

Contribution à la conception et au dimensionnement d'un actionneur d'embrayage

Caroline DOC

Université de Technologie de Compiègne - Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne

Thèse soutenue le 21 Octobre 2010 devant le jury composé de :

M. HECQUET (rapporteur)
F. BETIN (rapporteur)
G. FRIEDRICH (président)
J-P. VILAIN (directeur de thèse)
V. LANFRANCHI (encadrant de thèse)
D. TACCOEN(invité)

Remerciements

Je voudrais tout d'abord remercier Monsieur Michel HECQUET et Monsieur Franck BETIN pour avoir accepté d'être rapporteurs de ma thèse ainsi que pour les échanges très intéressants et constructifs que nous avons pu avoir.

Je voudrais également remercier la société VALEO Transmission Amiens pour m'avoir permis de travailler sur ce sujet et plus particulièrement Monsieur Jean-Louis DELEVALLEE pour sa disponibilité, ses remarques pratiques et sa foi dans le projet.

Je remercie aussi Monsieur Jean-Paul VILAIN et Monsieur Vincent LANFRANCHI pour leur encadrement et Monsieur Guy FRIEDRICH pour m'avoir accueillie au sein du Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne.

Je tiens à remercier ma famille pour son support constant à travers des petits riens, allant d'un repas à un hébergement en urgence, qui font que les choses sont au final plus faciles.

Cette thèse ne se serait pas déroulée de la même façon sans le soutien au quotidien de gens sans qui les semaines auraient été plus longues : Clément FOUQUE (mon frère d'armes), Vincent LANFRANCHI (à la fois mon grand-frère et le meilleur encadrant possible), Christophe FORGEZ (la dette est grande) et Cécile COSTE (pour tout le reste, il y a France Télécom).

J'ai également une pensée toute particulière pour les membres du Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne qu'ils aient (Khadija, The Dung) ou non (Nicolas, Séphane, Anne, Monsieur Lemoine, Loïc) participé à cette thèse avec une mention spéciale pour mes collègues doctorants : Aurélien, Anthony, Dinh Vinh (et toute sa famille), The Dung, Sullivan et Pierre.

Je n'oublie pas les amis au sens large, parce qu'il fait parfois bon de se souvenir qu'il existe un monde en dehors de la thèse : Chili, Guillaume, et globalement UGR, Olivier CHATEAU et Olivier ALLEAUME, Sylvain, Rolland, Vincent, Benoist, Ludovic, Ema, Jenko, et globalement les Jenkistadors, Jérôme, Julien ainsi que Richard et Noël G (sans qui je ne me serais même pas lancée dans l'aventure).

Table des matières

Remerciements	2
Introduction générale	6
1 Description du problème	12
1.1 Principe de fonctionnement de la partie mécanique	13
1.2 Définition des modes de fonctionnement	14
1.3 Contraintes d’environnement et de fabrication	18
1.3.1 Encombrement	18
1.3.2 Bobinages	19
1.3.3 Contraintes thermiques	20
1.4 Cycles de fonctionnement	20
2 État de l’art et choix du type de machine	23
2.1 Étude des types de machine	23
2.1.1 La machine synchrone à aimants permanents	24
2.1.2 La machine à réluctance variable	26
2.1.3 La machine synchro-réluctance	27
2.1.4 La machine asynchrone	29
2.1.5 Synthèse	32
2.1.6 Conclusion	32
2.2 La machine synchro-réluctante	33
2.2.1 Introduction	33
2.2.2 Principe	34
2.2.3 Topologies de rotor	36
2.3 Choix de la Machine SynchRel à rotor segmenté pour l’application	38
3 Méthodologie de dimensionnement système	40
3.1 Définition de la méthode de dimensionnement	42

3.2	Choix des paramètres discrets du moteur par prédimensionnement	45
3.2.1	Étude pour $N_{ep} = 1$	45
3.2.2	Étude pour $N_{ep} = 2$	48
3.2.3	Validation par simulation éléments finis	49
3.2.4	Choix pratique des paramètres discrets	51
3.3	Profil de vitesse	52
3.3.1	Les différents profils de vitesse	53
3.3.2	Compatibilité des modes de fonctionnement	56
3.3.2.1	Expression du facteur de puissance	57
3.3.2.2	Étude de variation du facteur de puissance	59
3.3.2.3	Rapport des puissances des modes de fonctionnement	60
3.3.3	Influence et interdépendance des paramètres systèmes	61
3.3.3.1	Calcul de l'inertie ramenée sur l'arbre moteur	62
3.3.3.2	Étude de sensibilité et inter-dépendance des paramètres	63
3.3.4	Définition du point de dimensionnement du moteur	65
3.3.5	Résultats de l'optimisation du profil de vitesse	66
3.4	Conclusion	69
4	Modélisation de la machine synchro-réductante et dimensionnement	70
4.1	Équations du modèle analytique	71
4.1.1	Définition de la géométrie	71
4.1.2	Modèle magnétique	73
4.1.3	Modèle électrique	81
4.1.4	Conclusion	82
4.2	Présentation du moteur retenu	83
4.3	Validation par modèle éléments finis	85
4.3.1	Induction dans les dents	85
4.3.2	Inductances directe et quadrature	85
4.3.3	Validation du couple	86
4.4	Hypothèses et choix concernant la machine SynchRel	87
4.4.1	Choix du type d'alimentation	87
4.4.1.1	Couplage entre Matlab Simulink et Flux2D	88
4.4.1.2	Résultats de simulations	89
4.4.1.3	Conclusions	91
4.4.2	Niveau d'induction dans le matériau	92
4.4.3	Choix du type de matériau	94

4.5	Étude du défluxage	99
4.5.1	Limites de l'espace couple-vitesse	100
4.5.2	Simulation du défluxage	101
4.5.3	Résultats de simulation	103
4.6	Conclusion	106
5	Réalisation expérimentale et résultats	107
5.1	Réalisation pratique	107
5.1.1	Géométrie du rotor	108
5.1.2	Réalisation du stator	109
5.1.3	Implantation	111
5.2	Commande	113
5.2.1	Présentation de la commande de la machine	113
5.2.2	Consigne de couple, de courant et anticipation	116
5.2.3	Résultats de simulation	118
5.2.4	Calage du rotor	118
5.3	Résultats	121
5.3.1	Essais statiques	121
5.3.2	Essais dynamiques	122
5.3.3	Conclusion	127
	Conclusion et perspectives	128
	Bibliographie	131
	Annexes	136
	A Liste des annotations utilisées	137
	B Valeurs standardisées des fils de cuivre	141
	C Calcul des profils de vitesse	142
	D Modélisation fine (second modèle)	148
	E Modélisation par éléments finis de machines SynchRel avec différents matériaux	155

Introduction générale

En 1992, au sommet de la Terre à Rio, la communauté internationale a pris conscience pour la première fois des risques liés à un changement climatique. En réaction à ce sommet, à partir de 1997, le protocole de Kyoto a été mis en place afin de limiter les émissions de gaz à effet de serre. A l'entrée en vigueur du protocole de Kyoto, le 16 février 2005, 55 États s'étaient alors engagés à réduire leurs émissions de gaz à effet de serre d'en moyenne 5,5% par rapport au niveau de 1990 sur la période 2008-2012. Dans le cas de l'Union Européenne, la réduction prévue était de 8 %. Aujourd'hui, ce protocole et son traité d'application ont été ratifiés par 183 pays. Parmi les gaz responsables des changements climatiques figure le gaz carbonique ou dioxyde de carbone (CO_2) provenant principalement de la déforestation et de la combustion des énergies fossiles. Le sommet de Copenhague, en 2009, continue d'œuvrer dans ce sens.

Dans les pays développés, les émissions de CO_2 par combustion d'énergies fossiles proviennent pour 26% des gaz rejetés par les divers moyens de transports routiers (voir l'exemple des États-Unis en Figure 1). C'est pourquoi les pays de l'Union Européenne ont mis en place des normes d'émissions maximales vis à vis des véhicules automobiles particuliers, entrant pour moitié dans les émissions de CO_2 du transport routier. En 1998, des accords volontaires ont été passés entre le Parlement Européen et les constructeurs automobiles. Ces accords spécifient que tous les véhicules neufs vendus à partir de 2005 (2010 au plus tard) doivent émettre moins de 140 g de CO_2 par kilomètre et devront être en dessous du seuil de 120 g/km pour 2012. Pour indication, la moyenne des émissions des véhicules en Europe en 2000 était de 186 g/km.

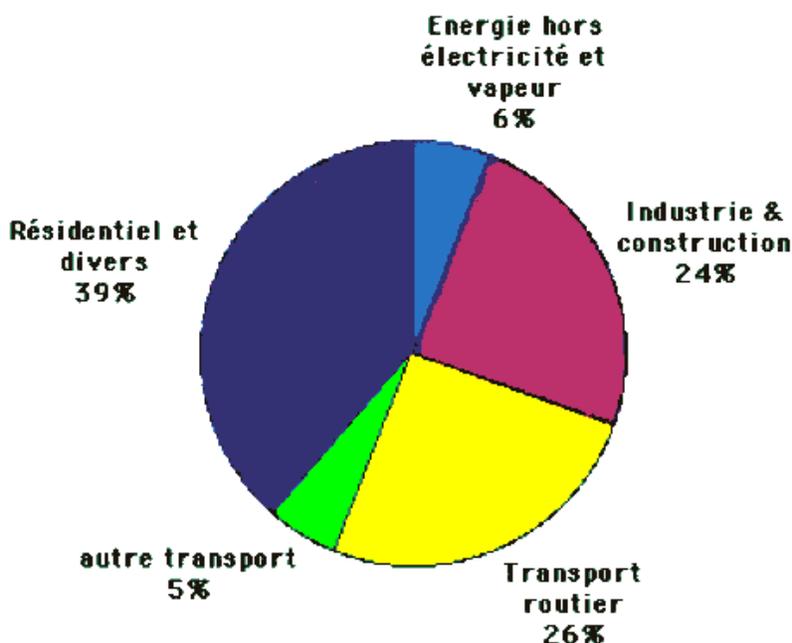


Fig. 1: Répartition par activité des émissions de CO_2 pour un pays développé : les USA (l'électricité est imputée aux secteurs qui la consomment) Source : CO_2 émissions by fuel, AIE, 2004

Pour tenir ces engagements, les constructeurs ont, entre autre, opté pour une augmentation de l'électrification des véhicules. Certains équipementiers proposent diverses solutions qui, combinées, pourraient faire baisser les émissions de CO_2 de près de 40%. Dans le cas de la suppression des systèmes hydrauliques ou électro-hydrauliques, la finalité consiste en la suppression des pompes associées aux diverses fonctions (direction assistée, embrayage, freins, ...). En effet, pour fonctionner à tout instant, un circuit partiellement ou totalement hydraulique doit être constamment sous pression. Pour ce faire, la pompe hydraulique doit être en fonctionnement même lorsque le système associé n'est pas utilisé. L'électrification des fonctions permet de mettre en place des systèmes ne consommant que lorsqu'ils sont utilisés, réduisant par là même la consommation en carburant. De plus, entre autres avantages, une fonction réalisée électriquement permet d'être automatisée par un système embarqué afin de fonctionner à son optimum de consommation dans les cas où la commande humaine serait surconsommatrice. D'autre part, la suppression des circuits hydrauliques rend obsolètes les problématiques de retraitement des fluides hydrauliques, néfastes pour l'environnement.

D'un point de vue industriel, l'électrification de fonctions jusque là réalisées par les systèmes mécaniques ou hydrauliques présente aussi des avantages de fabrication non négli-

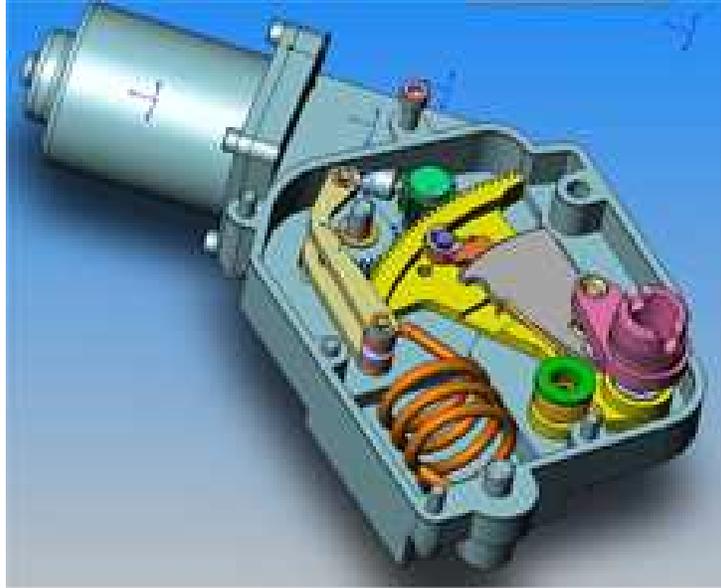


Fig. 2: Embrayage à compensation Lancia

geables : gains de place, facilité de mise en oeuvre, diminution du coût en supprimant de nombreuses pièces (flexibles, arbres intermédiaires, maître cylindre hydraulique. . .).

Le cadre de cette thèse CIFRE s'inscrit au sein du projet E-Clutch - EMBRAY de la société Valeo Transmission, située à Amiens. Le projet E-Clutch vise à utiliser un moteur électrique afin de mettre en mouvement la butée d'un embrayage mécanique. La solution utilisée à ce jour pour actionner électriquement l'embrayage réside dans les actionneurs à compensation (Figure 2). Ces actionneurs fonctionnent selon le principe du déplacement de point d'équilibre. Un ressort de même raideur que le diaphragme de l'embrayage exerce sa force de contrainte sur la butée de l'embrayage, elle-même reliée au diaphragme. L'actionneur électrique n'a alors à vaincre que les forces de frottement propres au système pour déplacer la butée via une came profilée. Cependant ces actionneurs sont encombrants, principalement à cause de la taille du ressort nécessaire à la compensation. Or, la place disponible à proximité du moteur thermique est relativement restreinte. D'autre part, les actionneurs à compensation viennent se fixer sur le bloc moteur. Or la géométrie du bloc moteur est différent d'un constructeur à l'autre et d'un modèle à l'autre. De ce fait, leur standardisation est impossible.

Le projet EMBRAY propose d'actionner l'embrayage sans l'aide de compensation afin de réduire l'encombrement du système d'actionnement de telle façon que celui-ci puisse être intégré au sein de la cloche d'embrayage. Ainsi, l'ensemble embrayage et actionneur pourrait être standardisé et offrirait une solution d'encombrement comparable à celui d'un actionneur

hydraulique ou électro-hydraulique.

Pour rendre la solution technique proposée par EMBRAY viable, il est nécessaire que le moteur électrique présente les caractéristiques suivantes :

- *fort couple volumique* : comme mentionné ci-dessus le système d'actionnement doit tenir dans la cloche d'embrayage afin d'être transparent vis-à-vis de l'encombrement au sein du compartiment moteur thermique. Ceci implique un moteur électrique de faible diamètre afin de tenir entre la pièce supportant le diaphragme et la cloche (respectivement A et G sur la Figure 3), soit un diamètre externe de l'actionneur de 45mm. Quant à la longueur, elle ne doit pas excéder la quinzaine de centimètres avec le capteur de position, si nécessaire.
- *bon comportement à température élevée* : une autre contrainte liée au fait que l'actionneur électrique se trouve dans la cloche d'embrayage est la température ambiante du milieu. Au sein de la cloche d'embrayage, la température peut monter jusqu'à plus de 200°C (avec risque de destruction de l'embrayage). Les températures couramment admises pour les actionneurs hydrauliques sont de 140°C, avec une volonté de la part des constructeurs d'étendre cette plage jusqu'à 160°C. Il est à noter que ces plages de températures sont peu favorables à l'utilisation d'aimants, dont les niveaux d'induction diminuent avec l'augmentation de température, ce qui rend les moteurs à aimants existant dans le commerce peu propices à cette utilisation.
- *faibles pertes joules* : l'intérieur de la cloche d'embrayage est non seulement un environnement chaud mais aussi un environnement sale (poussière provenant des garnitures d'embrayage, graisse, humidité...). L'actionneur électrique devra donc également être étanche afin de protéger ses parties mécaniques. Ainsi, l'apport de chaleur par les bobinages ne pourra pas être évacué par convection, ce qui, pour des températures extérieures déjà élevées, peut s'avérer problématique.

Nous nous retrouvons donc face à une niche nouvelle dans le milieu de l'automobile pour laquelle le type de moteur électrique le plus adapté n'a pas encore été défini ni par une connaissance a priori, ni par une série d'essais. De plus, comme nous l'avons montré plus haut, le problème présente une combinaison de contraintes fortes qui rend le choix du type de machine non-trivial. Ces mêmes contraintes imposent des performances à atteindre qui rendent la conception du moteur difficile, autant plus qu'elles concernent, non pas le moteur en lui-même, mais le système entier.

Dans le premier chapitre, nous allons d'abord présenter l'état de l'art ayant pour but de déterminer quel type de machine est le plus susceptible de convenir à l'utilisation décrite plus

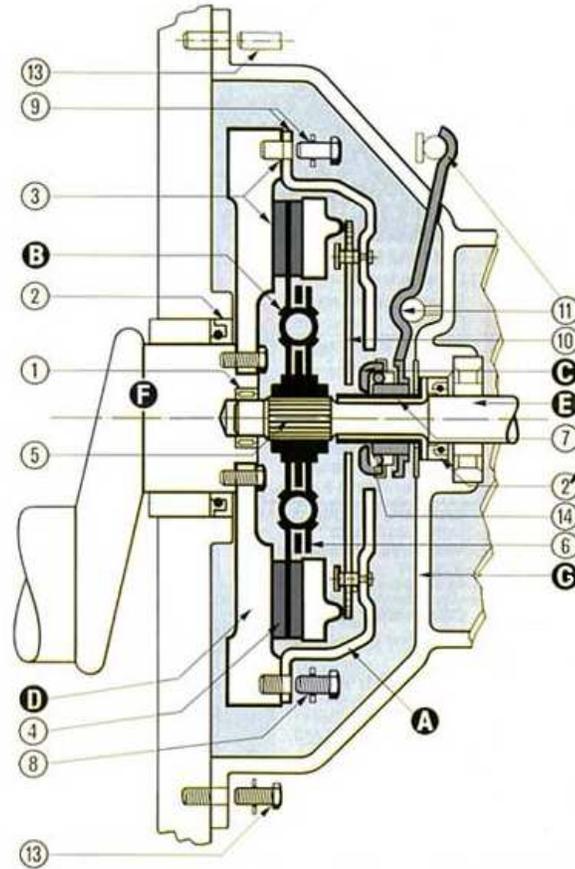


Fig. 3: Coupe de côté d'un embrayage

haut. A travers cette étude, trois types de machines triphasées alternatives seront abordées. La conclusion de ce travail nous a fait retenir la machine synchro-réductante à rotor segmenté.

Nous présenterons ensuite le cahier des charges exact de l'actionneur à dimensionner. Ce cahier des charges est en lui-même assez complexe car il impose beaucoup de contraintes. Comme nous le verrons, ce cahier des charges ne définit pas un tandem (couple ; vitesse) dimensionnant pour la machine mais un déplacement à réaliser dans un temps donné pour une pièce de l'actionneur. Il faut donc trouver des solutions cohérentes pour la machine, le réducteur et le profil de commande en fonction des objectifs (temps de déplacements selon modes de fonctionnement) et des contraintes (dimensions, température, grandeurs électriques, couple de charge variable selon la position...). Une première étape utilisera un modèle simple de la machine pour déterminer les paramètres discrets primordiaux de cette dernière (en premier : le nombre de paires de pôles p) dans une approche système. En effet, avec la prise en compte de l'ensemble des contraintes, ce paramètre conditionne les choix du rapport de réduction et du profil de commande.

Les paramètres système et principaux de la machine ayant été fixés, le modèle de la machine sera affiné pour aboutir à un dimensionnement définitif faisant intervenir les paramètres d'optimisation continus nécessaires. Ce modèle analytique sera obtenu à partir d'équations de circulations de flux basées sur des réseaux de ré reluctances. Il sera employé pour la recherche de la géométrie et des matériaux les plus adaptés au cahier des charges. Enfin, nous étudierons le défluxage de la MSR et vérifierons qu'un angle de calage adéquat permet d'atteindre le couple moteur nécessaire en mode assisté (temps de réponse faible, vitesse élevée).

Après ceci, nous présenterons les spécificités de réalisation du moteur prototype ainsi que sa commande et le banc de test. Les résultats des essais seront commentés avant de conclure et proposer des perspectives.

Chapitre 1

Description du problème

Dans le cas de l'électrification de la fonction embrayage, quand le moteur électrique est seul à fournir la force nécessaire au déplacement de la butée d'embrayage (voir annexe), l'un des problèmes majeurs est le fort couple à fournir pour vaincre la raideur du diaphragme de l'embrayage lors du débrayage. L'un des systèmes actuels, appelé embrayage à compensation (voir Figure 2), utilise un montage à base de ressorts afin d'équilibrer exactement la force créée par la raideur du diaphragme. La force créée par les ressorts est appliquée à la butée du diaphragme grâce à une came. La somme des forces appliquées sur la came est donc nulle. Le moteur électrique n'a plus alors qu'à vaincre les forces de frottement. Ce système présente l'avantage de nécessiter peu de couple de la part du moteur électrique. Cependant, les ressorts et la came de report de mouvement sont assez encombrants et nécessitent un lot de points d'attache qui seront différents selon le type de moteur. L'une des solutions proposées a été de créer un dispositif compact permettant de récupérer de l'énergie du groupe motopropulseur (GMP) pour assurer le déplacement de la butée du diaphragme (voir Figure 1.1). Le moteur électrique a alors deux fonctions : assurer le serrage sur une pièce de frottement (en vert sur la Figure 1.1) qui réalise le transfert de l'énergie depuis le GMP vers la butée de diaphragme et réaliser la mise en mouvement du système complet dans le cas où le GMP est éteint (calage, moteur coupé avec une vitesse enclenchée,...). L'une des conditions, qui impose bon nombre de contraintes, est le logement du système complet (mécanique plus actionneur électrique) dans la cloche d'embrayage. Ceci étant, en plaçant l'actionneur dans la cloche d'embrayage, les points d'encrage peuvent être indépendants du groupe moto-propulseur sur lequel sera monté l'embrayage puisqu'ils ne dépendront que de l'embrayage utilisé, ce qui laisse une plus grande souplesse quant à la forme et l'implantation, et permet de standardiser les solutions intéressantes.

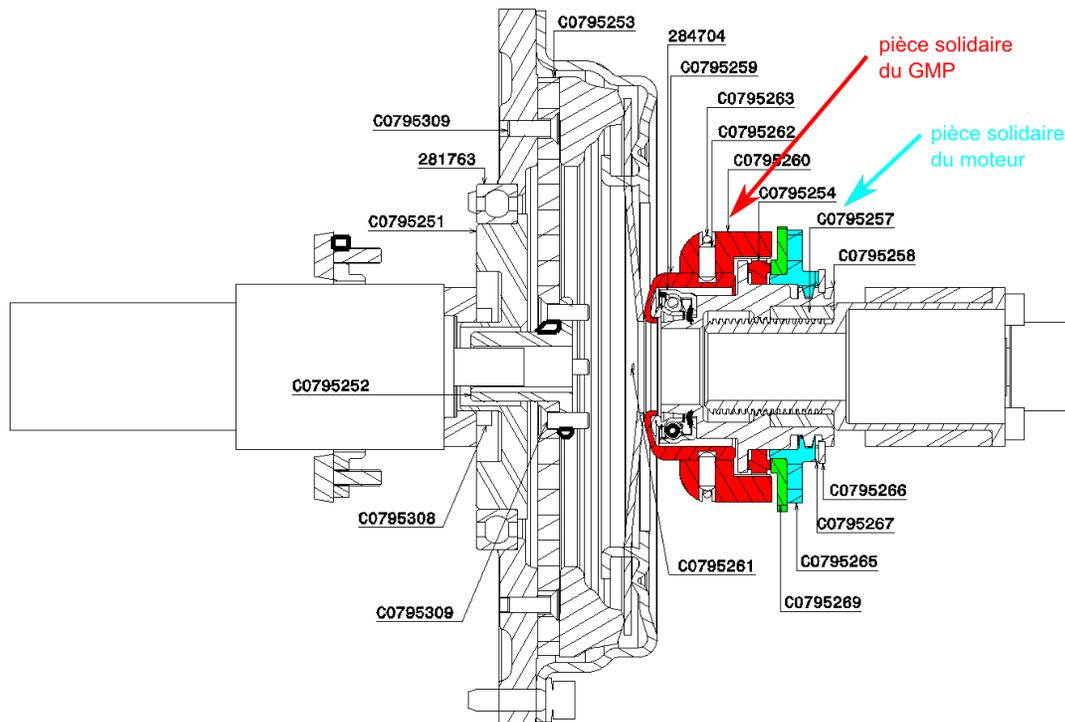


Fig. 1.1: Plan de coupe d'un montage de principe du système mécanique

1.1 Principe de fonctionnement de la partie mécanique

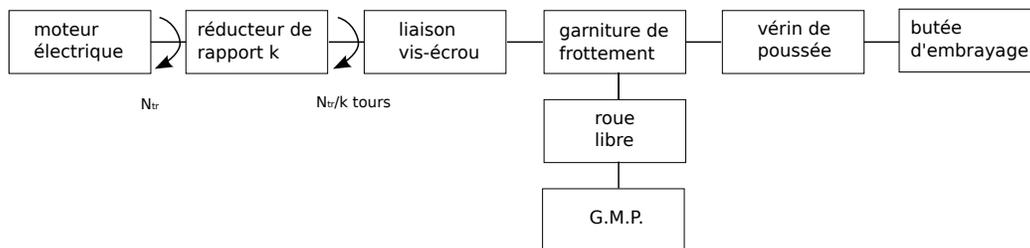


Fig. 1.2: Principe de fonctionnement de la partie mécanique

L'idée principale à la base du système que nous devons actionner est que le couple fourni à la butée d'embrayage provient du groupe moto-propulseur. L'actionneur électrique ne provoque qu'un faible déplacement d'un système vis-écrou venant mettre en contact une pièce de frottement entre le vérin de poussée et la roue libre liée au G.M.P.

Comme mentionné ci-dessus, une partie de l'énergie nécessaire au déplacement de la butée d'embrayage est prélevée au groupe moto-propulseur. Une pièce de friction permet de mettre

en contact un vérin de poussée (schématisé en vert sur la Figure 1.3), servant à déplacer la butée d’embrayage, la pièce transmettant le mouvement depuis le diaphragme (en bleu) et un système vis-écrou (en rouge) dont le mouvement provient de l’actionneur électrique. La garniture de frottement est donc en contact avec trois pièces : le vérin de poussée et deux pièces pouvant initier le mouvement. Le système vis-écrou a deux fonctionnalités. La première est d’appliquer une force de serrage sur la garniture de frottement afin que celle-ci puisse transmettre le couple. La seconde est de pouvoir déplacer le vérin de poussée à travers la garniture de frottement, si nécessaire. La pièce la plus rapide entre celle qui transmet le couple du G.M.P. (en bleu) et le système vis-écrou (en rouge) imprime sa vitesse au vérin de poussée. Si le système vis-écrou tourne plus vite que la pièce bleue (G.M.P. éteint), alors le roulement se met en roue libre et le mouvement provenant du G.M.P. n’est plus transmis. La totalité du couple provient alors du moteur électrique. Si la pièce bleue tourne plus vite, la roue libre se bloque et le mouvement du vérin de poussée est fourni par le G.M.P. Dans ce cas, le système vis-écrou doit juste suivre le déplacement du vérin de poussée afin que la garniture de frottement reste en contact. Il ne fournit alors que la force de serrage de la garniture de frottement sur la pièce bleue. Entre l’écrou extérieur (pièce rouge) et le moteur électrique, on place un réducteur (pièce marron) afin d’ajouter un degré de liberté supplémentaire. On pourra ainsi choisir le nombre de tours au moteur, appelé débattement angulaire (N_{tr}), nécessaire à la réalisation de la course complète de la butée d’embrayage. Ce paramètre influe, entre autre, sur la vitesse nécessaire à atteindre afin de respecter la contrainte dynamique du cahier des charges. En pratique, la pièce transmettant le mouvement provenant du G.M.P. se décompose en trois parties : l’une en contact avec le diaphragme, une autre en contact avec la garniture de friction et une roue libre. La roue libre permet de s’assurer que lorsque le moteur électrique imprime sa vitesse au vérin de poussée, la pièce transmettant le mouvement provenant du G.M.P. n’est pas entraînée également. Les interactions entre ces différentes pièces sont schématisées en Figure 1.2.

1.2 Définition des modes de fonctionnement

Par construction, il existe deux manières de réaliser le déplacement de la butée.

Dans l’un des cas, le groupe moto-propulseur fonctionne. Il est donc possible de l’utiliser pour mettre en mouvement le vérin de poussée. Ce mode de fonctionnement s’appelle le *mode assisté*. Lors de ce mode de fonctionnement, le moteur électrique doit uniquement déplacer le système vis-écrou afin qu’il vienne pincer la garniture de frottement. Ainsi le mouvement de la pièce liée avec le diaphragme peut être transmis au vérin de poussée selon la plus grande surface de contact avec la garniture de frottement.

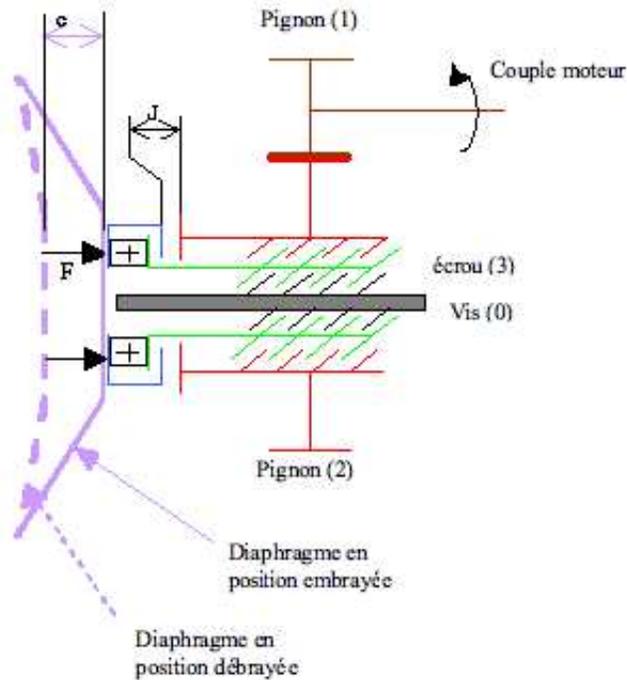


Fig. 1.3: Schéma cinématique du système mécanique à mettre en mouvement

Dans l'autre cas, le groupe moto-propulseur est éteint. Il s'agit alors de pouvoir débrayer lorsque, par exemple, une vitesse est restée enclenchée durant le stationnement ou après avoir calé. Ce mode s'appelle le mode non-assisté puisque le GMP n'apporte aucune énergie au système. Le moteur électrique fournit alors toute la puissance nécessaire au fonctionnement via le système vis-écrou, le réducteur et le vérin de poussée.

L'actionneur électrique doit donc permettre de fonctionner dans les deux cas de figure décrits ci-dessus. Dans les deux cas, la butée peut parcourir un trajet de **8,5 mm**. Il n'est cependant pas nécessaire de parcourir toute cette distance pour réaliser la fonction de débrayage. La distance à parcourir pour débrayer est de **6 mm**. Nous nous limiterons donc par la suite à l'étude de cet intervalle. Le comportement du couple résistant (Figure 1.4) après 6 mm, lorsque le couple résistant ré-augmente, ne sera pas pris en compte. Sur la distance $[0 ; 6 \text{ mm}]$, le couple résistant peut être représenté comme une parabole en fonction du déplacement. D'autre part, le système mécanique en aval du moteur est le même quelque soit le mode de fonctionnement (assisté ou non assisté). Le rapport de réduction global entre le nombre de tours réalisés par le moteur (noté N_{tr}) et la distance parcourue par le vérin de poussée est donc unique. Ainsi le déplacement total du moteur, appelé débattement angulaire, est le même dans un cas que dans l'autre.

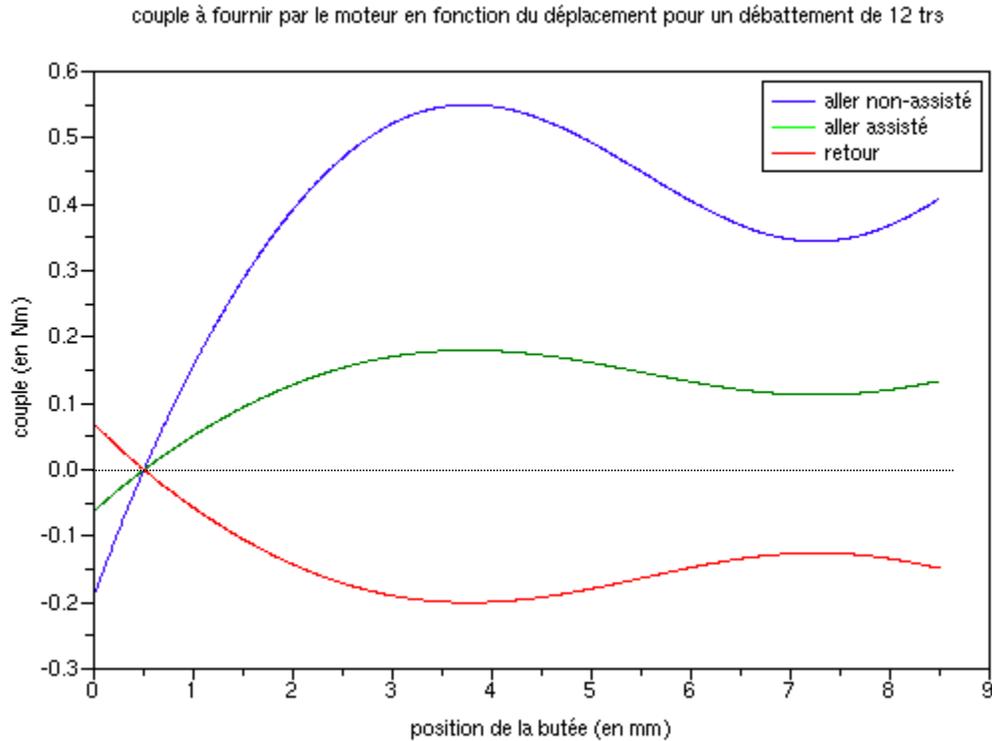


Fig. 1.4: Couple à fournir par le moteur en fonction du mode et de la position de la butée

Nous considérerons toujours l'actionnement d'un embrayage normalement fermé, à savoir que le cheminement aller débraye et que le trajet retour embraye. Dans les deux cas de fonctionnement, la force de rappel de diaphragme tend naturellement à re-fermer l'embrayage (trajet retour). Le couple à fournir par le moteur pour ce trajet retour est faible (voir Figure 1.4) et sert principalement à vaincre les forces de frottement s'appliquant sur le système mécanique. Lors du trajet aller, en fonction du mode de fonctionnement, le couple à fournir est soit celui nécessaire au système mécanique pour appliquer une force sur la butée d'embrayage qui puisse vaincre la raideur du diaphragme (en bleu sur la Figure 1.4), soit celui nécessaire au système vis-écrou pour permettre de transmettre le couple prélevé au G.M.P. (en rouge sur la Figure 1.4) via la garniture de frottement. Ce dernier est plus faible que le couple à fournir en mode non-assisté.

Le couple à fournir par le moteur électrique évolue donc selon deux variables : la position de la butée et le mode de fonctionnement.

D'un point de vue système, seul importe la force appliquée à la butée d'embrayage. N'importe quel couple moteur peut convenir pour peu qu'il puisse fournir cette force à travers le système mécanique. Ce qui fait que le rapport de réduction global entre le moteur et le

déplacement de la butée peut être ajusté à travers les différents pas de vis du système vis-écrou, du vérin de butée et du réducteur en sortie du moteur. Ceux-ci ne sont pas fixés en conception. Le couple maximal décroît proportionnellement avec l’augmentation du débattement angulaire. La Figure 1.4 présente les couples à fournir par le moteur en supposant que le déplacement de 6,6 mm de la butée est parcouru en $N_{tr} = 12$ tours de moteur. On peut, à partir de ces résultats, extrapoler les courbes de couples en fonction du déplacement de la butée pour d’autres débattements angulaires grâce au rapport suivant :

$$C_{N_{tr}}(\theta) = \frac{C_{12}(\theta)}{12} N_{tr} \quad (1.1)$$

où N_{tr} est le débattement angulaire souhaité en nombre de tours.

Néanmoins, il faut aussi prendre en compte les tolérances sur les différentes pièces de l’assemblage. Les tolérances sur les pas des liaisons vis-écrou, ainsi que l’écart possible sur le coefficient de frottement de la pièce de garniture, peuvent modifier la valeur du couple maximal. Un calcul de mécanique permet de prévoir les plages de variation des couples maximaux pour chaque mode de fonctionnement. Le résultat de ce calcul est présenté pour un débattement angulaire N_{tr} de 12 tours en Tableau 1.1.

Tab. 1.1: Couple à fournir par le moteur électrique en fonction du mode de fonctionnement et des tolérances sur les jeux d’assemblage pour $N_{tr} = 12$ tours et une force de 1600 N à la butée

mode de fonctionnement	Couple à fournir à la butée		
	min	nominal	max
embrayage (retour)	-0.03 Nm	-0.19 Nm	-0.28 Nm
débrayage (aller) avec assistance	0.07 Nm	0.14 Nm	0.31 Nm
débrayage (aller) sans assistance	0.35 Nm	0.54 Nm	0.66 Nm

En plus de la force à fournir à la butée, les performances dynamiques sont également à considérer pour le dimensionnement. En effet, la fonction “débrayer” en mode assisté, la plus fréquemment rencontrée, doit se faire selon une dynamique telle que le déplacement total prenne moins de **100 ms**. Cette valeur provient d’une fonction anti-calage du projet EMBRAY permettant de débrayer le moteur, si nécessaire, avant que celui-ci ne puisse avoir le temps de caler. Dans le cas non-assisté, le G.M.P. n’étant pas en fonctionnement, la fonction d’anti-calage n’est pas nécessaire. De plus, le temps de réaction du système est un facteur moins essentiel dans ce mode de fonctionnement puisqu’il se déroule à l’arrêt du véhicule, dans un cas où il n’est pas nécessaire de pouvoir passer les vitesses à une fréquence élevée. Pour ce cas, un temps de réponse de **400 ms** est retenu. Dans le cas du trajet retour, à savoir l’embrayage, ici également, le temps de réponse n’est pas crucial car la transmission

de couple à travers l’embrayage se fera très tôt dans le déplacement retour de la butée. Ici également, un temps de réponse de **400 ms** est retenu.

Dans tous les cas, seule la durée du déplacement est fixée. Les profils de mission selon lesquels le moteur parcourt le débattement angulaire sont laissés libres. Grâce aux profils de vitesse, il est possible d’optimiser le comportement du moteur afin de respecter au mieux les temps de réponse. Ces profils de vitesse seront à définir (voir sous-section 3.3.1).

Tab. 1.2: Synthèse des critères de dimensionnement du moteur pour 12 tours

	trajet “aller”			trajet “retour”				
	temps de réponse (en ms)	couple max (en Nm)			temps de réponse (en ms)	couple max (en Nm)		
mode de fonctionnement		min	typ	max		min	typ	max
mode assisté	100	0.07	0.18	0.3	400	0	0.2	0.28
mode non-assisté	400	0.35	0.55	0.67	400	0	0.2	0.28

Une synthèse de ces critères est présentée dans le Tableau 1.2. Le couple considéré correspond au couple résistant ramené au moteur dans le cas où toutes les pièces du système mécanique sont à leurs cotes nominales. Les valeurs minimales et maximales correspondent aux tolérances sur ce même couple résistant en tenant compte des tolérances des pièces.

Deux cas se distinguent dans ce tableau :

- *le cas “aller” assisté* : ce cas présente un petit temps de réponse, soit potentiellement un forte vitesse du moteur.
- *le cas “aller” non-assisté* : ce cas présente un couple important, pour l’encombrement disponible, et une vitesse de fonctionnement plus faible que dans le cas assisté.

Le moteur que nous avons à dimensionner doit donc pouvoir répondre à deux fonctionnements complètement différents : fort couple/faible vitesse et faible couple/forte vitesse.

1.3 Contraintes d’environnement et de fabrication

1.3.1 Encombrement

Le moteur doit respecter les contraintes d’encombrement suivantes :

- *diamètre maximal*, carter compris : **45.25 mm**
- *longueur maximale* : il est, quoi qu'il arrive, nécessaire de percer la cloche d'embrayage afin d'en faire sortir les câbles d'alimentation et de signaux provenant du capteur. La longueur retenue est d'environ 150 mm, capteur compris. Ce capteur reste à définir. Ceci nous contraint à limiter la longueur active à **70 mm**. Cette longueur est fixée sur la base d'une connaissance a priori de l'épaisseur nécessaire pour des têtes de bobines et un capteur classique.
- *entrefer* : au mieux de **0.3 mm** avec une tolérance sur cette cote de l'ordre de **+0.1/-0.2 mm**. Cette tolérance provient de l'analyse de la chaîne de cotes de l'assemblage envisagé ainsi que des jeux nécessaires pour réaliser cet assemblage et pour assurer le fonctionnement vis à vis de phénomènes tels que la dilatation thermique et la déformation par centrifugation.

1.3.2 Bobinages

Une contrainte industrielle dicte que le stator doit pouvoir être bobiné depuis l'extérieur afin d'obtenir un coefficient de remplissage de l'ordre de **40%**. Ce coefficient n'est pas atteignable par des moyens de bobinage par l'intérieur sur des machines de si petit diamètre. De même, afin de pouvoir assurer ce coefficient de remplissage, le diamètre du fil utilisé doit faire partie de la liste de valeurs standardisées présentées dans le Tableau B.1 en annexe B. Ce tableau présente le diamètre du fil de cuivre nu mais également le diamètre du fil une fois vernis. Deux types d'isolant sont considérés : les isolants Grade1 et Grade 2. Le premier peut supporter une température allant jusqu'à 200°C, tandis que le second peut supporter une température allant jusque 230°C. A cause de la température de l'environnement dans lequel nous travaillons, le choix a été fait d'utiliser un isolant de classe Grade 2 afin de permettre aux bobinages de supporter une température plus élevée et ainsi se donner un peu plus de latitude sur l'évacuation de la chaleur créée au stator.

Le courant instantané maximal provenant de la batterie est de **50A**. Au-delà de cette valeur, des perturbations sont perceptibles sur le réseau électrique ce qui n'est pas acceptable pour des fonctions accessoires comme celle que nous considérons ici. D'autre part, l'utilisation de module de puissance MicroAutobox RapidPro Power Unit, choisi afin d'assurer la portabilité avec les moyens d'essai utilisés par Valeo, pour réaliser l'électronique de puissance, limite le courant instantané maximal par bras de pont à une valeur de **30A**. Le moteur sera dimensionné pour fonctionner sous une valeur maximale de courant instantané de 50 A, afin de tirer parti de tout le courant disponible lors du fonctionnement réel. Les essais, en revanche, ne pourront pas dépasser la valeur en courant de 30 A.

La tension disponible théorique est de 12 V mais peut varier de **12 V à 14 V**. Lorsque l'alternateur ne fonctionne pas, c'est à dire lors du mode non-assisté, la valeur de la tension disponible est considérée comme valant 12 V. Lorsque l'alternateur fonctionne (cas du mode assisté), la tension disponible à la batterie est de 14 V.

La résistance du faisceau entre la sortie du convertisseur et le moteur est de l'ordre de 30 m Ω et celle d'un bras de pont du convertisseur est de 15 m Ω . Ces valeurs permettent de tenir compte des chutes de tension correspondantes afin de connaître la tension aux bornes d'un enroulement en fonction de la tension délivrée par la batterie.

1.3.3 Contraintes thermiques

Les données thermiques peuvent se décomposer en deux familles : les contraintes thermiques liées à la température des bobines et les contraintes liées à la température extérieure au moteur.

Comme nous l'avons dit précédemment, l'actionneur sera placé à l'intérieur de la cloche d'embrayage. Or le carter de l'actionneur étant étanche, il sera impossible de ventiler le moteur. La température au niveau des bobinages doit toujours rester inférieure à **220°C (voire 230°C)**. Cette limitation provient de la température maximale supportable par l'isolant électrique des enroulements dans le cas d'un isolant de grade 2 (le plus résistant).

La température extérieure moyenne de fonctionnement de l'actionneur est de 140°C en se basant sur les valeurs auxquelles sont testés les actionneurs hydrauliques. Ceux-ci sont liés directement à la butée et sont donc dans l'environnement auquel sera soumis l'actionneur électrique. La température maximale au sein de l'embrayage (avant rupture de celui-ci) est de 200°C. L'actionneur électrique doit pouvoir assurer le mouvement sur une plage de température extérieure allant de -40°C à 180°C si l'on veut imposer un cahier des charges similaire à celui des actionneurs hydrauliques. En réalité, les actionneurs hydrauliques ne tiennent pas la totalité des cycles de fonctionnement (voir paragraphe suivant) imposés, à 180°C. Ils ne les tiennent qu'à 160°C. La température maximale de fonctionnement qui sera retenue sera donc de **160°C**.

1.4 Cycles de fonctionnement

Les cycles de fonctionnement selon lesquels les actionneurs seront testés concernent principalement les critères thermiques. En effet, un actionnement classique de pédale d'embrayage dure plus longtemps que les 100 ms dont nous avons parlé précédemment. Dans un cycle de fonctionnement en situation réelle, le temps de réponse utilisé pour la conception n'est

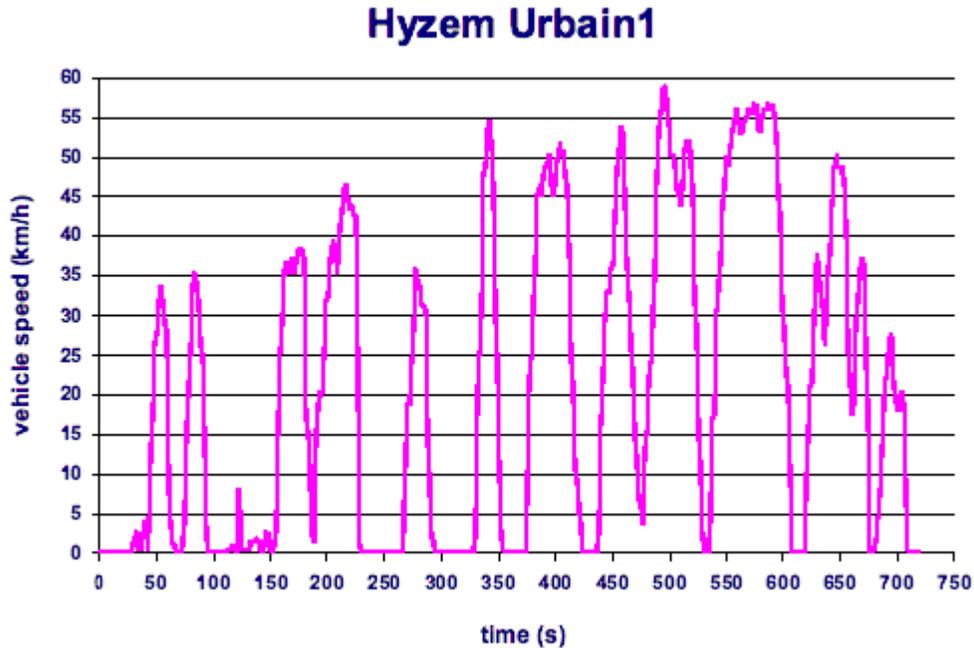


Fig. 1.5: Cycle de fonctionnement HYZEM - Urbain1

nécessaire que pour le cas de débrayage d’urgence, principalement pour éviter de caler le moteur. La plupart du temps, le moteur doit suivre la commande imposée par le conducteur. En général, les actionnements par le conducteur durent plus de 100 *ms*. Ainsi, les contraintes d’accélération sont en fait moindres. La commande du système complet en situation ainsi que sa modélisation font l’objet d’une étude à part menée conjointement par l’ESISAR [37, 36] et Valeo Transmissions.

Le fonctionnement du système se fait en régime transitoire. En effet, le maintien en position “débrayée” peut durer plusieurs dizaines de secondes jusqu’à une minute. Or, une machine de la taille décrite à la sous-section 1.3.1 a généralement des bobines avec des résistances conséquentes. Pour éviter les problèmes d’échauffement qui apparaîtraient, le maintien en position est fait mécaniquement. Ainsi le moteur n’a à fournir un effort que pendant les phases de déplacement, ceci afin de limiter l’échauffement de la machine.

Il est donc nécessaire de valider le comportement thermique de la machine vis-à-vis d’un cycle représentatif du fonctionnement réel. Pour ce faire, nous pourrions nous baser sur les cycles normalisés HYZEM Urbain (Figure 1.5) ou MVEG (Figure 1.6). Ces cycles définissent un profil de vitesse. En fixant des vitesses seuils à partir desquelles le conducteur change de vitesse, il est possible de définir un cycle d’actionnement de l’embrayage.

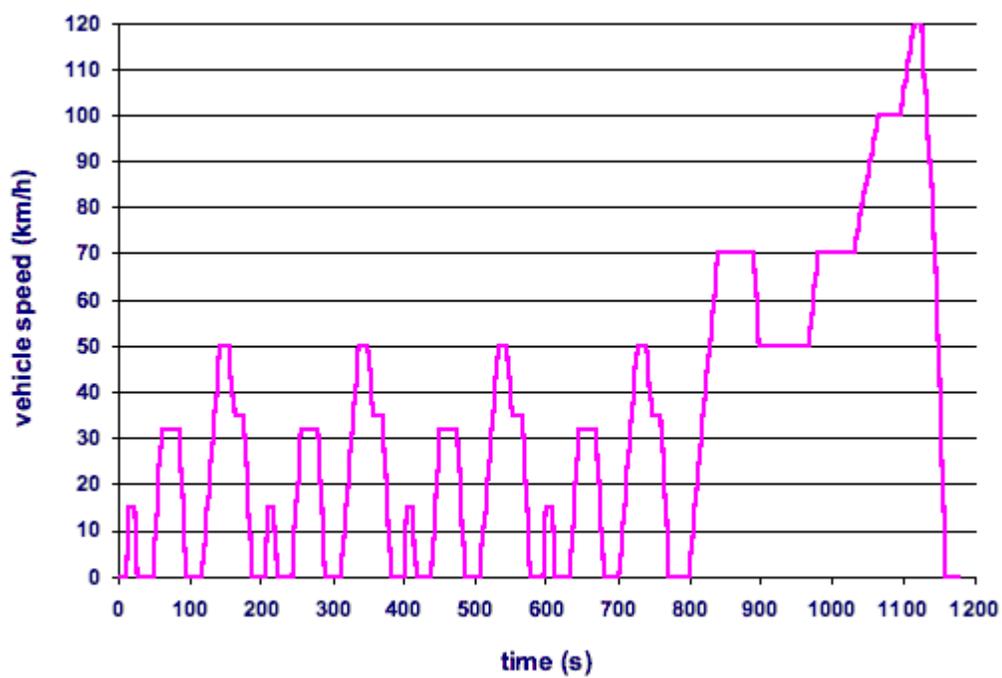


Fig. 1.6: Cycle de fonctionnement MVEG

Chapitre 2

État de l'art et choix du type de machine

2.1 Étude des types de machine

Il est nécessaire, dans un premier temps, d'étudier les avantages et inconvénients des différentes machines susceptibles de convenir. Le problème que nous avons décrit au chapitre précédent présente des contraintes bien particulières, notamment en terme de température extérieure, qui font que certaines considérations n'ayant que peu de conséquences dans les dimensionnements classiques prennent ici une grande importance. Il s'agit donc d'avoir une vue d'ensemble afin de réaliser un choix pour une situation non conventionnelle.

Les machines utilisées pour les accessoires automobiles ont, en règle générale, un couple maximal limité par le volume disponible. Très rapidement, certaines applications excluent l'utilisation de machines à courant continu (inertie, contact balais-collecteur, couple de frottement, durée de vie...). C'est pourquoi notre étude portera exclusivement sur les machines alternatives. Les machines alternatives étudiées seront les suivantes : synchrones à aimants permanents (MSAP), synchro-réductante (MSR ou SynchRel), à réductance variable (MRV) et asynchrone (MAS).

Bon nombre de publications s'employant à l'étude d'un type de machine débutent par une synthèse qualitative de ces avantages et inconvénients [29, 40, 3]. Le sujet de l'étude qualitative des machines peut faire l'objet de publications entières [50]. Il est aussi possible de baser ces comparaisons sur des réalisations expérimentales [?, 29, 45]. Néanmoins, ces études sur un cas donné permettent difficilement d'extrapoler pour d'autres situations (température, puissance, encombrement,...) que celles étudiées expérimentalement. De plus, le nombre de machines à réaliser fait que, parfois, seul le rotor est modifié. Puisque les solutions ne sont pas optimales (par opposition à une optimisation par type de machine), la comparaison entre les solutions avec les différents rotors reste discutable. D'autre fois, encore, l'étude est faite sur des machines de même gamme de puissance, mais avec différentes caractéristiques géomé-

triques ou de fonctionnement. C'est pourquoi une troisième approche est souvent envisagée. Cette démarche est une approche quantitative où une modélisation permet de calculer le couple produit (ou les pertes Joule) et ainsi de pouvoir comparer les machines alternatives selon des critères définis (facteur de puissance, rendement, pertes Joule...) [40, 26].

De ces études, des caractéristiques principales se dégagent pour chaque type de machine. Celles-ci vont être présentées dans la suite.

2.1.1 La machine synchrone à aimants permanents

Un type de machine le plus couramment utilisé pour les applications à faible puissance est la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). En effet celle-ci présente en général un bon rendement ainsi qu'un bon rapport couple massique et couple volumique. Ces avantages majeurs de la MSAP proviennent du fait qu'une partie de l'énergie nécessaire au fonctionnement, à savoir celle créant un champ magnétique au rotor, est présente grâce aux aimants. On peut considérer les aimants au rotor comme une réserve d'énergie emmagasinée lors de leur aimantation. Cependant, les aimants terres rares, offrant un niveau d'induction permettant d'obtenir un rapport couple/volume important, sont sensibles à l'élévation de température (Figure 2.1 et Figure 2.2) et ont un coût important (Tableau 2.1).

Tab. 2.1: Ordre de grandeur de prix au kg des différents types d'aimants (en 2007)

matériaux	ordre de grandeur de prix en €/kg
NdFeB (fritté)	100 à 150
NdFeB (lié)	80 à 120
SmCo (1 :5)	130 à 200
SmCo (2 :17)	180 à 270
Alnico (moulé)	30 à 55
Alnico (fritté)	40 à 80
Ferrites	3 à 5
Plastoaimants	7 à 100

Différents types de disposition d'aimants existent. Le rotor à aimants surfaciques montés de façon à présenter un rotor à pôle lisse décrit en Figure 2.3 a) a l'avantage d'être facilement réalisable et est particulièrement adapté aux faibles vitesses, lorsque la force centrifuge qui s'exerce sur les aimants est faible. Les rotors présentés en Figure 2.3 b), c) et d) sont à pôles saillants et présentent donc un couple réductant qui s'ajoute au couple hybride et au couple de détente. La machine équipée du rotor c) est plus adaptée aux fonctionnement à hautes vitesses car les parties rapportées que sont les aimants sont maintenues par la

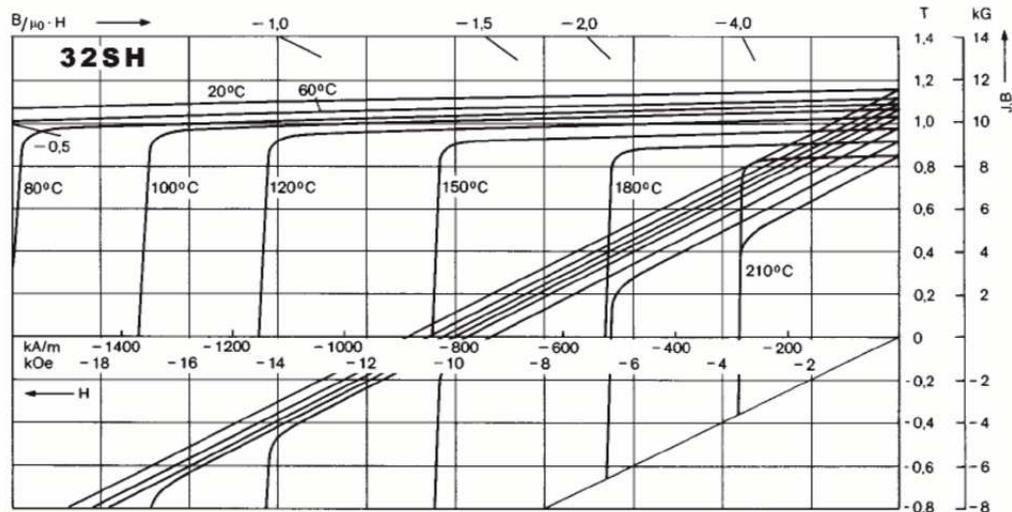


Fig. 2.1: Caractéristique $B=f(H)$ en fonction de la température d'un aimant NdFeB (*source* : *Magnetsales & Manufacturing*)

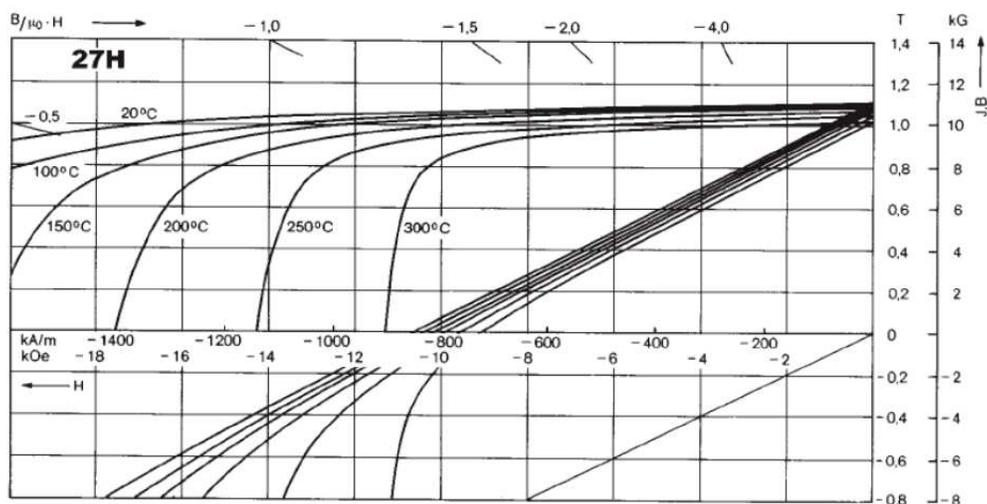


Fig. 2.2: Caractéristique $B=f(H)$ en fonction de la température d'un aimant SmCo (2 :17) (*source* : *Magnetsales & Manufacturing*)

pièce magnétique dans laquelle ils sont insérés. Cette partie magnétique permet, de plus, de défluxer la machine afin d'augmenter l'espace de fonctionnement atteignable sans risque de démagnétiser les aimants. Cependant, l'insertion de ceux-ci dans le logement peut s'avérer délicat pour des aimants ayant une forte induction. La MSAP dite à concentration de flux est surtout utilisée avec des aimants à faible niveau d'induction (Ferrites, Alnico). Cette géométrie permet d'obtenir de bons niveaux d'induction dans l'entrefer (supérieurs à celui de l'aimant utilisé). Or les aimants actuels offrent une induction telle que, à température

d'utilisation classique, le matériau ferromagnétique peut se retrouver en saturation à cause de la concentration de flux. D'autre part, la pièce ferromagnétique doit pouvoir posséder un pont saturable de chaque côté des aimants pour maintenir ceux-ci en position et transmettre le couple à l'arbre magnétique. Ces contraintes peuvent être difficiles à réaliser pour des machines de petits diamètres tout en conservant une largeur d'aimant suffisante pour la production du couple souhaité.

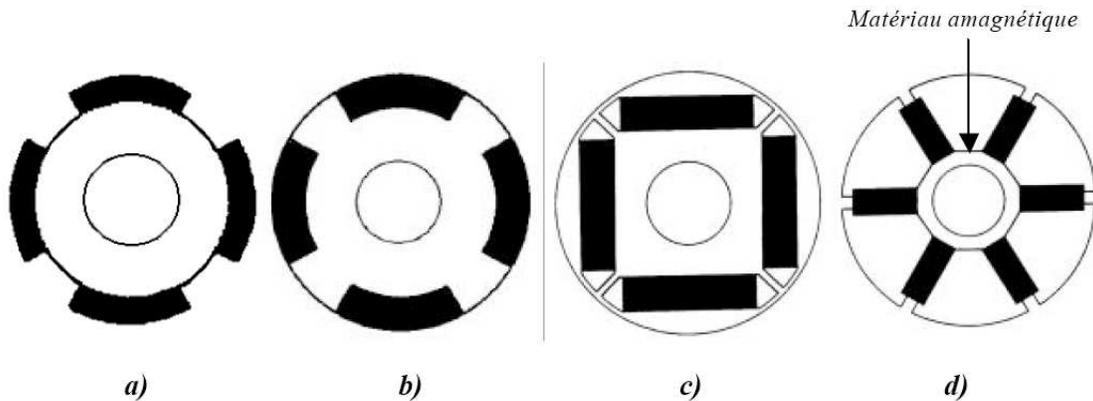


Fig. 2.3: Rotors de machine synchrones à aimants permanents

2.1.2 La machine à réluctance variable

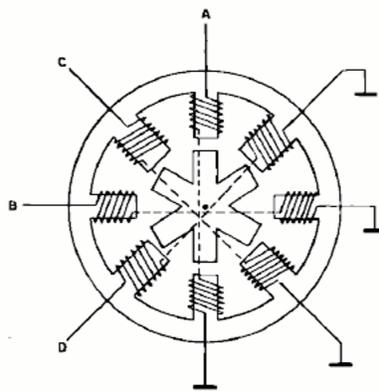


Fig. 2.4: Machine à réluctance variable 6/8

Un exemple de MRV est montré en Figure 2.4. Ce type de machine est principalement utilisé pour les opérations de positionnement et est particulièrement prise pour les déplacements à fortes vitesses / faibles charges. On peut la rencontrer de plus en plus dans l'aéronautique et l'automobile grâce à sa propension à pouvoir être intégrée de façon peu onéreuse dans un

système. D'une part, le bobinage de cette machine se fait traditionnellement autour d'une dent, ce qui permet d'obtenir des coefficients de remplissage élevés (0,6 à 0,8 au lieu de 0,4 à 0,5 classiquement obtenu pour un bobinage diamétral) et d'imaginer des méthodes de bobinage facilement reproductibles en série. Par exemple, le bobinage peut être réalisé à l'extérieur du stator et mis en position a posteriori autour d'une dent. D'autre part, les matériaux utilisés restent relativement bon marché. La machine n'est constituée que d'un simple empilement de tôles. Elle ne nécessite donc pas de procédés de fabrication complexes. Ensuite, pour une charge maîtrisée, sans variation brutale, et une vitesse de rotation faible, le capteur de position peut être supprimé. D'autre part, puisqu'une alimentation unipolaire est utilisée, il est possible de limiter le nombre de composants du convertisseur. Les machines triphasées classiquement utilisées dans l'automobile ont 2 transistors et 2 diodes par bras de pont. Dans le cas de la MRV, un transistor et une diode par bras de pont suffisent. Pour un nombre de phases inférieur à 6, le convertisseur de la machine à réluctance variable est donc moins coûteux en silicium. Enfin, le rotor de la machine à réluctance variable est inactif. En effet, il n'y a ni aimants ni aucun système de transfert d'énergie au rotor ce qui permet d'obtenir un bon rendement global dans les vitesses élevées. Un autre avantage du rotor passif est l'absence de pertes Joule au rotor, pertes difficiles à évacuer.

Cependant, la MRV nécessite de travailler à de hauts niveaux d'induction dans le circuit magnétique afin d'atteindre des performances en terme de couple massique comparables à celles des autres machines alternatives ce qui engendre des pertes par magnétisation du fer plus importantes que pour les autres machines et un facteur de puissance comparable à celui de la machine asynchrone. De plus, il est nécessaire d'avoir un entrefer plus faible [33, 20]. Mais plus important, la machine à réluctance variable est sujette, de par son fonctionnement propre, à des ondulations de couples non négligeables. Des travaux ont été réalisés sur la géométrie ainsi que sur l'alimentation de la machine afin de limiter ces ondulations et les bruits de fonctionnement [48, 43, 27, 8, 30, 34].

2.1.3 La machine synchro-réluctance

Une alternative possible est une solution médiane entre la machine synchrone à aimants et la machine à réluctance variable : il s'agit de la machine synchro-réductante.

La machine synchro-réluctance (MSR) utilise le même principe de variation de réluctance au rotor que la machine à réluctance variable. Une pure MSR possède un rotor passif, elle présente donc les mêmes avantages en terme de thermique, de robustesse et de coût des matériaux que la MRV. Son rendement est toujours inférieur à celui atteignable avec une machine synchrone à aimants permanents de taille équivalente mais supérieur à celui d'une machine

asynchrone [40]. [45] remarque que pour des températures de fonctionnement inférieures à 105°C, le couple volumique de la machine synchro-réductante est aussi compris entre celui de ces deux machines. Lorsque la température augmente au delà de 105°C, [45] explique que les niveaux d'induction atteignables deviennent progressivement favorables aux machines synchro-réductante et asynchrones. Le stator de la machine synchro-réductante est similaire à ceux des machines synchrone et asynchrone. En effet, le champ statorique nécessaire au fonctionnement de la MSR est un champ tournant sans à-coups, contrairement au champ nécessaire au fonctionnement d'une MRV.

Toutefois, le principal défaut de la machine synchro-réductante est la faible valeur de son facteur de puissance. Le facteur de puissance de la machine synchro-réductante se définit selon la fonction explicitée dans l'Équation 2.1 [22] :

$$F_{Pmax} = \frac{X_d^2 - X_q^2 + 4R_s \sqrt{X_d X_q + R_s^2}}{(X_d + X_q)^2 + 4R_s^2} \quad (2.1)$$

où X_d et X_q sont les réactances directes et quadratures et R_s la résistance d'une bobine.

Il est cependant courant de rencontrer une simplification lorsque les résistances des bobines peuvent être négligées devant les réactances [22, 19] :

$$F_{Pmax} = \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\frac{L_d}{L_q} + 1} \quad (2.2)$$

On peut aussi trouver dans la littérature une approximation du facteur de puissance au couple maximum [40] :

$$\cos \varphi_{couple_{max}} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 + 1}} \quad (2.3)$$

La Figure 2.5 représente la variation du facteur de puissance maximal en fonction du rapport des inductances, aussi appelé rapport de saillance, $\frac{L_d}{L_q}$ tel que décrit par l'Équation 2.1.3.

La faible valeur du facteur de puissance provient du fait qu'à stator identique, le rapport des inductances $\frac{L_d}{L_q}$ est rarement suffisamment grand pour obtenir un $\cos \varphi$ comparable à celui des MSAP [40, 45, 17]. Afin d'obtenir un rapport de saillance le plus grand possible, différents types de topologies de rotor peuvent être envisagés. La Figure 2.6 présente les différents types de rotor qui peuvent être rencontrés. Le rotor a) est un rotor massif. Il est robuste et particulièrement adapté aux fonctionnements à hautes vitesses de par sa bonne tenue mécanique. Cependant pour des machines de faible diamètre les faibles valeurs de L_q sont difficiles à atteindre car $L_q \propto \frac{1}{e_{max}}$ où e_{max} est la valeur de l'entrefer à sa plus grande épaisseur. e_{max} est d'autant plus petit que le diamètre de la machine est faible. Ainsi,

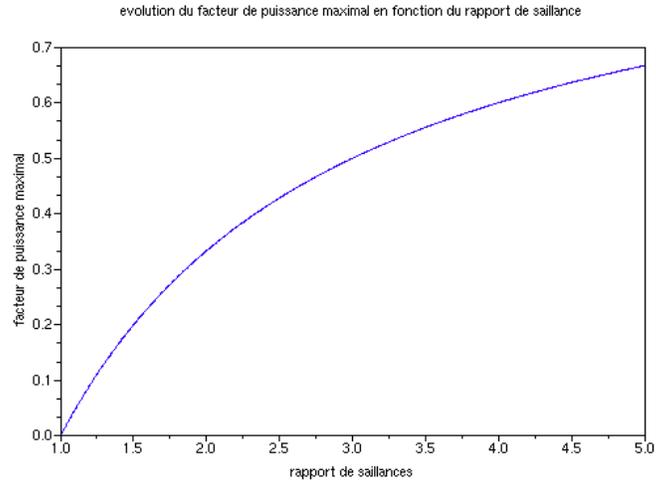


Fig. 2.5: Évolution du facteur de puissance en fonction du rapport de saillance (résistance négligées)

l'obtention de faibles valeurs de L_q justifie l'utilisation de rotors de fabrication plus complexe (Figure 2.6 b), c) et d)). Le choix entre ces dernières topologies de rotor se fait en se basant sur des considérations de facilité de réalisation et de facteur de puissance, à travers le rapport de saillance, pour l'application considérée. Raminasoa [40] ajoute qu'avec une optimisation, il est tout de même possible d'obtenir un facteur de puissance compétitif par rapport à celui de la machine asynchrone.

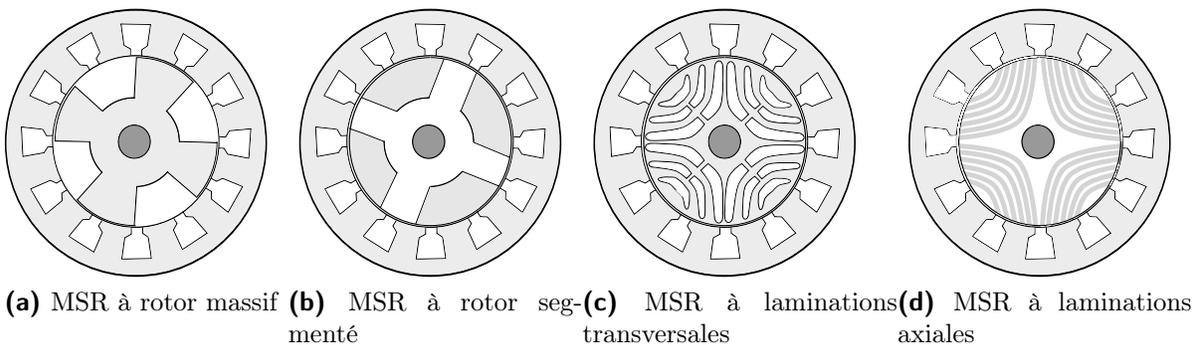


Fig. 2.6: Différentes topologies de rotors

2.1.4 La machine asynchrone

La machine asynchrone (MAS) a pris une place de plus en plus importante dans les applications électriques grâce à sa robustesse et à son faible coût de fabrication (matériaux et simplicité de réalisation). De plus, elle ne présente pas de fortes ondulations de couple.

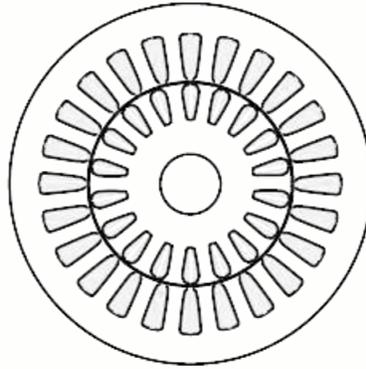


Fig. 2.7: Schéma de machine asynchrone en coupe

Cependant, d'après [29, 44, 45, ?], son couple moyen, à encombrement fixé, est inférieur à celui des autres machines, particulièrement pour les machines de petit diamètre. Cela provient en partie de son mauvais rendement global. De par son principe de fonctionnement même, la MAS crée des pertes au rotor et nécessite une magnétisation du fer qui conduit à un facteur de puissance de l'ordre de grandeur de celui de la machine synchro-réductante. Par exemple, le moteur asynchrone présenté en Tableau 2.2 a un facteur de puissance au fonctionnement nominal d'environ 0,7. Le facteur de puissance d'une machine dépend de sa charge à travers la valeur du glissement ([2, 31]). Ainsi, lorsque la charge est plus faible qu'au nominal, le facteur de puissance diminue. A faible vitesse, le facteur de puissance prévisible du moteur du Tableau 2.2 est de l'ordre de 0,2. La plage de variation du facteur de puissance est grande et défavorable à l'utilisation de la MAS pour des charges inférieures à la charge nominale.

Tab. 2.2: Caractéristique du moteur asynchrone Willy Voyel (type DM6 Nr : S 24 750) (pompe de chaudière)

Puissance nominale	60 W
Vitesse nominale	2700 $tr.min^{-1}$
Tension nominale (triangle/étoile)	220 V / 380 V
Courant nominal (triangle/étoile)	0.4 A / 0.23 A

Les pertes Joule au rotor font chauffer la machine et sont difficiles à évacuer sans système de refroidissement ou ventilation forcée pouvant s'avérer incompatibles avec les faibles encombrements. De plus, l'élévation de la température au sein de la machine peut modifier la valeur des paramètres de la machine au cours de l'utilisation. Une identification des paramètres en temps réel peut s'avérer nécessaire dans certains cas afin de maintenir la robustesse de la commande de la machine à son niveau optimal.

D'autres machines peuvent être citées, telles que la machine synchrone à rotor bobiné ou la machine synchro-réductante à assistance par aimants. Elles ne seront cependant pas décrites en détail ici, leurs avantages et inconvénients pouvant se déduire de ceux des machines ci-dessus. Ainsi, la machine à rotor bobiné présente sensiblement les mêmes contraintes que la machine à courant continu quant au transfert d'énergie au rotor. Celui-ci conduisant à un couple de frottement, peu approprié pour les fonctionnements dans les hautes vitesses. De plus, son inertie est importante devant celle de machines décrites plus haut. Cette solution est donc peu adaptée. D'autre part, la machine synchro-réductante à assistance par aimants requiert un volume disponible conséquent afin de pouvoir placer lesdits aimants. De plus, dans les températures de fonctionnement au sein de l'embrayage, le niveau d'induction des aimants est relativement faible, ce qui rend l'apport de l'assistance à aimant peu intéressant.

2.1.5 Synthèse

Tab. 2.3: Récapitulatif des avantages et inconvénients des différentes machines

type de machine	avantages	inconvénients
MSAP	<ul style="list-style-type: none"> - bon couple massique - bon rendement - possibilité de défluxage (sous conditions) 	<ul style="list-style-type: none"> - dégradation des performances avec l'augmentation de la température - risque de démagnétisation des aimants (température, pic de courant, défluxage...) - assemblage aimants - coût
MRV	<ul style="list-style-type: none"> - bobinage facile à réaliser, bon coefficient de remplissage - matériaux peu chers - facilité de fabrication - absence de pertes Joule au rotor - machine bon marché 	<ul style="list-style-type: none"> - nécessité de saturer le fer (pertes par circulation dans le fer) - facteur de puissance inférieur à celui d'une MSAP - petit entrefer nécessaire - fortes ondulations de couple, vibrations, bruit acoustique
MSR	<ul style="list-style-type: none"> - robuste - faible coût des matériaux - absence de pertes Joule au rotor 	<ul style="list-style-type: none"> - faible facteur de puissance - difficulté de réalisation - rendement inférieur à celui d'une MSAP
MAS	<ul style="list-style-type: none"> - robuste - faible coût de réalisation - pas d'ondulation de couple 	<ul style="list-style-type: none"> - faible couple volumique - mauvais rendement global - mauvais facteur de puissance - pertes Joule au rotor difficiles à évacuer - temps de mise en flux

2.1.6 Conclusion

A partir de cette synthèse, il est possible d'évaluer qualitativement quelle machine est la plus propice à un usage donné, sans avoir à développer une géométrie spécifique.

Au regard du cahier des charges de notre application et après discussion avec Valeo Transmission afin de bien prendre en compte ses contraintes de réalisation, la machine la plus adaptée à notre usage s'avère être la machine synchro-réductante. En effet, la température rend le couple massique de la machine synchrone à aimants permanents inférieur à celui des autres types de machines. Même dans le cas des aimants terres rares, un prédimensionnement montre que seuls les SmCo offrent une solution. Cependant ces aimants sont peu compatibles avec les critères économiques inhérent aux actionneurs d'accessoire automobile.

Pour limiter les effets de la température, il faudrait utiliser des aimants ferrites, dont l'induction, bien que faible augmente avec la température ([32]). Cependant, l'utilisation d'un tel type d'aimant requiert de mettre une épaisseur d'aimant conséquente ce qui est incompatible avec le critère d'encombrement. D'autre part, la machine asynchrone, bien que d'un facteur de puissance légèrement supérieur à celui de la machine synchro-réductante, a l'inconvénient de plus grandes pertes Joule. Or, dans un environnement où la température est déjà élevée, des pertes Joule supplémentaires sont un facteur critique. Non seulement l'énergie de cette source de chaleur supplémentaire est difficile à évacuer mais l'augmentation de température au sein de la machine fait accroître la valeur des résistances des bobinages, dégradant d'autant le rendement et ainsi le niveau de couple disponible. Thermiquement, plus la température augmente, plus les résistances augmentent ce qui tend à faire augmenter d'autant plus les pertes Joule et la température au sein du bobinage. De plus, l'isolant des conducteurs ne peut supporter une température supérieure à 230°C pour un isolant de GRADE 2. La machine à réductance variable, quant à elle, pose le problème des fortes ondulations de couple. Ces ondulations peuvent s'avérer problématiques lorsque la charge à entraîner est conséquente ou le minimum de couple fourni trop faible. De plus, elle nécessite de travailler à un niveau d'induction du matériau ferromagnétique élevé. Ceci implique soit une densité de courant élevée qui est difficilement atteignable sous les contraintes d'encombrement et d'alimentation énoncées plus haut (chapitre 1) (le diamètre du fil ainsi que l'ordre de grandeur de l'encoche limitent par construction le nombre de conducteurs dans une encoche), soit des sections ferromagnétiques de petites tailles qui conduisent alors à des problèmes de tenue mécanique et de fabrication.

Ainsi malgré son faible facteur de puissance, la machine synchro-réductante s'impose de par ses performances à hautes températures et l'absence de pertes Joule au rotor. La problématique qui découle alors de ce choix est d'identifier la structure la plus adaptée à l'usage considéré ainsi que les principaux paramètres servant à son dimensionnement.

2.2 La machine synchro-réductante

2.2.1 Introduction

Dans cette partie, nous allons d'abord expliciter les notions de base de la machine synchro-réductante nécessaires pour ensuite mieux comprendre les différences entre les topologies de MSR étudiées dans la littérature et ce afin de restreindre l'étude à la machine que nous dimensionnerons par la suite. Ensuite la genèse de la machine synchro-réductante retenue sera développée. Enfin, les phénomènes physiques régissant cette machine seront explicités.

Les premières mentions de machines à réluctance variable remontent vers 1834 avec le rapport écrit cette année là par le physicien DE JACOBI dans lequel il proposait de réaliser une machine tournante dont le fonctionnement s'apparente à celui des machines à réluctance variable. En 1845, Gustave FROMENT réalise une machine à réluctance variable réellement efficace pour une application industrielle [33]. Laissées de côté à cause de leur inaptitude à démarrer seules à partir du réseau et des problèmes de commutation des courants au stator, les machines à réluctance variable et synchro-réluctance ont été peu développées durant les décennies suivantes. Dans les années 1930, elles sont apparentées aux machines asynchrones car partageant avec elles des qualités de robustesse et d'espace de fonctionnement étendu sur de grandes plages de puissance. Elles étaient alors réalisées sur la base du rotor de la machine asynchrone à laquelle on supprimait des dents pour créer la différence de réluctance. Les dents rotoriques restantes servant à la réalisation d'une cage d'écureuil pour le démarrage de la machine depuis le réseau [22]. Trente ans plus tard, LAWRENSON ([24, 23, 25]) et CRUICKSHANK ([12]) définissent le principe des machines à rotors laminés axialement et transversalement ainsi que la machine à rotor segmenté. L'avènement de l'électronique de puissance a rendu pertinentes ces structures vieilles de 50 ans en permettant de supprimer la cage d'écureuil utilisée pour leur démarrage. Aujourd'hui les machines les plus couramment rencontrées, dans la littérature comme dans des applications pratiques, sont les machines à rotor massique, grâce à leur facilité de réalisation, et les machines laminées car celles-ci permettent des optimisations en vue de réduire les ondulations de couple. En revanche, les machines à rotor segmenté ont été pour la plupart ignorées [35]. Cependant, des travaux récents ont été menés sur la machine SynchRel à rotor segmenté afin de pouvoir étendre la gamme d'utilisation des machines synchro-réluctantes vers des applications de tailles plus petites ([16, 47]).

2.2.2 Principe

La machine synchro-réluctante présente un stator identique à celui des machines synchrones ordinaires. Le stator est bobiné, avec un bobinage le plus souvent triphasé pour les machines de petites tailles, et possède p paires de pôles. Les bobines sont alimentées de façon à créer un champ tournant à $\omega_{méca} = \frac{\omega_{élec}}{p}$ où $\omega_{élec}$ est la pulsation des courants dans les phases. Ce champ est alors à l'origine de la création du couple. D'autre part, le rotor présente p paires de pôles saillants. Cette saillance est réalisée par une différence de perméabilité magnétique au sein du rotor créant ainsi une différence de réluctance en fonction du chemin emprunté par les lignes de champ. Le chemin privilégié pour le passage du flux définit l'axe direct du rotor, comme présenté sur la Figure 2.8. Les f.m.m. créent donc une

force qui tend à positionner le rotor de façon à réduire la réluctance au passage du flux. A la position de réluctance minimale, la force exercée sur le rotor est alors nulle. Les courants statoriques sont alors pilotés de telle façon que le rotor n’atteigne pas la position d’équilibre et que l’écart β , aussi appelé “angle de charge”, entre l’axe d du rotor et l’axe du maximum de flux créé au stator ne soit pas nul. Lorsque cet angle électrique est égal à 0° , ou 90° , le couple produit est nul. Le rotor tourne donc au synchronisme avec le champ statorique.

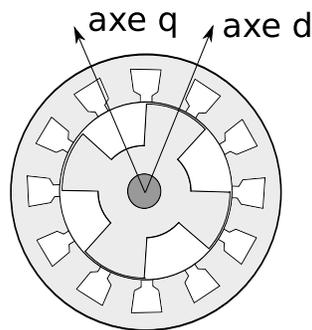


Fig. 2.8: Machine synchro-réductrice avec axes direct et quadrature

Dans le cas d’un fonctionnement en régime linéaire, l’énergie s’exprime selon :

$$W = \frac{1}{2}(L_d i_d^2 - L_q i_q^2) = \frac{3}{8} I_m^2 (L_d - L_q) \cos 2\beta + \frac{3}{8} I_2^2 (L_d - L_q) \quad (2.4)$$

où I_m est la valeur efficace maximale du courant dans les phases et I_2 la valeur efficace du courant de la machine diphasée équivalente dans le formalisme de Park. L_d (resp. L_q) est l’inductance selon l’axe direct (resp. quadrature), c’est à dire l’inductance du circuit magnétique lorsque toutes les lignes de champ circulent selon le chemin offrant la plus faible (resp. la plus grande) résistance. Une méthode de détermination par éléments finis des valeurs numériques de L_d et L_q utilisées dans des expressions analytiques est donnée par Bianchi [6]. Le calcul de l’énergie est en grande partie semblable à celui développé dans [41, 40] à ceci près que la transformation de Clarke utilisée permet de conserver les amplitudes au détriment de la puissance instantanée.

En dérivant l’énergie par rapport à l’angle de charge mécanique $\frac{\beta}{p}$, nous obtenons le couple tel que :

$$C = \frac{\partial W}{\partial \left(\frac{\beta}{p}\right)} \quad (2.5)$$

d’où :

$$C = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) I_d I_q = \frac{3}{4} p (L_d - L_q) I_m^2 \sin 2\beta \quad (2.6)$$

où I_d et I_q sont les valeurs efficaces des courants direct et quadrature de la machine

diphasée équivalente. Le couple est maximal pour la valeur particulière de $\beta = 45^\circ$ et est alors égal à $C_{max} = \frac{3}{4}p(L_d - L_q)I_m^2$.

Nous constatons que le couple d'une machine, à courant donné, est proportionnel à la différence $L_d - L_q$. C'est donc la saillance du rotor qui définit la capacité en couple d'une machine.

A la vue de l'Équation 2.1 et de l'Équation 2.6, nous pouvons remarquer l'importance des paramètres L_d et L_q . D'une part, il faut tendre vers la plus grande différence, c'est à dire la plus grande saillance magnétique, afin d'avoir le couple moyen le plus important et, d'autre part, vers le plus grand rapport de saillance afin d'avoir le meilleur facteur de puissance. Ceci conduit à rechercher le rotor présentant le plus grand L_d et le plus petit L_q possible. Nous pouvons supposer qu'aux saturations près et pour le même entrefer, toutes les topologies des rotors des MSR peuvent présenter une valeur de L_d de même ordre de grandeur. La discussion porte alors sur les différentes valeurs de L_q .

2.2.3 Topologies de rotor

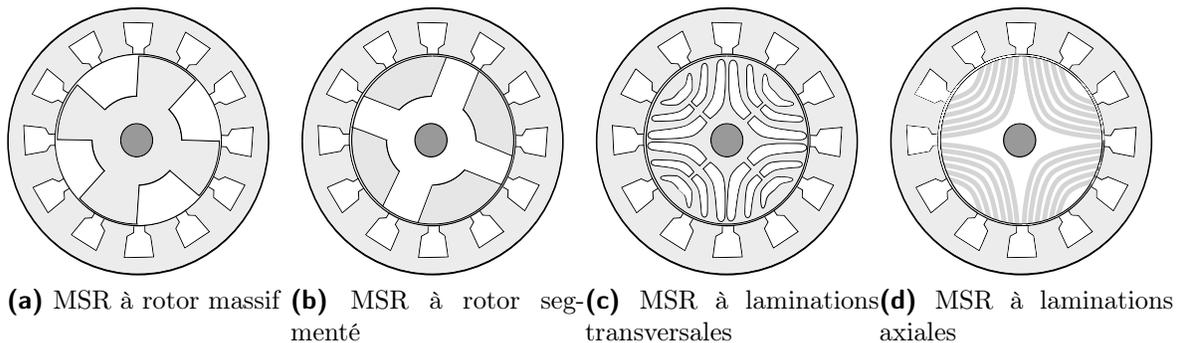


Fig. 2.9: Différentes topologies de rotors

Comme nous l'avons montré précédemment à la sous-section 2.1.3 ainsi qu'à la Figure 2.9, la famille des machines synchro-réductantes est elle-même composée de quatre types de machines ayant des rotors différents.

L'obtention de faibles valeurs de L_q justifie l'utilisation de rotors de fabrication complexe tel que les rotors à laminations transversales encore appelés à barrières de flux (Figure 2.9 b), à laminations axiales, encore appelés ALA (Figure 2.9 c) ou segmentés, encore appelés à pôles discrets ([24, 22, 45, 16] Figure 2.9 d). Les rotors à laminations transverses sont des empilements de tôles dans lesquelles sont découpées des barrières de flux. Les rotors ALA sont constitués d'une succession de tôles ferromagnétiques et d'isolants formant des chemins canalisant le flux. Leur maintien en position est cependant assez délicat et limite la vitesse

maximale. Il peut être réalisé par une série de vis pour lesquelles il faut alors laisser de la place au rotor afin d’y intégrer les têtes de vis. Les rotors segmentés, contrairement au deux précédents, sont adaptés aux petites tailles de rotor mais sont de réalisation délicate. Les rotors à barrières de flux et à laminations axiales permettent de canaliser le flux en position quadrature pour le forcer à passer à travers le plus de matériau amagnétique possible et ainsi d’obtenir des valeurs de L_q plus petites que pour une machine constituée d’un rotor massif. De plus, ces deux topologies de rotor sont particulièrement intéressantes pour la limitation des ondulations de couple car elles permettent une variation de perméance plus douce dans l’entrefer [46]. Néanmoins, pour les machines de petits diamètres, ici 45mm, la machine ALA est à proscrire du fait de sa complexité de réalisation. D’autre part, les machines à barrières de flux nécessitent, par construction, la présence d’un pont magnétique entre les barrières. Ce pont est dimensionné pour tenir à la centrifugation. Il doit également être suffisamment grand pour permettre sa découpe. Il est le plus souvent suffisamment fin pour saturer très rapidement et présenter alors une perméabilité relative μ_r proche de 1. Dans les cas des machines de tailles courantes, le flux nécessaire pour saturer le pont magnétique n’intervient que dans de faibles proportions dans L_q et est donc négligeable devant L_d . Cependant pour des machines de petites tailles, L_d est petit car le flux Φ_d coupé par une bobine en position d est faible à cause du petit nombre de spires dans les bobines. Ainsi, l’inductance de fuite par le pont magnétique n’est pas négligeable devant L_d . L’importance des fuites à travers le pont magnétique est alors critique.

Le rotor Figure 2.9a est un rotor massif. Il est robuste et particulièrement adapté aux fonctionnements à hautes vitesses de par sa tenue mécanique. A diamètre d’alésage équivalent, lors d’une étude paramétrique des machines à rotor massif et à rotor segmenté (Figure 2.9b, [16]), le niveau de couple de la machine à rotor massif n’a jamais dépassé celui de la machine à rotor segmenté. La Figure 2.10 montre deux machines SynchRel ayant un stator identique. On peut voir sur les Figures 2.10b et 2.10d que le couple est environ deux fois plus petit dans le cas d’un rotor d’un rotor massif. Cela provient en grande partie de la difficulté de canaliser les lignes de champ avec une différence de réluctance limitée par la petitesse du diamètre du rotor. On peut voir à la Figure 2.10a que la partie où l’entrefer est maximal n’est pas suffisamment grande pour empêcher les lignes de champ de retourner au stator sans passer par la partie magnétique du rotor. Pour améliorer ce point, il faudrait augmenter le rapport de saillance de la machine. Or, il est impossible d’augmenter plus l’entrefer maximal sans créer des saturations au rotor. Le rapport de saillance de la machine 2.10a est d’environ 1.8. Même en améliorant certains aspects, considérés comme mineur, de la géométrie de ce rotor, il est impossible d’obtenir un rapport de saillance comparable avec celui de 3.6 de la machine à rotor segmenté de la Figure 2.10c. D’autres machines à rotor

segmenté ont été modélisés. Le rapport de saillance maximal qui a été observé est de 5.1.

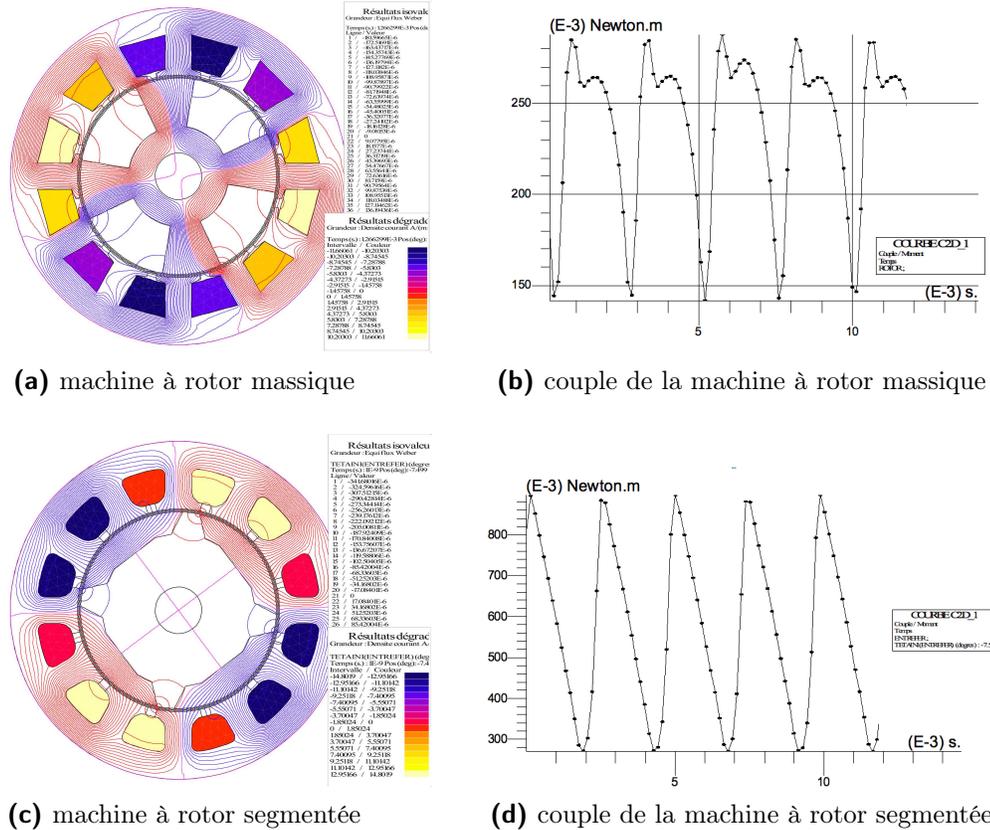


Fig. 2.10: Modélisations par éléments finis des machines SynchRel massique et segmentée

D'autre part, l'inertie d'une machine à rotor segmenté peut être plus faible que celle d'une MSR à rotor massique [23]. En effet, le volume de matériaux magnétique est plus faible dans le cas du rotor segmenté et le noyau du rotor peut être en aluminium (dont la densité est bien plus faible que celle des aciers magnétiques). L'inertie est très importante afin de limiter la puissance nécessaire au démarrage du moteur, d'autant plus lorsque l'accélération est importante, ce qui est le cas lors du mode assisté.

2.3 Choix de la Machine SynchRel à rotor segmenté pour l'application

Après présentation et discussion des conclusions avec l'industriel, la machine SynchRel à rotor segmenté a été retenue pour la suite des travaux.

Le principe d'obtention du couple (Équation 2.6) repose sur la différence entre les inductances directes et quadratures. La Figure 3.3 présente un exemple de parcours des lignes de

Chapitre 3

Méthodologie de dimensionnement système

Dans le chapitre précédent, nous avons abouti à la conclusion que la machine synchro-réductante à rotor segmenté présentait des caractéristiques particulièrement favorables pour l'électrification de l'embrayage. Cependant, à ce point de l'étude, seule la forme générale de la machine est connue. Le dimensionnement de la machine peut se faire sur un nombre conséquent de paramètres pouvant prendre des valeurs dans des plages de variation difficiles à restreindre. Le problème étudié dans ce chapitre se positionne donc comme une recherche de solution (machine, réducteur, profil de commande) en partant d'une feuille blanche.

Contrairement aux méthodes de conception de machines habituelles, les contraintes imposées par la fonction à réaliser ne définissent pas un point de fonctionnement (couple ; vitesse) mais un temps de réponse pour chacun des deux modes de fonctionnement. Le point de fonctionnement critique pour chacun des modes de fonctionnement est dépendant du profil de vitesse (Figure 3.1) choisi ainsi que du diamètre du rotor qui définit l'inertie de la machine. De plus, le rapport de réduction est un paramètre de l'étude qui influe sur le couple et la vitesse que le moteur doit fournir à chaque instant. Il est donc nécessaire d'appréhender le dimensionnement selon une approche système consistant à définir conjointement le profil de vitesse, le rapport de réduction et les dimensions de la machine.

Le dimensionnement d'un moteur se fait traditionnellement pour un unique point (couple ; vitesse), ce qui n'est pas le cas ici avec les deux modes de fonctionnement que nous avons définis au chapitre 1. La lecture du cahier des charges ne permet pas de dégager a priori le mode de fonctionnement le plus critique. Il sera donc nécessaire de trouver le point critique de chaque mode de fonctionnement et d'en déduire un point de dimensionnement rendant compatibles les deux modes de fonctionnement pour une machine donnée.

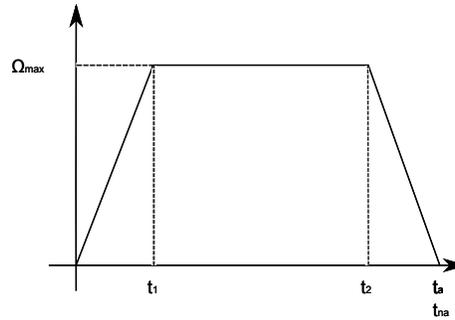


Fig. 3.1: exemple de profil de vitesse

Dans un premier temps, nous détaillerons la méthode de “conception-optimisation” utilisée afin de dimensionner des paramètres regroupant aussi bien la géométrie du moteur que des paramètres système comme le débattement angulaire. Cette méthode contient diverses étapes que nous expliciterons dans les sections suivantes. Les étapes de définition du cahier des charges et de choix du type de moteur reprennent les éléments des chapitres précédents.

Une fois le type de machine déterminé, il faut mettre en place le dimensionnement de l’actionneur. Ce qui revient à trouver des solutions cohérentes pour la machine, le réducteur et le profil de commande en fonction des objectifs (temps de déplacements selon modes de fonctionnement) et des contraintes (dimensions, température, grandeurs électriques, couple de charge variable selon la position...). Une première étape utilisera des modèles simples (un modèle par type de circulation de flux) de la machine pour déterminer les paramètres discrets primordiaux de cette dernière (nombre de paires de pôles p et nombre d’encoches par pôle et par phase N_{ep}) dans le but d’obtenir le couple maximal en respectant les contraintes sur le moteur.

Il faut également évaluer l’influence du rapport de réduction et du profil de commande sur le dimensionnement du moteur. L’approche système permet de voir les évolutions du couple demandé au moteur et de sa vitesse pour atteindre les temps de déplacement les plus faibles. Il est alors aisé de repérer le point de fonctionnement le plus contraignant qui deviendra le point de dimensionnement du moteur. Les paramètres système et principaux de la machine ayant été fixés, un modèle fin de la machine sera utilisé pour aboutir à un dimensionnement complet du moteur en faisant intervenir les paramètres d’optimisation continus nécessaires. Si cette étape ne permet pas d’aboutir à une solution, il faudra revenir en arrière dans le processus de dimensionnement système pour améliorer la finesse du modèle de la machine (présenté dans le chapitre 4) ou relâcher des contraintes et ainsi de suite jusqu’à aboutir à une solution satisfaisante.

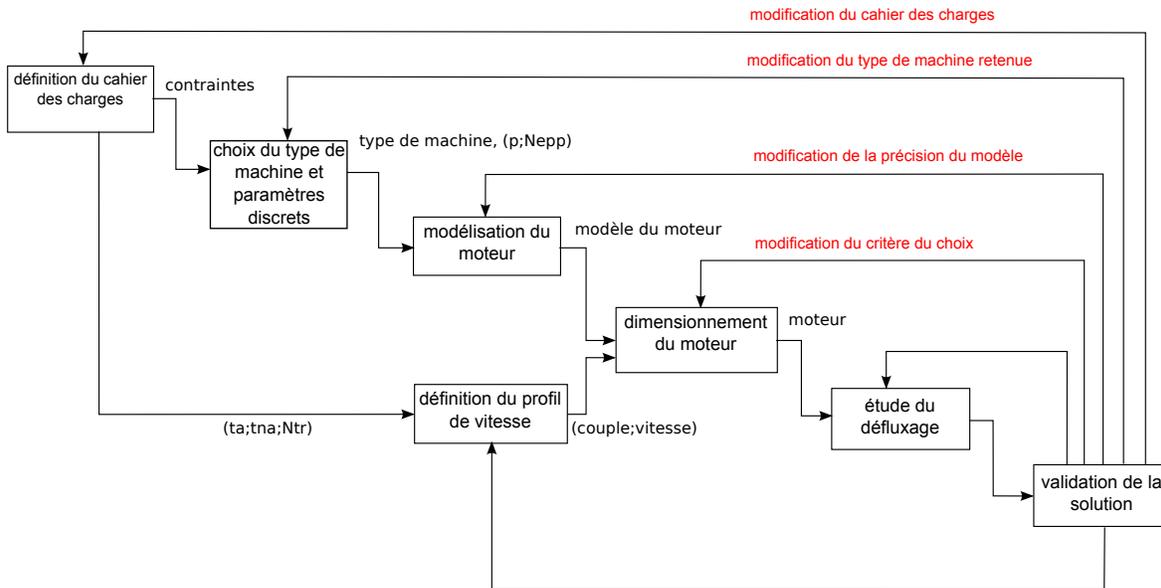


Fig. 3.2: Méthode de dimensionnement de type “conception-optimisation” [14]

3.1 Définition de la méthode de dimensionnement

Comme nous venons de l’exposer dans l’introduction de ce chapitre, il est nécessaire d’aborder ce problème de dimensionnement d’un point de vue du système complet. Il est possible pour se faire d’utiliser des méthodes d’optimisation traditionnelles [?]. Cependant, pour un premier dimensionnement, ces approches peuvent s’avérer lourdes à mettre en place ainsi qu’en temps de calcul. Nous nous sommes inspirés de la méthode dite de “conception-optimisation” présentée par Fefermann dans la thèse [14]. La différence entre la méthode présentée dans [14] et celle que nous avons utilisée, présentée en Figure 3.2, tient essentiellement en l’ajout d’une étape supplémentaire propre à notre problématique : la recherche du profil de vitesse qui permet de trouver une solution viable.

Cette méthode consiste en un nombre d’étapes par lesquelles il faut passer afin de parvenir à un dimensionnement de la machine. Pour des dimensions choisies, nous vérifions que le cahier des charges est bien rempli (bloc “*validation de la solution*”). Dans le cas où le dimensionnement n’offre pas une solution acceptable, nous venons modifier les étapes en amont de façon systématique ou manuelle. Comme nous pouvons le voir de façon schématisée sur la Figure 3.2, le cahier des charges exposé au chapitre 1, nous permet de choisir le type de machine, ainsi que la topologie de rotor, les plus susceptibles de convenir. A partir de ce choix il est possible alors de réaliser une modélisation analytique de la machine, ici synchro-réductante. Cependant, un modèle pouvant inclure tout les cas de figure possible, y compris les différents nombres de paires de pôles ou la répartition du bobinage au stator, peut s’avé-

rer peu commode à mettre en place. De plus, l'existence de paramètres discrets rend délicat l'utilisation d'algorithmes classiques d'optimisation. C'est pourquoi, il a été choisi de définir ces paramètres discrets en amont de la modélisation fine appropriée au type de machine et de topologie du rotor, servant au dimensionnement moteur (bloc "*modélisation du moteur*", chapitre 4).

Cependant, le dimensionnement du moteur ne requiert pas uniquement la connaissance d'un modèle de la machine que l'on cherche à dimensionner. Nous cherchons à obtenir un seul et unique point de dimensionnement, défini par le couple (couple ; vitesse) ou (puissance ; couple). C'est l'intérêt du bloc "*définition du profil de vitesse*" que l'on peut voir sur la Figure 3.2. A partir des temps de réponse de chacun des modes de fonctionnement (t_a et t_{na}) et du nombre de tours à réaliser par le moteur, N_{tr} , nous définissons les profils de vitesse pour chacun des modes de fonctionnement. Ceci nous permet de connaître le point critique qui servira à dimensionner le moteur. Cette étape sera développée en détail à la section 3.3.

Pour réussir à atteindre le point critique de chaque mode de fonctionnement, il est possible de défluxer la machine afin d'utiliser celle-ci au delà de la vitesse de base définie par le couple et la puissance maximal. L'étude du défluxage permet de déterminer l'espace couple-vitesse atteignable par le moteur au delà de la vitesse de base et ainsi valider la viabilité de la solution retenue.

Dans le cas où la solution à laquelle nous aboutissons n'est pas viable, différentes possibilités sont envisageables, symbolisées par les boucle de retour sur la Figure 3.2 :

- en premier lieu, étendre l'espace de recherche de solution en relâchant les contraintes du dimensionnement (diamètre extérieur du stator, courant maximal...), et/ou modifier le dimensionnement initial de l'optimisation. Il s'agit là d'un bouclage classique lors d'un dimensionnement. Bon nombre d'algorithmes d'optimisation incluent d'ailleurs ce bouclage en natif.
- ensuite, modifier la forme des profils de vitesse afin d'abaisser le couple et/ou la puissance nécessaire à fournir par le moteur. Ainsi, pour assurer la fonction d'embrayage, un moteur offrant des niveaux de couple moindre peut suffire (voir section 3.3).
- modifier le modèle analytique. Un modèle trop imprécis peut entraîner un dimensionnement de moteur dont le niveau de couple prévu est plus faible qu'il ne sera en réalité. Ce moteur serait alors refusé par la méthode alors qu'il pourrait convenir. Un modèle analytique plus complet permet de remédier à ce problème.
- si le modèle analytique est validé comme suffisamment précis pour l'étude grâce à des données provenant d'un moteur existant ou, dans notre cas, d'une modélisation éléments

finis, mais que, malgré tout, aucun dimensionnement ne permet d'assurer la fonction pour un jeu de profils de vitesse, il est nécessaire de revoir le choix de la machine. Ici, ce bouclage consistera uniquement à modifier les paramètres discrets p et N_{ep} puisque si la solution n'existe pas pour une machine synchro-réductante, l'étude présentée dans la sous-section 2.1.5 montre que les machines à aimants permanents ou asynchrones n'offriront pas une solution plus performante.

- enfin, réviser le cahier des charges. Ceci consiste dans un premier temps à modifier la valeur du rapport de réduction à travers le paramètre du débattement angulaire N_{tr} , puisque celui-ci, même s'il définit notre machine, n'est pas fixé explicitement par le cahier des charges. Dans un second temps, l'augmentation des temps de réponse permet d'abaisser la valeur du couple et de la vitesse nécessaires. Cependant les temps de réponse qui permettraient de trouver un dimensionnement valide peuvent s'avérer être trop grands et donc incompatibles avec le fonctionnement du système. Dans ce cas, les autres contraintes (encombrement, température, force à fournir à la butée...) doivent être revues.

Cette méthode nous permet de définir en même temps des paramètres provenant aussi bien de la géométrie du rotor que du profil de vitesse afin d'obtenir un système globalement optimisé. Le critère d'optimisation sera la minimisation des pertes par effet Joule si le couple est suffisant pour obtenir des temps de réponse compatibles avec ceux du cahier des charges (chapitre 1, $t_a = 100ms$ et $t_{na} = 400ms$) ou la minimisation du temps de réponse si le couple disponible ne permet pas de réaliser le déplacement dans ces durées. De plus, elle nous permet de choisir quelles contraintes il est le plus intéressant de relaxer dans le cas d'un cahier des charges si contraignant qu'aucune solution ne peut être trouvée.

Dans la méthode exposée ci-dessus et schématisée dans la Figure 3.2, la première étape "*définition du cahier des charges*" a été réalisée. Même si certaines grandeurs devront être spécifiées ou modifiées par la suite, la forme générale de l'objectif à atteindre est fixée. De plus, dans le chapitre 2, le choix du type de machine et de sa topologie générale a été réalisé. La modélisation sera développée dans un chapitre à part (chapitre 4). Le dimensionnement que nous devons conduire concerne non seulement les paramètres définissant la géométrie de la machine mais également des grandeurs système afin d'obtenir le système moteur+actionneur adapté à la fonction à réaliser. C'est le choix de ces grandeurs que nous allons dans un premier temps expliquer. Dans la suite de ce chapitre, nous allons expliciter la méthode de choix des paramètres discrets et des profils de vitesse (t_a , t_{na} et N_{tr}) rendant possible, avec le modèle de la machine, la réalisation de toutes les étapes de la méthode de "conception-optimisation".

3.2 Choix des paramètres discrets du moteur par prédimensionnement

Ne disposant pas d'un modèle générique de la MSR, il est décidé de réaliser le choix de ces paramètres a priori. Dans le cas présent, seuls deux paramètres discrets sont considérés : le nombre de paires de pôles p et le nombre d'encoches par pôle et par phase N_{ep} . Les valeurs que peuvent prendre ceux-ci sont limitées par le nombre maximal d'encoches que l'on peut réaliser dans un stator de diamètre **45 mm**. Nous limiterons ce nombre d'encoches à **12**. Les combinaisons de $(p; N_{ep})$ possibles sont donc $(1; 1)$, $(1; 2)$ et $(2; 1)$. Le contrainte principale dans la recherche de dimensionnement est le niveau de couple qui doit être suffisamment grand pour permettre de suivre le profil de vitesse testé. Or le couple dépend de p selon l'Équation 3.1.

$$C_m = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)\frac{I^2}{2}\sin(2\beta) \quad (3.1)$$

Nous cherchons donc à déterminer s'il vaut mieux privilégier le nombre de paires de pôles quitte à limiter la différence des inductances. Pour cela nous allons comparer les ordres de grandeur de cette différence pour $N_{ep} = 1$ et $N_{ep} = 2$ en réalisant des modèles de prédimensionnement pour chaque valeur de ce paramètre.

D'autre part, les diamètres de fil des bobines sont théoriquement des grandeurs normalisées, donc discrètes. Cependant, pour éviter d'avoir à traiter cette valeur de façon discrète, nous la considérerons comme continue et réaliserons la discrétisation à la fin du dimensionnement. Suite à quoi nous vérifierons que cette discrétisation conduit bien à une machine dont les performances répondent toujours aux contraintes de dimensionnement.

3.2.1 Étude pour $N_{ep} = 1$

La répartition qui correspond à $N_{ep} = 1$ est présentée en Figure 3.3. Chaque pôle est constitué au stator de trois encoches, une pour chaque phase. La Figure 3.4 présente une vue développée d'un pôle dans les deux positions d et q ainsi que les circulations principales.

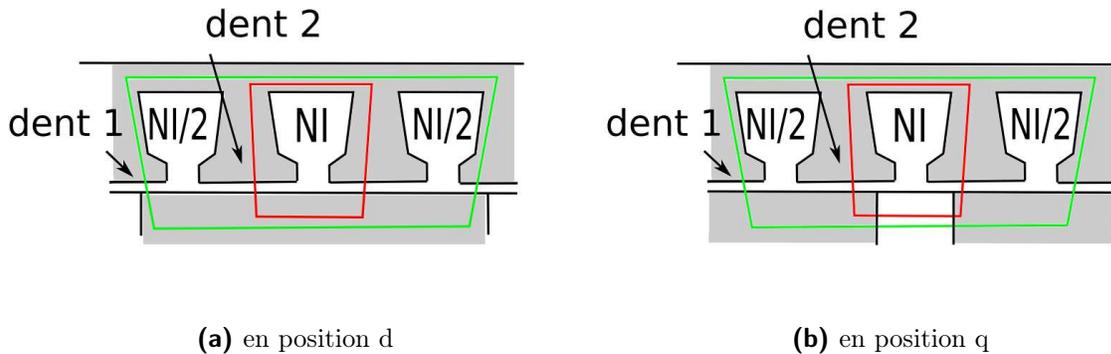


Fig. 3.4: Répartition des lignes de champ pour $N_{epp} = 1$

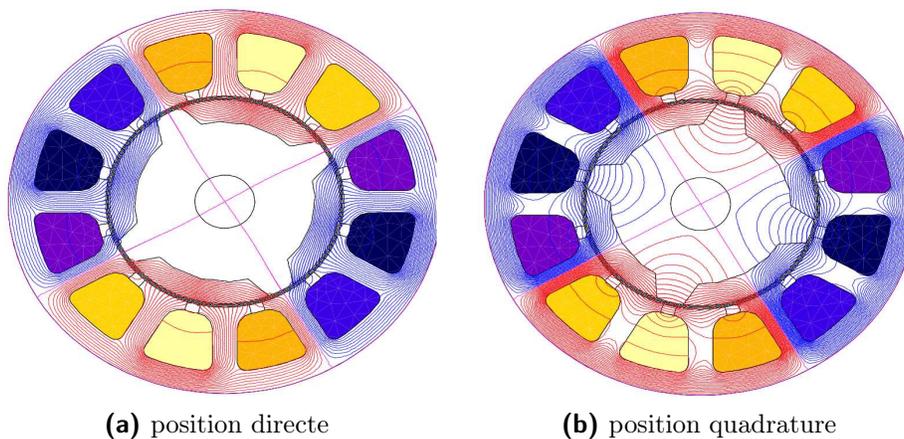


Fig. 3.3: Lignes de champ pour les positions directe et quadrature ($p = 2$)

La méthode employée ici pour définir et calculer L_d et L_q est celle développée par [6] pour un calcul de ces grandeurs à partir d'une simulation éléments finis. Cette méthode est aisément transposable.

En négligeant la circulation dans le fer, les phénomènes de saturations et les fuites d'encoches (hypothèse valide en fonction de la taille des ouvertures d'encoches), nous pouvons écrire que :

En position d (Figure 3.4a) :

D'après le théorème d'ampère, les inductions dans les dents 1 et 2 sont telles que $B_{e1d} = \frac{NI\mu_0}{e}$ et $B_{e2d} = \frac{NI\mu_0}{2e}$. Le flux passant à travers une dent est le produit de l'induction par la surface de passage du flux. Lorsque toute la dent est une face d'une pièce magnétique cette surface est la largeur de l'épanouissement dentaire, l_{epd} , que multiplie un coefficient d'étalement des lignes de champ dans l'entrefer (voir Figure 3.5a). Ce coefficient $C_{étal}$ représente le rapport entre la surface de l'épanouissement dentaire et la surface de passage de flux dans l'entrefer. Il est déterminé grâce à une modélisation éléments finis. Il est en cela comparable

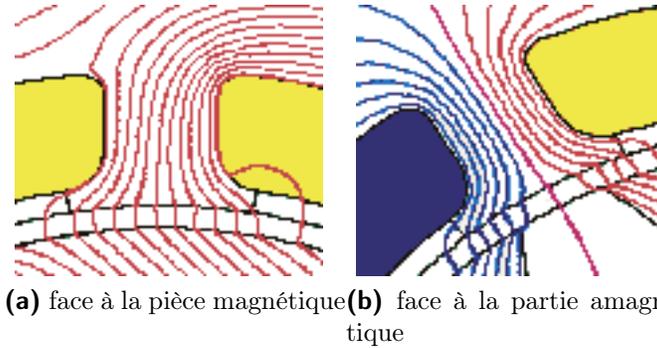


Fig. 3.5: Étatement des lignes de champ dans l'entrefer

au coefficient de Carter [18].

Le flux à travers une telle dent s'exprime comme :

$$\phi_i = B_{ei_d} l_{epd} C_{\acute{e}tal} l_u \quad (3.2)$$

Pour une dent face à la partie amagnétique du rotor, nous pouvons voir sur la Figure 3.5b que les lignes de champ ne passent pas en regard de la pièce amagnétique. La surface de passage du flux est donc réduite d'autant. Ainsi, le flux passant à travers une dent en regard de la pièce amagnétique s'exprime par :

$$\phi_i = B_{ei_d} (l_{epd} - L_{amag}) C_{\acute{e}tal} l_u \quad (3.3)$$

Le flux sous un pôle est le flux coupé par la bobine dont les courants sont au maximum, ici I . Un pôle est donc traversé par le flux provenant de la dent 1 et de deux dents 2 d'où :

$$\phi_d = \phi_1 + 2\phi_2 = \frac{\mu_0 N I}{e} (2l_{amag} - l_{epd}) l_u C_{\acute{e}tal} \quad (3.4)$$

D'où l'inductance en position d est telle que :

$$L_d = \frac{\Phi_d}{I} = \frac{N\phi_d}{I} = N^2 \mu_0 \frac{(2l_{epd} - l_{amag}) l_u C_{\acute{e}tal}}{e} \quad (3.5)$$

En position q (Figure 3.4b) :

En appliquant le théorème d'Ampère, nous pouvons dire que les inductions dans les dents 1 et 2 sont telles que $B_{e1_q} = \frac{2NI\mu_0}{2e+l_{amag}}$ et $B_{e2_q} = \frac{NI\mu_0}{2e+l_{amag}}$. Si l'on compare la Figure 3.4a et la Figure 3.4b, nous pouvons voir que la surface de passage du flux est inchangée pour la dent face à la partie magnétique (dent 2 en position d, dent 1 en position q). En revanche, la surface de passage dans la dent en regard de la partie amagnétique du rotor est différente. Le flux dans les dents 2 s'exprime donc par :

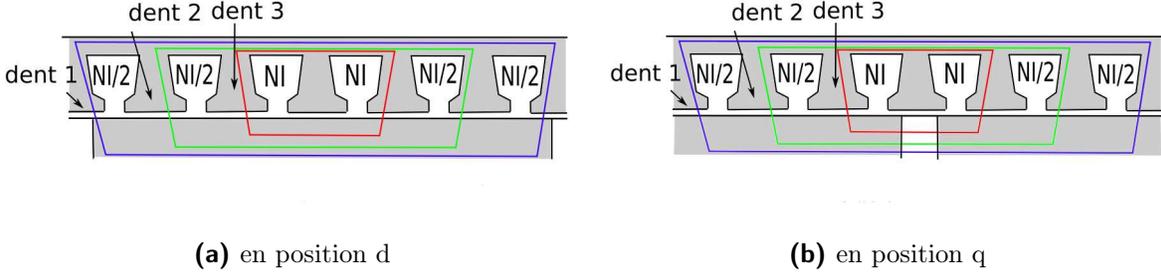


Fig. 3.6: Répartition des lignes de champ pour $N_{epp} = 2$

$$\phi_2 = B_{e2q} \left(l_{epd} - \frac{l_{amag} - l_{isthme}}{2} \right) l_u C_{étal} \quad (3.6)$$

En reprenant la même démarche que celle exposée ci-dessus, nous avons :

$$\phi_q = \frac{\mu_0 N I}{2e + l_{amag}} (4l_{epd} + l_{isthme} - l_{amag}) l_u C_{étal} \quad (3.7)$$

L'inductance en position quadrature peut donc s'exprimer sous la forme :

$$L_q = N^2 \mu_0 \frac{(4l_{epd} + l_{isthme} - l_{amag}) l_u C_{étal}}{2e + l_{amag}} \quad (3.8)$$

La différence de l'Équation 3.5 et de l'Équation 3.8 nous permet de calculer la différence des inductances qui apparaît dans la formule du couple (Équation 4.20) pour une répartition des courants en $N_{epp} = 1$.

$$L_d - L_q = \frac{2l_{amag}l_{epd} - l_{amag}e - l_{amag}^2 - l_{isthme}e}{e(2e + l_{amag})} N^2 \mu_0 l_u C_{étal} \quad (3.9)$$

3.2.2 Étude pour $N_{epp} = 2$

La répartition des lignes de champ pour $N_{epp} = 2$ est présentée en Figure 3.6. Les bobinages possibles correspondant à ce type de répartition sont décrits dans [28]. La répartition en $N_{epp} = 2$ permet d'avoir un niveau d'induction dans l'entrefer plus élevé et de répartir les f.m.m. de façon plus proche d'une répartition sinusoïdale et ainsi de limiter les ondulations de couple.

En négligeant, ici aussi, la circulation dans le fer, les phénomènes de saturation et les fuites d'encoches, nous pouvons écrire que :

En position d (Figure 3.6a) :

En appliquant le théorème d'Ampère : les inductions dans les dents sont telles que

$$B_{e1d} = \frac{4NI\mu_0}{2e}, B_{e2d} = \frac{3NI\mu_0}{2e} \text{ et } B_{e3d} = \frac{NI\mu_0}{e}$$

En reprenant la même méthode de calcul du flux sous un pôle que celle développée ci-dessus, nous pouvons calculer le flux sous un pôle (Équation 3.12).

$$\phi_d = \phi_1 + 2\phi_2 + 2\phi_3 = \frac{\mu_0 NI}{2e} (14l_{epd} - 4l_{amag}) l_u C_{\acute{e}tal} \quad (3.10)$$

En tenant compte du fait qu'une bobine est ici constituée de $2N$ conducteurs, l'inductance en position directe est donnée par l'équation :

$$L_d = N^2 \mu_0 \frac{(14l_{epd} - 4l_{amag})}{e} l_u C_{\acute{e}tal} \quad (3.11)$$

En position q (Figure 3.6b) :

En appliquant le théorème d'Ampère : les inductions dans les dents sont telles que

$$B_{e1d} = \frac{4NI\mu_0}{2e+l_{amag}}, B_{e2d} = \frac{3NI\mu_0}{2e+l_{amag}} \text{ et } B_{e3d} = \frac{2NI\mu_0}{2e+l_{amag}}$$

On peut voir sur la Figure 3.6b que le flux ne passe que par des dents en regard d'une pièce magnétique. La surface de passage de flux pour toutes les dents est donc égale à $l_{epd} l_u C_{\acute{e}tal}$.

Le flux sous en pôle en position quadrature est donc :

$$\phi_q = \phi_1 + 2\phi_2 + 2\phi_3 = \frac{14\mu_0 NI}{2e + l_{amag}} l_{epd} l_u C_{\acute{e}tal} \quad (3.12)$$

L'inductance en position quadrature est donnée par :

$$L_q = \mu_0 N^2 \frac{14l_{epd}}{2e + l_{amag}} l_u C_{\acute{e}tal} \quad (3.13)$$

La différence de l'Équation 3.11 et de l'Équation 3.13 nous permet de calculer la différence des inductances qui apparaît dans la formule du couple (Équation 4.20) pour une répartition des courants en $N_{ep} = 2$.

$$L_d - L_q = \frac{14l_{amag}l_{epd} - 8l_{amag}e - 4l_{amag}^2}{e(2e - l_{amag})} N^2 \mu_0 l_u C_{\acute{e}tal} \quad (3.14)$$

3.2.3 Validation par simulation éléments finis

Deux dimensionnements ont été choisis pour valider les ordres de grandeurs de l'Équation 3.9 et de l'Équation 3.14, grâce à un modèle éléments finis. La Figure 3.7 présente les modélisations par éléments finis de ces deux dimensionnements. Les simulations ont été faites en

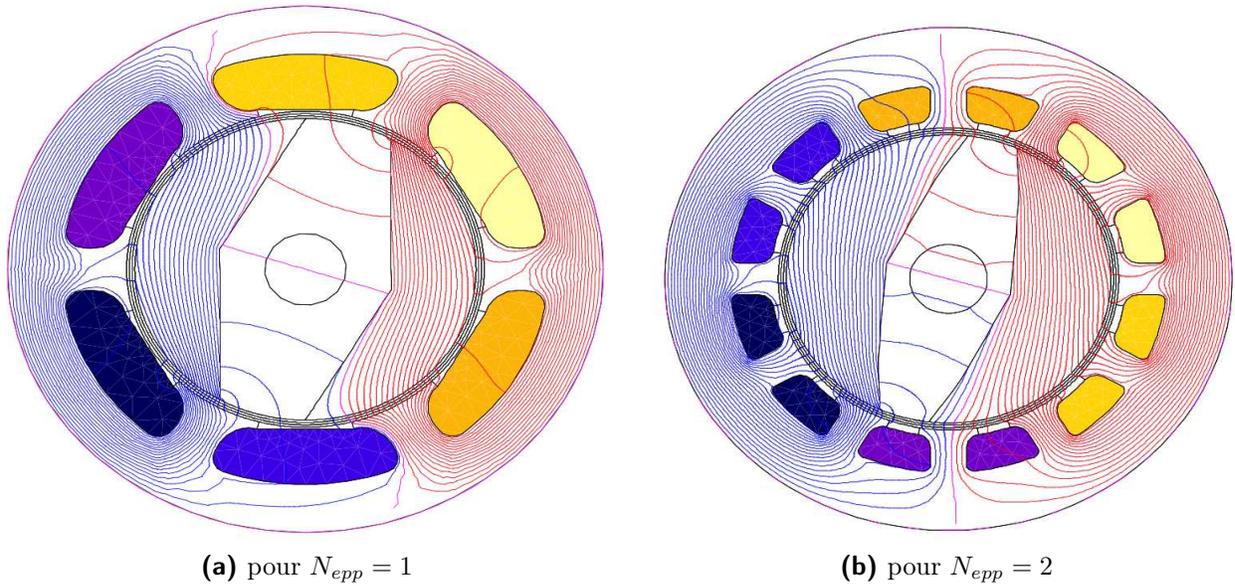


Fig. 3.7: Exemples de simulation éléments finis pour la validation pour $p = 1$

considérant le couple moyen sur une rotation pour un angle de calage β de 45° . Pour chacune de ces machines, nous avons fait varier la largeur de la pièce amagnétique, toutes les autres dimensions étant constantes. Un modèle analytique de plus grande précision sera développé pour le dimensionnement (voir chapitre 4). Il ne s'agit donc pas d'avoir un modèle précis mais de valider les ordres de grandeurs de la différence des inductances afin de pouvoir déterminer un choix des paramètres p et N_{epp} .

En Figure 3.8, nous pouvons voir pour deux moteurs, l'un ayant un nombre d'encoches par pôle et par phase égal à 1 et l'autre égal à 2. Les différences que l'on peut noter entre les courbes théoriques et les courbes de résultats de modélisation éléments finis proviennent principalement des fuites dans l'encoche, de la circulation des lignes de champ dans le fer (phénomènes dont nous tiendrons compte dans la modélisation décrite au chapitre 4) ainsi que des saturations locales au sein des machines. Le couple retourné par la modélisation éléments finis est cohérent avec celui que l'on peut déterminer avec l'Équation 4.20, l'Équation 3.9 et l'Équation 3.14. Ces deux dernières équations s'avèrent être valides pour un raisonnement sur les ordres de grandeurs que l'on peut attendre de machines ayant des répartitions décrites plus haut. En effet, les résultats retournés (Figure 3.8) sont suffisamment discriminants pour pouvoir réaliser un choix sur les critères N_{epp} et p . Cette façon de procéder nous permet de développer un modèle fin pour un seul jeu de paramètres, nous permettant ainsi de réaliser le dimensionnement dans un temps suffisamment court pour être compatible avec les dates de livrable inhérentes aux contraintes industrielles.

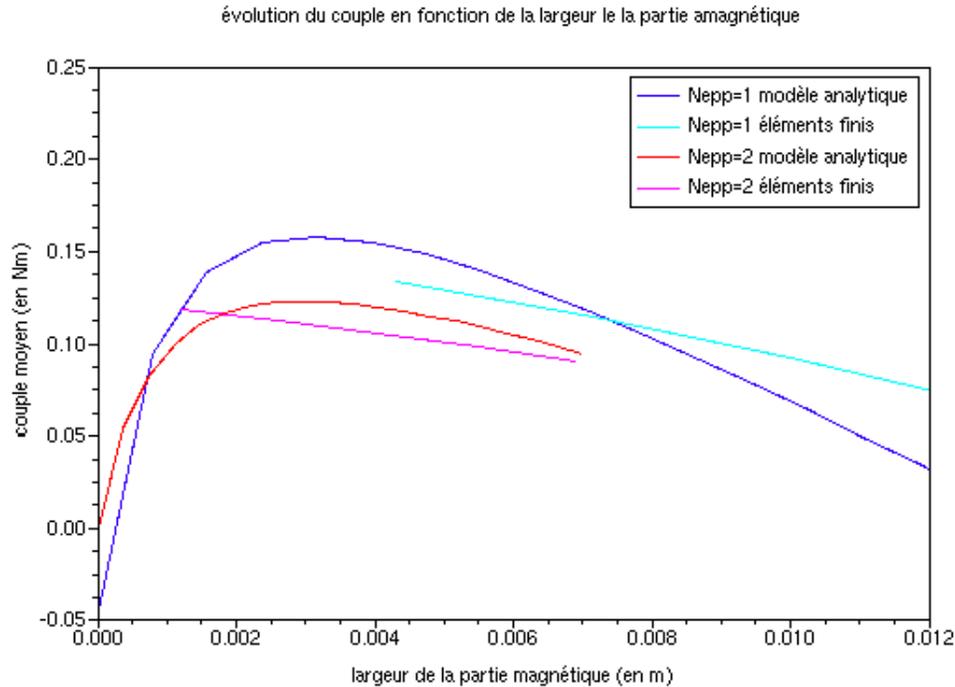


Fig. 3.8: évolution du couple en fonction de la largeur de la partie amagnétique (analytique et éléments finis)

3.2.4 Choix pratique des paramètres discrets

A partir de l'Équation 3.9 et de l'Équation 3.11, validées au paragraphe précédent, il est possible de calculer une valeur du couple suffisamment discriminante pour pouvoir réaliser le choix des paramètres discrets N_{ep} et p .

A cause de la taille limitée de la machine, nous ne pouvons avoir qu'un nombre limité d'encoches. L'étude que nous allons présenter cherche à déterminer s'il vaut mieux privilégier la répartition du bobinage ou l'augmentation du nombre de paires de pôles. En effet, pour une différence d'inductance identique entre $N_{ep} = 1$ et $N_{ep} = 2$, l'augmentation de p de une paire de pôles à deux paires de pôles permet de doubler la valeur du couple donné par l'Équation 4.20. A courant égal, pour privilégier une répartition en $N_{ep} = 2$, il faut pouvoir obtenir une différence d'inductance deux fois plus grande que dans le cas d'une répartition en $N_{ep} = 1$.

Puisque le nombre de combinaisons possibles est faible et le modèle limité au plus simple, une recherche systématique de solution a été envisagée. En addition de l'Équation 3.9, l'Équation 3.14 et de l'Équation 4.20, une formule classique de calcul de résistance a été utilisée permettant de tenir compte de la résistance des têtes de bobines. Le critère de

choix est la minimisation des pertes par effet Joule qui sont donc également calculées. Les contraintes de dimensionnement utilisées sont celles exposées au chapitre 1. Différentes valeurs de couple ont été considérées. Ces valeurs correspondent au couple maximal nécessaire en mode non-assisté pour des débattements du rotor de 12 tours, 13 tours, 14 tours et 15 tours. Nous nous sommes limités à ces valeurs de débattement car une rapide étude a permis de montrer que des valeurs de débattement plus petite engendrait un couple à fournir en mode non-assisté beaucoup trop grand et que des valeurs de débattement plus grandes engendraient des vitesses en mode assisté non compatible avec les contraintes mécaniques.

Dans tous les cas, la combinaison $(N_{epp}; p)$ permettant d'atteindre le couple requis en offrant les pertes Joule les plus faibles a systématiquement été une machine à 12 encoches avec $N_{epp} = 1$ et deux paires de pôles. C'est donc cette combinaison qui sera retenue pour la suite de l'étude et pour la réalisation d'une modélisation fine.

3.3 Profil de vitesse

Le profil de vitesse qui servira au pilotage de la MSR définit l'accélération. Or dans l'équation du mouvement Équation 3.15

$$C_m = J \frac{d\Omega_m}{dt} + C_r \quad (3.15)$$

On peut voir que le couple que le moteur doit fournir, pour un couple résistant donné, dépend d'une part de l'inertie et d'autre part de l'accélération requise. La variation du couple résistant en fonction du déplacement est rappelée en Figure 3.9. L'accélération est fonction du temps de réponse et du profil de vitesse retenu.

Si l'on considère l'Équation 3.15, on peut voir que le terme en $J \frac{d\Omega}{dt}$ bien que pénalisant le couple moteur durant la phase d'accélération, puisqu'il faut vaincre l'inertie, devient favorable lors de la phase de freinage puisqu'il est négatif. Le couple moteur est alors inférieur au couple résistant. Concernant l'inertie (détail du calcul à la sous-section 3.3.3), elle dépend principalement du diamètre du rotor, qui lui-même est un paramètre de dimensionnement. Ici, pour définir la valeur de l'inertie, il est possible d'estimer sa valeur à partir d'une valeur moyenne du diamètre du rotor. A partir de cette inertie, il est possible de définir les profils de vitesse nécessitant la puissance la plus faible et d'en déduire le point dimensionnant la MSR. Puis, après avoir réalisé le dimensionnement de la MSR correspondant à ce point de dimensionnement, nous pouvons calculer la valeur réelle de l'inertie de cette machine. Cette inertie est alors réinjectée dans le calcul des profils de vitesse pour définir un nouveau point de dimensionnement. Ce bouclage converge en quelques itérations.

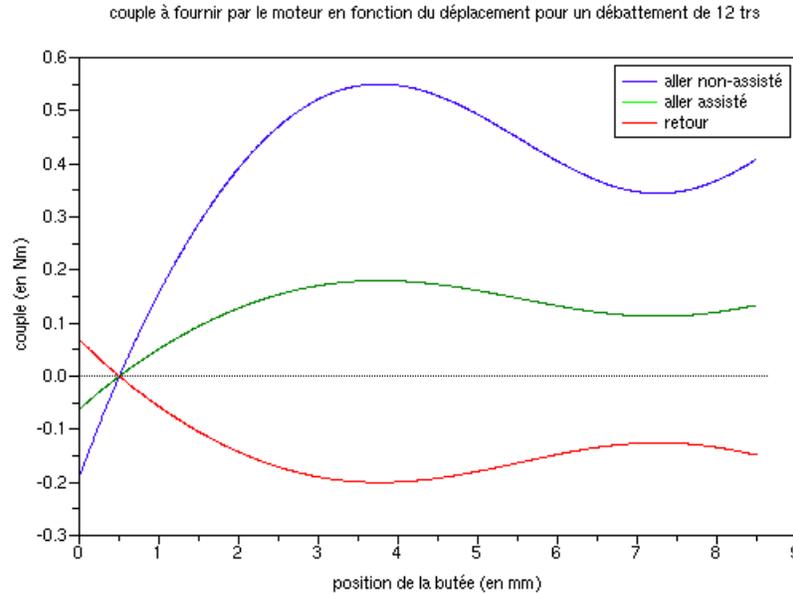


Fig. 3.9: Couple à fournir par le moteur en fonction du mode de fonctionnement et de la position de la butée

Dans le cadre de cette étude, nous avons décidé de rechercher le profil de vitesse qui minimise la puissance maximale instantanée pour un nombre de tours, un temps de réponse assisté et un temps de réponse non assisté donnés. Pour ce faire, une fonction Matlab *speed_profil* a été créée. Pour chaque mode de fonctionnement, cette fonction définit un profil de vitesse et calcule le couple moteur, la position, la puissance instantanée et l'espace couple-vitesse correspondant. Ce profil de vitesse est défini par des paramètres qui sont itérés ce qui permet de tester tous les profils de vitesse. Le profil retournant la puissance instantanée la plus faible est retenu.

Dans la démarche du calcul, diverses contraintes sont programmées afin que la phase de freinage ne soit pas plus contraignante que la phase d'accélération :

- le couple négatif (freinage) ne doit pas être plus élevé, en valeur absolue, que le couple d'accélération.
- la puissance négative ne doit pas être plus grande, en valeur absolue, que la puissance à l'accélération.

3.3.1 Les différents profils de vitesse

Le profil de vitesse en lui-même peut être de plusieurs types : trapèze symétrique ou asymétrique et pseudo-triangle symétrique ou asymétrique. Les trois premiers cas sont des cas particuliers du dernier cas, le pseudo-triangle asymétrique. Pour systématiser la recherche

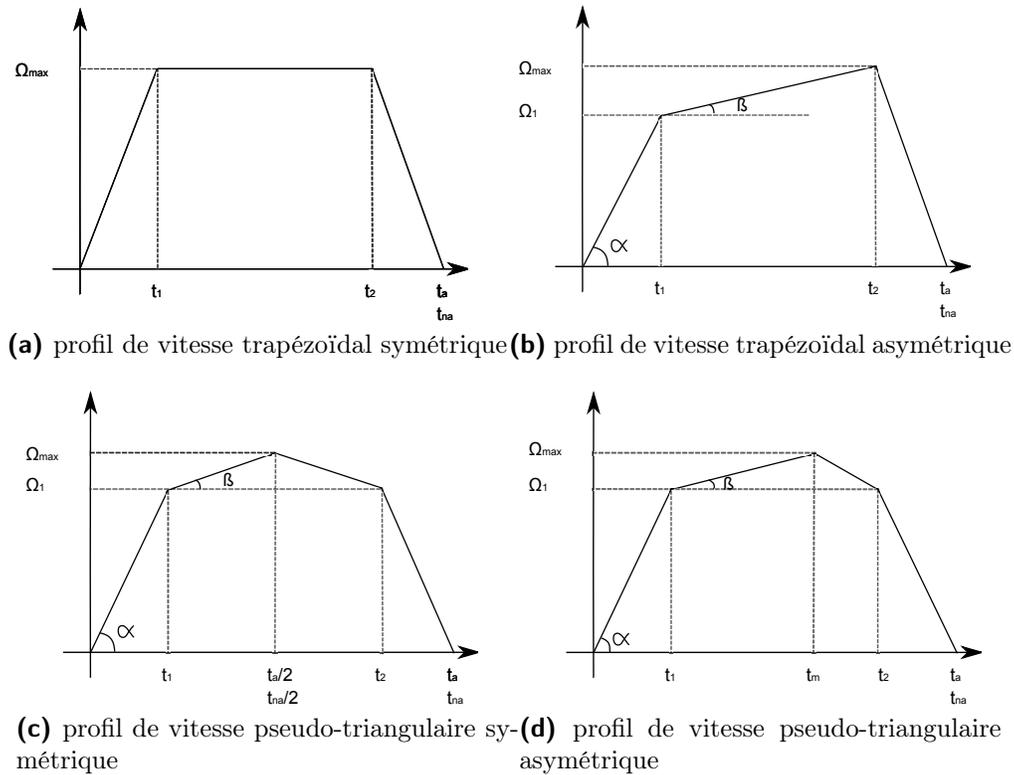
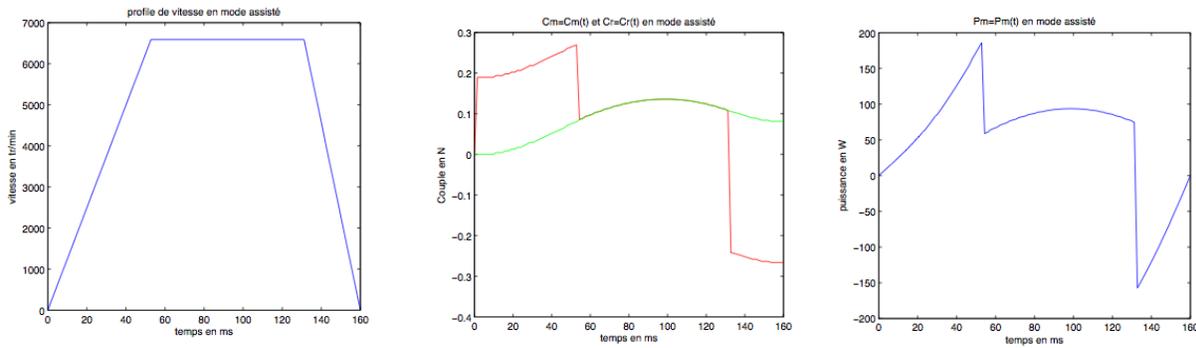


Fig. 3.10: Différents profils de vitesse

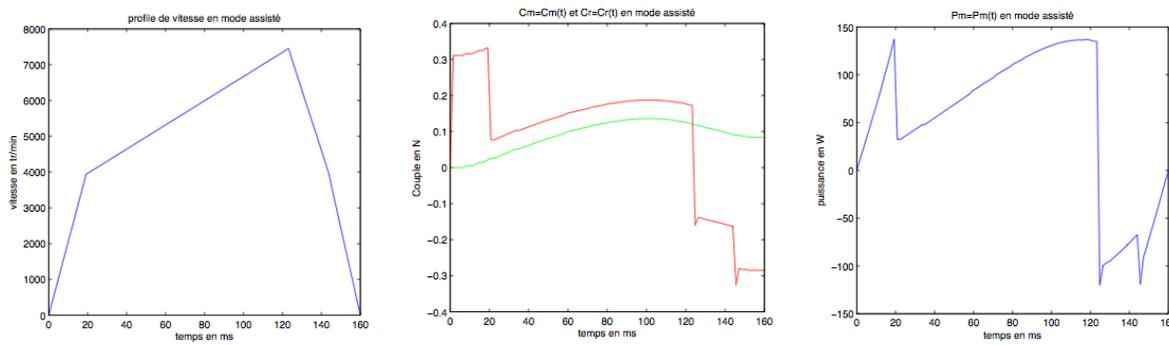
de profil, il faut définir quels sont les paramètres qui définissent chaque type de profil. Ainsi, on peut voir sur la Figure 3.10 que les profils trapézoïdaux sont entièrement caractérisés par les dates d'accélération t_1 et de décélération t_2 et leur vitesse associée tandis que les profils pseudo-triangulaires nécessitent un troisième point (date et vitesse correspondante). D'autre part, la recherche de la valeur de ces paramètres nécessite de fixer leur plage de variation. Le but recherché en définissant au préalable ces plages de variations est de ne pas définir de profils aberrants physiquement (accélération trop forte, freinage trop fort). Nous allons montrer par la suite comment nous avons paramétré les différents profils de vitesse, puis exprimer sous forme de fonction les paramètres liés et borner les variations des paramètres indépendants. De ces équations et fonctions, il sera alors possible de créer un programme d'optimisation.

Dans les cas que nous allons présenter, les paramètres provenant de la définition du cahier des charges (Figure 3.2) N_{tr} , t_a et t_{na} seront fixés. Puisque N_{tr} est connu, θ_f , la position angulaire finale du rotor, est connue et fixée.

La démarche employée pour un mode est transposable pour l'autre. Les formules définissant les profils de vitesse seront en fonction de t_a . Pour avoir ces mêmes formules pour le mode non assisté, il suffira de remplacer t_a par t_{na} .



(a) exemple d'un profil trapézoïdal (b) couple moteur (en rouge) et (c) exemple de la puissance instantanée résistante (en vert) en fonction du temps correspondant à un profil de vitesse trapézoïdal



(d) exemple d'un profil pseudo-triangulaire de vitesse (e) couple moteur (en rouge) et (f) exemple de la puissance instantanée résistante (en vert) en fonction du temps correspondant à un profil de vitesse triangulaire

Fig. 3.11: Exemple de profil de vitesse avec leur couple et leur puissance instantanée associés

La définition des profils de vitesse ainsi que le calcul est présenté en annexe.

Le profil trapézoïdal (qu'il soit symétrique ou non) est plus particulièrement adapté pour les déplacements au cours desquels le couple résistant est grand. D'une part, dès que le déplacement sera amorcé, le terme $J \frac{d\Omega}{dt}$ sera faible devant C_r , et ce quelque grande que soit l'accélération (voir Figures 3.11a et 3.11b). La puissance nécessaire au démarrage est alors moins contraignante que la puissance nécessaire pour passer la position à couple résistant maximal (voir Figure 3.11c). D'autre part, le profil trapézoïdal présente une vitesse maximale plus faible que les profils pseudo-triangulaires. Dans le cas d'une charge conséquente, une vitesse maximale faible permet de réduire la puissance nécessaire sans avoir à modifier le réducteur.

Cependant, dans le cas d'un couple résistant plus faible, notamment si le temps de réponse requis est faible, un profil triangulaire asymétrique sera préférable. En effet, puisque C_r est

petit devant le terme $J\frac{d\Omega}{dt}$, il est plus judicieux de répartir l'accélération de façon à limiter la puissance instantanée nécessaire au démarrage (Figures 3.11d, 3.11e et 3.11f).

La recherche du profil de vitesse se fera de manière à obtenir une puissance pour la pleine accélération inférieure ou égale à la puissance pour la charge maximale (se situant à environ $\frac{2}{3}$ de la course), limitant ainsi la puissance de dimensionnement tout en assurant le déplacement le plus rapide possible.

3.3.2 Compatibilité des modes de fonctionnement

Les modes de fonctionnement assisté et non assisté sont dits compatibles lorsqu'un même système (moteur + système de réduction et de transformation de mouvement entre le moteur et la butée) réalise le déplacement requis dans le temps, sous les conditions mécaniques et électriques propres à chacun des modes. Comme nous l'avons spécifié à la sous-section 1.3.2, les deux modes de fonctionnement ne se déroulent pas sous les mêmes tensions de batterie (tension disponible de 12 V pour le mode non-assisté et de 14 V en mode assisté). Ainsi, les puissances électriques disponibles sont a priori différentes. La puissance maximale disponible est définie, pour le mode assisté, par :

$$P_{max_a} = \sqrt{3}U_a I_{max} \cos \varphi_a \quad (3.16)$$

et pour le mode non-assisté par :

$$P_{max_{na}} = \sqrt{3}U_{na} I_{max} \cos \varphi_{na} \quad (3.17)$$

Nous considérerons que les rendements du mode assisté et du mode non assisté sont identiques et notés η . Pour que les modes de fonctionnement soient compatibles, le rapport des puissances mécaniques nécessaires pour réaliser chacun des profils de vitesse doit respecter le rapport des puissances électriques disponibles $\frac{P_{max_a}}{P_{max_{na}}}$. Or à ce moment de l'étude, à savoir avant le dimensionnement moteur (voir Figure 3.2), le facteur de puissance ne peut pas encore être calculé car il dépend de grandeurs propres à la machine, telles que R_S , L_d et L_q . En revanche, on peut borner le rapport des puissances. Ainsi on peut s'assurer que lorsque le dimensionnement est fait sous les contraintes du mode de fonctionnement le plus critique, cela impliquera automatiquement que la puissance nécessaire pour réaliser l'autre mode sera accessible sous ses contraintes de fonctionnement.

On constate donc que les puissances disponibles pour les deux modes sont liées. Or, la recherche du profil de vitesse, présentée ci-dessus, est réalisée pour chaque mode de fonctionnement de façon indépendante. Les profils de vitesse correspondant à chacun des modes

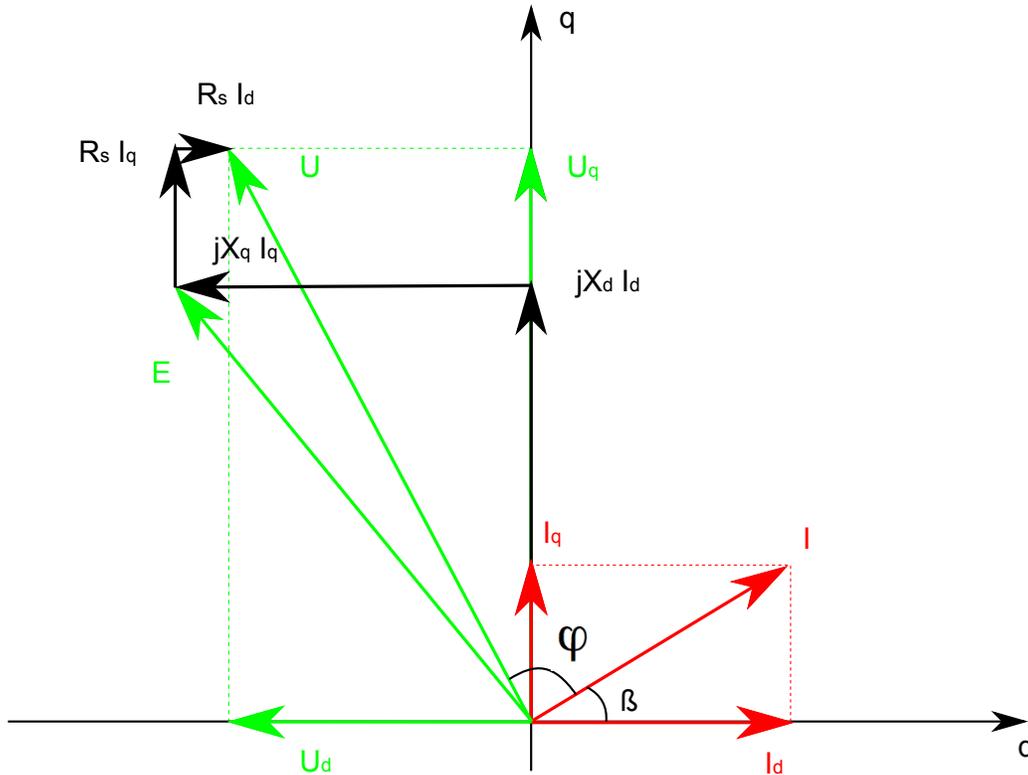


Fig. 3.12: Diagramme de fonctionnement d'une machine SynchRel [22]

des fonctionnement doivent donc respecter un critère supplémentaire sur le rapport des puissances instantanées maximales.

Pour ce faire, nous allons dans un premier temps définir l'expression générale du facteur de puissance puis étudier ses variations vis-à-vis de l'angle de charge et du mode de fonctionnement. Enfin, grâce à la connaissance du comportement du facteur de puissance, nous établirons un lien entre les puissances électriques en vue de s'assurer de la compatibilité entre les deux modes de fonctionnement.

3.3.2.1 Expression du facteur de puissance

D'après le diagramme de fonctionnement en Figure 3.12, nous pouvons écrire les relations suivantes en utilisant la méthode de Blondel, sous l'hypothèse du premier harmonique et d'un fonctionnement en dehors de la zone de saturation magnétique :

$$\begin{cases} I_d = I \cos \beta \\ I_q = I \sin \beta \end{cases} \quad (3.18)$$

$$\begin{cases} U_d = -X_q I_q + R_s I_d \\ U_q = X_d I_d + R_s I_q \end{cases} \quad (3.19)$$

où β est l'angle entre le vecteur \vec{I} et l'axe direct, ce qui correspond à l'angle de charge. De plus, on a :

$$UI \cos \varphi = U_d I_d + U_q I_q \Leftrightarrow UI \cos \varphi = (X_d - X_q) I_d I_q + R_s (I_d^2 + I_q^2)$$

$$UI \cos \varphi = (X_d - X_q) I^2 \frac{\sin(2\beta)}{2} + R_s I^2$$

Or :

$$U = \sqrt{(-X_q I_q + R_s I_d)^2 + (X_d I_d + R_s I_q)^2}$$

$$U = I \sqrt{(-X_q \sin \beta + R_s \cos \beta)^2 + (X_d \cos \beta + R_s \sin \beta)^2}$$

$$U = I \sqrt{X_d^2 \cos^2 \beta + X_q^2 \sin^2 \beta + R_s^2 + R_s \sin(2\beta)(X_d - X_q)} \quad (3.20)$$

alors on peut écrire que :

$$\cos \varphi = \frac{(X_d - X_q) \sin(2\beta) + 2R_s}{2\sqrt{X_d^2 \cos^2 \beta + X_q^2 \sin^2 \beta + R_s^2 + R_s \sin(2\beta)(X_d - X_q)}} \quad (3.21)$$

LACROUX ([22]) présente un exemple illustrant le fait que prendre en compte les résistances dans la formule du facteur de puissance, comme nous l'avons fait à l'Équation 3.21, est favorable pour la valeur du $\cos \varphi$. Dans le cas des machines peu résistives, on peut négliger l'effet des résistances dans l'Équation 3.21. On retombe alors sur les formules utilisées par [40] et [22] du facteur de puissance (Équation 3.22), du facteur de puissance à couple max (lorsque $\beta = \frac{\pi}{4}$) (Équation 3.23) et du facteur de puissance max (lorsque $\tan \beta = \sqrt{\frac{L_d}{L_q}}$) (Équation 3.24).

$$F_P = \frac{(L_d - L_q) \sin(2\beta)}{2\sqrt{(L \cos^2 \beta + L_q^2 \sin^2 \beta)}} \quad (3.22)$$

$$F_{P_{couple_{max}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{L_d - L_q}{\sqrt{L_d^2 + L_d^2}} \quad (3.23)$$

$$F_{Pmax} = \frac{L_d - L_q}{L_d + L_q} \quad (3.24)$$

3.3.2.2 Étude de variation du facteur de puissance

Pour une machine donnée, on peut voir dans l'Équation 3.21 que le facteur de puissance dépend de la vitesse de rotation (à travers $X_d = L_d \omega_{elec} = L_d p \omega_{méca}$ et $X_q = L_q p \omega_{méca}$) et de l'angle de charge.

La Figure 3.13 montre l'évolution du facteur de puissance en fonction de l'angle de charge pour une machine donnée et à une vitesse donnée. Le maximum du facteur de puissance se trouve lorsque $\beta > \frac{\pi}{4}$, soit $\beta \approx 0.8 \text{ rad}$, ce qui correspond à l'angle de charge qui maximise le couple. Cette augmentation du facteur de puissance rend la machine SynchRel intéressante pour le défluxage. On peut ainsi étendre l'espace couple-vitesse dans les vitesses élevées. Le défluxage, qui peut se faire soit en augmentant soit en diminuant β , est plus favorable pour le facteur de puissance lorsque β est plus grand que $\frac{\pi}{4}$.

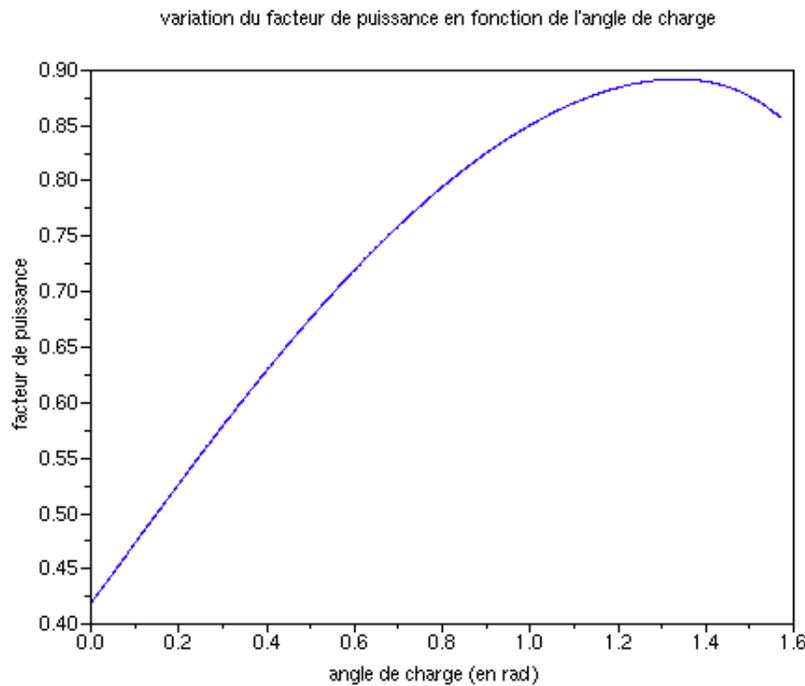


Fig. 3.13: Variation du facteur de puissance en fonction de l'angle de charge ($R_s = 0.0615\Omega$; $L_d = 0.31mH$; $L_q = 0.0862mH$) pour $\omega_{méca} = 215 \text{ rad.s}^{-1}$

Si les résistances sont négligées, le facteur de puissance est indépendant de la vitesse (voir Équation 3.22). Lorsque les résistances ne sont pas négligeables, ce qui est vrai notamment dans les cas des machines de petits diamètres, la vitesse de rotation a une influence très

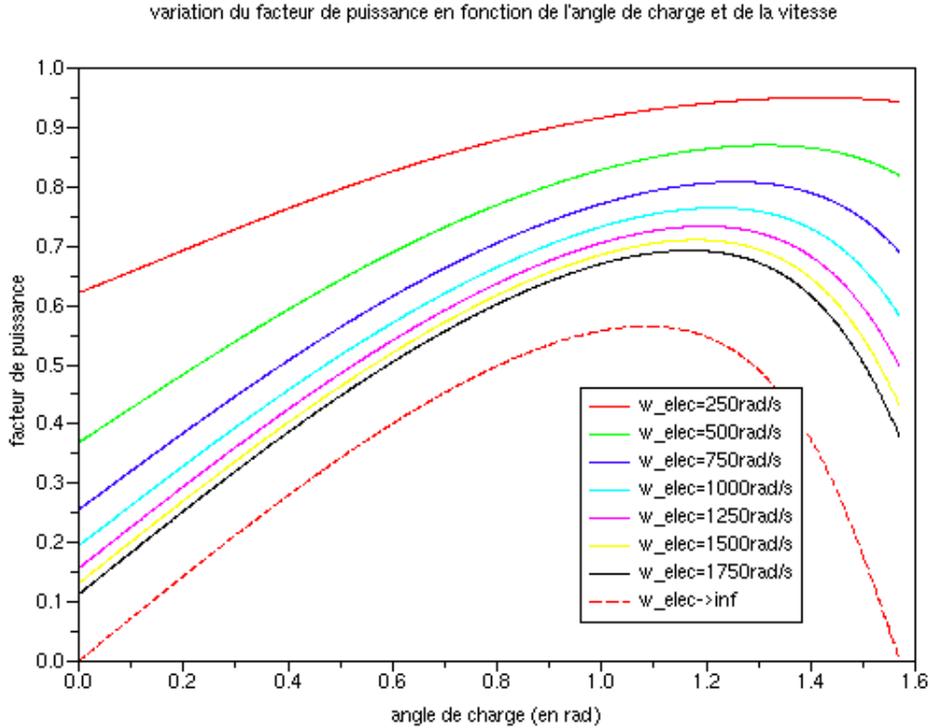


Fig. 3.14: Variation du facteur de puissance en fonction de l'angle de charge et de ω_{elec} ($R_s = 0.0615\Omega$; $L_d = 0.31mH$; $L_q = 0.0862mH$)

importante sur le facteur de puissance à travers les réactances X_d et X_q . La Figure 3.14 montre le comportement du facteur de puissance en fonction de l'angle de charge pour différents ω_{elec} . On peut remarquer que plus la vitesse augmente plus le facteur de puissance est globalement faible. L'influence de l'angle de charge s'accroît aussi avec l'augmentation de la vitesse. Nous pouvons donc en déduire qu'il est d'autant plus intéressant d'augmenter l'angle de charge que la vitesse augmente. L'augmentation de l'angle de charge est limitée par la valeur à partir de laquelle le facteur de puissance se remet à décroître. Enfin, l'angle pour lequel le facteur de puissance est maximal tend à se rapprocher de la valeur limite de $\beta = \arctan(\sqrt{\frac{L_d}{L_q}})$. Cela s'explique par le fait que plus la vitesse de rotation est grande, plus l'importance de réactance est grande devant celle des résistances. Ces dernières peuvent donc être négligées. Le facteur de puissance est alors donné par l'Équation 3.22 qui est maximale pour $\beta = \arctan(\sqrt{\frac{L_d}{L_q}})$.

3.3.2.3 Rapport des puissances des modes de fonctionnement

Le fonctionnement en mode non-assisté requiert un fort niveau de couple. Pour l'atteindre, nous fixerons donc $\beta = \frac{\pi}{4}$ afin d'avoir le maximum de couple disponible. Le fonctionnement

en mode assisté, quant à lui, ne nécessite pas un niveau de couple aussi grand. En revanche, la vitesse à atteindre est plus grande. Il est donc envisageable de défluxer la MSR lors de ce fonctionnement. Comme nous l'avons vu plus haut, ce défluxage se fera en augmentant la valeur de l'angle de charge.

Entre le mode assisté et le mode non assisté, le rapport des temps de réponse défini par le cahier des charges est de 3. Une marge de manoeuvre est autorisée par l'industriel. Celle-ci nous permet de diminuer ce rapport jusque 3. On peut estimer que le rapport des vitesses sera du même ordre de grandeur. Avec un rapport $\frac{\omega_{elec_a}}{\omega_{elec_{na}}}$ de l'ordre de 3, la Figure 3.14 nous montre que quelque soit l'angle de charge en mode assisté, $\cos \varphi_a < \cos \varphi_{na}$. D'après l'Équation 3.16 et l'Équation 3.17, le rapport des puissances est tel que :

$$\frac{P_{max_a}}{P_{max_{na}}} = \frac{U_a \cos \varphi_a}{U_{na} \cos \varphi_{na}} < \frac{U_a}{U_{na}}$$

A partir de cette inéquation, nous pouvons écrire que : $P_{max_{na}} > \frac{U_{na}}{U_a} P_{max_a}$.

Le moteur est dimensionné pour la plus grande des puissances entre $P_{a_{dispo}}$ et $P_{na_{dispo}}$, les puissances mécaniques maximales disponibles respectivement en mode assisté et en mode non assisté. Soit η le rendement de la machine. On a donc $P_{a_{dispo}} = \eta P_{max_a}$ et $P_{na_{dispo}} = \eta P_{max_{na}}$. D'où $P_{na_{dispo}} > \frac{U_{na}}{U_a} P_{a_{dispo}}$. Ainsi, si nous recherchons un profil de vitesse en mode non assisté dont la puissance mécanique nécessaire maximale P_{na} est inférieure ou égale à $\frac{U_{na}}{U_a} P_{a_{dispo}}$, le moteur dimensionné pour une puissance $P_a = P_{a_{dispo}}$ pourra fournir une puissance supérieure ou égale à P_{na} lorsqu'il sera alimenté sous une tension U_{na} ($P_{na_{dispo}} > \frac{U_{na}}{U_a} P_a \geq P_{na}$).

En conclusion, les profils de vitesse devront être tels que $P_{na} \leq \frac{U_{na}}{U_a} P_a$ afin que la différence de tension d'alimentation et de facteur de puissance n'empêche pas les deux modes de fonctionnement d'être compatibles. Dans le cas de notre application, nous avons $P_{na} = \frac{6}{7} P_a$.

3.3.3 Influence et interdépendance des paramètres systèmes

Dans la sous-section 3.3.1, notre but était de déterminer le profil de vitesse minimisant la puissance instantanée maximale pour un rapport de réduction (N_{tr}) et des temps de réponse (t_a et t_{na}) fixés. Cependant, ces paramètres N_{tr} , t_a et t_{na} influent eux aussi sur la puissance maximale nécessaire pour remplir la fonction dans chaque mode. Nous avons montré précédemment que pour assurer la compatibilité des deux modes de fonctionnement, les puissances maximales doivent être telles que $P_{na} \leq \frac{U_{na}}{U_a} P_a$. Le moteur est dimensionné pour pouvoir atteindre la puissance P_a (voir sous-section 3.3.4). Le niveau de cette puissance peut conduire à trouver un dimensionnement moteur ne remplissant pas les critères d'encombrement du cahier des charges. L'étape "validation de la solution" de la démarche "conception-optimisation"

(voir Figure 3.2) n'est alors pas validée. Le but est alors de rendre la puissance nécessaire compatible avec la puissance atteignable sous les contraintes du cahier des charges en jouant sur les paramètres N_{tr} , t_a et t_{na} .

Le couple à fournir par le moteur pour un profil de vitesse est très sensible à la valeur de l'inertie. Ainsi en est-il de la puissance. C'est pourquoi dans un premier temps, nous détaillerons la méthode utilisée pour obtenir une valeur de l'inertie pour le calcul du couple moteur. Nous réaliserons ensuite une étude de sensibilité sur les paramètres N_{tr} , t_a et t_{na} afin de voir leur influence respective sur la puissance à fournir par le moteur.

3.3.3.1 Calcul de l'inertie ramenée sur l'arbre moteur

Dans la démarche de dimensionnement, l'inertie est une grandeur qui nécessite un bouclage. En se référant à la Figure 3.2, on constate que pour définir un point de dimensionnement il est nécessaire d'avoir au préalable déterminé un espace couple-vitesse. Le couple moteur, défini dans l'Équation 3.15, dépend du couple résistant, de l'accélération définie par le profil de vitesse et de l'inertie.

L'inertie ramenée au moteur est régie par l'équation suivante :

$$J = J_{rotor} + J_{pièces} + \frac{J_M}{\eta_M R_M^2} + \frac{M_T}{\eta_M \eta_T R_M^2 R_T^2} \quad (3.25)$$

avec J_M l'inertie des pièces tournantes (hors axe moteur), R_M le rapport de réduction du moto-réducteur, η_M le rendement du moto-réducteur, M_T la masse des pièces en amont du système de translation, R_T le rapport de réduction du système de translation et η_T le rendement du système de translation.

Or ici, les rapports de réduction R_M et R_T sont suffisamment grands pour que les termes $\frac{J_M}{\eta_M R_M^2}$ et $\frac{M_T}{\eta_M \eta_T R_M^2 R_T^2}$ soient considérés comme de faible importance devant l'inertie du rotor et des pièces qui lui sont solidaires. A ce point de l'étude le rayon du rotor n'est pas encore fixé. L'inertie est donc une inconnue. Or, il est nécessaire de connaître J afin de pouvoir commencer le dimensionnement et déterminer le rayon du rotor. Pour initialiser le dimensionnement, l'inertie est donc estimée par une valeur plausible, en fonction de l'ordre de grandeur du rayon du rotor rencontrée pour des moteurs de la même gamme que le notre (faible puissance, faible encombrement). A partir de cette estimation, nous pouvons définir les points de fonctionnement les plus critiques des deux cas de fonctionnement, assisté et non-assisté, et la géométrie du moteur. Dans l'étape "vérification de la solution" (Figure 3.2), la valeur réelle de l'inertie est comparée à la valeur estimée. Si ces deux valeurs ne sont pas cohérentes, la valeur estimée de l'inertie est modifiée et le calcul du profil de mission (profil de vitesse et valeur du profil du couple) ainsi que le dimensionnement de la machine sont

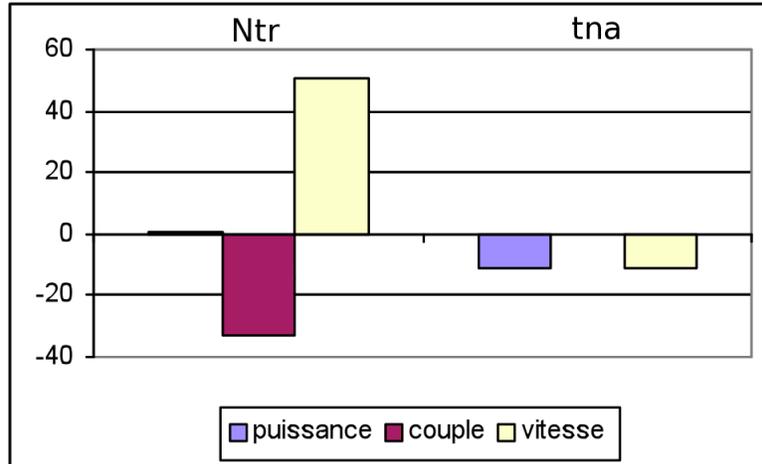


Fig. 3.15: Variation relative de la puissance, du couple et de la vitesse nécessaire en mode non-assisté (en%). N_{tr} varie de 10 tours à 15 tours. Le temps t_{na} augmente de 12.5% de sa valeur initiale.

lancés à nouveau jusqu'à ce que l'inertie estimée et l'inertie réelle convergent. En pratique, ces valeurs convergent en quelques itérations.

Une valeur moyenne de l'inertie qui peut être considérée pour initialiser le calcul peut être de $J = 1.5e^{-5}$. En pratique, cette inertie varie entre $1.3e^{-5}$ et $1.85e^{-5}$.

3.3.3.2 Étude de sensibilité et inter-dépendance des paramètres

Pour réaliser cette étude de sensibilité, nous sommes partis des profils de vitesse décrits à la section 3.3. Pour un jeu de paramètres N_{tr} , t_a et t_{na} , nous avons recherché les profils qui minimisaient les puissances P_a et P_{na} . Puis nous avons fait varier ces paramètres un à un et reconduit cette même recherche afin d'étudier l'influence de chaque paramètre sur le comportement que l'on peut attendre d'un moteur ayant une inertie J et soumis à un couple résistant $Cr = f(\theta_{méca})$ (défini à la Figure 3.9). Le lien entre la position angulaire du moteur et la position de la butée est défini par : $\theta_{méca} = \frac{\theta_f d_{butée}}{d_{butée_{max}}} = \frac{2\pi N_{tr} d_{butée}}{d_{butée_{max}}}$ où $d_{butée}$ est la position de la butée d'embrayage et $d_{butée_{max}}$ est la position en fin de course de cette même butée. Les résultats obtenus sont présentés à la Figure 3.15 et à la Figure 3.16.

La Figure 3.15 a montré une variation de puissance (bleu) négative pour une augmentation de 12.5 % du temps de réponse en mode non assisté (t_{na}), cela signifie que si l'on s'autorise un temps de réponse plus long, nous pouvons diminuer la puissance nécessaire (de même pour la vitesse en jaune). Par contre, une augmentation du nombre de tour (N_{tr}) implique une augmentation de la vitesse et une diminution du couple nécessaire (en rouge). La puissance reste donc inchangée lorsque l'on modifie le débattement.

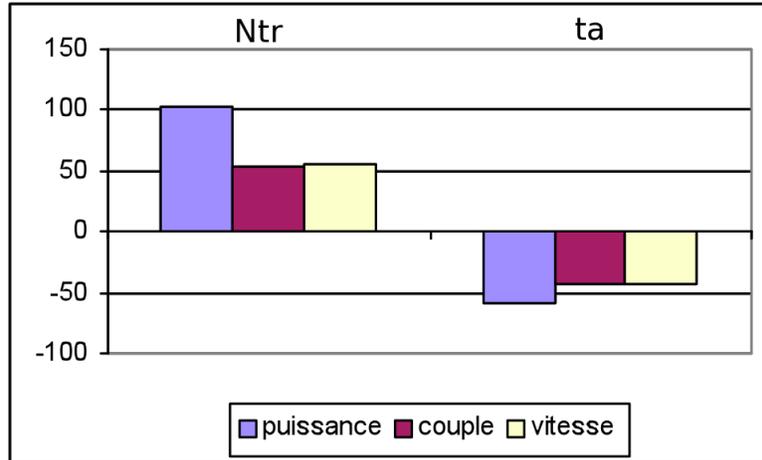


Fig. 3.16: Variation relative de la puissance, du couple et de la vitesse en mode assisté (en %). N_{tr} varie de 10 tours à 15 tours. le temps t_a augmente de 50% de sa valeur nominale.

Concernant le cas non assisté, le seul moyen de diminuer la puissance nécessaire est d'augmenter le temps de réponse t_{na} (voir Figure 3.15). D'autre part, plus N_{tr} augmente, plus le couple diminue tandis que la puissance est globalement constante. La diminution de couple maximal, liée à l'augmentation du nombre de tours, nous permet de trouver des dimensionnements moteur nous autorisant à atteindre ledit couple pour un courant inférieur ou égal I_{max} . En revanche, lorsque N_{tr} augmente, la puissance nécessaire dans le cas assisté (faible couple résistant) augmente (voir Figure 3.16). En effet, puisque le couple résistant est faible, l'augmentation du nombre de tours fait augmenter la vitesse maximale à atteindre et donc l'accélération. Le terme $J \frac{d\Omega}{dt}$ de l'Équation 3.15 augmente plus que ne diminue le couple résistant. Ici encore l'augmentation du temps de réponse t_a permet de faire diminuer, entre autre, la puissance nécessaire.

Le système mécanique en aval du moteur ne change pas en fonction du mode de fonctionnement. Le nombre de tour reste donc le même. Lorsque l'on augmente N_{tr} afin de diminuer le couple nécessaire dans le cas non-assisté, et ainsi être capable de le fournir avec le courant I_{max} , on augmente en même temps la puissance nécessaire dans le cas assisté. Or la puissance P_a ne peut pas augmenter indéfiniment car celle-ci sert au dimensionnement de la machine. La puissance maximale nécessaire en mode assisté doit donc être inférieure à la puissance maximale que peut délivrer une machine synchro-réductante dans l'espace considéré.

En résumé, lorsque l'on augmente le nombre de tour du moteur afin de rendre le couple à fournir en mode non-assisté compatible avec le courant maximal disponible, il est nécessaire d'augmenter le temps de réponse t_a pour limiter la puissance en mode assisté. Pour valider la contrainte $P_{na} \leq \frac{U_{na}}{U_a} P_a$ définie à la sous-sous-section 3.3.2.3, la seule solution est d'augmenter

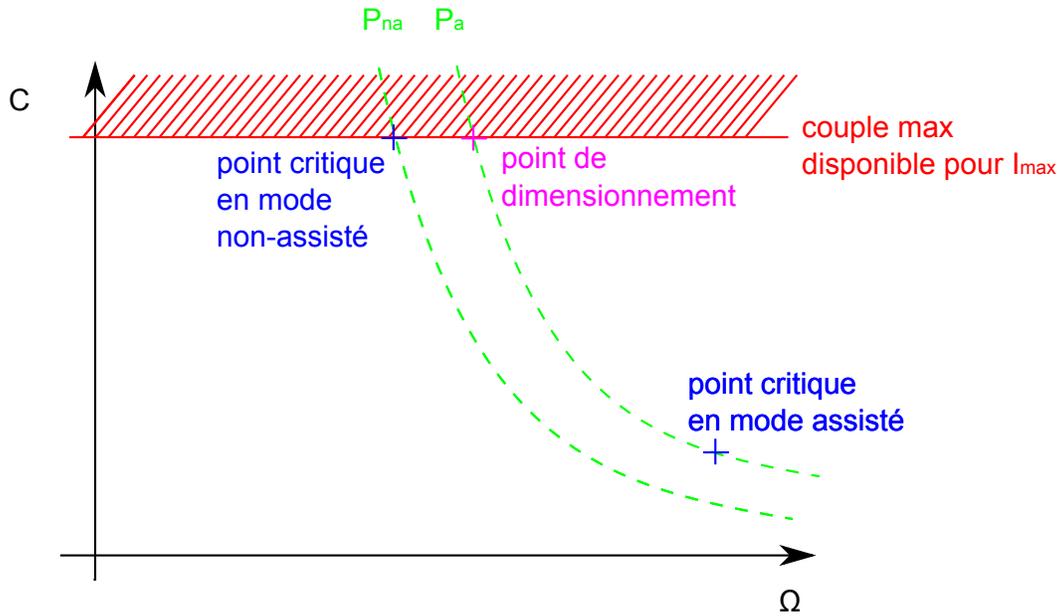


Fig. 3.17: Définition du point de dimensionnement par rapport aux points de plus grande puissance des modes assisté et non assisté.

le temps de réponse t_{na} . Le meilleur compromis se trouve lorsque N_{tr} est tel que C_m soit égal au couple maximal qu'une MSR puisse fournir sous le courant I_{max} , lorsque t_a est tel que $P_a = P$, où P est la puissance maximale atteignable dans l'encombrement et lorsque t_{na} est tel que $P_{na} = \frac{U_{na}}{U_a} P_a$.

Nous pouvons aussi remarquer qu'il peut s'avérer intéressant de rechercher des valeurs de P moindres. En effet, une machine moins puissante aura un diamètre d'alésage plus faible. L'inertie du rotor sera donc également plus faible réduisant d'autant la puissance P_a et le temps de réponse t_a .

3.3.4 Définition du point de dimensionnement du moteur

Lorsque les profils de vitesse sont fixés, il reste encore à déterminer les valeurs du couple (couple ; vitesse) ou (couple ; puissance) qui seront utilisées pour dimensionner le moteur.

La Figure 3.17 présente un schéma de l'espace couple-vitesse à atteindre par la MSR. Pour une machine donnée, le couple maximal est fonction du courant I_{max} disponible selon :

$$C_{m_{max}} = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) \frac{I_{max}^2}{2} \quad (3.26)$$

Ce couple est indépendant de la tension sous laquelle fonctionne la machine synchro-réductante. La machine doit pouvoir atteindre le couple maximal en mode non-assisté, $C_{na_{max}}$. D'où, pour le dimensionnement, $C_{m_{max}} = C_{na_{max}}$. D'autre part, nous avons montré en

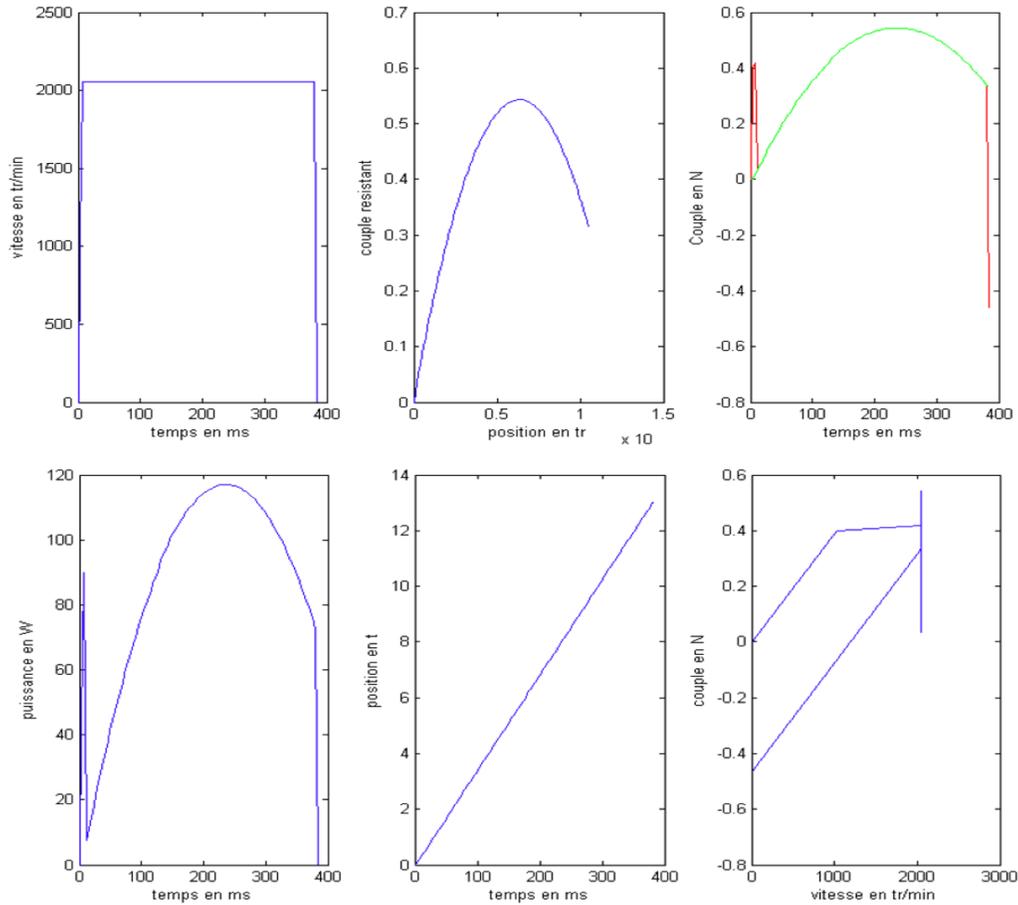


Fig. 3.18: Résultats de l'optimisation du profil de vitesse du mode non-assisté

sous-sous-section 3.3.2.3 qu'il suffisait que $P_{na} \leq \frac{U_{na}}{U_a} P_a$ pour que la puissance P_{na} soit atteinte sous la tension U_{na} si la puissance P_a était atteinte sous U_a . La contrainte de dimensionnement est que le moteur puisse fournir la puissance P_a sous la tension U_a .

Le point dimensionnant (en violet sur la Figure 3.17) se trouve donc à l'intersection entre le couple du point critique (point de plus grande puissance instantanée) en mode non-assisté et de la courbe d'isopuissance P_a , la puissance du point critique du mode assisté. Si on définit le point de dimensionnement comme un couple (couple ; puissance), celui-ci est ici de la forme $(C_{na_{max}} ; P_a)$. Si on le définit comme un couple (couple ; vitesse), il est de la forme $(C_{na_{max}} ; \frac{P_a}{C_{na_{max}}})$.

3.3.5 Résultats de l'optimisation du profil de vitesse

Pour un type de machine choisie (la machine synchro-réductante) et un modèle fiable (voir chapitre 4), nous pouvons réaliser le dimensionnement décrit en section 3.1 et à la

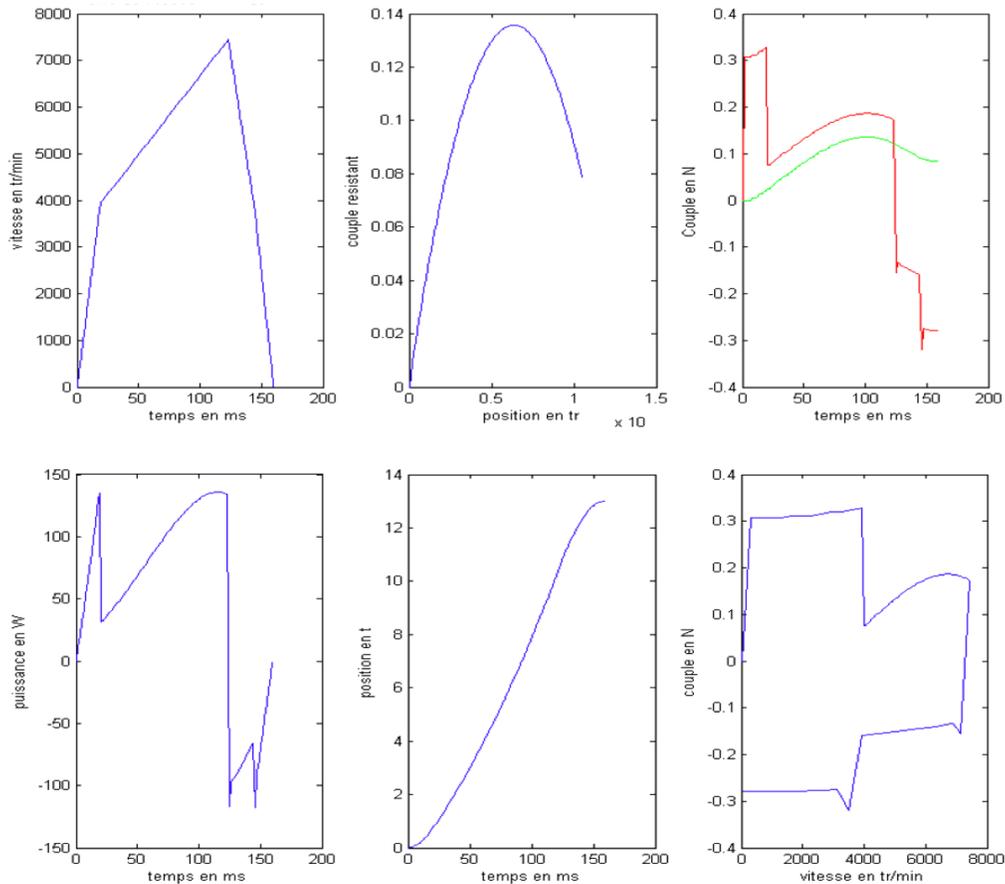


Fig. 3.19: Résultats de l'optimisation du profil de vitesse du mode assisté

Figure 3.2. Parmi les résultats retournés par cette méthode, on trouve entre autre les paramètres N_{tr} , t_a et t_{na} qui optimisent la puissance requise, ainsi que les profils de vitesse qui minimisent la puissance instantanée.

Si l'on se limite aux valeurs des temps de réponse fixés dans un premier temps par le cahier des charges, la puissance à atteindre est trop grande pour l'encombrement disponible quelques soient les paramètres N_{tr} , t_a et t_{na} , les paramètres discrets N_{ep} et p ou les dimensions de la géométrie du moteur. Pour palier à ce problème, les bornes sur les temps de réponse ont été relaxées. Plutôt que de chercher à minimiser les pertes Joule en ayant pour contrainte $t_a < 100ms$, nous devons chercher à minimiser t_a . Les critères sur les pertes Joule deviennent alors un moyen de départager des moteurs offrant le même temps de réponse en mode assisté. Cet élargissement de l'espace de variation de t_a permet d'avoir un t_a plus grand afin de diminuer P_a et donc les contraintes de dimensionnement.

L'inertie qui sert à calculer les profils de vitesse provient d'un bouclage avec le dimensionnement, mais aussi avec l'outil de modélisation mécanique de Dassault Systèmes CATIA qui

mode de fonctionnement	mode assisté	mode non-assisté
temps de réponse	160 <i>ms</i>	385 <i>ms</i>
C_{max}	0.3283 <i>Nm</i>	0.543 <i>Nm</i>
Ω_{max}	780 <i>rad.s⁻¹</i> (7448 <i>tr.min⁻¹</i>)	215 <i>rad.s⁻¹</i> (2053 <i>tr.min⁻¹</i>)
P_{max}	137 <i>W</i>	117 <i>W</i>
point critique	(0.179 <i>Nm</i> ; 763 <i>rad.s⁻¹</i>)	(0.543 <i>Nm</i> ; 215 <i>rad.s⁻¹</i>)
$(t_1 ; \Omega_1)$	(19.2 <i>ms</i> ; 418 <i>rad.s⁻¹</i>)	(7.7 <i>ms</i> ; 215 <i>rad.s⁻¹</i>)
$(t_2 ; \Omega_2)$	(144 <i>ms</i> ; 418 <i>rad.s⁻¹</i>)	(381 <i>ms</i> ; 215 <i>rad.s⁻¹</i>)
$(t_m ; \Omega_m)$	(120 <i>ms</i> ; 780 <i>rad.s⁻¹</i>)	~ ~ ~

Tab. 3.1: Définition des profils de vitesse finaux

permet de calculer une valeur précise de l'inertie du rotor dans sa forme finale, fabricable. Elle tient compte des pièces solidaires du rotor comme les bagues intérieures des roulements, le capteur de position et la partie du moto-réducteur liée au rotor.

La partie des résultats présentant les profils de vitesse est montrée en Figure 3.18, Figure 3.19 et dans le Tableau 3.1.

Dans le cas non-assisté (forte valeur maximale du couple résistant), la puissance à fournir lorsque le couple est à son maximum est si grande que même sous la plus grande accélération autorisée, la puissance au démarrage reste inférieure à la puissance nécessaire lorsque le couple est à son maximum. Le profil de vitesse retenu (voir Figure 3.18) consiste alors à accélérer pour monter jusqu'à la vitesse maximale. Celle-ci sera alors constante pendant toute la durée du déplacement (profil trapézoïdale asymétrique). Dans le cas assisté (couple résistant maximal faible), le temps imparti pour réaliser le déplacement est plus court, la vitesse maximale devra donc être plus grande, ce qui tend à faire augmenter le couple moteur au démarrage. D'autre part, le couple résistant maximal est suffisamment faible pour être égal ou inférieur au couple moteur au démarrage correspondant à une accélération trop grande. Dans ce cas, la façon d'atteindre la vitesse maximale va conditionner la puissance requise. Le profil de vitesse minimisant la puissance instantanée est le profil trapézoïdal asymétrique (voir Figure 3.19). En effet, ce type de profil permet de répartir la montée en vitesse sur une plus grande plage de temps et donc permet de répartir le couple moteur servant à fournir l'accélération de telle façon que C_m soit plus élevé au démarrage, lorsque la vitesse est faible, et plus petit lorsque le rotor est en position où le couple est maximal et où la vitesse plus grande. De cette façon, la puissance au démarrage et la puissance lorsque le couple résistant est maximal sont égales. Diminuer l'une ne fait qu'augmenter l'autre et donc fait augmenter la puissance instantanée maximale.

Il est à noter que le moteur correspondant à ces profils de vitesse n'est pas le moteur

avec le rotor le plus grand possible comme on aurait pu s'y attendre. En effet, les moteurs ayant un diamètre d'alésage plus grand ont un couple volumique plus grand. Cependant, l'inertie pénalise fortement le temps de réponse t_a . La minimisation du paramètre t_a est donc particulièrement adaptée à une approche de "conception-optimisation".

3.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté la modélisation analytique simple du moteur dans le but de définir ces paramètres discrets principaux. Ce modèle, malgré sa simplicité, doit être suffisamment représentatif. Il a donc été confronté à une validation par élément fini. Ensuite, le point de dimensionnement du moteur a été déterminé en prenant en compte les paramètres systèmes et la courbe de charge, l'inertie et le profil de commande pour les deux modes de fonctionnement.

Les paramètres système et principaux de la machine ayant été fixés, le modèle de la machine sera affiné dans le chapitre suivant pour aboutir à un dimensionnement définitif faisant intervenir les paramètres d'optimisation continus nécessaires pour atteindre le point de dimensionnement dans les meilleures conditions.

Chapitre 4

Modélisation de la machine synchro-réductante et dimensionnement

Dans la méthode de conception présentée dans le chapitre 3 et à la Figure 3.2, le bloc “*modélisation*” est interchangeable en fonction de la machine, ou du niveau de précision demandé.

On peut imaginer utiliser des modèles par éléments finis pour représenter la machine SynchRel en couplant des logiciels tel que Matlab et Flux2D. Cependant, un tel couplage nécessite un temps de calcul considérable lorsque le nombre de paramètres à optimiser est grand. Dans le cas de notre étude, nous cherchons à dimensionner la totalité du moteur, pas uniquement le stator ou les dents comme lorsqu’une gamme de moteur comparable est déjà existante, ce qui peut se faire en se limitant à 6 paramètres continus. De plus, comme nous réalisons le premier dimensionnement de ce type de machine, nous ne possédons pas d’initialisation permettant de débiter le dimensionnement de façon efficace. Les paramètres de dimensionnement peuvent donc appartenir à une grande plage de variation.

C’est pourquoi l’utilisation d’un modèle analytique s’avère être plus adapté. Ce modèle doit être suffisamment précis pour que le dimensionnement soit valable. Cependant, ne possédant pas de machine SynchRel à rotor segmenté correspondant au diamètre de 45 *mm* pour pouvoir valider le modèle analytique par retour d’expérience, la validité de ce modèle sera estimée par comparaison avec un modèle éléments finis réalisé sous le logiciel de CEDRAT Flux2D.

Dans un premier temps, nous détaillerons les équations utilisées pour modéliser le moteur de façon analytique. Ensuite, nous présenterons le moteur obtenu pour des temps de réponses du système optimaux. Nous rappelons que ce moteur n’est pas le moteur le plus puissant, ou offrant le meilleur rendement et qu’ainsi des moteurs plus performants selon ces critères

peuvent exister. Ceux-ci sont rejetés par la méthode de dimensionnement utilisée car ils ne permettent pas de minimiser les temps de réponse, principalement à cause de l'inertie du rotor. Le dimensionnement retenu a été modélisé sous un logiciel éléments finis afin de valider le modèle analytique et les résultats de la recherche de dimensionnement. Puis, nous étudierons l'influence des divers choix qui ont été fait concernant la machine. Ces choix concernent la forme des courants dans les phases du moteur ainsi que le type de matériau utilisé. De plus, pour un matériau donné, il est possible de travailler à différents niveaux d'induction. Nous expliquerons donc pourquoi nous avons opté pour une induction globale proche du niveau de saturation. Enfin, nous étudierons le défluxage de la MSR et définirons l'angle de calage permettant d'atteindre le couple moteur nécessaire en mode assisté (temps de réponse faible, vitesse élevée). Ce défluxage est nécessaire à cause de l'antagonisme des modes de fonctionnement.

4.1 Équations du modèle analytique

Une fois le type de matériaux et les paramètres discrets (nombre de paires de pôles, nombre d'encoches par pôle et par phase) choisis, les paramètres à définir sont continus ou peuvent être considérés comme tels si la discrétisation est suffisamment fine. Les équations régissant le modèle analytique permettent de lier les différentes grandeurs entre elles et d'en dégager celles qui sont indépendantes pour réaliser l'optimisation.

Pour réaliser la modélisation, nous avons fait un choix concernant le type d'alimentation, le type de matériaux et le niveau d'induction dans celui-ci grâce à une étude préliminaire. La sensibilité vis-à-vis de ces hypothèses sera testée a posteriori dans la section suivante. La modélisation que nous avons réalisée est donc faite pour une alimentation en créneau de tension en pleine onde auquel on applique l'hypothèse du premier harmonique, pour des tôles FeSi (car offrant de meilleures propriétés magnétiques) et une induction B_{dim} (détaillée par la suite).

4.1.1 Définition de la géométrie

Les équations magnétiques font intervenir les dimensions de la machine pour définir les niveaux d'induction et de flux dans les différentes parties de la machine. C'est pourquoi il est nécessaire de définir en premier lieu les relations entre les différentes grandeurs géométriques. La Figure 4.1 définit les grandeurs que nous allons utiliser. Certaines de ces grandeurs sont fixées par des contraintes de réalisation. D'autres sont liées par des relations de dépendance.

Les paramètres géométriques que nous considérons comme fixes pour la suite de l'étude

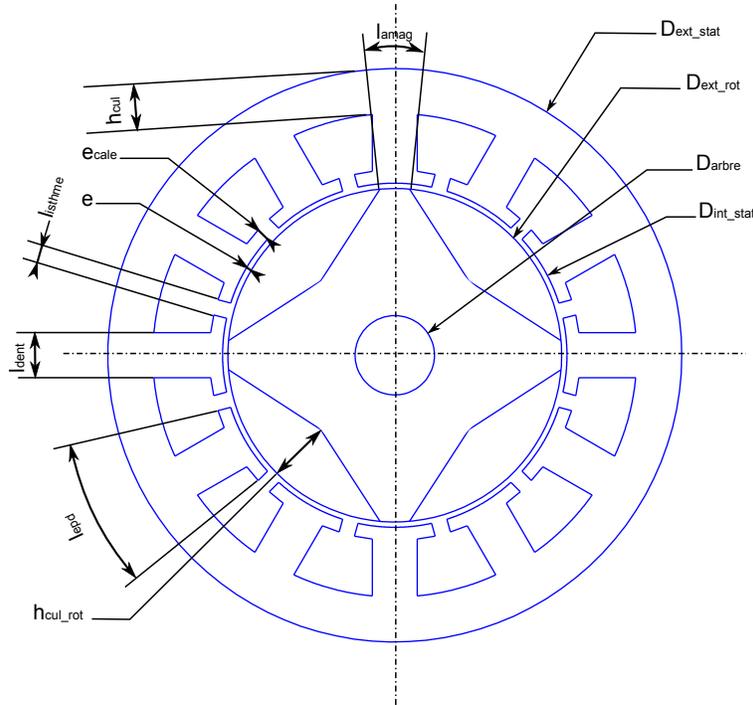


Fig. 4.1: paramétrage géométrique de la machine

sont :

- le diamètre extérieur du stator : $D_{ext\ stat} = 43,4\ mm$. Ce diamètre est limité par l'encombrement disponible.
- le diamètre de l'arbre de rotor : $D_{arbre} = 6\ mm$. Ce diamètre est fixé par retour d'expérience sur des applications similaires.
- l'entrefer : $e = 0,4\ mm$. La valeur considérée de l'entrefer correspond au cas le plus défavorable de la chaîne de cote lors de l'assemblage des pièces.
- l'épaisseur de cale d'encoche : $e_{cale} = 1\ mm$. La valeur de la largeur de la cale d'encoche est fixée a priori et pourra être modifiée par la suite si des phénomènes de saturation locale apparaissent lors de la vérification par éléments finis.
- la longueur du dépassement du stator : $dep_{stat} = 1,5\ mm$. Afin que toute la longueur utile soit active, il est courant de réaliser un empilement de tôles plus grand au stator qu'au rotor. Le rotor a donc un empilement de tôle de longueur l_u tandis que le stator a un empilement de tôles de $l_u + 2dep_{stat}$.

Parmi les grandeurs définies à la Figure 4.1, la hauteur de culasse statorique, h_{cul} , sera déterminée par calcul afin de se placer au niveau d'induction $B_{dom} = 1.5T$ (voir sous-section 4.4.2).

Afin d'assurer des formes de stator réalisables avec le moins de paramètres et de contraintes possibles, nous posons deux nouveaux paramètres :

- α_d : rapport de la largeur de la dent sur un pas dentaire. $\alpha_d = \frac{l_{dent}}{p_{dent}} = \frac{6pN_{eppl_{dent}}}{\pi D_{int stat} p_{dent}}$
- α_{enc} : ouverture d'encoche. Il s'agit du rapport de la largeur de l'ouverture de l'encoche sur la largeur de l'encoche. $\alpha_{enc} = \frac{l_{isthme}}{p_{dent} - l_{dent}}$

Ces deux grandeurs définissent des rapports. En les bornant, on peut éliminer les formes irréalisables sans pour autant faire appel à d'autres paramètres. A partir de α_d et α_{enc} , pour un diamètre intérieur de stator, $D_{int stat}$, et un pas dentaire donnés, on peut calculer les largeurs l_{dent} et l_{isthme} . Les grandeurs l_u et l_{amag} sont indépendantes et donc servent de grandeurs d'optimisation. Les épaisseurs d'entrefer, e , et de cale d'encoche, e_{cale} , sont fixées. La géométrie de la dent est donc entièrement paramétrée et définie.

En résumé, les paramètres qui seront utilisés pour définir la géométrie sont l_{amag} , l_u , $D_{int stat}$, α_d et α_{enc} .

Nous posons deux grandeurs intermédiaires α_{isthme} , le rapport de la longueur de l'isthme sur un pas dentaire, et α_{epd} , le rapport de l'épanouissement dentaire sur un pas dentaire telles que :

$$\alpha_{isthme} = \alpha_{enc}(1 - \alpha_d) \text{ et } \alpha_{epd} = 1 - \alpha_{isthme}$$

Les équations définissant le reste de la géométrie sont :

$$D_{ext stat} = D_{int stat} - 2e; D_{ent moy} = \frac{D_{int stat} - e}{2}; p_{dent} = \frac{\pi D_{int stat}}{N_{ds}} = \frac{\pi D_{int stat}}{3 \times 2 p N_{eppl}}; l_{dent} = p_{dent} \alpha_d;$$

$$l_{epd} = p_{dent} \alpha_{epd}; l_{isthme} = p_{dent} \alpha_{isthme}$$

Les deux dernières grandeurs géométriques non déterminées sont la hauteur culasse statorique, h_{cul} , et la hauteur de culasse rotorique, $h_{cul rot}$. Elles seront choisies afin d'obtenir un niveau d'induction correspondant à celui déterminé à la sous-section 4.4.2.

4.1.2 Modèle magnétique

Le modèle magnétique sert à fixer la hauteur de culasse statorique, h_{cul} , et la hauteur de culasse rotorique, $h_{cul rot}$ et à déterminer les paramètres électriques (R_s , L_d et L_q) Les niveaux d'induction calculés par le modèle analytique permettent de calculer le flux sous un pôle, qui permet à son tour de définir les inductances, et les ampères-tours nécessaires pour obtenir les-dits niveaux d'induction.

Le modèle analytique se base sur un certain nombre d'hypothèses qui sont :

- *pas de saturations autre que locales* : Nous supposons que nous nous trouvons en limite de linéarité (voir sous-section 4.4.2) et qu'il n'y a pas de saturation globale. Le comportement de la machine est considéré comme linéaire. Le modèle est donc linéaire. Les phénomènes de saturation locale quant à eux seront étudiés par éléments finis après le dimensionnement et la géométrie sera adaptée afin de limiter leur influence.
- *hypothèse du premier harmonique* : seuls les phénomènes principaux sont considérés. On ne tiendra pas compte, par exemple, des effets de dentures statoriques et de leur effet sur des ondulations de couple possibles.
- *les pertes fer sont considérées comme faibles* au regard des relativement faibles fréquences impliquées.

Pour ce faire, deux modèles avec des précisions différentes sont utilisés. Le premier ne tient pas compte des fuites dans l'encoche et dans l'isthme. En contrepartie, il est utilisable sans la connaissance des dimensions de l'encoche. Cela permet de réduire le nombre de paramètres géométriques d'optimisation, ce qui est un point important puisque lors du dimensionnement complet du système les paramètres système tels que les profils de vitesses ou le réducteur sont également à définir. Le nombre de paramètres au total peut devenir important. Avec ce modèle, nous déterminons la hauteur de l'encoche et le nombre d'ampère.tour

Le second modèle, lui, tient compte du flux de fuites à travers les encoches et l'isthme. Il nécessite la connaissance de la hauteur de culasse h_{cul} et des ampère.tour $N.I$. Si les trois paramètres N , I et h_{cul} sont considérés comme des grandeurs d'optimisation, seul le second modèle peut être utilisé. Grâce à ce second modèle, il est possible d'obtenir les valeurs des inductances L_d et L_q avec une plus grande précision. La précision sur le calcul du couple moyen ainsi que sur le modèle électrique s'en trouvent donc améliorés.

premier modèle

Le but de ce premier modèle est de déterminer les valeurs des hauteurs h_{cul} et $h_{cul\ rot}$ et le courant I dans les encoches afin de limiter le nombre de paramètres d'optimisation.

Il est possible de calculer le flux dans la dent 2 selon l'Équation 4.1

$$\phi_2 = B_{dim} l_{dent} l_u \quad (4.1)$$

où $B_{dim} = 1.5 T$ (voir sous-section 4.4.2) et l_{dent} , la largeur de la dent, provient des équations définissant la géométrie.

De plus, la modélisation par éléments finis présentée en Figure 4.2 et en Figure 4.3b montre que le flux dans la culasse est le même que celui dans la dent la plus saturée. Si l'on veut avoir l'encoche la plus grande pour favoriser le nombre de conducteurs par encoche N , il

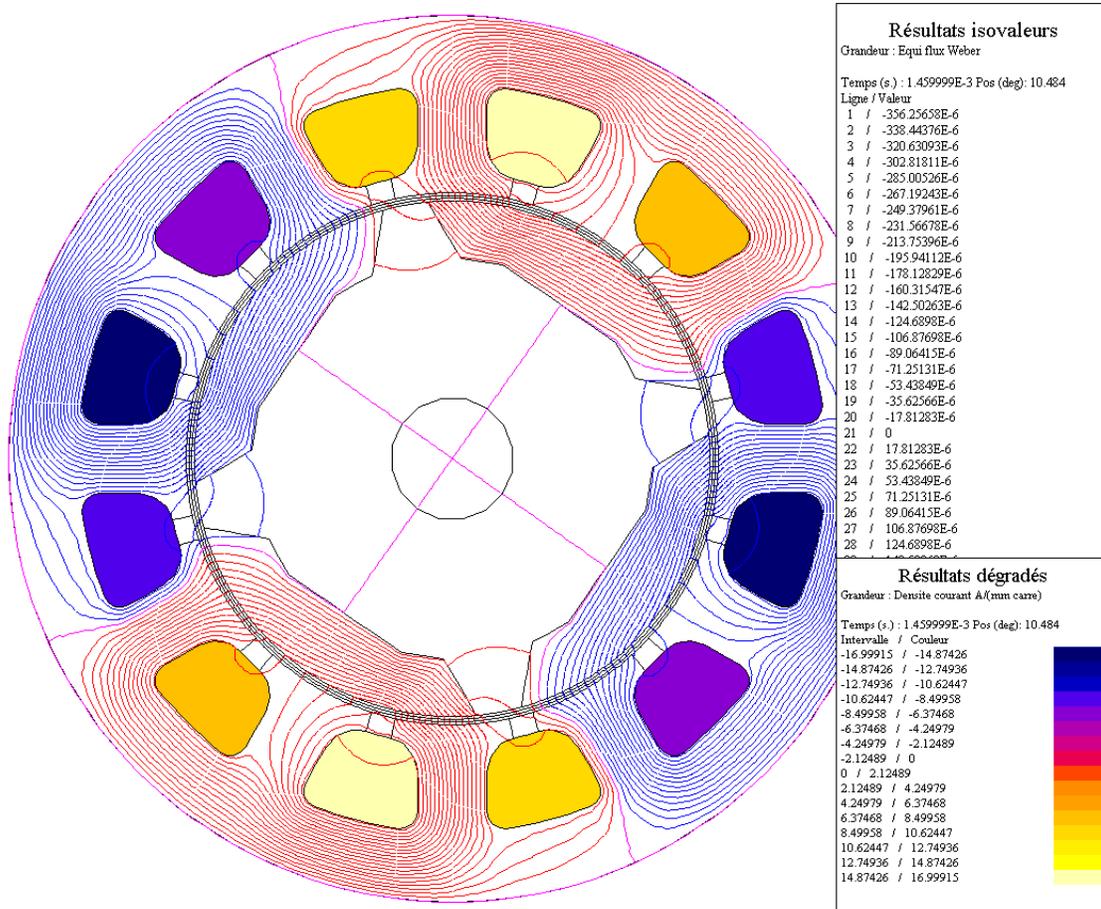


Fig. 4.2: ligne de champ et densité de courant en position couple max

est nécessaire d'avoir la culasse la plus petite sans saturer. Cela définit l'équation suivante :

$$h_{cul} = \frac{\phi_2}{B_{dim} l_u} = l_{dent} \quad (4.2)$$

où l_{dent} est connu à travers la grandeur à optimiser α_d selon l'équation $l_{dent} = p_{dent} \alpha_d$.

De même, le flux dans la culasse rotorique est, en première approximation, similaire à celui dans la culasse statorique ainsi, nous pouvons poser : $h_{cul} = h_{cul\ rot}$.

A ce point de la modélisation, toutes les grandeurs géométriques sont connues. Il est maintenant possible de déterminer les ampère.tours nécessaire pour atteindre le niveau d'induction B_{dim} que nous avons supposé à l'Équation 4.1 et à l'Équation 4.2.

Le modèle de prédimensionnement utilisé se base sur des équations de circulation. Les Figures 4.3a et 4.3b montrent que l'induction dans l'entrefer en regard des dents 2 et 4 n'est pas la même. Cela provient de la différence de section de passage de flux dans cet entrefer. Cette section est d'autant plus petite que la largeur de la partie amagnétique du rotor est

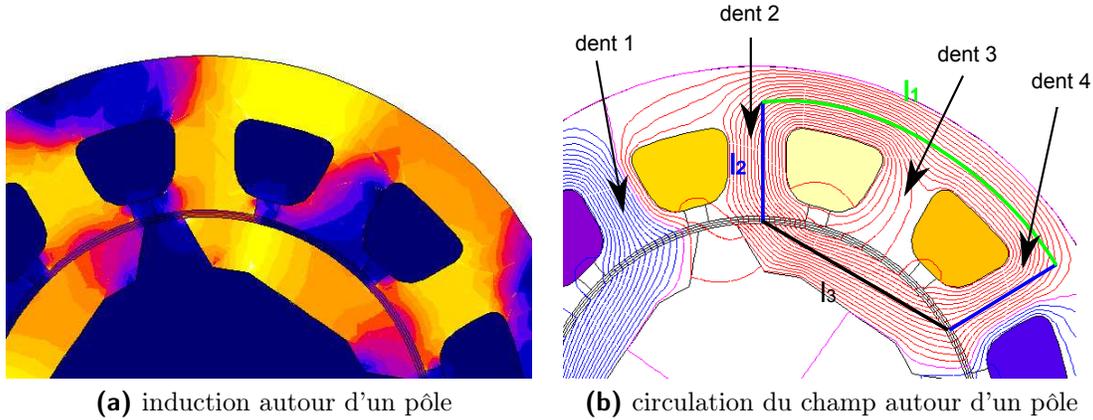


Fig. 4.3: détail de l'induction et circulation du champ autour d'un pôle

grande. L'induction dans l'entrefer en regard des dents 2 et 4 est défini par :

$$B_{e2} = B_{amag} = \frac{\phi_2}{l_u C_{\acute{e}tal\ amag} (N_{epd} p_{dent} + \frac{l_{epd}}{2} - \frac{D_{int\ stat} \pi}{8p} - \frac{l_{amag}}{2})} \quad (4.3)$$

$$B_{e4} = B_{mag} = \frac{\phi_2}{l_u l_{epd} C_{\acute{e}tal}} \quad (4.4)$$

où l_{epd} est l'épanouissement dentaire, p_{dent} est le pas dentaire, N_{epd} le nombre d'encoches par pôle et par phase, $D_{int\ stat}$ est le diamètre intérieur du stator et l_{amag} est la largeur de la partie amagnétique du rotor. $C_{\acute{e}tal}$ et $C_{\acute{e}tal\ amag}$ sont les coefficients d'étalement du flux dans l'entrefer pour les dents en regard, respectivement, de la culasse rotorique et de la pièce amagnétique. Les coefficients d'étalement sont définis comme la surface de passage du flux dans le pied de dent sur la surface de passage du flux dans l'entrefer (voir Figure 4.4). Ce coefficient, fonctionnant de façon proche du coefficient de Carter, est un coefficient de recalage. Dans notre cas, les deux coefficients sont définis à partir des modélisations par élément finis. Les valeurs retenues pour ceux-ci sont : $C_{\acute{e}tal} = 1.34$ et $C_{\acute{e}tal\ amag} = 1.28$.

$l_u (N_{epd} p_{dent} + \frac{l_{epd}}{2} - \frac{D_{int\ stat} \pi}{8p} - \frac{l_{amag}}{2})$ correspond à la surface d'intersection du pied de dent et de la culasse rotorique dans une dent en regard de la partie amagnétique du rotor. Cela correspond à la surface de passage du flux dans le pied de dent 2.

L'Équation 4.4 se base sur l'hypothèse que l'induction, et donc le flux ainsi que le champ, dans la dent 4 est proche de celui de la dent 2. Cette hypothèse s'appuie sur les résultats visibles en Figure 4.3a.

A partir des inductions de l'Équation 4.3 et de l'Équation 4.4, il est possible d'utiliser le théorème d'Ampère sur la circulation définie à la Figure 4.3b.

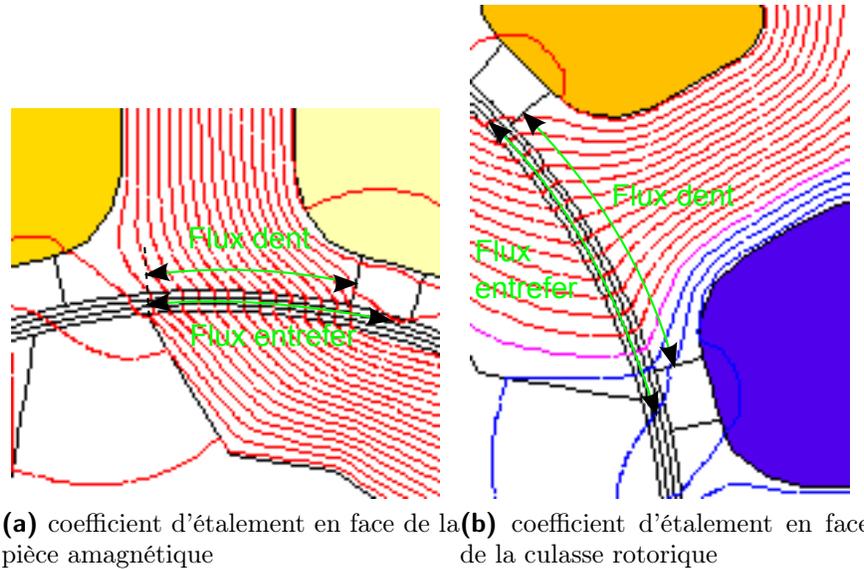


Fig. 4.4: définition des coefficients d'étalement

$$\sum NI = \int \vec{H} \cdot d\vec{l} = \frac{B_{e4}}{\mu_0} e + \frac{B_{e2}}{\mu_0} e + l_1 H_{culasse} + 2l_2 H_{dent} + l_3 H_{rotor} \quad (4.5)$$

$$\frac{3}{2} NI_{max} = e \frac{B_{e2}}{\mu_0} + e \frac{B_{e4}}{\mu_0} + l_1 \frac{B_{cul}}{\mu_0 \mu_r} + 2l_2 \frac{B_{dent}}{\mu_0 \mu_r} + l_3 \frac{B_{rotor}}{\mu_0 \mu_r}$$

$$\frac{3}{2} NI_{max} = e \frac{B_{e2}}{\mu_0} + e \frac{B_{e4}}{\mu_0} + (l_1 + 2l_2 + l_3) \frac{B_{stat}}{\mu_0 \mu_r} \quad (4.6)$$

avec : $l_1 = R_{ext\ stat} - R_{int\ stat}$; $l_2 = \frac{2\pi}{pN_{ds}} (R_{ext\ stat} - \frac{h_{cul}}{2})$ avec N_{ds} le nombre de dents au stator et $l_3 = \frac{2\pi}{pN_{ds}} (R_{ext\ rot} - \frac{h_{cul\ rot}}{2})$.

Nous connaissons alors la valeur de NI_{max} , les ampères.tours nécessaires pour obtenir le niveau d'induction B_{dim} . Les valeurs de N , le nombre de conducteurs par encoche, et I l'amplitude du courant seront définis par le modèle électrique.

second modèle

Le second modèle est réalisé par réseaux de réductances. Ce modèle est utilisé afin de déterminer les valeurs des inductances directe et quadrature L_d et L_q . Il est possible d'utiliser un modèle plus fin lorsque toute la géométrie de la machine est connue. Ce modèle se décompose en deux parties : un modèle en position directe et un modèle en position quadrature.

Rappel : ce modèle est réalisé sous les mêmes hypothèses que le modèle précédent, à sa-

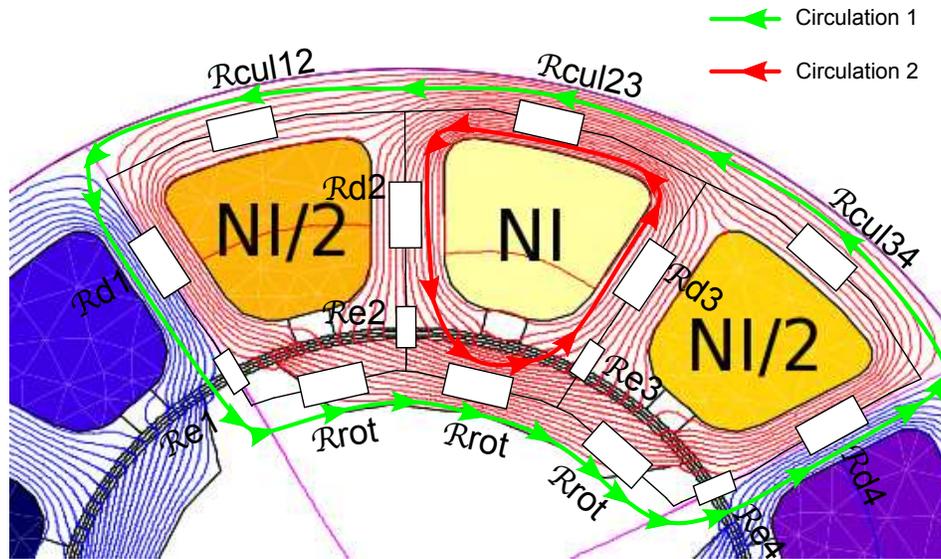


Fig. 4.5: lignes de champ, densité de courant et réseau de réluctance en position directe (un pôle représenté)

voir : pas de saturation (modèle linéaire), hypothèse du premier harmonique.

En position directe :

La Figure 4.5 présente le réseau de réluctances considéré pour la position directe. Nous avons deux inconnues : l'induction dans la dent 1 et l'induction dans la dent 2. Pour lever ces inconnues, nous devons poser deux équations. Le réseau de réluctances (Figure 4.5) permet de définir deux circulations : l'un passant à travers les dents 2 et 3 (en rouge sur la Figure 4.5), la seconde passant à travers les dents 1 et 4 (en vert).

Afin de calculer l'inductance directe L_d , il est nécessaire de connaître avec le plus de précision possible les inductions dans la machine. Les symétries au sein d'un pôle imposent que les inductions soient les mêmes dans la dent 1 et dans la dent 4 (en vert sur la Figure 4.5), de même qu'elles doivent être les mêmes dans la dent 2 et dans la dent 3 (en rouge sur la Figure 4.5). Nous considérerons que les fuites à travers les encoches et les ouvertures d'encoche sont négligeables devant le flux dans les dents. Ainsi, il y a conservation du flux entre les dents et l'entrefer en regard. L'induction dans le pied de dent est donc proportionnelle à l'induction dans la dent. Le réseau de réluctance est donc entièrement défini par les réluctances dans les dents 1 et 2.

La Figure 4.5 présente le réseau de réluctances considéré pour la position directe. Nous avons deux inconnues : l'induction dans la dent 1 et l'induction dans la dent 2. Pour lever ces inconnues, nous devons poser deux équations. Le réseau de réluctances (Figure 4.5) permet de définir deux circulations : l'une passant à travers les dents 2 et 3 (en rouge sur la Figure 4.5),

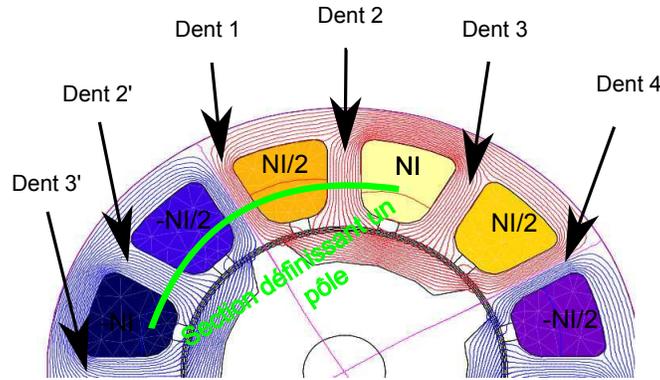


Fig. 4.6: définition de la surface sous un pôle

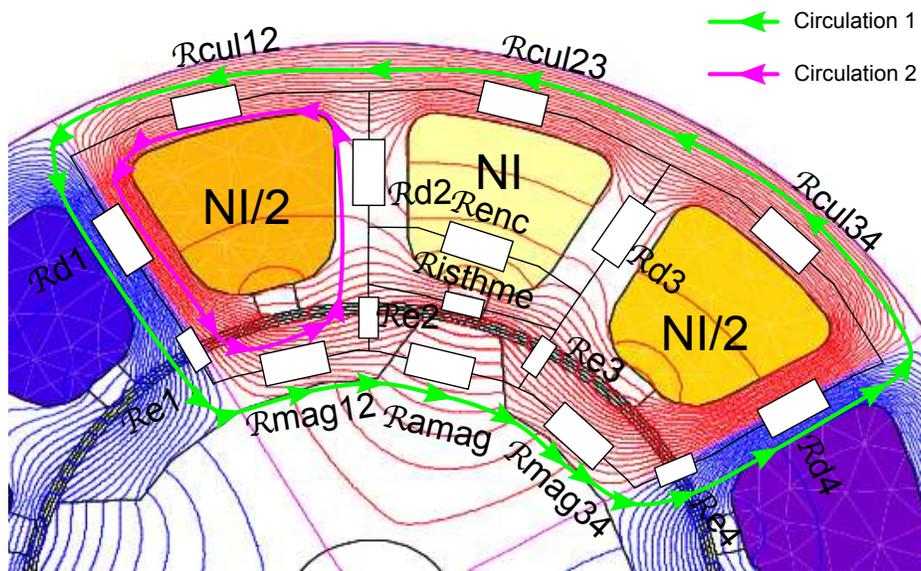


Fig. 4.7: lignes de champ, densité de courant et réseau de réluctance en position quadrature (un pôle représenté)

la seconde passant à travers les dents 1 et 4 (en vert). Le détail du calcul des circulations est présenté en annexe.

Le flux sous un pôle a pour expression $\phi_d = (B_{d1_a} + 2B_{d2_a})l_{dent}l_u$ (voir Figure 4.6). Ainsi nous pouvons écrire que l'inductance directe L_d est telle que

$$L_d = \frac{p\Phi_d}{I_{eff}} = \frac{pN_{ce}\phi_d}{\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}} = \frac{pN_{ce}l_u l_{dent}(B_{d1_a} + 2B_{d2_a})\sqrt{2}}{I_{max}} \quad (4.7)$$

où N_{ce} est le nombre de conducteurs par encoche.

En position quadrature :

En utilisant la même démarche que celle décrite ci dessus pour le calcul de L_d , à partir du

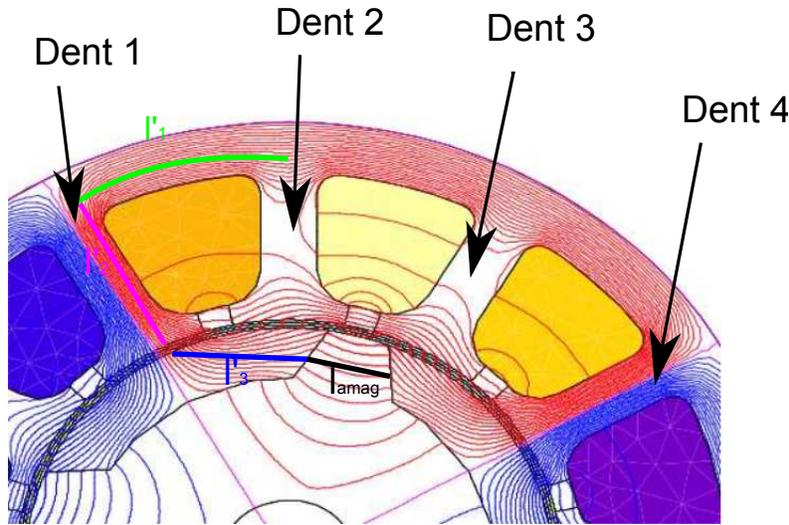


Fig. 4.8: définition des longueurs utilisées dans le calcul de L_q

réseau de réluctances décrit en Figure 4.7, nous pouvons calculer l'inductance quadrature L_q . Par symétrie, les réluctances sont telles que $\mathfrak{R}_{d1} = \mathfrak{R}_{d4}$ et $\mathfrak{R}_{d2} = \mathfrak{R}_{d3}$. Le réseau de réluctance présenté en Figure 4.7 fait apparaître des réluctances supplémentaires par rapport au réseau utilisé pour calcul L_d . Ces réluctances représentent les réluctances d'encoche et d'isthme. On tient alors compte du flux ne passant pas à travers la pièce amagnétique mais à travers l'isthme. Ici, également, nous avons deux inconnues à déterminer : l'induction dans la dent 1 et celle dans la dent 2. Ici également, nous pourrions trouver le détail du calcul des circulations en annexe.

Si l'on suppose que le flux de fuites d'encoches est négligeable, alors

$$L_q = \frac{p\Phi_q}{I_{eff}} = \frac{pN_{ce}\phi_q}{\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}} = \frac{pN_{ce}l_u l_{dent}(B_{d1q} + 2B_{d2q})\sqrt{2}}{I_{max}} \quad (4.8)$$

Or, à la Figure 4.8, on peut voir que le flux passant à travers l'encoche entre les dents 2 et 3 est non négligeable. Pour calculer l'inductance de fuites, nous nous servons de la méthode exposée dans les Techniques de l'Ingénieur [5, 15]. D'après [5], le flux de fuites peut être calculé comme suit :

Soit $H(x)$, le champ à une hauteur x de l'encoche (voir Figure 4.9), on a :

$$H(x) = NI_{eff} \frac{x}{h_{enc}l_{enc}} \quad (4.9)$$

où h_{enc} est la hauteur de l'encoche, telle que $h_{enc} = R_{ext\ stat} - R_{int\ stat} - h_{cul} - e_{cale}$, et l_{enc} est la largeur moyenne de l'encoche, telle que $l_{enc} = \frac{\pi(R_{ext\ stat} + R_{int\ stat})}{N_{ds}} - l_{dent}$. Le flux qui passe à travers une surface élémentaire dS (Figure 4.9) est $d\phi(x) = \mu_0 H(x) dS$. Ainsi le flux

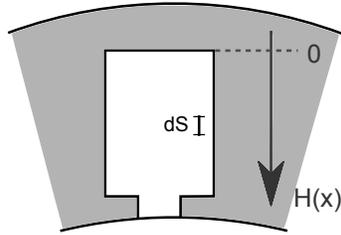


Fig. 4.9: calcul du flux de fuites dans une encoche

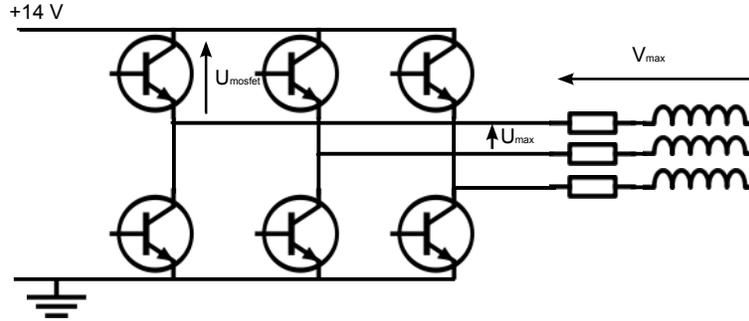


Fig. 4.10: circuit de puissance

passant à travers l'encoche, vu par une bobine, est :

$$\Phi_{enc} = \int_0^{h_{enc}} d\Phi(x) = \int_0^{h_{enc}} Nd\phi(x) = \int_0^{h_{enc}} \mu_0 l_u N^2 I_{eff} \frac{x^2}{h_{enc}^2 l_{enc}} dx = \mu_0 l_u N^2 I_{eff} \frac{h_{enc}}{3l_{enc}} \quad (4.10)$$

L'inductance de fuites à travers une encoche est $L_f = \frac{\Phi_{enc}\sqrt{2}}{I_{max}}$. D'où, en considérant l'Équation 4.8 et les fuites dans chacune des encoches appropriées pour chacun des 2p pôles, nous pouvons écrire :

$$L_q = \frac{pN_{ce}l_u l_{dent}(B_{d1q} + 2B_{d2q})\sqrt{2}}{I_{max}} + 2pL_f \quad (4.11)$$

4.1.3 Modèle électrique

Le modèle électrique a pour but dans la recherche de solution de vérifier que la solution du dimensionnement est compatible avec les contraintes d'alimentation de la machine (14V-50 A). Cela se fait en trois étapes :

- le calcul du courant nécessaire pour obtenir NI_{max} défini par l'Équation 4.6.
- le calcul de la résistance de bobine
- le calcul de la tension nécessaire.

Le courant nécessaire pour obtenir NI_{max} dépend du nombre de conducteurs. Pour définir les conducteurs qu'il est possible de mettre dans l'encoche, nous ajoutons deux nouvelles grandeurs à optimiser : le nombre de conducteurs, N , et le nombre de brins composant un conducteur, N_{brin} . En effet, il est possible d'utiliser plusieurs fils mis en parallèle pour constituer un conducteur. Cela permet, d'une part, d'utiliser des fils de diamètre plus petit (plus facile à bobiner dans l'encoche) pour obtenir la même surface de cuivre et ce sans augmenter la valeur de la résistance de bobine R_s . Nous limiterons de nombre de brins à un maximum de 3 pour des raisons de réalisation : au-delà de ce nombre les moyens traditionnels pour bobiner et mettre en parallèles les brins automatiquement ne peuvent être utilisés.

Le nombre de conducteur par encoche étant connu, il est possible de déterminer le courant correspondant.

La résistance d'une phase dépend de la surface de cuivre selon l'équation :

$$R_s = pN\rho_{cu}\left(2l_u + \frac{\pi D_{ext\ stat}}{p}\right) \frac{1}{S_{fil}} \quad (4.12)$$

où ρ_{cu} est la résistivité du cuivre et S_{fil} la section du conducteur. Pour limiter la résistance des bobines, S_{fil} doit être le plus grand possible, d'où sa définition par la formule suivante : $S_{fil} = C_{remplissage} \frac{S_{enc}}{N}$. Le diamètre des brins est choisi dans une table de valeurs normalisées de façon à s'approcher au plus près de $\frac{S_{fil}}{N_{brin}}$ par valeur inférieure. Si S_{fil} était plus grand que $C_{remplissage} \frac{S_{enc}}{N}$, les conducteurs ne tiendraient pas dans l'encoche.

La tension nécessaire est composée de 2 termes : la chute de tension aux bornes des bobines et la tension de f.é.m. La tension aux bornes d'un enroulement peut se calculer à partir du digramme de Fresnel d'où :

$$U_s = I\sqrt{2}\sqrt{(R_s - \omega_{elec}L_q)^2 + (R_s + \omega_{elec}L_d)^2} \quad (4.13)$$

Cette tension doit être inférieure à la tension disponible aux bornes d'un enroulement. Nous considérons la fondamentale dans le cas d'une alimentation pleine onde (voir Figure 4.10) :

$$V_{max} = \frac{14 - 2U_{mosfet}}{\sqrt{3}} \frac{4}{\pi} \cos \frac{\pi}{6}$$

où U_{mosfet} est la chute de tension aux bornes des composants de puissance.

4.1.4 Conclusion

À partir des modèles décrits dans les paragraphes précédents, il est possible de décrire entièrement la machine synchro-réductante avec une précision suffisante pour le dimensionnement système. Ce modèle vient s'insérer dans le bloc "modélisation" de la méthode de

conception-optimisation. Il est tout à fait imaginable d'utiliser ce modèle avec d'autres outils d'optimisation. Il est également possible d'ajouter d'autres modélisations (thermique, convertisseur de puissance,...) à celles présentées ici. La limite étant le nombre de paramètres optimisables dans un temps de calcul raisonnable.

4.2 Présentation du moteur retenu

L'algorithme correspondant à la méthode de conception permet d'obtenir un dimensionnement de moteur, un réducteur et un profil de vitesse permettant de répondre au cahier des charges. Le profil de vitesse a déjà été présenté à la sous-section 3.3.5. Il impose que pour pouvoir suivre le profil de vitesse nécessaire, le moteur doit fournir une puissance de 137 W en mode assisté et 117 W en mode non assisté pour un couple max de 0.543 Nm. Le moteur correspondant est visible à la Figure 4.11. Le Tableau 4.1 présente les dimensions du moteur. Ces dimensions découlent des paramètres d'optimisation. Ils correspondent aux cotes pour la réalisation pratique.

Il est intéressant de remarquer que la solution retournée n'est pas celle qui offre le plus grand couple ou la plus grande puissance. En revanche, le moteur ainsi dimensionné offre un bon compromis entre inertie et couple moteur disponible. La grandeur la plus caractéristique de ce compromis est le diamètre du rotor $D_{ext\ rot}$. En effet, le rotor pourrait atteindre jusqu'à 28,5 mm de diamètre en se basant sur les contraintes du cahier des charges. Un tel rotor permet d'obtenir un couple disponible plus grand pour le même encombrement mais présente une inertie plus grande. Il serait donc plus adapté au cahier charge que celui que nous avons retenu si l'on ne considérait que le point de dimensionnement sans tenir compte de l'effet de l'inertie sur les temps de réponse.

A partir du moteur dont les dimensions ont été exposées dans le Tableau 4.1, nous avons réalisé une modélisation par éléments finis, visible à la Figure 4.11. Cette modélisation a servi principalement à valider le modèle et les performances de la géométrie retenue. Dans une moindre mesure, cette modélisation a également servi à étudier la sensibilité du dimensionnement par rapport à une variation sur les grandeurs géométriques. Il n'a pas été possible d'améliorer le couple de la machine grâce à ces modifications, principalement parce que la machine a été dimensionnée pour être en limite de saturation (voir sous-section 4.4.2). Ainsi, lorsque l'on modifie une dimension, la partie modifiée vient se mettre en saturation et le couple n'augmente pas.

D'autre part, les grandeurs électriques telles que calculées par le modèle analytique (et validées par éléments finis) sont telles que $R_s = 0,06\Omega$, $L_d = 0.2544\text{mH}$ et $L_q = 0.1015\text{mH}$.

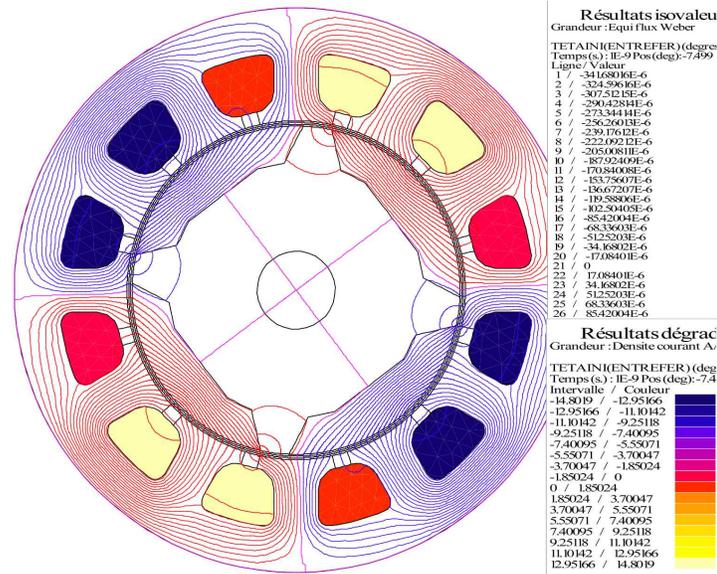


Fig. 4.11: Moteur retenu en position couple max ($\beta = 45^\circ$)

paramètre	valeur	commentaires
D_{arbre}	6 mm	fixé d'expérience
$D_{ext\ rot}$	25.24 mm	provient du dimensionnement
$D_{ext\ stat}$	43.40 mm	
D_{fil}	0.60 mm	provient du dimensionnement correspond à un fil de diamètre 0.674mm en isolant GRADE 2
$D_{int\ stat}$	26.04 mm	provient du dimensionnement
e	0.4 mm	valeur de l'entrefer maximal
e_{cale}	1.0 mm	compromis entre une cale suffisamment grande pour limiter la saturation dans le pied de dent et une encoche trop petite
e_{carter}	0.8 mm	
h_{cul}	3.40 mm	provient du dimensionnement
$h_{cul\ rot}$	3.40 mm	provient du dimensionnement
l_{amag}	2.21 mm	provient du dimensionnement
l_{dent}	3.40 mm	provient du dimensionnement
l_{epd}	5.62 mm	provient du dimensionnement
l_{isthme}	1.19 mm	provient du dimensionnement
l_u	70 mm	provient du dimensionnement
N_{cond}	7	provient du dimensionnement
N_{fil}	3	provient du dimensionnement
N_{ds}	12	provient du choix des paramètres discrets
p	2	provient du choix des paramètres discrets

Tab. 4.1: Récapitulatif des dimensions du moteur retenu

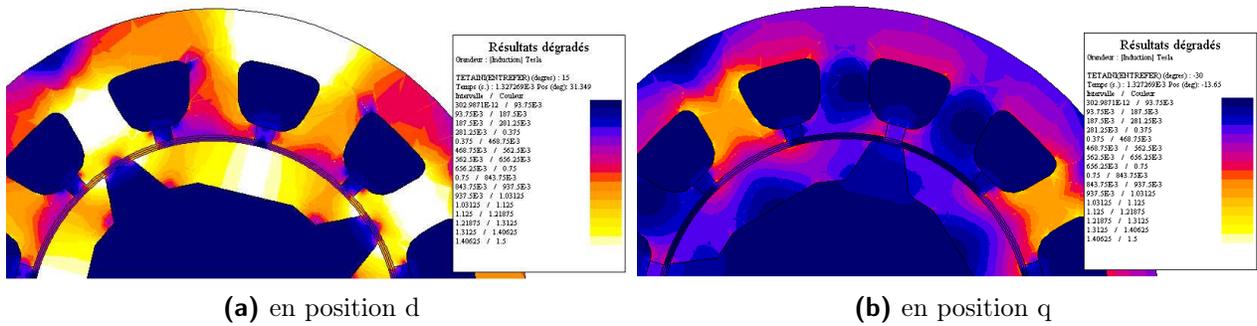


Fig. 4.12: Induction dans la machine retenue

4.3 Validation par modèle éléments finis

Comme dit précédemment, nous avons réalisé une modélisation par éléments finis afin de valider les résultats de l'optimisation. Nous réalisons une modélisation dynamique en régime permanent pour un matériau non linéaire. La définition de la courbe de première aimantation du matériau provient de données de fabricant de tôles. Le but principal de cette validation est de vérifier la valeur du couple moyen pour une valeur de courant et de vitesse. Cependant, la validation du couple moyen ne peut se faire sans avoir également validé les grandeurs qui permettent d'obtenir ce couple dans le modèle analytique, à savoir les inductions dans les dents et les inductances directe et quadrature.

4.3.1 Induction dans les dents

Dans un premier temps, nous vérifions que les inductions dans les dents calculées grâce au modèle analytique fin correspondent bien à celles calculées grâce au modèle par éléments finis. Sur la Figure 4.12 nous pouvons voir la valeur des inductions dans les dents 1 et 2. L'induction n'est pas répartie uniformément au sein des dents. Or le réseau de réductances se base sur la réductance vue par la ligne de champ moyenne. Nous considérons donc les valeurs des inductions moyennes telles que $B_{d1_d} = 1.587 T$ $B_{d2_d} = 0.951 T$ $B_{d1_q} = 0.966 T$ $B_{d2_q} = 0.052 T$. Le modèle analytique fournit, quand à lui, les valeurs suivantes : $B_{d1_d} = 1.37 T$ $B_{d2_d} = 0.896 T$ $B_{d1_q} = 0.924 T$ $B_{d2_q} = 0.0402 T$.

Ces inductions permettent de valider le réseau de réductances.

4.3.2 Inductances directe et quadrature

Ici le calcul de L_d et L_q est réalisé en suivant la méthode exposée dans [6] pour les calculs d'inductances à partir de modélisation éléments finis. Deux modèles éléments finis

inductances	modèle analytique	modèle éléments finis	
		matériau linéaire	matériau non-linéaire
L_d	0.2590 mH	0.2544 mH	0.2280 mH
L_q	0.09937 mH	0.1015 mH	0.1014 mH

Tab. 4.2: Valeurs des inductances directe et quadrature pour les différents modèles

sont réalisés : l'un avec un matériau linéaire de μ_r égal à celui des tôles considérées, l'autre avec la caractéristique réelle des tôles (avec saturation). La raison de l'existence de ces deux modélisations est de vérifier d'une part l'hypothèse de linéarité du modèle analytique et d'autre part de regarder l'écart entre la réalité (modèle éléments finis, matériau non linéaire) et les résultats du modèle analytique.

Le Tableau 4.2 montre les résultats des trois modélisations. On peut voir que le modèle analytique présente des bons résultats proches de ceux d'un modèle éléments finis avec un matériau linéaire. Le modèle analytique offre des valeurs d'inductances avec une bonne précision. Les écarts constatés entre le modèle éléments finis avec un matériau non-linéaire et le modèle avec un matériau linéaire proviennent principalement de phénomènes de saturation locaux. On remarque que bien que les valeurs de L_q concordent, les valeurs de L_d sont relativement différentes. Cela provient du fait que le moteur est dimensionné pour être en limite de saturation lorsqu'il se trouve en position couple max (i.e. $\beta = 45^\circ$). Lorsqu'il est en position d, la réluctance globale du rotor est plus faible, les niveaux d'induction sont donc plus élevés, nous franchissons donc le coude de saturation.

Il est donc nécessaire de valider également l'utilisation des valeurs de L_d et de L_q , telles qu'elles sont définies, pour le calcul de la valeur du couple moyen.

4.3.3 Validation du couple

Le couple calculé grâce à l'Équation 4.14 par le modèle analytique est égal à **0.598 Nm**.

$$C_m = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)\frac{I_{max}^2}{2}\sin(2\beta) \quad (4.14)$$

La Figure 4.13 présente le couple instantané en régime permanent (2053 *tr/min*) calculé à l'aide du modèle éléments finis avec un matériau non-linéaire. Le couple moyen est de **0.565 Nm**, soit un écart relatif entre le modèle analytique et le modèle élément finis de **6 %**. Les hypothèses de linéarité et du premier harmonique concernant le modèle analytique sont donc justifiées. Nous pouvons ainsi considérer le modèle analytique comme valide pour le dimensionnement. De même, le moteur retenu permet de répondre au cahier des charges.

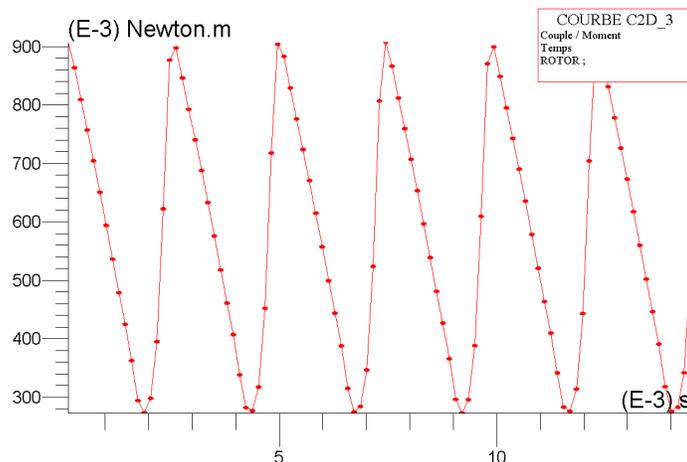


Fig. 4.13: Couple instantané pour $I = 50 A$ et $2053 \text{ tr}/\text{min}$

4.4 Hypothèses et choix concernant la machine SynchRel

Le moteur que nous venons de présenter a été dimensionné en partant de choix réalisés au préalable concernant le type d'alimentation, le niveau d'induction maximal ainsi que le type de matériaux utilisés. Nous allons alors étudier l'influence de ces choix sur le dimensionnement exposé ci-dessus.

4.4.1 Choix du type d'alimentation

Pour fonctionner, la machine SynchRel crée un champ tournant au stator. Ce champ peut être créé par des courants sinusoïdaux aussi bien que par des créneaux de courant. La différence principale entre ces deux types d'alimentation est le contenu harmonique des f.m.m. [38]. Ainsi ces deux alimentations vont créer des f.m.m. différentes et donc des niveaux d'ondulations de couples différentes. Dans le cas de notre application, le niveau d'ondulations n'importe que peu. En revanche, les niveaux du couple moyen et du couple minimal sont importants.

Or la forme de l'alimentation en courant est importante dans le dimensionnement de la machine. En effet, les équations couramment utilisées dans la modélisation analytique des machines sont valides sous l'hypothèse du premier harmonique impliquant que l'amplitude du fondamental est plus importante que celle des harmoniques. Ainsi, seul le fondamental est considéré comme étant à l'origine de la création du couple, ce qui est vrai pour les raisonnements sur le couple moyen. Or, comme nous l'avons dit au chapitre 1, le courant pouvant circuler dans la machine est limité par les constructeurs aux 50 A autorisés à être prélevés à la batterie par un accessoire. Dans ce cas, une alimentation de courant en créneau

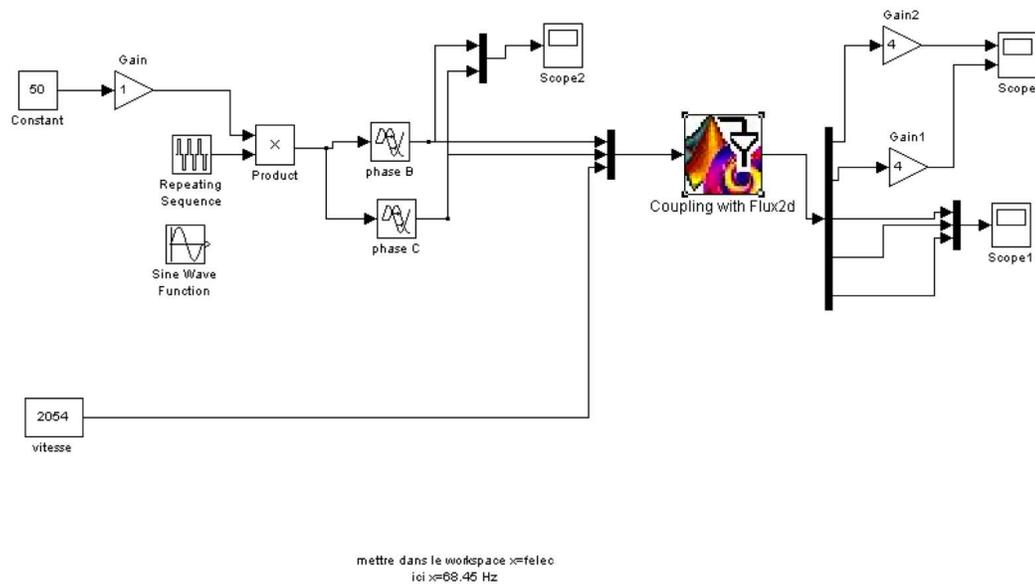


Fig. 4.14: Schéma Matlab Simulink de couplage entre Simulink et Flux2D

pleine onde 120° peut s'avérer intéressante puisque son fondamental aura une amplitude de $\frac{4}{\pi} I_{max} \cos \frac{\pi}{6}$ où I_{max} est la valeur de l'amplitude du créneau de courant.

Le but de l'étude est de quantifier l'effet de la forme des courants d'alimentation sur la qualité et le niveau moyen de couple fourni par une même machine pour un fonctionnement permanent (amplitude et fréquence des courants imposées, vitesse de rotation constante et imposée).

4.4.1.1 Couplage entre Matlab Simulink et Flux2D

Bien que le logiciel de CEDRAT Flux2D possède un module permettant de simuler des circuits électriques, les sources de courant disponibles ne permettent pas de modéliser les créneaux de courant. Pour ce faire, nous utilisons la compatibilité entre Flux et Matlab à travers le bloc Simulink "*Coupling with Flux2D*" (voir Figure 4.14). Grâce à ce bloc, nous pouvons utiliser des données Matlab en entrée des simulations éléments finis. Le manuel de Flux indique que nous pouvons ainsi paramétrer des grandeurs telles que les valeurs (pour chaque pas de temps) des sources de tension ou de courant, la vitesse, le couple ou la position initiale. De même, diverses grandeurs peuvent être retournées de Flux vers Simulink.

La Figure 4.14 présente le schéma Simulink utilisé pour l'étude de l'effet des formes de courant sur la qualité et le niveau de couple. La vitesse et l'amplitude du courant sont fixées en tant que constantes afin d'obtenir le couple en régime établi. On remarque que seuls deux des trois courants sont pilotés. Le module circuit de Flux n'accepte que deux sources de

courants sur un montage en étoile. Il déduit la valeur du courant dans la troisième phase telle que $I_a + I_b + I_c = 0$.

4.4.1.2 Résultats de simulations

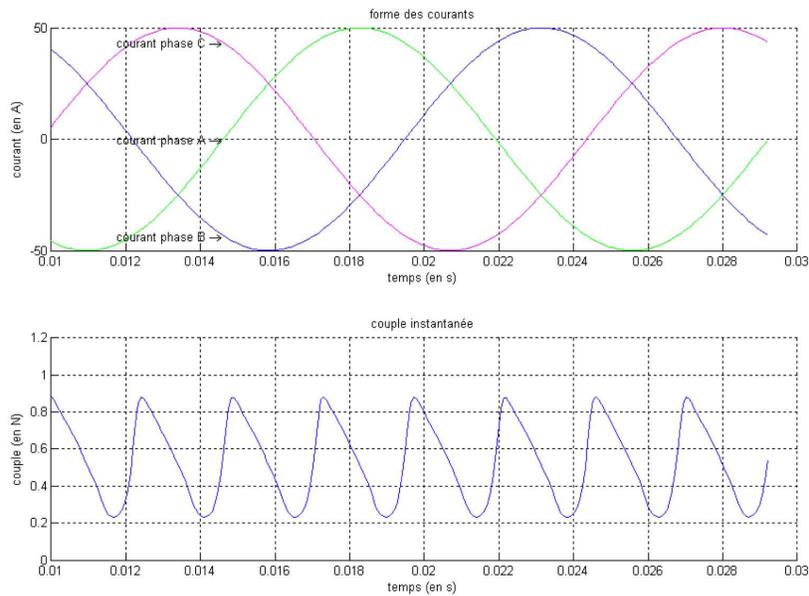
La Figure 4.15 présente les résultats de simulation éléments finis pour des courants sinusoïdaux. Le couple instantané en Figure 4.15a présente des ondulations dont le spectre est visible en Figure 4.15b. On peut voir que les harmoniques de couple diminuent très rapidement avec l'augmentation des fréquences. Le spectre présente une première harmonique (respectivement une seconde harmonique) dont l'amplitude vaut 54 % (respectivement 16 %) de l'amplitude du couple moyen. Les autres harmoniques sont d'importance moindre.

Pour comparer les couples minimaux et éliminer l'influence d'un pic (numérique), on considérera le couple minimal de la simulation Figure 4.16 comme étant égal à une valeur lissée représentée par la ligne verte.

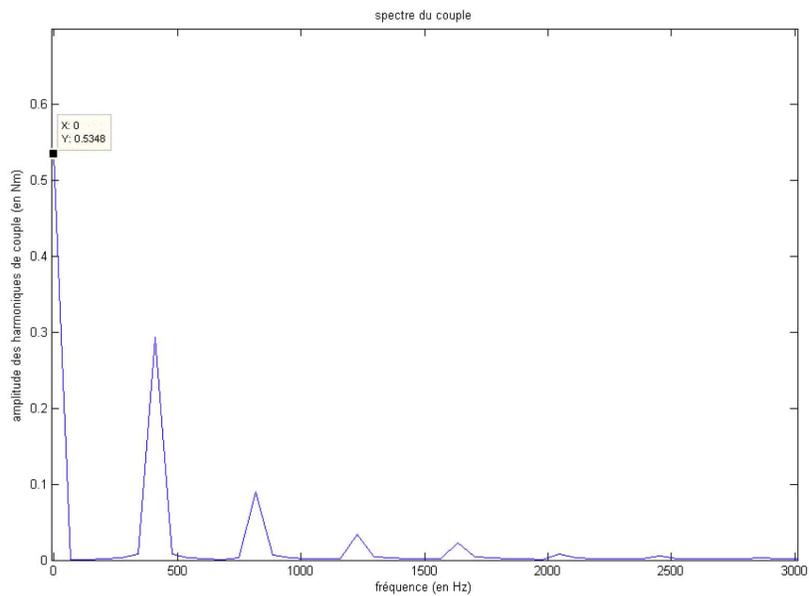
Le couple instantané (Figure 4.16a) présente ainsi un minimum de $0.29 Nm$, ce qui est une augmentation de 26 % par rapport au cas d'une alimentation par sinus de courant. La Figure 4.16b montre le spectre du couple de la Figure 4.16a. La valeur moyenne du couple est de $0.5599 Nm$ et est donc supérieure de 4.7 % à celle du couple produit par une alimentation sinusoïdale. Ceci provient du fait que le fondamental des courants est plus grand dans le cas d'un courant carré que dans le cas d'un courant sinusoïdal. Si l'on se base sur l'équation du couple (Équation 3.1), qui repose elle-même sur l'hypothèse du premier harmonique, le couple moyen est d'autant plus grand que l'amplitude de le fondamental du courant est grand.

Cependant les ondulations de couple sont plus importantes dans le cas d'une alimentation en créneaux de courant. On remarque en effet que le premier harmonique du spectre de couple est légèrement plus grand que dans le cas d'une alimentation sinusoïdale. De même, les harmoniques de rang plus élevé sont également plus grandes. On remarque également la présence d'une harmonique significative aux environ de 2000 Hz.

Dans les deux cas, les ondulations de couple sont d'amplitude non négligeable mais de même ordre de grandeur. De plus, la qualité de couple n'est pas un critère de notre étude puisque, comme nous l'avons déjà expliqué, seule la valeur du couple minimal importe.

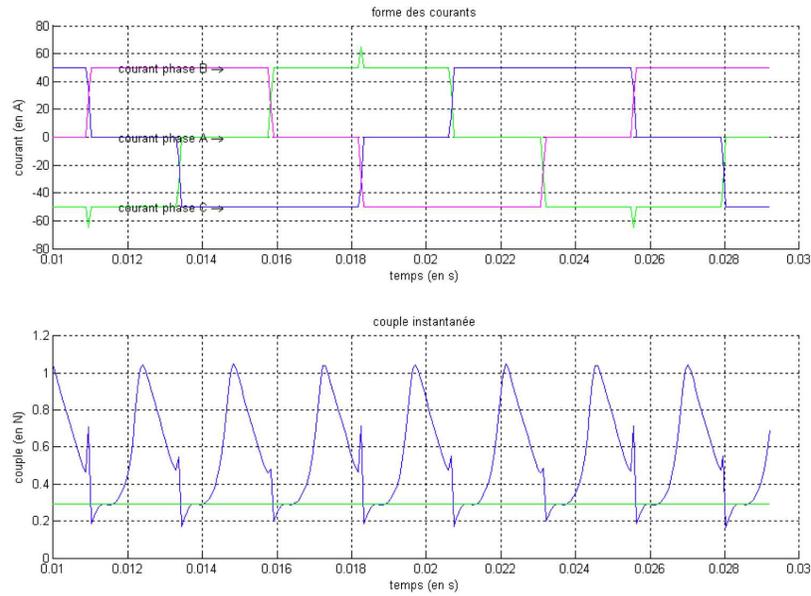


(a) courant et couple en fonction du temps

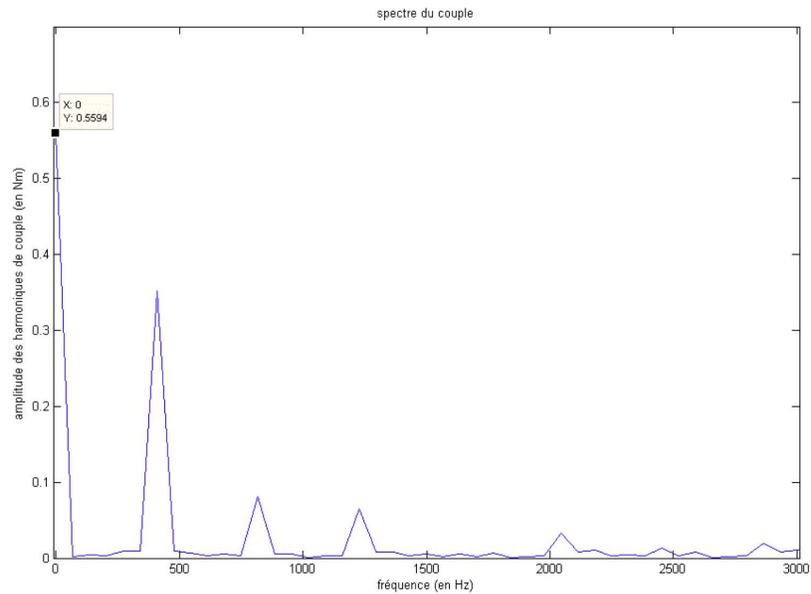


(b) spectre du couple pour des courants sinusoïdaux

Fig. 4.15: Couple produit par des courants sinusoïdaux



(a) courant et couple en fonction du temps



(b) spectre du couple pour des courants créneaux

Fig. 4.16: Couple produit par des courants créneaux (pleine onde, 120°)

4.4.1.3 Conclusions

Dans le Tableau 4.3, nous avons synthétisé les grandeurs essentielles découlant de la simulation d'un modèle éléments finis alimenté par des sinus et des créneaux de courant. Les deux grandeurs qui sont critiques pour notre étude sont le niveau du couple moyen et

	sinus de courant	créneaux de courant
couple moyen	0.534 Nm	0.5599 Nm
couple minimal	0.232 Nm	0.29 Nm
couple maximal	0.883 Nm	1.05 Nm
amplitude des ondulations	0.325 Nm	0.379 Nm
amplitude relative des ondulations	61 %	68 %

Tab. 4.3: Synthèse de la comparaison des alimentations en créneaux de tension et sinusoïdale

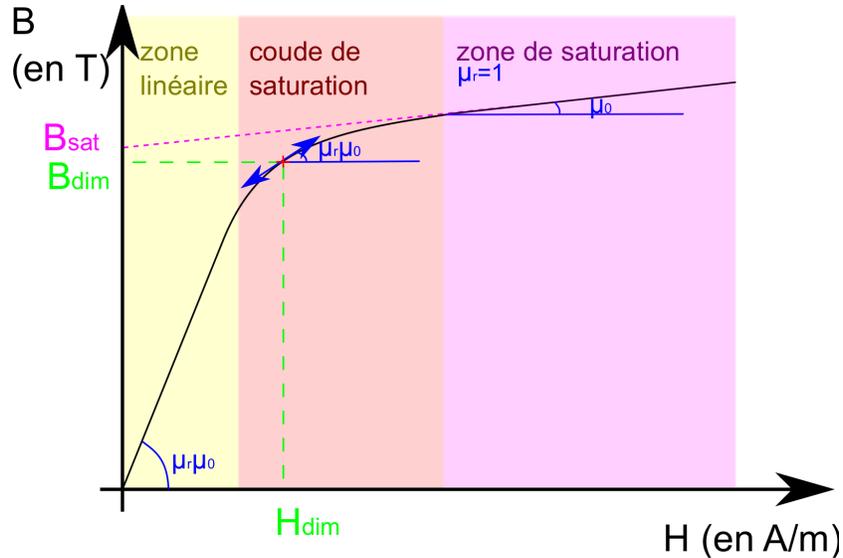


Fig. 4.17: Courbe de première aimantation

du couple minimal. Selon ces critères, on peut constater que l'alimentation en créneaux est légèrement plus favorable que l'alimentation sinusoïdale.

Pour la modélisation analytique, nous conserverons l'hypothèse du premier harmonique et ne calculerons pas la valeur des ondulations de couple. Celles-ci seront calculées a posteriori par modélisation par éléments finis afin de vérifier que la géométrie retenue ne donne pas un minimum de couple trop faible. Dans la modélisation, nous considérerons donc la valeur du courant comme étant l'amplitude du fondamental d'un créneau de courant.

4.4.2 Niveau d'induction dans le matériau

Un autre préambule qu'il est nécessaire de définir pour le dimensionnement du moteur est le point de fonctionnement sur la courbe $B = f(H)$. L'un des postulats de base que nous allons utiliser pour dimensionner le moteur est le niveau d'induction que nous autorisons dans chaque partie de la machine (culasse, dents, pièce magnétique du rotor).

De la valeur de l'induction autorisée dans le moteur découlent deux autres grandeurs : le

champ dans la machine H et la perméabilité relative μ_r . Ces grandeurs sont liées entre elles par la fonction $B = f(H)$ propre à chaque matériau. La désignation standard des différents alliages Fer-Silicium est décrite dans l'article des Techniques de l'Ingénieur [4]. La fonction $B = f(H)$ peut être étudiée selon trois zones de fonctionnement (voir Figure 4.17) :

- *la zone de fonctionnement linéaire* : dans cette zone, la fonction $B = f(H)$ est une droite de coefficient directeur $\mu_r \mu_0$. La perméabilité relative du matériau est constante. Ainsi, l'induction augmente proportionnellement à l'augmentation du champ. Le matériau n'est pas saturé.
- *le coude de saturation* : dans cette zone, l'induction n'est plus proportionnelle au champ magnétique. C'est le début de la saturation. Il est encore possible de faire augmenter la valeur de l'induction en augmentant le champ. La perméabilité $\mu_r \mu_0$ est définie comme la tangente au point de fonctionnement. La perméabilité relative est inférieure à celle que l'on a dans la zone de fonctionnement linéaire.
- *la zone de saturation* : dans la zone de saturation, la perméabilité est assimilable à μ_0 , la perméabilité du vide. Dans cette zone de fonctionnement, le matériau se comporte alors comme un matériau amagnétique. L'induction à saturation est sur la Figure 4.17.

Le point de fonctionnement est défini par le couple $(B_{dim}; H_{dim})$ (en vert sur la Figure 4.17). La position de ce point définit la valeur maximale de l'induction que l'on autorise dans les pièces magnétiques de la machine. En fonction de la complexité du modèle, il est possible de prendre en compte des phénomènes de saturation plus ou moins locaux. Ce faisant il est également possible de considérer le niveau d'induction comme l'une des grandeurs à optimiser.

La faible taille de la machine, limitant la surface des encoches, combinée à la contrainte sur la limite de courant (50 A) limite la valeur des ampère.tours disponibles. Ceci rend difficile d'atteindre les points de la courbe d'aimantation à fort champ et grande induction. De plus, même s'il était possible d'augmenter la valeur des ampère.tours disponibles, cette augmentation du champ tend à faire diminuer la valeur de la perméabilité si l'on est en dehors de la zone linéaire (voir Figure 4.17). Dans ce cas, lorsque la perméabilité diminue, la réluctance augmente. Or, en regard de la relation $H.l = N.I = \mathfrak{R}\phi$, l'augmentation de $N.I$, couplée à celle de la réluctance, ne tend à faire augmenter que peu ou pas le niveau de flux dans l'entrefer. Ce gain de flux, s'il existe, est donc pénalisant du point de vue de la contrainte sur le courant. Il faut donc travailler au début du coude de saturation lorsque le champ magnétique est le plus grand avant que la réluctance ne commence à augmenter ce qui permet d'avoir un flux dans l'entrefer grand sans toute fois nécessiter des $N.I$ trop grands.

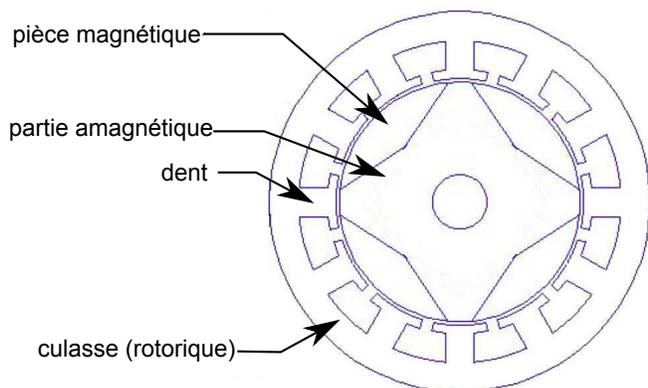


Fig. 4.18: Schéma type de la machine SynchRel à rotor segmenté

4.4.3 Choix du type de matériau

Pour réaliser la machine, différents types de matériaux sont envisageables. Les tôles classiques peuvent convenir s'il est possible de les découper aux dimensions requises. Avant même le dimensionnement, on peut prévoir que les dimensions de certaines parties de la machine seront de petite taille. Parmi ces parties, on peut compter les dents du stator et les parties magnétiques du rotor (Figure 4.18). Cela provient du fait que ces dernières doivent être retenues par une pièce amagnétique, elle-même solidaire de l'arbre. Ainsi, pour retenir les parties magnétiques du rotor, quelque soit le système choisi, ces dimensions seront particulièrement petites, à savoir de l'ordre du millimètre. Quant à elle, la largeur des dents sera comprise entre 2 *mm* (pour respecter des contraintes de réalisabilité) et 5 *mm* (pour respecter des largeurs d'encoches de tailles plausibles).

Pour réaliser des formes aussi fines, on peut envisager de les fabriquer à partir de tôles si tant est que la tôle soit assez fine pour pouvoir être découpée aux dimensions requises sans déchirer la tôle et en tenant des tolérances suffisantes pour assurer l'entrefer de 0.3 *mm* +0.1 *mm* / -0.2 *mm*. L'asymétrie sur la tolérance de l'entrefer provient de l'analyse de la chaîne de cotes de l'assemblage. Ce point dépend principalement de la technologie choisie (découpe à l'emporte pièce, découpe laser...) ainsi que du savoir faire du fournisseur. Une alternative possible aux tôles est offerte par les poudres magnétiques.

La Figure 4.19 présente la courbe de première aimantation d'une poudre ferromagnétique d'Höganäs. Le Somaloy 500© présente une perméabilité relative à l'origine $\mu_r = 500$ et une induction à saturation $B_{sat} = 1.6T$. La faible valeur de la perméabilité relative par rapport à celle de 7000 que l'on peut attendre d'une tôle ayant une induction à saturation comparable

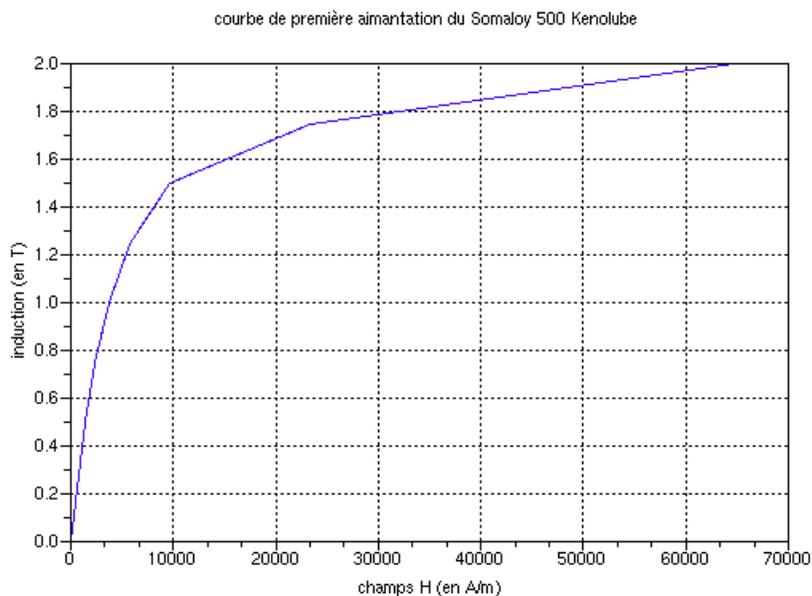


Fig. 4.19: Courbe de première aimantation d'une poudre Höganäs Somaloy 500© Kenolube

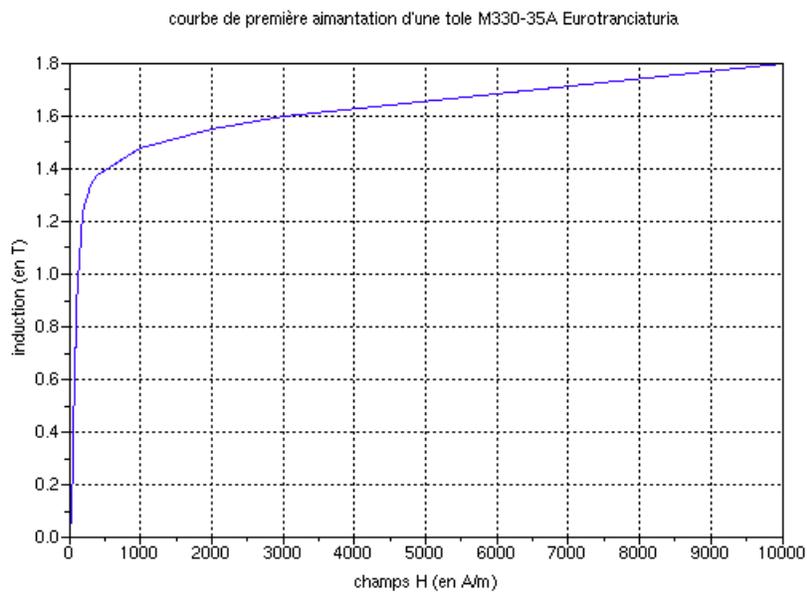


Fig. 4.20: Courbe de première aimantation d'une tôle M330-35A Eurotranciaturia©

(M330 Figure 4.20), rend le choix des poudres peu avantageux en terme de performances magnétiques pures. Cependant, elles permettent de réaliser des formes plus compliquées que les tôles ce qui est un avantage non négligeable dans le cas de la réalisation de machines de petites tailles. La question est alors de savoir si la baisse de performance imputable à l'utilisation de poudres ferromagnétiques reste acceptable et permet néanmoins de trouver une géométrie de machine permettant de répondre au cahier des charges défini au chapitre 1. Nous nous intéresserons ici en priorité au couple moyen, les ondulations de couple étant sensiblement les mêmes.

Pour répondre à cette question, nous avons réalisé différentes modélisation éléments finis d'une même géométrie de moteur dans lesquelles les pièces "culasse statorique", "dents" et "culasse rotorique" (les pièces magnétiques du rotor) peuvent être réalisées en poudre ferromagnétique ou en tôle M330. Les courants imposés sont de 50 A par bobine, chaque bobine étant constituée de 7 conducteurs. La vitesse de rotation imposée est de 2053 $tr.min^{-1}$.

Stator et rotor en tôles

La réalisation la plus courante est une machine où le stator et le rotor sont entièrement réalisés en tôles découpées. Les tôles actuelles couplées aux technologies comme la découpe au laser ou le backlack (mise en place de tôles en utilisant un vernis thermo-durcissable) permettent d'obtenir des tolérances de réalisation précises. La Figure 4.21 présente la répartition des lignes de champ au sein de la machine ainsi que les densités de courant dans les encoches. Cette figure servira de comparaison pour les autres modélisations. On peut tout de même noter, à titre d'information, que les fuites dans les encoches sont relativement faibles.

La Figure 4.22 représente la perméabilité relative à chaque point de la machine. La Figure 4.23 représente les niveaux d'induction au sein de la machine. Pour ces deux figures, deux instants ont été représentés :

- l'instant $t=1.46 \text{ ms}$ (Figure 4.22a et Figure 4.23a) : lorsque le rotor est dans une position telle que le rotor et le stator soient en limite de saturation globale. On remarque qu'il existe deux zones, l'une au rotor, l'autre au stator, où la perméabilité relative est faible (zone bleue foncée). Par comparaison à $\mu_{r_{tôles}} = 7000$ dans la partie linéaire de la courbe de première aimantation (Figure 4.20), on se trouve alors dans le coude de la courbe $B = f(H)$ (la partie complètement saturée ayant un $\mu_{r_{tôles}} = 1$). La plus grande induction, au rotor comme au stator, est comprise entre **1.5 T** et **1.6 T**, ce qui confirme bien le fait que nous sommes dans le coude de la courbe $B = f(H)$. Pour obtenir des niveaux d'induction plus importants, il serait nécessaire de saturer beaucoup plus la machine et pour cela d'augmenter le niveau du champ et donc $N.I$ ce qui n'est pas

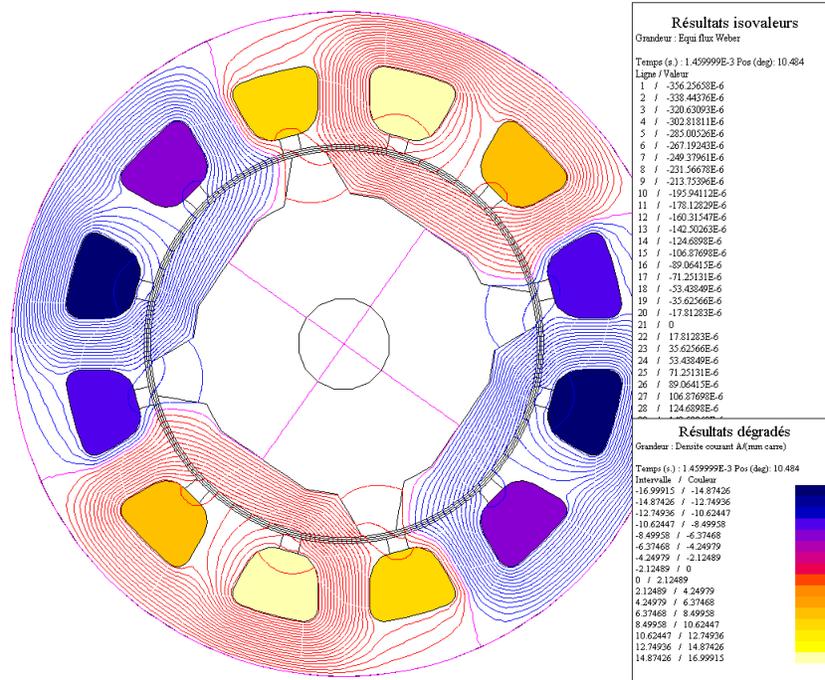


Fig. 4.21: Ligne de champ et densité de courant pour un stator et un rotor en tôles (couple max, $\beta = 45^\circ$)

compatible avec nos limites en courant et en encombrement (petites encoches, faible nombre de conducteurs)

- l'instant $t=5.84 \text{ ms}$ (Figure 4.22b et Figure 4.23b) : lorsque le rotor est dans une position où le pied de dent et la pointe de la partie magnétique du rotor sont les plus saturés. Il s'agit de ce que l'on considérera comme des saturations locales. Le niveau d'induction et la perméabilité relative dans ces zones sont respectivement comprises entre **1.6 T** et **1.7 T** et **1** et **440**. Nous nous trouvons alors dans la partie complètement saturée de la courbe $B = f(H)$. Il paraît raisonnable de penser qu'en modifiant les formes des endroits où il y a saturation, le niveau d'induction peut être amélioré. Cependant, une telle modification, si elle a l'avantage de diminuer le niveau de saturation dans le pied de dent, tend à la reporter plus haut dans la dent. Le niveau global de flux dans l'entrefer est alors inchangé. Différentes simulations ont été faites qui confirment ce fait.

A titre de comparaison, les zones jaunes claires ont une perméabilité relative comprises entre **6572** et **7010** et une induction inférieure à **0.7 T**.

La valeur du couple instantané durant un régime permanent à 2053 tr.min^{-1} dans le cas d'une machine entièrement en tôle est de **569 mNm**.

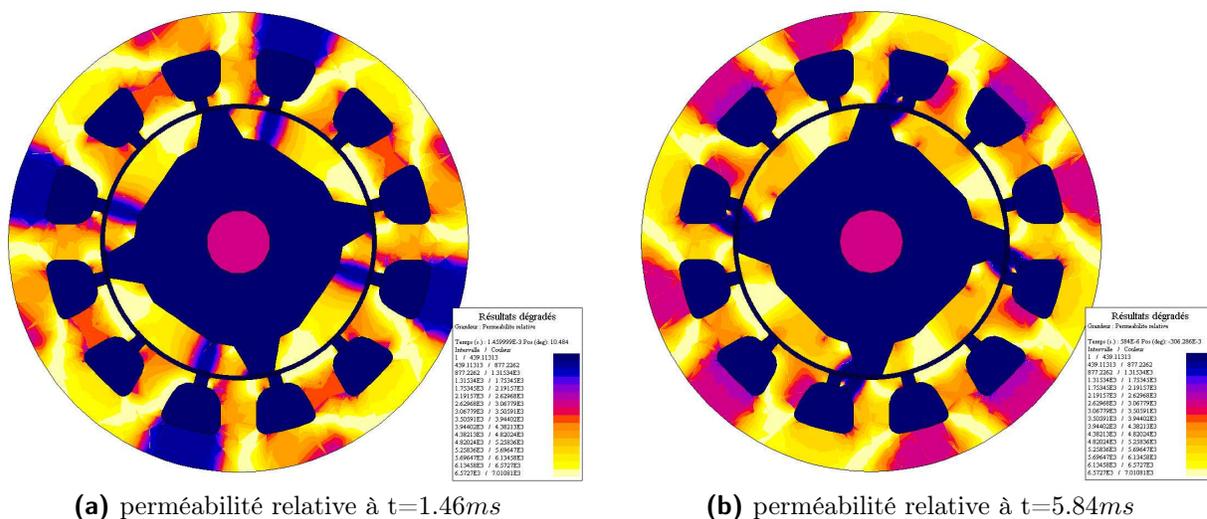


Fig. 4.22: Perméabilité relative à deux instants pour un stator et un rotor en tôles

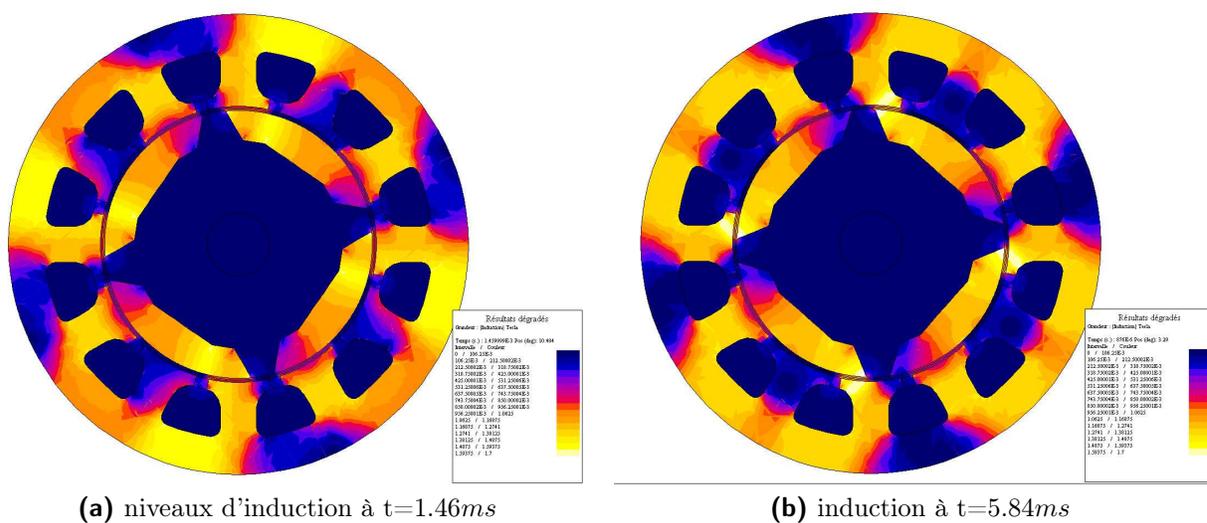


Fig. 4.23: Niveaux d'induction à deux instants pour un stator et un rotor en tôles

Une étude similaire a été conduite pour des combinaisons de pièces en tôles et en poudre de fer. Le détail des différentes modélisations est reporté en annexe.

Conclusion

types de matériaux utilisés	couple moyen
Stator : tôles ; Rotor : tôles	569 mNm
Stator : poudre ; Rotor : tôles	417 mNm
Stator : dent en poudre, culasse en tôles ; Rotor : tôles	505mNm
Stator : dent en poudre, culasse tôles ; Rotor : poudre	449 mNm
Stator : tôles ; Rotor : poudre	500 mNm

Tab. 4.4: Tableau récapitulatif des modèles poudre/tôles

Le Tableau 4.4 récapitule les résultats des calculs avec différentes combinaisons de matériaux. On peut voir que l'utilisation de poudre Höganäs Somaloy 500 Kenolube © est globalement préjudiciable au niveau de couple moyen obtenu. Ici, le dimensionnement est fortement contraint. C'est pourquoi nous pouvons difficilement nous permettre la diminution de 11% sur le couple que représente l'utilisation de poudre de fer dans les dents.

Cependant, pour des applications où il est plus facile d'atteindre le niveau de couple requis, soit grâce à un encombrement plus grand ou soit par un courant disponible plus grand, il peut être envisageable de simplifier la réalisation en remplaçant les dents ou les pièces magnétiques du rotor par leurs homologues en poudre. Les autres combinaisons de pièces en tôles et en poudre de fer présentent des couples moyens nettement plus faibles. L'utilisation de pièces en poudre est donc plus difficile à justifier. Les poudres peuvent cependant s'avérer plus compétitives face à des tôles de qualité moindre, la tôles M330-35A étant une tôle relativement haut de gamme. L'étude serait donc à reconduire pour vérifier si les écarts seraient toujours aussi significatifs.

4.5 Étude du défluxage

Nous avons montré dans la sous-sous-section 3.3.2.3 précédente comment s'assurer que les modes de fonctionnement soient compatibles. Une fois les points critiques de chacun des modes de fonctionnement définis, il faut définir l'angle de défluxage β permettant d'atteindre le point critique du mode assisté, défini par un couple relativement faible et une vitesse élevée (voir Figure 3.17 et Tableau 3.1).

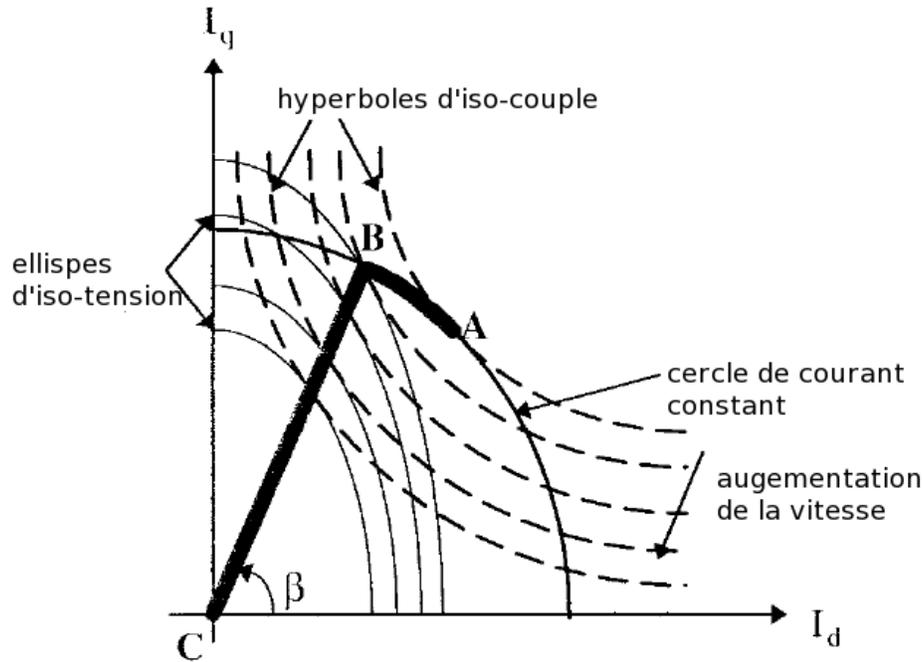


Fig. 4.24: Défluxage dans l'espace des courants $I_d - I_q$ [9]

4.5.1 Limites de l'espace couple-vitesse

Des travaux concernant le défluxage des machines SynchRel existent dans la littérature. Ils concernent principalement des machines à réluctance variable plus classiques telles que la machine à rotor massique [1] ou la machine ALA [39, 9, 22]. Cependant les méthodes restent transposables. [1] étudie le défluxage grâce aux équations de flux, tandis que [39, 9] partent des équations électriques (similaires à l'Équation 4.15 et l'Équation 4.16). D'autre part, parmi ces articles [39, 1] raisonnent sur des couples, des vitesses et des flux (si nécessaire) relatifs aux grandeurs correspondant au point de dimensionnement (appelé "point de cassure"). Nous opterons pour la démarche utilisée par [9]. Cette démarche définit trois zones de fonctionnement dans l'espace des courants $I_d - I_q$ (Figure 4.24) et trois limites à l'espace couple - vitesse (Figure 4.25) :

- *une zone de fonctionnement en limite de courant et à couple maximal (limite I) : cette limite est atteinte à basses vitesses avec l'augmentation de la fréquence électrique lorsque $\beta = 45^\circ$ (point A sur la Figure 4.24, en mauve sur la Figure 4.25)*
- *une zone de fonctionnement en limite de courant et en limite de tension (limite II) : cette limite est atteinte à vitesses moyennes. Le courant est à son maximum. La vitesse de fonctionnement est telle que pour $\beta = 45^\circ$, la tension disponible ne permet plus d'atteindre I_{max} . Pour étendre l'espace couple vitesse par rapport à celui atteignable*

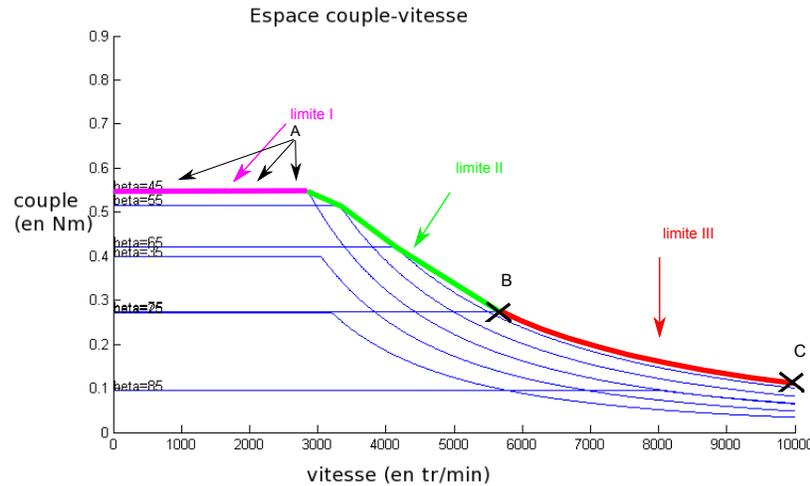


Fig. 4.25: Limites de l'espace couple-vitesse

avec $\beta = 45^\circ$, l'angle de défluxage est modifié sans diminuer l'amplitude du courant. Sur la Figure 4.24, cela se traduit par un déplacement le long du cercle de courant constant entre le point A et le point B. Ce faisant, le couple maximal disponible à basses vitesses est plus faible au regard de l'Équation 4.20 mais la limite de tension est atteinte pour des vitesses plus hautes. Ainsi, le couple disponible correspondant à un angle $\beta \neq 45^\circ$ est supérieur à celui correspondant à un angle $\beta = 45^\circ$ pour des vitesses moyennes. (entre A et B sur la Figure 4.24, en vert sur la Figure 4.25)

- *une zone de fonctionnement en limite de tension (limite III)* : le fonctionnement en limite de tension et de courant est limité en vitesse [39]. Au delà de cette vitesse, l'augmentation ou la diminution de l'angle β ne permet plus de continuer d'atteindre la limite de tension simultanément avec la limite de courant. La tension maximale ne permet plus d'imposer le courant limite. La valeur de l'amplitude du courant, et donc la valeur du couple, diminuent avec l'augmentation de la vitesse. La limite de l'espace couple-vitesse se confond alors avec le couple disponible en limite de tension pour un angle β donné. La valeur de cet angle dépend des paramètres électriques de la machine R_s , L_d et L_q , du couple moteur C_m que l'on cherche à atteindre et de la vitesse électrique ω_{elec} . (entre B et C sur la Figure 4.24, en rouge sur la Figure 4.25)

4.5.2 Simulation du défluxage

Dans le cas de notre application, le défluxage n'est utile que pour le mode assisté. Les contraintes sous lesquelles nous travaillerons sont celles spécifiques à ce mode telles que définies dans le cahier des charges, notamment une limitation en tension de $U_a = 14 V$.

Les limites de tensions et de courant peuvent se déduire des équations électriques déjà mentionnées dans le calcul du facteur de puissance à la sous-sous-section 3.3.2.1 .

$$\begin{cases} I_d = I \cos \beta \\ I_q = I \sin \beta \end{cases} \quad (4.15)$$

$$\begin{cases} U_d = -X_q I_q + R_s I_d \\ U_q = X_d I_d + R_s I_q \end{cases} \quad (4.16)$$

$$I = \frac{U}{\sqrt{(L_d^2 \cos^2 \beta + L_q^2 \sin^2 \beta) \omega_{elec}^2 + R_s \sin(2\beta)(L_d - L_q) \omega_{elec} + R_s^2}} \quad (4.17)$$

Lorsque le courant déterminé par l'Équation 4.17 , avec $U = U_a$, est supérieur au courant maximal I_{max} , nous nous trouvons dans le cas de la limite I. En effet, c'est alors la limitation en courant qui est la plus contraignante. Lorsque le courant défini par l'Équation 4.17 est inférieur à I_{max} , la tension maximale disponible ne permet pas d'atteindre la limitation en courant. C'est alors la limitation en tension qui limite le couple moteur accessible. Le calcul des limites II et III et des angles β correspondants n'est pas immédiat à partir de l'Équation 4.17. Pour ce faire, nous avons calculé les limites des espaces couple-vitesse imposées par le courant maximal et la tension maximale pour chaque angle de charge. Puis nous avons itéré cet angle.

Soit

$$\hat{I} = \frac{U_a}{\sqrt{(L_d^2 \cos^2 \beta + L_q^2 \sin^2 \beta) \omega_{elec}^2 + R_s \sin(2\beta)(L_d - L_q) \omega_{elec} + R_s^2}} \quad (4.18)$$

Lorsque $\hat{I} > I_{max}$ alors

$$C_m = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) \frac{I_{max}^2}{2} \sin(2\beta) \quad (4.19)$$

Lorsque $\hat{I} < I_{max}$ alors

$$C_m = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) \frac{U_a \cos \beta \sin \beta}{\sqrt{(L_d^2 \cos^2 \beta + L_q^2 \sin^2 \beta) \omega_{elec}^2 + R_s \sin(2\beta)(L_d - L_q) \omega_{elec} + R_s^2}} \quad (4.20)$$

En toute rigueur, les valeurs de inductances L_d et L_q varient avec l'angle de charge. Il serait donc nécessaire de modéliser cette évolution ou de la tabuler. Dans notre cas, comme nous le verrons au chapitre 4, le dimensionnement a été réalisé pour se placer en limite de saturation du matériau magnétique de la MSR lorsque $\beta = 45^\circ$.

points testés	angle de charge	vitesse	amplitude du courant	couple Flux2D	couple analytique
point de dimensionnement	45°	2053 tr/min	50 A	0,566 Nm	0,549 Nm
position à C_r max (mode assisté)	75°	7292 tr/min	40,95 A	0,189 Nm	0,184 Nm
démarrage (mode assisté)	45°	3936 tr/min	38,9 A	0,348 Nm	0,333 Nm

Tab. 4.5: Synthèse de la validation de la simulation du défluxage

Nota : Dans le cas où les résistances des bobines sont négligeables, le couple C_m défini par l'Équation 4.20 est maximal vis à vis de β lorsque $\beta = \arctan(\sqrt{\frac{L_d}{L_q}})$. Cet angle est également celui qui maximise le facteur de puissance.

Les résultats de cette étude sont présentés en Figure 4.27.

4.5.3 Résultats de simulation

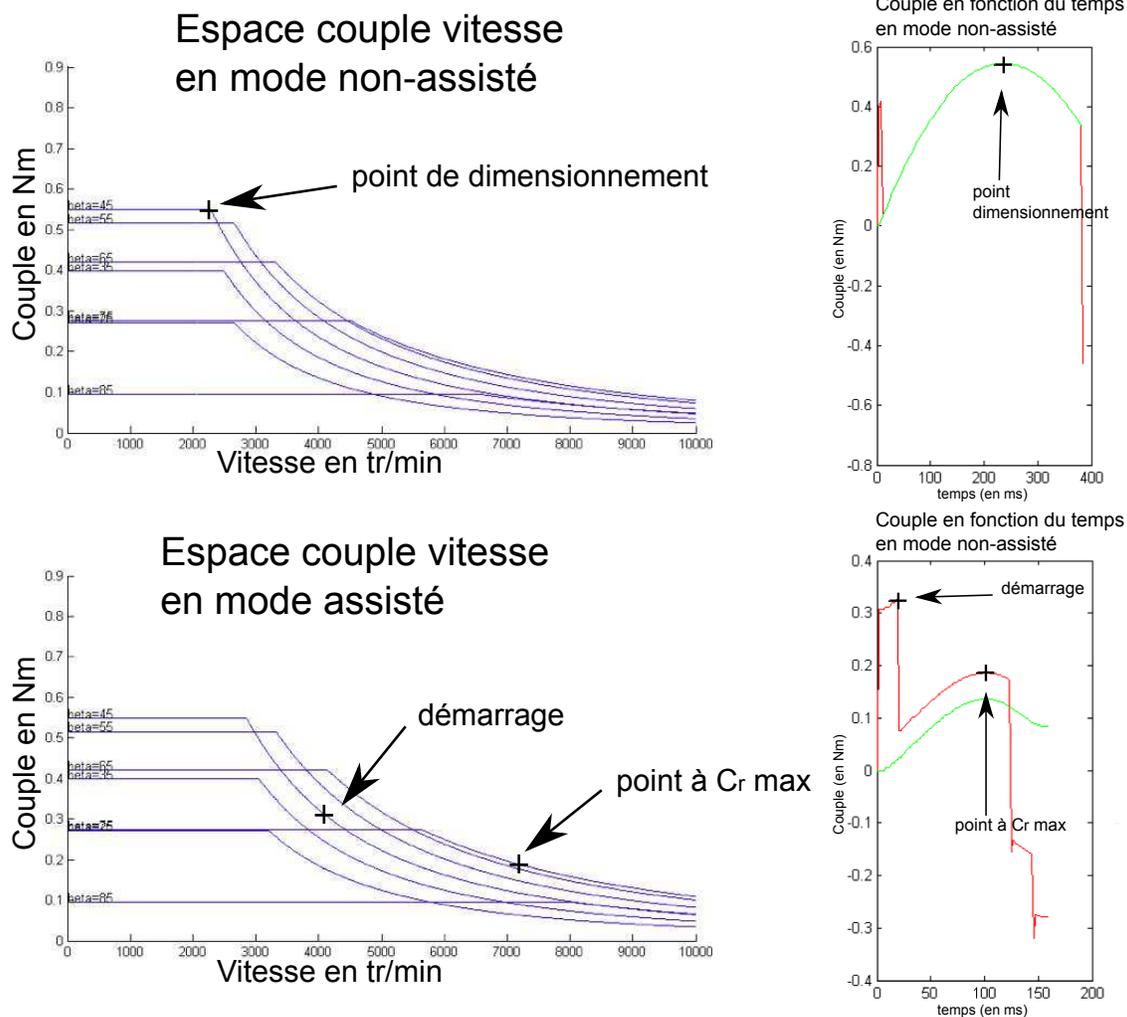
Les points de fonctionnement qui ont été validés sous Flux2D, sont (voir Figure 4.26) :

- le point dimensionnant ou critique, i.e. le point le plus contraignant lors du fonctionnement en mode non assisté
- le point de plus grand couple au démarrage en mode assisté
- le point où le couple résistant est le plus grand en mode assisté.

En effet, pour assurer le fonctionnement en mode assisté, il faut valider qu'il existe, à tout instant, un angle de calage permettant d'atteindre la puissance requise. La puissance maximale est requise à deux instants différents : au démarrage et lorsque le couple résistant C_r est maximal.

Nous avons donc vérifié que la valeur du couple à ces instants est bien celle prévue par la modélisation analytique. Les résultats sont synthétisés dans le Tableau 4.5. Les couples relevés dans la modélisation par éléments finis ont un faible écart inférieur avec les couples prévus par la modélisation analytique avec un modèle magnétique fin. Le modèle utilisé pour réaliser la simulation du défluxage est donc valide.

La Figure 4.27 présente l'espace couple-vitesse et courant-vitesse de la machine dimensionnée par la démarche "optimisation-conception" dont les caractéristiques ont été présentées dans le Tableau 3.1. De plus, grâce au modèle analytique du moteur, on peut calculer $R_s = 0.0615 \Omega$, $L_d = 0.254 mH$ et $L_q = 0.1015 mH$. L'angle de charge a été itéré de 10° en 10° ce qui est suffisant vu le rapprochement de courbes correspondantes dans les hautes



(a) position des points validés dans l'espace couple-vitesse

(b) position des points validés dans en fonction du temps de fonctionnement

Fig. 4.26: Position des points validés par éléments finis

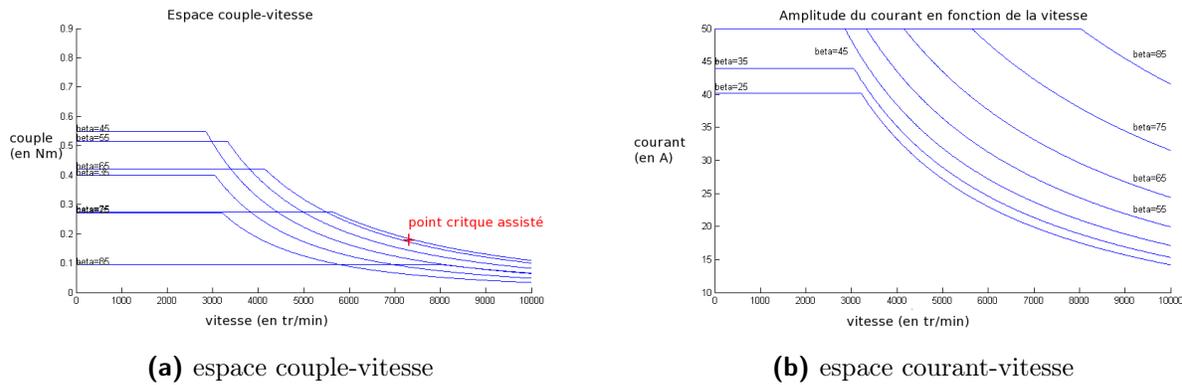


Fig. 4.27: Espace de fonctionnement du mode assisté pour $R_s = 0.0615 \Omega$, $L_d = 0.311 mH$ et $L_q = 0.0861 mH$

vitesses et les incertitudes de réalisation concernant les grandeurs R_s , L_d et L_q . Lors de la phase d'expérimentation, l'angle de charge réellement utilisé pourra être affiné.

Concernant cette figure, diverses remarques peuvent être formulées. Dans un premier temps, on remarque que le point critique du mode assisté est bien dans l'espace couple-vitesse atteignable. Ceci valide l'intérêt du défluxage pour une MSR ayant deux modes de fonctionnement a priori antagonistes. On peut remarquer, d'autre part, qu'il est plus favorable d'avoir $\beta \in [45^\circ; 90^\circ]$ que d'avoir $\beta \in [0^\circ; 45^\circ]$. En effet, lorsque l'on passe de $\beta = 45^\circ$ à $\beta = 35^\circ$, on n'étend pas l'espace couple-vitesse alors que cela est le cas lorsque l'on passe de $\beta = 45^\circ$ à $\beta = 55^\circ$. Cela provient du fait que le facteur de puissance est meilleur lorsque l'angle de charge est plus grand (voir Figure 3.14).

Plusieurs stratégies peuvent être envisagées pour assurer le fonctionnement du mode assisté grâce au défluxage. Soit nous travaillons au plus grand courant possible, afin de limiter la valeur de l'angle de défluxage. Soit nous cherchons à travailler avec le courant le plus petit possible afin de limiter les pertes Joule. La Figure 4.27b, présentant l'espace courant en fonction de la vitesse, permet de voir comment se situent ces deux solutions l'une par rapport à l'autre. On peut y voir les différents espaces courant-vitesse atteignables en fonction de l'angle de charge. On remarque que pour les grandes vitesses, plus l'angle de charge augmente, plus il est possible d'imposer un fort courant sans que la chute de tension aux bornes des bobines (RI_{max}) ne soit trop grande pour être délivrée sous 12 V ou 14 V.

Nota : Il faut noter ici que l'angle de charge doit être modifié lors du déplacement à réaliser. En effet le couple nécessaire au démarrage ne peut être obtenu avec le même angle de calage que celui qui nous permet d'obtenir le couple moteur nécessaire lorsque le couple résistant est le plus grand. La loi de pilotage du moteur devra donc tenir compte du changement

d'angle de calage. Une fonction, ou table, de ce changement devra être établie.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le modèle utilisé au sein de la méthode de conception. Grâce à ce modèle, il a été possible de réaliser le dimensionnement d'un moteur synchro-réductant capable de répondre au cahier des charges. Ce moteur est défini par rapport aux profils de vitesse définis au chapitre précédent (chapitre 3).

Le dimensionnement obtenu grâce au modèle analytique a été validé à l'aide d'une simulation éléments finis selon trois critères : les inductions dans les dents, les inductances directe et quadrature et le couple moyen. Pour ces trois critères, le moteur modélisé par élément fini a donné des valeurs sensiblement égales à celles prévues par la modélisation analytique. Nous pouvons donc en déduire que le moteur dimensionné peut remplir le cahier des charges. D'autre part, le couple correspondant aux courants imposés est bien celui prévu que ce soit en mode non-assisté (point de dimensionnement) ou en mode assisté (défluxage). La modélisation du défluxage est donc elle aussi validée. Enfin, après avoir testé différentes combinaisons de matériaux, nous sommes arrivés à la conclusion qu'à partir du moment où une partie du circuit magnétique est réalisé en poudre, le niveau de couple chute dans de telles proportions que l'utilisation de poudre magnétique est beaucoup trop pénalisante pour être utilisée dans le cadre de notre étude.

A ce moment de l'étude, le système est entièrement défini. Tous les aspects qu'il était possible de valider en simulation ont été validés. Il est donc possible de passer à la phase de réalisation.

Chapitre 5

Réalisation expérimentale et résultats

5.1 Réalisation pratique

A partir du dimensionnement présenté au chapitre 4 (Tableau 4.1), il a été réalisé un modèle 3D du moteur sous le logiciel Catia de Dassault Systèmes afin d'en extraire des plans pour la réalisation. Cette modélisation tient compte des nécessités de fabrication. Ainsi, par exemple, on peut voir sur la Figure 5.1 la séparation du stator en deux pièces différentes (les dents et la culasse statorique) ainsi que la façon dont les parties magnétiques du rotor sont liées à l'arbre à travers une pièce amagnétique en aluminium.

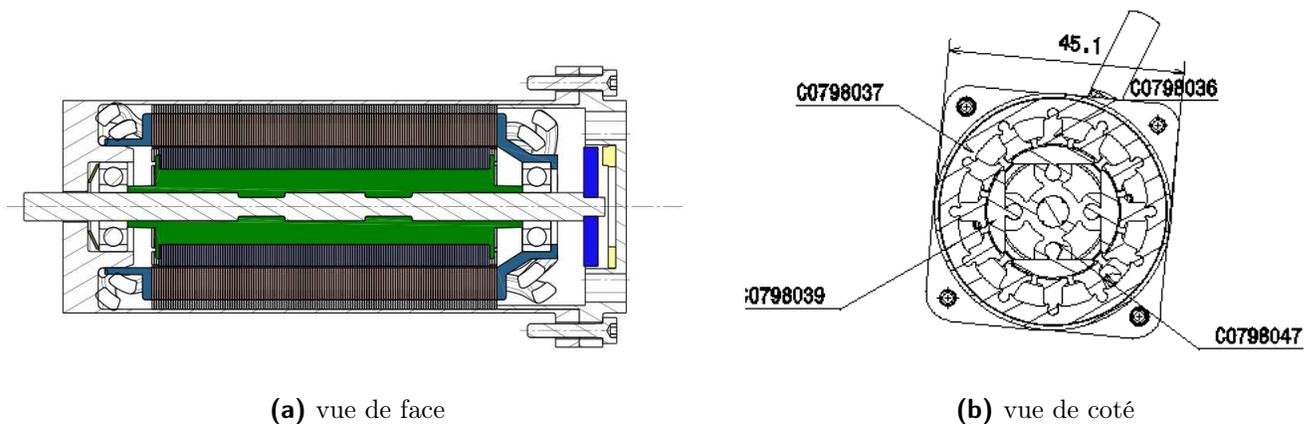


Fig. 5.1: Plans de coupe de la machine SynchRel

Une grande partie du travail de réalisation a consisté à adapter le principe de la machine dimensionnée aux considérations de fabrication propres aux fournisseurs des différentes pièces composant le moteur. L'assemblage final du moteur a été réalisé au sein du CEPN de Valeo Amiens.



Fig. 5.2: Assemblage des pièces polaires du rotor

5.1.1 Géométrie du rotor

Comme on peut le voir sur les plans à la Figure 5.1, ainsi que sur la photo à la Figure 5.2, les pièces magnétiques sont maintenues à la pièce amagnétique par un principe de queue d'aronde. La pièce amagnétique est creusée le plus possible afin d'obtenir l'inertie la plus faible possible. Pour le prototype, cette pièce est usinée mais il est tout à fait envisageable, pour un passage en vie série, de la surmouler sur les pièces magnétiques. L'ensemble composé des pièces magnétiques et de la pièce amagnétique est alors monté en force sur un arbre cannelé, ce qui permet le passage du couple entre les pièces magnétiques et l'arbre. On monte alors les roulements sur cet arbre.

Lors de la réalisation, les tolérances de fabrication et d'assemblage ont conduit à un rotor différent de celui modélisé. L'entrefer a une épaisseur de 0.2 mm et le rotor n'est pas équilibré. Ces défauts seront corrigés lors de la réalisation des prototypes suivants. Le cahier des charges prévoyait un entrefer pouvant faire entre 0,1 mm et 0,4 mm. Le dimensionnement ayant été fait pour le pire des cas, à savoir lorsque l'entrefer est le plus grand, les grandeurs de L_d et L_q calculées grâce au modèle analytique et présentées au chapitre précédant ne sont plus valides pour l'expérimentation. En tenant compte de ce changement de grandeurs dans le modèle éléments finis, il est possible de venir recalculer les valeurs réelles de L_d et L_q . Ici $L_d=0.255$ mH et $L_q=0.11$ mH, au lieu de $L_d=0.254$ mH et $L_q=0.10$ mH. La faible différence que l'on peut voir entre ces grandeurs provient du fait que la machine est

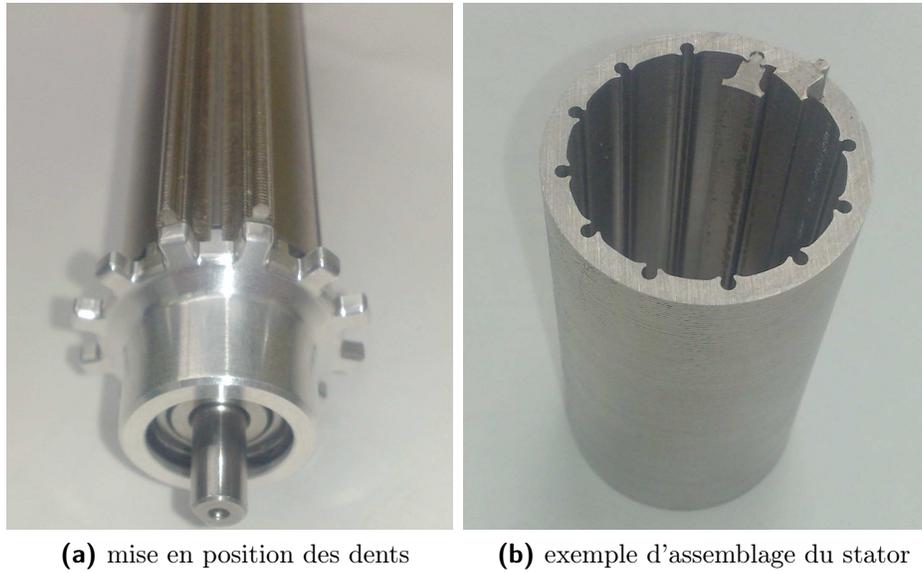


Fig. 5.3: Assemblage du stator

dimensionnée pour être en limite de saturation lorsque l'entrefer est de 0.4 mm. Si l'entrefer est plus petit, la réluctance de l'entrefer est plus faible. Le flux devrait donc être supérieur mais en augmentant le champ, la perméabilité relative des dents et des culasses diminue (et leur réluctance augmente). Le flux est alors faiblement changé.

5.1.2 Réalisation du stator

Le stator se décompose en quatre parties : le logement extérieur des roulements, les dents, le bobinage et la culasse. Les logements sont montés glissants sur les bagues extérieures des roulements. Les dents sont insérées dans des découpes dans les logements des roulements, (voir Figure 5.3a). Les dents ainsi montées sur les logements sont solidaires des bagues extérieures des roulements permettant ainsi de maintenir les dents en position pendant l'opération de bobinage. Il est alors possible de bobiner le stator de la même manière qu'un rotor de machine à courant continu et d'obtenir un meilleur coefficient de remplissage que celui atteignable en bobinant un stator de diamètre si petit par l'intérieur.

Le bobinage utilisé, et que l'on a pu voir jusqu'à présent dans les différentes modélisations, est un bobinage diamétral. Le schéma de bobinage, présenté à la Figure 5.4, montre que les conducteurs d'une même phase se trouvent dans une encoche sur trois. Le bobinage correspondant met les deux bobines de chaque phase en série, créant un champs tétrapolaire [28].

Au cours de la phase expérimentale, nous avons pu constater qu'une erreur s'était glissée

dans la phase de dimensionnement conduisant à un mauvais choix du diamètre de fil. Le diamètre du fil du prototype dont nous disposons ne correspond pas à celui défini par la méthode de dimensionnement et présenté au chapitre précédant (Tableau 4.4). Il est composé de 7 conducteurs de 2 brins de 0.425 mm au lieu de 3 brins de 0.60 mm. La résistance théorique d'une phase est donc de **0.26** Ω au lieu des 0.06 Ω prévu. Le bon diamètre de fil sera utilisé pour les versions suivantes du moteur. Cependant, la validation expérimentale sur ce prototype sera réalisée en tenant compte de la valeur réelle de la résistance. Cette résistance a été mesurée par méthode volt-ampèremétrique. A une température de 20°C, la valeur réelle de la résistance est de :

- 0.21 Ω pour la phase A
- 0.22 Ω pour la phase B
- 0.23 Ω pour la phase C.

La différence entre les valeurs réelles et la valeur théorique provient principalement de la différence de température extérieure. D'autre part, les trois résistances n'ont pas la même valeur. Cela provient du fait que les têtes de bobines ne sont pas similaires pour les trois phases. On peut voir à la Figure 5.5b que les conducteurs de la phase C doivent passer au dessus des bobines des deux autres phases. En augmentant la hauteur des têtes de bobine, on augmente la résistance.

Une fois le bobinage réalisé, les queues d'aronde des dents sont accessibles afin d'être rentrées en force dans la partie correspondante de la culasse. La Figure 5.3b montre comment les dents s'emboîtent dans la culasse. Le moteur assemblé (sans le carter) est présenté en Figure 5.6.

5.1.3 Implantation

Le moteur synchro-réductant dont nous avons décrit l'assemblage est alors monté sur un banc d'essai pour validations expérimentales. La machine SynchRel est équipée d'un capteur de position incrémental 500 points. La machine synchro-réductante est de plus équipée d'un thermocouple placé dans une encoche afin de surveiller la température d'encoche. Le neutre de cette machine est accessible bien que non utilisé dans le cadre de notre étude. Il peut permettre dans une étude future de tester des commandes nécessitant la circulation de courants homopolaires, notamment pour la gestion de défaillance du convertisseur.

Quant à lui, le banc (Figure 5.7) comprend une machine à courant continu pour imposer une charge au moteur (à gauche sur la Figure 5.7). La machine à courant continu est équipée d'une génératrice tachymétrique. Le banc est piloté par une Dspace Micro-Autobox prenant

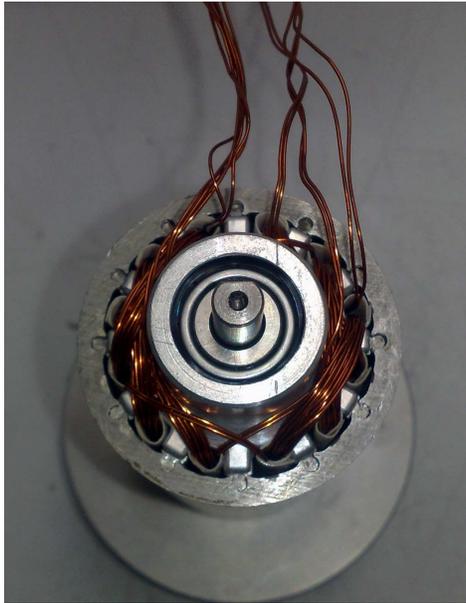


Fig. 5.6: Machine SynchRel assemblée

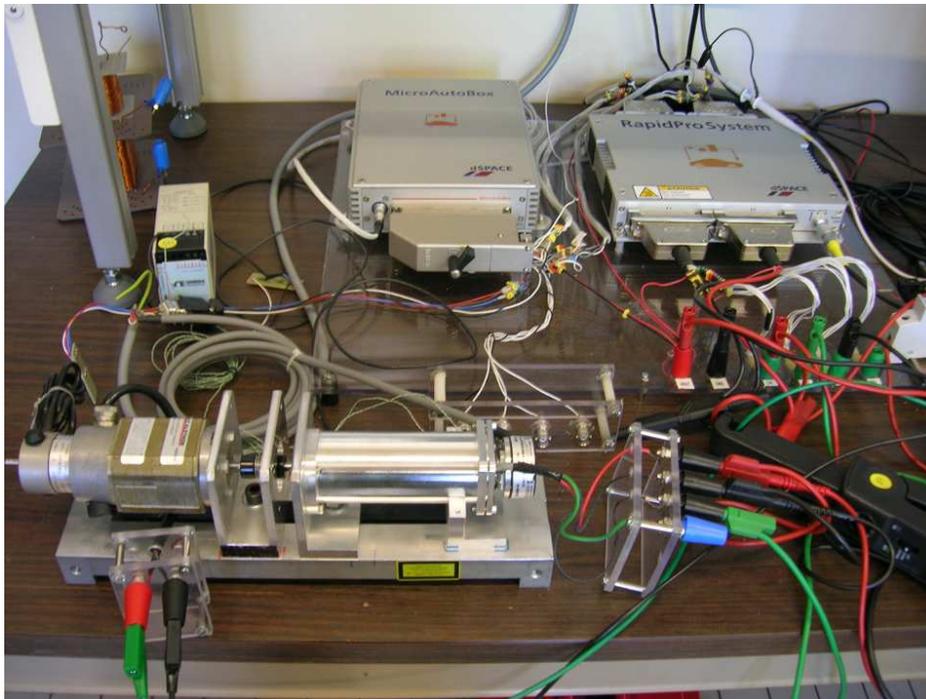


Fig. 5.7: Photo du banc d'essai du moteur

en charge les aspects de commande, d'acquisition de signaux et d'électronique de puissance (module RapidPro Power Unit). La Micro-Autobox permet d'utiliser des fichiers réalisés avec Simulink pour implanter la commande.

5.2 Commande

Les essais sur banc servent à déterminer les paramètres et les performances de la machine. Le temps de réponse est ici une contrainte moindre. Il s'agit de piloter le moteur afin de valider les points de l'espace couple vitesse déterminés théoriquement. La commande utilisée pour la machine synchro-réductante reprend le schéma classique à deux boucles imbriquées : une boucle de courant et une boucle de vitesse. Ici, c'est le profil de vitesse qui est imposé. Une boucle de position n'est pas nécessaire car le positionnement n'est pas un objectif de notre cahier. Nous utilisons une commande dans un repère dq. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser les transformations de Park sous l'hypothèse du premier harmonique.

Dans un premier temps, nous présenterons les boucles imbriquées ainsi que les sécurités mises en place. Puis, nous présenterons la façon dont la consigne de couple est élaborée à partir de la consigne de vitesse.

5.2.1 Présentation de la commande de la machine

La Figure 5.8 présente le modèle Simulink utilisé pour la commande de la machine SynchRel. L'entrée de la simulation est un profil de vitesse imposé. La vitesse est asservie à travers une mesure de vitesse provenant du codeur incrémental de la machine se trouvant dans le bloc "moteur synchro-réductant". A partir de ce profil de vitesse, il est possible d'élaborer une consigne de couple et de courant (voir ci après).

Des limitations en courant sont mises en place afin de ne pas imposer un courant qui ne serait pas délivrable par la Micro-Autobox (protection physique 30 A) et de ne pas imposer un courant qui ne serait pas atteignable sous la limitation de tension. Cette limite en courant est définie par les équations de défluxage et est égale à :

$$\hat{I} = \frac{U_a}{\sqrt{(L_d^2 \cos^2 \beta + L_q^2 \sin^2 \beta) \omega_{elec}^2 + R_s \sin(2\beta)(L_d - L_q) \omega_{elec} + R_s^2}} \quad (5.1)$$

Le courant crête ne doit jamais dépasser la plus petite de ces deux valeurs. Le bloc "limitation de courant" contient également une sécurité qui interrompt le déplacement si le courant mesuré par les capteurs de la Micro-Autobox franchit un seuil défini.

L'asservissement en courant est décomposé en deux boucles : une pour le courant direct et

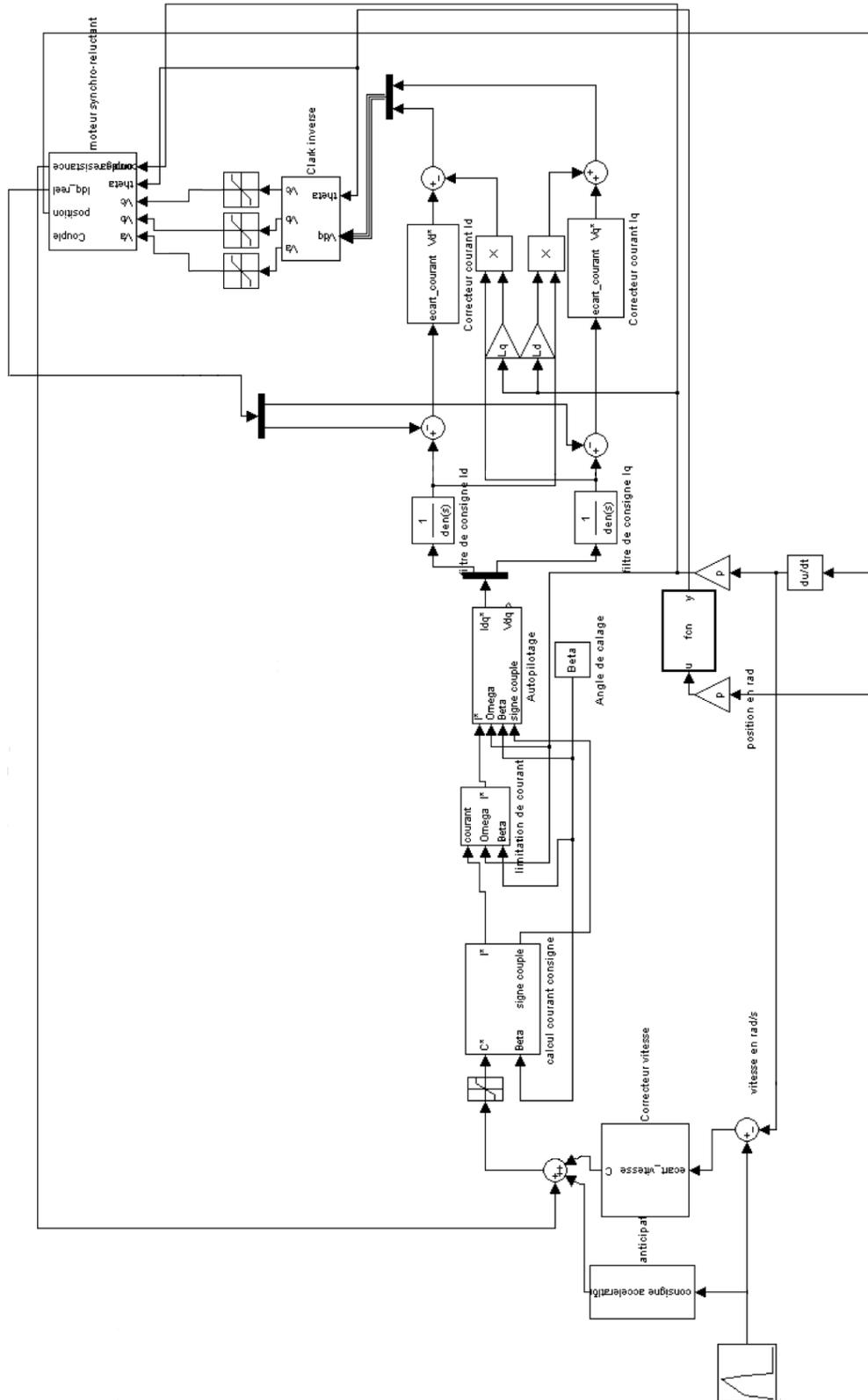


Fig. 5.8: Schéma de la commande sous Simulink

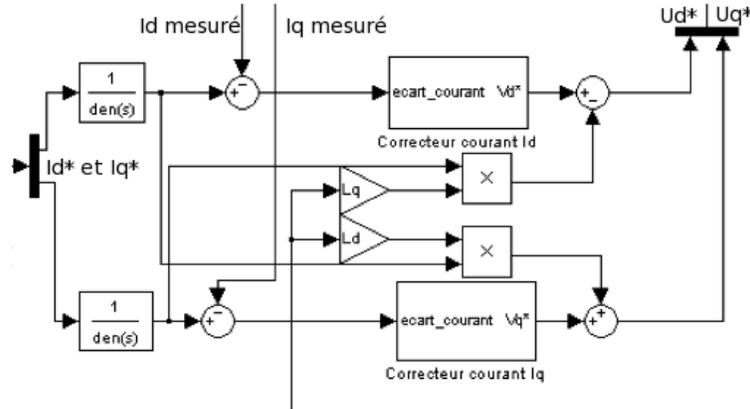


Fig. 5.9: compensation des termes croisés dans les équations des tensions

l'une pour le courant quadrature. Les courants de consigne direct et quadrature sont définis dans le bloc "autopilotage" à partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} I_d = \hat{I} \cos \beta \\ I_q = \hat{I} \sin \beta \end{cases} \quad (5.2)$$

Un filtre de consigne est alors appliqué aux consignes de I_d et I_q . Le but du filtre de consigne est de ralentir la dynamique de la consigne de courant afin que celle-ci soit physiquement réaliste. Dans notre cas, une grande dynamique du système est requise. Le filtre ne doit donc pas réduire la dynamique de la consigne plus qu'il n'est nécessaire. Pour déterminer la valeur de chacun des filtres, la réponse selon I_d et I_q à une consigne d'amplitude de courant I en créneau est étudiée. Les réponses selon I_d et I_q permettent de déterminer le temps de réponse du système complet τ_d et τ_q . Les filtres de consignes sont donc réglés de façon à avoir les mêmes temps de réponse. La fonction de transfert des filtres de consigne est de la forme : $G_{\text{filtre consigne}} = \frac{1}{\tau_d s + 1}$.

La commande de la machine se fait en imposant des valeurs de tensions à la sortie des convertisseurs. Le passage du courant vers la tension se fait grâce aux Équations :

$$\begin{cases} U_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_{\text{elec}} L_q I_q \\ U_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_{\text{elec}} L_d I_d \end{cases} \quad (5.3)$$

Si l'on considère les Équation 5.3, on peut remarquer que dans les calculs de U_d (resp. U_q) intervient un terme en I_q (resp. I_d) qui n'est pas pris en compte si l'on considère juste un correcteur. La Figure 5.9 fait apparaître les correcteurs PI utilisés pour chacune des boucles de courant ainsi que la compensation des termes croisés $\omega_{\text{elec}} L_q I_q$ et $\omega_{\text{elec}} L_d I_d$. En considérant les termes croisés, on limite l'erreur à compenser par le correcteur car le modèle de

régulation utilisé est plus proche du comportement électrique réel de la machine SynchRel. Les correcteurs PI sont réglés de façon à compenser les pôles de la machine idéale. Or pour cela, la connaissance de L_d et L_q est nécessaire. Cependant, à cause des difficultés de réalisation, il peut exister une différence entre les valeurs définies par la modélisation éléments finis et les valeurs pratiques. De plus, la mesure de L_d et L_q par une méthode indirecte, par exemple la méthode de variation de l'enveloppe du courant à vitesse proche du synchronisme, est imprécise à cause de la résistance qui n'est pas négligeable. Il sera donc certainement nécessaire de régler les correcteurs de façon à ce qu'ils soient adaptés à la machine SynchRel réelle.

Nota : Les capteurs utilisés pour la mesure de courant sont considérés comme idéaux (sans retard et sans gain).

Les tensions de consigne triphasées U_a , U_b et U_c sont alors calculées à partir des tensions U_d et U_q et d'une transformation de Clark inverse.

5.2.2 Consigne de couple, de courant et anticipation

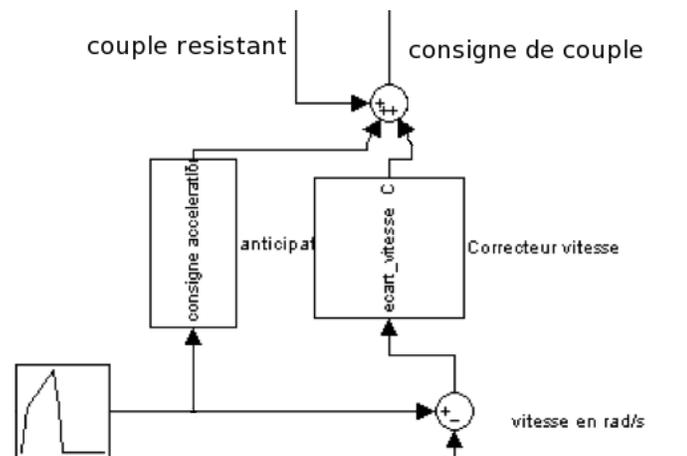


Fig. 5.10: Consigne, correcteur et compensation pour obtenir la consigne de couple

La consigne de couple se décompose en trois parties :

- l'anticipation : le bloc "anticipation" calcule le couple correspondant au terme $J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega$ de l'équation du mouvement (Équation 5.4) à partir du profil de vitesse que l'on cherche à imposer.

$$C_m = C_r + J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (5.4)$$

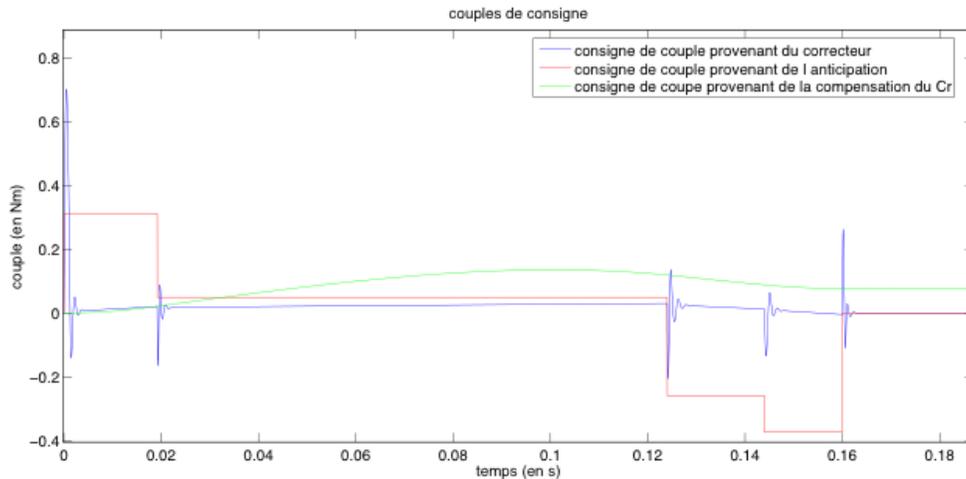


Fig. 5.11: Couples intervenant dans la création du couple de consigne

- Le couple résistant : l'entrée C_r du sommateur sert à compenser le couple résistant appliqué au moteur.
- Le correcteur de vitesse : un PI classique (de fonction de transfert $G_{PI-vitesse} = \frac{K_p(T_n s + 1)}{T_n}$ où $T_n = \frac{J}{f}$ et $K_p = 1$) est utilisé. Pour pouvoir utiliser ce correcteur, il est nécessaire de connaître une estimation du coefficient de frottement. Cette estimation provient ici du coefficient de frottement d'une machine DC Brushless de taille et puissance comparables.

On peut voir en Figure 5.11 que le couple de consigne provenant du correcteur a une valeur significative devant les termes de l'anticipation et du couple résistant au démarrage et au début du freinage. L'anticipation permet donc de limiter l'erreur à intégrer par le correcteur et donc favorise la robustesse du système vis-à-vis des paramètres de la machine (inertie, frottement,...).

La machine est commandée en courant et non en couple. Il est donc nécessaire de passer de l'une de ces grandeurs à l'autre. Contrairement aux machines à courant continu, le couple n'est pas strictement proportionnel au courant mais à son carré et dépend aussi de l'angle de calage β . L'Équation 5.5 permet de déterminer la valeur du courant efficace à partir du couple de consigne et de l'angle β :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{2|C_m|}{3p(L_d - L_q) \sin(2\beta)}} \quad (5.5)$$

La valeur absolue du couple provient du domaine de définition de la fonction racine carrée. L'Équation 5.5 nous permet d'obtenir la valeur efficace du courant. Lorsque le couple est

négatif, c'est l'angle de calage β et non le courant qui devient négatif. Pour simplifier l'appréhension du défluxage, on pilotera l'angle β entre $[0; 90^\circ]$ en fonction de la valeur absolue du couple que l'on cherche à obtenir et son signe en fonction du signe du couple moteur C_m .

5.2.3 Résultats de simulation

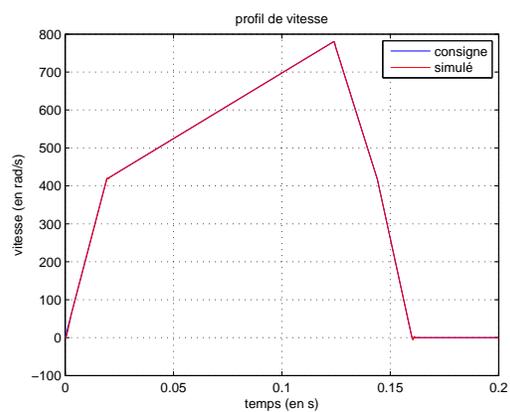
A partir de cette commande, et en supposant les grandeurs R_s , L_d , L_q , J et f connus, il est possible de simuler le fonctionnement de la machine. Ces grandeurs permettent de créer un modèle de la machine pour la simulation à partir de l'Équation 5.3, de l'Équation 5.4 et de l'équation $C_m = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)I_d I_q$. Ce modèle ne considère pas les ondulations de couple.

La Figure 5.12 montre la vitesse, la position, le couple et des courants direct et quadrature pendant la durée de la simulation d'un fonctionnement en mode assisté selon le profil défini au chapitre 3. Pour ce faire, l'angle de calage a été fixé comme constant et égale 72° . Nous nous plaçons donc dans un cas de défluxage. On peut voir que si la machine possède bien les caractéristiques requises, elle est capable en théorie de remplir le cahier des charges en mode assisté. Ceci est d'autant plus remarquable que la machine a été dimensionnée pour le fonctionnement en mode non-assisté. Cette simulation valide donc la démarche entreprise pour rendre compatibles les modes de fonctionnement.

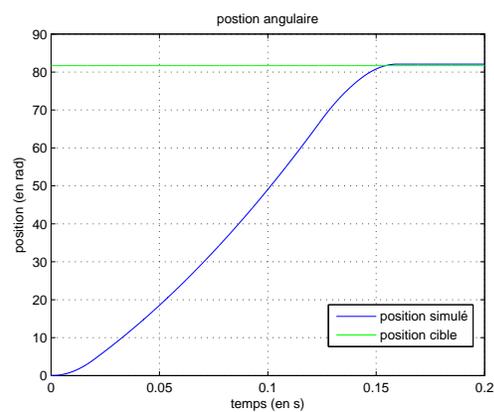
5.2.4 Calage du rotor

Puisque la commande se fait dans le repère dq, un élément important de cette commande est de maîtriser l'angle entre le vecteur courant et l'axe de plus petite réluctance (axe d). Un problème se pose au démarrage du moteur. En effet, nous disposons d'un capteur incrémental, nous ne connaissons donc pas la position absolue du rotor par rapport au stator pour imposer le vecteur courant au bon endroit. Pour régler ce problème, il a été choisi de réaliser avant toutes choses un calage d'angle.

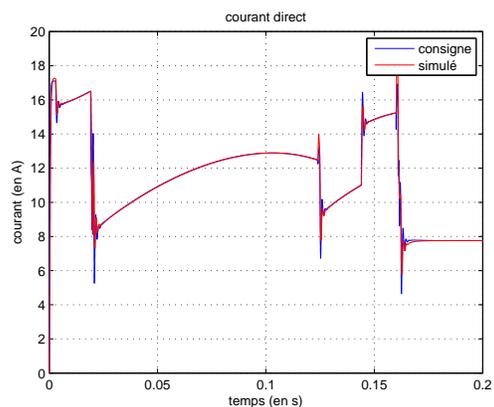
Supposons que le rotor soit dans une position quelconque, par exemple celle de la Figure 5.13a, lorsque l'on alimente les phases A et C, le rotor tourne de façon à offrir la plus faible réluctance et se met dans la position de la Figure 5.13b. Cependant, si la position initiale n'est pas quelconque mais telle que visible à la Figure 5.14, le rotor est dans une position d'équilibre instable et celui-ci ne tournera pas pour se mettre dans la position de la Figure 5.13b. Lorsque l'on alimente les phases A et C, nous ne pouvons donc pas savoir dans laquelle de ces deux positions le rotor se trouve. Pour lever cette incertitude, nous alimentons alors les phases B et C (voir Figure 5.13c). Si le rotor était dans la position d'équilibre instable lorsque les phases A et C étaient alimentées, il ne peut pas se trouver également en position d'équilibre instable lorsque les phases B et C sont alimentées. Il se met donc dans la



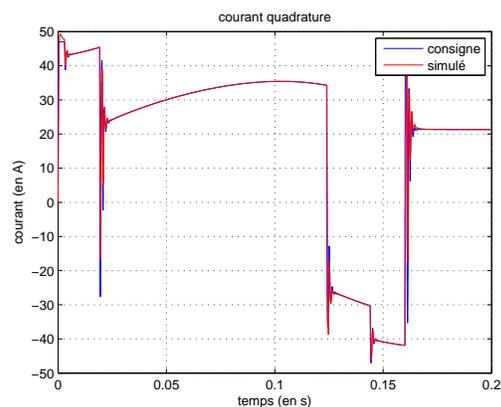
(a) profil de vitesse et vitesse simulée



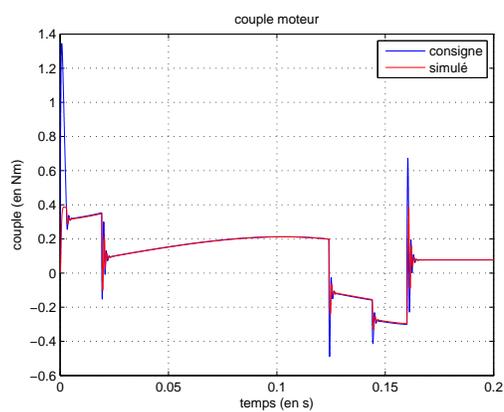
(b) position simulée



(c) consigne et simulation du courant direct



(d) consigne et simulation du courant quadrature



(e) consigne et simulation du couple

Fig. 5.12: Résultats de simulation de la commande de la machine SynchRel (mode assisté, $\beta=72^\circ$)

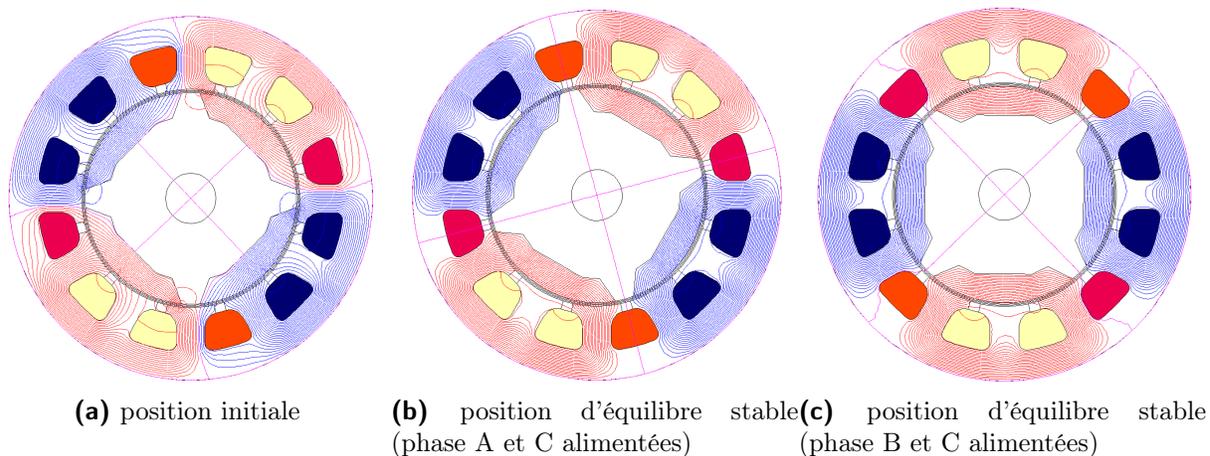


Fig. 5.13: Étape du calage d'angle

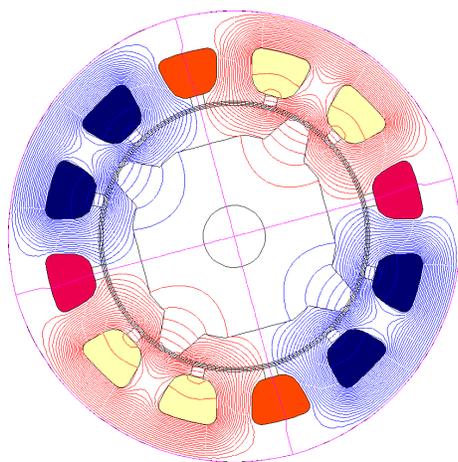


Fig. 5.14: Position d'équilibre instable (phase A et C alimentées)

position décrite par la Figure 5.13c. Si le rotor était dans la position visible en Figure 5.13b, lorsque l'on alimente les phases B et C, il vient également se mettre dans la position de la Figure 5.13c.

Une fois ce protocole appliqué, nous connaissons avec certitude la position relative du rotor par rapport au stator. Le calage du rotor n'a pas besoin d'être effectué avant chaque déplacement. Il suffit de venir caler le rotor lors du premier démarrage. Par la suite, tant que le capteur fournit la mesure de position au calculateur, l'angle entre le rotor et le stator est toujours connu.

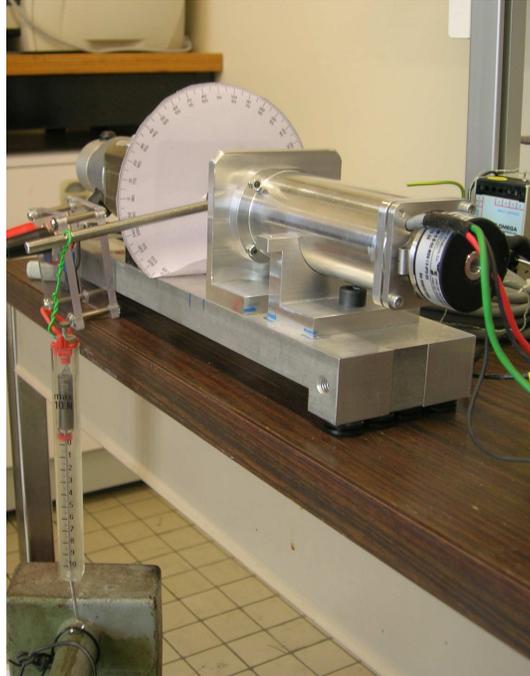


Fig. 5.15: Banc d'essai pour essais statiques

5.3 Résultats

Le prototype dont nous disposons, bien qu'étant différent de celui qui serait nécessaire pour répondre au cahier des charges, nous permet néanmoins de vérifier la validité du modèle et de la commande. L'un des aspects principaux du dimensionnement que nous avons réalisé tient compte du fait que la charge varie en fonction de la position. Pour pouvoir reproduire cela, il serait nécessaire d'avoir une charge pilotable dont nous ne disposons pas. Nous ne validerons donc pas le fonctionnement face à une charge variable mais en considérant des points de fonctionnement. La validation se fait en deux étapes. Une première étape consiste à valider la différence des inductances $L_d - L_q$. Pour s'affranchir des incertitudes dues à la mécanique et à la commande, nous avons réalisé des essais statiques. Dans un second temps, nous testerons le comportement du moteur vis à vis d'un profil de vitesse afin de voir également l'influence de paramètres tels que l'inertie ou les frottements.

5.3.1 Essais statiques

Au cours de ces essais, nous avons imposé une force sur un levier solidaire de l'arbre. Puis nous avons cherché le courant nécessaire pour ramener l'arbre dans sa position initiale. Les essais statiques ont été réalisés à partir du dispositif visible à la Figure 5.15. Le levier solidaire de l'arbre est attaché à un dynamomètre dont l'autre extrémité est liée à un poids.

La hauteur de ce poids est réglée afin d'ajuster la force que l'on cherche à appliquer au levier. On relève alors la valeur du courant continu que l'on fait circuler dans les bobines adéquates afin que le vecteur courant créé soit à 45° par rapport à l'axe d . Ce protocole est répété pour différentes forces.

Le couple résistant vu par le moteur est calculé grâce à l'équation :

$$C_r = Fl + m_{mobile}gl \quad (5.6)$$

où F est la force appliquée au levier, l la longueur du levier, m_{mobile} la masse des parties mobiles et g l'accélération de pesanteur.

Les points verts et bleus visibles sur la Figure 5.16 présentent le couple fourni par le moteur en fonction du courant imposé pour les deux séries de mesures que nous avons réalisées. La courbe rouge est la fonction $C_m = f(I)$ pour les valeurs de L_d et L_q théoriques (rappel : $L_d = 0.255mH$ et $L_q = 0.11mH$). Les résultats de mesures sont relativement cohérents avec la théorie. Les écarts constatés proviennent de la précision du dynamomètre qui est moins bonne pour des petites forces, et donc les faibles couples et de la précision avec laquelle nous alignons le levier avec la position initiale. Moyennant ces imprécisions, nous pouvons considérer que la différence des inductances ($L_d - L_q$) est de valeur proche de celle prévue par le modèle analytique et validée par le modèle éléments finis ce qui valide le couple statique.

5.3.2 Essais dynamiques

Puisque le couple électromagnétique a été validé par les essais statiques, il est alors possible d'utiliser la commande décrite à la section 5.2 pour appliquer un profil de vitesse comme consigne à la machine. Avec un profil de vitesse, il est alors possible d'étudier le comportement de la machine en mouvement. Lors des essais dynamiques, nous pouvons voir l'influence de l'inertie et des forces de frottement. Ces essais permettent donc de caractériser les capacités en couple de façon plus proche du fonctionnement réel.

Le profil de vitesse utilisé est un profil trapézoïdal asymétrique. Il se décompose donc en 3 phases (voir Figure 5.17) : l'accélération, le régime permanent et la décélération. Ici, nous ne nous intéresserons qu'à la phase d'accélération afin de pouvoir étudier des points de fonctionnement à couple plus élevé. La Figure 5.17 montre les consignes et mesures de vitesse et courants nécessaires pour atteindre la vitesse requise. Nous pouvons voir que la vitesse et le courant suivent leur consigne respective. L'asservissement mis en place permet donc d'imposer les vitesses souhaitées. On peut également voir sur la Figure 5.17 que le courant nécessaire pour suivre la vitesse de consigne est nettement plus grand lors de la

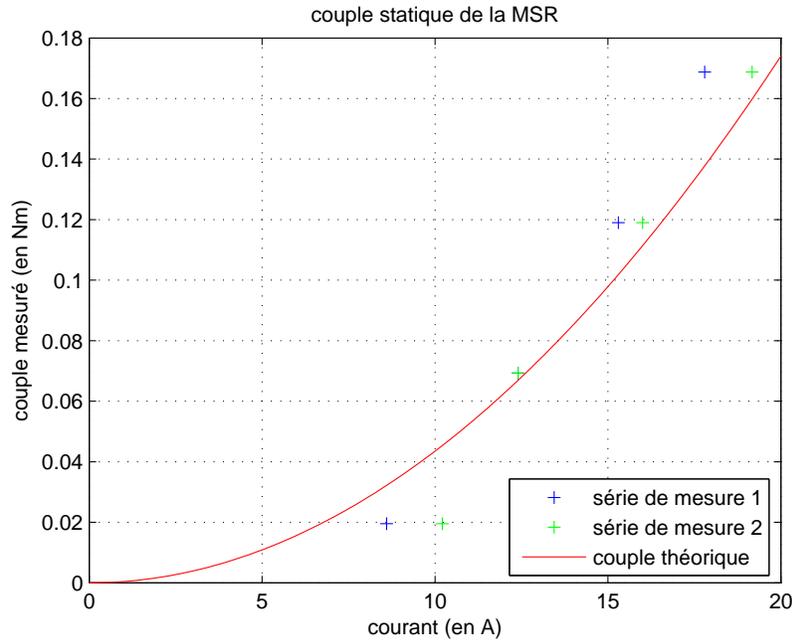


Fig. 5.16: Couple en essais statiques

phase d'accélération. En effet durant cette phase, le couple à fournir par le moteur est de la forme :

$$C_m = C_{f_{secs}} + J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + f'\Omega^2 \quad (5.7)$$

où $C_{f_{secs}}$ est le couple de frottements secs. Dans un premier temps, nous considérerons que les forces de frottements visqueux ($f\Omega$) et aérodynamiques ($f'\Omega^2$) sont négligeables devant le terme $J \frac{d\Omega}{dt}$.

Nous avons imposé différentes vitesses pour le régime permanent en conservant la durée de l'accélération constante ce qui a eu pour effet d'augmenter la valeur de l'accélération et donc du couple à fournir. Les signaux étant bruités, nous n'avons considéré que la valeur moyenne du courant nécessaire pour atteindre cette accélération. Nous mesurons donc le courant et la vitesse. Pour pouvoir comparer ces résultats avec les calculs, nous devons recalculer le couple. Il existe deux façon de le calculer : soit à partir du courant selon l'Équation 5.8, soit à partir de la vitesse dans l'équation du couple mécanique (Équation 5.7).

$$C_m = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) I^2 \sin \beta \quad (5.8)$$

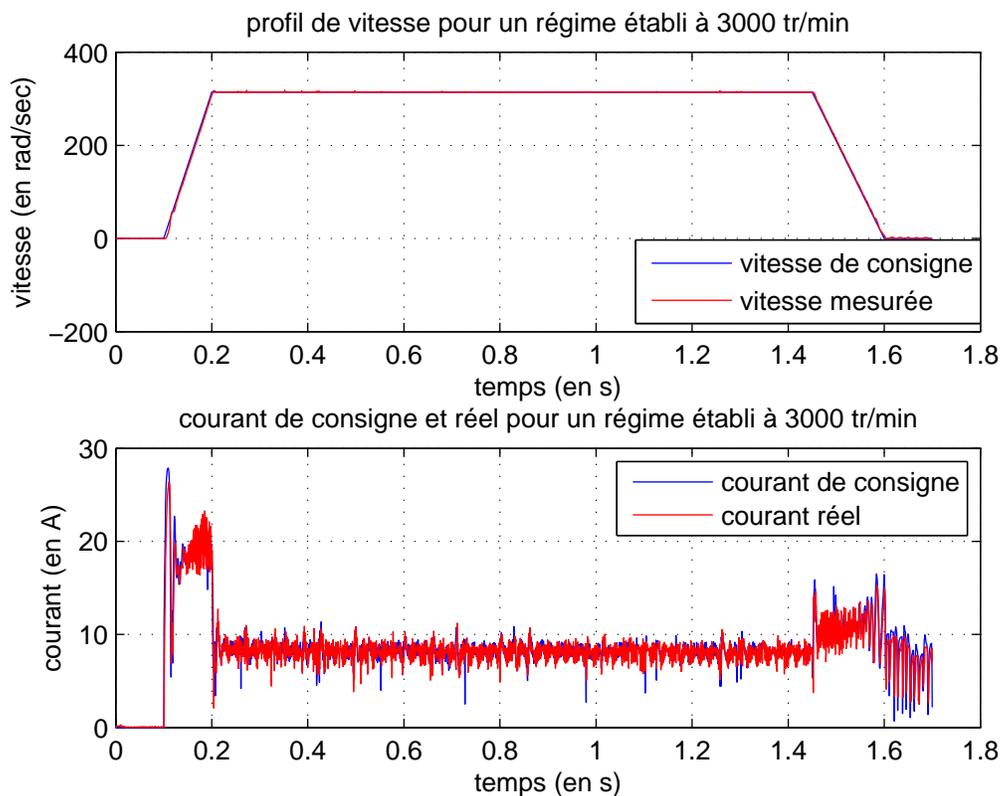


Fig. 5.17: Profil de vitesse et courant correspondant pour un régime permanent à 3000 tr/min

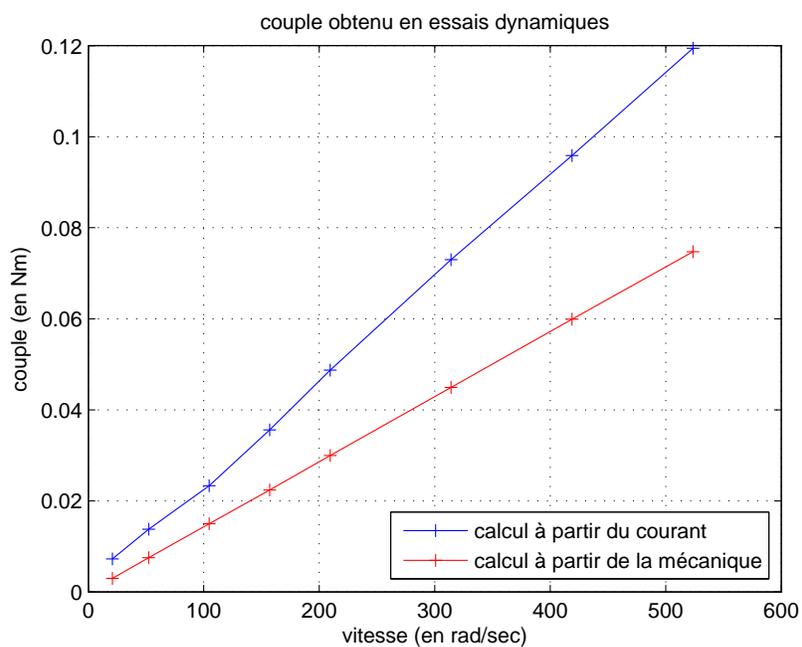


Fig. 5.18: Points couple-vitesse atteints lors des essais dynamique. A vide.

Puisque la vitesse est mesurée, nous pouvons donc comparer les résultats de ces deux calculs dans un espace couple-vitesse.

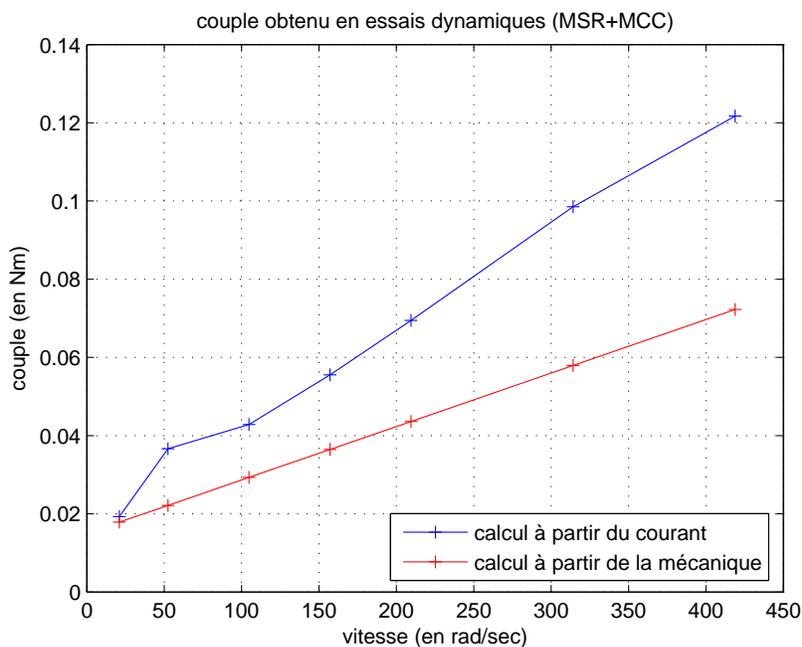


Fig. 5.19: Points couple-vitesse atteints lors des essais dynamique. La MCC est couplée mais non alimentée

La Figure 5.18 présente les résultats des mesures dans l'espace couple-vitesse pour chacun de ces calculs lorsque la machine synchro-réductante est à vide. Si l'on considère que l'inertie du système est parfaitement connue (calculée sous Catia) et que le couple est validé par les essais statiques, la différence entre les courbes bleue et rouge de la Figure 5.18 provient des coefficients de frottement. Les frottements ne sont donc pas négligeables devant le terme d'accélération dans l'équation du couple. Cela peut provenir d'une part du frottement du capteur de position monté légèrement en porte à faux et d'autre part des frottements aérodynamiques. Cependant, la courbe bleue (couple calculé en fonction du courant mesuré) est linéaire. Il est donc possible d'affirmer que les frottements aérodynamiques sont négligeables (s'ils ne l'étaient pas, la courbe bleue aurait une allure parabolique).

La Figure 5.19 montre les résultats des essais ayant été menés de la même façon que ceux décrits précédemment mais cette fois ci avec la machine SynchRel couplée la machine de charge (machine à courant continu, non alimentée ici). L'inertie à entraîner est donc supérieure. La datasheet de la machine de charge annonce une inertie de $0,6 \cdot 10^{-5} \text{kg.m}^2$. Le couple de frottements secs a été mesuré et a une valeur de 0.015Nm . Une fois encore dans cette configuration, le coefficient de frottement reste mal maîtrisé. Mais cet essai permet

d'aboutir aux mêmes conclusions que l'essai précédent, à savoir que le coefficient de frottement considéré négligeable a priori ne semble pas l'être.

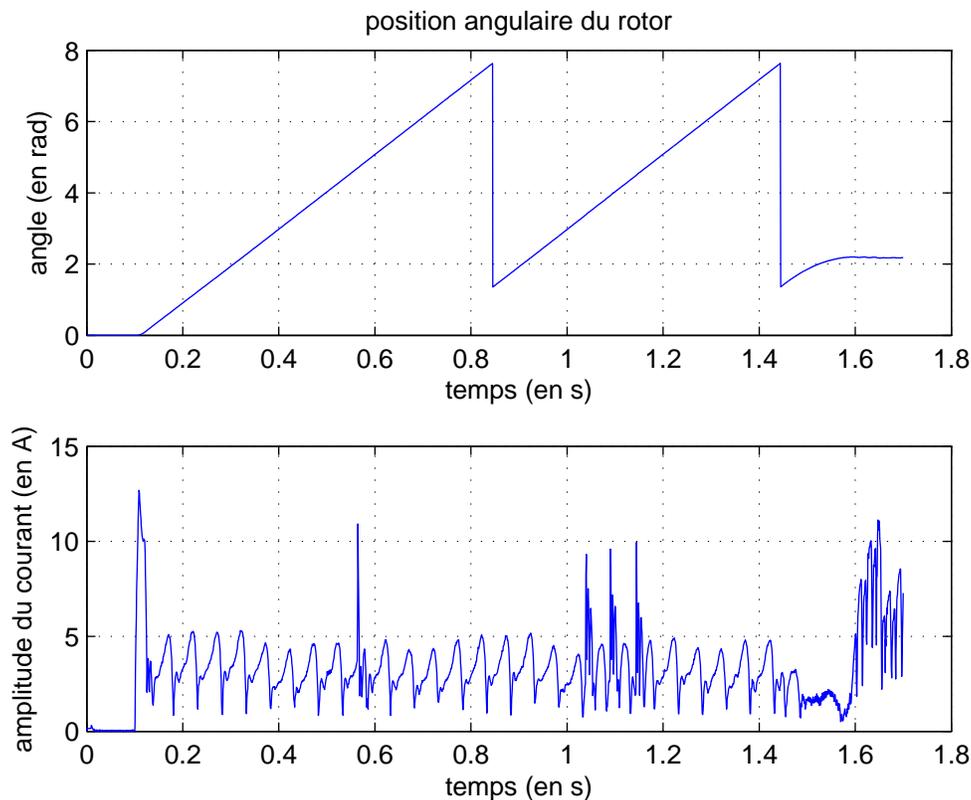


Fig. 5.20: Position et amplitude de courant en fonction du temps (vitesse en régime permanent 100 tr/min)

La Figure 5.20 montre la valeur de l'amplitude du courant en fonction du temps et la position angulaire associée. Le profil de vitesse impose une vitesse en régime permanent de 100 tr/min. A cette vitesse, les ondulations de couple ont une fréquence relativement faible et ne sont donc pas filtrées mécaniquement. Si nous contrôlions le couple uniquement grâce à l'asservissement de courant, le couple n'étant pas mesuré, il ondulerait à raison de 12 pulsations par tour. Ici, nous asservissons le système également en vitesse. Ainsi, pour obtenir une vitesse constante en régime permanent, il est nécessaire de compenser les ondulations de couple. L'asservissement impose donc une consigne de courant de telle façon que le couple soit le plus lisse possible. On peut donc voir des ondulations dans l'amplitude du vecteur courant. Pour des vitesses faibles, et si le courant disponible est suffisant, la commande décrite à la section 5.2 permet de compenser les ondulations de couple.

5.3.3 Conclusion

Ce chapitre met en avant les difficultés de réalisation de la machine synchro-réductante à rotor segmenté. Une bonne maîtrise du processus de fabrication et d'assemblage est nécessaire afin d'obtenir avec précision les inductances L_d et L_q prévues. Une mise en place soignée du capteur de position est également requise pour limiter le coefficient de frottement.

La commande utilisée a été testée en simulation. Les différents essais menés mettent tous en avant le besoin de bien connaître et maîtriser les paramètres de la machine (résistance, inductances, inertie et frottement) afin de pouvoir la piloter efficacement.

A partir des essais réalisés, nous pouvons dégager deux conclusions. Le couple statique est bien similaire à celui prévu. Les essais dynamiques ont, quant à eux, montré que le frottement intervient de façon importante dans le fonctionnement de notre prototype.

Conclusion et perspectives

Contexte

Cette thèse CIFRE était adossée au projet PREDIT ANR : E-Clutch - EMBRAY, en partenariat avec la société Valeo Transmission, située à Amiens. L'objectif était d'utiliser un moteur électrique afin de mettre en mouvement la butée d'un embrayage mécanique. Le projet proposait d'actionner l'embrayage sans l'aide de compensation afin de réduire l'encombrement du système d'actionnement de telle façon que celui-ci puisse être intégré au sein de la cloche d'embrayage. Le corollaire de cette solution innovante réside dans l'apparition de fortes contraintes sur l'actionneur électrique. Le confinement dans la cloche d'embrayage a imposé un faible diamètre et de fortes températures ambiantes pour le moteur. D'autres contraintes, plus classiques dans l'automobile, comme le coût et les limites de tension et courant étaient également présentes. La tâche du L.E.C. consistait à apporter sa contribution au choix et à la conception du moteur électrique. En absence de transmission mécanique existante, les travaux se sont orientés vers la mise en oeuvre d'une approche système paramétrée.

Bilan

Dans un premier temps, nous avons présenté un état de l'art des machines électriques en fonction de nos contraintes dans le but de déterminer le type de machine le plus pertinent pour notre application. La conclusion de cette étude nous a fait retenir la machine synchro-réductante à rotor segmenté.

Un cahier des charges exact de l'actionneur a été élaboré en collaboration avec l'industriel. Il ne définissait pas directement un tadem (couple ; vitesse) dimensionnant pour la machine mais un déplacement à réaliser dans un temps donné pour une pièce de l'actionneur. Nous avons donc cherché des solutions cohérentes pour la machine, le réducteur et le profil de commande en fonction des objectifs et des contraintes par une approche système.

Les paramètres discrets primordiaux de la machine ont été déterminés à l'aide de modèles

simples avec pour seul objectif d'obtenir la configuration capable de fournir le couple maximal. Ensuite l'approche système (choix du rapport de réduction et du profil de commande) a permis de voir les évolutions du couple demandé au moteur et de sa vitesse pour atteindre les temps de déplacement les plus faibles. Il était alors aisé de repérer le point de fonctionnement le plus contraignant qui est devenu le point de dimensionnement du moteur. Le dimensionnement complet de la machine en faisant intervenir les paramètres d'optimisation continus nécessaires a alors été réalisé.

Après ceci, les spécificités de réalisation du moteur prototype, sa commande et le banc de test ont été présentés. Les résultats des essais statiques ont montré une relativement bonne corrélation du couple avec les résultats théoriques. Cependant les essais en dynamiques montrent une différence importante qui est peut être due a des frottements visqueux (la différence de niveau de couple augmente avec la vitesse). L'assemblage du capteur sur le moteur prototype est peut être la source de ces frottements, il faudra bien faire attention à ce point à l'avenir.

Perspectives

Le travail présenté est une première approche, au LEC, sur les MSR à rotor segmenté dans un contexte industriel. Il répond à nombreuses questions mais ouvre surtout de nombreuses perspectives.

Il y a d'abord des perspectives industrielles à court terme :

Des essais du moteur dans son système mécanique réel accouplé à l'embrayage devraient apporter des informations concrètes sur le potentiel de ce type de machine en général et de ce prototype en particulier.

En cas de difficulté à atteindre les performances escomptées, il y a une solution d'amélioration relativement simple pour l'avenir si l'on se permet d'augmenter la tension d'alimentation au delà de la tension de la batterie (survolteur VALEO).

Il y a ensuite des perspectives académiques :

On pense en premier à l'amélioration de la modélisation du moteur avec un modèle électromagnétique plus fin et si possible global (intégrant paramètres discrets et continus). Il y a de nombreuses approches à explorer, des couplages entre modèles analytiques ou réseau de réductance avec éléments finis pour profiter des atouts et réduire les points faibles de chacun est envisageable.

On pense également à des approches multi-physique :

La prise en compte des contraintes thermiques non seulement dans le choix du type de machine mais dans la conception de la machine par modèles couplés électromagnétique-

thermique serait un plus indéniable. La conception pourrait également inclure des critères de réduction des pulsations de couple et vibrations.

Il y a également des perspectives d'amélioration par la commande :

Pour pallier les incertitudes, issues des tolérances de fabrication, sur le modèle de commande il serait bon de tester des méthodes de régulation plus robuste que des PID.

La réduction des pulsations de couple et vibrations peut également être appréhendée par la commande via la maîtrise du contenu harmonique des courants en fonctionnement normal. En cas de perte d'une phase de l'onduleur, un quatrième bras de pont relié au neutre augmente la sûreté de fonctionnement pour assurer un niveau et une qualité de couple suffisants.

Bibliographie

- [1] Tadashi Fukao Akira Chiba. A closed-loop operation of super high-speed reluctance motor for quick torque response. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 28(3) :600–606, May/June 1992.
- [2] Maamon F. al KABABJIE and Williams SHEPHERD. A speed and power factor controller for small three-phase induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 20(No. 5) :1260–1266, Septeber/October 1984.
- [3] Yacine Amara. *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation, Application au véhicule hybride*. PhD thesis, Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique de l'ENS de Cachan, December 2001.
- [4] Jean-Claude BAVAY and Jean VERDUN. Alliages fer-silicium. *Techniques de l'Ingénieur*, december 1991.
- [5] André BELOT. Calcul des fuites et inductance de fuites d'induit. *Techniques de l'Ingénieur*, 1982.
- [6] Nicola Bianchi. *Electrical machine analysis using finite elements*. CRC Press, 2005.
- [7] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Pastorelli, D. Staton, and A. Vagati. Thermal analysis of induction and synchronous reluctance motors. *IEEE transactions on industry applications*, 42 :pp. 675–68, 2006.
- [8] Taha BOUKHOBZA, Mohamed GABSI, and Bruno GRITONI. Random variations of control angles, reduction of srm vibrations. *Electric Machines and Drives Conference IEMDC*, 2001.
- [9] Lawrence Musaba Brian J. Chalmers. Design and field-weakening performance of a synchronous reluctance motor with axially laminated rotor. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 34(5) :1035–1041, September/October 1998.
- [10] DOC Caroline. Contribution au dimensionnement d'un actionneur pour accessoire automobile. *JCGE'08 – conférence des jeunes chercheurs en génie électrique*, 2008.

- [11] DOC Caroline, LANFRANCHI Vincent, and VILAIN Jean-Paul. Conception d'une machine synchro-réductance de faible puissance sous fortes contraintes. *Conférence Electronique du Futur Compiègne 2009*, September 2009.
- [12] A.J.O. Cruickshank, A.F. Anderson, and R.W. Menzies. Theory and performance of reluctance motors with axially laminated anisotropic rotors. *PROC. IEE*, 118(7) :887–894, July 1971.
- [13] Caroline DOC, Vincent LANFRANCHI, and Guy FRIEDRICH. Inverter topology for remedial solution in transistor faulty case. *EPE 2007 – 12th European conference on power electronics and applications*, 2007.
- [14] Yann FEFERMANN. *Optimisation directe de systèmes hétérogènes en Génie Electrique*. PhD thesis, Institut National Polytechnique De Toulouse, 2002.
- [15] Albert FOGGIA. Méthode de calcul des inductances de fuites. *Techniques de l'Ingénieur*, 1999.
- [16] R. Hall, A.G. Jack, B.C. Mecrow, and A.J. Mitcham. Design and initial testing of an outer rotating segmented rotor switched reluctance machine for an aero-engine shaft-line-embedded starter / generator. *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pages 1870–1877, 2005.
- [17] Mohand Ouramdane Hamiti. *Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réductance variable. Approches par la structure et par la commande*. PhD thesis, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Juin 2009.
- [18] D. Hanselman. *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. Number ISBN : 1-932133-63-1. Second edition edition, 1994.
- [19] Seth R. SANDERS Heath HOFMANN. Synchronous reluctance motor/alternator for flywheel energy storage systems. *Power Electronics in Transportation*, pages 199–206, 1996.
- [20] Emmanuel Hoang. *étude, Modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réductance variable à double saillance*. PhD thesis, école Normale Supérieure De Cachan, décembre 1995.
- [21] Heath Hofmann and Seth R. Sanders. High-speed synchronous reluctance machine with minimized rotor losses. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 36(2) :pp 531–539, March/April 2000.
- [22] Gérard LACROUX. *Les actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements*. 1994.

- [23] P.J. Lawrenson and L.A. Agu. Low-inertia reluctance machines. *Proceedings IEE*, 111(12) :2017–2025, December 1964.
- [24] P.J. Lawrenson and L.A. Agu. Theory and performance of polyphase reluctance machines. *PROC. IEE*, 111(8) :pp. 1435–1445, August 1964.
- [25] P.J. Lawrenson, S.K. Gupta, and S.R. Murthy Vamaraju. Multispeed performance of segmental-rotor reluctance machines. *Proceedings IEE*, 115(5) :695–701, May 1968.
- [26] T.A. Lipo. Synchronous reluctance machines - a viable alternative for ac drives? *Electric Power Components and Systems*, 19(6) :pp 656–671, November 1991.
- [27] Gabsi M., Camus F., and Besbes M. Computation and measurement of magnetically induced vibrations of a switched reluctance machine. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 146(No. 5) :463–470, September 1999.
- [28] Jacques SAINT MICHEL. Bobinage des machines tournantes à courant alternatif. *Techniques de l'Ingénieur*.
- [29] T. J. E. Miller, Alan Hutton, Calum Cossar, and David A. Staton. Design of a synchronous reluctance motor drive. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 27(4) :pp 741–749, July/August 1991.
- [30] Xavier Mininger, Elie Lefeuvre, Mohamed Gabsi, Claude Richard, and Daniel Guyomar. Semiactive and active piezoelectric vibration controls for switched reluctance machine. *IEEE transactions on Energy Conversion*, vol. 23(No. 1) :78–85, March 2008.
- [31] Masayuki Morimoto, Kiyotaka Sumito, Shinji Sato, Katsumi Oshitani, Muneaki Ishida, and Shigeru Okuma. High efficiency, unity power factor vvvf drive system of an induction motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6(No. 3), July 1991.
- [32] Bernard Multon. *cours "Application des aimants aux machines électriques"*. Ecole Normale Supérieure de Cachan antenne de Bretagne Département de Mécatronique.
- [33] Bernard Multon. *Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance*. Hdr, école Normale Supérieure De Cachan, may 1994.
- [34] Minh-Khai Nguyen, Young-Gook Jung, and Young-Cheol Lim. Acoustic noise reduction in single phase srm drives by random switching technique. *Proceedings Of World Academy Of Science, Engineering And Technology*, 38 :pp 878 – 882, 2009.
- [35] Peyman Niazi. *Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor design and performance improvement*. PhD thesis, Texas A&M University, December 2005.
- [36] Remy Nouailletas, Hoang Bao Le, Eduardo Mendes, and Damien Koenig. New hybrid model and switched pi observer for dry friction systems. *Proceedings of the 17th World*

Congress The International Federation of Automatic Control, Seoul, Korea, July 6-11 2008.

- [37] Remy Nouailletas, Eduardo Mendes, and Damien Koenig. Parameters identification of a hybrid model for dry friction. *Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control Cancun - Mexico*, December 9-11 2008.
- [38] X. OJEDA, X. MININGER, M. GABSI, and M. LECRIVAIN. Sinusoidal feeding for switched reluctance machine : Application to vibration damping. *ICEM*, 2008.
- [39] M. Jovanovic T. J. E. Miller R. H. Middleton R. E. Betz, R. Lagerquist. Control of synchronous reluctance machines. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATION*, 29(6) :1110–1122, November/December 1993.
- [40] Tsarafidy Raminaso. *Optimisation des performances des machines synchro-reluctantes par reseaux de permeances*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, October 2006.
- [41] Hubert Razik. *Commande des systèmes Maîtrise IUP GEII Opt SYSET Module UV 12*.
- [42] M. Rekik, M. BESBES, C. Marchand, B. Multon, S. Loudot, and D. Lhotellier. Improvement in the field-weakening performance of switched reluctance machine with continuous mode. *IET Electronic Power Applications*, 1(5) :785–792, 2007.
- [43] D.S. Schramm, B.W. Williams, and T.C. Green. Torque ripple reduction of switched reluctance motors by phasecurrent optimal profiling. In *Power Electronics Specialists Conference*, 1992.
- [44] David A. Staton, Rajesh P. Deodhar, Wen L. Soong, and Timothy J. E. Miller. Torque prediction using the flux-mmf diagram in ac, dc, and reluctance motors. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 32(1) :pp 180–188, January/February 1996.
- [45] Alfredo Vagati, Antonino Fratta, Giovanni Franceschini, and Piermario Rosso. Ac motors for high-performance drives : a design-based comparison. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 32(5) :pp 1211–1219, September/October 1996.
- [46] Alfredo Vagati, Michele Pastorelli, Giovanni Franceschini, and Stefan Cornel Petrache. Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 34(4) :758–765, July/August 1998.
- [47] R. Vandana, Vattikuti Naresh, and B.G. Fernandes. A novel high power density segmented switched reluctance machine. *IAS Conference*, 2008.

- [48] R.S. Wallace and D.G. Taylor. Low-torque-ripple switched reluctance motors for direct-driverobotics. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 7(6) :pp 733–742, December 1991.
- [49] M. E. Zaïm. Design and performance of the solid rotor reluctance machines. *Electric Power Components and Systems*, pages 1161–1174, 2001.
- [50] Mounir Zeraoulia, Mohamed El Hachemi Benbouzid, and Demba Diallo. Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems : a comparative study. *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, 55(6) :pp 1756–1764, November 2006.

Annexes

Annexe A

Liste des annotations utilisées

B_{amag} : induction dans l'entrefer en regard de la dent qui face la pièce amagnétique du rotor

B_{culij_d} : induction dans la culasse entre les dents i et j en position d

B_{culij_q} : induction dans la culasse entre les dents i et j en position q

B_{dent} : induction moyenne dans une dent du stator

B_{di_d} : induction dans la dent i en position d

B_{di_q} : induction dans la dent i en position q

B_e : induction dans l'entrefer sous une dent

B_{ei} : induction dans l'entrefer sous la dent i en position couple max

B_{ei_d} : induction dans l'entrefer au niveau de la dent i en position d

B_{ei_q} : induction dans l'entrefer au niveau de la dent i en position q

$B_{culasse}$: induction moyenne dans la culasse (stator)

B_{mag} : induction dans l'entrefer en regard de la dent qui ne fait face qu'à la culasse rotorique

B_{rotor} : induction moyenne dans la pièce magnétique du rotor

$C_{étal}$: coefficient d'étalement du flux dans l'entrefer

$C_{f\ secs}$: couple de frottements secs (en Nm)

$C_{N_{tr}}(\theta)$: fonction du couple moteur (en Nm) en fonction de la position en rad pour un débattement de N_{tr} tours

C_m : couple fourni par le moteur en Nm

C_{max} : maximum du couple moteur instantané en Nm

C_{min} : minimum du couple moteur instantané en Nm

C_{moy} : couple moteur moyen en Nm

C_r : couple résistant (dépend de la position)

D_{arbre} : diamètre de l'arbre du rotor (en m)

- $d_{butée}$: position de la butée d'embrayage (en mm)
 $d_{butée_{max}}$: position en fin de course de la butée d'embrayage (en mm)
 dep_{stat} : dépassement de l'empilement de tôle au stator de chaque côté (en m)
 $D_{ent moy}$: diamètre moyen de l'entrefer (en m)
 $D_{ext rot}$: diamètre du rotor (en m)
 $D_{ext stat}$: diamètre extérieur du stator (en m)
 $D_{int stat}$: diamètre intérieur du stator (en m)
 e : largeur de l'entrefer (en m)
 e_{cale} : largeur de la cale d'encoche (ou pied de dent) (en m)
 e_{carter} : largeur du carter (en m)
 f : coefficient de frottements visqueux
 f' : coefficient de frottements aérodynamiques
 F : force appliqué au levier lors des essais statiques
 F_P : facteur de puissance
 $F_{P_{couple_{max}}}$: facteur de puissance à couple max
 $F_{P_{max}}$: facteur de puissance maximal
 g : accélération de pesanteur
 $H(x)$: champ magnétique en fonction de la position radiale dans l'encoche
 h_{cul} : hauteur de la culasse statorique (en m)
 $h_{cul rot}$: hauteur de la culasse rotorique (en m)
 H_{dent} : champ magnétique dans une dent du stator
 h_{enc} : hauteur de l'encoche (en m); $h_{enc} = R_{ext stat} - R_{int stat} - h_{cul} - e_{cale}$
 $H_{tôles}$: champ magnétique dans une pièce en tôle
 I : amplitude du courant efficace
 I_d : courant dans l'axe direct
 I_{max} : limite du courant disponible
 I_q : courant dans l'axe quadrature
 J : inertie ramenée au moteur
 J_M : inertie des pièces tournantes (hors axe moteur)
 J_{rotor} : inertie propre du rotor
 $J_{pièces}$: inertie propre des pièces solidaires du rotor (capteur, pignon...)
 l : longueur du levier (essais statiques)
 l_{amag} : largeur de la partie amagnétique (en m)
 L_d (resp. L_q) : inductance directe (resp. quadrature) (en H)
 l_{dent} : largeur d'une dent (en m)
 l_{enc} : largeur moyenne de l'encoche (en m); $l_{enc} = \frac{\pi(R_{ext stat} + R_{int stat})}{N_{ds}} - l_{dent}$

l_{epd} : largeur de l'épanouissement dentaire (pied de dent) (en m)

$l_{epd_{max}}$: largeur de l'épanouissement dentaire maximal (en m) $l_{epd_{max}} = \frac{\pi R_{rot}}{3pN_{epp}} - l_{isthme}$

L_f : inductance de fuites à travers une encoche (en H)

l_{isthme} : largeur de l'ouverture d'encoche (en m)

l_{isthme} : largeur de l'isthme (encore appelée ouverture d'encoche) (en m)

l_u : longueur utile de la machine (en m)

m_{mobile} : masse des parties mobiles (en kg)

M_T : masse des pièces en amont du système de translation

N : nombre de conducteurs par encoche

N_{brin} : nombre de brins composant un conducteur

N_{ds} : nombre de dents au stator. $N_{ds} = 3 \times 2p \times N_{epp}$

N_{epp} : nombre d'encoches par pôle et par phase

N_{tr} : aussi appelé "débattement angulaire", nombre de tours à réaliser par le moteur pour que la butée d'embrayage parcoure la totalité de sa course utile

p : nombre de paires de pôles

P_a : puissance mécanique nécessaire maximale en mode assisté

p_{dent} : pas dentaire (en m). $p_{dent} = \frac{\pi D_{int\ stat}}{N_{ds}} = \frac{\pi D_{int\ stat}}{3 \times 2p \times N_{epp}}$

P_{na} : puissance mécanique nécessaire maximale en mode non-assisté

$P_{a_{dispo}}$: puissance mécanique disponible maximale en mode assisté

$P_{na_{dispo}}$: puissance mécanique disponible maximale en mode non-assisté

P_{max_a} : puissance électrique disponible maximale en mode assisté

$P_{max_{na}}$: puissance électrique disponible maximale en mode non-assisté

t_a : temps de réponse en mode assisté

t_{na} : temps de réponse en mode non-assisté

$R_{ext\ rot}$: rayon extérieur du stator (en m); $R_{ext\ stat} = \frac{D_{ext\ rot}}{2}$

$R_{ext\ stat}$: rayon extérieur du stator (en m); $R_{ext\ stat} = \frac{D_{ext\ stat}}{2}$

$R_{int\ stat}$: rayon intérieur du stator (en m); $R_{int\ stat} = \frac{D_{int\ stat}}{2}$

R_s : résistance du bobinage

R_M : réduction du moto-réducteur

R_{rot} : rayon du rotor (en m)

R_T : réduction du système de translation

S_{enc} : surface d'une encoche (en m^2)

S_{fil} : surface d'un conducteur (en m^2)

U : tension d'alimentation par phase

U_a : tension batterie maximale disponible en mode assisté

U_d : tension sur l'axe direct

- U_{na} : tension batterie maximale disponible en mode non-assisté
 U_q : tension sur l'axe quadrature
 X_d : réactance sur l'axe direct. $X_d = \omega_{élec} L_d$
 X_q : réactance sur l'axe quadrature. $X_q = \omega_{élec} L_q$
 α_d : rapport de la largeur de la dent sur un pas dentaire
 α_{enc} : ouverture d'encoche, rapport de la largeur de l'ouverture de l'encoche sur la largeur de l'encoche. $\alpha_{enc} = \frac{l_{isthme}}{p_{dent} - l_{dent}}$
 α_{epd} : rapport de la largeur de l'épanouissement dentaire sur un pas dentaire
 α_{isthme} : rapport de la longueur de l'isthme sur un pas dentaire
 β : angle électrique entre le vecteur courant et l'axe direct, aussi appelé angle de défluxage ou angle de charge
 η : rendement du moteur
 η_M : rendement du motoréducteur
 η_T : rendement du système de translation
 $\omega_{élec}$: vitesse électrique en $rad.s^{-1}$. $\omega_{élec} = p\omega_{méca}$
 $\omega_{méca}$: vitesse mécanique du rotor (en $rad.s^{-1}$)
 $\theta_{élec}$: angle électrique (en rad). $\theta_{élec} = p\theta_{méca}$
 θ_f : position mécanique finale du moteur (en rad). $\theta_f = 2\pi N_{tr}$
 $\theta_{méca}$: position mécanique du rotor (en rad)
 μ_0 : perméabilité du vide ($= 4\pi 10^{-7} H.m^{-1}$)
 μ_r : perméabilité relative
 $\mu_{r_{dent}}$: perméabilité relative du matériau dans lequel est réalisé la dent
 $\mu_{r_{poudre}}$: perméabilité relative de la poudre de fer
 $\mu_{r_{tôles}}$: perméabilité relative d'une tôle magnétique M330-35A
 ϕ_i : flux dans la dent i
 ϕ_d (resp. ϕ_q) : flux sous un pôle en position d (resp. q)
 ϕ_{enc} : flux de fuites à travers une encoche
 Φ_d (resp. Φ_q) : flux coupé par une bobine en position d (resp. q)
 Φ_{enc} : flux de fuites à travers une encoche vu par une bobine
 Δ_{couple} : ondulations relatives de couple (en %)
 Ω_m : vitesse de rotation du rotor
 Ω_{max_a} : vitesse maximale du moteur en mode assisté (en $rad.s^{-1}$)
 $\Omega_{max_{na}}$: vitesse maximale du moteur en mode non-assisté (en $rad.s^{-1}$)
 Φ_d (resp. Φ_q) : flux coupé par un enroulement en position d (resp. q)

Annexe B

Valeurs standardisées des fils de cuivre

Tab. B.1: valeurs standard des fils de cuivre

diamètre du cuivre (en mm)	diamètre du fil+vernis Grad 1 (en mm)	diamètre du fil+vernis Grad 2 (en mm)
0.400	0.442	0.462
0.425	0.468	0.489
0.450	0.495	0.516
0.475	0.522	0.544
0.500	0.547	0.569
0.530	0.580	0.602
0.560	0.610	0.632
0.600	0.652	0.674
0.630	0.684	0.706
0.670	0.726	0.748
0.710	0.767	0.790
0.750	0.809	0.832
0.800	0.861	0.885

Annexe C

Calcul des profils de vitesse

Le profil de vitesse en lui-même peut être de plusieurs types : trapèze symétrique ou asymétrique et pseudo-triangle symétrique ou asymétrique. Les trois premiers cas sont des cas particuliers du dernier cas, le pseudo-triangle asymétrique. Pour systématiser la recherche de profil, il faut définir quels sont les paramètres qui définissent chaque type de profil. Ainsi, on peut voir sur la Figure C.1 que les profils trapézoïdaux sont entièrement caractérisés par les dates d'accélération t_1 et de décélération t_2 et leur vitesse associée tandis que les profils pseudo-triangulaires nécessitent un troisième point (date et vitesse correspondante). D'autre part, la recherche de la valeur de ces paramètres nécessite de fixer leur plage de variation. Le but recherché en définissant au préalable ces plages de variations est de ne pas définir de profils aberrants physiquement (accélération trop forte, freinage trop fort). Nous allons montrer par la suite comment nous avons paramétré les différents profils de vitesse, puis exprimer sous forme de fonction les paramètres liés et borner les variations des paramètres indépendants. De ces équations et fonctions, il sera alors possible de créer un programme d'optimisation.

Dans les cas que nous allons présenter, les paramètres provenant de la définition du cahier des charges (Figure 3.2) N_{tr} , t_a et t_{na} seront fixés. Puisque N_{tr} est connu, θ_f , la position angulaire finale du rotor, est connue et fixée.

La démarche employée pour un mode est transposable pour l'autre. Les formules définissant les profils de vitesse seront en fonction de t_a . Pour avoir ces même formules pour le mode non assisté, il suffira de remplacer t_a par t_{na} .

Profil trapézoïdal symétrique

Dans le cas du profil trapézoïdal symétrique, présenté en Figure C.1a, les paramètres définissant le profil sont : t_1 et t_2 . Leurs plages de variation sont, respectivement, $t_1 \in]0; \frac{t_a}{2}[$

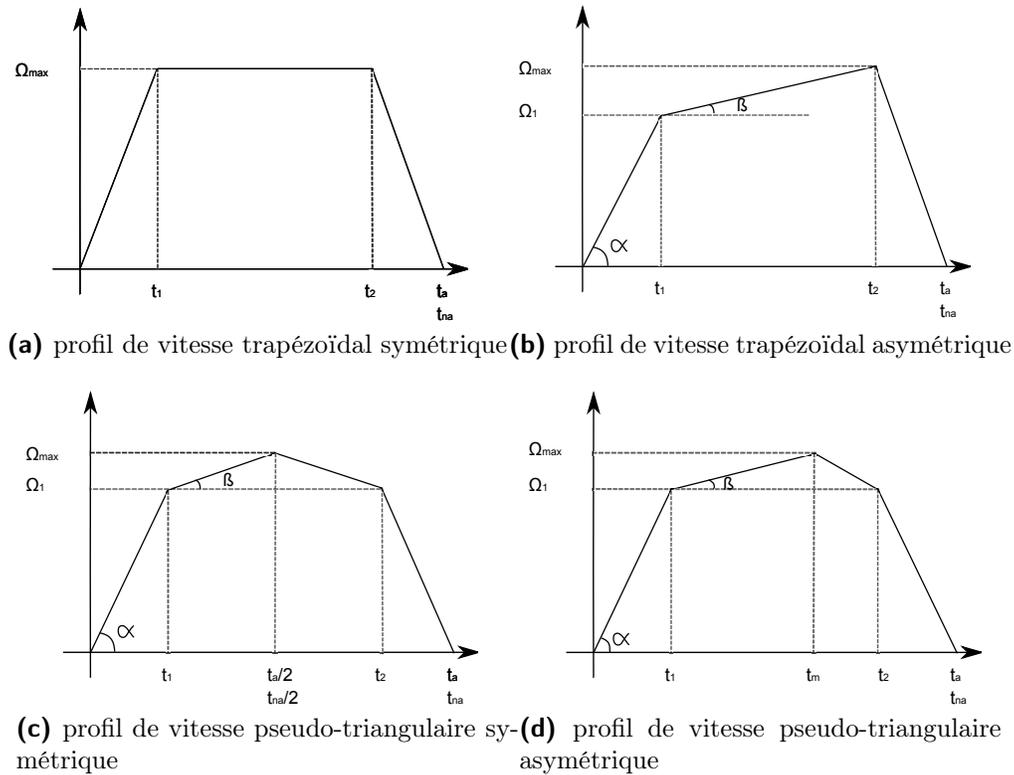


Fig. C.1: Différents profils de vitesse

et $t_2 \in]\frac{t_a}{2}; t_a[$.

Pour définir entièrement ce profil, nous cherchons à définir Ω_{max_a} , la vitesse maximale en mode assisté, telle qu'au bout de t_a le moteur ait parcouru θ_f .

Calcul de Ω_{max_a}

$$\theta_f = \int_0^{t_a} \Omega(t) dt \Leftrightarrow \theta_f = \frac{t_1 \Omega_{max_a}}{2} + (t_2 - t_1) \Omega_{max_a} + \frac{(t_a - t_2) \Omega_{max_a}}{2}$$

$$2\theta_f = \Omega_{max_a} (t_1 - 2t_1 + 2t_2 + t_a - t_2)$$

$$\Omega_{max_a} = \frac{2\theta_f}{t_a + t_2 - t_1} \quad (C.1)$$

Pour parcourir la distance θ_f , la vitesse moyenne nécessaire est de $\frac{\theta_f}{t_a}$. Plus la vitesse maximale est proche de la valeur moyenne, plus l'accélération est grande. En conséquence de quoi le terme $J \frac{d\Omega}{dt}$ de l'Équation 3.15 présente un pic important au démarrage. Or il convient de limiter l'importance de ce terme afin de limiter le couple maximal que la machine devra pouvoir délivrer. Ceci conduit à deux possibilités : augmenter la vitesse maximale ou

modifier la mise en vitesse du moteur. Si la vitesse devient trop grande, le phénomène de centrifugation va complexifier la réalisation du rotor. Pour des machines de cette taille, les vitesses maximales admises pour des contraintes de réalisation sont de l'ordre de 10 000 à 12 000 $tr.min^{-1}$. C'est pourquoi la solution la plus pratique est de réaliser l'accélération en deux temps, ce qui nous conduit au profil de vitesse trapézoïdal asymétrique.

Profil trapézoïdal asymétrique

Avec le profil de vitesse trapézoïdal asymétrique (voir Figure C.1b), il est possible de répartir l'accélération, et donc la valeur du terme $J\frac{d\Omega}{dt}$, entre le début du déplacement, lorsque le couple résistant est encore faible (voir Figure 3.9), et le reste du déplacement lorsque le couple résistant est à son maximum. De ce fait, même si la vitesse max est plus grande que dans le cas d'un profil trapézoïdal symétrique, la puissance instantanée maximale est plus faible. Le but étant de répartir l'accélération de façon à ce que la puissance instantanée nécessaire au démarrage (quand la vitesse est faible) soit égale à la puissance instantanée lorsque le couple résistant est à son maximum.

Nous introduisons ici un nouveau degré de liberté dans la définition du profil de vitesse. Les paramètres définissant le profil trapézoïdal asymétrique sont : t_1 , t_2 et Ω_1 .

De même que précédemment, nous pouvons calculer l'expression de Ω_{max_a} en fonction de t_1 , t_2 et Ω_1 , pour t_a et θ_f donnés.

Calcul de Ω_{max_a}

$$\theta_f = \int_0^{t_a} \Omega(t) dt \Leftrightarrow \theta_f = \frac{t_1 \Omega_1}{2} + (t_2 - t_1) \Omega_1 + \frac{(\Omega_{max_a} - \Omega_1)(t_2 - t_1)}{2} + \frac{\Omega_{max_a}(t_a - t_2)}{2}$$

$$\theta_f = \Omega_1 \left(\frac{t_1}{2} - t_1 + t_2 - \frac{t_2}{2} + \frac{t_1}{2} \right) + \Omega_{max_a} \left(\frac{t_2}{2} - \frac{t_1}{2} + \frac{t_a}{2} - \frac{t_2}{2} \right)$$

$$\theta_f = \frac{\Omega_1 t_2}{2} + \frac{\Omega_{max_a}(t_a - t_1)}{2}$$

$$\Omega_{max_a} = \frac{2\theta_f - \Omega_1 t_2}{t_a - t_1} \quad (C.2)$$

Les espaces de variation de t_1 et t_2 sont inchangés par rapport au profil trapézoïdal symétrique : $t_1 \in]0; \frac{t_a}{2}[$ et $t_2 \in]\frac{t_a}{2}; t_a[$. Afin de pouvoir réaliser efficacement la recherche de Ω_1 , nous devons borner celui-ci.

Calcul de Ω_{1min}

On cherche, par l'utilisation de ce profil, à limiter la puissance requise par le terme d'accélération de l'Équation 3.15 ce qui oblige la seconde phase de l'accélération à avoir une pente plus faible que celle de la première phase. Ainsi, en se reportant à la Figure C.1b :

$$\alpha > \beta \Leftrightarrow \frac{\Omega_1}{t_1} > \frac{\Omega_{max_a} - \Omega_1}{t_2 - t_1}$$

Or, en insérant dans cette inéquation l'Équation C.2, on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{\Omega_1}{t_1} &> \frac{\frac{2\theta_f - \Omega_1 t_2}{t_2 - t_1} - \Omega_1}{t_2 - t_1} \\ \frac{\Omega_1}{t_1} &> \frac{2\theta_f - \Omega_1(2t_2 - t_1)}{(t_2 - t_1)^2} \\ \Omega_1 &> \frac{2\theta_f t_1}{t_2^2} \end{aligned} \quad (C.3)$$

Calcul de Ω_{1max}

Pour avoir deux accélérations distinctes, il faut que $\Omega_1 < \Omega_{max_a}$. D'où,

$$\Omega_1 < \frac{2\theta_f}{t_a + t_2 - t_1} \quad (C.4)$$

N.B. : Si $\Omega_1 = \frac{2\theta_f}{t_a + t_2 - t_1}$, il est intéressant de remarquer que l'on se retrouve dans le cas d'un profil trapézoïdal symétrique.

Lorsque l'on applique ce profil à la recherche de solution, on peut constater une amélioration par rapport au profil trapézoïdal symétrique. En effet, la puissance instantanée au démarrage est alors égale à la puissance instantanée lorsque le couple résistance est maximal. Cependant, la puissance nécessaire pour freiner le moteur est non négligeable. Il est donc possible d'améliorer encore le profil en appliquant pour la décélération la même démarche que celle qui a été conduite pour l'accélération. Ceci conduit au profil pseudo-triangulaire.

Profil pseudo-triangulaire symétrique

Dans un premier temps, nous faisons l'hypothèse que le temps nécessaire à l'accélération est égal au temps nécessaire à la décélération. Cette hypothèse conduit à un premier type de profil pseudo-triangulaire : le profil pseudo-triangulaire symétrique (voir Figure C.1c).

Les paramètres définissant le profil trapézoïdal asymétrique sont : t_1 , t_2 et Ω_1 .

De même que précédemment, nous pouvons calculer l'expression de Ω_{max_a} en fonction de t_1 , t_2 et Ω_1 , pour t_a et θ_f donnés.

Calcul de Ω_{max_a}

$$\begin{aligned} \theta_f &= \int_0^{t_a} \Omega(t) dt \Leftrightarrow \\ \theta_f &= \frac{t_1 \Omega_1}{2} + (t_2 - t_1) \Omega_1 + \frac{(\Omega_{max_a} - \Omega_1)}{2} \left(\frac{t_a}{2} - t_1 \right) + \frac{(\Omega_{max_a} - \Omega_1)}{2} (t_2 - t_2) + \frac{\Omega_{max_a} (t_a - t_2)}{2} \end{aligned}$$

$$\theta_f = t_1 \left(\frac{\Omega_1}{2} - \Omega_1 - \frac{\Omega_{max_a}}{2} - \frac{\Omega_1}{2} \right) + t_2 \left(\Omega_1 + \frac{\Omega_{max_a}}{2} - \frac{\Omega_1}{2} - \frac{\Omega_1}{2} \right) + t_a \left(\frac{\Omega_{max_a}}{4} - \frac{\Omega_1}{4} - \frac{\Omega_{max_a}}{4} - \frac{\Omega_1}{4} + \frac{\Omega_1}{2} \right)$$

$$\theta_f = \frac{\Omega_{max_a}}{2} (t_2 - t_1) + \frac{\Omega_1 t_a}{2}$$

$$\Omega_{max_a} = \frac{2\theta_f - \Omega_1 t_a}{t_2 - t_1} \quad (C.5)$$

Les espaces de variation de t_1 et t_2 sont inchangés par rapport au profil trapézoïdal asymétrique : $t_1 \in]0 ; \frac{t_a}{2}[$ et $t_2 \in]\frac{t_a}{2} ; t_a[$. Afin de pouvoir réaliser efficacement la recherche de Ω_1 , nous devons borner celui-ci.

Calcul de $\Omega_{1_{min}}$

Comme précédemment, nous imposons, une fois de plus, la contrainte sur les deux phases de l'accélération telles que :

$$\alpha > \beta \Leftrightarrow \frac{\Omega_1}{t_1} > \frac{\Omega_{max_a} - \Omega_1}{\frac{t_a}{2} - t_1}$$

$$\frac{\Omega_1}{t_1} > \frac{\frac{2\theta_f - \Omega_1 t_a}{t_2 - t_1} - \Omega_1}{\frac{t_a}{2} - t_1}$$

$$\frac{\Omega_1}{t_1} > \frac{2\theta_f - \Omega_1(t_a + t_2 - t_1)}{(t_2 - t_1)(\frac{t_a}{2} - t_1)}$$

$$\Omega_1 > \frac{4\theta_f t_1}{(t_2 + t_1)t_a} \quad (C.6)$$

Calcul de $\Omega_{1_{max}}$

Pour avoir deux accélérations distinctes, il faut que $\Omega_1 < \Omega_{max_a}$. D'où,

$$\Omega_1 < \frac{2\theta_f}{t_a + t_2 - t_1} \quad (C.7)$$

Profil pseudo-triangulaire asymétrique

En réalité, la phase de décélération du profil de vitesse peut être plus courte que la phase d'accélération car lors de la décélération, le couple résistant rapporté au moteur nous "aide" à ralentir celui-ci. Le freinage peut donc être plus brutal que l'accélération sans pour autant requérir un couple moteur plus grand (en valeur absolue). Pour tenir compte de cette dissymétrie entre l'accélération et la décélération, nous introduisons un nouveau paramètre,

t_m , qui correspond à la date à laquelle la vitesse maximale est atteinte. Nous pouvons considérer le cas précédent comme un cas particulier du profil pseudo-triangulaire asymétrique où $t_m = \frac{t_a}{2}$. De même, lorsque $t_m = t_2$, nous retrouvons le cas du profil trapézoïdal. En augmentant la durée de la phase d'accélération (par rapport au cas symétrique), nous pouvons donc encore diminuer la valeur de l'accélération et donc l'importance du terme $J \frac{d\Omega}{dt}$ de l'Équation 3.15.

Le profil pseudo-triangulaire asymétrique est présenté en Figure C.1d.

Les paramètres définissant le profil trapézoïdal asymétrique sont : t_1 , t_2 , t_m et Ω_1 .

Le calcul de Ω_{max_a} ainsi que $\Omega_{1_{max}}$ sont les mêmes que dans le cas précédent, ils ne seront donc pas redéveloppés ici.

N.B. : dans le cas où $\Omega_1 = \Omega_{1_{max}} = \Omega_{max_a}$, nous retrouvons à nouveau le cas du profil trapézoïdal symétrique.

Calcul de $\Omega_{1_{min}}$

$$\begin{aligned} \alpha > \beta &\Leftrightarrow \frac{\Omega_1}{t_1} > \frac{\Omega_{max_a} - \Omega_1}{t_m - t_1} \\ \frac{\Omega_1}{t_1} &> \frac{\frac{2\theta_f - \Omega_1 t_a}{t_2 - t_1} - \Omega_1}{t_m - t_1} \\ \frac{\Omega_1}{t_1} &> \frac{2\theta_f - \Omega_1(t_a + t_2 - t_1)}{(t_m - t_1)(t_2 - t_1)} \\ \Omega_1 &> \frac{2\theta_f t_1}{(t_2 - t_1)t_m + t_a t_1} \end{aligned} \quad (C.8)$$

Nous pourrions très bien, de la même manière, trouver une borne inférieure de Ω_1 en raisonnant sur les deux phases de la décélération. Cependant, l'accélération étant la phase la plus contraignante, il paraît plus judicieux de poser les limitations sur ce critère. De plus, les considérations sur la décélération sont indirectement prises en compte dans la contrainte, exposée au début de ce chapitre, imposant un couple moteur au freinage inférieur, en valeur absolue, au couple d'accélération.

Les espaces de variation de t_1 , t_2 et t_m sont respectivement : $t_1 \in]0 ; \frac{t_a}{2}[$, $t_2 \in]\frac{t_a}{2} ; t_a[$ et $t_m \in [\frac{t_a}{2} ; t_2]$.

Annexe D

Modélisation fine (second modèle)

Le modèle fin est un modèle réalisé par réseaux de réductances. Ce modèle est utilisé afin de déterminer les valeurs des inductances directe et quadrature L_d et L_q . Il est possible d'utiliser un modèle plus fin lorsque toute la géométrie de la machine est connue. Ce modèle se décompose en deux parties : un modèle en position direct et un modèle en position quadrature.

Rappel : ce modèle est réalisé sous les mêmes hypothèses que le modèle précédant, à savoir : pas de saturation (modèle linéaire), hypothèse du premier harmonique, pertes fer négligées.

En position direct :

La Figure D.1 présente le réseau de réductances considéré pour la position directe. Nous avons deux inconnues : l'induction dans la dent 1 et l'induction dans la dent 2. Pour lever ces inconnues, nous devons poser deux équations. Le réseau de réductances (Figure D.1) permet de définir deux circulations : l'un passant à travers les dents 2 et 3 (en rouge sur la Figure D.1), la seconde passant à travers les dents 1 et 4 (en vert).

Afin de calculer l'inductance directe L_d , il est nécessaire de connaître avec le plus de précision possible les inductions dans la machine. Les symétries au sein d'un pôle imposent que les inductions soient les mêmes dans la dent 1 et dans la dent 4 (en vert sur la Figure D.1), de même qu'elles doivent être les mêmes dans la dent 2 et dans la dent 3 (en rouge sur la Figure D.1). Nous considérerons que les fuites à travers les encoches et les ouvertures d'encoche sont négligeables devant le flux dans les dents. Ainsi, il y a conservation du flux entre les dents et l'entrefer en regard. L'induction dans le pied de dent est donc proportionnel à l'induction dans la dent. Le réseau de réductance est donc entièrement défini par les réductances dans les dents 1 et 2.

La Figure D.1 présente le réseau de réductances considéré pour la position directe. Nous

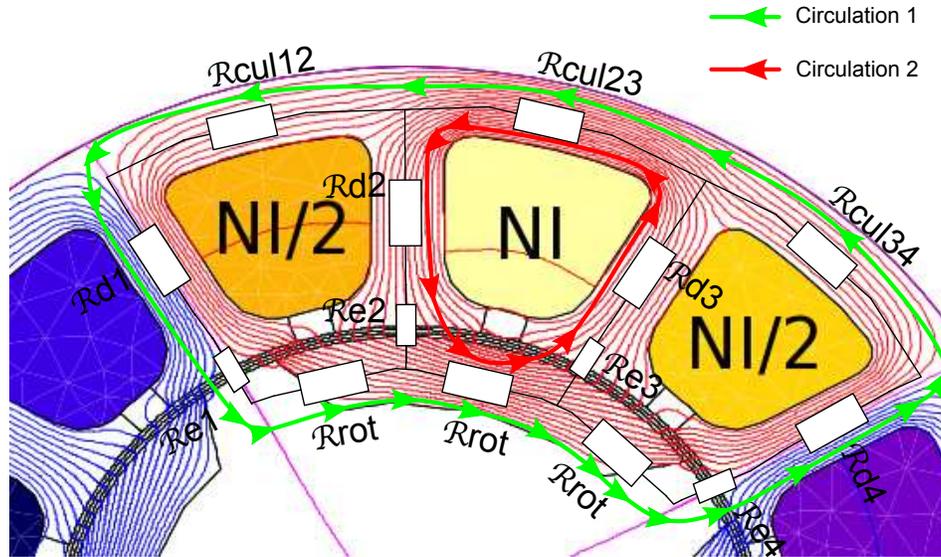


Fig. D.1: lignes de champ, densité de courant et réseau de réluctance en position directe (un pôle représenté)

avons deux inconnues : l'induction dans la dent 1 et l'induction dans la dent 2. Pour lever ces inconnues, nous devons poser deux équations. Le réseau de réluctances (Figure D.1) permet de définir deux circulations : l'un passant à travers les dents 2 et 3 (en rouge sur la Figure D.1), la seconde passant à travers les dents 1 et 4 (en vert). Ces circulations donnent les équations suivantes :

$$NI = \frac{B_{e2d} 2e}{\mu_0} + \frac{B_{d2d} 2l_2}{\mu_0 \mu_r} + \frac{B_{cul23d} l_1 + l_3}{\mu_0 \mu_r} \quad (D.1)$$

$$2NI = \frac{B_{e1d} 2e}{\mu_0} + \frac{B_{d1d} 2l_2}{\mu_0 \mu_r} + \frac{B_{cul23d} l_1 + l_3}{\mu_0 \mu_r} + \frac{B_{cul12d} 2(l_1 + l_3)}{\mu_0 \mu_r} \quad (D.2)$$

où B_{ie_d} est l'induction dans l'entrefer en regard de la dent i , B_{id_d} est l'induction dans la dent i et B_{ijcul_d} est l'induction dans la culasse entre les dents i et j , ces trois grandeurs lorsque le rotor est en position d .

En supposant la conservation du flux dans la culasse, on a alors $\phi_{cul} = \phi_{d1} + \phi_{d2} \Leftrightarrow B_{cul23d} h_{cul} l_u = \frac{B_{d1d} l_u l_{dent}}{2} + B_{d2d} l_u l_{dent}$

$$B_{cul23d} = \left(\frac{B_{d1d}}{2} + B_{d2d} \right) \frac{l_{dent}}{h_{cul}} \quad (D.3)$$

Le facteur $\frac{1}{2}$ sur B_{d1d} provient du fait que le flux passant dans la culasse entre les dents 1 et 2 passe auparavant dans une demi-dent (voir en rouge dans la dent 1 sur la Figure D.1).

D'autre part, toujours en considérant la conservation du flux, mais cette fois dans l'en-

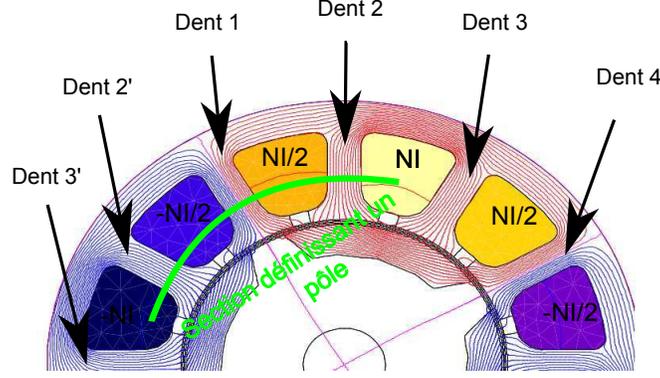


Fig. D.2: définition de la surface sous un pôle

trefer, nous avons $\phi_{d1_d} = \phi_{e1_d} \Leftrightarrow B_{d1_d} l_u l_{dent} = B_{e1_d} l_u (l_{epd} - \frac{l_{amag}}{2}) C_{\acute{e}tal\ amag}$. En effet, $l_u (l_{epd} - \frac{l_{amag}}{2}) C_{\acute{e}tal\ amag}$ correspond à la surface de passage du flux dans la dent en regard de la pièce amagnétique du rotor. Ainsi :

$$B_{e1_d} = B_{d1_d} \frac{l_{dent}}{l_{epd} C_{\acute{e}tal\ amag}} \quad (D.4)$$

De même,

$$B_{e2_d} = B_{d2_d} \frac{l_{dent}}{l_{epd} C_{\acute{e}tal}} \quad (D.5)$$

Enfin, le réseau de ré reluctances nous permet de dire également que $\phi_{cul12} = \phi_{d1}$ d'où

$$B_{cul12_d} = B_{d1_d} \frac{l_{dent}}{h_{cul}} \quad (D.6)$$

En injectant les expressions de B_{cul12_d} , B_{cul23_d} , B_{e1_d} et B_{e2_d} dans l'Équation D.1 et l'Équation D.2, nous obtenons alors les équations suivantes :

$$NI = B_{d2_d} \left(\frac{2el_{dent}}{\mu_0 l_{epd} C_{\acute{e}tal}} + \frac{2l_1}{\mu_0 \mu_r} + \frac{(l_2 + l_3)l_{dent}}{3\mu_0 \mu_r h_{cul}} \right) + B_{d1_d} \frac{(l_2 + l_3)l_{dent}}{6\mu_0 \mu_r h_{cul}} \quad (D.7)$$

$$2NI = B_{d2_d} \frac{(l_2 + l_3)l_{dent}}{\mu_0 \mu_r} + B_{d1_d} \left(\frac{2el_{dent}}{\mu_0 C_{\acute{e}tal\ amag} (l_{epd} - \frac{l_{amag}}{2})} + \frac{2l_1}{\mu_0 \mu_r} + \frac{(l_2 + l_3)l_{dent}}{2\mu_0 \mu_r h_{cul}} \right) \quad (D.8)$$

Pour une valeur de NI connu, nous avons alors un système de deux équations (Équation D.7 et Équation D.8) à deux inconnues (B_{d1_d} et B_{d2_d}). Nous pouvons donc connaître les valeurs des inductions globales en tout points de la machine.

Le flux sous un pôle a pour expression $\phi_d = (B_{d1_d} + 2B_{d2_d})l_{dent}l_u$ (voir Figure D.2). Ainsi

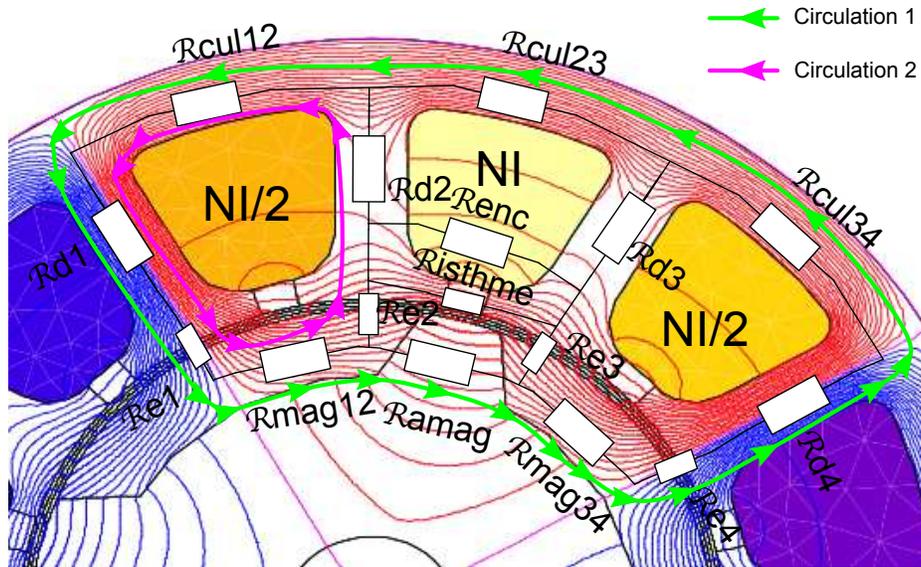


Fig. D.3: lignes de champ, densité de courant et réseau de réluctance en position quadrature (un pôle représenté)

nous pouvons écrire que l'inductance direct L_d est telle que

$$L_d = \frac{p\Phi_d}{I_{eff}} = \frac{pN_{ce}\phi_d}{\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}} = \frac{pN_{ce}l_u l_{dent}(B_{d1d} + 2B_{d2d})\sqrt{2}}{I_{max}} \quad (D.9)$$

où N_{ce} est le nombre de conducteur par encoche.

En position quadrature :

En utilisant la même démarche que celle décrite ci dessus pour le calcul de L_d , à partir du réseau de réluctances décrit en Figure D.3, nous pouvons calculer l'inductance quadrature L_q . Par symétrie, les réluctances sont telles que $\mathfrak{R}_{d1} = \mathfrak{R}_{d4}$ et $\mathfrak{R}_{d2} = \mathfrak{R}_{d3}$. Le réseau de réluctance présenté en Figure D.3 fait apparaître des réluctances supplémentaire par rapport au réseau utilisé pour calcul L_d . Ces réluctances représentent les réluctances d'encoche et d'isthme. On tient alors compte du flux ne passant pas à travers la pièce amagnétique mais à travers l'isthme. Ici, également, nous avons deux inconnues à déterminer : l'induction dans la dent 1 et celle dans la dent 2. Nous avons besoin de deux équations, définies par les deux circulations définie sur la Figure D.3.

de la première circulation, nous pouvons écrire que :

$$2NI = \phi_{rot}\mathfrak{R}_{eq} + 2\phi_{rot}\mathfrak{R}_{mag12} + 2\phi_{e1}\mathfrak{R}_{e1} + 2\phi_{d1}\mathfrak{R}_{d1} + 2\phi_{cul12}\mathfrak{R}_{cul12} + \phi_{cul23}\mathfrak{R}_{cul23} \quad (D.10)$$

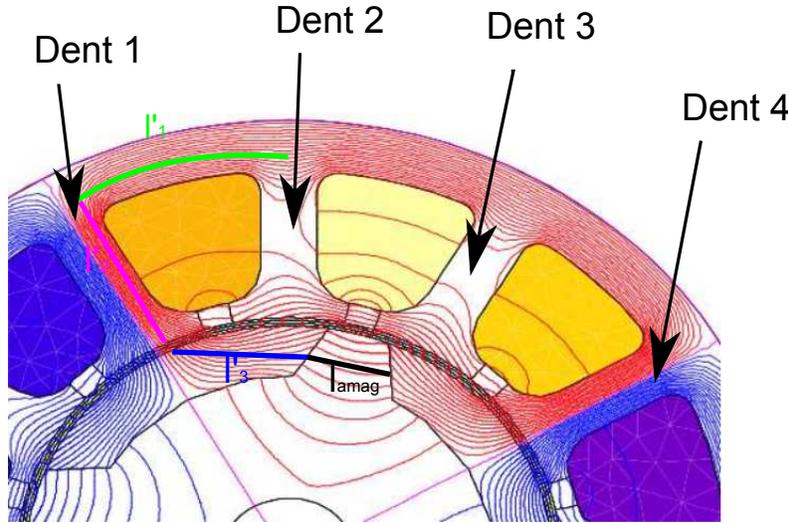


Fig. D.4: définition des longueurs utilisées dans le calcul de L_q

$$\text{avec } \mathfrak{R}_{eq} = \frac{(2\mathfrak{R}_{e2} + \mathfrak{R}_{isthme})\mathfrak{R}_{amag}}{2\mathfrak{R}_{e2} + \mathfrak{R}_{isthme} + \mathfrak{R}_{amag}}.$$

où

$$\phi_{rot} = \phi_{cul12} = \phi_{d1} = \frac{B_{d1q}}{2} l_{dent} l_u ;$$

$$\phi_{d1} = B_{d1q} l_{dent} l_u ;$$

$$\phi_{e1} = B_{e1q} l_u l_{epd} C_{\acute{e}tal} a_{mag} ;$$

$$\phi_{cul23} = \phi_{d1} + \phi_{d2} = \frac{B_{d1q}}{2} l_{dent} l_u + B_{d2q} l_{dent} l_u ;$$

$$\mathfrak{R}_{e2} = \frac{e}{\mu_0 l_u C_{\acute{e}tal} a_{mag} (l_{epd} - \frac{l_{amag}}{2})} ;$$

$$\mathfrak{R}_{isthme} = \frac{l_{isthme}}{\mu_0 l_u e_{cale}} ;$$

$$\mathfrak{R}_{amag} = \frac{l_{amag}}{\mu_0 R_{ext\ rot} l_u} ;$$

$$\mathfrak{R}_{rot} = \frac{l'_3}{\mu_0 \mu_r h_{cul} l_u} ;$$

$$\mathfrak{R}_{e1} = \frac{e}{\mu_0 l_{epd} C_{\acute{e}tal}} ;$$

$$\mathfrak{R}_{d1} = \frac{l'_2}{\mu_0 \mu_r l_{dent} l_u}$$

$$\text{et } \mathfrak{R}_{cul12} = \mathfrak{R}_{cul23} = \frac{l'_1}{\mu_0 \mu_r h_{cul} l_u}$$

avec l'_1 , l'_2 et l'_3 sont définies à la Figure D.4 telles que $l'_1 = \frac{2\pi R_{ext\ stat}}{N_{ds}}$, $l'_2 = R_{ext\ stat} - R_{int\ stat}$ et $l'_3 = \frac{R_{ext\ rot} \pi}{2p} - \frac{l_{amag}}{2}$. De plus, en supposant la conservation du flux, nous pouvons écrire $\phi_{d1} = \phi_{e1}$ d'où $B_{e1q} = B_{d1q} \frac{l_{dent}}{l_{epd} C_{\acute{e}tal}}$. L'Équation D.10 devient donc :

$$2NI = B_{d1q} \left(\frac{2e l_{dent}}{\mu_0 l_{epd} C_{\acute{e}tal}} + \frac{2(l'_1 + l'_2 + l'_3)}{\mu_0 \mu_r} + \frac{l'_1 l_{dent}}{2\mu_0 \mu_r h_{cul}} + \frac{l_{dent}}{2} \mathfrak{R}_{eq} \right) + B_{d2q} \left(\frac{l'_1 l_{dent}}{\mu_0 \mu_r h_{cul}} + l_{dent} \mathfrak{R}_{eq} \right) \quad (D.11)$$

La deuxième circulation utilisée permet d'écrire :

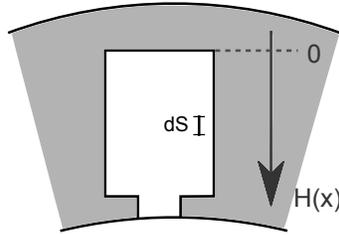


Fig. D.5: calcul du flux de fuites dans une encoche

$$\frac{NI}{2} = \frac{B_{e1q}e}{\mu_0} + \frac{B_{e2q}e}{\mu_0} + \frac{B_{d1q}}{\mu_0\mu_r}(l'_1 + l'_2 + l'_3) + \frac{B_{d2q}}{\mu_0\mu_r}l'_2 \quad (\text{D.12})$$

La conservation du flux dans l'entrefer impose $\phi_{d2} = \phi_{e2}$ d'où

$$B_{e2q} = B_{d2q} \frac{l_{dent}}{(l_{epd} - \frac{l_{amag} - l_{isthme}}{2})C_{\acute{e}tal\ amag}}$$

Ainsi :

$$\frac{NI}{2} = B_{d1q} \left(\frac{el_{dent}}{\mu_0 l_{epd} C_{\acute{e}tal}} + \frac{l'_1 + l'_2 + l'_3}{\mu_0 \mu_r} \right) + B_{d2q} \left(\frac{l'_2}{\mu_0 \mu_r} + \frac{el_d}{\mu_0 C_{\acute{e}tal\ amag} (l_{epd} + \frac{l_{amag} - l_{isthme}}{2})} \right) \quad (\text{D.13})$$

A partir de l'Équation D.11 et de l'Équation D.13, nous pouvons déterminer les valeurs de B_{d1q} et B_{d2q} .

Si l'on suppose que le flux de fuites d'encoches est négligeable, alors

$$L_q = \frac{p\Phi_q}{I_{eff}} = \frac{pN_{ce}\phi_q}{\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}} = \frac{pN_{ce}l_u l_{dent} (B_{d1q} + 2B_{d2q}) \sqrt{2}}{I_{max}} \quad (\text{D.14})$$

Or, à la Figure D.4, on peut voir que le flux passant à travers l'encoche entre les dents 2 et 3 est non négligeable. Pour calculer l'inductance de fuites, nous nous servons de la méthode exposée dans les Techniques de l'Ingénieur [5, 15]. D'après [5], le flux de fuites peut être calculer comme suit :

Soit $H(x)$, le champ à une hauteur x de l'encoche (voir Figure D.5), on a :

$$H(x) = NI_{eff} \frac{x}{h_{enc} l_{enc}} \quad (\text{D.15})$$

où h_{enc} est la hauteur de l'encoche, telle que $h_{enc} = R_{ext\ stat} - R_{int\ stat} - h_{cul} - e_{cale}$, et l_{enc} est la largeur moyenne de l'encoche, telle que $l_{enc} = \frac{\pi(R_{ext\ stat} + R_{int\ stat})}{N_{ds}} - l_{dent}$. Le flux qui passe à travers une surface élémentaire dS (Figure 4.9) est $d\phi(x) = \mu_0 H(x) dS$. Ainsi le flux

passant à travers l'encoche, vu par une bobine, est :

$$\Phi_{enc} = \int_0^{h_{enc}} d\Phi(x) = \int_0^{h_{enc}} N d\phi(x) = \int_0^{h_{enc}} \mu_0 l_u N^2 I_{eff} \frac{x^2}{h_{enc}^2 l_{enc}} dx = \mu_0 l_u N^2 I_{eff} \frac{h_{enc}}{3 l_{enc}} \quad (\text{D.16})$$

L'inductance de fuites à travers une encoche est $L_f = \frac{\Phi_{enc}\sqrt{2}}{I_{max}}$. D'où, en considérant l'Équation D.14 et les fuites dans chacun des encoches appropriées pour chacun des 2p pôles, nous pouvons écrire :

$$L_q = \frac{p N_{ce} l_u l_{dent} (B_{d1q} + 2B_{d2q}) \sqrt{2}}{I_{max}} + 2p L_f \quad (\text{D.17})$$

Annexe E

Modélisation par éléments finis de machines SynchRel avec différents matériaux

Stator et rotor en tôles

La réalisation la plus courante est une machine où le stator et le rotor sont entièrement réalisés en tôles découpées. Les tôles actuelles couplées aux technologies comme la découpe au laser ou le backlack (mise en place de tôles en utilisant un vernis thermo-durcissable) permettent d'obtenir des tolérances de réalisation précises. La Figure E.1 présente la répartition des lignes de champ au sein de la machine ainsi que les densités de courant dans les encoches. Cette figure servira de comparaison pour les autres modélisations. On peut tout de même noter, à titre d'information, que les fuites dans les encoches sont relativement faibles.

La Figure E.2 représente la perméabilité relative à chaque point de la machine. La Figure E.3 représente les niveaux d'induction au sein de la machine. Pour ces deux figures, deux instants ont été représentés :

- l'instant $t=1.46ms$ (Figure E.2a et Figure E.3a) : lorsque le rotor est dans une position telle que le rotor et le stator soient en limite de saturation globale. On remarque qu'il existe deux zones, l'une au rotor, l'autre au stator, où la perméabilité relative est faible (zone bleue foncée). Par comparaison à $\mu_{r_{tôles}} = 7000$ dans la partie linéaire de la courbe de première aimantation (Figure 4.20), on se trouve alors dans le coude de la courbe $B = f(H)$ (la partie complètement saturé ayant un $\mu_{r_{tôles}} = 1$). La plus grande induction, au rotor comme au stator, est comprise entre **1.5 T** et **1.6 T**, ce qui confirme bien le fait que nous soyons dans le coude de la courbe $B = f(H)$. Pour obtenir des niveaux d'induction plus important, il serait nécessaire de saturer beaucoup plus la

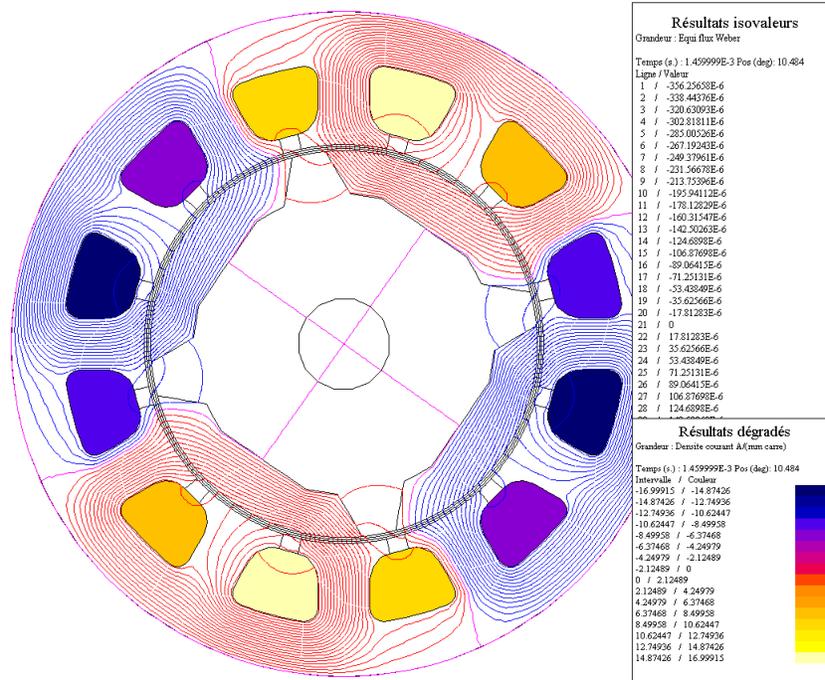


Fig. E.1: Ligne de champ et densité de courant pour un stator et un rotor en tôles (couple max, $\beta = 45^\circ$)

machine et pour cela d'augmenter le niveau du champ et donc $N.I$ ce qui n'est pas compatible avec nos limites en courant et en encombrement (petites encoches, faible nombre de conducteurs)

- l'instant $t=5.84ms$ (Figure E.2b et Figure E.3b) : lorsque le rotor est dans une position où le pied de dent et la pointe de la partie magnétique du rotor sont les plus saturés. Il s'agit de ce que l'on considérera comme des saturations locales. Le niveau d'induction et la perméabilité relative dans ces zones sont respectivement comprises entre **1.6 T** et **1.7 T** et **1** et **440**. Nous nous trouvons alors dans la partie complètement saturée de la courbe $B = f(H)$. Il paraît raisonnable de penser qu'en modifiant les formes des endroits où il y a saturation, le niveau d'induction peut être amélioré. Cependant, une telle modification, si elle a l'avantage de diminuer le niveau de saturation dans le pied de dent, tend à la reporter plus haut dans la dent. Le niveau global de flux dans l'entrefer est alors inchangé. Différentes simulations ont été faites qui confirment ce fait.

A titre de comparaison, les zones jaunes claires ont une perméabilité relative comprises entre **6572** et **7010** et une induction inférieure à **0.7 T**.

La valeur du couple instantané durant un régime permanent à 2053 tr.min^{-1} dans le cas d'une machine entièrement en tôle est de **569 mNm**.

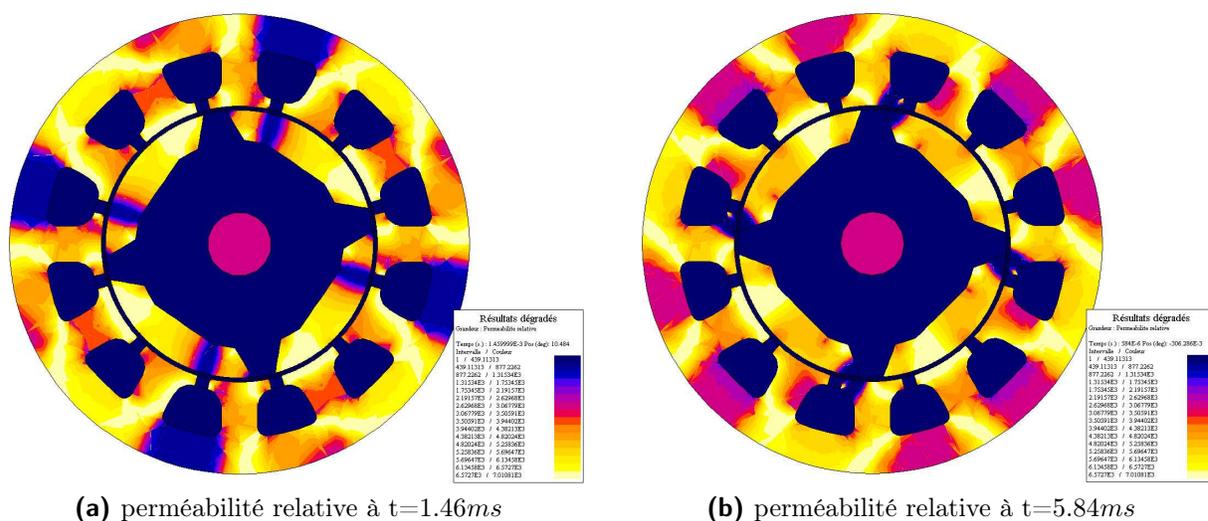


Fig. E.2: Perméabilité relative à deux instants pour un stator et un rotor en tôles

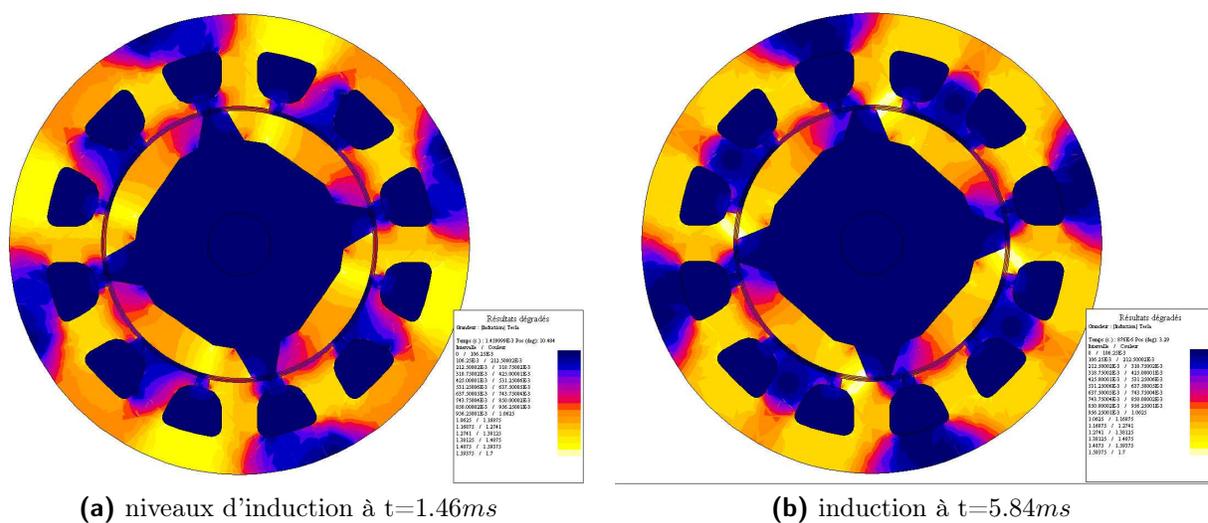


Fig. E.3: Niveaux d'induction à deux instants pour un stator et un rotor en tôles

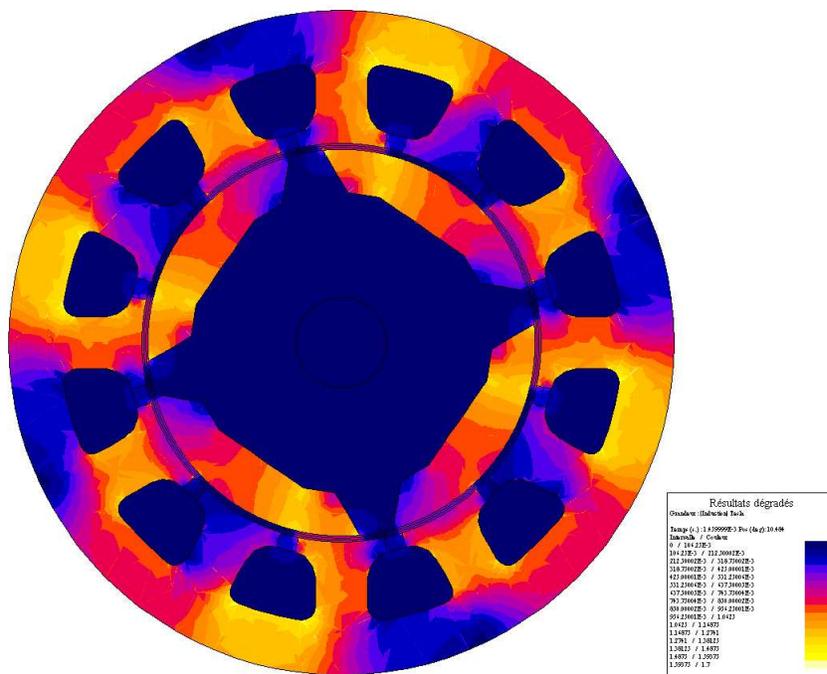


Fig. E.4: Niveaux d'induction à $t=1.46ms$ pour un stator en poudre

Stator en poudre de fer

On considère ici que la totalité du stator est réalisé en poudre de fer décrite en introduction et dans la Figure 4.19 tandis que le rotor reste lui en tôle M330-35A (Figure 4.20).

On peut voir à la Figure E.4 que les niveaux d'induction sont plus faibles que dans le cas d'un stator réalisé en tôles. La plus grande induction (hors saturations locales) est de **1.2 T**. Cela peut s'expliquer par l'équation de la circulation du champ.

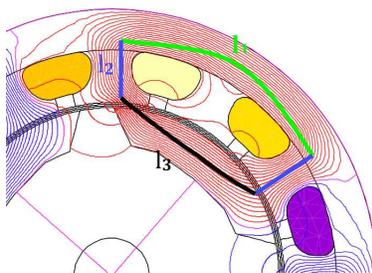


Fig. E.6: circulation du champ autour d'un pôle

On supposera en première approximation que le flux passant dans la culasse passe intégralement dans la partie magnétique du rotor. Les sections respectives étant identiques, l'induction et le champ maxima y sont identiques. On a alors :

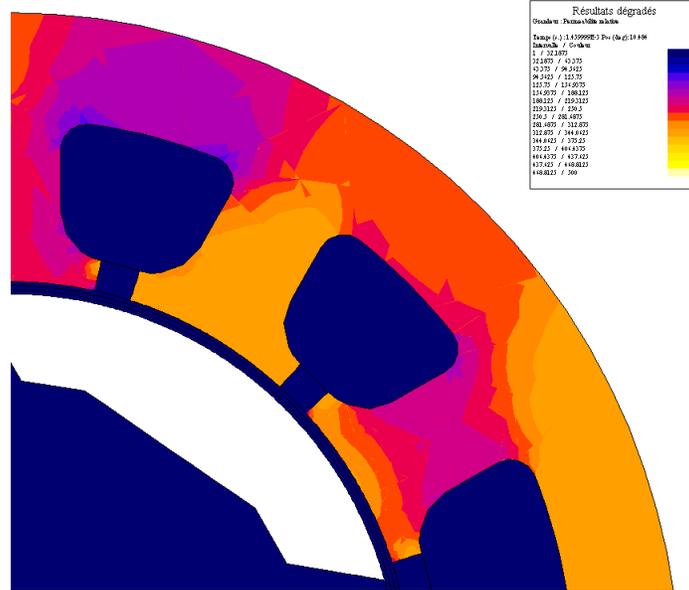


Fig. E.5: Perméabilité relative au stator dans le cas d'un stator en poudre de fer

$$\sum NI = \int \vec{H} \cdot d\vec{l} = 2 \frac{B_e}{\mu_0} e + l_1 H_{culasse} + 2l_2 H_{dent} + l_3 H_{rotor} \quad (\text{E.1})$$

$$\frac{3}{2} NI_{max} = 2e \frac{B_{enterfer}}{\mu_0} + l_1 \frac{B_{culasse}}{\mu_0 \mu_{r_{poudre}}} + 2l_2 \frac{B_{dent}}{\mu_0 \mu_{r_{poudre}}} + l_3 \frac{B_{rotor}}{\mu_0 \mu_{r_{tôles}}} \quad (\text{E.2})$$

Or entre la machine entièrement réalisée en tôles et celle-ci, NI_{max} est constant. Cependant, $\mu_{r_{tôles}} > \mu_{r_{poudre}}$. Puisque $\mu_{r_{dent}}$ diminue entre le cas d'un stator en tôles et le cas d'un stator en poudre, pour que le second membre de l'Équation E.2 reste égal au même NI_{max} que dans le cas où le stator est en tôles, les inductions B_e , B_{rotor} , $B_{culasse}$ et B_{dent} doivent être plus petites.

Pour les valeurs d'induction que l'on peut voir sur la Figure E.4, et en se reportant à la courbe $B = f(H)$, on constate que l'on travaille déjà au début du coude de saturation, malgré les niveaux d'induction faibles. Ceci est vérifié par la Figure E.5 montrant la valeur des perméabilités relatives au stator (la perméabilité relative du stator et du rotor sont d'ordre de grandeur tellement différents que l'on ne peut pas représenter les deux simultanément avec une échelle permettant une bonne lisibilité sur les deux). On remarque que la perméabilité relative est comprise entre **157 et 188**.

En considérant uniquement une modification de matériau (pas de modification de géométrie), le couple est aussi plus faible. Le couple moyen que l'on peut relever est de **417 mNm**. Si l'on compare les couples moyens respectifs d'une machine avec un stator en tôles

et d'une machine avec un stator entièrement en poudre de fer, on constate que le couple de cette dernière est plus faible d'un facteur 0.73, soit **27% de couple en moins**. Ceci provient du fait que le stator ainsi réalisé présente une induction faible (voir Figure E.4) pour les valeurs de champ considérées (inférieur à $8kA.m^{-1}$ en max). En effet, l'induction max (hors valeur très localisé, inductance globale) est ici de **1.2 T**, à comparer avec les 1.6 T du cas où le stator est entièrement réalisé en tôles. Il est intéressant de remarquer que comme nous l'avons dit précédemment les ondulations ont sensiblement la même amplitude relativement au niveau du couple moyen ($\frac{C_{max}-C_{min}}{2C_{moy}} = 55\%$).

Un moteur ayant un stator en poudre est globalement peu recommandé lorsqu'il est nécessaire de travailler avec des grandes valeurs d'induction avec des densités de courant limitées, comme c'est le cas ici.

Stator en tôle, rotor en poudre de fer

Une autre modification qui pourrait s'avérer intéressante consiste à utiliser des poudres de fer pour réaliser les pièces magnétiques du rotor. En effet, pour assurer leur maintien sur la pièce amagnétique, il faut prévoir un système d'accroche qui peut rendre la géométrie de ces pièces complexe à réaliser avec un empilement de tôles.

On remarque que les répartitions de l'induction sont proches de ceux d'une machine ayant un stator en poudre et un rotor en tôles. Les niveaux d'induction sont quand à eux plus élevés (entre **1.38 T et 1.48 T**). Cela provient du fait que dans le cas d'un rotor en poudre, le trajet parcouru dans un matériau à faible perméabilité relative (la longueur l_3 sur la Figure E.6) est plus faible que dans le cas d'un stator en poudre ($l_1 + 2l_2$). La réluctance globale du circuit est donc plus faible et les valeurs des niveaux d'induction sont donc plus faibles

Le couple instantané présente les mêmes ondulations de couple relatives que ceux vus précédemment. Cependant le couple a une valeur moyenne de **500 mNm**. La différence de perméabilité relative au rotor fait que le couple moyen produit est plus faible de **12%** par rapport au couple produit par un moteur avec rotor et stator en tôles et plus grand de **17%** par rapport à un moteur ayant un stator en poudre et un rotor en tôles.

De ces considérations, nous pouvons dire qu'un rotor en poudre est défavorable aux performances en couple. Mais cette solution peut s'avérer intéressante pour simplifier la réalisation si la baisse du couple moyen peut être compensée par un assouplissement des contraintes du cahier des charges (courant maximal sur le continu, encombrement).

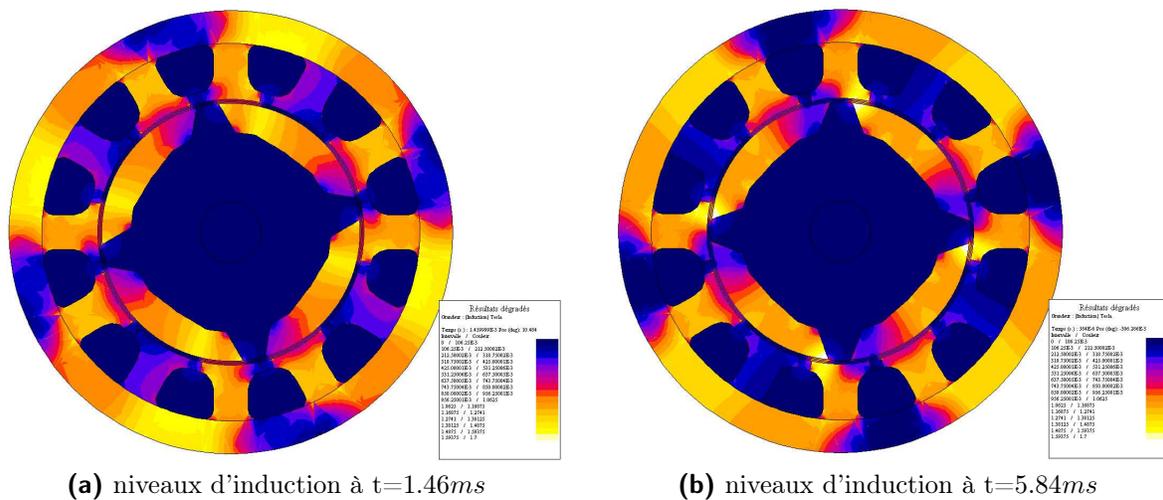


Fig. E.7: Niveaux d'induction à deux instants pour un stator mixte et un rotor en tôles

Dent en poudre de fer, culasse en tôles, rotor tôles

Comme nous venons de le voir, un stator entièrement en poudre est défavorable au niveau de couple moyen. Cependant, nous avons opté pour un stator où les dents et la culasse sont réalisées par des pièces distinctes afin de favoriser le bobinage du stator par l'extérieur. Les dents doivent donc avoir une géométrie permettant leur mise en place et leur maintien dans la culasse. Leur géométrie pouvant s'avérer complexe, nous pouvons donc envisager de les réaliser en poudre de fer. Les lignes de champ traverseraient alors moins de poudre de fer que dans le cas où tout le stator est réalisé en poudre. Le couple devrait ainsi être plus élevé que le cas d'un stator entièrement en poudre.

Le rotor reste réalisé en tôles. Le stator est décomposé en deux parties : la culasse, réalisée en tôles, et les dents réalisées en poudre de fer. La délimitation entre ces deux pièces est arbitraire. Les dents devraient avoir une forme permettant la mise en position et le maintien de celles-ci dans la culasse. Or, ici, nous nous intéressons surtout à l'influence du matériau sur les performances en couple. La modification de la forme assurant la mise en position de la dent dans la culasse n'a qu'une influence moindre et ne gêne pas la comparaison sur les ordres de grandeur.

La dent réalisée en poudre présente une plus petite perméabilité que des tôles. En conséquence de quoi, le circuit équivalent a une réluctance équivalente plus grande et donc des niveaux d'induction plus faible (même raisonnement que précédemment sur l'Équation E.2).

Les niveaux d'induction présentés sur la Figure E.7 sont donc légèrement inférieurs à ceux présentés dans le cas d'un stator entièrement réalisé en tôle (Figure E.3). Ici, la valeur

maximale de l'induction est de **1.32 T** (pour un champ max correspondant de **4930 $A.m^{-1}$**). Les niveaux d'induction étant plus faibles, le couple moyen produit (**505 mNm**) est lui même inférieur au cas « stator en tôles uniquement » (569mNm). La diminution du couple moyen est de **11%**. Il est cependant important de noter que le couple produit par une machine à stator mixte est supérieur de **17 %** à celui produit par une machine dont le stator est entièrement réalisé en poudre de fer (417 mNm).

Dent en poudre de fer, culasse en tôle, rotor en poudre de fer

De même que dans le cas où le rotor est réalisé en poudre avec un stator en tôles, nous pouvons imaginer ici aussi de remplacer le rotor en tôles du modèle précédent par un rotor en poudre de fer afin de quantifier le niveau de couple moyen perdu.

Les résultats trouvés ont tous une forme proche de ceux trouvés pour le cas d'une machine avec une stator mixte et un rotor en tôles. Les niveaux d'induction dans la machine sont plus faibles que dans le cas précédent. L'induction maximale dans la culasse de **1.21 T** (par opposition au 1.32T du cas précédent) pour un champ de **190 $A.m^{-1}$** au lieu de **500 $A.m^{-1}$** . La plus grande induction dans la dent a pour valeur 1.48 T à l'instant où elle est le plus saturée ($t=5.84$ ms). La dent, et la partie du rotor en regard, sont donc très nettement saturés.

Le couple moyen est de **449 mNm** . Dans le cas d'un stator mixte sans poudre de fer au rotor, le couple moyen est de 505mNm. Le seul fait de changer de matériau, d'une tôle à une poudre de fer, fait chuter le couple moyen de **11%**.

Conclusion

types de matériaux utilisés	couple moyen
Stator : tôles ; Rotor : tôles	569 mNm
Stator : poudre ; Rotor : tôles	417 mNm
Stator : dent en poudre, culasse en tôles ; Rotor : tôles	505mNm
Stator : dent en poudre, culasse tôles ; Rotor : poudre	449 mNm
Stator : tôles ; Rotor : poudre	500 mNm

Tab. E.1: Tableau récapitulatif des modèles poudre/tôles