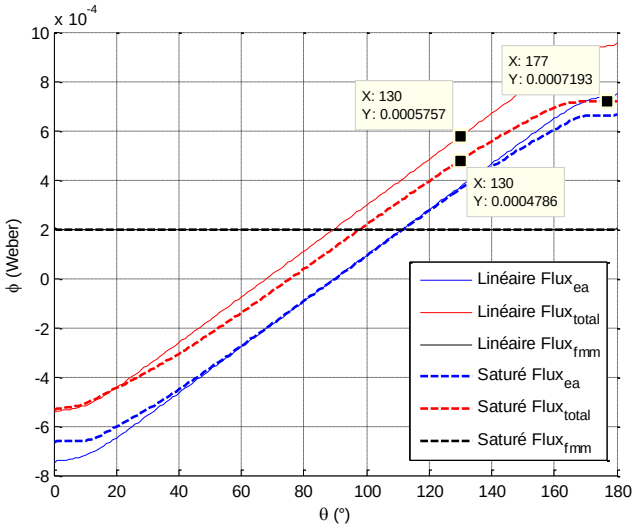


Figure 5-7 : Comparaison des évolutions du flux d'induction du modèle numérique de la machine à entraînement direct en régime linaire et en régime saturé

Le flux de saturation admissible par le circuit magnétique est atteint pour la valeur de 719µWb. La valeur du flux de saturation à la position de 130° du rotor est de 478µWb, ce qui donne un écart de 20% par rapport à la valeur calculée en régime linéaire.

On constate une diminution croissante du flux total au fur et à mesure que le rotor tourne.

La Figure 5-8 présente les directions des niveaux d'induction dus aux aimants sans le courant dans le bobinage.

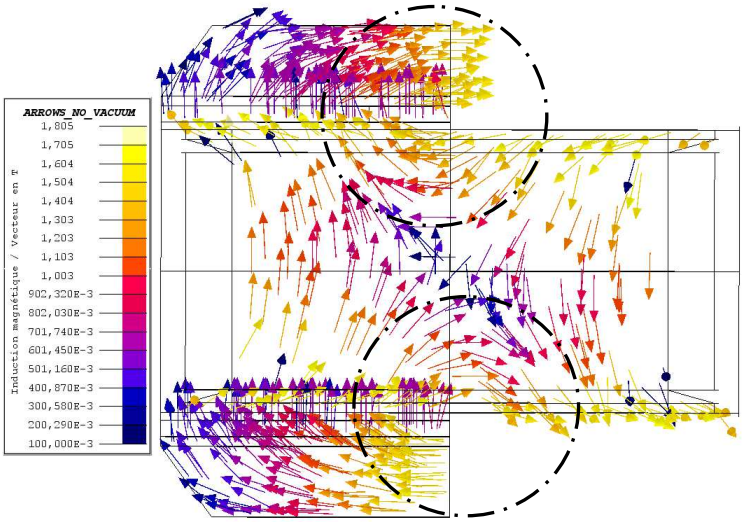


Figure 5-8 : Direction des niveaux d'induction des aimants seuls sans courant dans le bobinage à la position de 90° en régime saturé de la machine à flux axial à deux rotors

Une partie du flux de l'aimant ne traverse pas la dent polaire dans sa hauteur. Il s'agit de flux de fuite de l'aimant qui recircule sur le pôle opposé de l'aimant le plus proche. On constate une induction plus élevée sur la surface de l'épanouissement du pôle que dans son centre.

La Figure 5-9 présente la direction du flux d'enroulement.

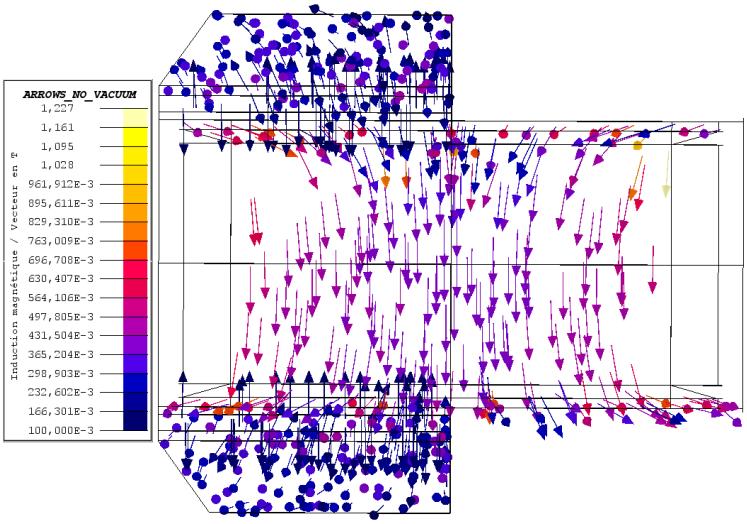


Figure 5-9 : Direction des niveaux d'induction en présence du courant dans le bobinage à la position de 90° en régime saturé de la machine à flux axial à deux rotors

Les valeurs atteintes d'induction sont de l'ordre de 431mT dans le centre du pôle et 630mT dans les zones de plus faible section.

La Figure 5-10 présente la direction du flux total tenant compte du flux magnétique et du flux d'enroulement.

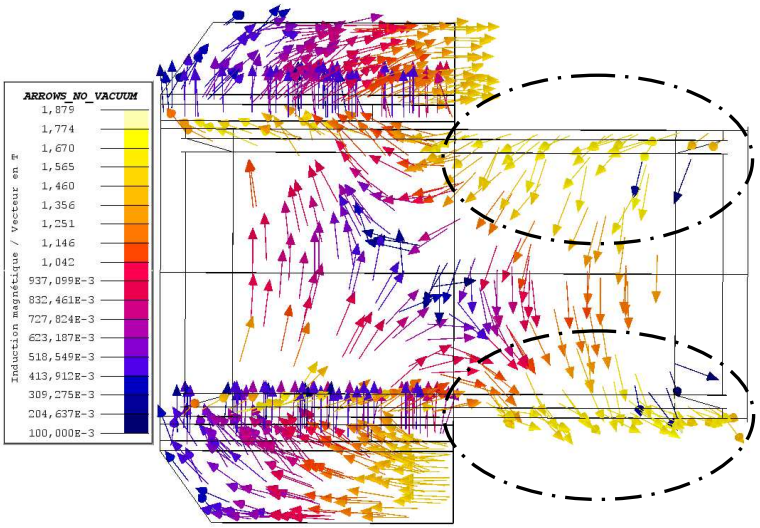


Figure 5-10 : Direction des niveaux d'induction en tenant compte de l'aimant et de la fmm de la machine à flux axial à deux rotors en régime saturé

Sur la moitié du pôle, la direction du flux d'enroulement s'ajoute au flux magnétique et au flux de fuite de l'aimant ce qui provoque une saturation localisée de l'épanouissement de la dent polaire.

La Figure 5-11 présente une cartographie de la surface de la dent à l'entrefer lorsque le rotor est à la position de 90°. Le niveau d'induction atteint la valeur de 1,72T sur une partie de l'épanouissement du pôle au niveau de l'entrefer.

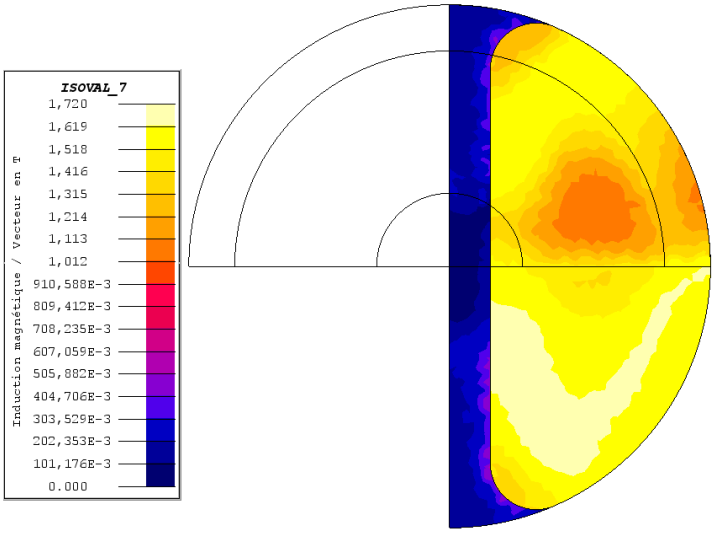


Figure 5-11 : Cartographie du niveau d'induction sur la surface de la dent polaire à la position de 90° du rotor en régime saturé de la machine à flux axial à deux rotors

Cette zone saturée à 1,7 T s'étend au fur et à mesure que le rotor tourne comme on peut l'observer sur la Figure 5-12.

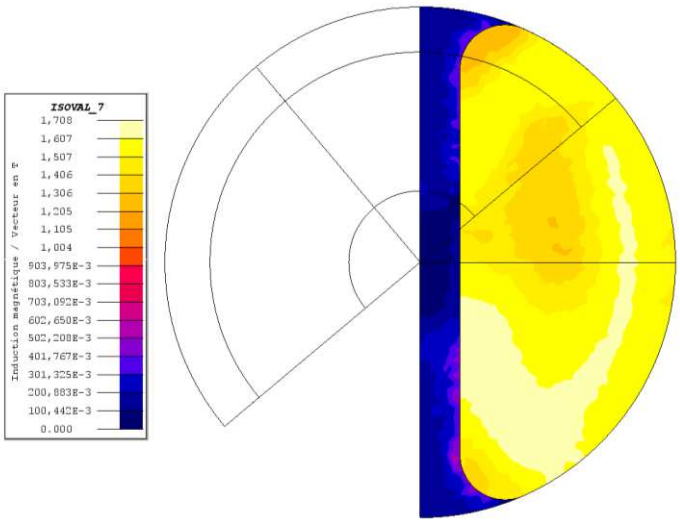


Figure 5-12 : Cartographie du niveau d'induction sur la surface de la dent polaire en régime saturé à la position de 130° du rotor de la machine à flux axial à deux rotors

La section de passage de flux à l'entrefer diminue angulairement suivant l'évolution de la saturation du pôle, ce qui engendre la baisse croissante de flux en fonction de la rotation du rotor.

La Figure 5-13 présente une cartographie du niveau d'induction suivant une coupe de la dent polaire. Le niveau d'induction moyen est proche de 1,2 T comme il a été calculé dans le modèle analytique.

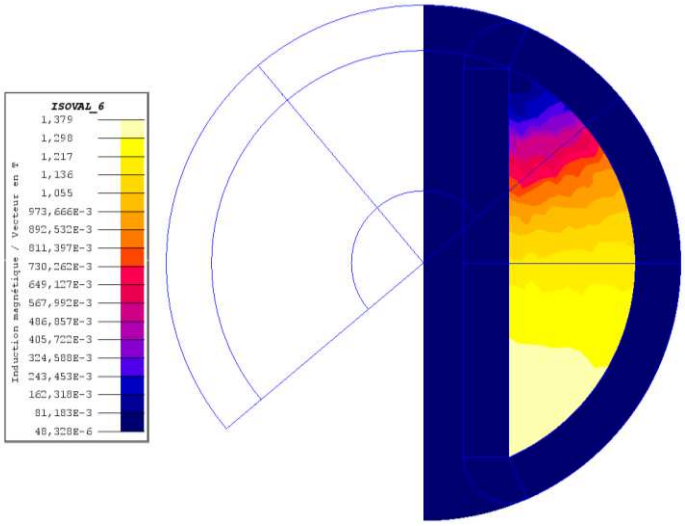


Figure 5-13 : Cartographie du niveau d'induction dans la dent polaire en régime saturé à la position du rotor de 130° de la machine à flux axial à deux rotors

La Figure 5-14 représente une cartographie des niveaux d'induction de l'actionneur à la position de 130°. Les niveaux d'inductions moyens atteignent la valeur proche de 1,6 T.

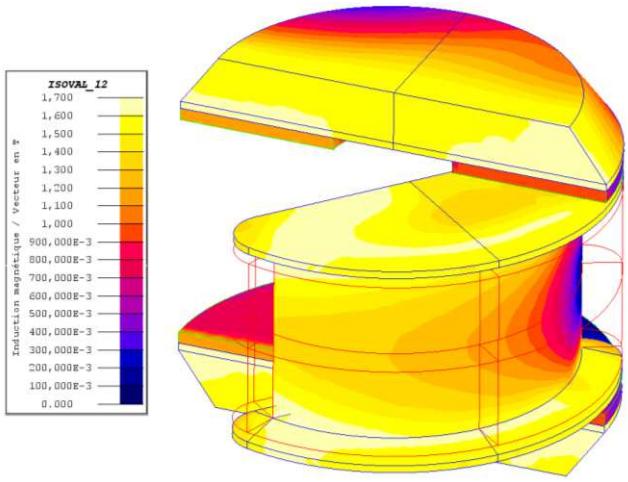


Figure 5-14 : Cartographie des niveaux d'induction en régime saturé à la position du rotor de 130° de la machine à flux axial à deux rotors

5.5.3. Évolution du couple sur la course

La Figure 5-15 présente le calcul du couple du modèle analytique en régime linéaire, et les couples issus du modèle numérique sans l'influence du couple de détente.

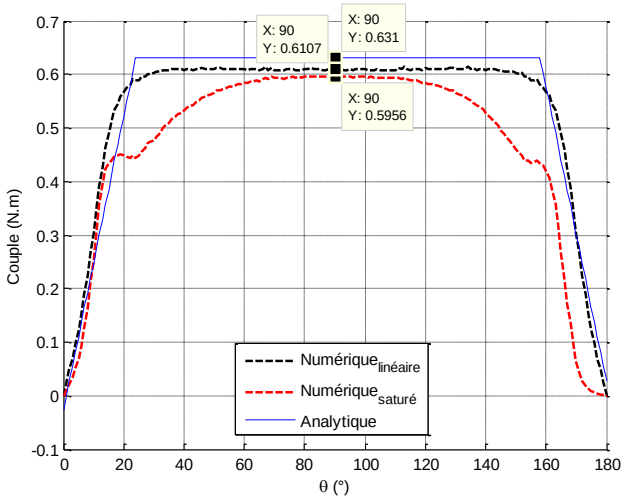


Figure 5-15 : Comparaison des couples par calculs analytique et numérique de la machine à entraînement direct en régime linéaire et saturé

Le débattement angulaire à couple constant est de 138° allant de 21° à 159°. L'actionneur peut fournir un couple maximal de 0,631 N.m sur une course supérieure de 100° ce qui répond au cahier des charges.

Le résultat du modèle numérique en régime linéaire présente un couple de 0,610 N.m. En régime saturé, le couple est de 0,595 N.m. On constate qu'entre le modèle linéaire et saturé, la saturation de l'épanouissement du pôle influe sur l'évolution du couple.

5.5.4. Évolution dynamique de l'actionneur

Les courbes de la Figure 5-16 et la Figure 5-17 présentent l'accélération, la vitesse et la position du rotor et le courant consommé par la machine durant les trajets Aller et Retour. Pour vérifier le comportement dynamique, le modèle analytique est comparé au modèle numérique réalisé sous Simulink™.

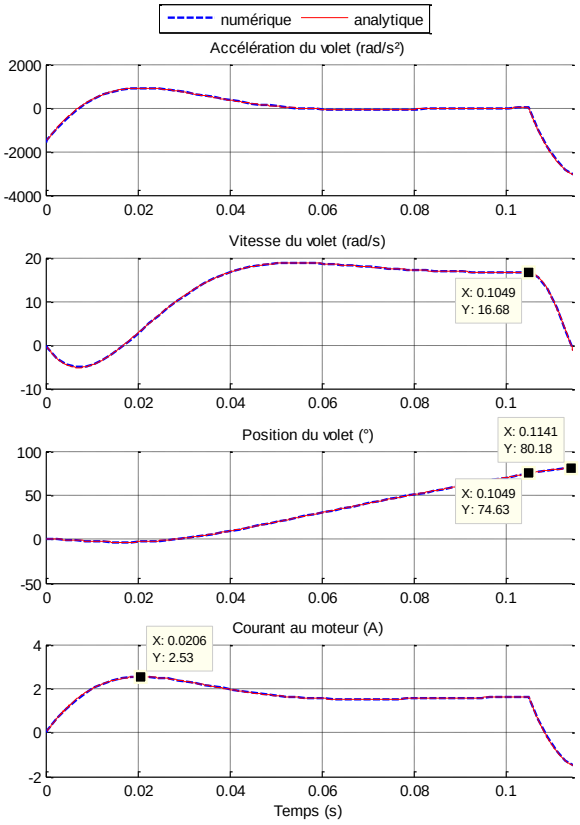


Figure 5-16 : Évolution dynamique sur le trajet Aller de la machine à entraînement direct

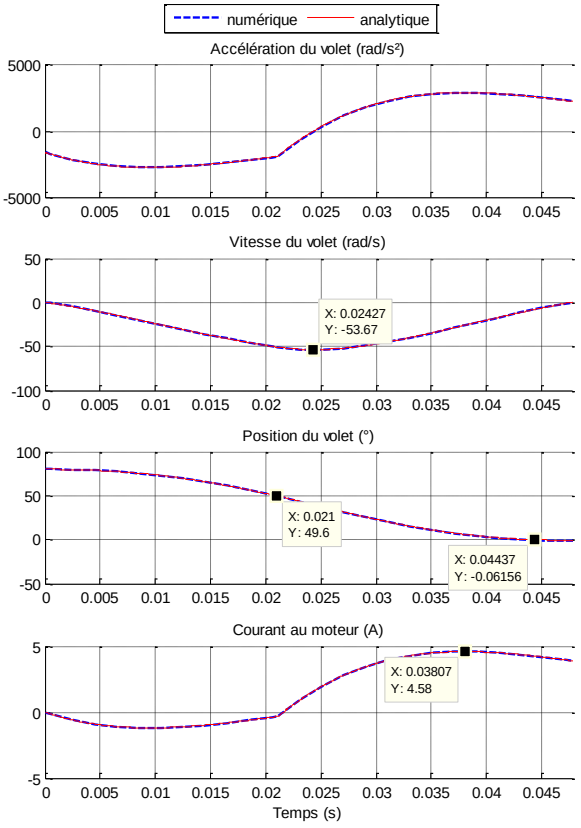


Figure 5-17 : Évolution dynamique sur le trajet Retour de la machine à entraînement direct

La Figure 5-16 montre que l'actionneur atteint la position angulaire de 80° en 114 ms. Le temps d'alimentation à tension positive est de 105 ms pour accélérer le mécanisme. Le courant maximal est de 2,5 A.

La Figure 5-17 montre que la position du volet atteint la position 0° en 45 ms. Il faut 21 ms de tension négative pour accélérer le mécanisme puis 24 ms de tension positive pour le décélérer. Contrairement au motoréducteur, où le courant maximal est atteint au moment de la commutation de tension, l'inductance influe et lisse la montée du courant. La machine consomme un courant maximal de 4,6 A pour la décélération.

La contrainte de courant maximal de 10A est respectée pour le trajet Aller et Retour. Cependant lors du dimensionnement la densité de courant choisie par l'optimisation est de 4,42A/mm², ce qui donne un courant de 2,78 A dans le conducteur. Pour la dynamique voulue, ce courant est dépassé lors du trajet Retour dans la section d'encoche. À courant de 4,6 A, la densité de courant augmente à 7,31 A/mm² ce qui sature davantage l'épanouissement de la dent polaire. La dynamique peut être influencée par la saturation du circuit magnétique.

5.5.5. Influence du régime saturé sur la dynamique

Le régime saturé de l'actionneur influe sur le flux total et sur couple comme l'on peut le constater sur la Figure 5-15. Afin de respecter la dynamique voulue, nous devons vérifier si l'actionneur est susceptible de fournir le couple demandé à la position du rotor et au courant donnés en régime saturé. La Figure 5-18 représente le couple en fonction de la position et du temps.

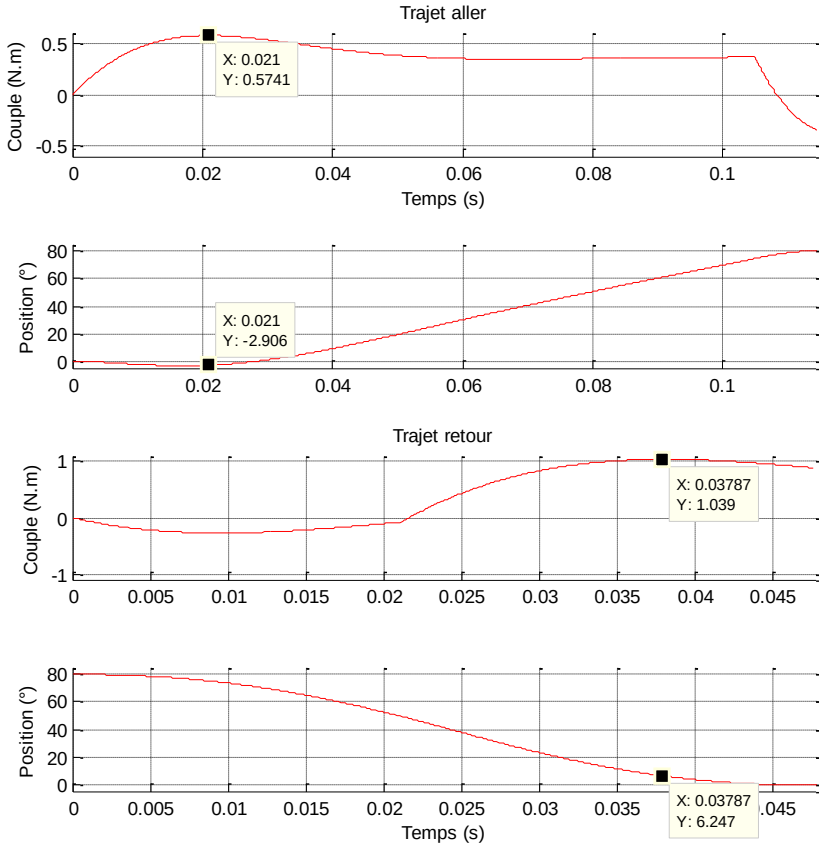


Figure 5-18 : Évolution des couples en fonction du courant de la machine à entraînement direct en régime linéaire

En s'appuyant sur la Figure 5-16 et la Figure 5-17, les couples maximaux obtenus sont 0,574N.m à la position de -3° et pour un courant de l'ordre de 2,53A pour le trajet Aller et 1,083N.m pour une position de 6° et un courant de 4,58A pour le trajet Retour.

La Figure 5-19 et la Figure 5-20 présentent le couple fourni par l'actionneur à différentes valeurs du courant allant de -5 à 5 ampères et à diverses positions du rotor. Ce résultat est issu du modèle numérique en régime saturé comme il est présenté en Annexe D §D.4.3.

Les lignes verticales représentent les fins de course de l'actionneur, correspondant à un débattement angulaire de 80°. Le début de la course se situe à la position 50° du rotor et se termine à la position de 130° correspondant à la fin de course de 80°.

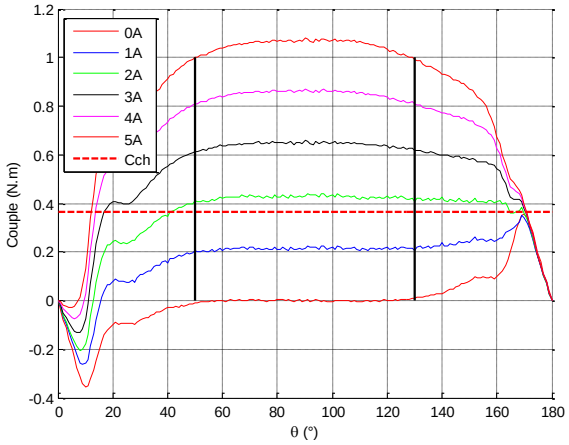


Figure 5-19 : Évolution des couples en fonction du courant positif et de la position du rotor

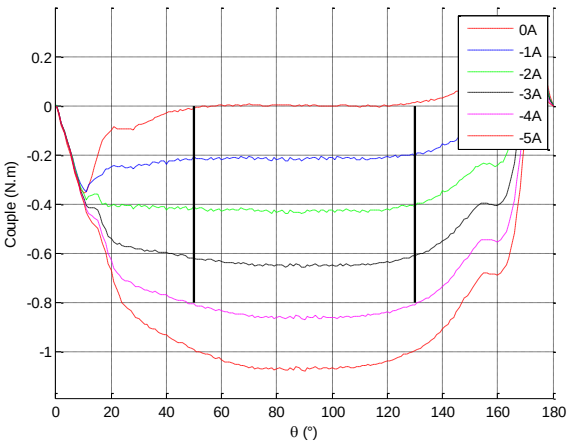


Figure 5-20 : Évolution des couples en fonction du courant négatif et de la position du rotor

Nous constatons une évolution quasi linéaire du couple en fonction du courant à chaque position. Dans ce débattement, la géométrie de l'actionneur est dimensionnée de telle manière que la saturation influe peu sur le couple.

Selon la Figure 5-18, le couple maximal de 1N.m environ est atteint pour 6° à 5A. En utilisant les couples calculés numériquement et présentés précédemment, la Figure 5-21 montre les évolutions de la position et du courant en fonction du temps sur les deux trajets. Le comportement de l'actionneur en régime saturé est comparé ainsi à l'actionneur résolu en régime linéaire.

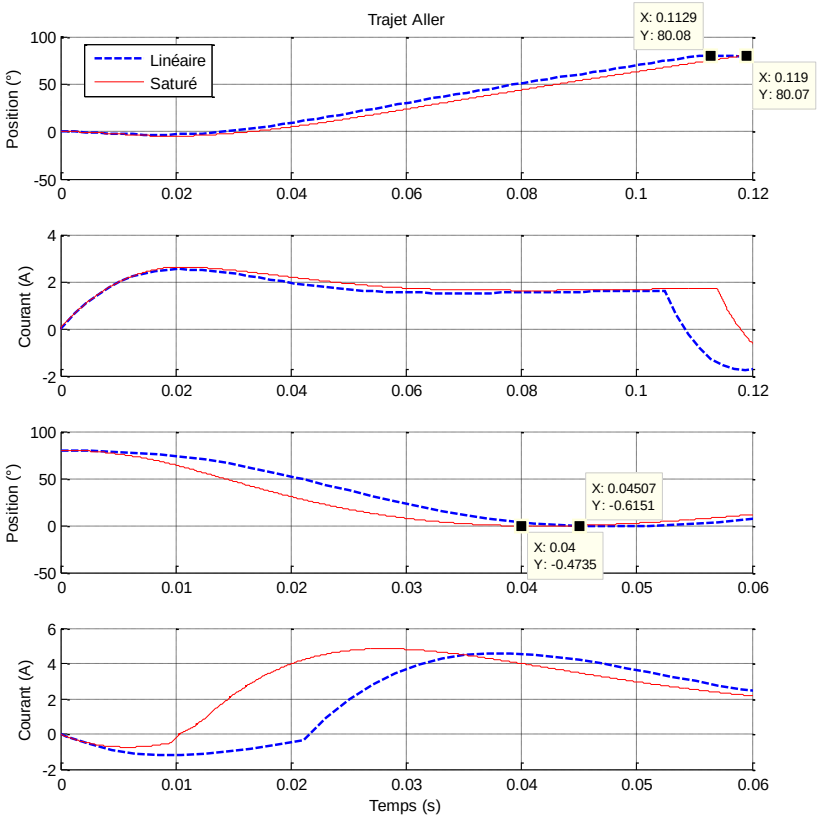


Figure 5-21 : Comparaison des modèles numériques en régime linéaire et saturé sur les évolutions de la position et du courant en fonction des trajets Aller et Retour de la machine à entraînement direct

Le courant consommé n'augmente pas en intensité mais se décale dans le temps pour le trajet Retour. L'actionneur en régime saturé donne des temps de réponse un peu plus lente. Il y a 7ms d'écart pour le trajet Aller et 5 ms d'écart pour le trajet Retour. Par rapport au cahier des charges, le dimensionnement de la machine est correct sur le respect des temps de réponse par rapport à la course demandée et au courant consommé par l'actionneur. L'influence de la saturation sur la position et le courant donne un résultat acceptable.

5.5.6. Évolution des puissances sur les trajets Aller et Retour

Les puissances électrique consommée et mécanique de la machine sont étudiées sur les trajets Aller et Retour. Leurs évolutions sont calculées en considérant que l'actionneur reste en régime linéaire et sont présentées sur la Figure 5-22.

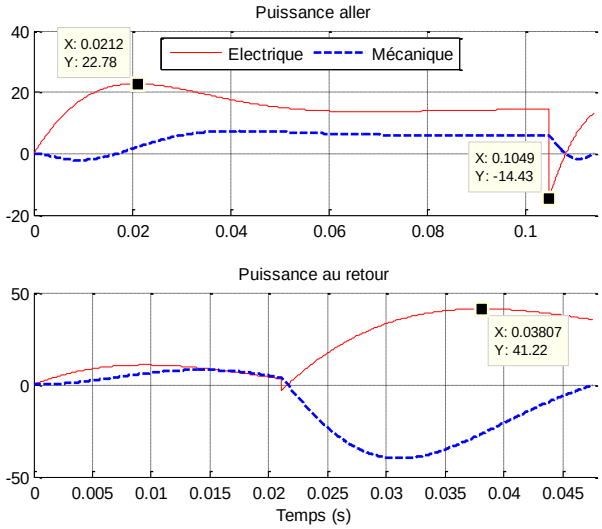


Figure 5-22 : Évolution des puissances électrique et mécanique en fonction des trajets de la machine à entraînement direct

La puissance électrique est maximale lors de l'accélération sur le trajet Aller et lors de la décélération au trajet Retour. Pour le trajet Aller, le moteur a besoin d'une puissance électrique de 22 W et 42 W pour le trajet Retour.

En comparaison avec le motoréducteur, les puissances obtenues sont moins importantes malgré la masse à mettre en mouvement.

Connaissant les évolutions des puissances, la définition du rendement choisie s'écrit :

$$\eta(t) = \frac{P_m}{P_e} = \frac{C_m \cdot \Omega_m}{U \cdot I} = \frac{C_m \cdot \Omega_m}{R \cdot I^2 + C_m \cdot \Omega_m} \tag{5.13}$$

Cette définition du rendement ne tient pas compte de pertes mécaniques et de pertes fer.

La Figure 5-23 présente l'évolution du rendement sur les trajets Aller et Retour. Le rendement de l'actionneur est de l'ordre de 42% en régime permanent avec un point maximal à 47%.

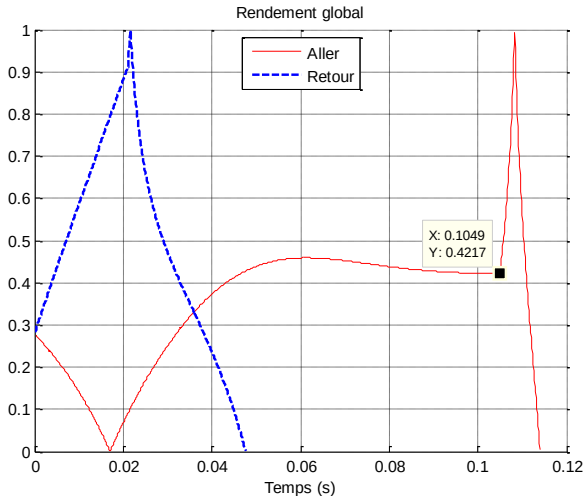


Figure 5-23 : Évolution du rendement de la machine sur les trajets Aller et Retour de l'obturateur

5.5.7. Évolution des énergies sur les trajets Aller et Retour

La Figure 5-24 présente l'énergie électrique consommée sur le trajet Aller. La machine a consommé 1,66 J pour accélérer le mécanisme jusqu'à la position 74,6° en 105 ms. Pour décélérer le mécanisme, le moteur consomme peu d'énergie électrique sur un court instant, l'actionneur consomme 0,02 J durant 9 ms en phase aller pour faire les 5,4° restant.

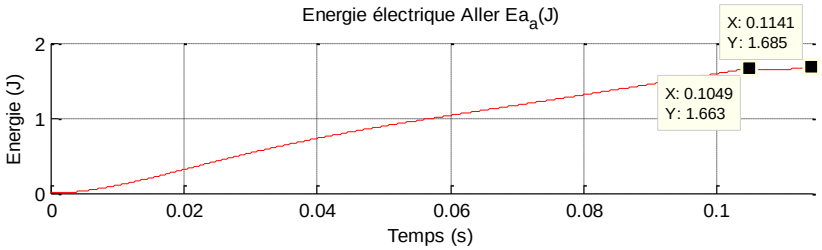


Figure 5-24 : Évolution de l'énergie électrique consommée sur le trajet Aller

La Figure 5-25 présente l'énergie électrique consommée sur le trajet Retour. Le moteur consomme aux environs de 0,16 J en phase d'accélération durant 21 ms, pour faire 49°. Pour décélérer le mécanisme, il a besoin de 0,84 J pour faire les 31° restants en 26 ms.

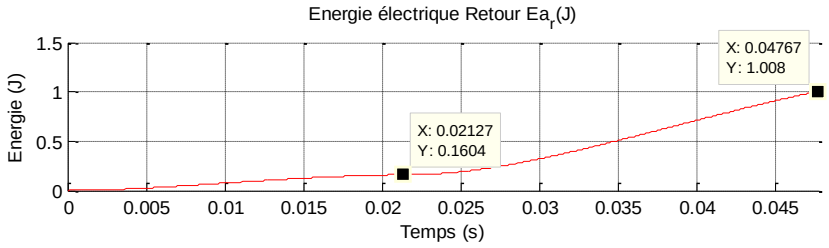


Figure 5-25 : Évolution de l'énergie électrique consommée sur le trajet Retour de la machine à entraînement direct

En comparaison avec le motoréducteur, l'actionneur à entraînement direct consomme moins d'énergie électrique sur les deux parcours. Cet écart est de l'ordre de 30%.

5.5.8. Résultats des performances

Le Tableau 5-2 récapitule les résultats obtenus sur l'étude magnétostatique de l'actionneur. L'écart de couple entre le modèle analytique et le modèle élément finis est inférieur à 5% en régime linéaire.

Tableau 5-2 : Comparaison de résultats de la conversion électromagnétique de la machine à entraînement direct en régime linéaire

	unité	Analytique	Numérique	Ecart %
B_{ea}	mT	660	657	<1
B_{eni}	mT	150	143	4,7
B_e	mT	811	805	<1
Φ_{sat}	µWb	590	575	2,6
Φ_{ni}	µWb	213	198	7,5
Couple	N.m	0,630	0,610	2,3
Ni	A.t	576	575	<1

Après avoir vérifié la cohérence des résultats entre les modèles analytique et numérique, le Tableau 5-3 liste les performances de l'actionneur calculées par le modèle analytique.

Tableau 5-3 : Tableau de performances de la machine à entraînement direct

Désignation	Paramètres	Unité	Valeurs
Inertie du moteur	Jm	kg.m²	$1{,}80.10^{-4}$
Inertie totale (rotor+charge)	Jtot	kg.m²	$2{,}30.10^{-4}$
Couple à courant maximal	Cact	N.m	0,630
Couple volumique actionneur/gabarit	Cvol	$N.m/m^3$	4376
Constante de couple	Kta	N.m/A	0,227
Constante moteur	Kp	$N.m/W^{1/2}$	126
Constante moteur volumique	Kpvol	$N.m/W^{1/2}/m^3$	874
Constante de temps électrique	Telec	ms	10
Constante de temps électromécanique moteur	Tm	ms	11
Constante de temps électromécanique totale	Tem	ms	14
Puissance dissipée par effet Joule	Pcu	W	25
Inductance de la bobine	Inductance	mH	31
Résistance électrique	Résistance	ohm	3,2
Remplissage de cuivre/encoche	ff	-	0,63
Densité de courant dans l'encoche	J	A/mm²	4,42
Densité de courant dans le cuivre	Jcu	A/mm²	6,95
Densité de courant atteint pour Ba=0	Jcb	A/mm²	19,3
Densité de courant pour le champ coercitif	Jcj	A/mm²	45,9
Volume utilisé	Volume	cm^3	144
Remplissage des pièces actionneur/gabarit	Rapport volume	-	0,78
Masse de l'actionneur	Masse	gr	923

L'optimisation de l'actionneur sur une consommation d'énergie électrique minimisée ne permet pas d'assurer un volume et une masse minimale de la machine.

5.6. Conclusion

Ce chapitre a proposé une méthode de dimensionnement d'un actionneur à flux axial à deux

entrefers en tenant compte du modèle géométrique (circuit magnétique, bobinage et aimant), des performances électromagnétique et de la dynamique de l'actionneur.

Dans le cas de cet actionneur optimisé, les modèles numériques en régime linéaire et saturé ont permis de constater que la saturation du circuit magnétique influe peu sur la dynamique. La géométrie de l'actionneur respecte un fonctionnement quasi linéaire sur la course demandée. Néanmoins, une optimisation sur le volume apporterait un gain en poids de l'actionneur au détriment d'un actionneur fonctionnant dans un régime de plus en plus saturé.

Les résultats obtenus avec la comparaison des modèles analytique et numérique montrent l'intérêt de tenir compte des flux de fuites de l'aimant et de la saturation localisée du circuit magnétique. Une optimisation directement sur un modèle élément finis serait alors plus intéressante pour affiner la géométrie de l'actionneur.

Cette machine optimisée consomme 1,34 J sur le cycle Aller-Retour. Le volume obtenu de 144 cm^3 est considéré comme plutôt volumineux. Afin d'obtenir un volume adéquat avec l'application, une optimisation est réalisée avec l'objectif de minimiser le volume. Le volume obtenu est de 106 cm^3. Cet actionneur optimal ne permet pas de garantir la consommation minimale de l'énergie qui est de l'ordre de 1,97 J.

Si l'on souhaite répondre à ces deux objectifs, une optimisation multi-objectif peut proposer des machines optimales selon les critères de consommation minimal d'énergie électrique et de volume minimal. Après analyse, le concepteur fait son choix sur la machine répondant au mieux aux contraintes du cahier des charges et au compromis de ces deux objectifs. Cette conclusion est une des améliorations futures de l'optimisation de l'actionneur.

Chapitre 6 – Pilotage d'un actionneur à débattement limité sur un dispositif expérimental

6.1. MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTALE 173
6.1.1. Description du dispositif *173*
6.1.2. Modélisation numérique du banc *174*
6.1.3. Données expérimentales et modèle numérique *178*
6.1.4. Comparaison des résultats mesurés et simulés *183*
6.2. CONCLUSION 188

Ce chapitre a pour objectif de définir la commande de l'actionneur à entrainement direct. Il étudie une loi de pilotage de l'actionneur en se basant sur le comportement d'un actionneur à l'aide d'un modèle de simulation numérique avec le logiciel Matlab/Simulink™. Avec cet outil, les comportements dynamiques des actionneurs peuvent utiliser les modèles analytiques du motoréducteur développé au Chapitre 3 et de l'actionneur à entraînement direct développé au Chapitre 4 et Chapitre 5. L'Annexe D présente les diverses modélisations numériques de ces deux actionneurs. Une fois les modèles numériques réalisés comme présenté dans [LOU-04], une loi de commande est définie pour réguler l'actionneur en fonction d'une consigne de position. Ce travail est un support pour aboutir à un dispositif expérimental comme présenté dans [CHU-07]. À partir d'un actionneur existant, il est testé en étant confronté entre une régulation de position et soumis à un effort résistant tel que ce dispositif se compose :

- d'un actionneur à entraînement direct utilisé en moteur de positionnement de volet,
- et un deuxième actionneur identique simulant la charge.

Ces actionneurs sont complétés par une loi de commande dédiée à chacun d'entre eux. Avec des capteurs de position, un couplemètre, des mesures de tension et de courant, la puissance électrique consommée de l'actionneur moteur est déterminé en fonction d'un profil de position et d'une sollicitation simulant le couple résistant.

6.1. Mise en œuvre expérimentale

Le banc instrumenté développé au cours de ces travaux de thèse permet d'étudier deux points :

- l'une est de caractériser le couple de l'actionneur en fonction du courant et de la position,
- l'autre est d'étudier le comportement de l'actionneur à partir d'une consigne de position et subissant un couple résistant.

6.1.1. Description du dispositif

Avec l'actionneur existant et afin de positionner le rotor à une consigne de position, une loi de commande est développée en utilisant une structure cascade comme étudié dans [COL-04]. L'actionneur moteur de volet étudié doit s'opposer à un couple résistant simulé. Pour cela, un second actionneur identique est utilisé et est asservi en couple. La Figure 6-1 représente le banc instrumenté.

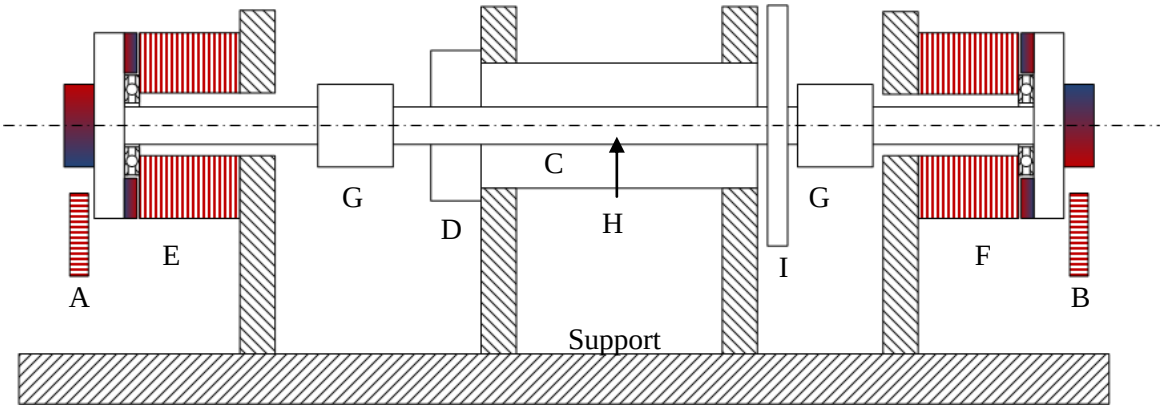


Figure 6-1 : Principe du banc instrumenté

La Figure 6-1 schématise les composants utilisés :

- A- B : capteurs de position intégrés dans l'actionneur,
- C : capteur de couple mesurant le couple différentiel,
- D : capteur de précision de position du dixième de degré,
- E : actionneur asservi en position,
- F : actionneur de charge asservi en couple,
- G : accouplements élastiques sur l'arbre de transmission,
- H : arbre de liaison entre les actionneurs,
- I : disque rainuré servant délimitant le débattement de 5° à 85° (fin de course).

Les modèles numériques de l'actionneur à entraînement direct en régime linéaire et en régime saturé étudiés aux paragraphes §D.4.2 et §D.4.3 sont utilisés pour simuler le dispositif.

6.1.2. Modélisation numérique du banc

La modélisation du banc considère le modèle de l'actionneur, les deux lois d'asservissement en position pour l'un et de courant pour l'autre, de la réaction des butées à chaque fin de course et enfin la réaction mécanique de l'arbre de liaison reliant le rotor de l'actionneur moteur au rotor de l'actionneur de charge.

6.1.2.a. Asservissement en position de l'actionneur moteur

Dans une première étape l'actionneur est modélisé en régime linéaire. Il est alimenté sous une tension U et le courant moteur est noté I. Le bobinage a une résistance R et une inductance L. La rotation du rotor à la vitesse Ω_m génère une force électromotrice E.

L'utilisation d'un seul régulateur pour asservir la position peut imposer des valeurs de tension nettement supérieures à la tension disponible sur le véhicule. De plus, lors de défauts mécaniques, comme par exemple un blocage du rotor par des particules, une régulation seule de la position ne permet pas de limiter le courant. Pour cela une structure cascade est choisie avec une première

boucle de courant (dynamique rapide) et ensuite une boucle de position (dynamique lente). La structure suivante, présentée sur la Figure 6-2, représente une modélisation numérique possible d'une régulation à structure cascade.

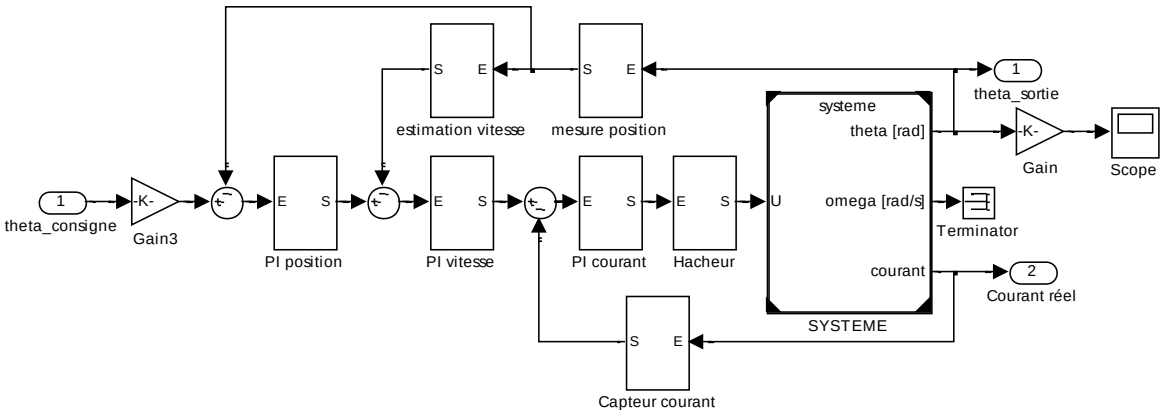


Figure 6-2 : Régulation cascade pour l'asservissement en position

Le cahier des charges impose :

- un temps de réponse de150 ms,
- un dépassement de consigne de 5%,
- une fréquence de découpage de 10 kHz.

L'actionneur est caractérisé par une constante électromécanique de 12,8 ms et une constante de temps électrique de 11,5ms. Pour un temps de réponse de 150 ms, pour la boucle de position, on déduit la pulsation de coupure de l'ordre de w_{cp} égale à 63 rad/s, celle de la boucle de vitesse de l'ordre de w_{cv} égale à 630 rad/s et enfin celle de la boucle de courant de l'ordre de w_{cc} égale à 6300 rad/s.

Régulation de la boucle de courant

La mise en place d'un régulateur P.I dont la fonction de transfert est :

$$C_c(s) = K_c \cdot \left(\frac{1 + T_i \cdot s}{T_i \cdot s} \right) \tag{6.1}$$

- K_c : gain d'action proportionnelle,
- T_i : temps d'action de l'intégrale.

Cette régulation permet d'obtenir un bon comportement dynamique avec un temps de réponse de l'ordre de la milliseconde, fixée par le temps d'action intégrale. L'erreur statique n'est pas nulle. Cependant au regard du gain de la boucle, elle est suffisamment faible pour être négligée.

La Figure 6-3 représente le diagramme de Bode de la réponse de l'actionneur en boucle de courant ouverte et la Figure 6-4 représente le diagramme de Bode en boucle de courant ouverte corrigée.

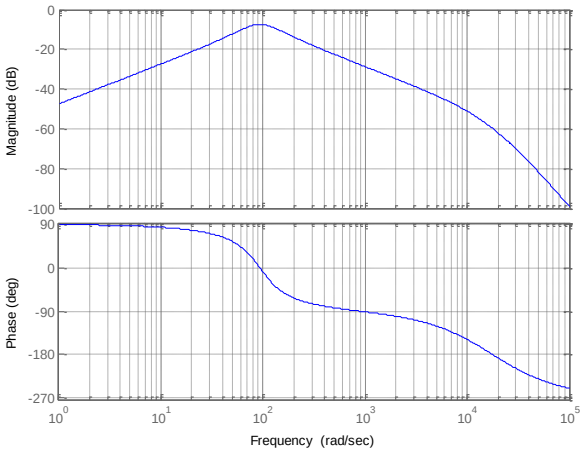


Figure 6-3 : Réponse en boucle ouverte de l'actionneur

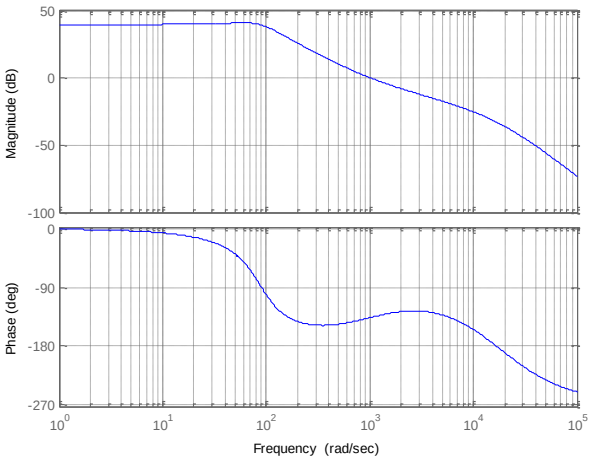


Figure 6-4 : Réponse en boucle ouverte du courant corrigé de l'actionneur

Le calcul des paramètres des régulateurs n'est pas détaillé. Les valeurs des paramètres du correcteur de position sont un gain K_c de 19,95 et un T_i égal à 1/1000.

Tachymétrie

La vitesse de rotation est estimée par la dérivée de la mesure de position. À partir d'un gain de valeur 446, la tachymétrie aide à la correction de la vitesse du rotor. Il n'y a pas de correcteur PI sur la vitesse.

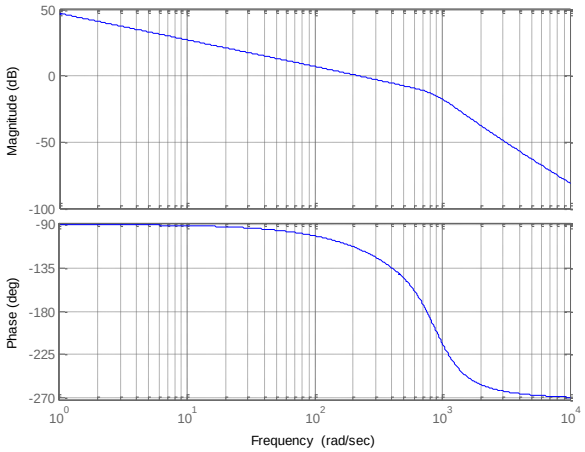


Figure 6-5 : Réponse en boucle ouverte de la vitesse du rotor de l'actionneur

Régulation de la boucle de position

Comme la régulation de la boucle de courant, on utilise un régulateur PI pour la position. Les valeurs des paramètres du correcteur de position sont un gain K_c de 2,23 et un T_i égale à 1/100.
Le diagramme de Bode du système complet en boucle fermée est proposé sur la Figure 6-6.

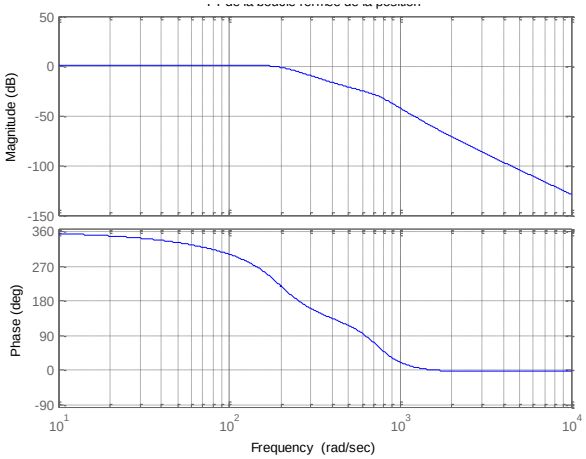


Figure 6-6 : Réponse en boucle fermé de l'actionneur

Comme l'indique [COL-04], un mécanisme numérique est utilisé pour anticiper la position de consigne et permet de positionner plus rapidement le rotor à la position désirée. Au final, la modélisation numérique de la régulation en position est présentée sur la Figure 6-7.

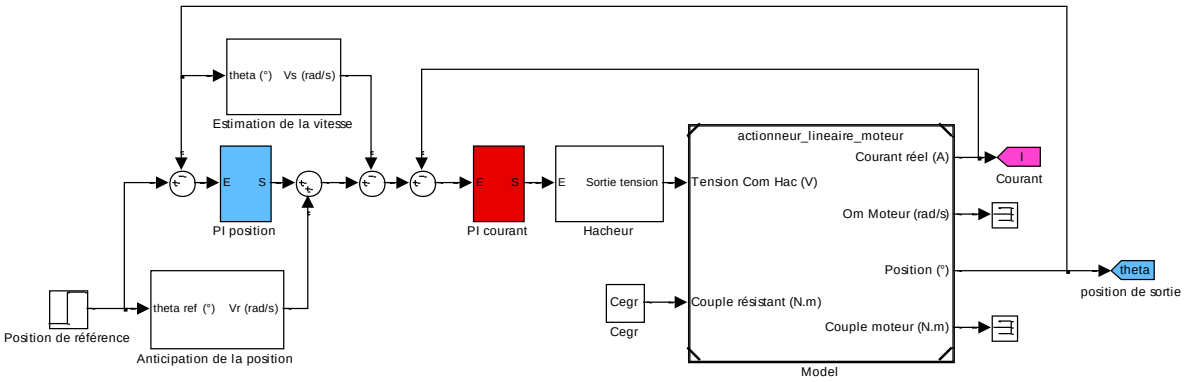


Figure 6-7 : Structure en cascade pour l'asservissement en position

6.1.2.b. Asservissement en courant de l'actionneur de charge

Pour piloter l'actionneur de charge en couple, le régulateur PI sur la boucle du courant possède les mêmes caractéristiques que celui de l'actionneur moteur.

À partir des mesures de couple en fonction de la position et du courant, cette table est inversée pour obtenir une nouvelle table de courant en fonction du couple et de la position. Ainsi le choix de la consigne de courant destinée à l'actionneur de charge est déterminé en fonction du couple résistant souhaité.

6.1.2.c. Torsion de l'arbre de liaison

L'arbre de liaison est soumis à une torsion sous l'effet des efforts des actionneurs. Les couples moteur à chaque extrémité d'arbre s'opposent et le déforment. L'angle mesuré sur l'actionneur

moteur est différent de l'angle mesuré sur l'actionneur de charge. Cette différence d'angle entre les deux actionneurs dépend de la raideur de l'arbre. À partir de [AUB-92], l'angle de torsion de l'arbre est calculé en fonction de la différence de couple et de la géométrie de l'arbre cylindrique :

$$\Delta\theta_{arbre} = \frac{C_m(t) - C_{res}(t)}{\frac{E_{acier}}{2\cdot(1+\upsilon)} \cdot \frac{\pi \cdot D^4}{32}} = K_{arbre} \cdot \Delta C(t) \tag{6.2}$$

Avec E_{acier} le module d'Young de l'acier et υ le coefficient de Poisson de l'acier et D le diamètre de l'arbre. La raideur de torsion de l'arbre K_{arbre} est déduite, elle s'exprime donc en fonction de la section d'un cylindre plein et du matériau utilisé tel que l'acier.

Les accouplements élastiques nécessaires pour compenser les défauts géométriques de l'assemblage entre l'arbre du couplemètre et les rotors des actionneurs sont intégrés par les mesures données au paragraphe § 6.1.3.

Au final la modélisation numérique du dispositif contient le modèle du système de l'actionneur et de leurs asservissements, la réaction de l'arbre de liaison et de réaction des butées au paragraphe §D.1.

6.1.3. Données expérimentales et modèle numérique

6.1.3.a. Dispositif

Pour définir ce dispositif expérimental, un actionneur à entraînement direct existant du commerce est choisi. Pour le caractériser, son couple est mesuré en fonction du courant et de la position du rotor.

Un capteur à effet Hall est utilisé pour mesurer le courant absorbé par l'actionneur. Les actionneurs sont pilotés par deux ponts en H comme présentés sur la Figure 6-8.

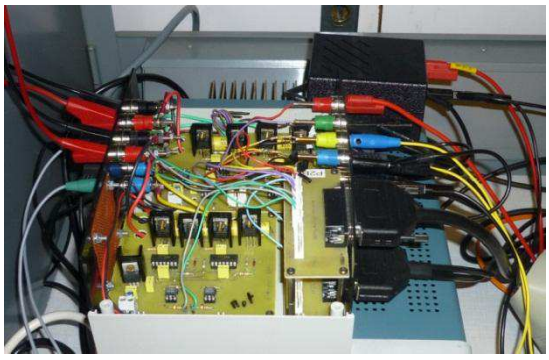


Figure 6-8 : Pont en H des actionneurs

Une carte d'acquisition de prototypage rapide DS1103 de dSPACE™ est utilisée piloter les drivers de *MOSFET* du pont en H. Il permet également d'acquérir les signaux des mesures de position, de courant et de la tension d'alimentation.Une fois les signaux traités, le pilotage du banc instrumenté est maîtrisé en utilisant les fonctionnalités du logiciel ControlDesk®™ de dSPACE™.

6.1.3.b. Mesures du couple à courant positif de l'actionneur

La Figure 6-9 représente les valeurs mesurées de couple sur la machine en fonction de la position du rotor et du courant positif.

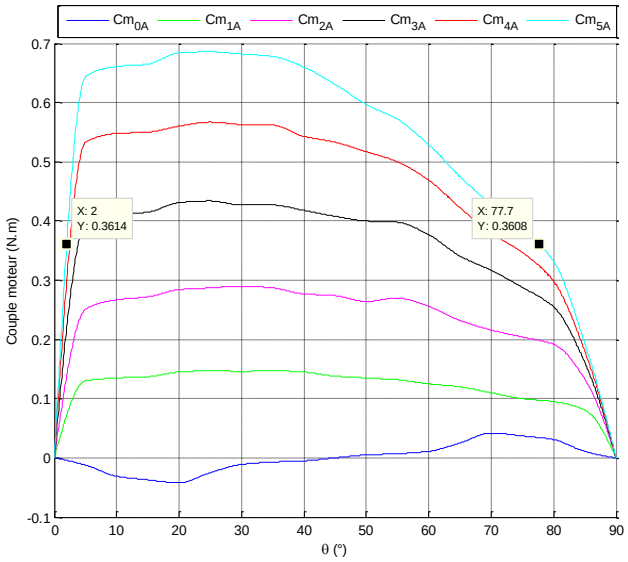


Figure 6-9 : Évolution du couple moteur en fonction de la position du rotor θ et du courant positif

Sur la Figure 6-9, si l'on souhaite fournir un couple moteur de 0,36 N.m, on constate que la machine peut fonctionner entre 2° et 78°, le débattement est de 76°.

6.1.3.c. Mesures du couple à courant négatif de l'actionneur

La Figure 6-10 présente les mesures de couple du même actionneur avec un courant négatif en fonction de la position. L'actionneur peut fournir un couple minimal de -0,36N.m sur le débattement de 9° à 88°.

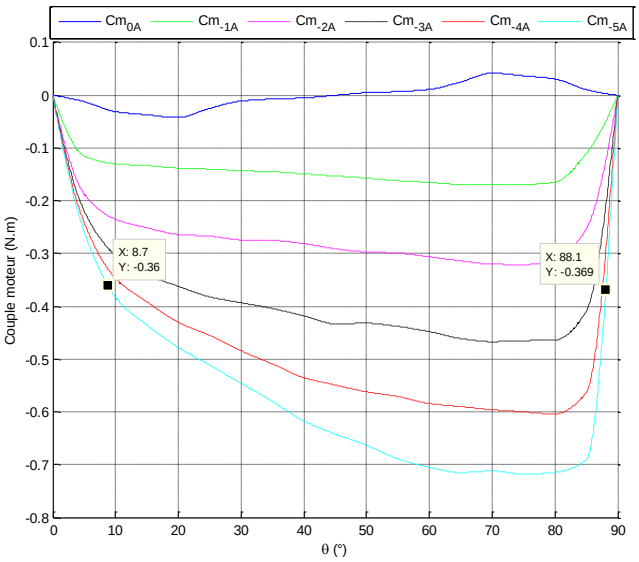


Figure 6-10 : Évolution du couple moteur en fonction de la position du rotor θ et du courant négatif

Par conséquent, ce dispositif ne peut fonctionner que sur un débattement de 68° entre 9° et 77° si l'on souhaite travailler à un couple de charge de 0,36 N.m.

6.1.3.d. Définition du choix de la consigne de courant

Les mesures de couple de l'actionneur présentées au §6.1.3.b et §6.1.3.c sont ainsi intégrées dans le modèle numérique en utilisant une table donnant le couple en fonction du courant et de la position. Egalement la constante de couple ou de tension induite est déterminée pour calculer la force électromotrice *fem*.

Pour l'asservissement de l'actionneur de charge, son couple désiré doit correspondre à une valeur de consigne de courant. La table de mesure de couple en fonction de la position et du courant est inversée et interpolée en vue de sélectionner la bonne valeur de consigne de courant par rapport à la position du rotor de l'actionneur. La Figure 6-11 représente les évolutions de courant en fonction du couple mesuré pour chaque valeur de la position du rotor.

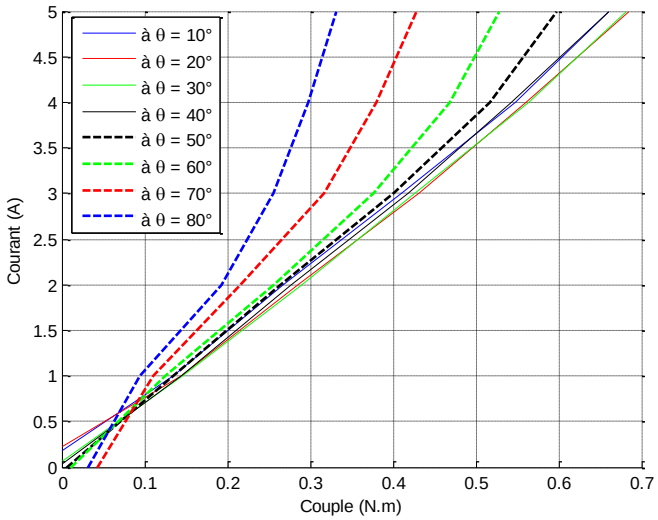


Figure 6-11 : Évolution du courant mesuré en fonction du couple mesuré et de la position fixée

6.1.3.e. Torsion de l'arbre de liaison

Avec les mesures de l'angle de torsion par rapport au couple, l'évolution quadratique est choisie pour corriger la position du rotor de l'actionneur de charge par rapport à la position de l'actionneur moteur. Cette évolution, présentée sur la Figure 6-12, tient compte de la déformation des accouplements et de la torsion de l'arbre.

$$\Delta\theta_{ac} = a \cdot \Delta C^2 + b\Delta C + c \qquad (6.3)$$

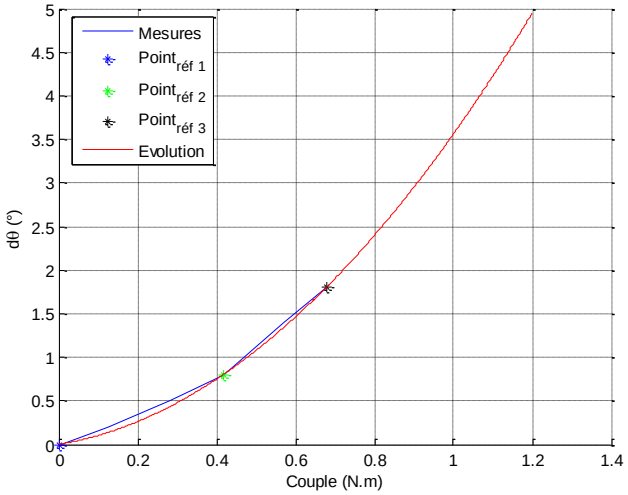


Figure 6-12 : Mesure de l'angle de torsion de l'arbre en fonction du couple

La considération de cette torsion de l'arbre permet de compenser la différence de position entre les actionneurs afin de commander la bonne valeur de couple de charge par rapport à la position du rotor de l'actionneur testé.

6.1.3.f. Modélisation du banc instrumenté

La modélisation complète du système est proposée sur la Figure 6-13 . Les effets non linéaires proposés jusqu'à présent y sont représentés.

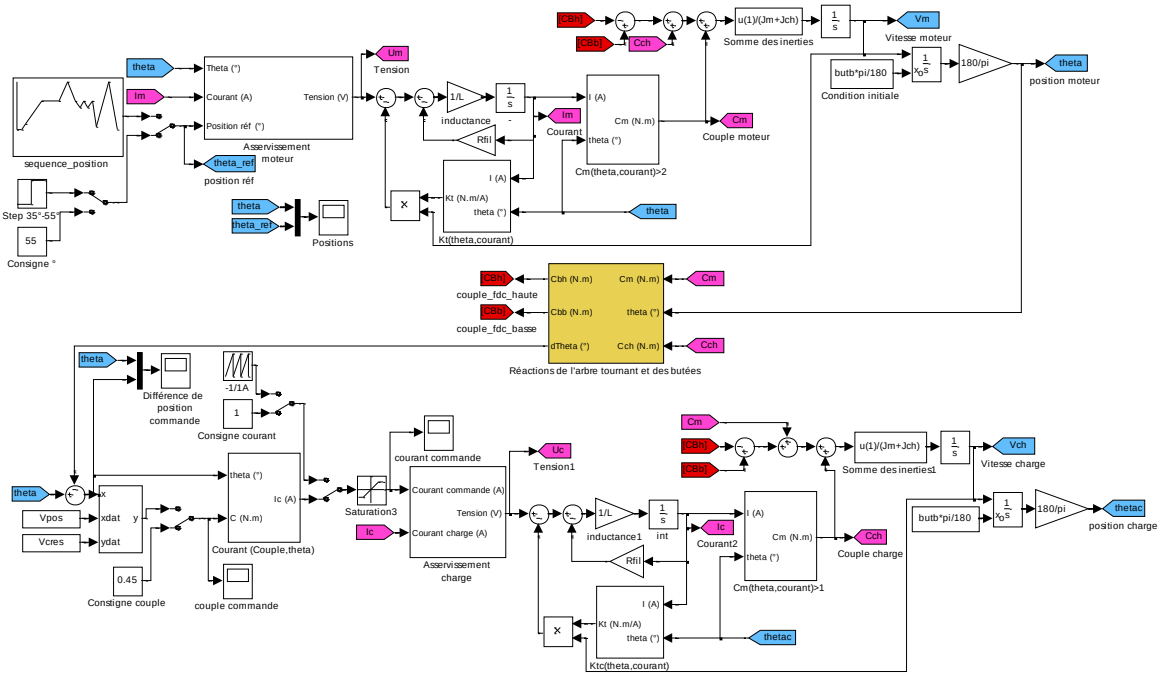


Figure 6-13 : Modélisation numérique du banc en tenant compte des effets non-linéaire

Sur la partie supérieure de la Figure 6-13, l'actionneur moteur est représenté avec son asservissement en position. La partie centrale représente la modélisation de la réaction des butées

et de l'arbre de liaison. Sur la partie inférieure de la Figure 6-13, l'actionneur simulant la charge est représenté avec son asservissement en courant, la table donnant le courant en fonction du couple et de la position et enfin le couple de consigne.

La Figure 6-14 présente une consigne de position variant de 5° à 85°, avec un couple résistant de 0,36 N.m. Les évolutions des positions des actionneurs modélisés sont présentées en régime linéaire et en régime non-linéaire issu de la modélisation présentée sur la Figure 6-13.

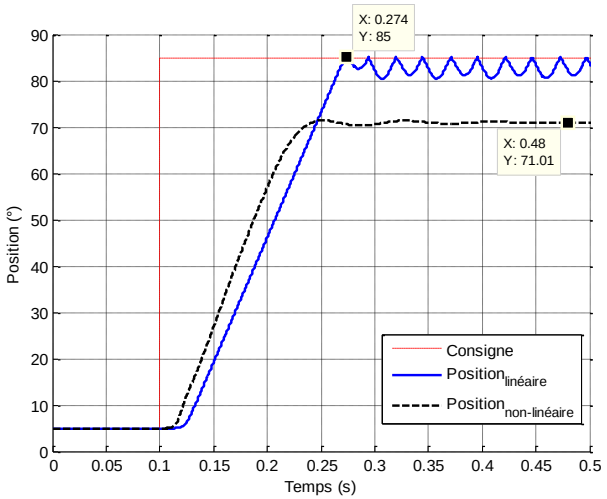


Figure 6-14 : Évolution de la puissance électrique consommée

La position de 85° est atteinte en 174 ms dans le cas d'une modélisation linéaire. Le résultat du modèle non-linéaire se positionne à 71°. Le couple moteur issu de la table est égal au couple résistant. Il y a un équilibre à cette position et l'actionneur ne peut donc pas atteindre les 85°.

La Figure 6-15 et la Figure 6-16 présentent les réponses en position de l'actionneur testé à partir d'une valeur initiale de 5° jusqu'à 35° puis à 55°. Le couple de charge est constant sur toute la course et est choisi à 0,15 N.m et à 0,45 N.m.

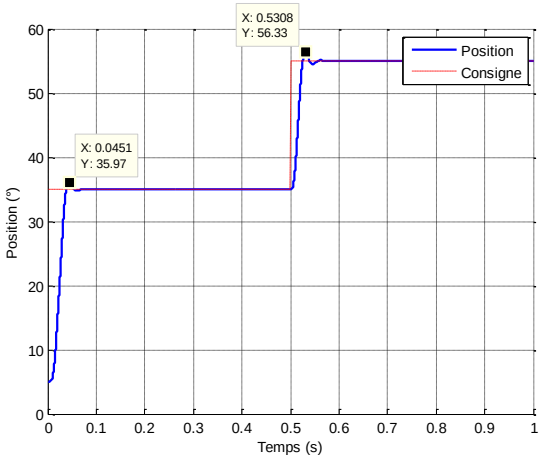


Figure 6-15 : Réponse de l'actionneur testé à 0,15N.m résultat de la simulation

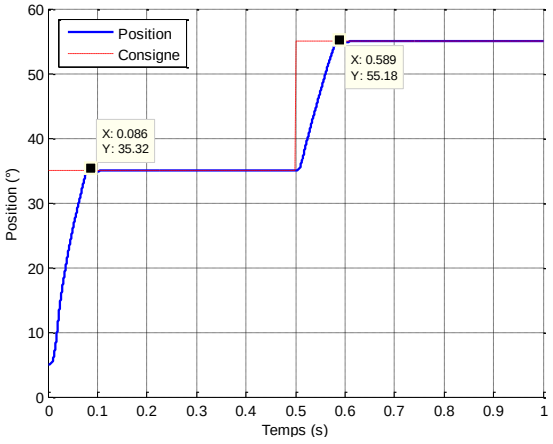


Figure 6-16 : Réponse de l'actionneur testé à 0,45N.m, résultat de la simulation

Sur la Figure 6-15, lors d'un échelon de 35° à 55°, un dépassement de position de 1° est

constaté avec un temps de réponse de 31 ms lorsque le couple de charge est 0,15 N.m.

Sur la Figure 6-16, lors d'un échelon de 35° à 55°, un dépassement de position de l'ordre de 0,2° est constaté avec un temps de réponse de 89 ms lorsque le couple de charge est 0,45 N.m.

Lorsque le couple de charge est important, le temps de réponse augmente mais le dépassement de la position diminue.

Pour continuer dans la compréhension du comportement de l'actionneur, plusieurs cas de sollicitations vont être présentés. Les résultats de mesures expérimentales vont être comparés aux résultats issus de la modélisation numérique du dispositif.

6.1.4. Comparaison des résultats mesurés et simulés

6.1.4.a. Environnement Control-Desk™

Une interface sous Control-Desk™ est réalisée pour visualiser l'évolution du courant absorbé par l'actionneur de charge comparée à sa consigne de courant, puis également l'évolution de la position de l'actionneur moteur de volet comparée à sa consigne de position. À partir de cette interface, des acquisitions de courant et de position sont réalisées.

La Figure 6-17 présente cette interface avec la mesure de tension d'alimentation. La puissance électrique instantanée est calculée ainsi que l'énergie électrique consommée.

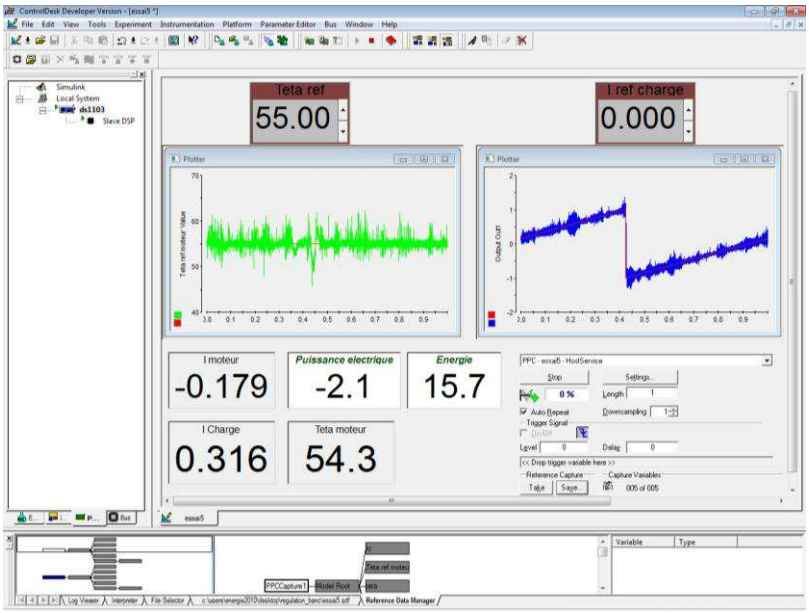


Figure 6-17 : Environnement ControlDesk pour visualiser les mesures de courant et de position

Cette séquence de mesures est présentée dans le paragraphe suivant.

6.1.4.b. Charge variable à une position fixe

Dans un premier temps, la réaction de l'actionneur moteur à une consigne de position fixée à 55° est testée par rapport à une sollicitation variable de la charge.

La Figure 6-18 représente la mesure de courant de l'actionneur de charge et le courant de consigne. L'actionneur de charge crée un couple résistant à partir du courant de commande qui varie linéairement de -1A à 1 A à chaque seconde.

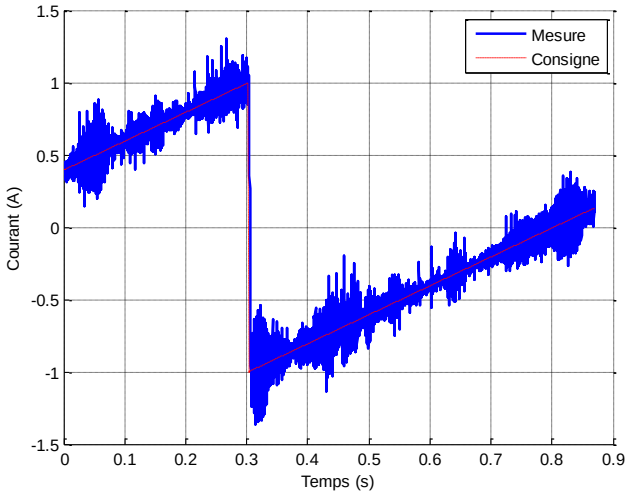


Figure 6-18 : Évolution du courant de consigne et du courant mesuré de l'actionneur de charge

Le courant mesuré (bruité) suit de manière acceptable le courant de commande. L'influence de la variation en échelon du couple de charge sur la position intervenant à 0,3 seconde est visualisée sur la Figure 6-19.

La Figure 6-19 représente les signaux de position bruitée et filtrés numériquement. Le moteur doit maintenir la consigne de position à 55°.

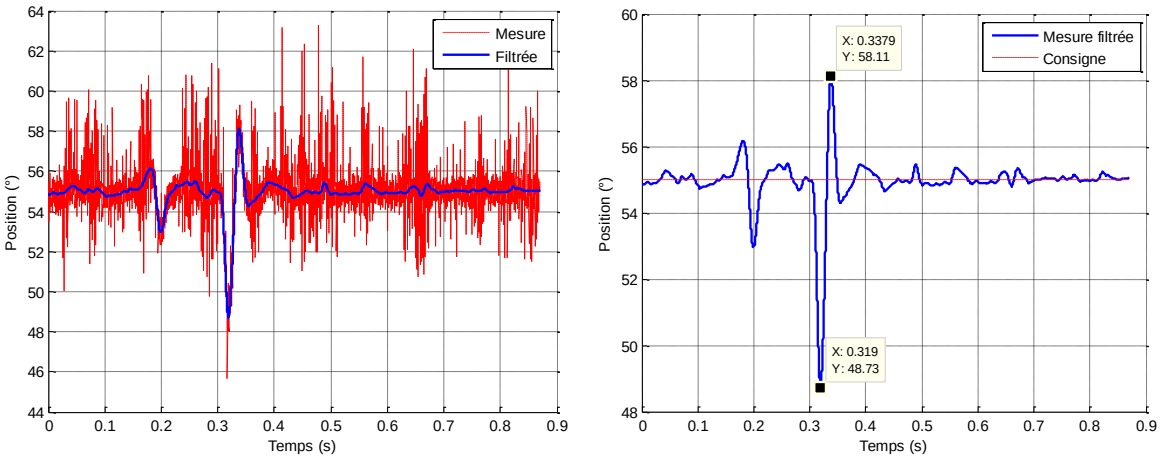


Figure 6-19 : Évolution de la position de commande et mesuré de l'actionneur de charge

La valeur de la position en régime permanent est bien régulée à 55°. Cependant on note une variation en régime transitoire de -6° à 3° par rapport à la consigne. En moins de 40 ms, le moteur régule la position de consigne à 55°.

La Figure 6-20 présente les évolutions du couple moteur et le couple de charge obtenues par la modélisation numérique.

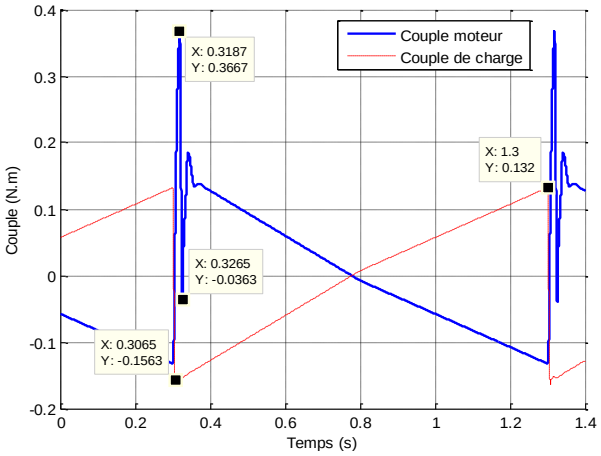


Figure 6-20 : Évolution du couple de charge et du couple moteur pour réguler la position de 55°

Avec un courant de commande de 1 A, l'actionneur de charge fourni un couple résistant de 0,132 N.m et s'oppose au couple moteur.

La Figure 6-21 présente une superposition des positions, celle issue de la mesure filtrée numériquement et de la position calculée par la simulation numérique.

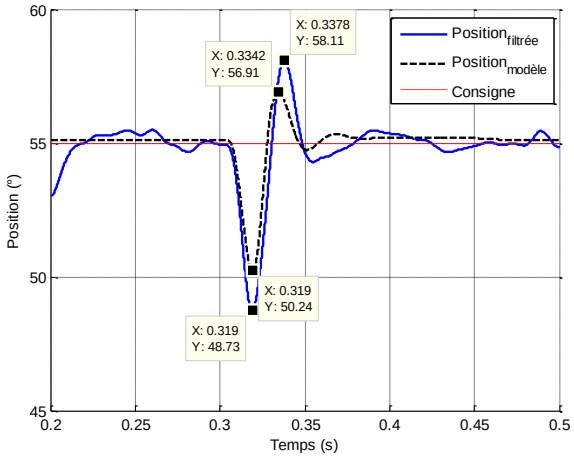


Figure 6-21 : Évolution de la position simulée en fonction du couple de charge variable

L'influence du couple résistant sur la position montre une différence entre la mesure et le modèle de 2°. Le modèle numérique semble cohérent avec les mesures sur ce cas d'étude.

L'autre cas étudié est un échelon de position à charge fixe. Le cahier des charges présenté lors des optimisations dans le Chapitre 3 et le Chapitre 4 correspond aux conditions d'une charge fixe et d'une variation de position. La charge fixe choisie est de l'ordre de 0,130 N.m.

6.1.4.c. Variation en échelon de la consigne de position à charge fixe

Un échelon de position de 35° à 55° est simulé et une consigne de courant de 1 A est choisie pour l'actionneur de charge correspondant à un couple de charge de 0,132 N.m. En Figure 6-19 sont représentées l'évolution de la consigne de position, et la position du rotor.

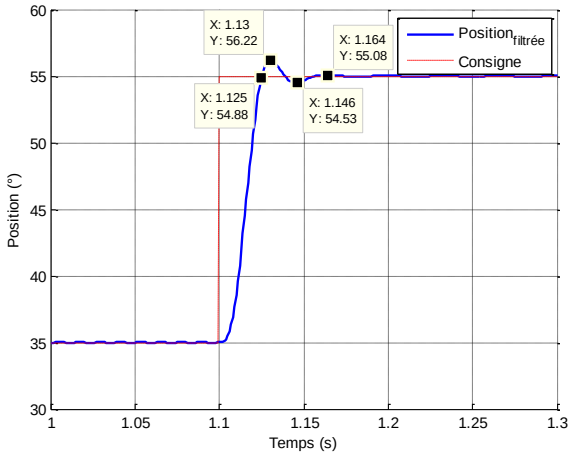


Figure 6-22 : Réponse de l'actionneur à 55° sous 0.130N.m de charge

On s'aperçoit que le premier déplacement est de 56° pour 55° demandé, ce qui fait un dépassement de 3,6%, et que le temps de réponse est de 25ms pour le premier passage à 55° puis stabilisé en moins de 70 ms.

La mesure de la position est présentée sur la Figure 6-23 et est filtrée numériquement. La mesure filtrée est comparée au résultat de la modélisation sur la Figure 6-24.

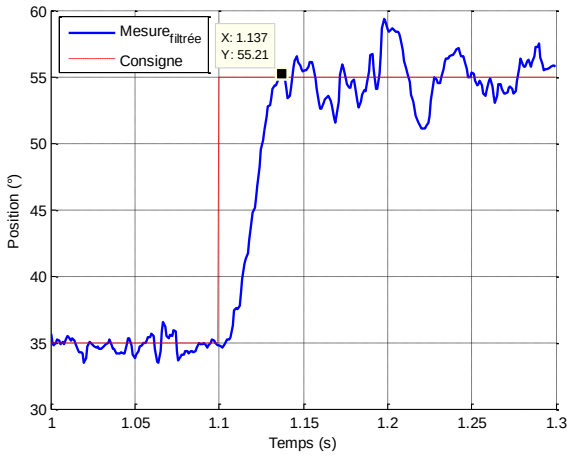


Figure 6-23 : Réponse mesurée de l'actionneur à 55° sous 0,130 N.m de charge

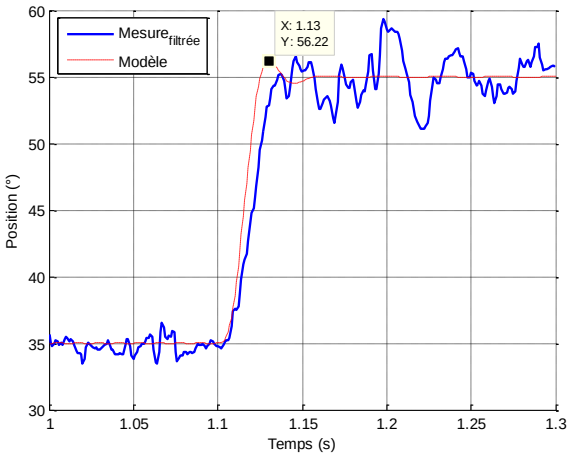


Figure 6-24 : Comparaison des réponses à 55° de l'actionneur issues de la modélisation et de l'expérimentation sous 0,130 N.m de charge

Le dispositif expérimental atteint la position de 55° en 37 ms et le modèle simulé atteint la position de 56° en 30 ms. La modélisation numérique présente des résultats cohérents avec les mesures réalisées.

Dans les perspectives futures, des améliorations sur le filtrage des mesures du courant et de la position du rotor seront nécessaires afin de préciser les résultats et de conclure sur l'écart entre le modèle numérique et l'expérimentation.

Afin d'explorer d'autres cas de sollicitations, l'actionneur testé est soumis à un profil de consigne de position et d'un couple de charge fixe tel que le cahier des charges fourni pourrait le spécifier.

6.1.4.d. Variation de la consigne de position à charge fixe

Après avoir vérifié la cohérence du modèle numérique du dispositif, la Figure 6-25 présente un profil de consigne de position allant de 5° à 80° sur 1,2 seconde. Avec cette consigne, la Figure 6-26 présente le couple moteur fourni par l'actionneur pour vaincre le couple de charge constant à 0,2 N.m.

On constate que le couple de charge est bien régulé à 0,2 N.m. Pour l'actionneur testé, la position est bien régulée autour de la consigne. Dans les phases Aller, l'actionneur moteur doit fournir du couple de l'ordre 0,5 N.m pour passer de la position 10° à la position de 80° en 105 ms.

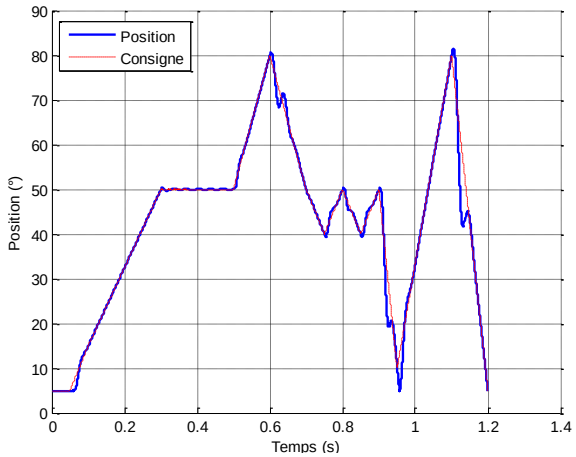


Figure 6-25 : Évolution de la consigne de position et de la position simulée du rotor

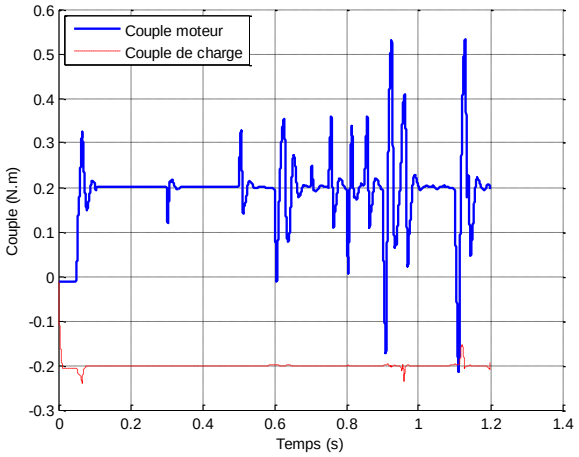


Figure 6-26 : Comparaison entre le couple moteur et de la charge

La Figure 6-27 représente l'évolution de la puissance électrique consommée. Sur le profil de position et du couple de charge, l'actionneur aura consommé environ 5W en moyenne avec une valeur maximale de 36 W sur un trajet Aller de 10° à 80°.

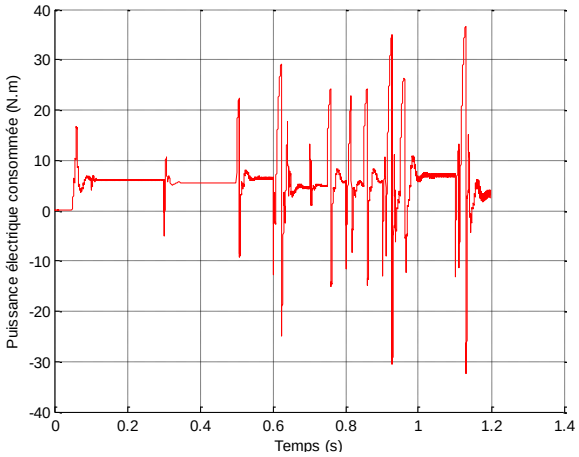


Figure 6-27 : Évolution de la puissance électrique consommée

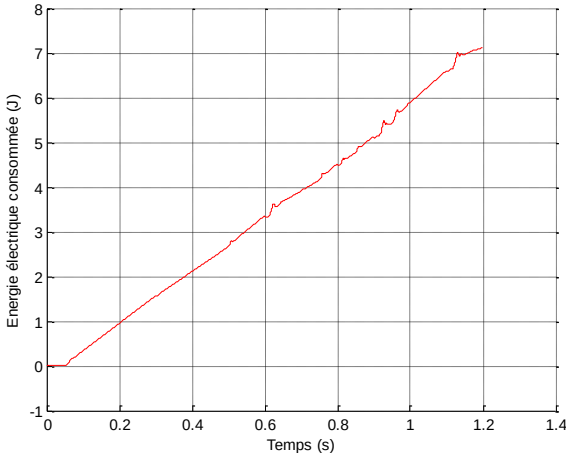


Figure 6-28 : Évolution de l'énergie électrique consommée

À partir de la Figure 6-25 présentant le profil de position et la Figure 6-26 celle du profil de couple de charge à 0,2 N.m, la Figure 6-28 montre une énergie électrique consommée par l'actionneur valant 7,1 J.

6.2. Conclusion

Le développement de ce dispositif expérimental a permis de caractériser un actionneur à entraînement direct et d'établir une modélisation analytique et numérique de ce banc.

La qualité de réponse de l'actionneur à une consigne de position par une structure cascade semble cohérent avec l'application. Cette régulation est une solution de pilotage intéressante pour le besoin exprimé par le cahier des charges.

L'actionneur à entraînement direct tel qu'il est utilisé pour créer expérimentalement la charge n'est pas suffisant. Les problèmes liés à la non-linéarité de couple rendent difficile le pilotage sur le débattement spécifié par le cahier des charges. Ce banc doit évoluer pour reproduire la charge sur la course afin d'étudier expérimentalement les actionneurs dimensionnés au Chapitre 3 et Chapitre 5.

A l'avenir, les pistes d'amélioration de ce dispositif se trouvent :

- sur l'utilisation d'un actionneur dimensionné par le cahier des charges,
- sur le filtrage physique des mesures du courant et de la position du rotor,
- d'intégrer dans l'optimisation de l'actionneur les valeurs des paramètres des régulateurs.

Cette loi de commande se compose de cinq paramètres dimensionnants qui doivent être rajoutés à la séquence d'optimisation de l'actionneur. Afin d'assurer la dynamique imposée par le cahier des charges, il serait judicieux de coupler l'optimisation de la loi de commande avec l'actionneur.

Conclusion générale

Ce mémoire de thèse a présenté des méthodes de dimensionnement de deux actionneurs électromécaniques pour positionner un obturateur destiné à des applications de régulation de débit d'air de moteur thermique. Ils sont optimisés suivant un cahier des charges présenté au Chapitre 1 ayant pour objectif de minimiser l'énergie électrique consommée. La méthode choisie au Chapitre 2 est une optimisation mono-objectif par un algorithme évolutionnaire suivie d'une vérification par éléments finis. Cette méthode a permis de réaliser une étude comparative de quatre topologies d'actionneurs à entraînement direct et de sélectionner parmi eux l'actionneur à flux axial à deux entrefers. Cet actionneur a fourni des résultats plus performants en termes d'encombrement pour le couple spécifié.

Un ensemble motoréducteur présenté au Chapitre 3 est optimisé sur la base de modèles analytiques et selon les données du cahier des charges. Ce dimensionnement global de la partie électromécanique associe de manière optimale une machine à courant continu à balais, un réducteur mécanique et une dynamique du mouvement. La consommation d'énergie électrique minimale obtenue sur les trajets Aller et Retour est de 2,3 J pour un temps de réponse de l'ordre de 150 ms. Un actionneur à flux axial à deux entrefers pour l'entrainement direct présenté au Chapitre 5 est dimensionné sur la base d'un modèle analytique et de l'intégration de la dynamique de mouvement. Sa consommation d'énergie électrique minimale pour les trajets Aller et Retour est de 1,34 J avec un temps de réponse de 114 ms pour le trajet Aller.

La machine à entraînement direct semble le choix le plus judicieux pour la consommation d'énergie. Il apporte l'avantage de la simplification par suppression du réducteur qui minimise le nombre de pièces en contact et fiabilise l'actionnement.

Le Chapitre 6 a proposé une modélisation numérique d'un actionneur électromécanique avec une régulation de la position de la partie mobile. A l'aide d'un dispositif expérimental, cette méthode de positionnement a montré la validité de la loi de commande établie pour un actionneur à entraînement direct.

Les difficultés rencontrées se sont situées au niveau du développement des connaissances et de la mise en œuvre des méthodes de dimensionnement multiphysique. L'approche analytique pour définir les modèles de motoréducteur et d'actionneur à entraînement direct n'a pas été appliquée de la même manière.

L'approche appliquée au motoréducteur est orientée par un assemblage de composants tels que la machine à courant continu et le réducteur. Le réducteur est dimensionné selon une définition géométrique pour un couple maximal admissible et sur des critères de résistance mécanique des

engrenages. Le matériau d'un engrenage doit rester dans son domaine élastique, zone linéaire, afin d'éviter une déformation irréversible. L'ensemble du motoréducteur est optimisé sur des régimes quasi-linéaires. Également, lors de la résolution de l'optimisation, le modèle dynamique, traduit par des équations exponentielles, permet de s'affranchir de l'influence de l'inductance et d'obtenir un temps de calcul raisonnable.

Pour l'actionneur à entraînement direct, le modèle électromagnétique a fait l'objet d'une définition plus approfondie entre la géométrie, la conversion électromagnétique et le calcul de la dynamique par la représentation d'état afin de considérer l'inductance de bobinage. La principale difficulté est d'intégrer dans le calcul analytique la saturation du matériau magnétique pour considérer l'évolution du couple en fonction de la position et du courant.

Les perspectives à venir sont nombreuses. Elles résident d'une part dans la méthode d'optimisation. Au vu des résultats obtenus pour l'actionneur à entraînement direct, il serait plus intéressant d'utiliser une optimisation multi-objectif. L'utilisation d'un front de Pareto volume/énergie fournira un choix de solutions optimales et acceptables selon les critères de l'application.

Pour le motoréducteur, la commutation sèche de la tension d'alimentation augmente la consommation de courant et conditionne le réducteur. L'évolution de cette tension d'alimentation de l'actionneur doit être complétée par une rampe de tension, comme présenté dans [TAI-01].

L'aspect thermique est aussi un point important dans la modélisation des actionneurs. L'autoéchauffement du bobinage doit être calculé afin d'estimer l'influence de cet apport de chaleur par rapport à la température extérieure.

Enfin, cette thèse peut contribuer à de futurs travaux sur le dimensionnement d'un système électromécanique en associant le modèle d'actionneur, sa loi de commande et celui d'une électronique de puissance. Comme il a été constaté, le besoin de couple pour répondre aux temps d'accélération et de décélération de la partie mobile de l'actionneur influent sur la consommation d'énergie. La puissance électrique maximale consommée par l'actionneur à entraînement direct est de 42 W et elle vaut 54 W pour le motoréducteur. L'électronique de puissance doit être dimensionnée pour fournir cette puissance. L'optimisation intègrera aussi l'influence du temps de réponse issu de la boucle fermée de la loi de commande pour réguler la position de l'obturateur. Cette extension permettra d'obtenir un dimensionnement optimal d'un système considéré dans sa globalité.

Liste des publications

Articles dans des revues avec comité de lecture

1. Publication à la Revue Internationale du Génie Electrique (RIGE) – EJEE, volume14 n°2-3/2011 Editée en Juin 2011 (accepté en 2010)

DEFINITION D'ACTIONNEURS A DEBATTEMENT LIMITE DESTINE A REGULER LE DEBIT DU COMBURANT D'UN MOTEUR THERMIQUE

C.GUTFRIND – *ELECTRICFIL Automotive, France*

P. VIDAL, J-C. VANNIER – Supélec, France

2. Publication au journal Electrical Review Issue 6, édition prévue 2012

ANALYTICAL STUDY OF AN OPTIMIZED LIMITED MOTION ACTUATOR FOR AUTOMOTIVE APPLICATION USED IN ENGINE COMBUSTIVE FLOW REGULATION

C. GUTFRIND – *ELECTRICFIL Automotive, France*

J-C. VANNIER , P. VIDAL, P. DESSANTE, D. SADARNAC – Supélec, France

Communications avec actes

3. Conférence Electrotechnique du futur 24-25 Septembre 2009 à Compiègne

DEFINITION D'ACTIONNEURS A DEBATTEMENT LIMITE DESTINE A REGULER LE DEBIT DU COMBURANT D'UN MOTEUR THERMIQUE

GUTFRIND – *ELECTRICFIL Automotive, France*

P. VIDAL, J-C. VANNIER – Supélec, France

4. Conférence ICEM 6-8 Septembre 2010 à ROME, Italie

ANALYTICAL AND FEM MAGNETIC OPTIMIZATION OF A LIMITED MOTION ACTUATOR FOR AUTOMOTIVE APPLICATION

C. GUTFRIND – *ELECTRICFIL Automotive, France*

X. JANNOT, P. VIDAL, J-C. VANNIER – Supélec, France

5. Conférence ISEF 1-3 Septembre 2011 à FUNCHAL, Madeire, Portugal

ANALYTICAL STUDY OF AN OPTIMIZED LIMITED MOTION ACTUATOR FOR AUTOMOTIVE APPLICATION USED IN ENGINE COMBUSTIVE FLOW REGULATION

C. GUTFRIND – *ELECTRICFIL Automotive, France*

J-C. VANNIER , P. VIDAL, P. DESSANTE, D. SADARNAC – Supélec, France

6. Conférence Electrotechnique du futur 14-15 Décembre 2011 à Belfort

DEFINITION D'UN ENSEMBLE MOTOREDUCTEUR A DEBATTEMENT LIMITE POUR PILOTER UN OBTURATEUR DE MOTEUR A COMBUSTION INTERNE

C.GUTFRIND – *ELECTRICFIL Automotive, France*

J-C. VANNIER , P. VIDAL, P. DESSANTE, D. SADARNAC– Supélec, France

Références bibliographiques

[ABI-90] M.ABIGNOLI, C.GOELDEL, « *Moteurs pas à pas* », Techniques de l'ingénieur article D3790, 1990

[ADE-10] Rapport de l'ADEME de « *Les véhicules automobile en France, Données et Références* » MAI 2010

[ALL-95] S.ALLANO, « *Petits moteurs électriques* », Techniques de l'ingénieur article D3720, Juin 1995

[AUB-92] M.AUBLIN, R.BONCOMPAIN, M.BOULATON, D.CARON, E.JEAY, B.LACAGE, J.REA « *Systèmes mécaniques, Théorie et dimensionnement* », Ed. DUNOD 1998 ISBN 2100041622

[BAS-06] BASF Data Sheet Catamold FeSi3, définition du matériau magnétique fritté.

[BEG-06] A.Beghi, L.Nardo, M.Stevanato, « *Observer-Based Discrete-Time Sliding Mode Throttle Control for Drive-By-Wire Operation of a Racing Motorcycle Engine* », IEEE Transactions on control system technology VOL.14 N°4 July 2006

[BEL-08] N. BELLEGARDE, P. DESSANTE, P. VIDAL, J-C. VANNIER, «Optimization of a Drive System and its epicyclic gearset» Intelligent Computer Techniques in Applied Electromagnetics book 07-2008

[BEN-04$_a$] H.BEN AHMED, B.MULTON, P-E. CAVAREC, « *Actionneurs électromagnétiques-Performances comparées* », Techniques de l'ingénieur article D3414, Mai 2004

[BEN-04$_b$] H.BEN AHMED, B.MULTON, P-E. CAVAREC, « *Actionneurs électromagnétiques-classification topologique* », Techniques de l'ingénieur article D3412, Février 2004

[BEN-05] H.BEN AHMED, B.MULTON, G.FELD, N.BERNARD, « *Machines synchrones, Principes généraux et structures* », Techniques de l'ingénieur article D3520, Août 2005

[BER-99$_a$] F. BERNOT, « *Machines à courant continu, Construction* », Techniques de l'ingénieur article D3556, Mai 1999

[BER-99$_b$] F. BERNOT, « *Machines à courant continu, Constitution et fonctionnement* », Techniques de l'ingénieur article D3555, Mai 1999

[BER-99$_c$] Y. BERTIN, « *Refroidissements de machines électriques tournantes* », Techniques de l'ingénieur article D3460, Mai 1999

[BIL-09] Y.BILAL, G. Le Sollieca, G.CORDEA, O.HAYATB, C.JABEURB,P-O. CALENDINI « *Low Pressure EGR Control for a Turbocharged Diesel HCCI Engine* », IEEE

3International Conference on Control Applications, Saint Petersburg, Russia, July 2009

[BOS-00] BOSCH GMBH, « *Mémento de Technologie Automobile* », 2ème Edition 2000, Dynamique des véhicules routiers, p338

[CHI-90] W-W. CHIANG « *Optimal DC motor design for constant voltage seek motion* », IEEE transactions on Energy Conversion Vol.5,N°1, March 1990

[CHU-07] T.CHUN, G-Y.HUR, K-J.CHOI, H-W. WOO, D-S. KANG, J-C. KIM « *Design of the aeroload simulator for the test of a small sized electro-mechanical actuator* », IEEE conference on Control, Automation and System, Seoul, Corée Oct 2007

[COL-04] Collectif Automatique EEI, « *Entraînements à vitesse variable* », Polycopié Supélec 2004

[DEM-94] M.DEMOULIN « *Transvasement gazeux dans les moteurs thermiques* », Technique de l'Ingénieur article B2600 août 1994

[ESP-99] C.ESPANET « *Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée, application au moteur roue* », *thèse soutenue le 20 janvier 1999 à l'Université de Franche-Comté*

[EUR-07] European Union Official Journal from European Parliament and Council of 20th June 2007: law (CE) n°715/2007

[FLA-93] L.FLAMAND « *Fatigue des surfaces* », Technique de l'Ingénieur article B5055 Février 1993

[FOG-99] A.FOGGIA « *Méthodes de calcul des inductances de fuites* », Technique de l'Ingénieur article D3440 Février 1999

[GEO-95] B.GEOFFROY « *Distribution à soupapes* », Technique de l'Ingénieur article B2805 Novembre 1995

[GOV-11] Le Grenelle Environnement-Les principales mesures du projet de loi en matière de lutte contre le changement climatique http://www.developpement-durable.gouv.fr

[GRA-91] M.GRATADOUR « *Application de la suralimentation au moteurs* », Technique de l'Ingénieur B2630 août 1991

[GUI-05] P.GUIBERT « *Modélisation du cycle moteur, Approche zérodimensionnelle* », Technique de l'Ingénieur article BM2510 Janvier 2005

[GUT-09] C.GUTFRIND, J-C.VANNIER, P.VIDAL, D.SADARNAC« *Définition d'actionneurs à débattement limité destinés à réguler le débit du comburant d'un moteur thermique* », Conférence Electrotechnique du futur EF2009 Septembre 2009

[GUT-10] C.GUTFRIND, X.JANNOT, J-C.VANNIER, P.VIDAL « *Analytical and FEM Magnetic optimization of a limited actuator for automotive application* », ICEM Conference Septembre 2010

[GUT-11$_a$] C.GUTFRIND, J-C.VANNIER, P.VIDAL, D.SADARNAC« *Définition d'actionneurs à débattement limité destinés à réguler le débit du comburant d'un moteur*

thermique », Revue EJEE, volume14 n°2-3/2011, p.331 à 361, Editée Juin 2011

[GUT-11$_b$] C.GUTFRIND, J-C.VANNIER, P.VIDAL, P.DESSANTE « *Analytical study of an optimized limited motion actuator used in engine combustive flow regulation* », ISEF Conference Septembre 2011

[GUT-11$_c$] C.GUTFRIND, J-C.VANNIER, P.VIDAL, D.SADARNAC« *Définition d'un ensemble motoréducteur à débattement limité pour piloter un obturateur de monteur à combustion interne* », Conférence Electrotechnique du futur EF2011 Décembre 2011

[HEN-02$_a$] G. HENRIOT, "Engrenages parallèles, Etude géométrique", Techniques de l'ingénieur article BM5620 (Juillet 2002)

[HEN-02$_b$] G. HENRIOT, "Engrenages : détermination des charges sur les dentures et calculs de résistance", Techniques de l'ingénieur article BM5623, (Octobre 2002)

[HEN-02$_c$] G. HENRIOT, « Engrenages parallèles, Dentures corrigées », Techniques de l'ingénieur article BM5621, Juillet 2002

[HEN-03] G. HENRIOT, "Engrenages : usinages, rendements. Trains planétaires", Techniques de l'ingénieur article BM5624, (Janvier 2003)

[HEN-08] C.HENAUX, B.NOGAREDE, J-F.ROUCHON « Actionneurs électromécaniques pour la robotique et le positionnement – Fondamentaux et structures de base », Techniques de l'ingénieur D5341, Novembre 2008

[ILE-06] D.ILES-KLUMPNER, I.SERBAN, M. RISTICEVIC, « *Automotive Electrical Actuation Technologies* », IEEE Proceeding. Vehicle Power and Propulsion Conference, (Septembre 2006).

[JAN-10] X.JANNOT, « *Modélisation et optimisation d'un ensemble convertisseur-machine. Application aux systèmes d'entraînement a haute vitesse* » Thèse soutenue en Décembre 2010 à Supélec

[JUF-96] M.JUFER « *Circuits magnétiques* », Technique de l'Ingénieur article D1050 Juin 1996

[KNE-01] J-Y K'NEVEZ, « *Cours de boîte de vitesses automobile* » 2001

[KER-11] D.A.KERR, « *The Canon USM Autofocus Drive System* » Janvier 2011

[KOW-99] T. KOWATARI, S. TOKUMOTO, T. USUI, « Optimization of an Electronic Throttle Control Actuator for gasoline Direct Injection Engines », SAE article 1999 01 0542

[LAL-07] A.LALLEMAND « *Convertisseurs thermomécaniques-cycles moteurs à gaz Beau de Rochas et Diesel* », Technique de l'Ingénieur article BE8052 Janvier 2007

[LAM-01] J.LAMORA « *Caractéristiques équivalentes d'inertie de mécanismes courants* », Technologie n°116 p34 Novembre-Décembre 2001

[LOU-04] J-P.LOUIS, B.MULTON, Y.BONNASSIEUX, M.LAVABRE « *Commande des machines à courant continu à vitesse variable* », Technique de l'Ingénieur article D3615 Février 2004

[MAK-06] Z.MAKNI, « Contribution au Développement d'un Outil d'Analyse Multiphysique pour la Conception et l'Optimisation d'Actionneurs Électromagnétiques » Thèse soutenue Décembre 2006 à l'Université Paris-Sud XI

[MEE-09] D.C.MEEKER, « *FEMM / Finite Element Method Magnetics* », Version 4.2, 2009. http://femm.foster-miller.net/wiki/HomePage

[MEY-09] A. MEYER, « *Filengrene* », Institut National des Sciences Appliquées de Rouen Janvier 2009 http://www.unit.eu/ori-oai-search/notice/view/unit-ori-wf-1-3609

[MUL-06] B.MULTON, Cours Moteurs Pas à pas, « *Structures électromagnétiques et alimentations* » Notes de cours agréagtions 2006

[NOG-96] B.NOGAREDE, « Moteurs piézoélectriques », Techniques de l'ingénieur article D3765, Juin 1996

[NOG-05] B.NOGAREDE, « Etude d'un actionneur piézoélectrique à onde progressive», Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes. Vol n°4 Hors-séries 2, EDP Sciences 2005

[NOG-08] B.NOGAREDE, C.HENAUX, J-F.ROUCHON, « *Actionneurs électromécaniques pour la robotique et le positionnement – Fondamentaux et structures de base* », Techniques de l'ingénieur article D5341, Novembre 2008

[NOG-09] B.NOGAREDE, C.HENAUX, J-F.ROUCHON, « *Actionneurs électromécaniques pour la robotique et le positionnement – Conception alimentation et commande* », Techniques de l'ingénieur article D5342, Fevrier 2009

[PAN-08] YAODONG PAN, ÜMIT ÖZGÜNER, « Variable-structure control of electronic throttle valve », IEEE Transactions on industrial electronics VOL.55 N°11 November 2008

[PAR-01] A.PAROIS « *Suralimentation des moteurs de véhicules par turbocompresseur* », Technique de l'Ingénieur article B2631 Juillet 2001

[PEI-04] D.PEINADO « *La prise en compte des pertes d'énergie dans une chaîne de transmission de puissance* », Technologie n°132 p27 Mai-Juin 2004

[PLU-91] J. PLUSQUELLEC, « *Vibration* », Technique de l'Ingénieur article A410 Février 1991

[REN-00] RENAULT, « *Manuel de réparation Moteur Diesel Injection Indirecte* » Décembre 2000

[RNU-88] Régie nationales des usines RENAULT, « *Manuel de réparation MR Boîte de vitesse NG* » 7711085690 décembre 1988

[ROM-07] N.ROMANI, « *Modélisation et commande du système d'alimentation en air pour le module de puissance d'un véhicule à pile à combustible avec reformeur embarqué* », Thèse soutenue Septembre 2007 à Supélec

[ROS-00] C.ROSSI, A.TILLI, A.TONIELLI, « *Robust Control of a Throttle Body for Drive by Wire Operation of Automotive Engines* », IEEE Transactions on control system technology

VOL.8 N°6 November 2000

[RTA-95] Revue technique automobile, « *Renault 25 Diesel* » Avril 1995

[TAI-01] P.TAILLARD C.TEIXIDO « *Guide de dimensionnement, les actionneurs rotatifs et linéaires* », Technologie n°111 p14 Janvier-Février 2001

[TEI-00] D.TEISSANDIER, cours construction mécanique STPI302 Transmissions par engrenages Polycopié Universié de Bordeaux 1 2000

[TEL-11] Actionneur automobile de précision http://wwwtelemaq.fr/html/portfolio.html

[THI-06] F.THIELEMANS, E.FILLIPO, « *Modelling of annular piezoelectric motors* » National Congress on Theoretical and Applied Mechanics, Mai 2006

[TRA-00] J.TRAPY « *Moteur à allumage commandé* », Technique de l'Ingénieur article BM2540 Octobre 2000

[SER-00] J.SERIN, J.SUTTER « *Robinetteries industrielles* », Technique de l'Ingénieur article BM6900 Avril 2000

[SKA-04] S.E. SKAAR, R. NILSSEN, «*Genetic Optimization of Electric Machines, a state of Art Study*», 2004

[SUP-11] SUPERMAGNETE.COM, article *« Pourquoi les prix des aimants Supermagnete en néodyme-fer-bore explosent-ils ? »*, site internet http://www.supermagnete.de/fre/faq/price

[VAN-01] J-C. VANNIER, « *Moteurs à courant continu et environnement* », Polycopié Supelec 06825/2001, (2001)

[VAN-07] J-C. VANNIER, « *Conversion électromécanique* », Polycopié Supelec 06826/2007, (2007)

[WAN-07] JUMIN WANG, « *Air fraction Estimation for multiple combustion mode diesel engines with dual-loop EGR systems* », 46th IEEE Conference on decision and control, New Orleans, USA, Dec12-14, 2007

[WON-01] J.Y. WONG, « *Theory of ground vehicle* », 3rd Edition 2001, Performance characteristics of Road vehicles, p203

[YAM-94] Y.YAMAGUCHI « *Frottement des plastiques* », Technique de l'Ingénieur article A3138 Février 1994

Annexes

ANNEXE A LE MOTEUR A COMBUSTION INTERNE DANS UN CONTEXTE SOCIETAL 201

A.1 Une conscience écologique *201*

A.2 La normalisation des rejets polluants *201*

A.3 Les propositions actuelles des constructeurs *202*

A.4 Les effets de la réglementation sur le renouvellement du parc *204*

ANNEXE B – ANALYSE DYNAMIQUE D'UN VEHICULE ET DE SON MOTEUR 205

B.1 Bilan des efforts résistants à l'avancement d'un véhicule *205*

B.2 Moteur thermique et transmission de puissance *208*

ANNEXE C – ENERGIE MAGNETIQUE ET CONVERSION ELECTROMECANIQUE 217

C.1 Energie magnétique dans un volume élémentaire du système *217*

C.2 Bilan énergétique et conversion électromécanique *218*

ANNEXE D – ETUDE DU COMPORTEMENT DYNAMIQUE DES ACTIONNEURS PAR LA MODELISATION NUMERIQUE 223

D.1 Modélisation du comportement dynamique des actionneurs *223*

D.2 Modélisation des butées *224*

D.3 Application au motoréducteur *225*

D.4 Application à l'actionneur à entraînement direct *227*

Annexe A – Le moteur à combustion interne dans un contexte sociétal

A.1 Une conscience écologique

Depuis plusieurs années, les recherches scientifiques sur le climat montrent une évolution notable de rejet de CO_2 depuis le 19^{e} siècle, début de l'industrialisation. Le CO_2 étant un gaz à effet de serre, une communauté de chercheurs démontre une corrélation entre le réchauffement climatique lié à cette hausse de taux de CO_2 dans l'atmosphère et les changements de climats qui impactent au plus près la population. (Pics de pollution répétés dans les centres urbains, sècheresses et restrictions de l'approvisionnement en eau, canicules successives, cyclones et autres phénomènes climatiques atypiques tel que Xynthia, Katrina, etc....)

L'automobile, objet culte du XXe siècle, est le mode de transport le plus utilisé chaque jour pour nous mouvoir, pour offrir une sensation de liberté ou pour exprimer une passion des belles mécaniques ! Au vu de l'augmentation du parc automobile français (1% par an durant la dernière décennie pour un parc de 37 millions de véhicule en 2010), européen et mondial, la réglementation environnementale s'est vu des plus renforcées pour réguler les rejets polluants.

A.2 La normalisation des rejets polluants

La norme *Euro V* a imposé une réduction de 80% de la masse maximale de particules émises par les moteurs Diesel, passant la limite de l'ancienne norme *Euro IV* de 25 à 5 mg/km. Cette norme actuelle a conduit à la généralisation des filtres à particules (*FAP*) pour réduire les émissions de particules en sortie d'échappement. De même, les rejets d'oxydes d'azote NO_x sont réduits en portant la limite à 80 mg/km. Cette évolution est atteinte en y intégrant des systèmes à fort recyclage de gaz d'échappement (*EGR*) et à des catalyseurs « *DeNOx* ».

L'influence de la norme *Euro V* sur le moteur Essence a été une réduction des émissions d'oxydes d'azote portant la limite à 60 mg/km, un maintien de la limite pour les hydrocarbures imbrûlés totaux (100 mg/km), et une nouvelle mesure sur les *HC* hors méthane (68 mg/km) , ainsi que les particules qui sont comptabilisés dans le cas d'un mode de combustion en stratifié, à 5 g/km. La future norme *Euro VI* n'apportera pas de contraintes supplémentaires sur ce moteur.

Actuellement, les normes *Euro* ne prennent pas en considération les hydrocarbures aromatiques polycycliques (HAP de type pyrolytique) qui font l'objet de recherches et le dioxyde de carbone (CO_2) considéré comme un gaz non polluant mais à effet de serre.

Le Tableau A-1 récapitule les normes sur les rejets polluants.

Tableau A-1 : Tableau récapitulatif des normes EURO I en 1993 à EURO VI prévue en 2014.

Moteur thermique	**Diesel**			**Essence**		
Norme européenne mg/km	**Euro 1**	**Euro 5**	**Euro 6**	**Euro1**	**Euro 5**	**Euro 6**
Oxydes d'azote (NO_X)	-	180	80	-	60	60
Monoxyde de carbone (CO)	2720	500	500	2720	1000	1000
Hydrocarbures (HC)	-	-	-	-	100	100
HC + NO_X	970	230	170	-	-	-
Particules (PM)	140	5	5	-	5*	5*
Hydrocarbures non méthanique (HCNM)	-	-	-	-	68	68

**Si fonctionnement du moteur en mode stratifié, ou régime « pauvre »*

Comme le souligne le comité des constructeurs de l'automobile français (*CCFA*) au forum ADEME de l'innovation tenu en juin 2010 : "Le secteur des transports automobiles doit faire face à plusieurs défis : réduire la pollution locale dans les zones urbaines ; décroître les émissions de gaz à effet de serre qui contribuent au réchauffement de la planète ; diminuer les consommations de carburant et diversifier les approvisionnements énergétiques ; atténuer les émissions sonores. Pour cela, il convient d'explorer de nouvelles solutions technologiques et de mettre en œuvre des alternatives au véhicule thermique conventionnel".

A.3 Les propositions actuelles des constructeurs

L'évolution croissante et continue des moteurs thermiques à combustion interne a permis de conserver ces technologies qui sont devenues difficilement remplaçables à court et moyen termes. Les améliorations technologiques apportées sur le moteur Diesel telles que l'utilisation de carburants sans soufre, des systèmes d'injections haute pression, des systèmes de dépollution font que les valeurs d'émissions de rejets polluants se rapprochent des valeurs fixées pour le moteur à Essence. En 2010, en choisissant des véhicules avec des rejets de moins de 110 g/km de CO_2, les constructeurs proposaient 28 véhicules à essence et hybride alors qu'en motorisation diesel, 62 véhicules en été pourvus. Les constructeurs n'ont pas fait évoluer les moteurs de la même manière et le moteur Diesel se prête mieux à répondre aux normes anti-pollution. Même si ces motorisations sont plus chères à l'achat, la plus faible consommation et le prix du carburant ainsi que l'agrément de conduite a fait qu'en 2009, 70% des véhicules vendus étaient à motorisation Diesel.

Pour les moteurs à allumage commandé, grâce à la solution du downsizing, à l'injection directe et à des boîtes de vitesses mieux étagées, les constructeurs devraient contenter leurs clients en termes de puissance et limiter la consommation et les rejets de CO_2. Avec les nouvelles normes *Euro*, elles devraient inciter les constructeurs à considérer le moteur à essence avec un regard neuf dont les progrès ont été moins rapides que ceux du moteur Diesel.

Pour répondre à la demande des clients et des pouvoirs politiques, les constructeurs retiennent deux autres voies alternatives telles que celle d'une motorisation hybride qui consiste à associer un moteur thermique conventionnel à un moteur électrique couplé à une batterie et celle d'une propulsion tout électrique avec une ressource électrique stockée dans des batteries ou produite à bord du véhicule via une pile à combustible.

Les contraintes énergétiques poussent les constructeurs automobiles à réfléchir aux différentes technologies envisageables face au contexte sociopolitique et économique. Les enquêtes réalisées auprès des consommateurs par les organismes tels que l'ADEME, l'IFFSTAR, etc… mettent en avant quatre tendances fortes et contradictoires pour la demande future d'automobiles : la voiture low-cost, le haut de gamme, le véhicule multi-usage et la voiture "économe et propre", cette dernière étant perçue comme l'axe prioritaire pour les années à venir.

À partir d'un comparatif de technologies de motorisation comme le montre le Tableau A-2, il est difficile de faire émerger une propulsion idéale sachant que chacune d'entre elle possède ses avantages et ses inconvénients.

Tableau A-2 : Tableau comparatif des technologies de propulsion [ROM-07]

Technologies de motorisation	Avantages	Inconvénients	Évolutions attendues
Allumage commandé : Essence	Basses émissions de polluants Coût modéré	Émissions de CO2 et de particules si mode de fonctionnement en stratifié	Combler le retard par rapport au Diesel
Allumage par compression : Diesel	Technologie avancée Très bon rendement	Post traitements des émissions de polluants NOx et de particules	Mêmes émissions de polluants que l'essence
Moteur Electrique	Pas d'émission Faible bruit Couple à bas régime	Coût Autonomie réduite	Progrès dans le domaine des batteries
Hybride	Émissions réduites Association thermique-électrique	Coût	Déclinaisons Diesel Production grande série
Pile à combustible	Rendement théorique élevé Pas d'émission, faible bruit	Disponibilité de l'hydrogène Stockage de l'hydrogène	Adapter son utilisation dans l'environnement de la circulation

Les principaux inconvénients du véhicule tout électrique sont les possibilités de recharger les batteries du véhicule et d'avoir une autonomie aussi confortable qu'un véhicule à moteur thermique. La pile à combustible serait une solution intéressante mais difficile à faire émerger à l'état actuel (transport d'hydrogène à bord, encombrement de la technologie, coût…). Afin d'optimiser au mieux le fonctionnement du moteur électrique, les constructeurs ont pris le risque nécessaire de concevoir le véhicule dédié essentiellement à cette propulsion comme par exemple la Renault « *Zoé* », la Peugeot « *ION* », la « *MIA* » de Heuliez, la « *Tesla Roadster* » de Tesla Motor...

A.4 Les effets de la réglementation sur le renouvellement du parc

Les transports routiers contribuent pour 30% aux émissions de gaz à effet de serre, et cette quantité de CO_2 rejetée dans l'atmosphère continue de croître en fonction du nombre croissant de véhicules. Depuis une décennie le rythme s'est ralenti par la vente de véhicule moins polluants, et s'est nettement infléchie lors de l'instauration de la première mesure du Grenelle de l'Environnement qui fut l'instauration du système bonus/malus écologique, comme le montre la Figure A-1 et la Figure A-2 issues du rapport [ADE-10].

Ce principe a contribué à soutenir le marché de l'automobile en 2009 et à vendre des véhicules particuliers tendant vers des modèles plus économes en carburants et moins émetteurs de CO_2.

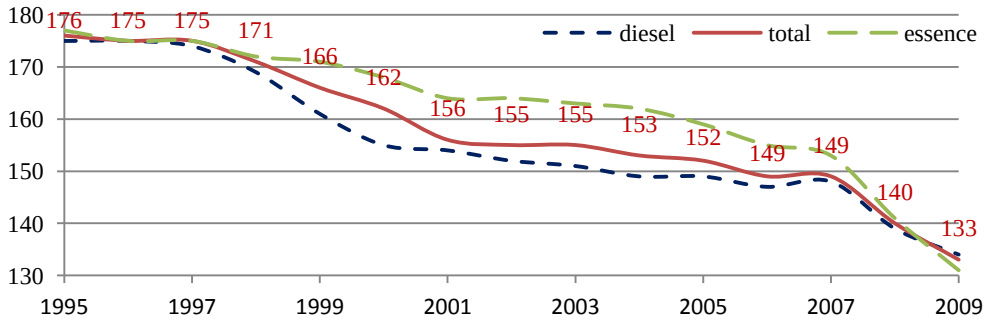


Figure A-1 : Production de CO2 kg/km des véhicules vendus [ADE-10]

La production du CO_2 étant liée à la consommation du véhicule, il "suffit" de consommer moins de carburant pour produire moins de CO_2. Ainsi la France a pu atteindre l'émission moyenne de 133 kg/km en 2009 en prenant compte tous les véhicules vendus.

La Figure A-2 montre les évolutions de la consommation de carburant pour les moteurs Diesel et Essence des véhicules neufs vendus. Une diminution régulière et plus forte est observée pour les moteurs Essence qui peut être liée à la diminution de la cylindrée des moteurs.

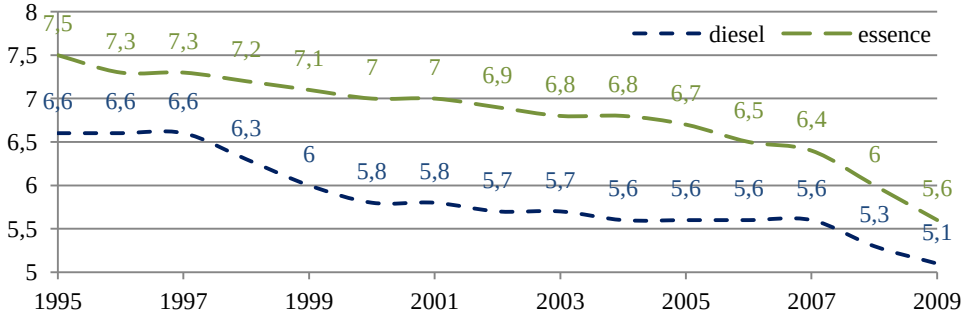


Figure A-2 : Consommation moyenne l/100km des véhicules vendus [ADE-10]

Annexe B – Analyse dynamique d'un véhicule et de son moteur

L'objectif est d'estimer un profil de mission d'un actionneur de vanne *EGR* lors d'un fonctionnement du moteur subissant un cycle de roulage normalisé européen *NEDC* du véhicule tel qu'il est présenté sur la Figure B-3. Le profil de mission correspond à un ensemble de consigne de position de l'obturateur en fonction d'une charge par rapport à un temps de simulation.

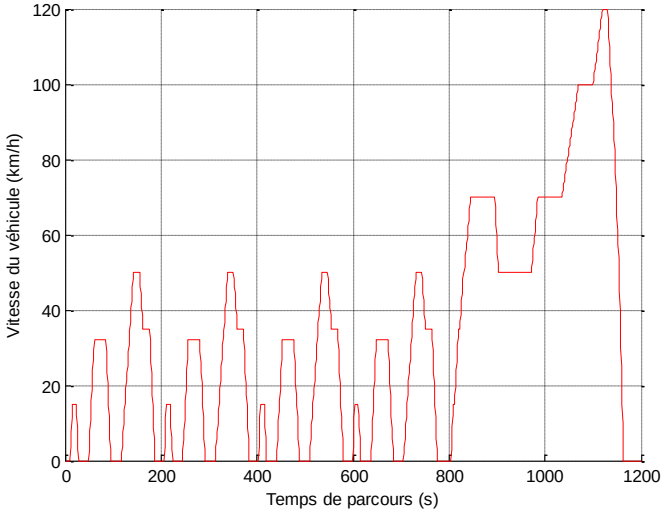


Figure B-3 : Cycle de roulage européen normalisé NEDC

Dans la suite des paragraphes, un modèle analytique du véhicule confronté à des efforts résistifs à l'avancement est proposé. Le modèle numérique du comportement du véhicule sera réalisé pour tenter d'établir un profil de couple du moteur thermique répondant à la sollicitation du cycle normalisé.

B.1 Bilan des efforts résistants à l'avancement d'un véhicule

Le véhicule choisi est une berline routière de 5 places. Pour déplacer le véhicule, le moteur thermique doit fournir un effort de traction à la jante F_j s'opposant à la somme des efforts résistants à son avancement. D'après [BOS-00] et [KNE-01], ces efforts sont :

- dû à la pente à gravir en ligne droite F_{r_mg},
- dû au coefficient de roulement F_{r_av} et F_{r_ar},
- dû au coefficient de pénétration dans l'air F_{r_air}.

L'effort à la jante F_j doit équilibrer les efforts résistants et assurer la dynamique du véhicule. β est l'angle de frottement pneu sur chaussée qui ne doit pas dépasser une certaine valeur pour

éviter le patinage. La Figure B-4 schématise ces efforts sur le véhicule

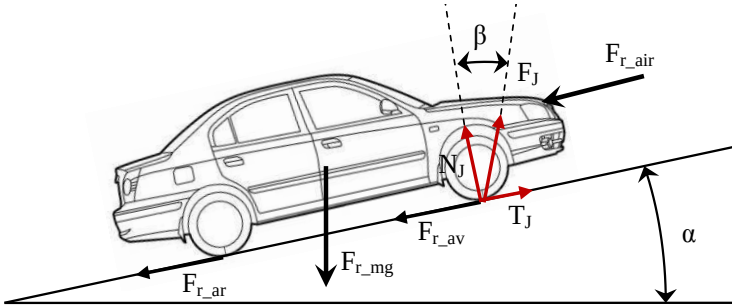


Figure B-4 : Situation des efforts résistifs et moteur à la jante

B.1.1 Effort résistant dû à la pente à gravir

Le véhicule de masse M_{tot} subit un effort résistif dû à son propre poids si la route a une inclinaison α. L'effort résistifs dû à la pente s'écrit :

$$F_{r-mg} = M_{tot} \cdot g \cdot \sin\alpha \tag{0.1}$$

La pente s'exprime en pourcentage et est déduite en degré par :

$$\alpha = a\tan\left(\frac{pente_{\%}}{100}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \tag{0.2}$$

Pour une pente de 100%, sur une distance de 100 mètres, le véhicule aura gravi une hauteur de 100 mètres, l'angle est de 45°.

B.1.2 Effort résistant de roulement

L'effort de frottement des roues sur le sol provient de la déformation locale du pneumatique. Cette déformation, dépendant de la pression d'air dans le pneu, engendre une surface de contact roue/sol plus ou moins importante. Selon [KNE-01], il existe plusieurs relations comme celles d'Andreau, de Kamm ou de Wong, la relation de Hoerner est retenue. À partir de mesures issues d'un contrôle technique de la berline choisie, les efforts de roulement sont détaillés à chaque train roulant en considérant la masse du train roulant avant M_{av} et la pression des pneus p_{av} conseillée par le constructeur. L'effort de roulement des roues avant s'exprime :

$$F_{r-av} = M_{av} \cdot g \cdot \left(0.005 + \frac{0.01055}{p_{av}} + \frac{9.53e^{-7}}{p_{av}} \cdot V_{veh}^2\right) \tag{0.3}$$

Puis de même pour la masse du train roulant arrière M_{ar} avec la pression des pneus p_{ar} tel que :

$$F_{r-ar} = M_{ar} \cdot g \cdot \left(0.005 + \frac{0.01055}{p_{ar}} + \frac{9.53e^{-7}}{p_{ar}} \cdot V_{veh}^2\right) \tag{0.4}$$

Avec V_{veh} la vitesse du véhicule en km/h.

B.1.3 Effort dû à la pénétration dans l'air

L'effort résistif de pénétration dans l'air correspond à l'effort que la pression de l'air de masse volumique ρ_{air} applique sur l'aire frontale S_f du véhicule. La vitesse du vent V_{air} et la vitesse du véhicule V_{veh} s'oppose à son mouvement. Le coefficient de pénétration dans l'air C_x ou de trainée dépend de la forme de la carrosserie et se détermine expérimentalement.

$$F_{r_air} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot C_x \cdot S_f \cdot \left(V_{air} + V_{veh}\right)^2 \tag{0.5}$$

B.1.4 Bilan des efforts ramenés à la roue

Tous ces efforts s'appliquent sur le véhicule et sont ramenés à la roue :

$$F_{r_tot} = F_{r_mg} + F_{r_av} + F_{r_ar} + F_{r_air} \tag{0.6}$$

Le rayon de la roue R_{roue} s'écrit en fonction du diamètre de la jante D_j, de la largeur L_{pneu} et la hauteur du pneu h_{pneu} tel que :

$$R_{roue} = \frac{1}{2} \cdot \left(25.4 \cdot D_j \cdot +2 \cdot L_{pneu} \cdot \frac{h_{pneu}}{100} \right) \cdot 10^{-3} \tag{0.7}$$

En termes de puissance, la puissance résistive appliquée sur le véhicule P_{r_tot} s'exprime en fonction du rayon de la roue R_{roue} et de sa vitesse de rotation ω_{roue} tel q :

$$P_{r_tot} = \left(F_{r_mg} + F_{r_av} + F_{r_ar} + F_{r_air}\right) \cdot \omega_{roue} \cdot R_{roue} \tag{0.8}$$

D'après [RTA-95], le Tableau B-3 présente quelques caractéristiques du véhicule.

Tableau B-3 : Tableau de données du véhicule modélisé

Désignation	Paramètre	Unité	Valeur
Masse totale	M_{tot}	kg	1558
Masse du train avant	M_{av}	kg	970
Masse du train arrière	M_{ar}	kg	588
Pression pneu avant	p_{av}	bar	2,2
Pression pneu arrière	p_{ar}	bar	2,3
Surface frontale	S_f	m²	2,06
Coefficient de trainée	C_x	-	0,33
Masse volumique air	ρ_{air}	kg/m^3	1,2
Largeur du pneu	L_{pneu}	mm	195
Hauteur du pneu	h_{pneu}	%	60
Diamètre de la jante	D_J	pouce	15

Avec l'exemple d'une pente de 5%, l'évolution de l'effort résistif à la roue est présentée sur la Figure B-5.

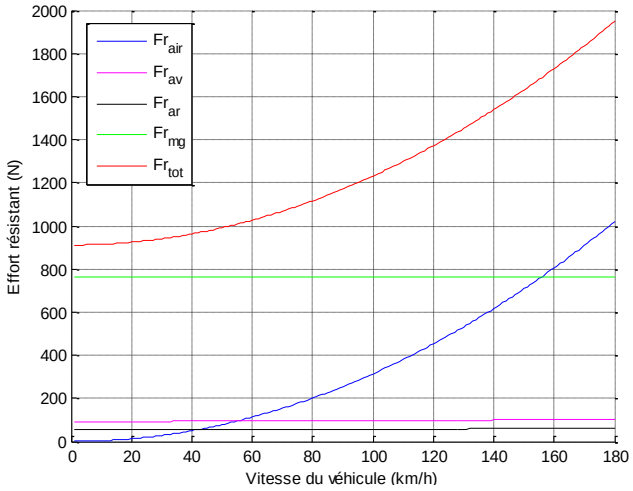


Figure B-5 : Effort résistant à la roue du véhicule

La puissance fournie à la jante P_{mj} dépend de la vitesse de rotation du moteur ω_m et du couple moteur C_m transmis par le rapport R_t et le rendement totale η_{tot} de la transmission entre le moteur et la roue tel que la puissance P_{mj} s'exprime par :

$$P_{mj} = \eta_{tot} \cdot \frac{C_m}{R_t} \cdot \omega_m \cdot R_t \tag{0.9}$$

La puissance fournie à la jante doit être égale à la puissance résistive appliquée à la roue. Connaissant la masse du véhicule et si la condition de non patinage des roues motrices est respectée, d'après [WON-01], le comportement du véhicule de masse M_{tot} peut être étudié à partir du calcul de l'accélération du véhicule qui s'équilibre par la différence de la force motrice à la jante et les forces résistives tel que :

$$M_{tot} \cdot \frac{dV_{veh}}{dt} = F_{mj} - F_{r_tot} \tag{0.10}$$

B.2 Moteur thermique et transmission de puissance

Le moteur utilisé est un moteur Diesel à injection indirecte à préchambre Ricardo d'une cylindrée de 2068 cm^3. Comme tout moteur thermique, il se définit par une courbe de couple C_m et de puissance effective P_e en fonction de sa vitesse de rotation ω_m.

La puissance effective est le produit du couple sur l'arbre moteur et de la vitesse de rotation du moteur. Le couple résulte dans un premier temps de la transformation de l'énergie du carburant en travail de forces de pression sur le piston dans le cylindre.

Dans un second temps, ces forces de pression sont transformées en travail mécanique sur le vilebrequin. Ce travail mécanique doit vaincre les pertes par frottements pistons /segments/cylindres, des pertes des éléments auxiliaires (pompes, alternateur, …), des frottements des éléments de distribution (cames, paliers), et des paliers de l'attelage mobile (paliers

vilebrequin, axe piston /bielle) et enfin répondre au besoin du conducteur.

Cette puissance effective P_e est déterminée à partir de la courbe de couple C_m et de la vitesse de rotation du moteur ω_m :

$$P_e = C_m \cdot \omega_m \cdot \frac{\pi}{30} \tag{0.11}$$

Avec [REN-00], la Figure B-6 représente le couple moteur et la Figure B-7 représente sa puissance effective.

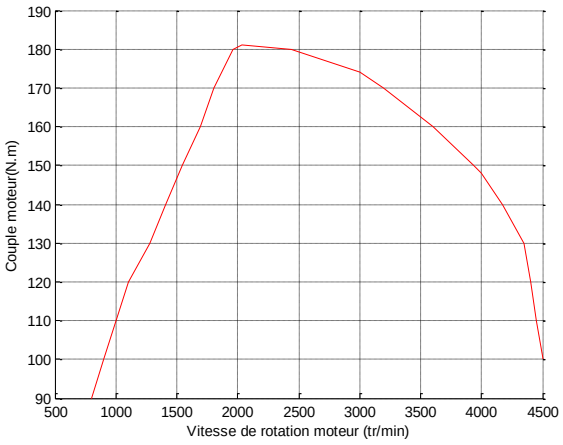


Figure B-6 : Courbe de couple moteur

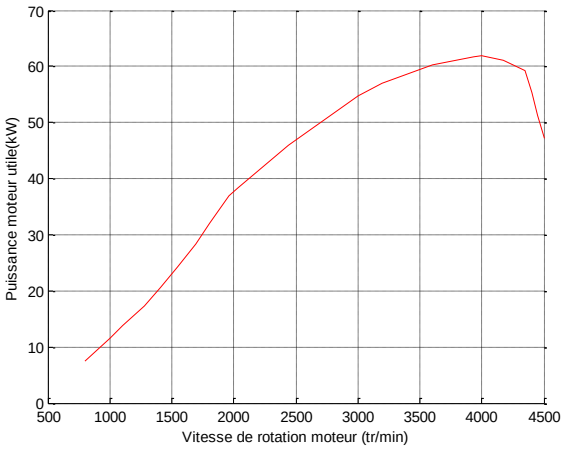


Figure B-7 : Courbe de puissance effective

B.2.1 Définition de la chaine cinématique

La boîte de vitesse transmet le couple moteur à la roue pour vaincre le couple résistif et finalement adapter la vitesse du véhicule. L'organigramme de la Figure B-8 schématise une chaîne cinématique de la sortie de l'arbre moteur jusqu'au contact de la roue sur le sol, en considérant les rendements à chaque composant.

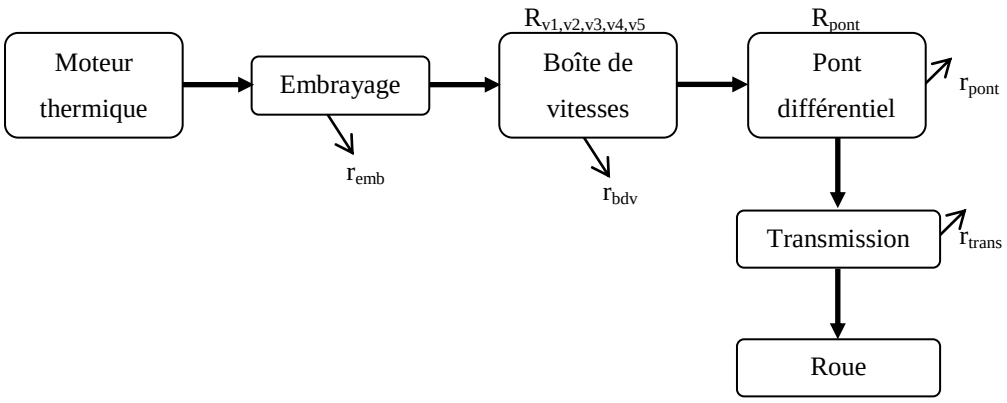


Figure B-8 : Schéma de la chaine cinématique de la transmission de puissance

D'après [RNU-88], [RTA-95], le Tableau B-4 présente quelques données sur la boîte de vitesse. Les rendements sont estimés.

Tableau B-4 : Tableau de valeurs définissant la boîte de vitesses

Désignations	Paramètres	Unité	Valeurs
Rapport de boîte 1ère vitesse	R_{v1}	-	11/45
Rapport de boîte 2e vitesse	R_{v2}	-	17/37
Rapport de boîte 3e vitesse	R_{v3}	-	22/31
Rapport de boîte 4e vitesse	R_{v4}	-	34/33
Rapport de boîte 5e vitesse	R_{v5}	-	37/29
Rapport de pont différentiel	R_{pont}	-	9/32
Rendement embrayage (en prise)	r_{enb}	-	0,99
Rendement de boîte de vitesse	r_{bdv}	-	0,98
Rendement de pont	r_{pont}	-	0,97
Rendement de transmission	r_{trans}	-	0,995

La Figure B-9 représente l'évolution de la vitesse de rotation du moteur en fonction de la vitesse du véhicule et du rapport de boîte choisi.

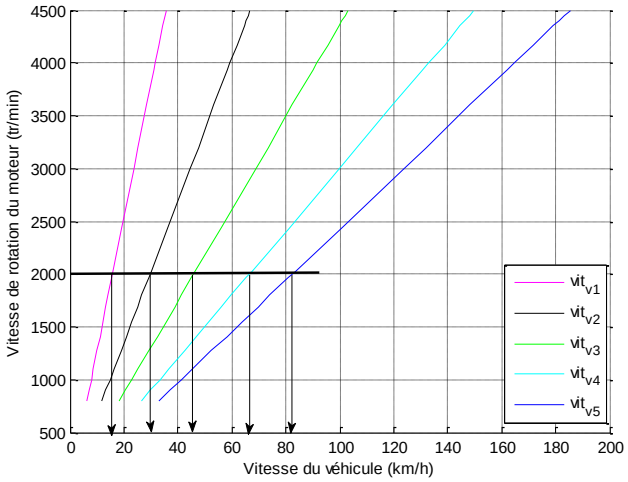


Figure B-9 : Évolution de la vitesse de rotation du moteur en fonction des rapports de boîte du véhicule

Si le passage des vitesses se réalise lorsque le moteur atteint le régime de 2000 tr/min, la vitesse de 16 km/h est atteinte lors du premier passage de vitesse entre la première et la seconde, 30 km/h pour le second passage ; 46 km/h pour le troisième passage et 66 km/h pour le dernier passage, pour rouler à 83 km/h en 5ième.

Connaissant l'évolution des efforts résistants et le couple moteur, la Figure B-10 montre la réserve de couple disponible à la roue suivant les différentes valeurs de pentes de 0 à 25 % par rapport au rapport de boîte choisi.

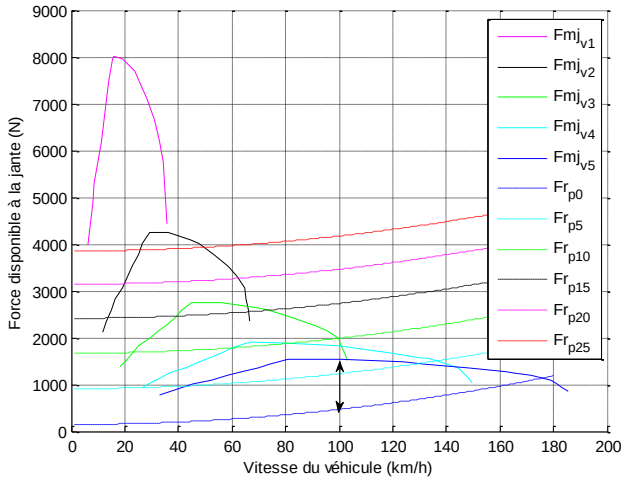


Figure B-10 : Évolution de l'effort et du couple disponible à la jante par rapport aux efforts résistifs à différentes pentes

La flèche sur la Figure B-10 montre la réserve d'effort disponible à 100 km/h en 5^{ième} pour une pente nulle.

La Figure B-11 présente l'évolution de la puissance en fonction de la vitesse du véhicule. Le véhicule atteint sa vitesse maximale à 176 km/h au rapport de 5ème.

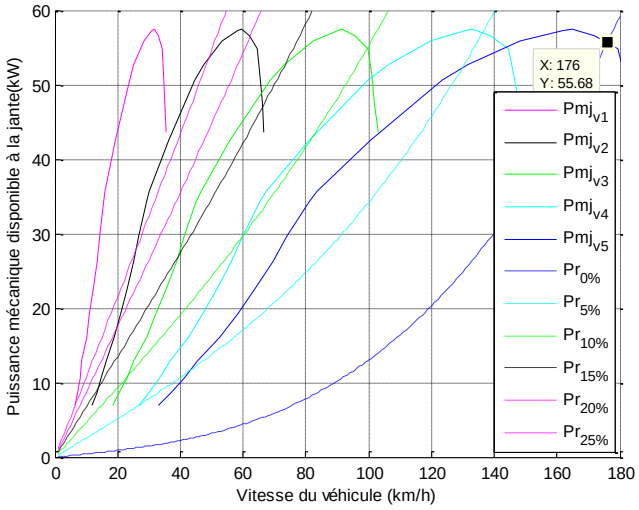


Figure B-11 : Évolution de la puissance disponible à la jante en fonction de la vitesse du véhicule

Avec cette démarche analytique calculant les efforts résistants et l'effort moteur à la roue, la modélisation numérique du comportement du véhicule peut être réalisée. Il s'agit désormais de sélectionner le couple moteur avec le rapport de vitesse pour respecter la consigne de vitesse du véhicule issue du cycle de roulage *NEDC*. Pour les travaux futurs, une régulation doit être étudiée et mise en place.

La partie suivante propose une méthode de calcul du besoin d'air frais du moteur en fonction de la consommation de carburant. L'hypothèse serait que l'air frais non nécessaire à la combustion puisse être remplacé par des gaz *EGR*. Il faut calculer le débit massique que peut absorber le cylindre d'un moteur.

B.2.2 Estimation de la consommation d'air au moteur

Nous prenons l'hypothèse que le cylindre d'un moteur diesel se remplit totalement d'air frais et que la combustion du mélange à proportion stœchiométrique se compose de 14,1 g d'air frais de masse pour 1 g de carburant. À partir [GUI-05], connaissant le couple moteur et deux points de consommation de carburant à 90 km/h et 120 km/h, la consommation spécifique effective *CSE* permet de calculer la masse d'air frais nécessaire.

Le pouvoir calorifique *PCI* est défini comme étant l'énergie contenue dans 1 kg du carburant. Le supercarburant a un *PCI* massique de l'ordre de 42690 kJ/kg et un *PCI* volumique 32000 kJ/L, et le gazole respectivement 42600 kJ/kg et 35570 kJ/L avec une masse volumique de 0,835 kg/L à température ambiante.

Connaissant le *PCI* massique du carburant, la puissance contenue dans le carburant P_{car} se calcule à partir du débit de carburant total consommé Q_{car} par le moteur en kg/s par :

$$P_{car} = PCI \cdot Q_{car} \tag{0.12}$$

Le rendement global η_g est l'efficacité de la conversion de la puissance du combustible P_{car}, en travail mécanique P_e récupéré à la sortie de l'arbre moteur. Le rendement s'exprime par :

$$\eta_g = \frac{P_{car}}{P_e} \tag{0.13}$$

Afin de calculer le rendement de la conversion énergétique, la consommation spécifique effective est calculée à partir du rapport de la consommation de carburant Q_{car} par la puissance effective P_e pour un point de fonctionnement donné (régime et charge fixé). Elle s'exprime en g/kWh :

$$CSE = \frac{Q_{car}}{P_e} = \frac{1}{\eta_g \cdot PCI} \tag{0.14}$$

N'ayant que deux points de fonctionnement, l'un à 90 km/h et l'autre à 120 km/h, le Tableau B-5 présente des résultats avec 17 g d'air pour 1 g de carburant.

Tableau B-5 : Tableau de valeurs de consommation

Désignations	Paramètres	Unité	90 km/h	120km/h
Consommation carburant	$C_{s\text{-}car}$	L/100km	5,90	6,90
Débit volumique de carburant	$Q_{L\text{-}car}$	L/s	0,0013	0,0023
Débit massique de carburant	$Q_{m\text{-}car}$	gr/s	1,1	1,9
Débit massique d'air frais	$Q_{m\text{-}air}$	kg/s	18	32
Débit volumique d'air frais	$Q_{L\text{-}air}$	L/s	13,28	23,50
Vitesse de rotation du moteur	V_m	tr/min	2024	2700
Puissance effective	P_e	kW	38,36	50,30
Puissance spécifique	P_{cs}	kW/L	18,54	24,3
Consommation spécifique effective	CSE	g/kWh	102	137
Consommation spécifique d'air	CSA	kg/kWh	1,73	2,33
Rendement global	η_g	-	0,83	0,61
Puissance totale	P_{tot}	kW	46,51	82,30

Les valeurs calculées des *CSE* sont comparées à d'autres motorisations. Le Tableau B-6 montre également que plus un moteur tourne lentement, meilleur est son rendement.

Tableau B-6 : Tableau comparatif de CSE de moteur

	Rendement	Consommation spécifique CSE	Puissance spécifique
Moteur marin moteur100tr/min	53%	160gr/kWh	3,2kW/L
Véhicule utilitaire moteur 2000tr/min	45%	188gr/kWh	30kW/L
Véhicule particulier moteur 4000tr/min	<43%	>200gr/kWh	50kW/L

B.2.3 Mouvement d'une bielle-manivelle

Le piston d'un moteur à combustion interne effectue un mouvement alternatif par un système classique bielle-manivelle. Le piston a un déplacement linéaire en fonction d'un mouvement circulaire d'une manivelle (vilebrequin) d'un angle de rotation θ. Le rapport $\lambda = L_b / R_m$ définit le rapport de la longueur de la bielle sur le rayon de la manivelle R_m. La position entre le piston et la position de référence qui s'appelle le Point Mort Haut *PMH* se définit par :

$$d(\theta) = R_m\left(1+\lambda-\cos\theta-\sqrt{\lambda^2-\sin^2\theta}\right) \tag{0.15}$$

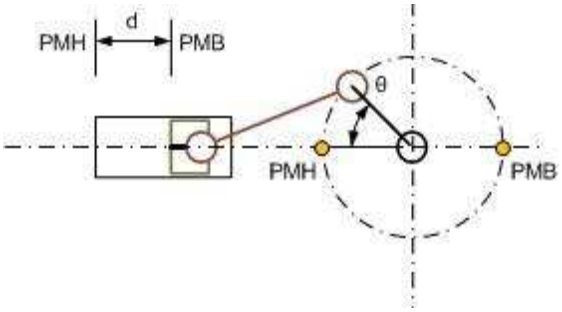


Figure B-12 : Système bielle-manivelle

Le Tableau B-7 fourni les données géométriques du vilebrequin, des bielles et des pistons du moteur présenté sur la Figure B-13.

Tableau B-7 : Tableau de valeurs géométriques de la bielle manivelle

Géométrie bielle manivelle	mm
Rayon de manivelle	44,5
Longueur de bielle	178
Course	89
Alésage du cylindre	86

Figure B-13 : Vilebrequin du moteur considéré

Le calcul suivant suppose un air sec ayant une masse volumique soumise à une température de 60°C et une pression de suralimentation de 1,2 bar en utilisant la loi des gaz parfaits :

$$\rho_{air} = \frac{p}{R_{air} \cdot T} \tag{0.16}$$

La constante spécifique de l'air sec R_{air} est égale à 287,05 J/(kg.°K).

Connaissant le déplacement et la géométrie du piston, la Figure B-14 et la Figure B-15 présentent le volume d'air balayé dans le cylindre en fonction de la vitesse de rotation du moteur. Sur la Figure B-14, le cylindre absorbe un débit massique maximal de 65 g/s et un débit moyen de 41 g/s à la vitesse de rotation de 2000 tr/min correspondant à la vitesse du véhicule de 90 km/h. Le calcul à partir du *CSE* détermine un débit moyen de 18 g/s.

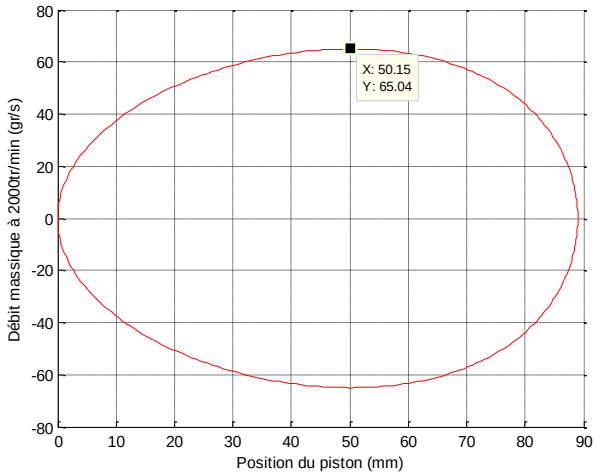


Figure B-14 : Débit d'air absorbé en g/s suivant la position du piston dans le cylindre, à la vitesse de rotation du moteur de 2000 tr/min correspondant à la vitesse du véhicule de 90 km/h

Sur la Figure B-15, le débit maximal est de 87 g/s pour un débit moyen de 55 g/s. À la vitesse de rotation de 2700 tr/min correspondant à la vitesse du véhicule de 120 km/h. Le calcul à partir du calcul du *CSE* fourni la valeur de 32 g/s.

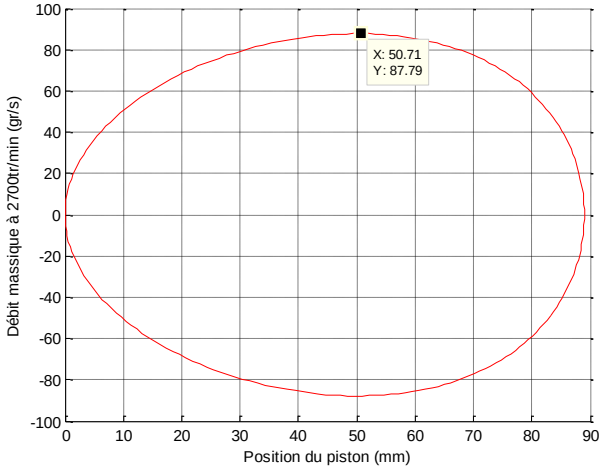


Figure B-15 : Débit d'air absorbé en g/s suivant la position du piston dans le cylindre, à la vitesse de rotation de 2700 tr/min correspondant à la vitesse du véhicule de 120 km/h

Sans considérer l'effet des ouvertures et fermetures des soupapes, ces écarts vérifient que ce moteur peut absorber un débit massique supérieur à celui nécessaire à la combustion du carburant. Pour parfaire l'étude, d'autres points de consommation de carburant en fonction du couple fourni seraient utile pour définir la courbe de consommation spécifique effective du carburant et de l'air avec l'influence de la suralimentation et de la cinématique des soupapes.

Annexe C – Energie magnétique et conversion électromécanique

C.1 Energie magnétique dans un volume élémentaire du système

Soit une structure magnétique de section *S* et de longueur *l* comme elle est présentée sur la Figure C-16. Le flux magnétique φ est obtenu par le produit de l'induction magnétique *B* et la section du circuit *S*, puis la force magnétomotrice *ni* par le champ magnétique *H* et la longueur du circuit *l*.

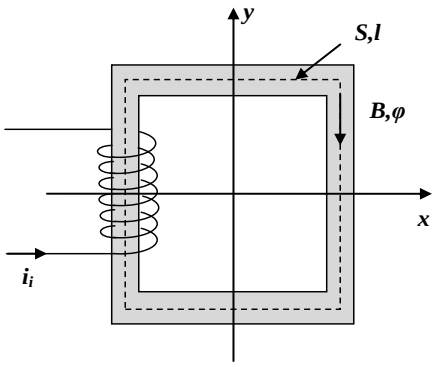


Figure C-16 : Définition d'un circuit magnétique

L'énergie magnétique stockée dans le volume *S.l* s'écrit à partir de la puissance reçue :

$$W_{mag} = \int_0^{\varphi_i} n \cdot i \cdot d\varphi_i = \int_0^{\varphi_i} H \cdot l \cdot S \cdot dB = S \cdot l \int_0^{\varphi_i} H \cdot dB \qquad (0.17)$$

L'énergie magnétique est donc fonction du volume du circuit. La Figure C-17 présente graphiquement l'évolution de l'énergie magnétique stockée pour un flux φ_i donné et un courant ni_i donné.

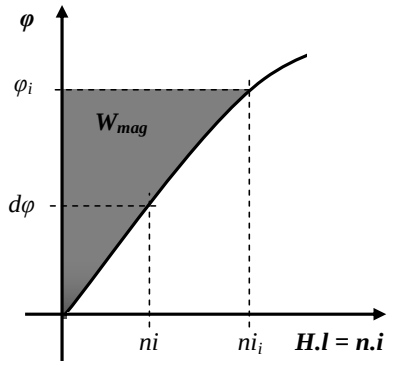


Figure C-17 : Définition de l'énergie magnétique stockée dans le circuit

La Figure C-18 présente un élément isolé de volume *dv* de perméabilité magnétique constante μ, avec *H* le champ magnétique local et *B* l'induction dans le volume *dv*

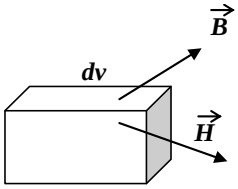


Figure C-18 : Définition d'un élément de volume soumis à une énergie magnétique

L'équation établie précédemment montre que ce volume *dv* stocke une énergie magnétique *dw* telle que :

$$dw = \left(\int_0^{B_m} H \cdot dB\right) dv \tag{0.18}$$

La Figure C-19 présente graphiquement le plan *B(H)*. La densité d'énergie dans le matériau considéré correspond à l'aire grisée. Lorsque le matériau est soumis à une excitation H_m, le champ magnétique a pour valeur B_m.

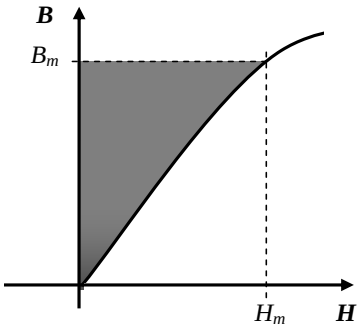


Figure C-19 : Densité d'énergie magnétique dans un volume dv

Lorsque le champ et l'induction magnétique sont proportionnels entre eux par la perméabilité, la densité d'énergie s'écrit :

$$\int_0^B H.dB = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H = \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot H^2 = \frac{1}{2 \cdot \mu} \cdot B^2 \tag{0.19}$$

La densité volumique d'énergie s'exprime en J/m^3.

C.2 Bilan énergétique et conversion électromécanique

La machine à courant continu est un système électromagnétique susceptible de se déformer et capable d'échanger de l'énergie de la forme électrique par un bobinage *i* contenant au moins une spire sous la forme mécanique par un axe de rotation. La Figure C-20 présente ce système pouvant transformer de l'énergie électrique par un bobinage en énergie mécanique par un axe tournant.

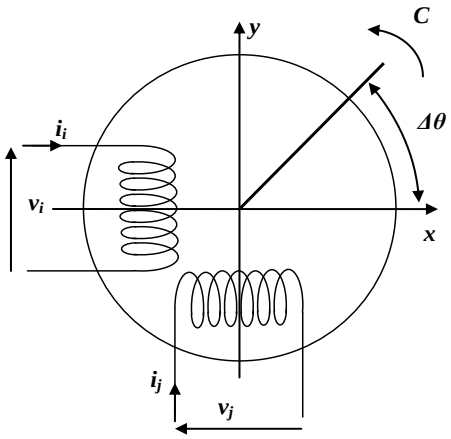


Figure C-20 : Schéma général d'un système électromécanique

L'énergie totale du système est la somme de son énergie interne et l'énergie externe échangée avec l'extérieur. La puissance électrique est fournie au système pendant un temps *dt*. Cette énergie électrique s'exprime à partir de la loi de la tension induite au borne de la bobine *i* :

$$dW_{elec} = \sum_{1}^{k} u_i \cdot i_i \cdot dt = \sum_{1}^{k} \left(\frac{d\Phi_i}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + r_i \cdot i_i \right) \cdot i_i \cdot dt \tag{0.20}$$

Nous obtenons :

$$dW_{elec} = \sum_{1}^{k} \frac{d\Phi_i}{d\theta} \cdot i_i \cdot d\theta + \sum_{1}^{k} r_i \cdot i_i^2 \cdot dt \tag{0.21}$$

Une partie de l'énergie électrique est convertie en énergie calorifique par effet Joule. Elle s'exprime par :

$$dW_{th} = \sum_{1}^{k} r_i \cdot i_i^2 \cdot dt \tag{0.22}$$

Ainsi, la quantité $id\Phi$ convertit une partie de l'énergie électrique dW_{elec} en énergie mécanique dW_{mec}, et en énergie magnétique dW_{mag}.

$$\sum_{1}^{k} i_i \cdot d\Phi_i = dW_{mag} + dW_{mec} \tag{0.23}$$

Le principe de conservation de l'énergie permet d'écrire le bilan énergétique du système tel que :

$$dW_{elec} = dW_{mec} + dW_{th} + dW_{mag} \tag{0.24}$$

C.2.1 Calcul de l'énergie magnétique dans un système au repos ou indéformable

Dans le cas d'un système où les paramètres géométriques sont figés, un système indéformable fournit un travail mécanique nul. Dans ces conditions, une partie de l'énergie électrique reçue est stockée sous forme magnétique. Le bilan énergétique permet d'écrire :

$$dW_{mag} = \cdot \sum_{1}^{k} i_i \cdot d\Phi_i \tag{0.25}$$

Avec un système dans un état déterminé par les positions et les flux, l'énergie magnétique est obtenue par intégration à position fixée :

$$W_{mag} = \cdot \sum_{1}^{k} \int_{0}^{\Phi_i} i_i \cdot d\Phi_i \tag{0.26}$$

La représentation graphique de l'énergie magnétique est schématisée sur l'aire grisée de la Figure C-21.

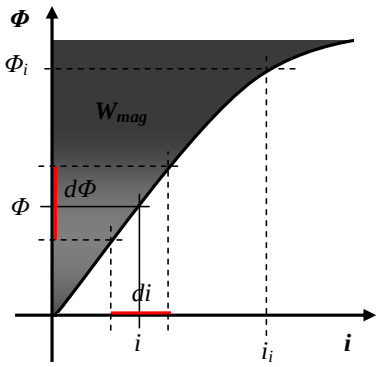


Figure C-21 : Représentation de l'énergie magnétique d'un système déformable

Dans le rectangle $\Phi_i.i_i$ de la , nous pouvons écrire :

$$d\left(\sum \Phi_i \cdot i_i\right) = \cdot \sum_{1}^{k} \Phi \cdot di_i + \sum_{1}^{k} i_i \cdot d\Phi_i \tag{0.27}$$

Dans le cas d'un système linéaire, comme la Figure C-22, la variation de l'énergie magnétique peut s'écrire :

$$dW_{mag} = \frac{1}{2} \cdot d\left(\sum \Phi_i \cdot i_i\right) \tag{0.28}$$

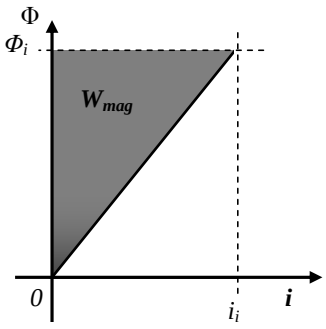


Figure C-22 : Définition de l'énergie magnétique stockée d'un système linéaire

C.2.2 Calcul de la coénergie magnétique

La définition de la coénergie magnétique est fortement liée à celle de l'énergie magnétique. Elle présente une formulation intéressante pour l'analyse des systèmes électromécaniques.

Un système déformable convertit l'énergie électrique en une énergie magnétique et une énergie mécanique. Dans le cas d'un actionneur rotatif, un travail mécanique élémentaire s'écrit par :

$$dW_{méc} = C \cdot d\theta \tag{0.29}$$

À partir du bilan d'énergie, nous écrivons :

$$dW_{mag} = d\left(\sum \Phi_i \cdot i_i\right) - \cdot \sum_1^k \Phi \cdot di_i - C \cdot d\theta \tag{0.30}$$

En regroupant les variations totales, une nouvelle grandeur notée W'_{mag} permet d'écrire la relation de la coénergie magnétique ayant la même dimension que l'énergie telle que :

$$dW'_{mag} = d\left(\sum \Phi_i \cdot i_i - W_{mag}\right) = \sum_1^k \Phi \cdot di_i + C \cdot d\theta \tag{0.31}$$

La Figure C-23 représente l'énergie et la coénergie magnétique.

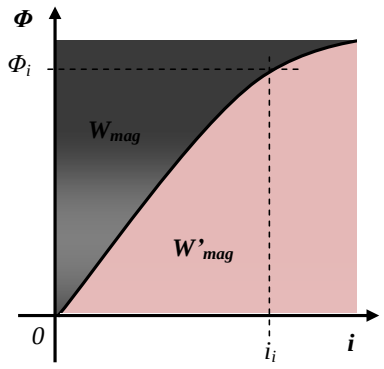


Figure C-23 : Définition de la coénergie magnétique

La coénergie W'_{mag} peut donc être considérée en fonction des courants i et de la position θ :

$$W'_{mag} = W'_{mag}(\theta, i_i) \tag{0.32}$$

En reprenant la définition d'une variation :

$$dW'_{mag} = \cdot \sum_1^k \frac{W'_{mag}}{\partial i_i} \cdot di_i + \frac{\partial W'_{mag}}{\partial \theta} \cdot d\theta \tag{0.33}$$

Le couple de l'actionneur se déduit par identification :

$$C = + \left(\frac{\partial W'_{mag}}{\partial \theta} \right)_{i_i} \tag{0.34}$$

La définition du couple par la coénergie magnétique s'appuie sur les courants traversants les bobines et de l'état du système par la position du rotor. Le couple du moteur peut être déterminé par l'énergie magnétique $W(\theta, \Phi_i)$ mais la formulation n'est pas utilisable sans en connaître les flux.

La Figure C-24 et la Figure C-25 présentent la coénergie magnétique avant et après un déplacement $d\theta$ à courant constant.

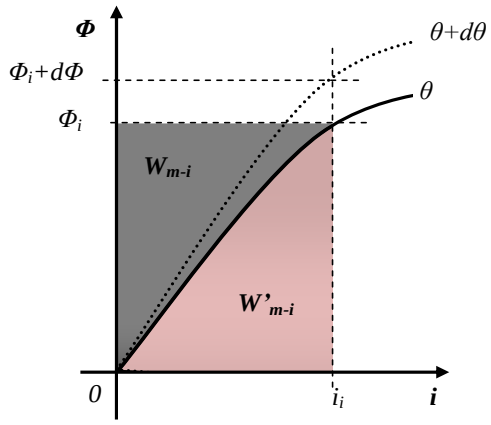


Figure C-24 : Coénergie magnétique avant déplacement

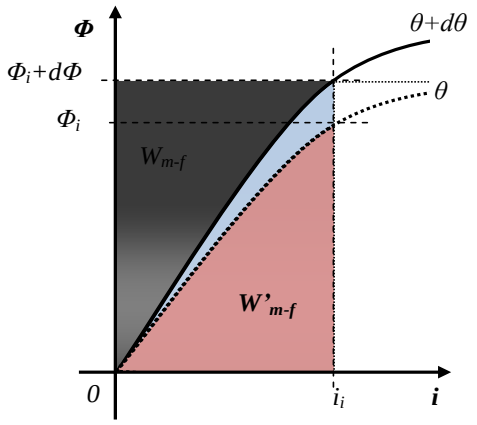


Figure C-25 : Coénergie magnétique après déplacement

Lors d'un déplacement à courant constant, il y a égalité entre la variation de coénergie et le travail mécanique. On peut donc écrire la quantité élémentaire de travail mécanique :

$$\Delta W_{mec} = \Delta W'_{mag} \tag{0.35}$$

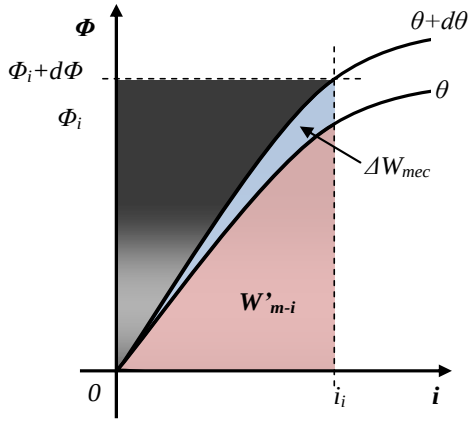


Figure C-26 : Variation de la Coénergie magnétique après déplacement

Le couple s'excerçant sur l'arbre de rotation s'exprime ainsi par :

$$C = \frac{\Delta W'_{mag}}{\Delta \theta} \tag{0.36}$$

Cette annexe a permis de mettre en place la formulation du couple électromagnétique en s'appuyant sur un bilan énergétique et des paramètres mesurables comme le courant et la position. Le calcul de la conversion électromécanique peut donc s'appliquer sur les structures des actionneurs présentés dans le Chapitre 2, le motoréducteur et l'actionneur à entraînement direct.

Annexe D – Etude du comportement dynamique des actionneurs par la modélisation numérique

D.1 Modélisation du comportement dynamique des actionneurs

Afin d'étudier le comportement de l'actionneur, que ce soit le cas du modèle de motoréducteur formulé au Chapitre 3 ou le cas du modèle de l'actionneur à entraînement direct formulé au Chapitre 5, il faut ajouter à ces modèles la modélisation du comportement des butées mécaniques à chaque fin de course et la régulation de position telle que présentée au paragraphe §6.1.2.

La Figure D-27 présente un schéma de la modélisation numérique de l'actionneur.

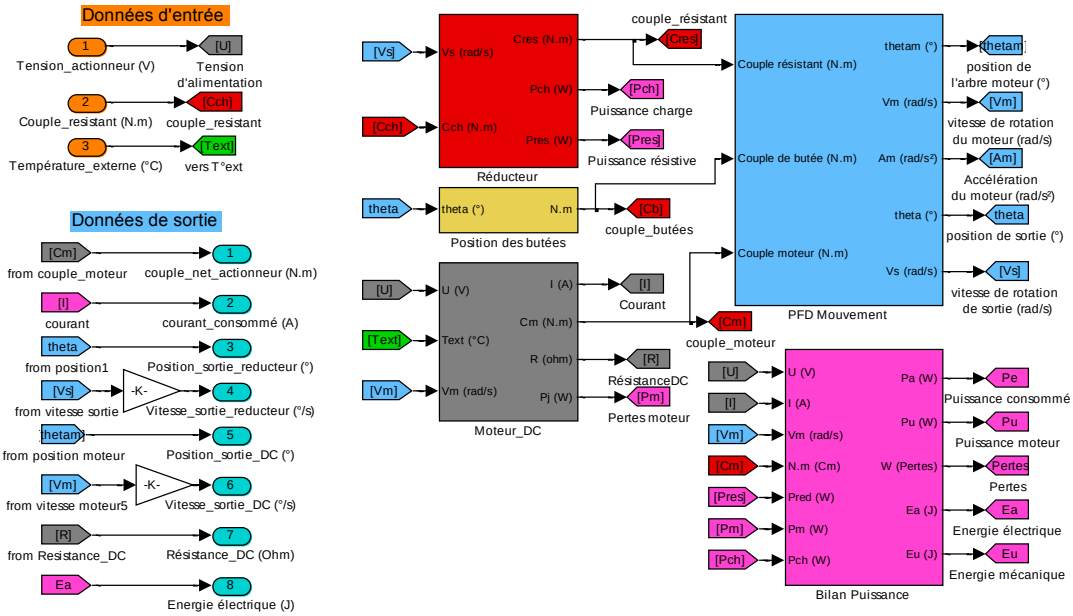


Figure D-27 : Exemple d'un modèle numérique du motoréducteur dans l'environnement Simulink™

À gauche de cette Figure D-27, les entrées et les sorties du système sont présentées. À droite, la représentation du modèle numérique de l'actionneur est décomposée en cinq sous-éléments correspondant :

- à la réaction mécanique des butées pour aux fins de course à 5 et 85°,
- au bilan de puissances et d'énergies,
- au modèle de conversion électromécanique de l'actionneur,
- à la transmission de puissance comme le réducteur,
- et aux équations issues du principe fondamental de la dynamique.

La Figure D-28 rappelle les entrées-sorties du système paramétrable contenant le motoréducteur optimisé avec un rappel des valeurs des variables et des hypothèses explicitées lors de l'optimisation réalisée au Chapitre 3.

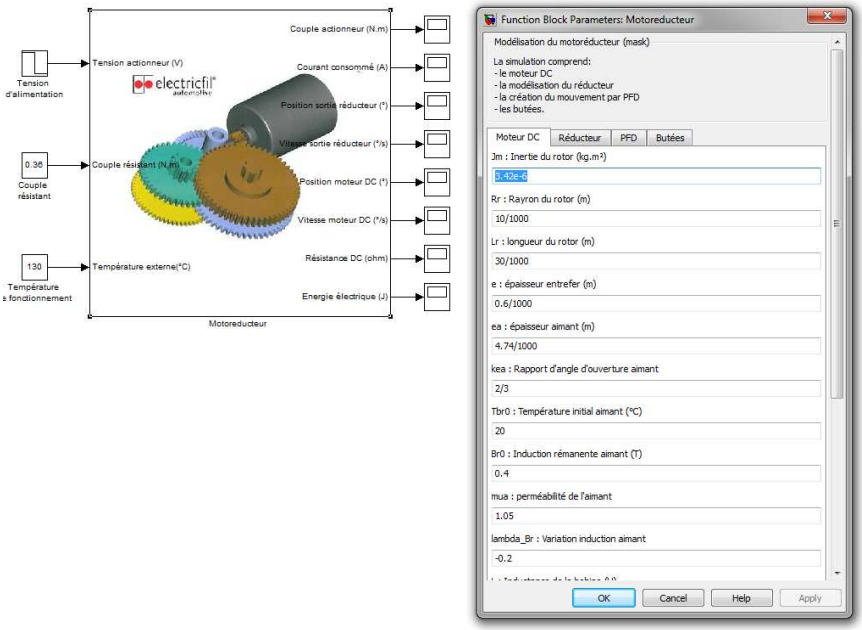


Figure D-28 : Modélisation numérique du système à motoréduction

D.2 Modélisation des butées

Les butées interviennent aux fin de couse à la position de 5° et de 85° donnant ainsi la course de 80°. Comme il a été présenté sur la Figure 3-15 page 76, le matériau réagit et la butée se déforme sous l'effet d'un effort.

La Figure D-29 représente la butée soumise à l'effort du couple moteur. On note C_b le couple de réaction de la butée s'opposant au couple créée par l'effort F_{tm} du moteur sur le rayon R_{but}. L'effort F_{tm} s'exerce sur la surface de contact et soumet une contrainte de compression σ dans le matériau de la butée.

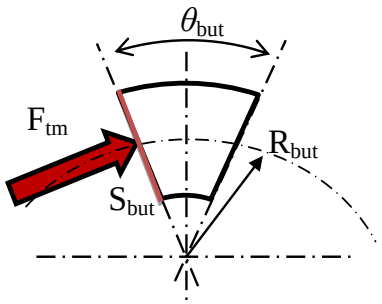


Figure D-29 : Représentation géométrique d'une butée d'une fin de course

Soit S_{but} la surface commune de contact entre les butées du châssis et la butée du volet. La contrainte de compression σ s'écrit :

$$\sigma = \frac{F_{tm}}{S_{but}} = \frac{C_b}{S_{but} \cdot R_{but}} \tag{0.37}$$

Cette contrainte est définie par le module d'Young E du matériau, l'écrasement angulaire $\Delta\theta$ du matériau défini par la différence entre la position réelle θ et la position idéale de la fin de course θ_{fdc} puis l'épaisseur angulaire de la butée θ_{but}. La contrainte s'exprime :

$$\sigma = E \cdot \varepsilon = E \cdot \frac{\Delta\theta}{\theta_{but}} \tag{0.38}$$

Avec les équations précédentes, les écrasements angulaires de la butée sont :

$$\left|\theta - \theta_{fdc_5°/85°}\right| = \frac{C_b \cdot \theta_{but}}{E_b \cdot S_{but} \cdot R_{but}} = C_b \cdot K_{but} \tag{0.39}$$

Le couple des butées C_b s'effectue de manière ponctuelle lorsque la position du volet atteint l'une ou l'autre des deux fins de course. La représentation du modèle mécanique des butées est donnée sur la Figure D-30. Ces couples de réaction des butées sont ramenés sur l'arbre moteur par le réducteur.

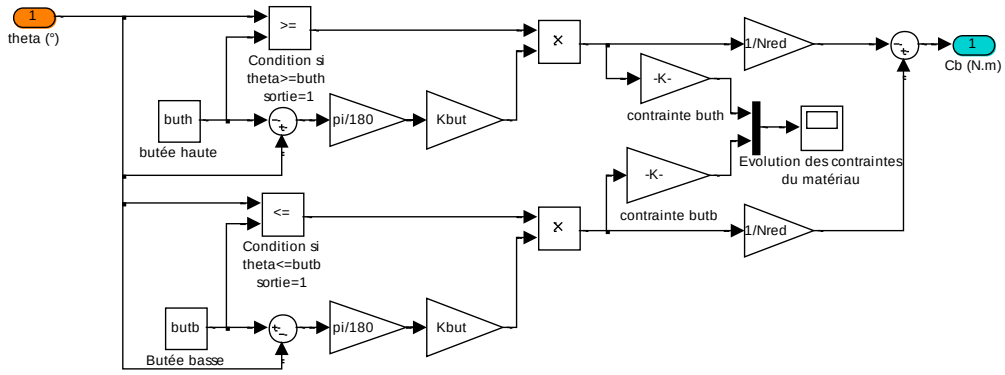


Figure D-30 : Modélisation des butées

D.3 Application au motoréducteur

La modélisation numérique du motoréducteur est réalisée à partir des modèles analytiques du moteur DC, du réducteur et des équations de la dynamique suivant les équations formulées au Chapitre 3.

D.3.1 Modèle du moteur DC

La Figure D-31 représente et détaille le modèle de conversion électromécanique du moteur DC en utilisant les équations déterminées au paragraphe §3.1. À partir de la tension d'alimentation U (V), de la vitesse de rotation du rotor V_m (rad.s^{-1}) et l'influence de la température extérieure T_{ext} (°C), le modèle calcule la valeur de la résistance électrique R (ohm), du courant I (A), du couple moteur C_m (N.m). et enfin la puissance dissipée par effet Joule P_j (W).

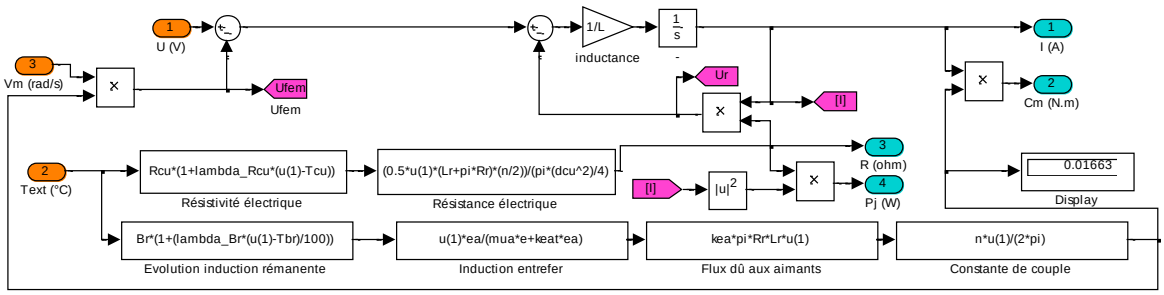


Figure D-31 : Modélisation du moteur DC

D.3.2 Modèle du réducteur

La Figure D-32 représente le modèle analytique de la transmission de puissance au réducteur dimensionnée au §3.3. À partir de la géométrie des engrenages et du rendement, le couple de charge C_{ch} est calculé à chaque contact d'engrenage du réducteur pour obtenir le couple résistant C_{res} ramené à l'arbre au moteur.

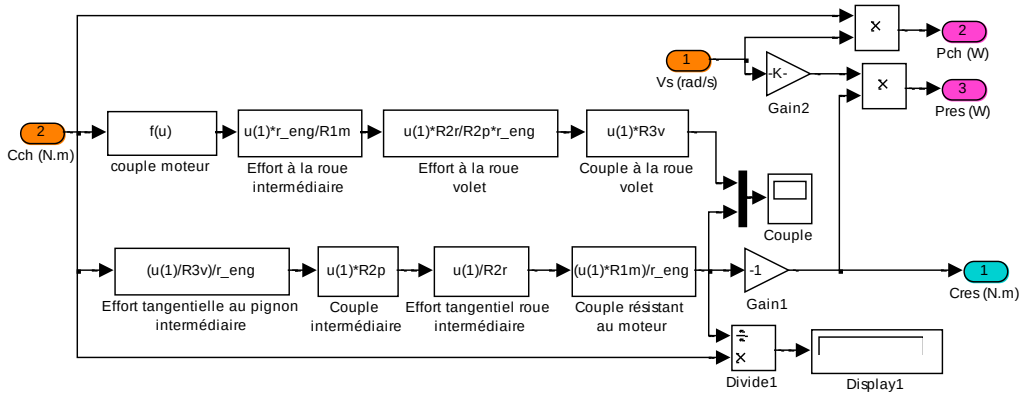


Figure D-32 : Modélisation du couple transmis par le réducteur

À partir de la vitesse de sortie du réducteur (rad.s^{-1}) et du couple de charge (N.m), la puissance en sortie de réducteur P_{res} (W) est calculée comme la puissance mécanique de charge P_{ch} (W).

D.3.3 Évolution des vitesses et de la position

La Figure D-33 représente le modèle analytique de la dynamique. À partir de la somme des couples s'exerçant sur l'arbre moteur et de l'inertie total rapporté §3.3.6, l'accélération du rotor et sa vitesse V_s (rad/s) et la position θ (°) de l'obturateur sont calculés.

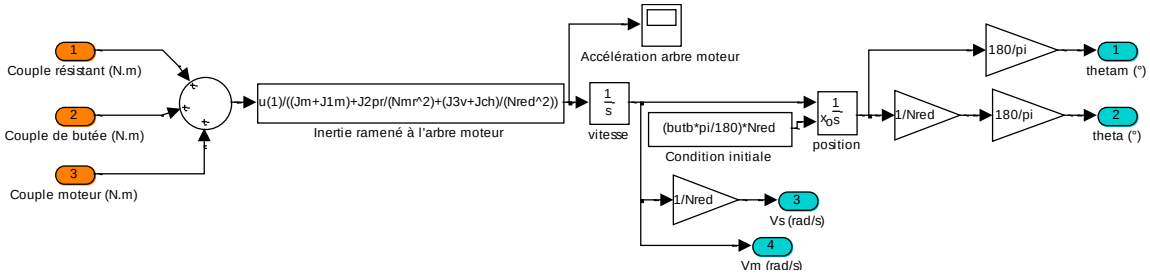


Figure D-33 : Modélisation du PFD

D.3.4 Puissances et énergies

La Figure D-34 représente la modélisation du bilan des puissances comme il a été présenté au paragraphe §3.5.1, avec une considération des pertes mises en jeu. La puissance électrique absorbée P_a (W) du système est calculée à partir de la tension d'alimentation du moteur U (V) et du courant consommé par le moteur I (A), issu du modèle de *Moteur_DC*. La puissance mécanique en sortie du réducteur P_{red} (W) est issue du réducteur.

L'énergie électrique consommée E_a (J) est calculée par intégration de la puissance.

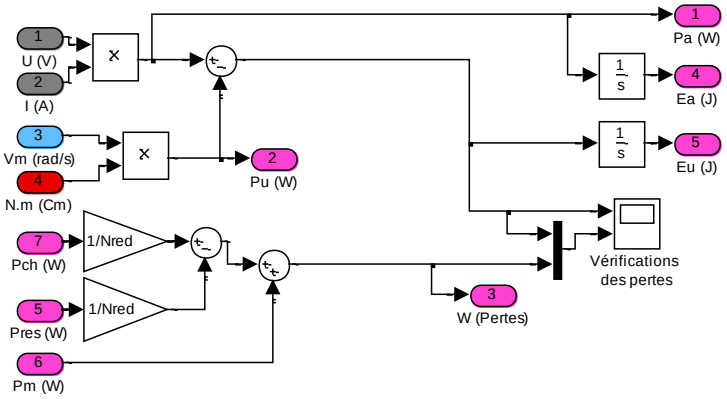


Figure D-34 : Bilan de puissance

D.4 Application à l'actionneur à entraînement direct

La modélisation de l'entraînement direct signifie que la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de l'obturateur.

D.4.1 Évolution des vitesses et de la position

La Figure D-35 représente le modèle analytique issu des équations du *PFD* présenté au paragraphe §5.1 À partir de la somme des couples s'exerçant sur l'arbre moteur et de la somme des inerties, l'accélération du rotor, sa vitesse V_m (rad/s) et sa position θ_m (°) sont calculés par des intégrations successives.

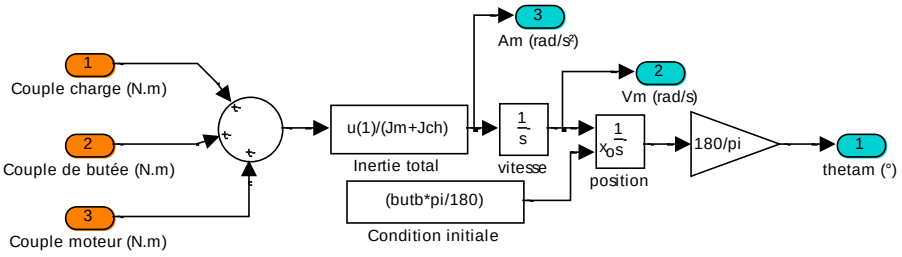


Figure D-35 : Modélisation de la dynamique de l'actionneur à entraînement direct

D.4.2 Modélisation linéaire de l'actionneur à entraînement direct

La Figure D-36 représente une modélisation de l'actionneur en régime linéaire. À partir de la température extérieure (°C), la résistance électrique de bobinage R (ohm) et la constante de couple K_{ta} (N.m/A) est déterminée. Le couple moteur C_m (N.m) et le courant I (A) sont calculés en fonction de la tension d'alimentation U (V) et de la vitesse de rotation du rotor.

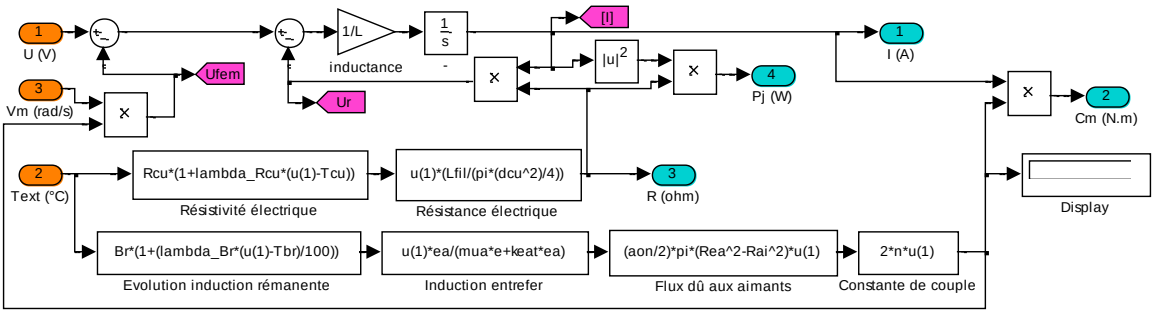


Figure D-36 : Modélisation de l'actionneur à entraînement direct en régime linéaire

D.4.3 Modélisation non-linéaire de l'actionneur à entraînement direct

La Figure D-37 représente l'évolution du couple en fonction de la position du rotor et du courant. Ces évolutions ont été obtenues par les mesures obtenues aux paragraphes §6.1.3.b et §6.1.3.c. Ce couple non linéaire est influencé par la saturation du matériau magnétique.

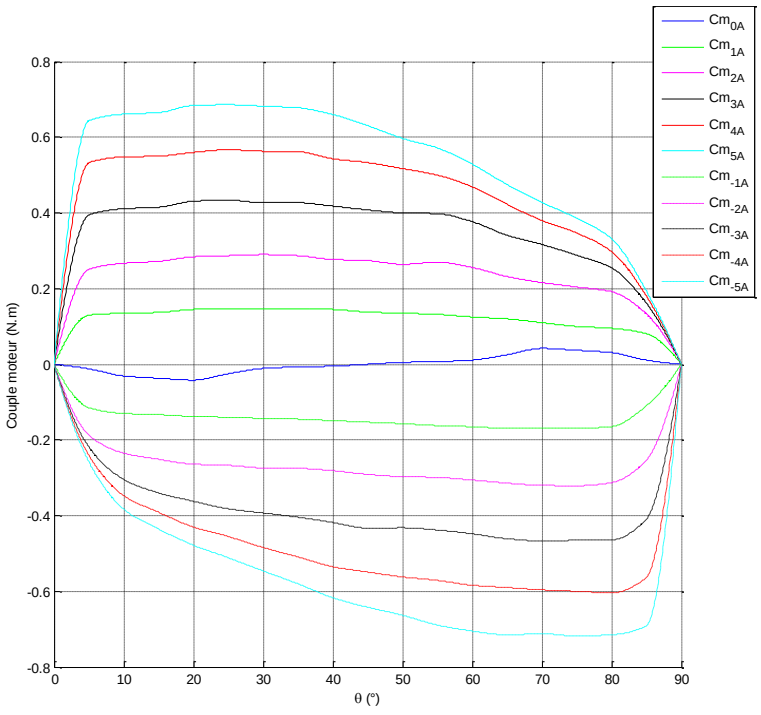


Figure D-37 : Évolution du couple moteur en fonction de la position θ du rotor et du courant absorbé par la machine, mise en évidence des phénomènes non-linéaires dû à la saturation du matériau magnétique

À partir de la résolution par éléments finis ou de mesures, les valeurs de couple en fonction de la position et du courant sont traitées et deux tables de valeurs sont alors créées :

- l'une donne les valeurs du couple moteur en fonction du courant et de la position,

- l'autre interpole la constante de couple en fonction du courant et de la position pour calculer la force magnétomotrice.

Avec un modèle hybride en utilisant une partie du modèle analytique et du modèle par élément fini en régime saturé, le modèle de comportement de l'actionneur peut être modélisé tel qu'il est présenté sur la Figure D-38. Ce modèle tient compte de la température et de l'influence de la saturation sur le couple et la constante de couple.

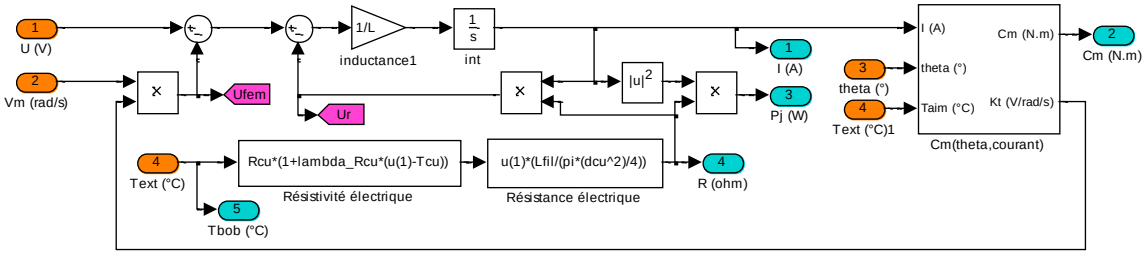


Figure D-38 : Modélisation de l'actionneur à entraînement direct en tenant compte de la saturation

D.4.4 Puissances et énergies

La Figure D-39 représente la modélisation du bilan des puissances comme il a été présenté au paragraphe §5.4.1, avec une considération des pertes mises en jeu. La puissance électrique absorbée P_a (W) du système est calculée à partir de la tension d'alimentation du moteur U (V) et du courant consommé par le moteur I (A).
Le rendement global du système peut-être calculé ainsi que l'énergie électrique consommée E_a(J).

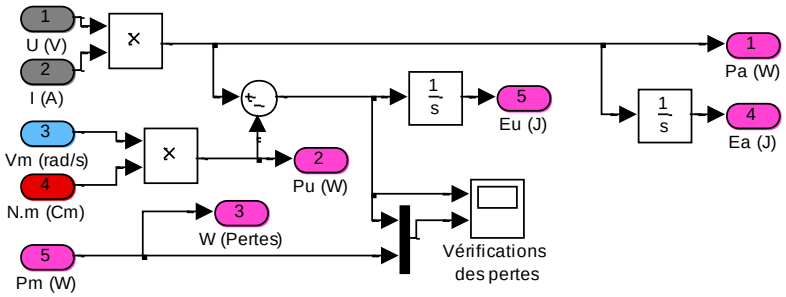


Figure D-39 : Modélisation du bilan de puissance de l'actionneur à entraînement direct

À partir de ces modèles numériques, une loi de commande peut être réalisée pour étudier le comportement de l'actionneur suivant diverses sollicitations. Le dispositif expérimental permet de valider la démarche de cette modélisation.