



Rapport final

Moteur synchrone à aimants avec contrôle de la magnétisation en fonctionnement





HAUTE ÉCOLE
D'INGÉNIERIE ET DE GESTION
DU CANTON DE VAUD

www.heig-vd.ch

Date : 31 août 2017

Lieu : Yverdon-les-Bains

Mandant :

Office fédéral de l'énergie OFEN
Programme de recherche «Technologie de l'électricité»
CH-3003 Berne
www.ofen.admin.ch

Mandataires :

Communauté de recherche HEIG-VD et AIT-CeTT
Route de Cheseaux 1
CP 521
CH-1401 Yverdon-les-Bains
<http://www.heig-vd.ch/>

Auteurs :

Christophe Besson, HEIG-VD, christophe.besson@heig-vd.ch

Responsable de domaine de l'OFEN : Michael Moser, michael.moser@bfe.admin.ch

Chef de programme de l'OFEN : Roland Brüniger, roland.brueeniger@r-brueniger-ag.ch

Numéro du contrat de l'OFEN : SI/501256-01

Les auteurs sont seuls responsables du contenu et des conclusions de ce rapport.

Office fédéral de l'énergie OFEN

Mühlestrasse 4, 3063 Ittigen, Adresse postale : 3003 Berne
Tél. +41 58 462 56 11 · fax +41 58 463 25 00 · contact@bfe.admin.ch · www.ofen.admin.ch



Zusammenfassung

Die neuartigen Synchronmaschinen, welche mittels kurzen Stromimpulsen eine Magnetisierung bzw. Entmagnetisierung der Permanentmagnete ermöglichen (« Memory Motors »), erlauben eine wesentliche Erweiterung des Arbeitsbereiches innerhalb der Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik, sowie eine Erhöhung des Wirkungsgrades. Die spezifischen Eigenschaften dieser Maschinen eröffnen somit neue Möglichkeiten in der Entwicklung neuer Topologien von Motoren und Generatoren.

Im Rahmen dieses Projekts wurde ein neuer « Memory Motor » entwickelt, simuliert, optimiert und schliesslich auch konstruiert und getestet. Die vorgeschlagene Struktur verwendet einen herkömmlichen Stator, welcher einfach industrialisierbar ist. Es wurden ausschliesslich handelsübliche Materialien verwendet. Für die Steuerung kann ein herkömmlicher Umrichter mit Vektorregelung verwendet werden. Die Steuerung wurde lediglich an der speziellen nichtlinearen Magnetisierungscharakteristik angepasst, um das Leistungspotential der Maschine voll auszuschöpfen.

Die Leistungsmerkmale des « Memory Motors » wurden mit den entsprechenden Merkmalen eines Asynchron- bzw. herkömmlichen Synchron - Motors, welche denselben Stator verwenden, verglichen. Der Vergleich bestätigt die genannte Erweiterung des Arbeitsbereiches sowie die Erhöhung des Wirkungsgrades, speziell im höheren Drehzahlbereich.

Résumé

Les nouvelles machines synchrones avec contrôle du niveau de magnétisation des aimants (« memory motors »), en fonctionnement, par de brèves impulsions de courant, permettent d'envisager une amélioration de l'efficacité énergétique et un élargissement de la plage de fonctionnement couple-vitesse. Les propriétés particulières de ces machines apportent des perspectives intéressantes pour différentes topologies de moteurs et de générateurs.

Dans le cadre du projet, un nouveau « memory motor » a été dimensionné, simulé, optimisé, réalisé et testé. La structure proposée, avec un stator standard, est relativement facile à industrialiser. Elle n'utilise que des matériaux disponibles sur le marché. Une alimentation électronique standard avec contrôle vectoriel peut être employée. Les stratégies de commandes peuvent être adaptées et optimisées afin d'exploiter au mieux le potentiel de ce concept et prendre en compte la caractéristique non-linéaire de la magnétisation.

Les performances du « memory motor » ont été comparées avec celles de deux rotors de type synchrone et un rotor asynchrone, en utilisant le même stator. Ces résultats montrent que la magnétisation et la démagnétisation des aimants en fonctionnement permet d'augmenter la plage de fonctionnement couple-vitesse et d'améliorer le rendement à haute vitesse.



Summary

The new synchronous machines that magnetize and demagnetize their magnets during operation (« memory motors »), via short pulses of current, make it possible to envisage improving energy efficiency and expanding the operating range of the torque-speed characteristic. The special properties of these machines offer interesting perspectives on different topologies of motors and generators.

In the field of the project, a new « memory motor » has been developed, sized, simulated and tested. The proposed structure, with a conventional stator, is relatively easy to industrialize. It uses only materials available on the market. A standard electronic power supply with vector control can be used. Control strategies can be adapted and optimized to best exploit the potential of this concept and take into account the non-linear characteristic of the magnetization.

The performances of the « memory motors » have been compared to the ones of two conventional synchronous rotors and one asynchronous rotor using the same stator. These results show that partial or total demagnetization of the magnets during operation allows extending the operating range for torque-speed and improve the motor efficiency for the high speeds.



Sommaire

1	Introduction	6
2	Moteurs réalisés et testés	6
3	Banc d'essais	8
3.1	Structures du banc d'essais	8
3.2	Moteurs réalisés	9
3.3	Principe de fonctionnement du « Memory motor » développé	10
4	Tests et mesures	11
4.1	Tests électromécaniques et mesures du « memory motor »	11
4.2	Moteur asynchrone	14
4.3	Comparaison des variantes synchrones	14
4.4	Classes d'efficacité énergétique (IEC/EN 60034-30-2)	17
5	Conclusion	18
6	Remerciements	18
7	Annexes	19



1 Introduction

Le présent rapport résume le travail effectué et les résultats obtenus dans le cadre du projet financé par l'Office fédéral de l'énergie, selon le contrat de recherche SI/501256-01 (OFEN et HEIG-VD, juin 2015).

Un rapport détaillé pour les différentes phases du travail, dénommée WP, est fourni en annexe.

Dans le cadre du projet, un moteur avec contrôle de la magnétisation en fonctionnement, souvent nommé « memory motor » en anglais, a été dimensionné, simulé par éléments finis, optimisé, réalisé et testé. Ce moteur utilise un stator standard comme ceux des moteurs asynchrones usuels.

De manière à bien évaluer l'intérêt des « memory motors » et pour comparer les performances avec celles des moteurs standards de types synchrones à aimants classiques et de type asynchrone, plusieurs topologies ont été dimensionnées et optimisées pour les mêmes plages de fonctionnement. Le dimensionnement et les mesures des différentes variantes, dans les mêmes conditions avec le même matériel de test, permettent une comparaison pertinente des performances et particulièrement l'efficacité énergétique sur l'ensemble de la plage de fonctionnement. Les pertes et le rendement de toutes les variantes sont mesurés et analysés dans les différentes conditions usuelles, avec et sans défluxage.

2 Moteurs réalisés et testés

Sur la base d'un stator standard, avec un paquet de tôles de diamètre $\varnothing 170 \times 70$ mm (tôle IEC 112/4.103), plusieurs variantes de rotor (Figure 1) à 4 pôles ont été dimensionnées et optimisées afin d'effectuer une comparaison dans le même encombrement.

Les variantes synchrones et asynchrone ont été développées et réalisées en collaboration avec la société Landert Motoren AG, à Bülach. Cette approche permet de comparer le « memory motor » avec des variantes standards du marché. De plus, cela montre que le « memory motor » peut être réalisé avec un stator conventionnel, seul le rotor doit être adapté.

Trois variantes de rotors synchrones à aimants permanents sont étudiées et réalisées, en utilisant le même stator :

- une variante standard de la société Landert Motoren AG, de type M, avec les aimants collés en surface (MHS-M-170-4-70-01A),
- une variante standard de la société Landert Motoren AG, de type W, avec les aimants incrustés dans le rotor ferromagnétique (MHS-W-170-4-70-01A),
- la variante de type « memory motor » développée dans le cadre du projet.

Un moteur asynchrone standard de la société Landert Motoren AG, avec le même stator, et un rotor standard a également été réalisé (MHS-I-170-4-70-01B). Seul le nombre de spires a été changé au stator (75 au lieu de 45 spires par bobine) afin de pouvoir brancher directement le moteur sur le réseau électrique.

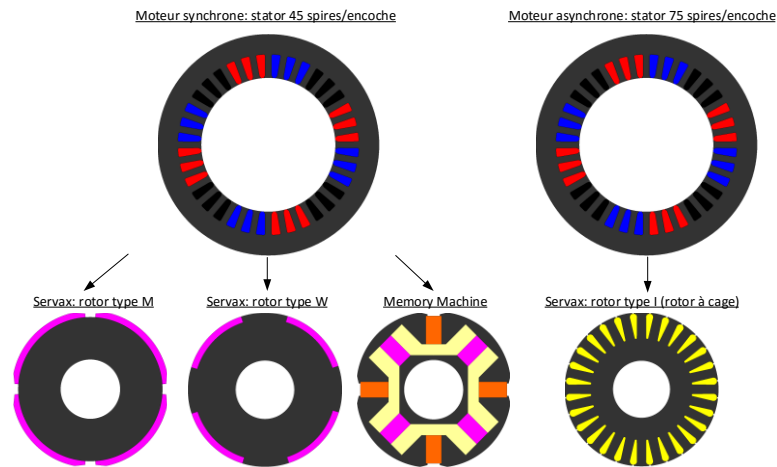


Figure 1 : Moteurs étudiés, réalisés et testés

Les variantes synchrones ont une puissance nominale comprise entre 1400 et 1500 W, avec une vitesse nominale proche de 1500 tr/min. Le moteur asynchrone, dans le même encombrement, présente une puissance nominale de 900 W.

L'utilisation des mêmes matériaux, particulièrement du même stator, dans le même encombrement géométrique, permet une comparaison objective des différentes topologies.

Le rotor de type M de la société Landert Motoren AG comporte des aimants permanents fixés en surface à l'extérieur du rotor. Il s'agit d'une structure très courante en pratique. La variante W est constituée d'aimants incrustés dans le rotor, elle se prête particulièrement bien au fonctionnement à haute vitesse, en mode de défluxage, pour augmenter la vitesse de fonctionnement. Il est donc intéressant de comparer le « memory motor » à ces deux structures.

Toutes les variantes ont été analysées, dimensionnées, modélisées, simulées et optimisées à l'aide du logiciel à éléments finis Flux2D, avant d'être réalisées et testées.

Les différents stators et les rotors ont été fabriqués par la société Landert Motoren AG à l'exception du rotor du prototype memory qui a été réalisé par l'atelier de la HEIG-VD.

La Figure 2 montre les 3 stators fabriqués avec les 4 rotors. En partant de gauche à droite, on peut voir: le rotor du « memory motor », le rotor du moteur synchrone type W, le rotor du moteur synchrone type M et le rotor du moteur asynchrone.

Les stators et les rotors ont été montés et assemblés à la HEIG-VD afin d'être intégrés sur un banc d'essais (voir rapport du WP2).



Figure 2 : Moteurs fabriqués



3 Banc d'essais

3.1 Structures du banc d'essais

Un banc d'essais dédié a été développé et réalisé pour tester ces moteurs (Figure 3). La structure et la conception du banc d'essai est présentée dans le rapport des WP2 et WP3. Un moteur synchrone à aimant permanent, de la société Emerson, fonctionnant en génératrice, sert de charge pour le moteur à tester. Lors des essais, l'énergie électrique est réinjectée sur le réseau par l'intermédiaire d'un ensemble de convertisseurs de fréquence bidirectionnel. Cet ensemble électronique a été réalisé avec le support de la société Emerson (armoires électriques de la Figure 4).

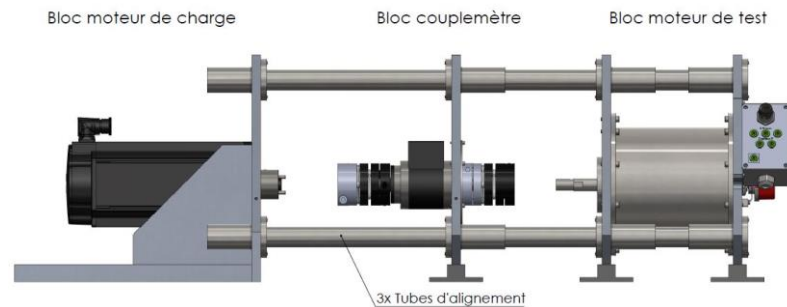


Figure 3 : Conception du banc de tests

La Figure 4 présente le banc d'essais, avec les 3 moteurs montés.

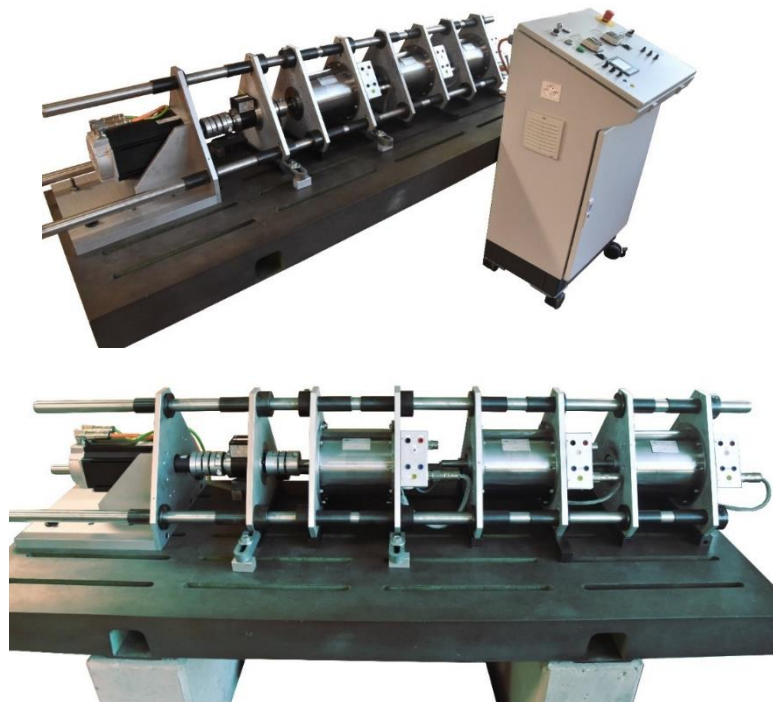


Figure 4 : Banc d'essais, avec les 3 moteurs montés



Le système d'alimentation électronique, de contrôle et de réglage a été adapté pour réaliser les différents tests du «memory motor» et des autres variantes (rapport WP5). Une interface dédiée pour l'acquisition des mesures a été réalisée sous Labview.

3.2 Moteurs réalisés

L'assemblage des moteurs a été réalisé de manière à pouvoir changer les différents rotors. Les rotors des variantes synchrones sont montés sur l'arbre à l'aide de manchons expansibles (Figure 5). Le rotor du moteur asynchrone a été chassé sur son arbre. Les variantes synchrones ont un entrefer identique de 0.8 mm alors que la variante asynchrone a un entrefer de 0.4 mm

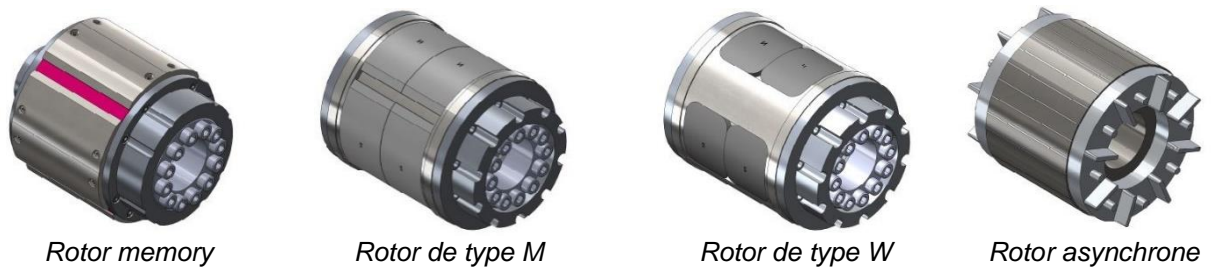


Figure 5 : Rotors

Les moteurs sont montés sur des supports triangulaires afin d'être alignés et accouplés par un système de tubes (Figure 6). Ils sont équipés d'un codeur optique pour le contrôle.

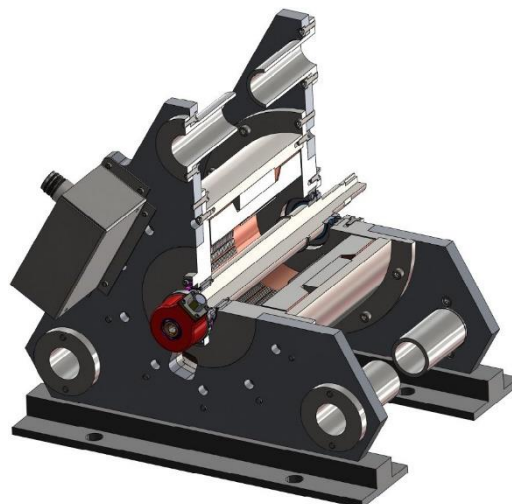


Figure 6 : Ensemble du moteur

Le rotor du « memory motor » consiste en une série de pièces à assembler à l'aide de vis et de goupilles. La Figure 7 montre une vue éclatée du rotor. Cette structure a été initialement prévue parce qu'elle permet un changement des aimants et une adaptation de leurs dimensions, ce qui est appréciable en vue de tester cette nouvelle technologie.



Figure 7 : Rotor du « memory motor » (avec et sans les flasques)

3.3 Principe de fonctionnement du « Memory motor » développé

Le rotor du « memory motor » présente 4 pôles (2 paires) réalisés avec des aimants standards. Le rotor comporte 4 aimants de type NdFeB dont l'aimantation reste constante (Figure 8). Il comporte aussi 4 aimants de type AlNiCo 5 dont on peut changer la magnétisation à l'aide d'un pulse de courant (Figure 8). Il est ainsi possible de contrôler le flux d'excitation créé par les aimants rotoriques dans le bobinage statorique. Cela permet d'adapter la constante de couple et la constante de tension induite du moteur selon les besoins.

La composante transversale I_q du courant est employée pour contrôler le couple. La composante directe I_d du courant est appliquée sous la forme de pulse pour contrôler le niveau de magnétisation des aimants, et donc le flux d'excitation.

Pour les basses vitesses, il est souhaitable d'avoir un flux d'excitation maximum (Figure 9), ce qui conduit à une constante de couple élevée. Ceci permet d'employer un courant relativement faible pour générer le couple, ce qui est bénéfique pour réduire les pertes par effet Joule.

Pour les hautes vitesses, il est préférable de réduire le flux d'excitation (fonctionnement à flux min. de la Figure 9), ce qui permet d'éviter la stratégie de commande avec defluxage. Ainsi, tout le courant est utilisé pour générer le couple, il n'y a pas une composante directe (dans l'axe d) nécessaire pour le defluxage. De plus la réduction du flux d'excitation généré par le rotor dans le stator permet de réduire les pertes fer.

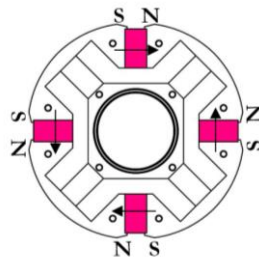


Figure 8 : Aimants NdFeB

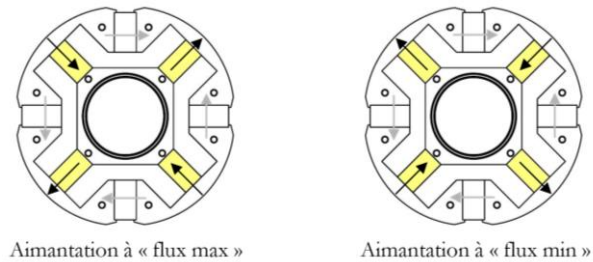


Figure 9 : Aimants AlNiCo

Suite à différentes considérations techniques liées aux performances et au dimensionnement, il a été décidé de réaliser un rotor qui permet de contrôler le flux d'excitation, créé par les aimants rotoriques dans le stator, dans un rapport voisin de 2.

La Figure 10 représente le champ d'induction créé par les aimants permanents (sans courant) dans le cas à « flux maximal » et dans le cas à « flux minimal ». Cette comparaison montre clairement la différence de champ généré dans le bobinage statorique.

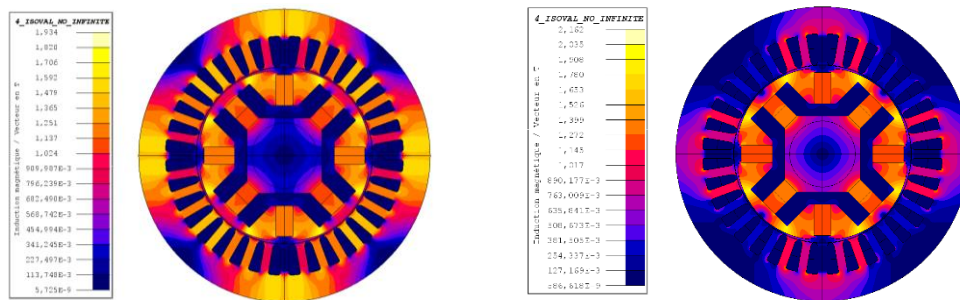


Figure 10 : Champ d'induction, sans courant, à « flux max » et à « flux min »

4 Tests et mesures

4.1 Tests électromécaniques et mesures du « memory motor »

Les caractéristiques et les performances mesurées sur le prototype correspondent à celles attendues lors du dimensionnement. Les différents essais électromécaniques et thermiques sont décrits et les résultats des mesures sont présentés dans les rapport WP5 et WP6. Pour exemple, la Figure 11 montre les tensions induites de mouvement mesurées lors d'un essai en génératrice à vide, pour le cas à flux maximum et à flux minimum. On peut voir que les mesures correspondent bien aux simulations.

Le flux d'excitation, à l'image de ces tensions induites de mouvement, est contrôlable dans un rapport de 2.1.

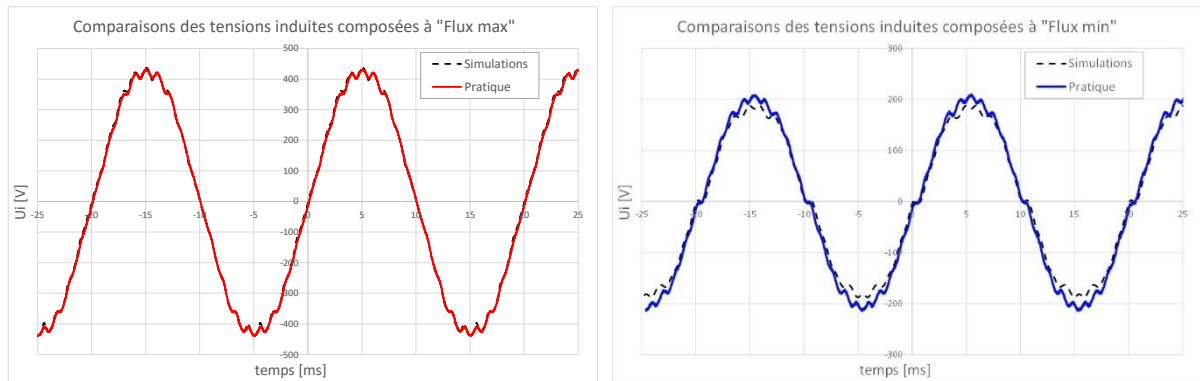


Figure 11 : Tensions induites de mouvement simulées et mesurées à 1500 tr/min

La caractéristique mesurée du contrôle de magnétisation, avec les pulses de courant, est représentée à la Figure 12. L'amplitude des pulses nécessaires est conforme aux attentes.

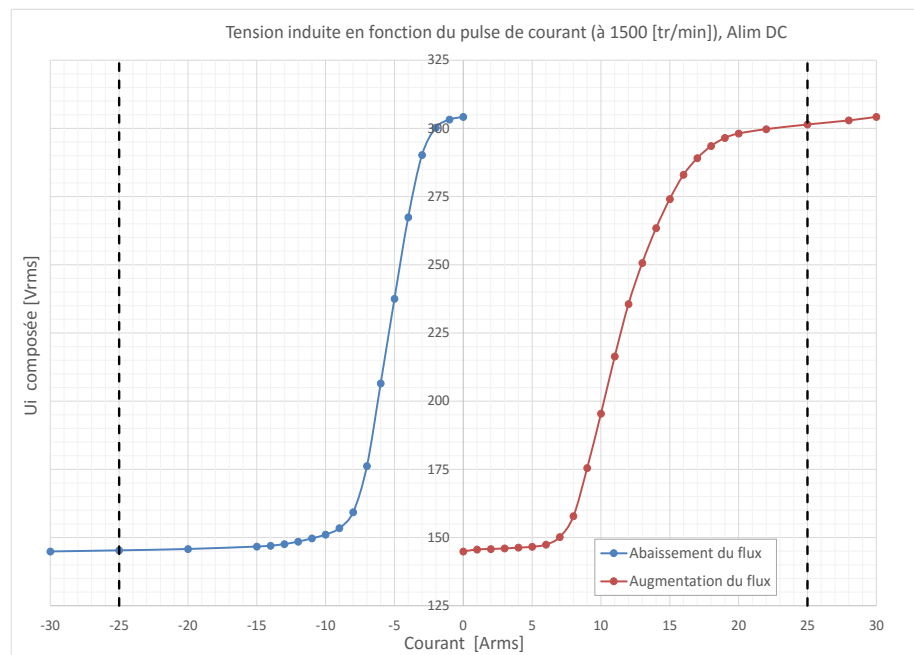


Figure 12 : Caractéristique du contrôle de magnétisation avec les pulses de courant

Les principales performances mesurées du « memory motor » sont représentées à la Figure 13, pour différents niveaux de magnétisation des aimants AlNiCo.

La caractéristique couple-vitesse, relevée pour un courant nominal de 3 A, est relativement proche de celle déterminée lors du dimensionnement. A flux max, pour le courant nominal, le couple est proche de 9.3 Nm. A flux min, la vitesse atteint environ 3720 tr/min sans réaliser de défluxage.

Les courbes de la Figure 13 montrent que le rendement reste élevé sur une très grande plage de vitesse.

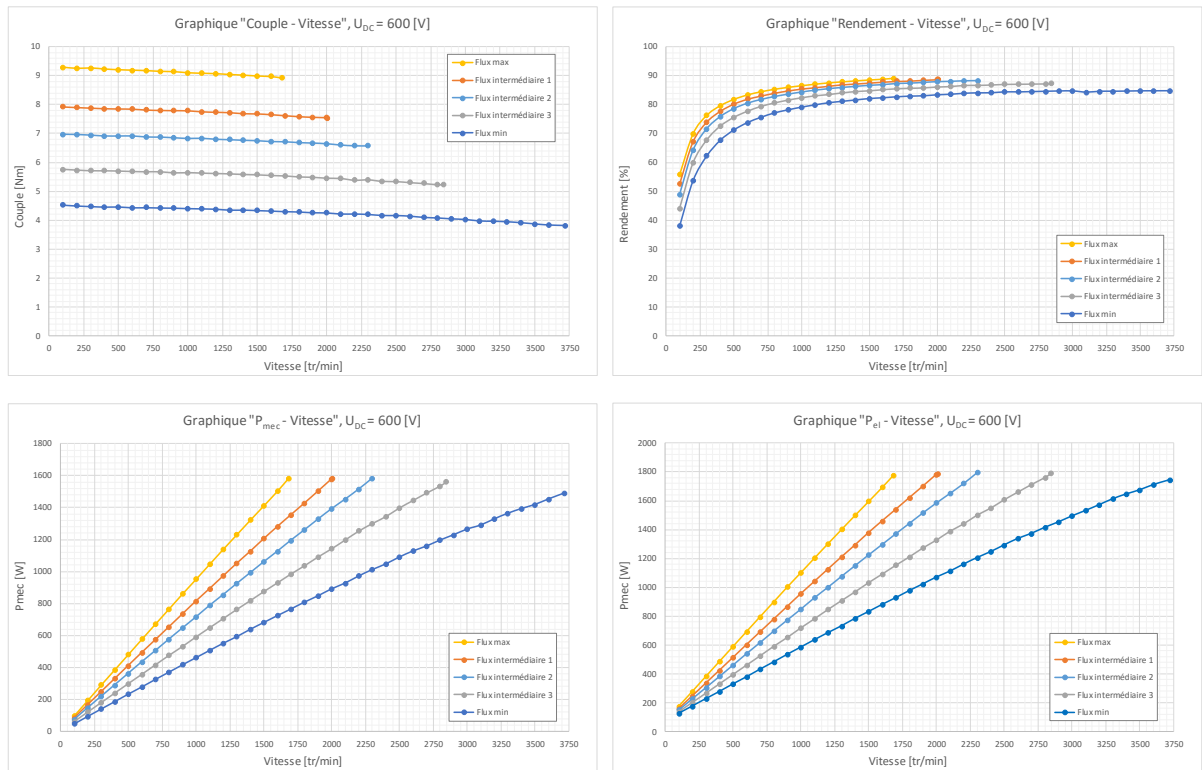


Figure 13 : Performances mesurées du « memory motor »

La Figure 14 présente le couple en fonction du courant pour les deux niveaux de magnétisation extrêmes (flux max et flux min). Il est possible de contrôler la constante de couple dans un rapport 2.1, de 1.47 Nm/A à 3.09 Nm/A. Pour une valeur de courant de 12 A, soit 4 fois le courant nominal, le couple atteint 36 Nm.

La Figure 14 montre également que la constante de tension induite peut être contrôlée dans un rapport 2.1, de 0.53 V/(rad/s) à 1.11 V/(rad/s).

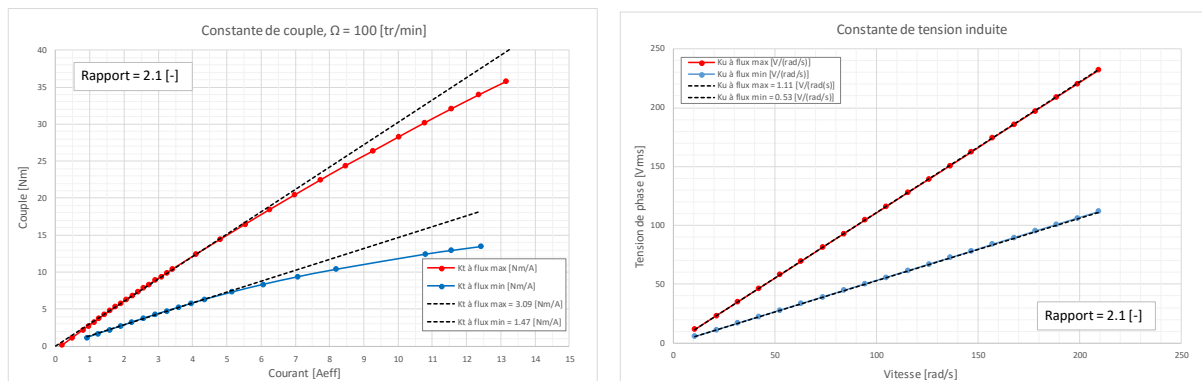


Figure 14 : Caractéristiques de couple mesurées et tension induite de mouvement

Différents essais de contrôle et de réglage, avec des pulses de courant, ont été réalisés et sont présentés dans les rapports WP4 et WP5. L'analyse des régimes transitoires et des aspects énergétiques lors des impulsions de courant est présentée dans le rapport WP4.



4.2 Moteur asynchrone

Dans le même encombrement que les variantes synchrones, le moteur asynchrone présente une puissance nominale réduite (900W). Les premières caractéristiques mesurées sont représentées à la Figure 15.

Dans les conditions nominales, vers 1'500 tr/min, le rendement atteint une valeur de 81.8%. Selon la norme IEC/EN 60034-30-1:2014, il s'agit d'un moteur IE2.

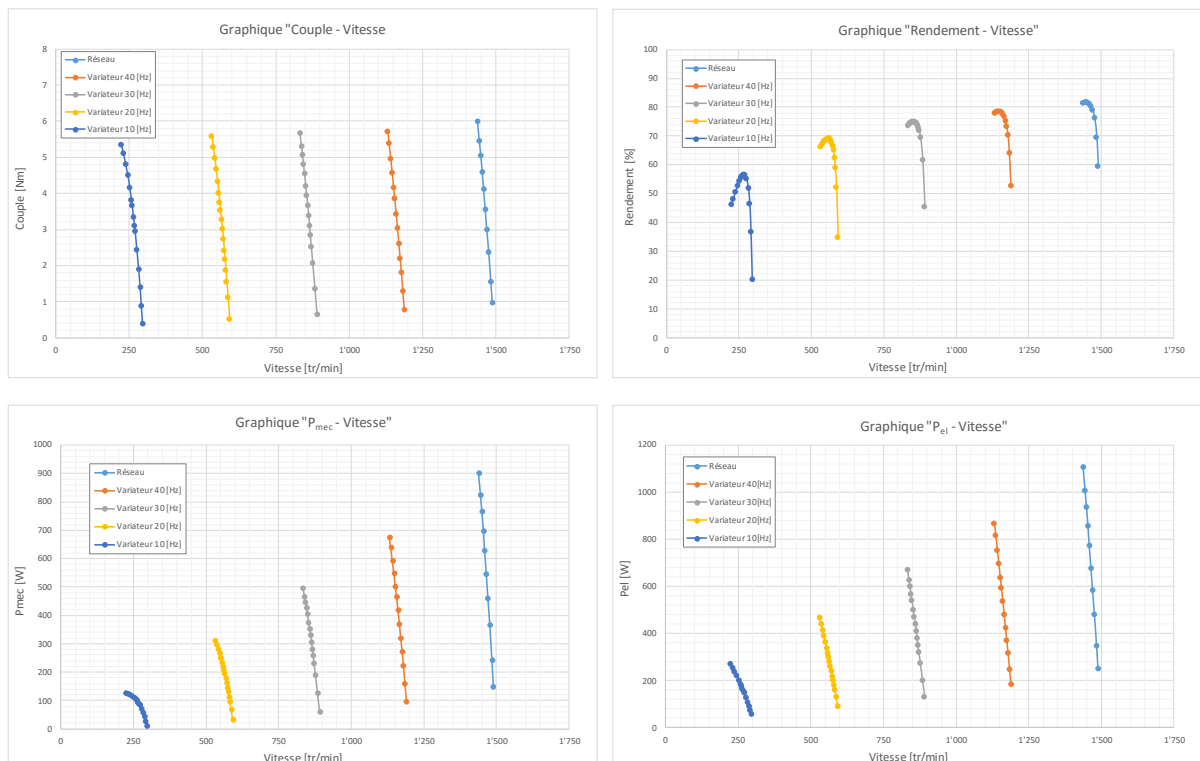


Figure 15 : Performances mesurées avec le rotor à cage (variante asynchrone)

4.3 Comparaison des variantes synchrones

Les essais réalisés avec les rotors des différentes versions synchrones permettent de fournir une comparaison. Les mesures sont réalisées sur le même banc d'essais, dans les mêmes conditions de tests et avec le même convertisseur électronique.

Les mesures réalisées sur tous les moteurs sont présentées de manière détaillée dans les rapports WP5 et WP6.

La Figure 16 donne la courbe couple-vitesse mesurée, avec le même courant de 3 A, pour les trois variantes de moteur. En ce qui concerne le couple à basse vitesse, le « memory motor » se situe entre la version W et la version M.



Pour la version M et la version W, la stratégie de commande avec défluxage a été employée pour augmenter la vitesse. Dans le cas du « memory motor », le flux d'excitation généré par les aimants rotoriques est dans ce cas réduit pour les hautes vitesses par application d'une impulsion de courant dans l'axe d.

Comme on peut le voir sur le graphique de la Figure 16, le « memory motor » permet d'élargir fortement la zone de fonctionnement. Les valeurs de la vitesse maximale atteinte sont indiquées dans le tableau 1 ainsi que le couple mesuré à 100 tr/min.

Pour le courant de 3 A, les trois variantes atteignent une puissance mécanique similaire de 1600 W.

Selon la courbe de la Figure 16, la valeur maximale du rendement atteinte avec le « memory motor » est équivalente à celle des variantes standards de type M et W. Sauf que le rendement du « memory motor » reste très élevé sur large plage de vitesse.

Au-delà de 2200 tr/min, jusqu'à 3'720 tr/min, le « memory motor » fournit un couple, une puissance mécanique et un rendement très nettement supérieur aux deux autres variantes.

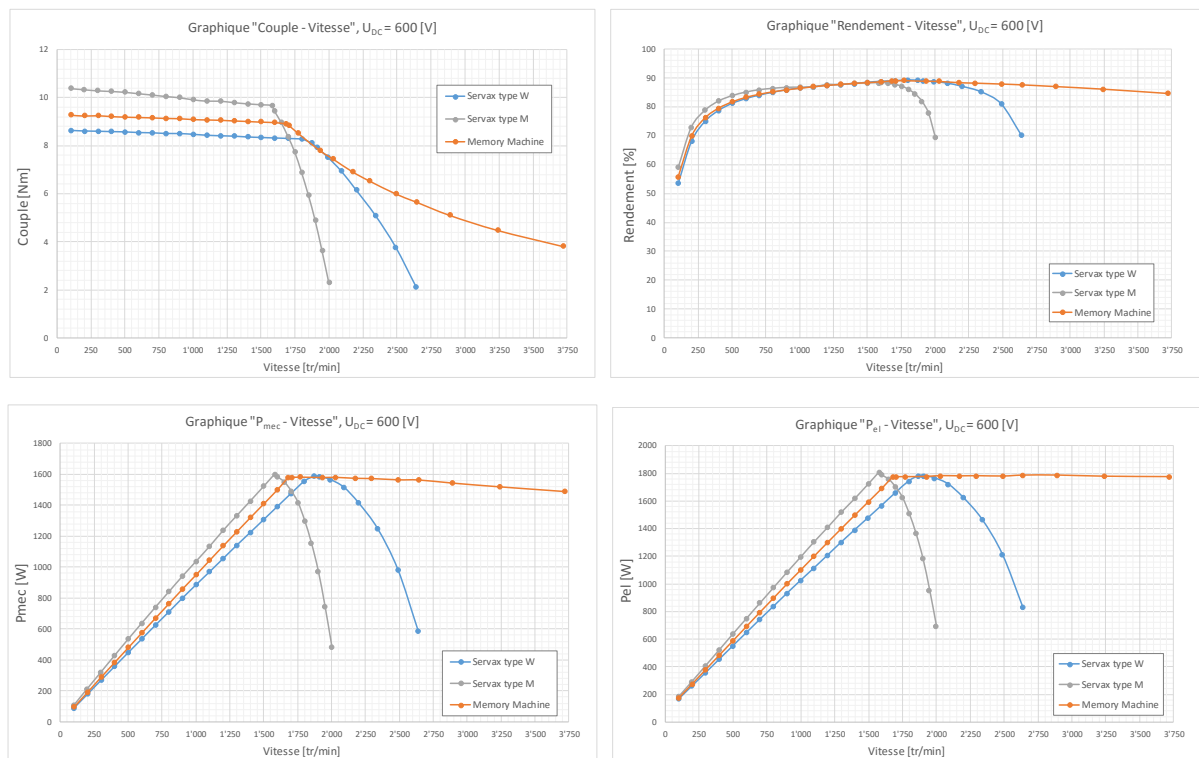


Figure 16 : Caractéristiques mesurées et comparées (courant $I = 3$ A)

(a) Couple, (b) Rendement, (c) Puissance mécanique et (d) Puissance électrique



	Rotor M	Rotor W	Rotor Memory (A flux minimum)
Vitesse max. [tr/min]	2000	2650	3720
Comparaison	$3720 / 2000 = 1.86$	$3720 / 2650 = 1.4$	

	Rotor M	Rotor W	Rotor Memory (A flux maximum)
Couple à 100 tr/min [Nm]	10.4	8.63	9.28
Comparaison	$9.28 / 10.4 = 0.89$	$9.28 / 8.63 = 1.075$	

La Figure 17 présente les trois cartographies des rendements mesurés, pour une courant jusqu'à 4A, avec la même échelle pour faciliter la comparaison.

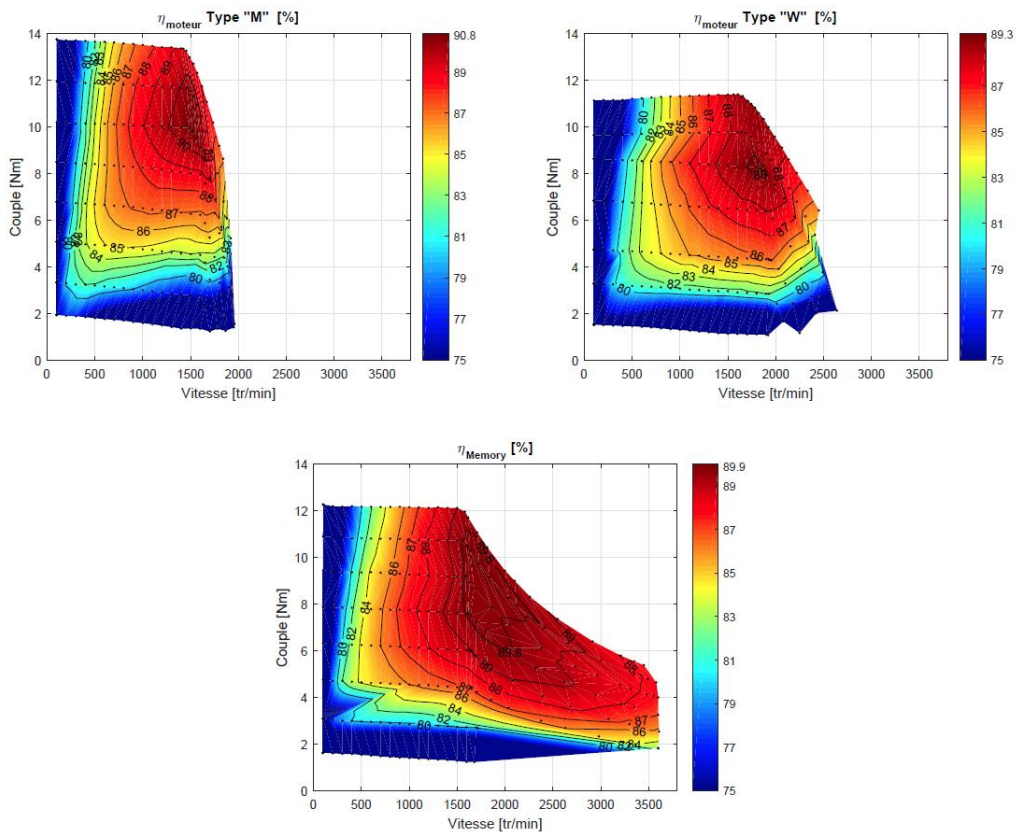


Figure 17 : Rendement dans le plan couple-vitesse pour les trois variantes synchrones ($I \leq 4$ A)



Le rendement maximal atteint avec les trois variantes, pour leur point de fonctionnement optimal, est proche de 90%. Cependant, on peut remarquer que le memory motor permet d'augmenter largement la vitesse de fonctionnement. De plus, il dispose d'une très large zone de fonctionnement à rendement élevé.

La comparaison de la Figure 17 permet de bien comprendre les différentes spécificités de chaque variante. Le moteur de type « M » possède un volume relativement importante d'aimant collés sur son rotor. Cela lui permet de fournir un couple élevé (13-14 [Nm]), mais lui empêche d'atteindre des vitesses élevées (max. 1960 [tr/min]).

Le moteur de type « W » contient moins d'aimants que le type « M » et ses aimants sont insérés dans le rotor. Cela lui permet de monter plus haut en vitesse (max 2640 [tr/min]), mais le couple qu'il est possible d'obtenir est plus faible que pour le moteur type « M » (environ 11 [Nm]).

La structure atypique du Memory motor permet de fournir un couple se trouvant entre les deux variantes standards (environ 12 [Nm]). En revanche, en passant du cas à flux max au cas à flux min, le moteur peut atteindre une vitesse maximale très élevée par rapport aux autres variantes, proche de 3'720 [tr/min], en conservant un très bon rendement sur toute la plage de fonctionnement à haute vitesse.

Les deux variantes standards possèdent un bon rendement dans le voisinage du fonctionnement nominale (1500-2000 [tr/min] avec 8-12 [Nm]). Le Memory motor garde une zone à haut rendement sur toute sa plage de fonctionnement entre 1'000 et 3'500 [tr/min] avec un couple de 4 à 12 [Nm].

4.4 Classes d'efficacité énergétique (IEC/EN 60034-30-2)

Des mesures ont été réalisées selon la norme IEC/EN 60034-30-2 (2016) afin de déterminer la classe d'efficacité énergétique des différents moteurs. Pour cela, il a fallu relever un point de fonctionnement lorsque le moteur était à son équilibre thermique. En effet, la norme, pour les moteurs synchrones alimentés par un convertisseur, stipule les points suivants :

- Le courant nominal doit être assigné depuis suffisamment longtemps afin d'avoir atteint l'équilibre thermique. Ce dernier est atteint lorsque la température varie de +/- 1°C par 30 minutes.
- Le point de fonctionnement à mesurer se situe à 100 % du couple nominal et à 90 % de la vitesse nominale.

Une fois ces conditions réunies, il faut mesurer le rendement et le comparer aux valeurs indiquées dans la norme afin de lui assigner un code IE.

En définissant le point de fonctionnement nominal du « memory motor » à 1530 W et 1650 tr/min, il atteint un rendement de 89.5% et peut être classé dans la catégorie **IE5**.

Compte tenu du relativement faible échauffement du moteur à 1500W, il est possible de le faire fonctionner, en permanence à 2000 W, sans sur échauffement prohibitif. On peut donc considérer un fonctionnement nominal de 2 kW. Pour un fonctionnement à 2 kW et 1620 tr/min, le rendement mesuré est de 89.5 % ce qui classe le moteur dans la catégorie IE4.

De même les variantes de types M et W sont de catégorie IE5 pour un fonctionnement proche de 1500 W et de type IE4 pour un fonctionnement proche de 2000 W.

Les mesures effectuées par la HES-SO Valais confirment les niveaux de rendement mesurés et les classes d'efficacité énergétique (Rapport WP6).



5 Conclusion

Ce projet a été mené tel que prévu lors de la demande de financement et réalisé de façon très satisfaisante. Les connaissances acquises et les résultats obtenus sont très positifs. Le budget des dépenses a été strictement respecté. Les objectifs scientifiques ont été largement atteints.

Les prototypes développés et les différents essais réalisés montrent l'intérêt de cette nouvelle technologie qui consiste à contrôler le niveau de magnétisation des aimants en fonctionnement. Les nombreuses mesures réalisées avec le prototype, en comparaison avec des variantes standards, apportent de nombreux enseignements et montrent le potentiel et les perspectives intéressantes de cette technologie pour différentes applications.

Les différents prototypes et le banc d'essais réalisés permettront de poursuivre les mesures et les essais dans le cadre de projets Ra&D et avec des étudiants lors de projets de diplôme.

L'alimentation électronique est fonctionnelle. Elle permet de générer les pulses de courants nécessaires au contrôle de la magnétisation des aimants. Le contrôle du couple pour la régulation de vitesse est fonctionnel. Le système d'acquisition sur le banc d'essais permet de relever de manière informatique les différentes grandeurs électriques et mécaniques en jeu.

Les prototypes réalisés permettront de valoriser le projet lors de présentations à des industriels, en démontrant le savoir-faire des différents partenaires (IESE/HEIG-VD et HEVS) dans le domaine des moteurs électriques, pour les aspects de modélisation, de simulation, de dimensionnement et de mesures. La réalisation des différents essais sur le banc de tests montre aussi le savoir-faire dans le domaine du contrôle et de la commande des moteurs.

Un article scientifique est en cours de rédaction afin de publier les résultats obtenus dans le cadre de ce projet.

Plusieurs discussions sont en cours, avec des partenaires industriels, dans le but de poursuivre ces travaux et de trouver des débouchés dans les applications industrielles. Un objectif serait de poursuivre ces travaux dans le cadre d'un projet CTI en vue d'une industrialisation.

6 Remerciements

L'ensemble des participants au projet tient à remercier l'OFEN pour le financement de ce travail et pour la confiance accordée.

L'auteur du présent rapport remercie également l'ensemble des collaborateurs ayant permis la réalisation de ce travail.



7 Annexes

Les différents rapports suivants sont fournis dans des fichiers annexes.

Rapport WP2 et WP3 : Conception mécanique, v1, 11 octobre 2016

Rapport WP4 : Tests électromécaniques, v1, 23 août 2017

Rapport WP5 : Commande électronique et réglage, v1, 25 août 2017

Rapport WP6 : Mesure de l'efficacité énergétique des différentes variantes, v1, 30 août 2017.

PROJET



Memory motor

Rapport WP2 et WP3

*Machine synchrone à aimant avec contrôle de la magnétisation en
fonctionnement*

Conception mécanique

N° Sagex : 49187
Date : 13.09.2016
Révision : v1.0

	Nom	Date	Signature
Rédigé par	L. Scheder (LUS)	11.10.2016	
Responsable projet	C. Besson (CBN)	11.10.2016	



HAUTE ÉCOLE
D'INGÉNIERIE ET DE GESTION
DU CANTON DE VAUD

www.heig-vd.ch



Institut d'Energie et Systèmes
Electriques de la HEIG-VD

Table des matières

1.	Introduction	1
2.	Cahier des charges	2
3.	Partie I : Banc de tests	3
3.1	Vues générales.....	3
3.2	Partie moteurs de tests.....	5
3.2.1	Rotors et arbres.....	5
3.2.2	Stator	7
3.2.3	Entrefers	8
3.2.4	Support du stator et des arbres.....	9
3.3	Partie liée au moteur de charge.....	13
3.3.1	Bloc moteur de charge.....	13
3.3.2	Capteur de couple.....	14
3.4	Banc de tests complet	15
3.5	Procédure de montage et de démontage des rotors	16
3.6	Limitation de vitesse.....	17
3.7	Calculs des roulements.....	17
3.7.1	Durée de vie	17
3.7.2	Contrainte dans le roulement au démontage.....	19
3.7.3	Couple de serrage pour précontrainte	20
3.8	Calcul des vis de soutien du stator	20
4.	Partie II : Rotor du « memory motor »	22
4.1	Architecture	22
4.2	Montage des aimants.....	25
4.2.1	Aimants NdFeB.....	25
4.2.2	Aimants AlNiCo	25
4.3	Transmission du couple.....	26
4.3.1	Frottement.....	26
4.3.2	Cisaillement	27

4.4	Vis de fixation des corps extérieurs	28
4.4.1	Choix du type de vis.....	28
5.	Photographies de réalisation	30
5.1	Rotors & Stators	30
5.2	Banc de test	32
6.	Conclusion	33

1. Introduction

L'Institut d'Énergie et Systèmes Électriques (IESE), de la HEIG-VD, a mis au point un moteur à aimantation variable appelé « memory motor ». En appliquant des pics de courants judicieux, il est possible d'ajuster l'aimantation de certains aimants rotoriques ce qui permet de contrôler la constante de couple du moteur.

Ce rapport a pour but de décrire la conception d'un banc d'essais (Figure 1.1), développé dans le cadre d'un projet financé par l'OFEN (SI/501256-01), dont le principal objectif est de mesurer les performances du « memory motor » et de les comparer à trois autres variantes de moteurs standards.

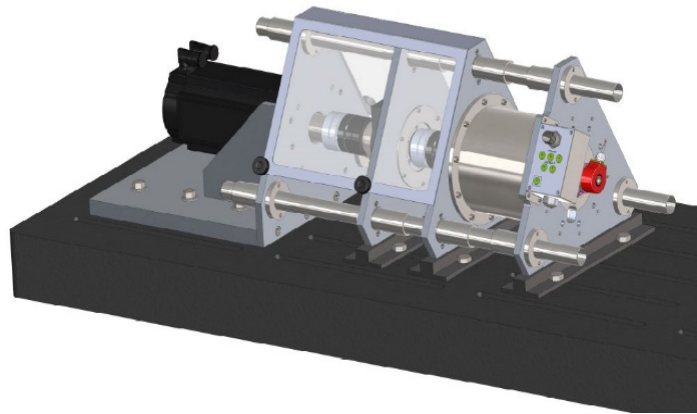


Figure 1.1 - Banc de tests

Le banc d'essais doit permettre de tester 4 types de moteurs, dans les mêmes conditions de fonctionnement et dans le même encombrement :

- **1 memory motor** développé par la HEIG-VD
- **2 moteurs synchrones** standards, de types M et W, fabriqués par la société Landert Motoren AG (MHS-M-170-4-70-01A et MHS-W-170-4-70-01A).
- **1 moteur asynchrone** à cage standard, fabriqués par la société Landert Motoren AG (MHS-I-170-4-70-01A).

Après avoir présenté la conception mécanique du banc d'essais, un chapitre sera dédié à la conception mécanique du rotor de type memory. Le dimensionnement et l'optimisation électromagnétique de ce dernier font l'objet d'un autre rapport (WP1)

2. Cahier des charges

L'architecture et les principaux composants du banc de tests sont représentés à la Figure 2.1. Le moteur sous test, associé à un capteur de position, entraîne une charge réalisée par un moteur brushless qui fonctionne en génératrice et qui injecte de la puissance sur le réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique 4 quadrants. Le couplemètre permet de déterminer les caractéristiques mécaniques à l'arbre : couple, vitesse et puissance mécanique.

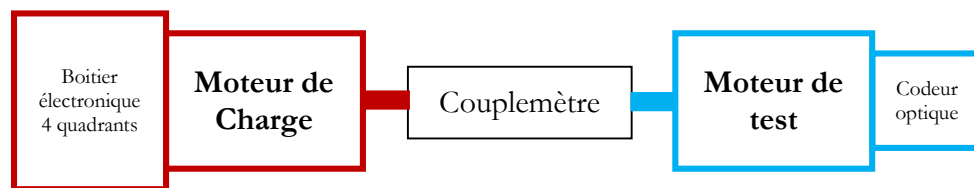


Figure 2.1 - Architecture du banc de test

Pour le banc d'essais, les principales spécifications sont les suivantes :

- La structure doit être montée sur un marbre du laboratoire B57 de la HEIG-VD
- Le banc d'essais doit permettre une rotation jusqu'à 6'000 tr/min.
- Le rotor du moteur de test doit être facilement montable et démontable.
- Utilisation d'un codeur optique pour lire la position du moteur.
- Utilisation d'un couplemètre afin de mesurer le couple et la vitesse du moteur.

3. Partie I : Banc de tests

3.1 Vues générales

La Figure 3.1 - Vue de côté du banc de test montre la vue de côté du banc de test. Comme spécifié par le cahier des charges, il présente bien deux parties distinctes : une partie avec le moteur de charge et une seconde avec le moteur à tester.

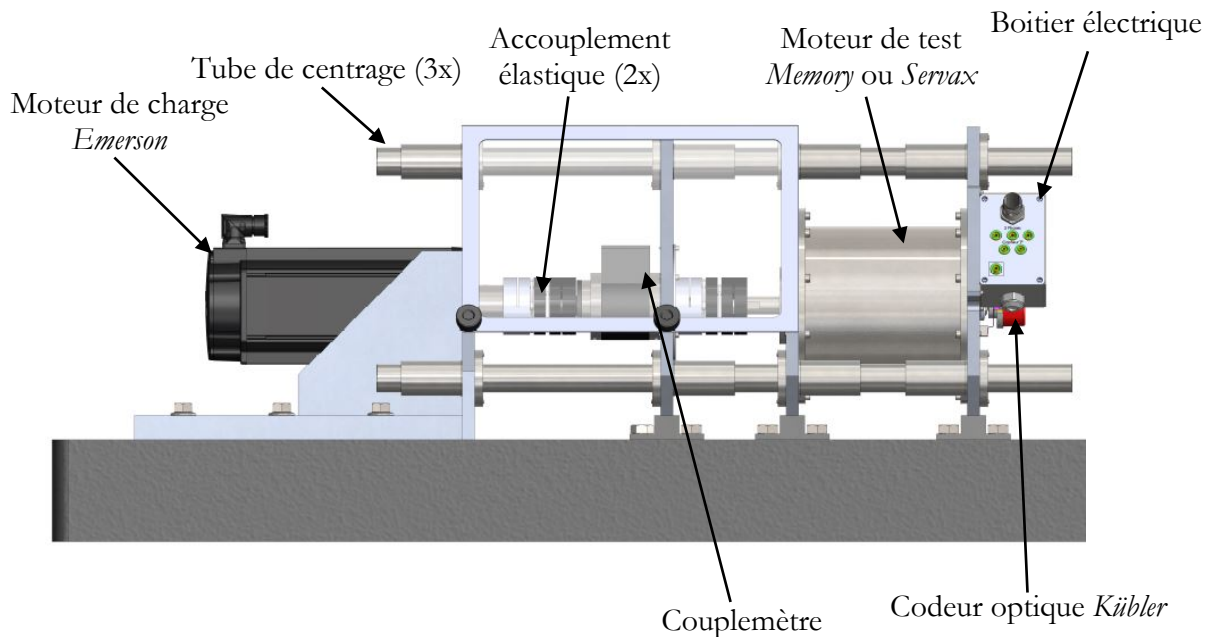


Figure 3.1 - Vue de côté du banc de test

Comme la vitesse de rotation peut être assez élevée – entre 4000 et 6000 tr/min – il a été souhaitable de prévoir une protection au niveau des pièces tournantes, ceci afin d'éviter des accidents comme des vêtements s'enroulant autour des éléments rotatifs.

Un bouton « coup de poing » d'arrêt d'urgence est présent sur le pupitre voisin du banc de test.

La partie possédant le moteur de charge ainsi que le couplemètre (et les supports associés) sont fixés sur le marbre. La partie possédant le moteur de test pourra quant à elle être régulièrement démontée. Tous les supports sont visés directement sur le bâti en fonte afin d'éviter les vibrations.

Comme le montre la Figure 3.2, 4 versions de rotors sont prévues. Une version synchrone avec deux rotors différents, une version asynchrone avec un seul type de rotor (ne sera jamais démonté) et une version memory dont le rotor doit pouvoir être démonté.

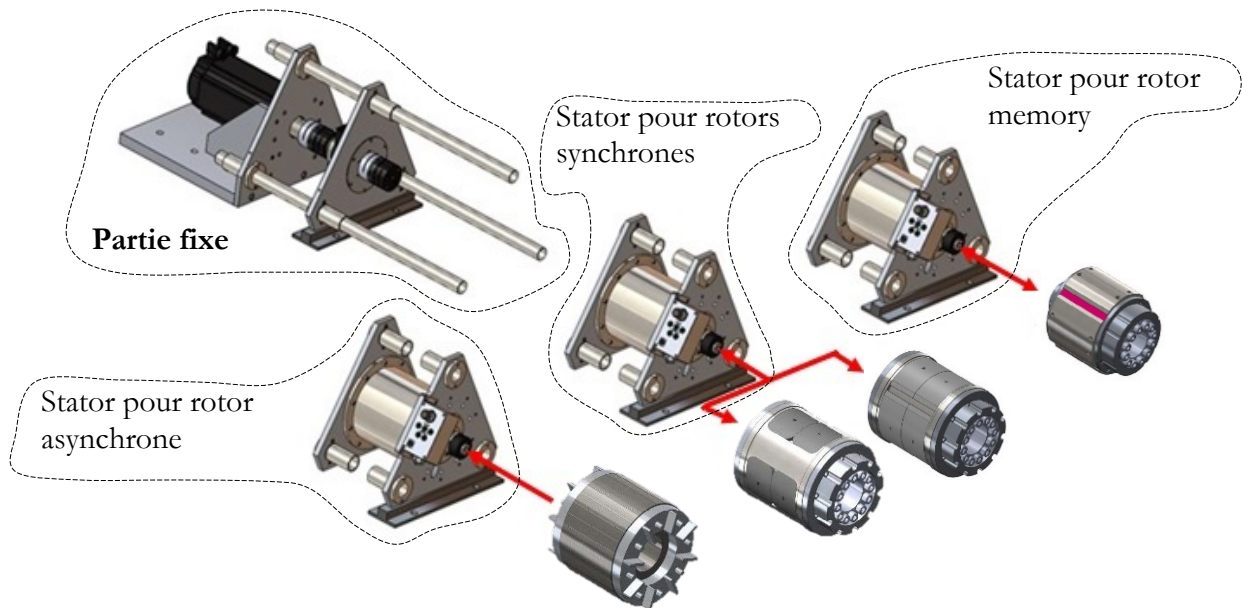


Figure 3.2 - Configurations du banc de test

L'ensemble comporte

- 1 partie fixe avec le moteur de charge et le couplemètre
- 3 stators identiques (sauf nombre de spires qui change dans la version asynchrone)
- 4 rotors différents dont seul le memory est fabriqué à la HEIG. Les autres rotors sont fournis par la société Landert Motoren AG.

3.2 Partie moteurs de tests

3.2.1 Rotors et arbres

Le Figure 3.3 montre les 4 rotors différents, réalisés avec le même diamètre externe pour fonctionner avec les mêmes stators.

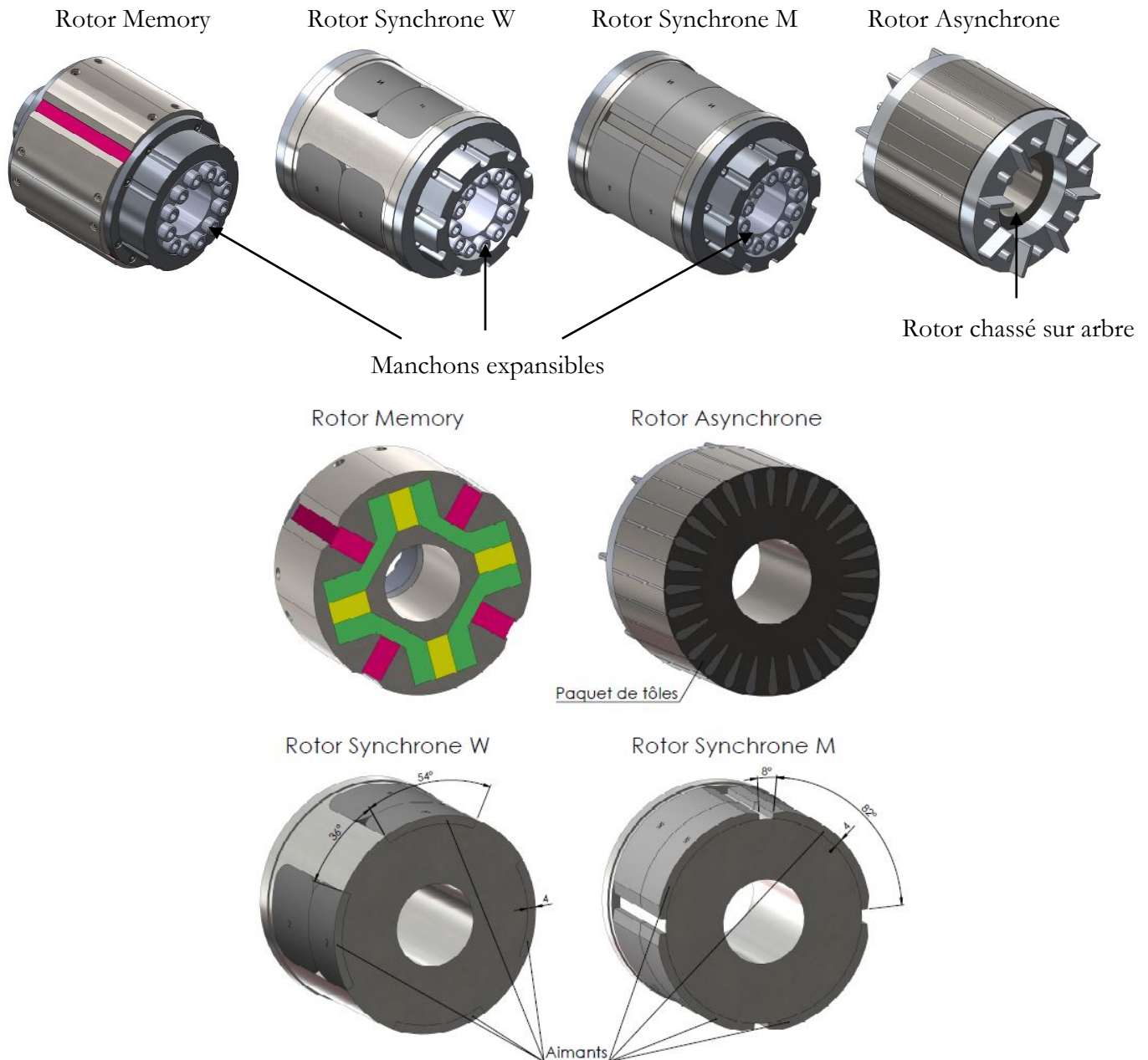


Figure 3.3 - Rotors

La Figure 3.4 montre les rotors et leurs arbres respectifs. Deux exemplaires identiques sont réalisés pour les rotors synchrones et memory. Un variante légèrement différente est fabriquée pour le rotor asynchrone. Cela est dû au fait que le rotor asynchrone doit être chassé sur l'arbre. Les rotors memory et synchrones sont montés sur les arbres à l'aide de manchons expansibles, ils sont donc démontables. Le rotor asynchrone est quant à lui monté chassé sur l'arbre et ne sera jamais démonté. C'est pourquoi les dimensions de l'arbre asynchrone sont un peu différentes, cela est dû au diamètre interne du rotor qui est de 38 mm (contre 35 mm pour les autres).

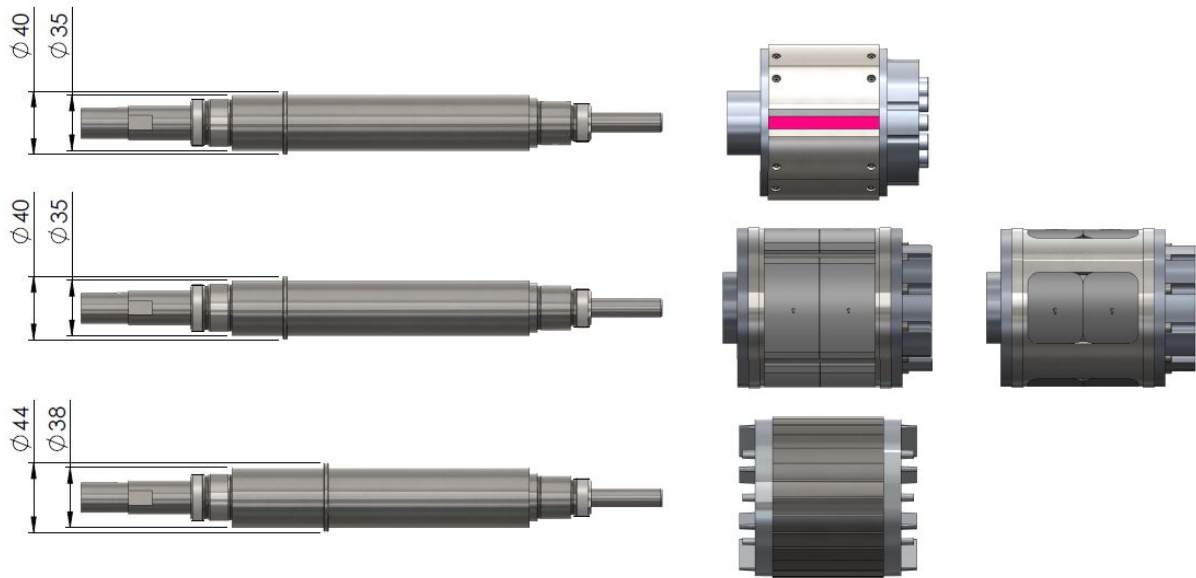


Figure 3.4 - Rotors et arbres

Sur les arbres, sont ensuite montés un roulement à billes radial et une bague intérieur de roulement à aiguille, tout deux chassés. Le roulement à billes est préchargé à l'aide d'un écrou à encoche. La Figure 3.5 montre la situation.

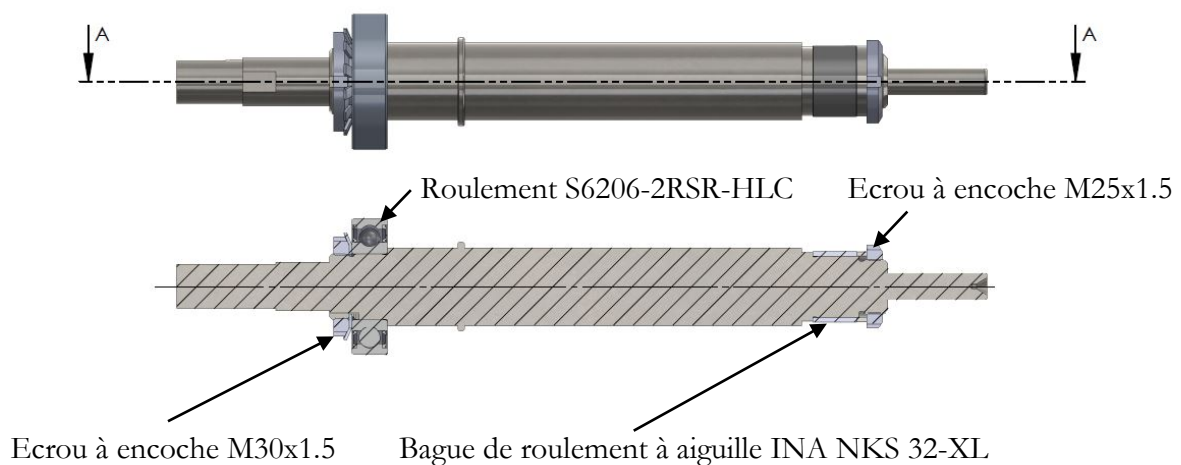


Figure 3.5 - Arbre et roulement

La collerette de diamètre 35 ou 38 mm (selon la version synchrone ou asynchrone) permet un positionnement précis des rotors, ces derniers venant s'y appuyer (Figure 3.6).

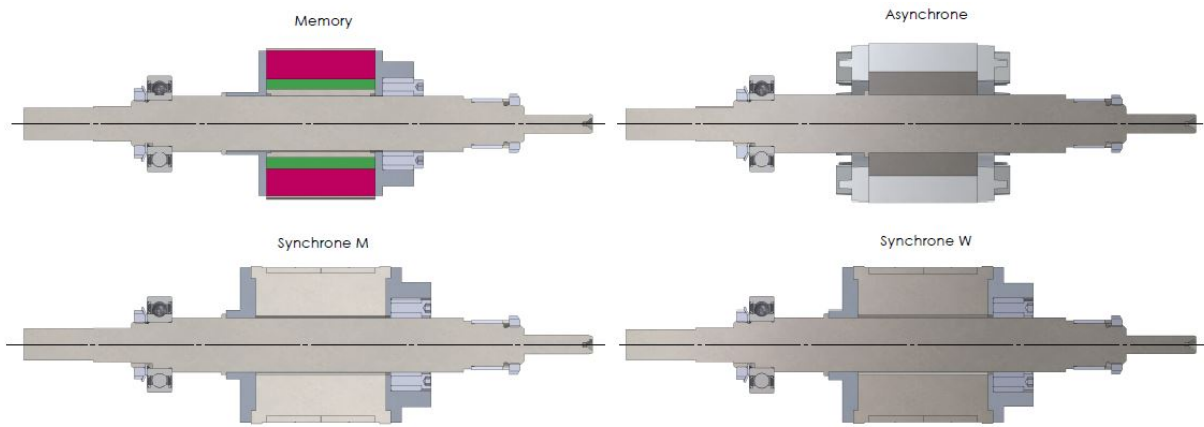


Figure 3.6 - Rotors monté sur arbres

3.2.2 Stator

Le stator est conçu et fourni par la société Landert Motoren AG. Une représentation 3D est présentée à la Figure 3.7. Le paquet de tôles est monté fretté dans la cage statorique. Les câbles des bobines et des sondes de température sortent sur le côté.

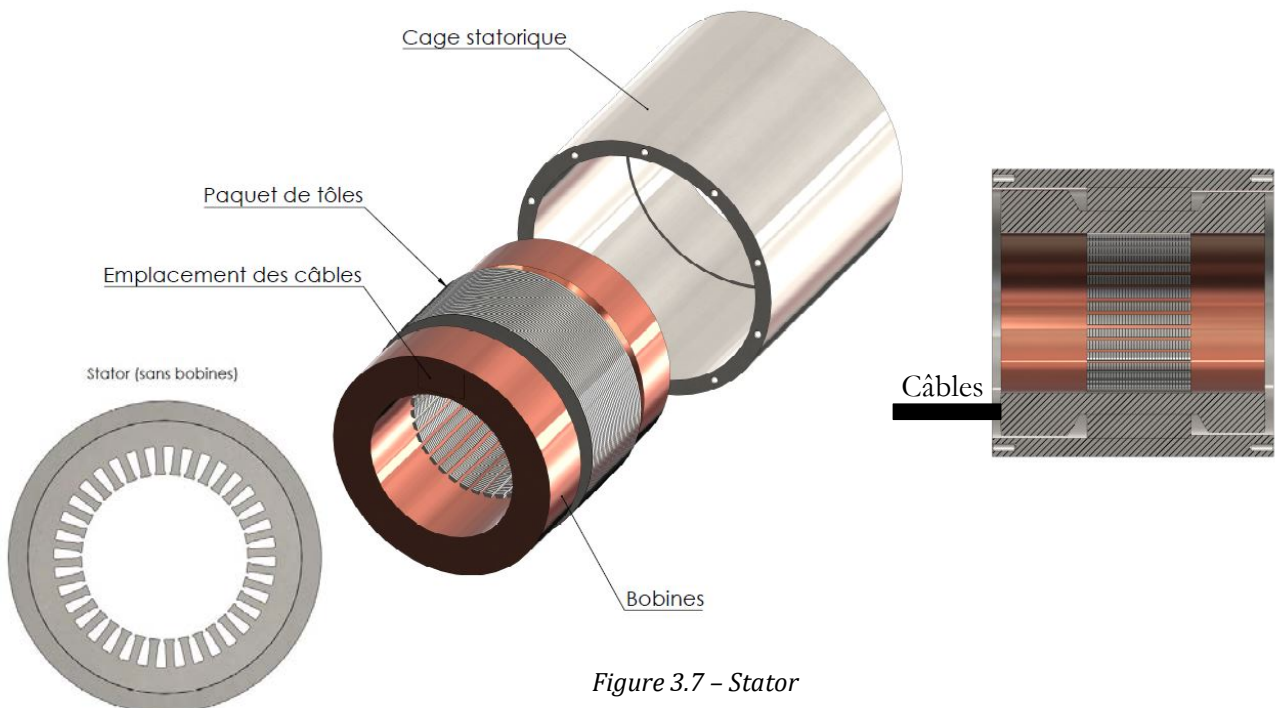


Figure 3.7 – Stator

3.2.3 Entrefers

La Figure 3.8 montre les différents entrefers, relatifs aux différents rotors. La version asynchrone comporte un entrefer plus petit, alors que les 3 autres variantes ont sensiblement le même entrefer.

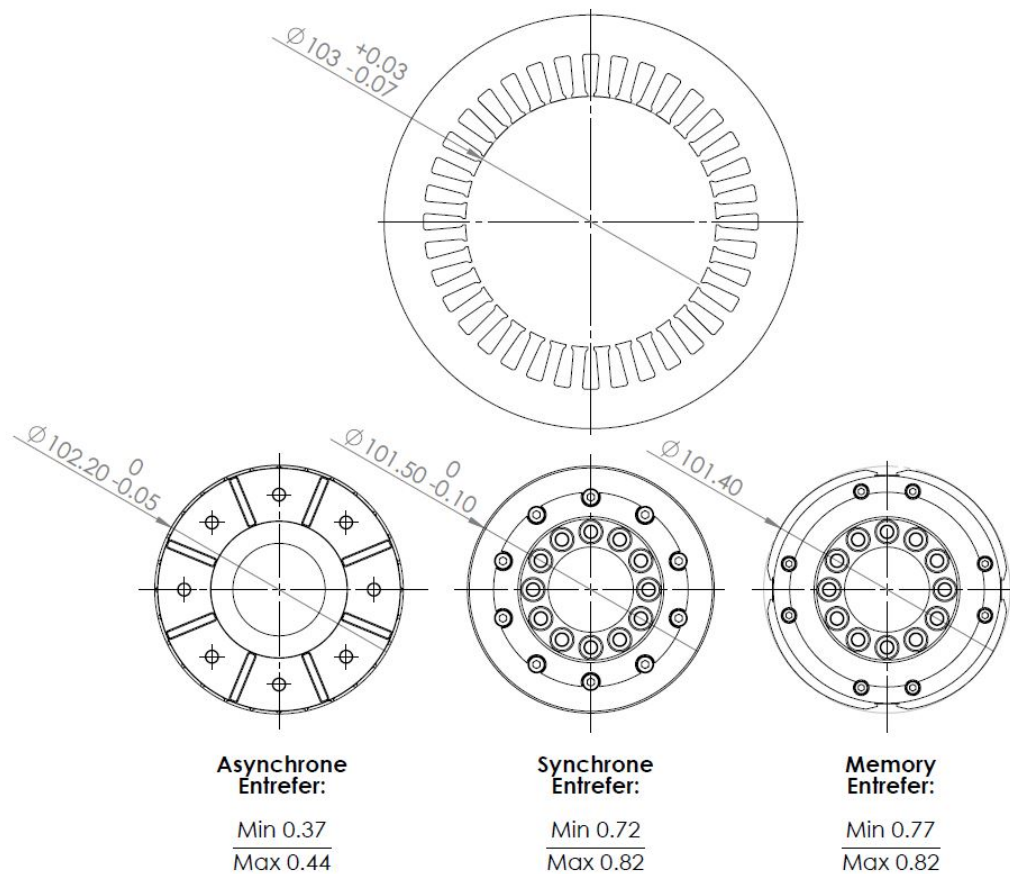


Figure 3.8 - Entrefers

Notons toutefois que l'entrefer du rotor memory représenté ici est celui valable pour le point le plus haut de l'épanouissement polaire. En effet, la forme de cette pièce n'est pas circulaire. Cela fait partie du design particulier de ce rotor. Davantage d'informations à ce sujet sont disponibles sur le dessin technique de cette pièce.

3.2.4 Support du stator et des arbres

Le stator est monté sur deux supports triangulaires (Figure 3.9). Le premier est du côté du moteur de charge (ou du roulement à bille) et le deuxième côté codeur optique (roulement à aiguille). Chaque support possède une flasque supportant la cage statorique ainsi que des logements pour les roulements.

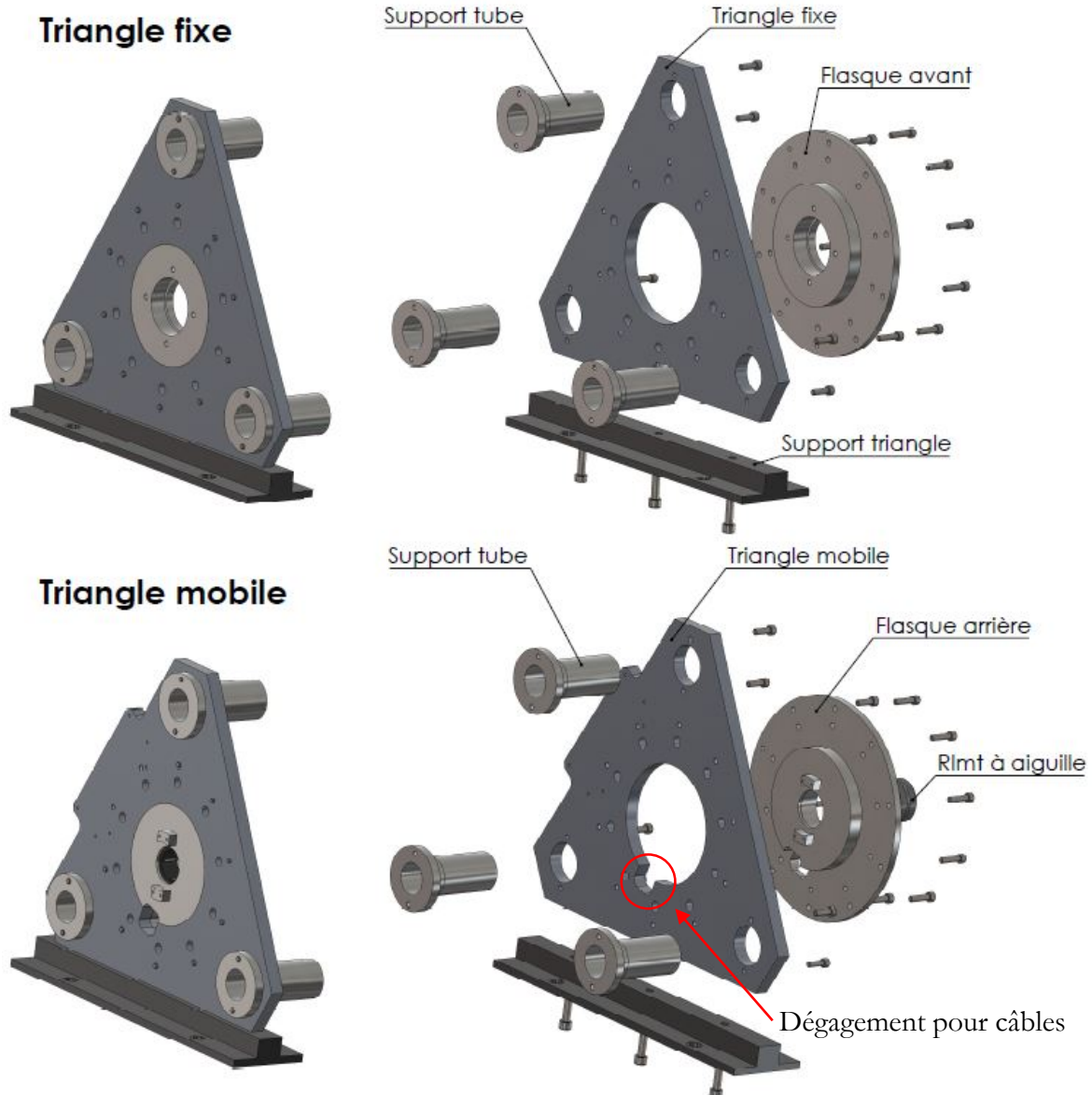


Figure 3.9 - Triangles supports

La forme triangulaire est due au fait que tous les autres bancs de test du laboratoire ont déjà cette forme. Le support triangulaire possède des trous de passage de vis afin de pouvoir être fixé sur le marbre. Le dégagement entouré en rouge sur la Figure 3.9 permet de faire sortir les câbles du stator.

L'arbre sera ensuite monté dans le support selon la représentation de la Figure 3.10. On remarque que le roulement à billes est complètement contraint par l'écrou à encoche et une flasque de serrage.

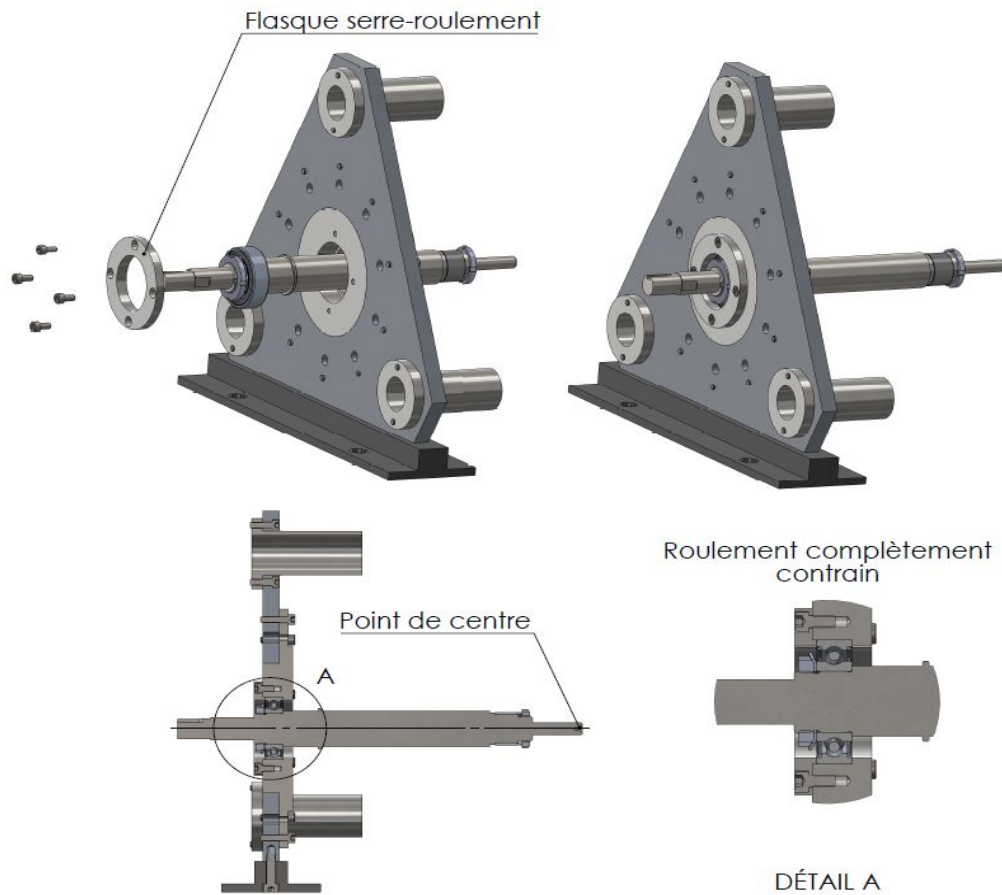


Figure 3.10 - Arbre monté sur support

Le point de centre à l'extrémité de l'arbre permet de soutenir l'arbre à l'aide d'une pointe et assurer, d'une part, l'alignement de montage et, d'une seconde part, d'éviter que le roulement à billes subisse des efforts de torsion trop importants, ce qui pourrait l'endommager.

Le stator est monté sur le support mobile. Par « mobile », il faut comprendre que c'est ce support qui sera déplacé pour démonter les rotors. La Figure 3.11 montre la situation.

Ensuite, le stator est visé au support fixe via la flasque idoïne. Il suffit d'ajouter le codeur optique et la partie mobile est complète.

Une boîte à bornes est vissée sur le support mobile. La procédure de montage et démontage lors d'un changement de rotor sera expliquée dans un autre chapitre.

La Figure 3.12 montre la partie mobile complète (sans rotor).

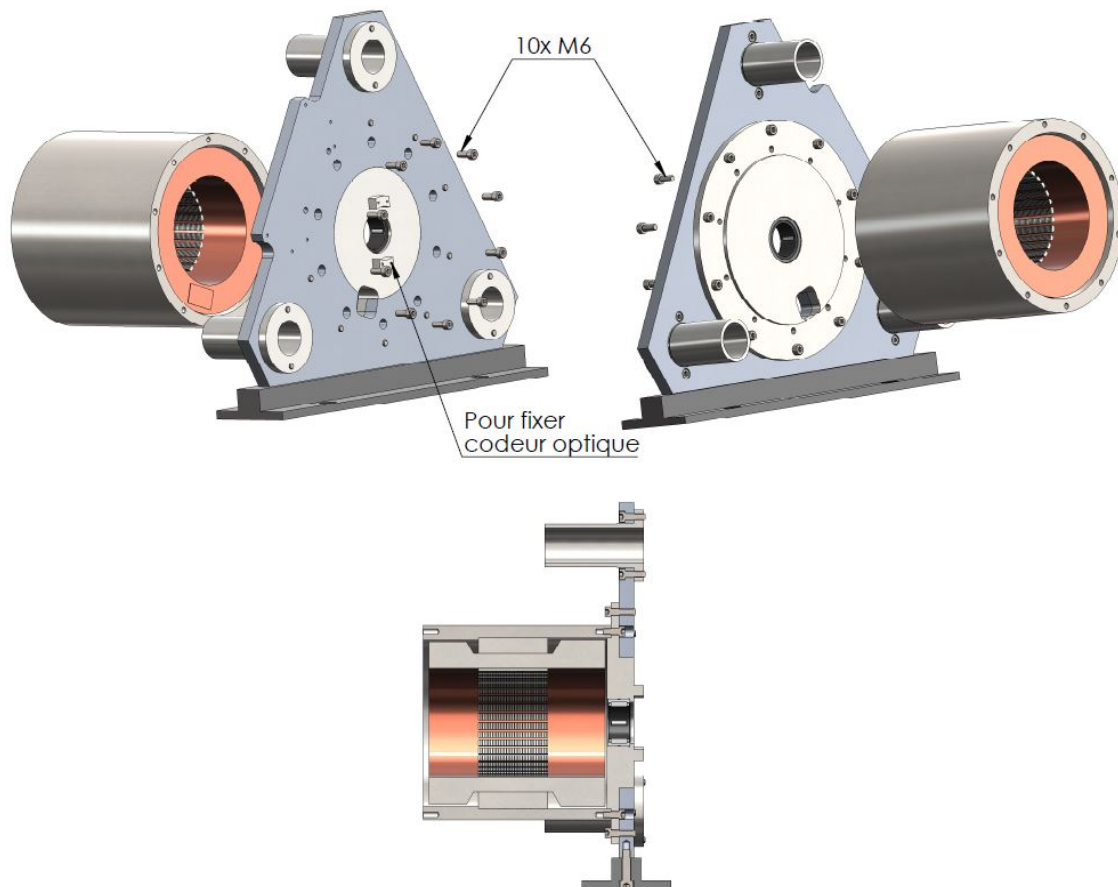


Figure 3.11 - Stator monté sur support mobile

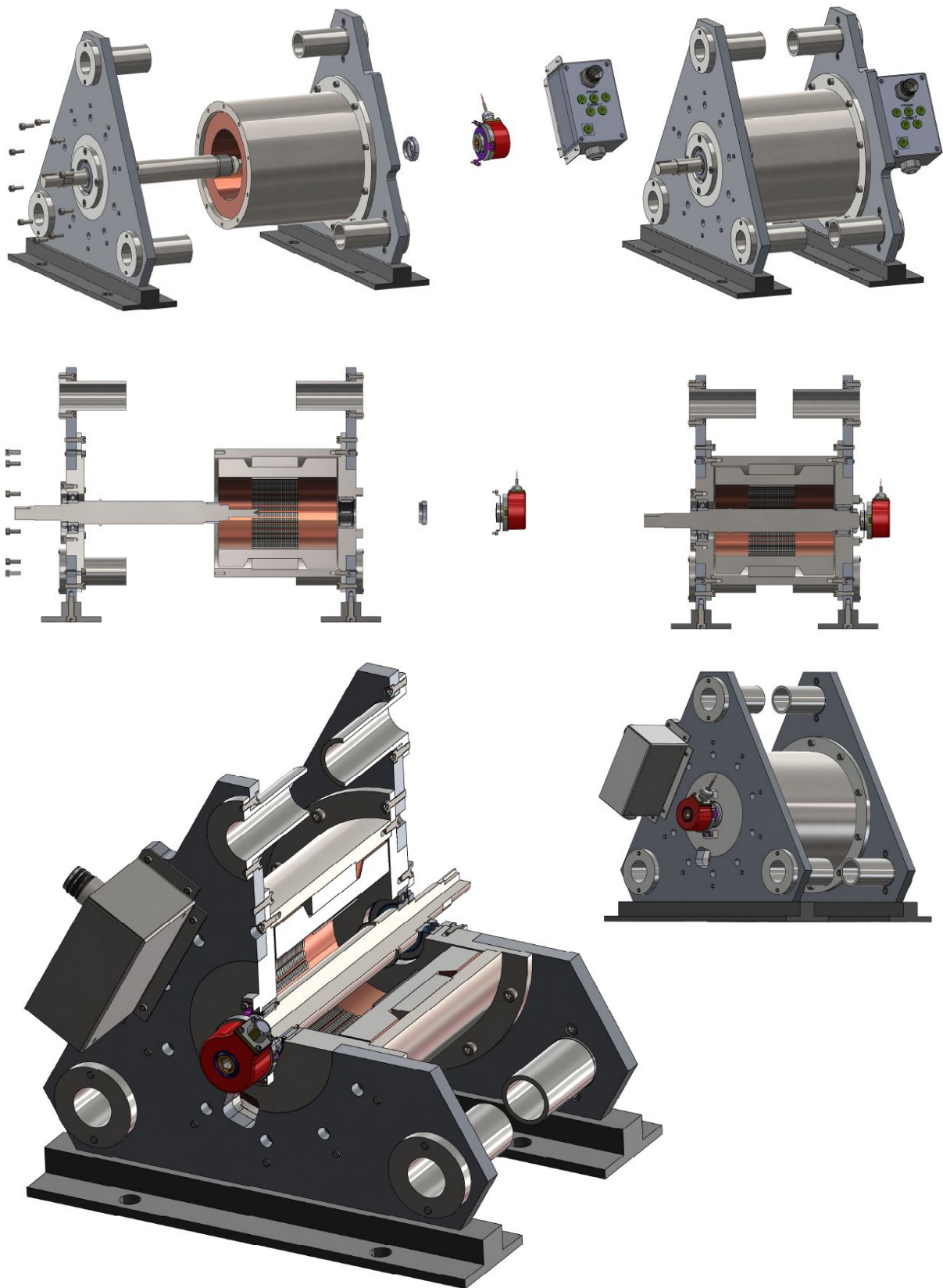


Figure 3.12 - Partie mobile

3.3 Partie liée au moteur de charge

3.3.1 Bloc moteur de charge

Le moteur de charge est monté sur une plaque en aluminium visée sur le marbre. Deux équerres assurent une bonne rigidité. La Figure 3.13 montre le bloc moteur de charge.

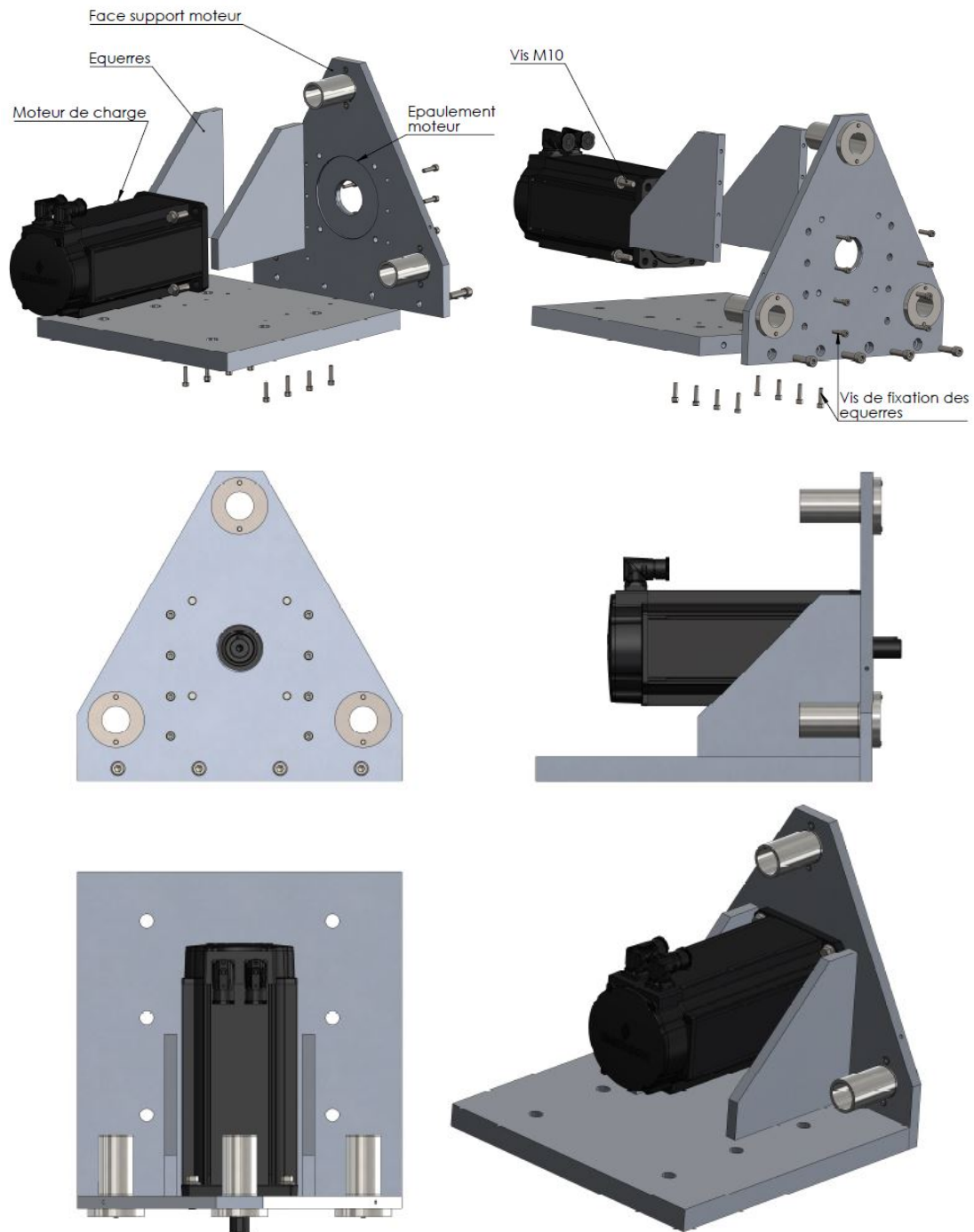


Figure 3.13 - Bloc moteur de charge

3.3.2 Capteur de couple

Le capteur de couple ainsi que les supports associés existent déjà au laboratoire de l'IESE. La Figure 3.14 suivante illustre le dispositif.



Figure 3.14 - Couplément

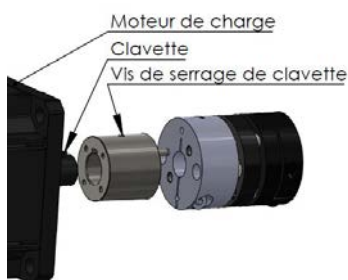


Figure 3.15 - Accouplement moteur de charge

Le capteur de couple est monté sur une flasque à l'aide de 6 vis M4. La flasque est quant à elle montée sur le support triangulaire via 6 vis M4 également. Deux manchons d'accouplement flexibles sont montés des deux côtés.

Celui situé du côté du couplément est muni de deux manchons pour goupilles, ce qui sert à accoupler le moteur de charge au couplément (Figure 3.15 ci-contre).

La transmission du couple entre l'arbre du moteur de test et le manchon d'accouplement se fait par friction via le serrage d'une vis.

3.4 Banc de tests complet

Le banc de tests comporte trois principales parties :

- Une partie avec le moteur de charge.
- Une partie avec couplemètre.
- Une partie avec le moteur de test.

Les différentes parties s'assemblent facilement via les manchons d'accouplement élastiques. L'alignement est assuré par de longs tubes usinés avec précision. La Figure 3.16 montre le banc de test monté.

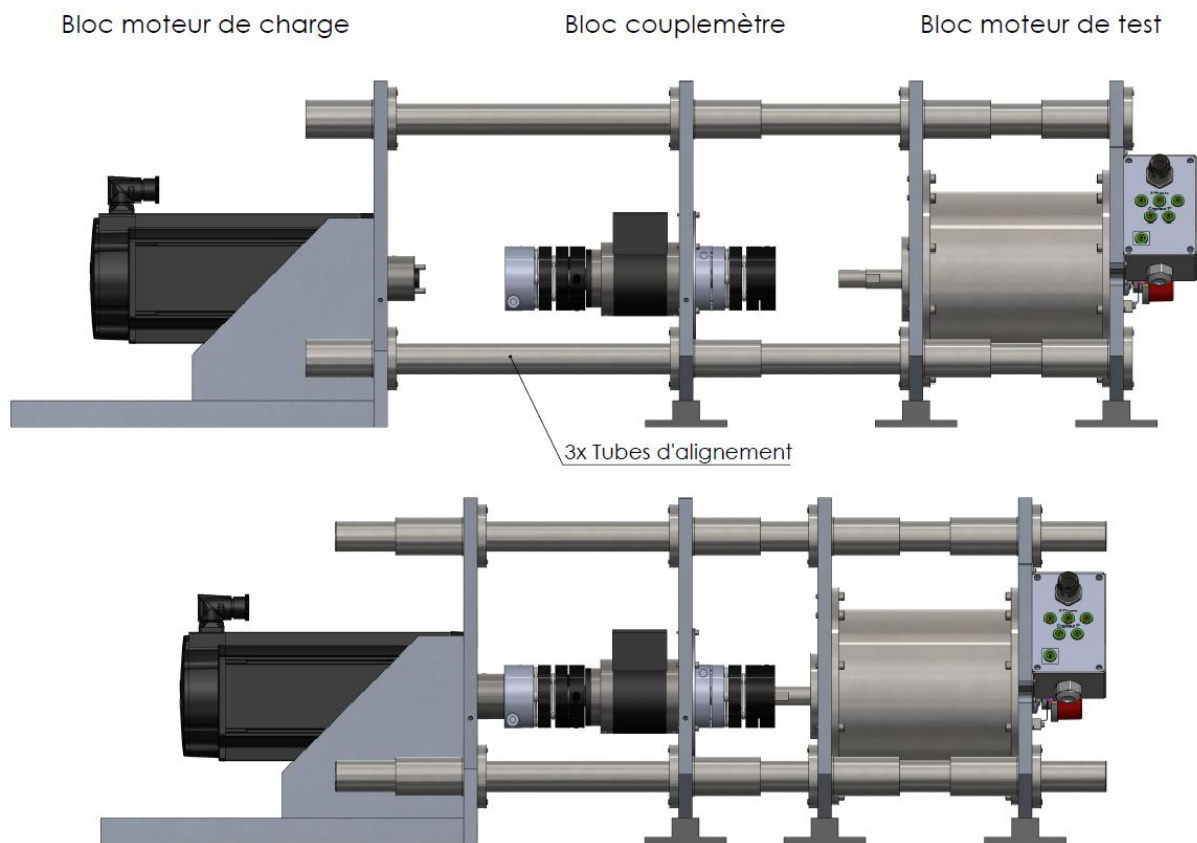


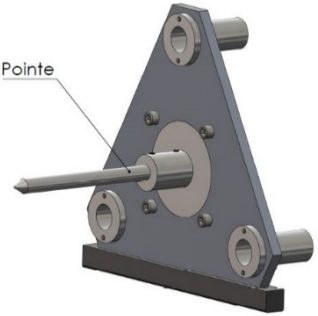
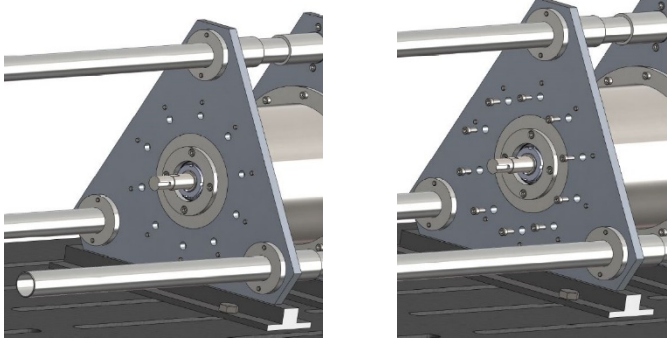
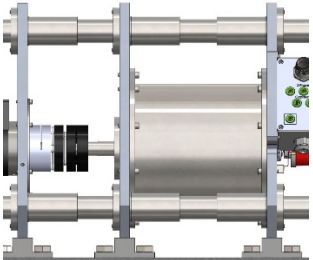
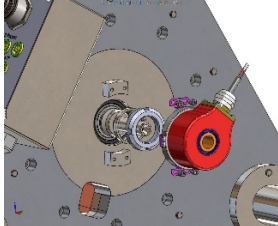
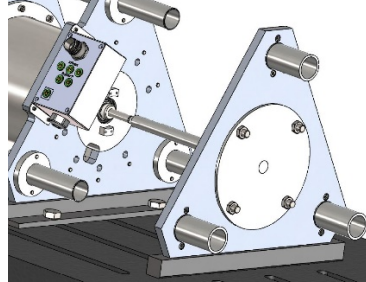
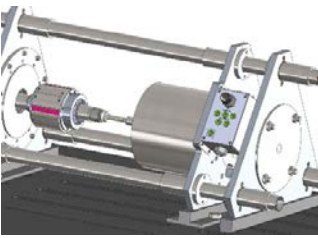
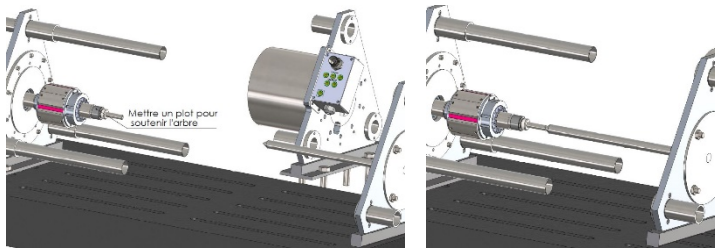
Figure 3.16 - banc de test monté

On rajoute ensuite, sur les parties rotatives, un capot de protection afin d'éviter les accidents dus aux éléments rotatifs.

3.5 Procédure de montage et de démontage des rotors

Les illustrations suivantes montrent la marche à suivre pour monter et démonter les rotors memory et synchrones. La démarche est faite avec le rotor memory mais la procédure est la même pour tous les autres rotors.

Afin de limiter au maximum les efforts sur le roulement à billes, et ce d'autant plus que les rotors peuvent être plutôt lourds (entre 3.5 et 5 kilogrammes environ), il est nécessaire d'employer une pointe pour soutenir l'arbre.

<p>Outil de démontage</p> 	<p>1) Démontez les vis soutenant le stator côté couplemètre</p> 	
<p>2) Accouplez l'arbre du moteur de test à l'accouplement élastique</p> 	<p>3) Démontez le codeur optique et retirez l'écrou à encoche et l'entretoise du roulement à aiguilles.</p> 	<p>4) placez la pointe de démontage et la fixez au banc.</p> 
<p>5) Retirez le stator tout en laissant la pointe.</p> 	<p>6) Retirez la pointe, sortez le rotor des tubes et remettez la pointe (utiliser un plot pour éviter de mettre l'arbre en porte-à-faux).</p> 	
<p>7) retirez le rotor de l'arbre et le glissez jusqu'à bout de la pointe.</p>	<p>8) Retirez la pointe avec le rotor</p>	<p>9) Retirez le rotor de la pointe.</p>

La procédure de montage est simple, il suffit de suivre les étapes de démontage à l'envers. L'étape numéro 3 qui consiste à retirer le codeur optique peut s'effectuer en premier.

3.6 Limitation de vitesse

La liste suivante donne la vitesse limite de différentes pièces mécaniques :

- Moteur de charge Emerson : 6300 tr/min
- Accouplements élastiques : 10000 tr/min
- Couplémètre : 4000 tr/min
- Roulement à bille : 6600 tr/min
- Roulement à aiguille : 8000 tr/min
- Codeur optique : 6000 tr/min

On constate rapidement que le couplémètre employé limite la vitesse de rotation à 4000 tr/min. Un tel appareil est relativement onéreux. Il n'a pas été jugé nécessaire d'en acheter un nouveau alors que le laboratoire en possède déjà un.

Néanmoins, le reste des composants est dimensionné pour permettre une rotation de 6000 tr/min.

3.7 Calculs des roulements

3.7.1 Durée de vie

Afin de calculer la durée de vie, il est nécessaire de connaître les charges qui s'appliquent sur les roulements. Les calculs seront effectués en prenant le poids du rotor synchrone W car c'est le plus lourd (environ 5 kg). La Figure 3.17 montre un schéma des forces.

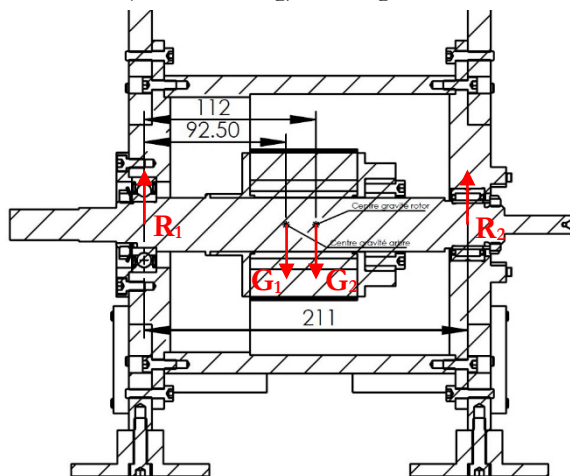


Figure 3.17 - Schéma des forces

Les forces R_1 et R_2 sont les réactions radiales sur les roulements. Les forces G_1 et G_2 sont les poids propres de l'arbre et du rotor respectivement.

$$\sum F = 0:$$

$$R_1 + R_2 - G_1 - G_2 = 0$$

$$\sum M = 0:$$

$$R_2 \cdot 0.211 - G_1 \cdot 0.0925 - G_2 \cdot 0.112 = 0$$

En résolvant ce système avec un arbre de 1.96 kg ($G_1 = 19.6 \text{ N}$) et un rotor de 5 kg ($G_2 = 50 \text{ N}$), on obtient :

- $R_1 \cong 35 [N]$
- $R_2 \cong 35 [N]$

De plus, le roulement à billes sera précontraint à l'aide de l'écrou à encoche. Selon la société SKF, la précontrainte d'un roulement à bille doit s'élever à hauteur de 1% de la charge dynamique de base. Cette dernière est de 16500 N :

$$F_a = 0.01 \cdot C_r = 0.01 \cdot 16500 = 165 N$$

Nous avons donc les charges suivantes sur les roulements :

- Roulement à billes :
 - $F_r = 35 N$
 - $F_a = 165 N$
- Roulement à aiguilles :
 - $F_r = 35 N$

Il est à présent possible de calculer la durée de vie du roulement à bille S6206-2RSR-HLC, selon la méthode que propose la société Schaeffler :

1. Facteur f_0 :

Cette valeur est donnée dans une table. $f_0 = 13.8$

2. Rapport $(f_0 \cdot F_a)/C_{0r}$:

La valeur de C_{0r} est donnée par le fabricant. $(f_0 \cdot F_a)/C_{0r} = (13.8 \cdot 135)/9100 = 0.25$

3. Trouver les coefficients e , X et Y :

Ces valeurs sont données dans une table. $e = 0.21$, $X = 0.56$ et $Y = 2.05$

4. Calculer le rapport F_a/F_r :

$$F_a/F_r = 165/35 = 4.71$$

5. Définir la charge dynamique équivalente P :

$$F_a/F_r > e \text{ donc } P = X \cdot F_r + Y \cdot F_a = 0.56 \cdot 35 + 2.05 \cdot 165 = 358 N$$

6. Calculer la durée de vie en heure de fonctionnement L_{10h} :

$$\frac{\left(\frac{C_r}{P}\right)^3 \cdot 10^6}{60 \cdot n} = \frac{\left(\frac{16500}{358}\right)^3 \cdot 10^6}{60 \cdot 4000} = \boxed{407936 h}$$

Cette durée de vie est bien assez grande (environ 47 ans à 24 h/jour). Le roulement à billes étant le plus chargé, il n'est pas nécessaire de calculer celle du roulement à aiguilles qui sera obligatoirement suffisante.

3.7.2 Contrainte dans le roulement au démontage

Si l'on réalise l'étape de démontage 6) présentée précédemment sans soutenir l'arbre (avec une pointe par exemple), le roulement à billes se retrouve soumis à des efforts qu'il faut calculer. On peut imaginer deux cas de figures. Le premier (Figure 3.18) est celui où l'arbre est soutenu par son extrémité (ici par l'accouplement élastique).

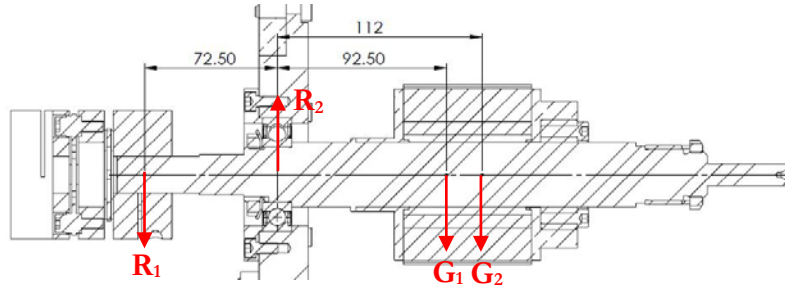


Figure 3.18 - Schéma des efforts

Auquel cas, l'équation suivante donne directement la force radiale R_2 :

$$\sum M = 0: R_2 \cdot 0.0725 - G_1 \cdot 0.0925 - G_2 \cdot 0.112 = 0 \leftrightarrow \boxed{R_2 \cong 102 \text{ N}}$$

La charge statique de base de ce roulement étant de 9100 N, cette force est négligeable et ne mènera pas à une détérioration du roulement. Dans ce cas, il n'y a pas de force axiale.

Si on prend le deuxième cas de figure (Figure 3.19) où l'arbre n'est pas soutenu, les efforts deviennent plus importants.

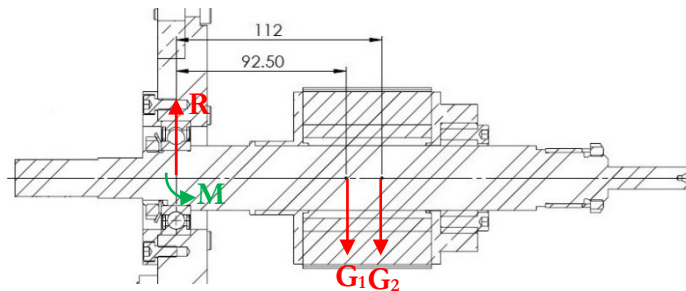


Figure 3.19 - Schéma des efforts

Dans ce cas, le roulement est soumis à deux efforts distincts, une force radiale R et un moment de torsion M . Les valeurs respectives sont :

- $R = G_1 + G_2 = 19.6 + 50 = \boxed{69.6 \text{ N}}$
- $M = G_1 \cdot 0.0925 + G_2 \cdot 0.112 = 19.6 \cdot 0.0925 + 50 \cdot 0.112 = \boxed{7.41 \text{ Nm}}$

La charge radiale est plus faible que précédemment mais le moment repris par le roulement est assez élevé : 7.41 Nm. C'est pourquoi faut bien prendre garde à ce que l'arbre soit toujours soutenu.

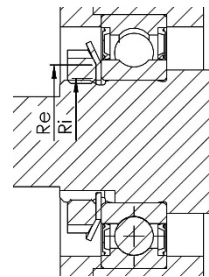
3.7.3 Couple de serrage pour précontrainte

Le but est de calculer le couple de serrage de l'écrou à encoche M30x1.5 afin d'appliquer la précontrainte de 165 N. La relation reliant le couple de serrage à la force axiale dans la vis est la suivante :

$$M = F_a [r_m \cdot \tan(\gamma + \rho_e) + \mu \cdot 0.5 \cdot (r_e + r_i)]$$

Avec :

- Frottement acier-acier : $\mu = 0.1$
- Rayon moyen : $r_m = 0.5 \cdot (30 - 0.649519 \cdot 1.5) = 14.5 \text{ mm}$ (VSM)
- Angle d'hélice : $\gamma = \arctan(1.5/\pi/2r_m) = 0.94^\circ$
- Angle de frottement : $\rho_e = \arctan(0.1/\cos(30)) = 6.6^\circ$
- Rayon extérieur écrou : $r_e = 19 \text{ mm}$
- Rayon intérieur écrou : $r_i = 15 \text{ mm}$
- Force axiale : $F_a = 165 \text{ N}$



Donc, le couple vaut :

$$165 \cdot [14.5 \cdot \tan(0.94 + 6.6) + 0.1 \cdot 0.5 \cdot (19 + 15)] \cong 600 \text{ mNm} = \boxed{0.6 \text{ Nm}}$$

L'écrou à encoche étant normalisé et la précontrainte étant proposée par des spécialistes du domaine, il n'est pas nécessaire de vérifier si le filetage M30x1.5 peut tenir la charge de 165 N. Cela est forcément le cas.

3.8 Calcul des vis de soutien du stator

Lorsque le stator est démonté, celui-ci se retrouve en porte-à-faux sur la flasque du support mobile (Figure 3.20). Il est important de vérifier si les 10 vis M6 sont capables de supporter cet effort. Pour ce calcul, la portée $\phi 170$ est négligée.

Cisaillement :

Le poids propre du stator, 20 kg, engendrera des contraintes de cisaillement dans les 10 vis. Par la somme des forces, la force de cisaillement de chaque vis sera 1/10 de celle du poids du stator, soit :

$$F_{cis} = \frac{1}{10} (m_{rotor} \cdot g) \cong 20 \text{ N}$$

Cette force est très faible et amène à une contrainte de cisaillement négligeable de :

$$\tau_{cis} = \frac{F_{cis}}{S_{res}} = \frac{20}{20.1} \cong \boxed{1 \text{ MPa}}$$

Traction :

La Figure 3.20 montre le schéma des forces principales agissantes lorsque le stator est en porte-à-faux.

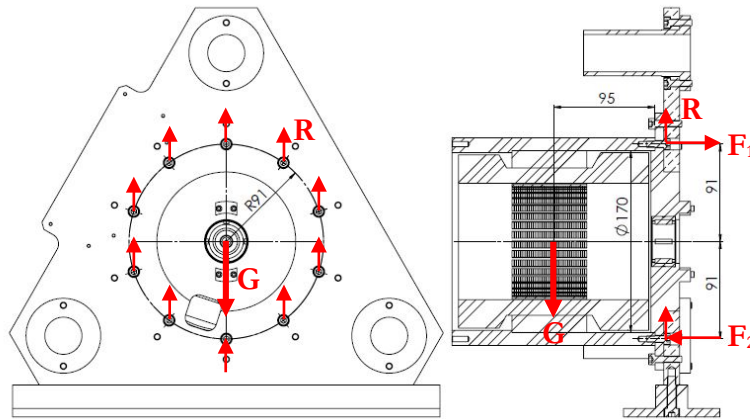


Figure 3.20 - Schéma des forces

La force R a déjà été calculée et vaut 20 N. La valeur de G est de 20·g soit environ 200 N. En résolvant le système d'équation suivant :

$$\left. \begin{array}{l} \sum F_x = 0: \\ F_1 - F_2 = 0 \\ \sum M = 0: \\ G \cdot 0.095 - F_1 \cdot 2 \cdot 0.091 = 0 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \bullet F_1 \cong 100 \text{ N} \\ \bullet F_2 \cong 100 \text{ N} \end{array}$$

Cependant, la répartition des forces de traction dans les vis est assez difficile à prévoir. Ceci-dit, ces dernières ne se répartiront, en majeure partie, que dans les 5 vis du haut. Cela représente une force de 20 N par vis si l'on considère une répartition uniforme (cela n'est pratiquement pas le cas mais cette simplification permet d'avoir un ordre de grandeur acceptable des contraintes).

Le calcul des vis est effectué à l'aide du site www.technocalcul.com selon des vis normalisées M6 qualité 8.8 serrées à 85% de la résistance élastique. On obtient un couple de serrage de 6.7 Nm pour une force axiale de 8.3 kN.

On constate que, par rapport à cette force de serrage, la force F_1 est négligeable (de l'ordre de 1%). Il n'y a donc aucun risque de détérioration des vis M6 lors du démontage. Ces dernières supporteront la charge sans aucun problème.

4. Partie II : Rotor du « memory motor »

4.1 Architecture

Le rotor du « memory motor » consiste en une série de pièces à assembler à l'aide de vis et de goupilles. La Figure 4.1 montre une vue éclatée du rotor. Cette structure a été initialement prévue parce qu'elle permet un changement des aimants et une adaptation de leurs dimensions, ce qui est appréciable en vue de tester cette nouvelle technologie.

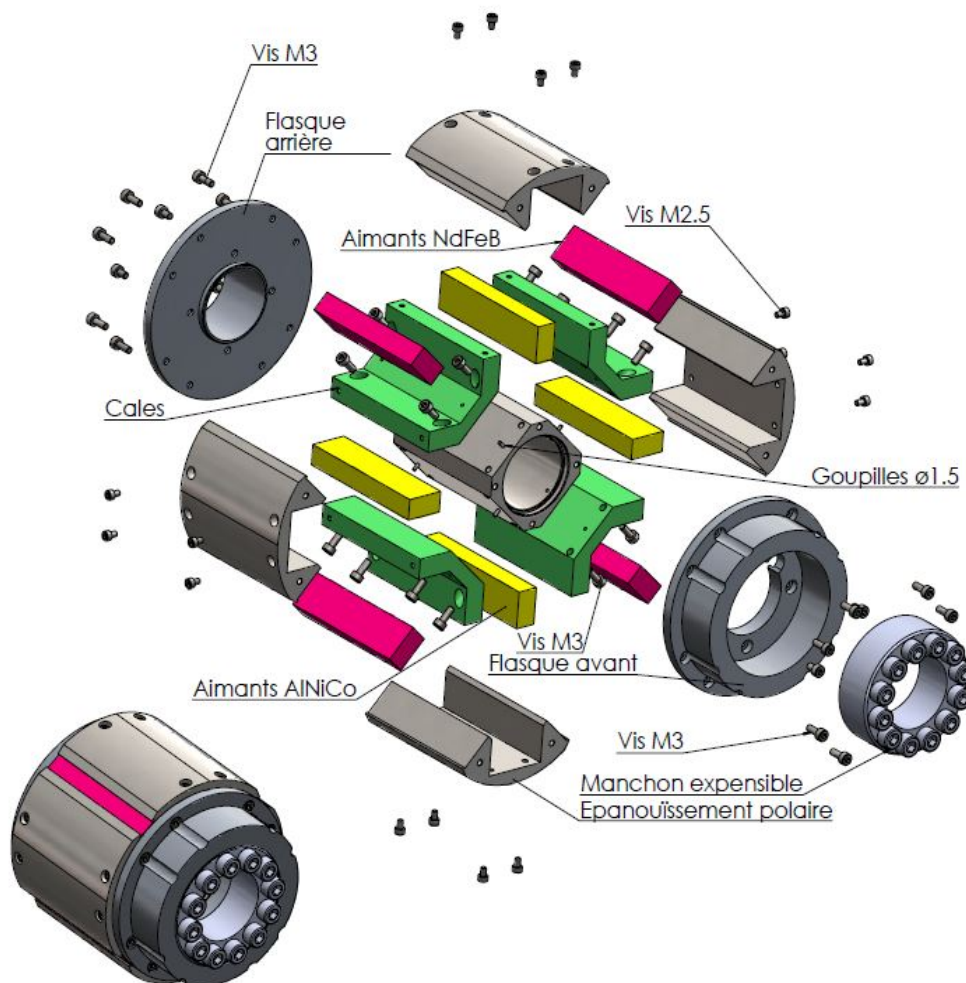
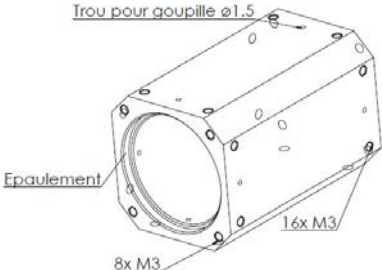

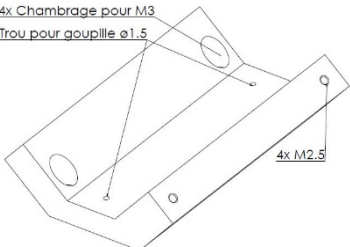
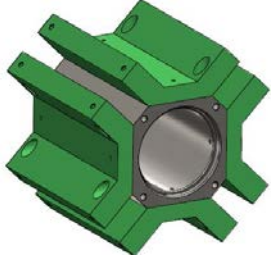
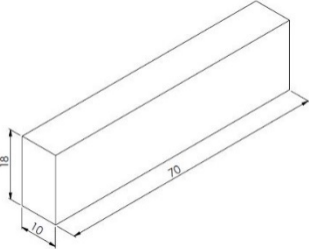
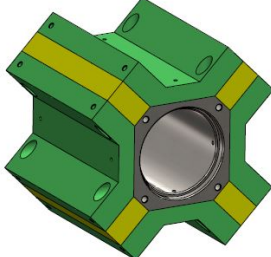
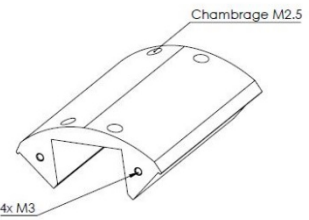

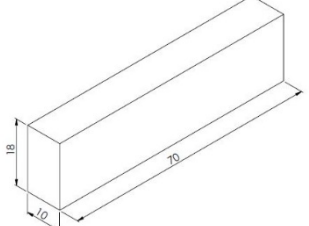



Figure 4.1 - Rotor memory vue en éclaté

La Figure 4.2 montre les pièces du rotor ainsi que le montage de ces dernières. Les goupilles $\varnothing 1.5$ assurent un centrage adéquat des cales sur l'arbre et facilite ainsi le montage. Afin d'assurer un bon montage, il faut d'abord ébaucher la forme des cales (les pièces en forme de « V ») et les monter grâce aux vis et aux goupilles. Il faut ensuite effectuer la finition de ces pièces (lorsqu'elles sont montées).

<p>Arbre intérieur</p> 	<p>L'arbre intérieur est réalisé en acier CK 45 car il doit être ferromagnétique. Les taraudages M3 servent à maintenir les cales et les flasques. Les épaulements à l'avant et l'arrière permettent un bon centrage des flasques.</p>	
<p>Cales</p> 	<p>Les cales doivent être amagnétiques. Elles sont ici réalisées en aluminium.</p>	
<p>Aimants AlNiCo</p> 	<p>Les aimants AlNiCo sont dit « à magnétisation variable », car il est facile d'en modifier l'aimantation. En ajustant l'aimantation, il est possible d'ajuster la constante de couple du moteur.</p>	
<p>Epanouissements polaires</p> 	<p>Comme l'arbre intérieur, les épanouissements polaires sont réalisés en acier ferromagnétique. La géométrie de ces pièces est assez complexe, mais ceci est nécessaire pour optimiser le fonctionnement du moteur.</p>	
<p>Aimants NdFeB</p> 	<p>Les aimants en NdFeB ont une aimantation permanente constante. Ils sont donc très délicats à monter. Ils ont les mêmes dimensions que les aimants AlNiCo.</p>	

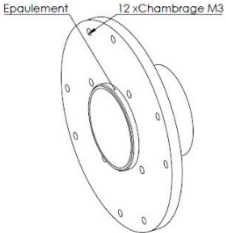
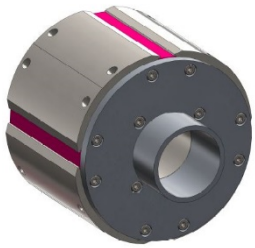
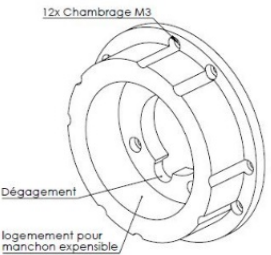
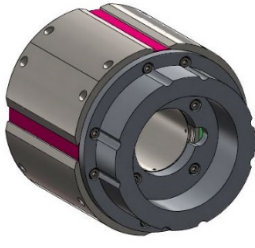
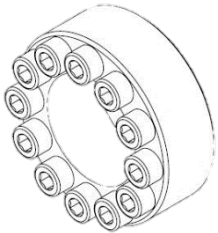

<p>Flasque arrière</p> 	<p>La flasque arrière assure l'appui sur l'arbre par un ajustement précis. Elle doit être réalisée en aluminium afin de ne pas perturber le champ magnétique du moteur.</p>	
<p>Flasque avant</p> 	<p>La flasque avant, réalisée en aluminium, possède un logement pour accueillir le manchon expansible. Un dégagement permet de retirer ce dernier de la flasque.</p>	
<p>Manchon expansible</p> 	<p>Le manchon expansible permet la transmission du couple par friction.</p>	

Figure 4.2 - Montage du rotor memory

Les flasques avant et arrière permettent de maintenir le tout ensemble radialement et d'assurer la transmission du couple de l'arbre moteur au rotor memory ainsi que son alignement, comme le montre la Figure 4.3.

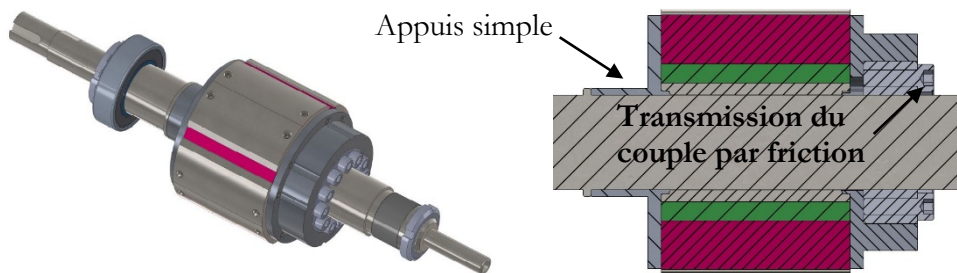


Figure 4.3 - Rotor memory monté sur arbre moteur

4.2 Montage des aimants

4.2.1 Aimants NdFeB

Il est important de prendre en compte le sens d'aimantation des aimants lors du montage, et ce d'autant plus que les aimants NdFeB sont très fortement aimantés. Sur la Figure 4.4, nous avons représenté le sens d'aimantation des aimants NdFeB. Ce sens est constant.

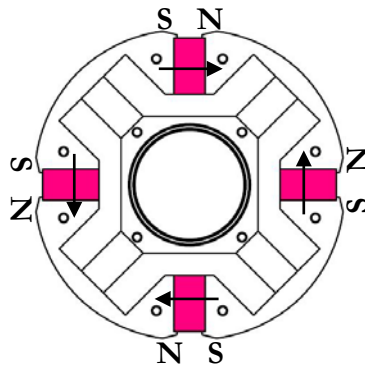
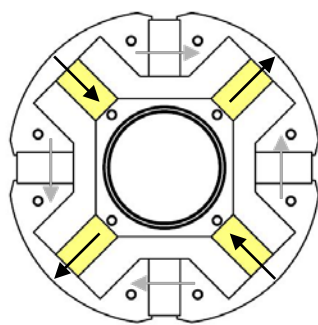


Figure 4.4 - Aimantation NdFeB

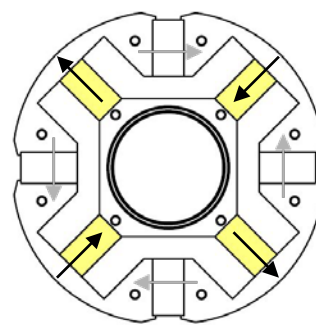
Il est importants que les aimants soient montés en opposition. Le pôle nord de l'un doit être en face du pôle nord de l'autre, idem pour les pôles sud. Attention toutefois : **ces aimants sont très fortement aimantés et sont très facilement attirés par les matériaux ferromagnétiques**. Il sont donc très délicats à monter (prévoir un système de montage peut être une bonne solution).

4.2.2 Aimants AlNiCo

Ces aimants ne sont initialement pas aimantés, il n'y a donc pas de sens particulier à respecter lors du montage. Ceci-dit, lors du fonctionnement, ces derniers peuvent être aimantés de deux façons différentes (Figure 4.5).



Aimantation à « flux max »



Aimantation à « flux min »

Figure 4.5 - Aimants AlNiCo

Dans le premier cas, le flux créé par les aimants AlNiCo renforce le flux des néodymes : le flux généré dans le stator est maximum. Dans le deuxième cas, le flux créé par les AlNiCo va, au rotor, dans le même sens que celui des néodymes : le flux généré dans le stator est minimum.

4.3 Transmission du couple

Le couple entre le rotor memory et l'arbre moteur est transmis par frottement via les vis M3 maintenant les flasques. Dans un premier temps, nous calculerons si le frottement est suffisant. Dans un deuxième, nous calculerons si les vis peuvent tenir l'effort de cisaillement.

4.3.1 Frottement

L'interface flasque/rotor (Figure 4.6) est composée d'une flasque en aluminium venant s'appuyer en théorie contre trois pièces différentes (1, 2 et 3). En pratique, le frottement n'aura lieu que sur deux pièces distinctes (1 et 3), les pièces 2 étant plus courtes grâce à un jeu de tolérance adéquat.

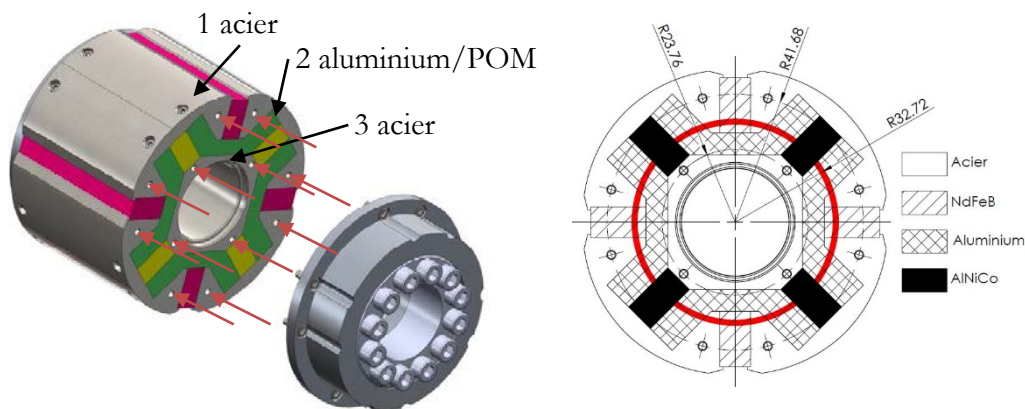


Figure 4.6 - Interface flasque/rotor

Pour le calcul du rayon transmettant le couple, nous allons prendre le rayon moyen entre les vis de l'arbre intérieur (rayon de 23.76 mm) et les vis sur les épanouissements polaires (rayon de 41.68). Le couple de serrage et la force axiale des vis M3 sont calculés grâce au site www.technocalcul.com à 85% de Re avec une longueur en prise de 8mm. Nous avons les données suivantes :

- $F_{vis} = 1900 \text{ N}$ pour un couple de serrage de 1.07 Nm.
- $R = 32.72 \text{ mm}$
- $\mu_{ac-alu} = 0.3$
- $n_{vis} = 12$

La force de pression exercée par les vis est de 1900 N, ce qui implique que la force de frottement sera :

$$F_{\mu} = F_{vis} \cdot \mu_{ac-alu} = 1900 \cdot 0.3 = 570 \text{ N}$$

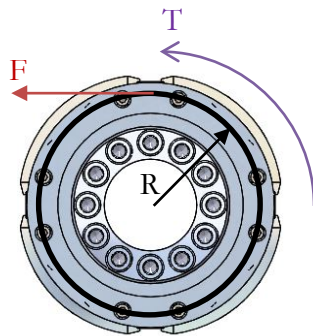
D'où le couple maximal transmissible qui est :

$$T_{\mu} = F_{\mu} \cdot R = 570 \cdot 0.03272 \cong 18.7 \text{ Nm}$$

Ce qui est supérieur au couple prévu de 14 Nm. Ainsi, le frottement engendré par les vis M3 est suffisant pour transmettre le couple (en régime continu – en couple pic, le moteur peut aller au-delà).

4.3.2 Cisaillement

Même si la transmission du couple ne se fera pas par cisaillement des vis M3, il est tout de même nécessaire de vérifier si elles résistent à une telle contrainte.



- $R = 41.68 \text{ mm}$
- $T = 14 \text{ Nm}$

La force F est donnée par :

$$F = \frac{T}{R} = \frac{14}{41.68 \cdot 10^{-3}} = 336 \text{ N}$$

La contrainte de cisaillement est donnée par le rapport entre la force de cisaillement et la surface cisailée (il y a 8 vis M3 sur la circonférence extérieure et, en première approche, on pose que la contrainte sera répartie uniformément sur ces 8 vis) :

$$\tau = \frac{F}{S_{cis}} = \frac{F}{8 \cdot A_{res}^{M3}} = \frac{336}{8 \cdot 5.03} = 8.35 \text{ N/mm}^2$$

A noter que ce faisant, on néglige la contribution des quatre vis du centre reliant les flasques à l'arbre central. Le calcul effectué donne donc un résultat vraisemblablement plus grand que la réalité.

La contrainte de cisaillement admissible est de l'ordre de $0.5Re$ soit $640/2 = 320 \text{ N/mm}^2$. L'effort calculé de 8.35 N/mm^2 est donc largement admissible. Seulement, de façon plus vraisemblable, la contrainte de cisaillement ne sera pas uniformément répartie. Il est intéressant de calculer sur combien de vis cette dernière peut se répartir au maximum. Pour ceci, on prendra $\tau_{adm} = 85\% \cdot 320 = 272 \text{ N/mm}^2$. Cela revient à résoudre :

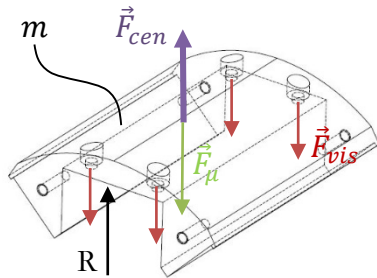
$$\tau_{adm} = \frac{F}{x \cdot A_{res}^{M3}} \rightarrow x = \frac{F}{\tau_{adm} \cdot A_{res}^{M3}} = \frac{336}{272 \cdot 5.03} = 0.25 \rightarrow 1 \text{ vis}$$

Cela signifie qu'une vis peut, à elle seule, supporter le couple. Formellement, faire transiter du couple via des vis n'est pas la solution la plus favorable (on préfère employer des goupilles), mais cette solution est tout même gardée pour deux raisons. La première est que, comme déjà énoncé, le couple transitera par frottement et non par cisaillement des vis. La deuxième est que nous avons calculé qu'au pire des cas, le couple peut transiter même à travers une seule vis sans la sectionner.

4.4 Vis de fixation des corps extérieurs

4.4.1 Choix du type de vis

La vitesse de rotation du moteur est de 6000 tr/min maximum. La force centrifuge sera donc relativement importante, il faudra la prendre en compte pour le calcul des vis.



La force centrifuge s'exprime par :

$$F_{cen} = m \cdot R \cdot \omega^2$$

Avec :

- m Masse de la pièce en rotation 346 g
- R Rayon de la pièce 46.5 mm
- ω Vitesse de rotation $6000 \cdot 2\pi / 60 = 628.3$ rad/s

Donc, la force centrifuge est :

$$F_{cen} = 0.346 \cdot 0.0465 \cdot 628.3^2 \cong 6352 \text{ N}$$

Il est réaliste de considérer que la contrainte sera uniformément répartie sur les quatre vis. Par la somme des forces, on trouve la force axiale dans une vis (F_μ est la force de frottement déjà calculée) :

$$F_{vis} = (F_{cen} - F_\mu) / 4 = (6352 - 570) / 4 = 1446 \text{ N}$$

Afin de dégrossir le choix des vis à choisir, nous allons employer la relation de contrainte de traction :

$$F_{vis} = \sigma_{el} \cdot S_{res} \rightarrow S_{res} = F_{vis} / \sigma_{el}$$

Nous étudierons deux qualités de vis :

- 8.8 $\rightarrow \sigma_{el} = 640 \text{ N/mm}^2 \rightarrow S_{res} = 1446 / 640 = 2.25 \text{ mm}^2 \rightarrow \boxed{M2.5}$
- 12.9 $\rightarrow \sigma_{el} = 1080 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2} \rightarrow S_{res} = 1446 / 1080 = 1.34 \text{ mm}^2 \rightarrow \boxed{M2}$

Grâce au site www.technocalcul.com, nous allons calculer le serrage de ces vis avec des couples normalisés. Pour faire le calcul, il faut employer les deux paramètres importants qui sont la longueur en prise (5 mm) et le coefficient de frottement acier-aluminium (0.15 si les vis sont montées avec du lubrifiant).

Le calcul est effectué pour une vis chargée à 50 % de sa résistance élastique (en négligeant les efforts de cisaillement et de matage). Les cases grisées sont issues du calcul effectué par le site.

Vis	Qualité	$F_{serrage}$ [N]	$T_{serrage}$ [Nm]	$\sigma_{serrage}$ [N/mm ²]	$\tau_{serrage}$ [N/mm ²]	$\sigma_{résultant}$ [N/mm ²]*	$\sigma_{centrifuge}$ [N/mm ² **	σ_{total} [N/mm ² ***]
M2	12.9	732	0.28	409	204	540	699	1163 > 1080
M2.5	8.8	737	0.36	247	117	320	427	704 > 640
M2.5	12.9	1244	0.6	417	198	540	427	911 < 1080

$$* \sigma_{résultant} = \sqrt{\sigma_{serrage}^2 + 3\tau_{serrage}^2}$$

$$** \sigma_{centrifuge} = F_{vis}/S_{res}$$

$$*** \sigma_{total} = \sqrt{(\sigma_{serrage} + \sigma_{centrifuge})^2 + 3\tau_{serrage}^2}$$

Ce calcul revient à calculer la contrainte dans les vis lors du serrage et de rajouter à celle-ci la contrainte de traction engendrée par la force centrifuge. La contrainte σ_{total} est donc la superposition de ces deux contraintes. Il faut que la vis choisie tienne cette charge.

On constate que seule les vis de M2.5 de qualité 12.9 y parviennent. Ce sont ces vis qui seront utilisées. Bien que travaillant proche de la limite élastique, ce cas de figure ne se présentera pas souvent et ne sera, de plus, pas durable dans le temps. Il n'est donc pas nécessaire de choisir des vis plus grande. **Il faudra néanmoins bien prendre garde à utiliser des vis de qualité 12.9.**

5. Photographies de réalisation

5.1 Rotors & Stators

Les figures 5.1, 5.2 et 5.3 montrent respectivement le rotor memory monté sans flasques, les deux rotors synchrones industriels type M et W ainsi que le rotor asynchrone industriel brut et une fois monté et retouché.

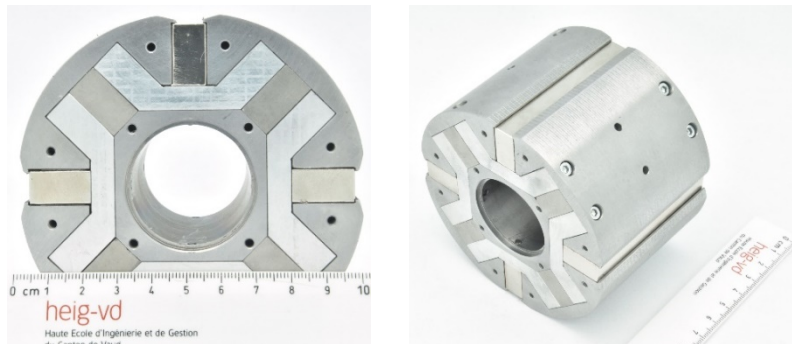


Figure 5.1 - Rotor memory sans flasques

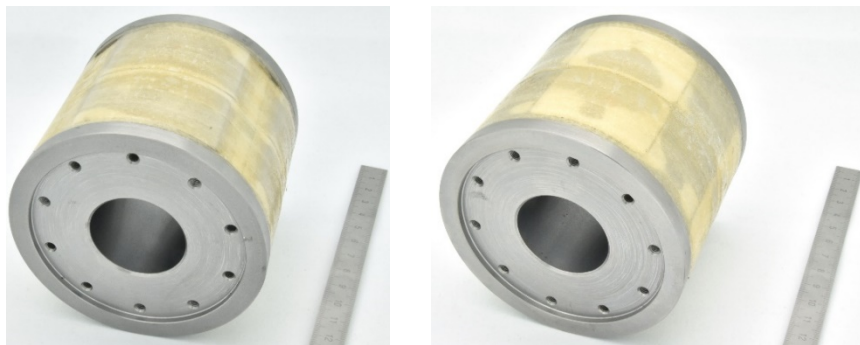


Figure 5.2 - Rotors synchrones type M (gauche) et W (droite)

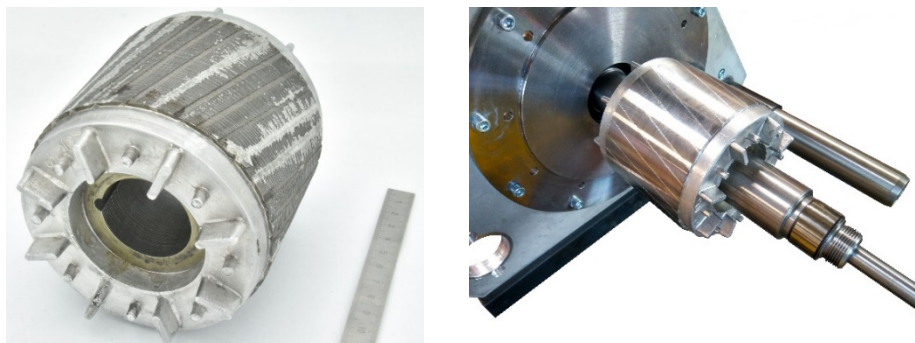


Figure 5.3 - Rotor asynchrone brute (gauche) et retouché après montage (droite)

La Figure 5.4 montre le rotor synchrone M monté sur son arbre à l'aide des flasques et du manchon expansible. La Figure 5.5 montre des photographies du rotor standard utilisé et la figure Figure 5.6 montre tous les rotors ainsi que les stators. Tous les stators sont identiques et standards (à la différence du nombre d'encoche qui est plus grand dans la variante asynchrone)

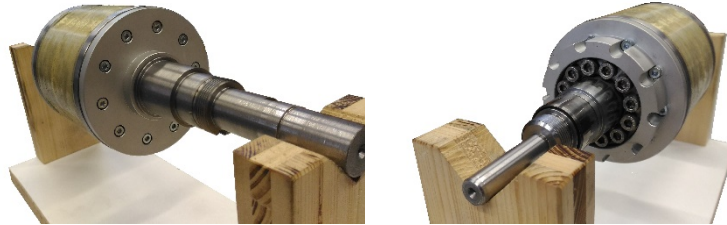


Figure 5.4 - Rotor synchrone M monté sur l'arbre. A droite, on voit le manchon expansible.

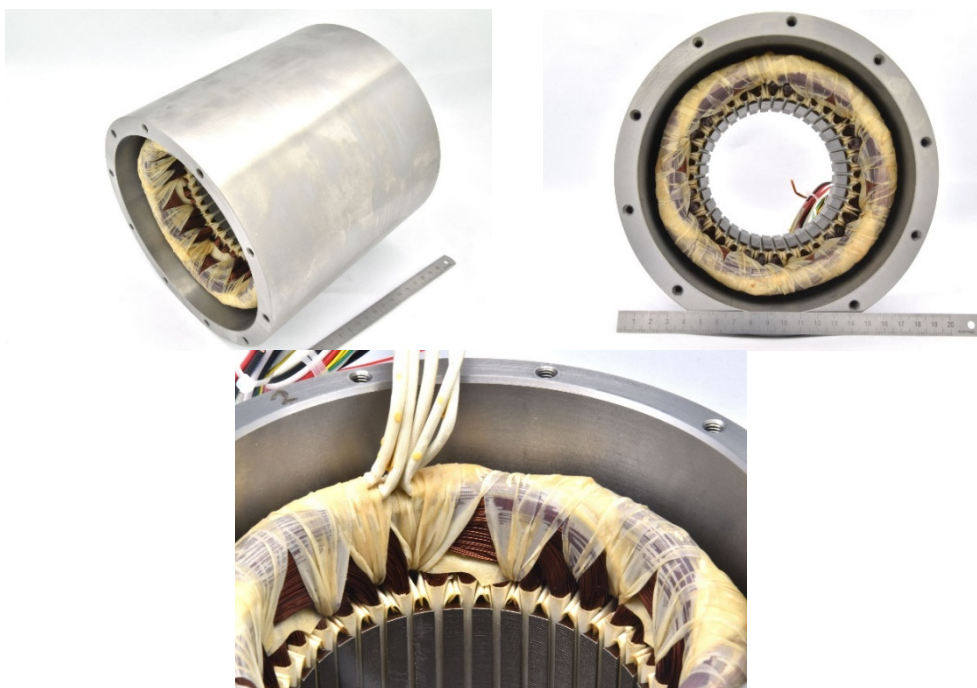


Figure 5.5 - Stator standard Servax



Figure 5.6 - Rotors, de gauche à droite: memory, synchrone type W, synchrone type M, asynchrone.

5.2 Banc de test

Sur la Figure 5.7 on voit le banc de test complet monté (sans la protection des pièces rotatives). De gauche à droite : moteur de charge Emerson, couplemètre, moteur memory, moteur synchrone, moteur asynchrone.

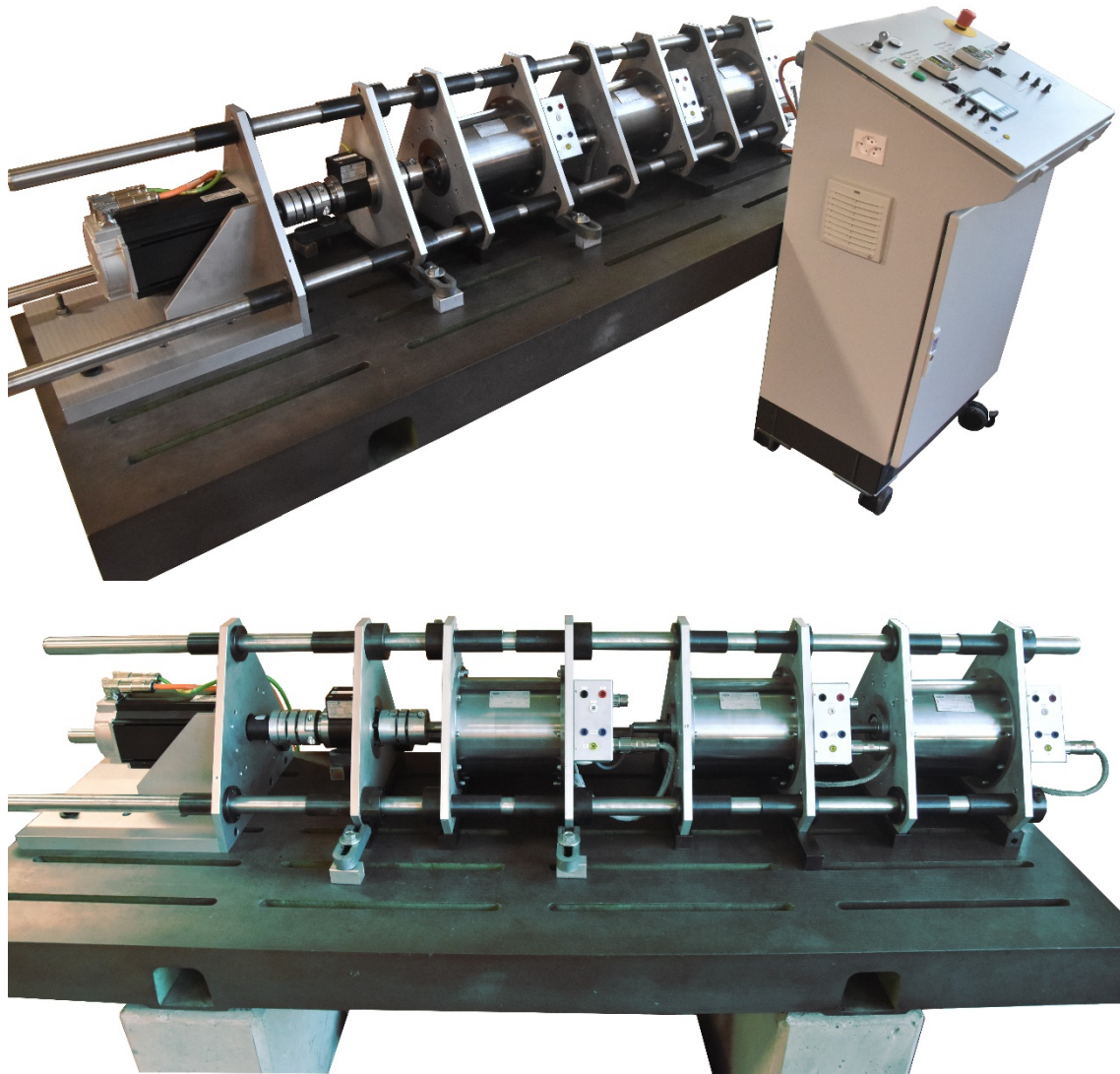


Figure 5.7 - Banc de test complet

6. Conclusion

Avec le banc conçu lors de ce travail, il sera possible de tester différents types de moteurs, et ce pour des vitesses allant jusqu'à 4000 tr/min.

Il est possible de monter et démonter facilement les différents rotors, en suivant une certaine procédure, afin de les utiliser dans le même stator.

Il existe, dans la littérature, des architectures en porte-à-faux, structures où le rotor se trouve, comme le nom l'indique, en porte-à-faux dans le stator. Cette façon de faire a l'avantage de permettre une conception plus simple pour les changements réguliers de rotor, elle n'a cependant pas été choisie car elle a été jugée pas assez rigide pour des vitesses de rotation de l'ordre de 4000 à 6000 tr/min. Le banc de tests, tel qu'il a été conçu, a l'avantage d'être bien rigide.

Même si limité à 4000 tr/min à cause du couplemètre et du moteur de charge, les moteurs de test peuvent tourner jusqu'à 6000 tr/min.

Le banc test a l'avantage d'être « modulable ». Les trois blocs de moteur de charge, couplemètre et moteur de tests sont séparables, ce qui permet de changer le moteur de charge par exemple.

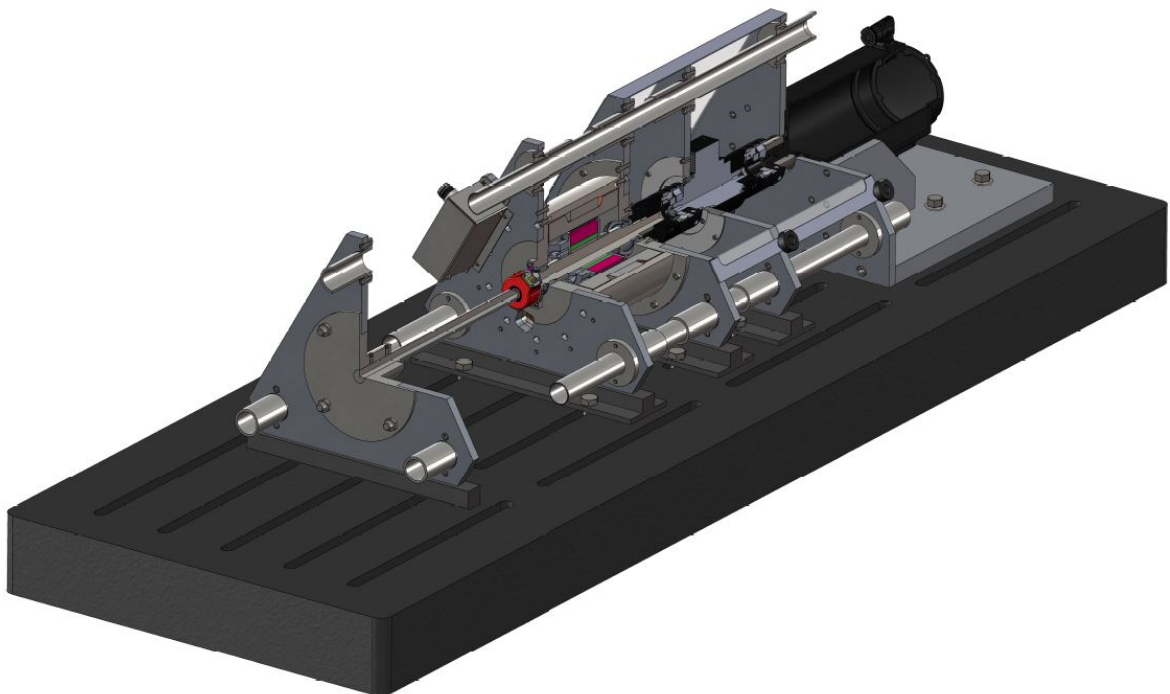


Figure 6.1 - Banc de tests

PROJET

Memory Motor

Rapport WP4

*Machine synchrone à aimant avec contrôle de la magnétisation en
fonctionnement*

Tests électromécaniques

N° Sagex : 49187
Date : 23 août 2017
Révision : V1.3



	Nom	Date	Signature
Rédigé par	A. Savary (ASY)	23 août 2017	
Responsable projet	C. Besson (CBN)	23 août 2017	

Table des matières

1	Introduction	3
2	Banc d'essais.....	4
2.1	Banc de tests.....	4
2.2	Liste du matériel.....	6
2.3	Appareils de mesures	7
2.4	Charge mécanique pour les essais	8
2.5	Alimentation électronique C.E.S.A.R.....	9
2.6	Programme d'acquisition des mesures	11
3	Mesures du Memory motor	13
3.1	Résistances entre phases.....	14
3.2	Courbe de magnétisation et démagnétisation.....	15
3.3	Tension induite de mouvement.....	17
3.4	Constantes du moteur.....	20
3.5	Mesures des inductances L_d et L_q	23
3.5.1	Mesures sur le réseau [1].....	23
3.5.2	Saut indiciel [2]-[3].....	25
3.5.3	Observation sur les valeurs d'inductances	26
3.6	Etude des impulsions de courant	27
3.6.1	Forme des impulsions.....	28
3.6.2	Temps d'établissement de l'impulsion de courant.....	31
3.6.3	Courbes de magnétisation	32
3.6.4	Impulsions en fonctionnement	33
3.6.5	Contraintes mécaniques.....	36
3.6.6	Puissance et énergie dissipée par l'impulsion.....	39
3.6.7	Observation sur les impulsions	42
3.7	Mesures en fonctionnement moteur.....	43
3.7.1	Fonctionnement en moteur à vide.....	43
3.7.2	Mesures pour un courant de 3 [A]	45
3.7.3	Comparaison selon la stratégie de défluxage.....	47

3.7.4	Essais thermiques	50
3.7.5	Mesures pour différents courants dans le moteur	53
3.7.6	Répartition du rendement et des pertes	57
3.7.7	Classe de rendement à flux maximal.....	62
4	Mesures des moteurs standards.....	64
4.1	Moteur asynchrone.....	64
4.1.1	Résistances entre phases.....	64
4.1.2	Essai en moteur branché sur le réseau	65
4.1.3	Essai en moteur branché sur un convertisseur de fréquence.....	67
4.2	Moteur synchrone type « M ».....	70
4.2.1	Résistances de phase	71
4.2.2	Tension induite de mouvement.....	71
4.2.3	Constantes du moteur.....	72
4.2.4	Mesures des inductances L_d et L_q	75
4.2.5	Mesures pour un courant de 3 [A]	76
4.2.6	Mesures thermiques	79
4.2.7	Mesures pour différents courants dans le moteur	80
4.2.8	Répartition du rendement et des pertes	82
4.2.9	Classe de rendement	84
4.3	Moteur synchrone type « W ».....	86
4.3.1	Résistances entre phases.....	87
4.3.2	Tension induite de mouvement.....	87
4.3.3	Constantes du moteur.....	88
4.3.4	Mesures des inductances L_d et L_q	90
4.3.5	Mesures pour un courant de 3 [A]	91
4.3.6	Mesures thermiques	93
4.3.7	Mesures pour différents courants dans le moteur	94
4.3.8	Répartition du rendement et des pertes	96
4.3.9	Classe de rendement	98
5	Comparaison des moteurs synchrones	100
5.1	Courbes pour un courant de 3 [A]	100
5.2	Constantes des moteurs.....	102
5.3	Courbes pour un courant de 4 [A]	103
5.4	Courbes pour un courant de 9 [A]	105

5.5	Répartition du rendement	106
5.6	Classe de rendement.....	107
6	Conclusion	109
7	Bibliographie.....	110
8	Annexes	111
8.1	Classe de rendement des moteurs électriques 4 pôles pour des vitesses comprises entre 1201 et 1800 [tr/min] selon CEI 60034-30-2 [6]	111
8.2	Stator des moteurs.....	112
8.3	Moteur asynchrone.....	113
8.4	Moteur synchrone type « M ».....	116
8.5	Moteur synchrone type « W »	119
8.6	Résistance PTC KTY84-130.....	122

1 Introduction

Ce rapport détaille les mesures réalisées sur les différents prototypes fonctionnels précédemment dimensionnés, simulés et optimisés à la HEIG-VD puis fabriqués par la société Landert Motor. Le rotor « Memory Motor » a été fabriqué par l'atelier de la HEIG-VD. Les différentes variantes ont été assemblées et montées sur un banc d'essais à la HEIG-VD (Figure 1.1).

Quatre moteurs seront entièrement caractérisés, testés et comparés. Dans un premier temps, les différents essais porteront principalement sur les allures couple-vitesse, les rendements, la puissance mécanique fournie et la puissance électrique absorbée.



Figure 1.1 : Ensemble des moteurs testés montés sur un marbre

Le banc d'essai développé à la HEIG-VD permet de mesurer les quatre variantes de moteurs bien spécifiques, dans les mêmes conditions, afin de correctement les comparer. Les 4 variantes de moteurs sont les suivantes :

- 1) Memory Machine, moteur avec contrôle de la magnétisation des aimants en fonctionnement
- 2) Servax type M (Landert Motoren), rotor synchrone à aimants permanents collé à la surface du rotor
- 3) Servax type W (Landert Motoren), rotor synchrone à aimants permanents encastrés dans le rotor
- 4) Servax asynchrone (Landert Motoren), rotor asynchrone à cage d'écureuil

Certaines mesures ont été réalisées par Yvan Becher dans le cadre d'un travail de Master réalisé à l'Institut d'Énergie et Systèmes Électriques de la HEIG-VD [1].

2 Banc d'essais

Cette section permet de présenter le banc d'essais et les différents éléments utilisés pour la caractérisation des moteurs en jeu.

2.1 Banc de tests

Les moteurs sont montés sur des triangles afin de les aligner avec un moteur "charge". En effet, afin de pouvoir travailler dans tout le plan couple-vitesse des différentes variantes, un moteur de chez Emerson fonctionne en génératrice et réinjecte l'énergie sur le réseau en passant au travers d'un pupitre de filtrage. Cela permet de ne pas dissiper l'énergie inutilement dans des résistances ou d'autres charges passives. Une photographie des 3 stators, du moteur Emerson et du pupitre de réinjection est présentée en Figure 2.1.



Figure 2.1 : Banc d'essais sur marbre avec les 3 types de moteurs et pupitre de commande

Par la suite, des appareils de mesure reliés à un PC sont nécessaires afin de relever les différentes grandeurs permettant de caractériser les moteurs. Un analyseur de puissance de chez Fluke (Norma 4000) ainsi qu'un couplemètre de chez Magtrol (Couplemètre et afficheur 3411) ont été utilisés. Lorsque les moteurs de type synchrone ont été mesurés, une électronique développée à l'IESE (C.É.S.A.R.) a été utilisée afin de réaliser une régulation en vitesse. Une photo du banc de tests est montrée en Figure 2.2. Pour terminer, un schéma de principe est présenté à la Figure 2.3 afin d'illustrer les différents éléments.

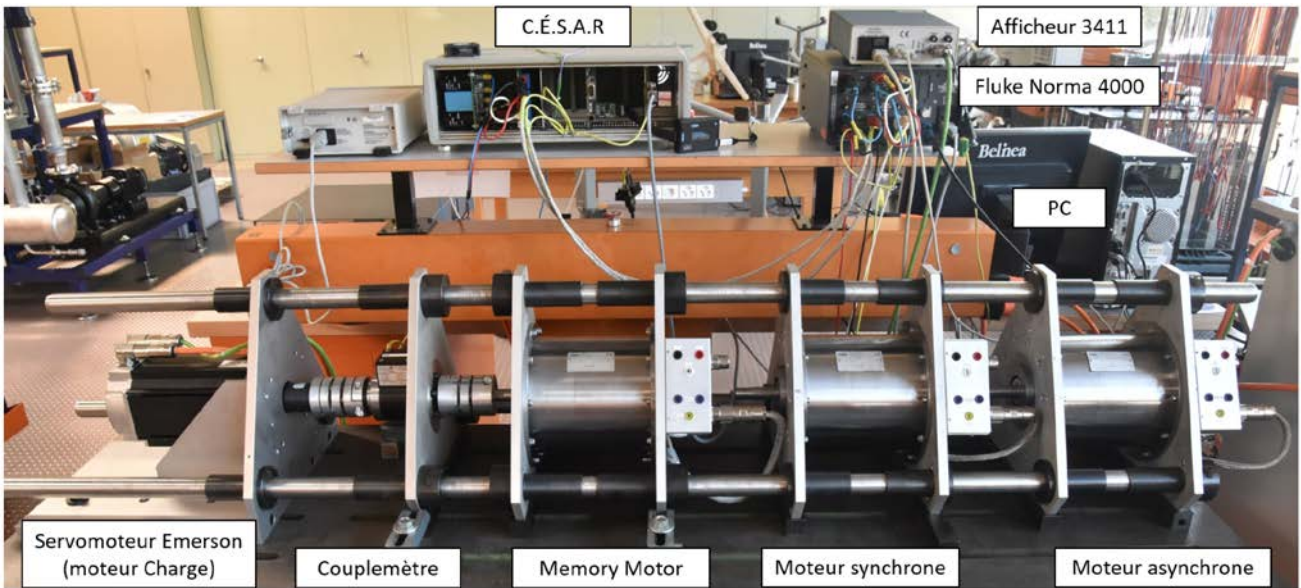


Figure 2.2 : Photo du banc de tests complet

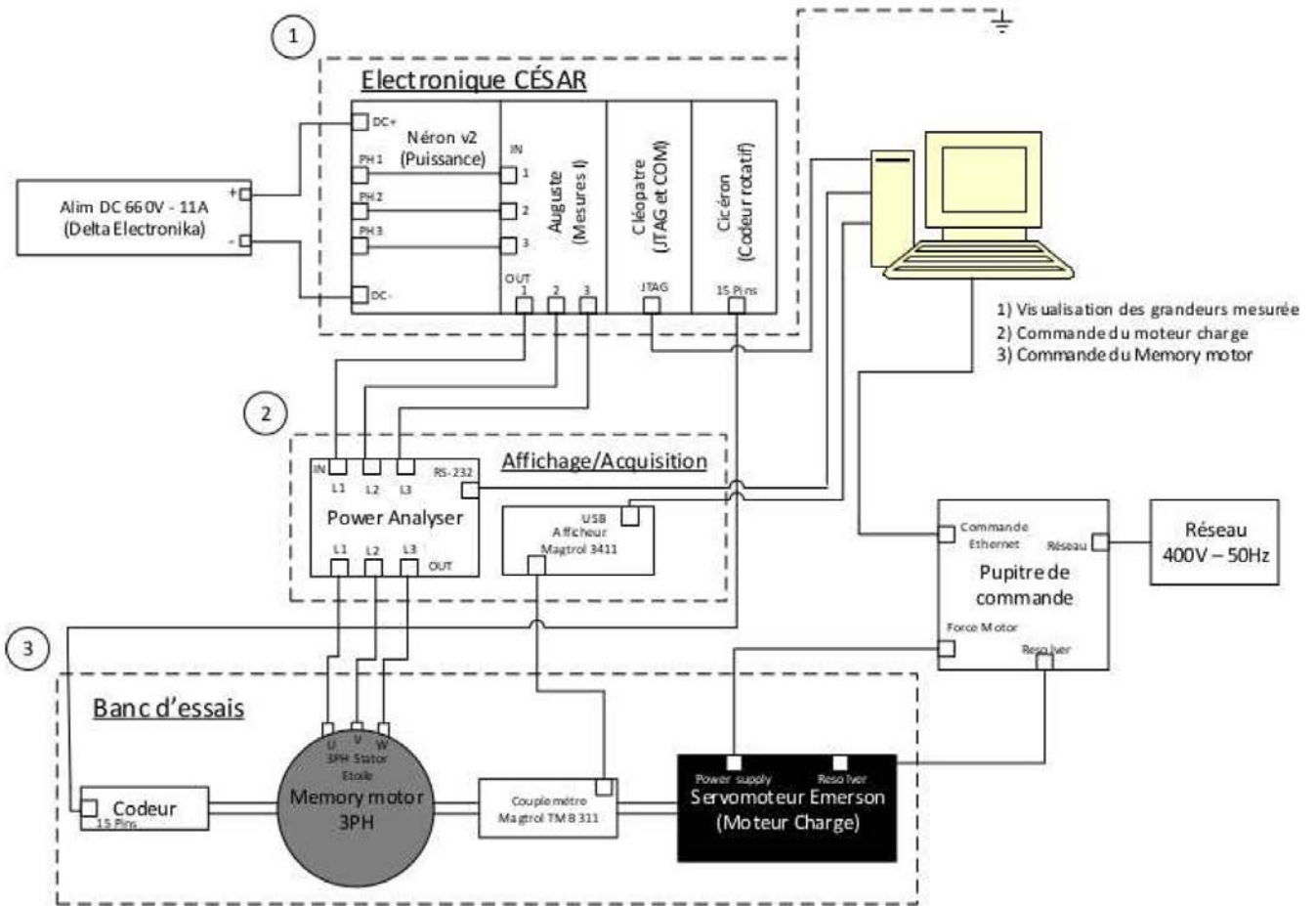


Figure 2.3 : Schéma de principe du banc de tests au complet

2.2 Liste du matériel

Le *Tableau 2-1* liste l'ensemble du matériel utilisé lors des essais.

N°	Appareil	Description/Modèle	N°Série	N° Inventaire
1	Analyseur de Puissance	Fluke Norma 4000 N4K-3PP42	E7 29272BA	05E 1153.-14
2	Alimentation DC	Delta Elektronika SM660-AR-11	10188898	-
3	Alimentation DC	Delta Elektronika SM660-AR-11	10188502	-
4	Alimentation DC	Delta Elektronika SM120-50	228602000040	29E+I 91
5	Afficheur de couple	Magtrol 3411	15D34110093	-
6	Couplemètre	Magtrol TMB 311	H-0601	-
7	Multimètre	Fluke 177	93780126	5E+I 1075
8	Multimètre	Fluke 177	16030337	5E+I 1112
9	Multimètre	Fluke 177	93780128	5E+I 1083
10	Multimètre	Fluke 45	6182027	-
11	Oscilloscope	Teledyne LeCroy HDO4024	LCRY3509N07087	-
12	Électronique C.É.S.A.R	-	-	-
13	Sonde de courant	Tektronix TCPA 300	B021053	5E+I 1108
14	Convertisseur de fréquence	ABB ACS150	-	-
15	Pupitre de commande	-	-	-
16	Sonde de tension différentielle	Teledyne LeCroy HVD3106	3746	-
17	Sonde de courant	Tektronix TCPA 300	B021048	5E+I 1105
18	Sonde de courant	Tektronix TCPA 300	B021053	5E+I 1108
19	Sonde de courant	Tektronix TCPA 300	B021055	5E+I 1110
20	Alimentation DC	GW Instek GPS-3303	-	-
21	Caméra infrarouge	Flir C2	-	-

Tableau 2-1 : Liste du matériel utilisé lors des essais

2.3 Appareils de mesures

Toutes les mesures effectuées durant ce travail doivent être prises avec précaution. En effet, les appareils ont une certaine incertitude sur les valeurs qu'ils fournissent. Cette section permet de présenter les appareils utilisés.




Nom	Caractéristiques	Précision	Photo
Fluke Norma 4000	$U_{max} = 1000[V]$ $I_{max} = 20[A]$	0.2% (0.1 % rdg. + 0.1 % pf rmg.)	
Couplemètre Magtrol TMB 311	$\Omega_{max} = 4000[\frac{tr}{min}]$ $T_{nom} = 100[Nm]$	< ± 0.1% du T_{nom} et ± 1 tr/min	
Afficheur Magtrol 3411	8 Data Bits, 1 Stop bit, 921600 Baud rate	-	

Tableau 2-2 : Appareils de mesure

En prenant en compte la précision de mesure des deux appareils, il est possible de calculer la précision du rendement qui sera mesuré. En effet, la puissance électrique est mesurée à 0.2% près. Quant à la puissance mécanique, il y a moins de 0.1% sur le couple et 1 [tr/min] pour la vitesse. Par exemple, pour une vitesse de rotation de 1'000 [tr/min], l'écart de vitesse est de 0.1%. Les mesures ne seront pas effectuées en dessous de 100 [tr/min] ce qui représente 1% d'erreur.

L'équation 2-1 présente l'erreur faite sur la puissance mécanique mesurée à 1000 [tr/min].

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta T}{T} + \frac{\Delta \Omega}{\Omega} = 0.1 + 0.1 = 0.2 \quad [\%] \quad 2-1$$

En prenant en compte qu'il y a 0.2% d'erreur sur chaque puissance mesurée, l'équation 2-2 donne l'erreur faite sur le rendement mesuré.

$$\frac{\Delta \eta}{\eta} = \frac{\Delta P_{mec}}{P_{mec}} + \frac{\Delta P_{elec}}{P_{elec}} = 0.2 + 0.2 = 0.4 \quad [\%] \quad 2-2$$

Le rendement sera donc mesuré à ±0.4% à la vitesse de 1'000 [tr/min] ce qui est acceptable. Le résultat sera légèrement moins précis en plus basse vitesse, mais il sera plus précis pour des valeurs de vitesse plus élevée.

2.4 Charge mécanique pour les essais

Afin de pouvoir parcourir toute la plage couple-vitesse d'utilisation des moteurs, il est nécessaire de pouvoir varier la charge à entraîner. Cette opération peut être effectuée de plusieurs manières. Il est possible d'utiliser un frein magnétique ou encore un générateur débitant son courant sur une charge électrique.

Dans le cadre du projet, la charge utilisée est un servomoteur en fonctionnement générateur réinjectant sa production sur le réseau. Il est régulé en courant, en couple ou encore en vitesse. Cela permet d'envisager toutes les configurations tout en ne faisant pas de gaspillage d'énergie.

Le concept est celui de la société Emerson. Le système est constitué d'un servomoteur de 7.5 [kW] et d'un système de régénération. Ce dernier possède deux "drives" avec des inductances et des filtres afin de lisser la tension et le courant qui sera injecté sur le réseau. Le tout est mis dans une armoire mobile (le pupitre) afin de pouvoir s'adapter à l'environnement. Le pupitre de commande est présenté à la Figure 2.4.



Figure 2.4 : Pupitre de commande du servomoteur Emerson

Le "drive" du côté du réseau (à gauche), qui sert à injecter la puissance électrique, et nommé régénération. L'autre s'appelle le "drive" moteur. Ce dernier permet de contrôler les différentes consignes qui peuvent être appliquées au moteur (vitesse, couple, courant, etc.).

En utilisant le port Ethernet des deux "drives" en question, il est possible de contrôler toutes les grandeurs depuis le PC. Le logiciel spécial « UnidriveM » de la société Emerson (Figure 2.5) permet cette opération.

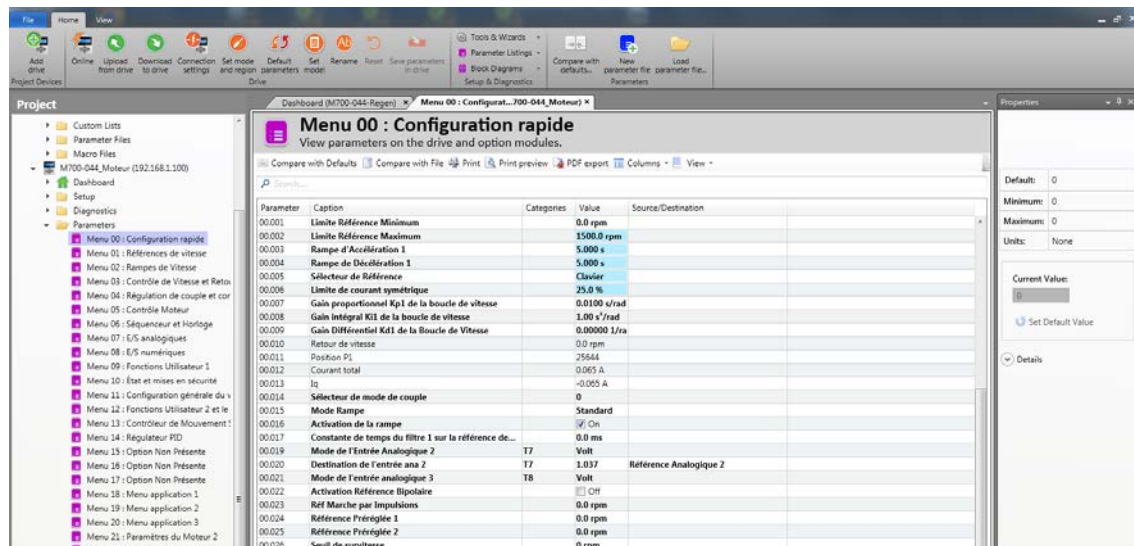


Figure 2.5 : Logiciel Emerson pour le contrôle à distance du pupitre

2.5 Alimentation électronique C.E.S.A.R

Une alimentation électronique développée à l'IESE, dénommée C.É.S.A.R., est employée afin d'alimenter les moteurs synchrones du projet. La dénomination C.É.S.A.R signifie "Cartes Électroniques pour Systèmes Asservis et Réglés".

Le système a l'avantage d'être modulaire et évolutif. Il est possible d'utiliser plusieurs cartes de puissance et de mesures et de générer les composantes directes et transverses du courant statorique, avec ou sans impulsions de courant.

La communication entre les différentes cartes utilisées se fait par le biais du "backplane" représenté à la Figure 2.6 (carte "Cornelia").



Figure 2.6 : Boîtier embarquant l'électronique C.E.S.A.R

La carte Néron comporte un onduleur triphasé à IGBT (Figure 2.7). L'alimentation est gérée par un PWM et permet de générer les courants dans les axes q et d . Les IGBT utilisés permettent des courants pics voisins de 30 [A]. Par précautions, ces courants transitoires pics seront limités à 28 [A]. En continu, la carte supporte 10 [A] à 300 [V], soit 3[kW], ce qui est largement suffisant pour les prototypes, dont la puissance nominale est voisine de 1.5 [kW]. Néanmoins, afin d'atteindre leurs vitesses nominales, l'onduleur va pouvoir fournir une tension de 400 [V] entre phases. La fréquence de hachage de la tension est fixée à 4 [kHz]. Il est bon de préciser que l'alimentation DC de la carte électronique se fait à l'aide de deux sources DC de 660 [V]-11 [A] mises en série. Cela permet de garder un bus DC stable à 600 [V] lorsque des impulsions de courant de 25 [A] sont envoyées dans les moteurs. La régulation est faite à l'aide de la carte de mesure de courant dénommée Auguste (Figure 2.7).

Les essais avec les impulsions du courant seront réalisés à l'arrêt et en fonctionnement.

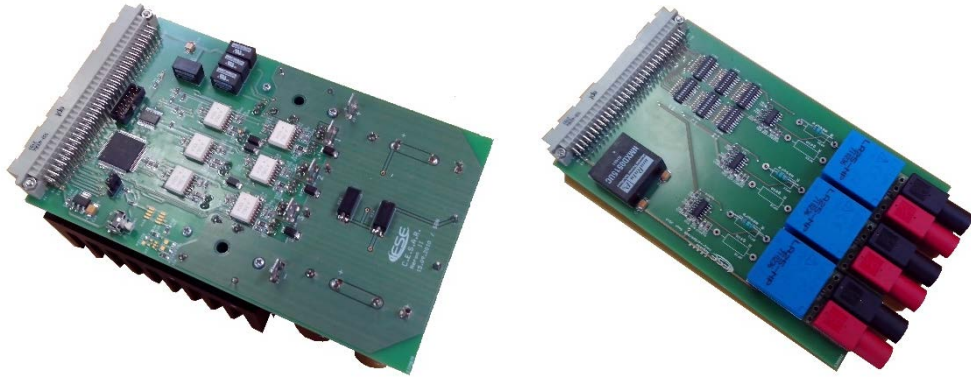


Figure 2.7 : Carte de l'onduleur triphasé Néron v2 (à gauche) et carte de mesure de courant Auguste (à droite)

Le boîtier électronique possède également une carte (Cléopâtre) pour connecter la sonde JTAG (Figure 2.8) et ainsi contrôler le microcontrôleur programmé via le logiciel Code Composer V5. Le codeur rotatif nécessaire au positionnement électrique correct du rotor est contrôlé par la carte Cicéron (Figure 2.8 à droite).

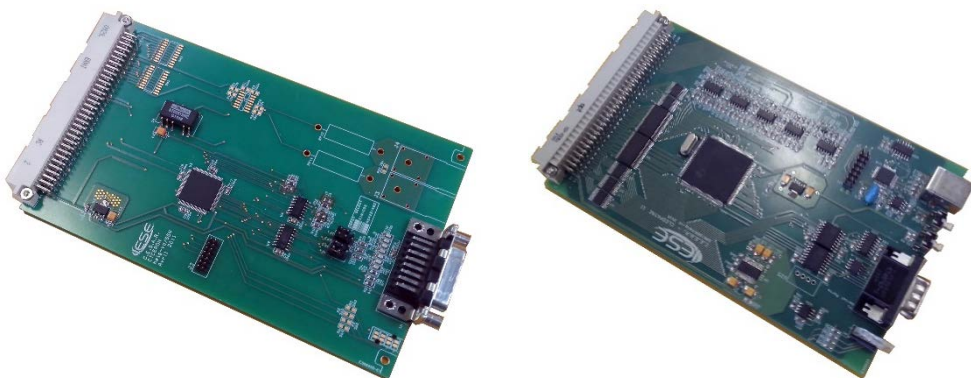
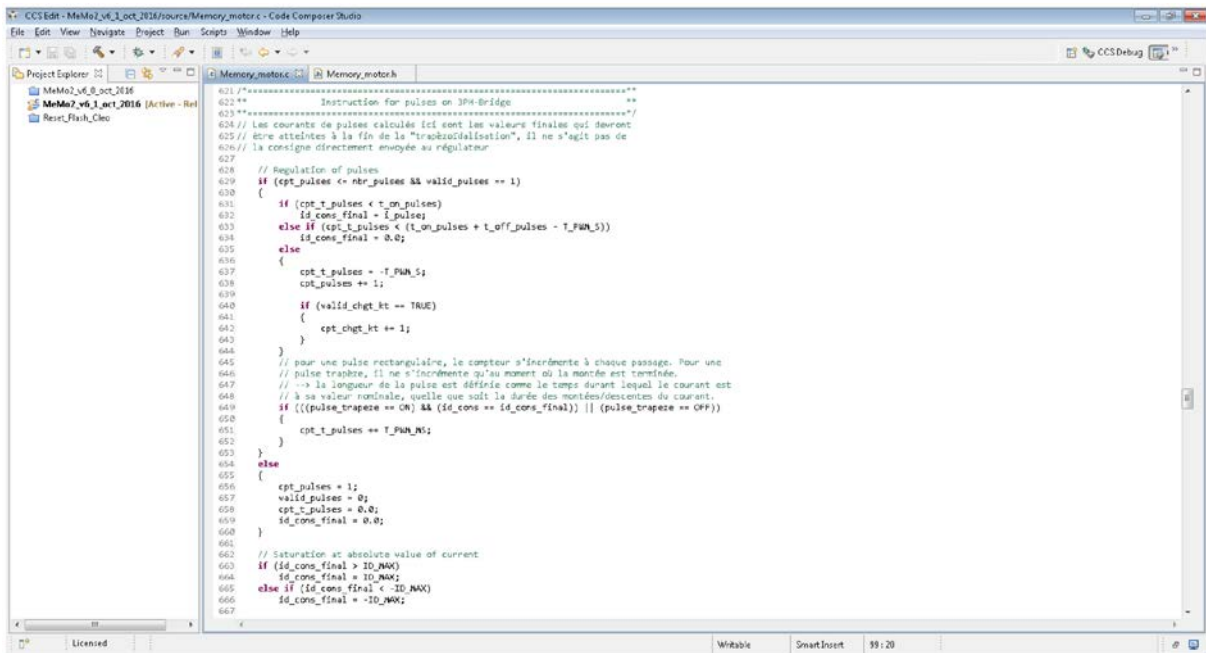


Figure 2.8 : Carte pour sonde JTAG à gauche (Cléopâtre). Carte pour codeur du moteur à droite (Cicéron)

Pour terminer, comme mentionnée auparavant, la programmation du microcontrôleur a été effectuée avec Code Composer V5 (Figure 2.9). Les moteurs synchrones sont, en général, régulés en vitesse ou en position. Le programme injecté dans le microcontrôleur permet, dans le cadre du projet, de contrôler la vitesse des moteurs.



```

621 /*=====
622 ** Instruction for pulses on 3Pw-bridge **
623 *=====*/
624 // Les courants de pulses calculés ici sont les valeurs finales qui devront
625 // être attendues à la fin de la "traversabilisation", il ne s'agit pas de
626 // la consigne directement envoyée au régulateur
627
628 // Regulation of pulses
629 if (cpt_pulses <= nbr_pulses && valid_pulses == 1)
630 {
631     if (cpt_t_pulses < t_on_pulses)
632         id_cons_final = I_pulses;
633     else if (cpt_t_pulses < (t_on_pulses + t_off_pulses - T_FWH_5))
634         id_cons_final = 0.0;
635     else
636     {
637         cpt_t_pulses = -T_FWH_5;
638         cpt_pulses += 1;
639
640         if (valid_chgt_ht == TRUE)
641         {
642             cpt_chgt_ht += 1;
643         }
644     }
645     // pour une pulse rectangulaire, le compteur s'incrémente à chaque passage. Pour une
646     // pulse trapèze, il ne s'incrémente qu'au moment où la montée est terminée.
647     // -> la longueur de la pulse est définie comme le temps durant lequel le courant est
648     // à sa valeur nominale, quelle que soit la durée des montées/descentes du courant.
649     if (((pulse_trapese == CR) && (id_cons == id_cons_final)) || (pulse_trapese == OFF))
650     {
651         cpt_t_pulses += T_FWH_W;
652     }
653 }
654 else
655 {
656     cpt_pulses = 1;
657     valid_pulses = 0;
658     cpt_t_pulses = 0.0;
659     id_cons_final = 0.0;
660 }
661
662 // Saturation at absolute value of current
663 if (id_cons_final > ID_MAX)
664     id_cons_final = ID_MAX;
665 else if (id_cons_final < -ID_MAX)
666     id_cons_final = -ID_MAX;
667

```

Figure 2.9 : Programme du microcontrôleur, codé avec le logiciel Code Composer V5

2.6 Programme d'acquisition des mesures

L'acquisition des données et la représentation des mesures sont réalisées à l'aide du logiciel Lab-View 2015.

L'analyseur de puissance relève toutes les grandeurs électriques d'entrées du moteur (tension, courant, puissance, etc.). Le couplemètre fournit les grandeurs mécaniques qui se trouvent à l'arbre de transmission (vitesse, couple, puissance). Le rapport des deux puissances relevées permet de déduire le rendement du moteur qui est en train d'être mesuré.

L'interface graphique qui a été développée durant ce travail comporte deux onglets (Figure 2.10). Un onglet permet d'afficher les différentes grandeurs en fonction du temps et l'autre permet de tracer les grandeurs en fonction de la vitesse. La partie droite de l'interface permet d'afficher les valeurs instantanées qui sont importantes durant la mesure (puissances, rendement, courant, etc.). L'enregistrement d'un point de mesure se fait à l'aide du bouton en haut à gauche. Dès lors que celui-ci est pressé, toutes les grandeurs à l'instant de l'appui sont enregistrées dans un fichier texte (.txt) et affichées sur les graphiques en fonction de la vitesse. Cela permet directement de pouvoir traiter les données avec un autre logiciel (Excel, Matlab, etc.). Les différentes grandeurs temporelles oscillent passablement durant les essais. Il a été nécessaire d'introduire une moyenne glissante sur les valeurs relevées. Cela permet de s'assurer que les différentes puissances et, de ce fait, le rendement soient les plus précis possible.

Les valeurs fournies par le couplemètre sont échantillonnées toutes les 25 [ms]. Le nombre d'échantillons pris en compte dans la moyenne glissante est de 200. Cela implique que la fenêtre glissante réalise une moyenne sur 5 secondes. En ce qui concerne l'analyseur de puissance, l'échantillonnage se fait tous les 100 [ms]. Il n'est pas possible de réduire ce temps, car l'analyseur a besoin d'environ 90 [ms] pour réaliser sa communication. La moyenne est donc réalisée sur 50 échantillons. Cela permet d'obtenir la même fenêtre glissante temporelle que pour le couplemètre.

Il est donc important de garder un point de fonctionnement pendant une durée d'au moins 5 secondes afin d'obtenir une valeur précise du point de fonctionnement en question.

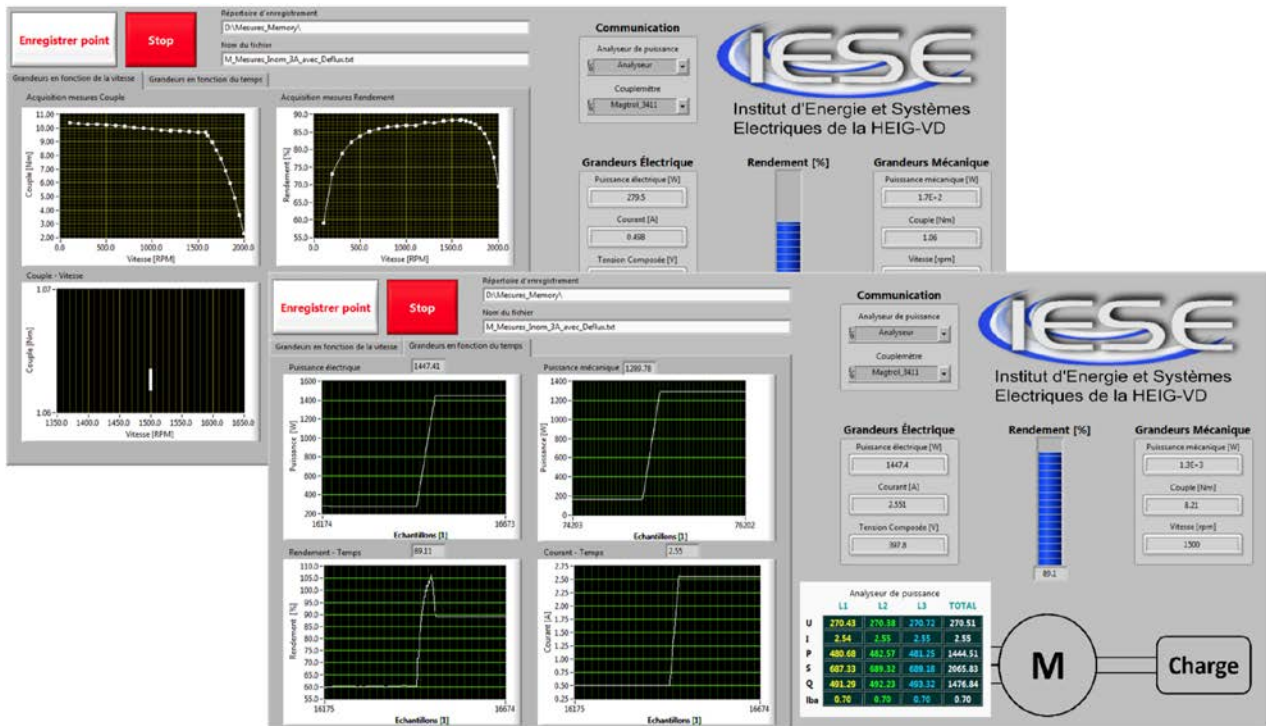


Figure 2.10 : Interface graphique LabView pour l'acquisition des données

Dans le même état d'esprit, une deuxième interface a été développée durant le projet (Figure 2.11) afin d'enregistrer la température du moteur lors de certains essais. Une tension et un courant sont imposés sur la résistance PTC insérée dans le moteur. Il est alors possible d'en déduire la valeur de la résistance instantanée et donc la température. Les mesures seront explicitées en détail dans le chapitre suivant.

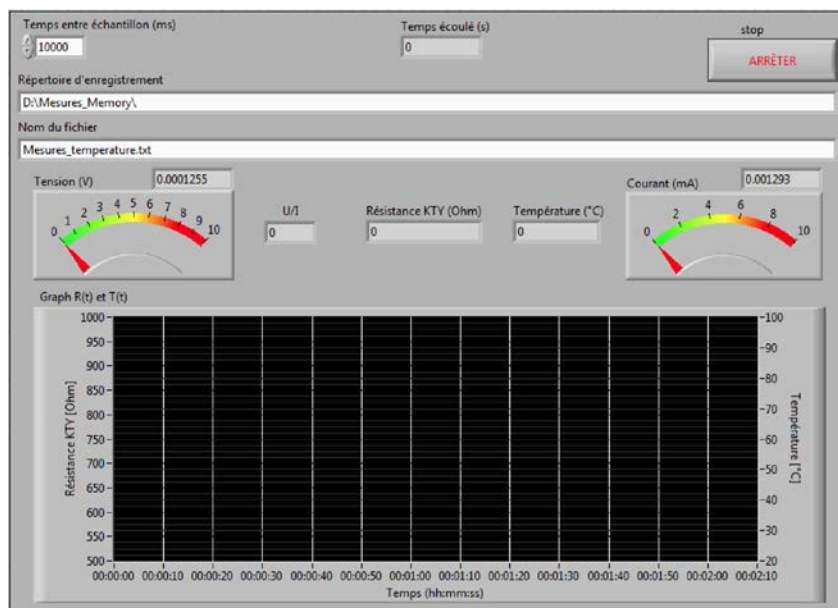


Figure 2.11 : Interface graphique LabView pour l'acquisition de la température

3 Mesures du Memory motor

Le Memory motor étant le cœur de ce projet, il va être mesuré de manière approfondie. Les mesures seront détaillées et présentées dans ce chapitre (Figure 3.1).

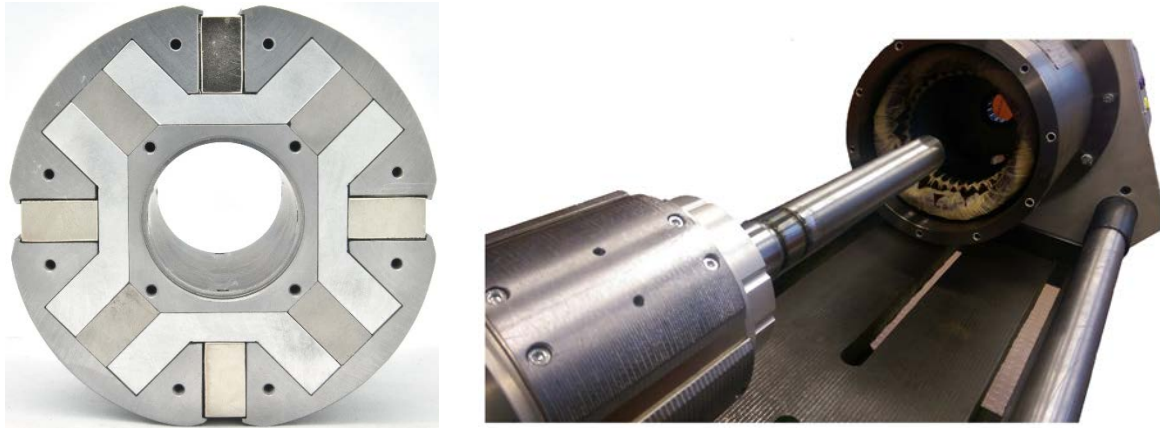


Figure 3.1 : Photos du rotor et de l'insertion de l'arbre au sein du stator du Memory motor

Les mesures mettront en évidence les capacités de contrôle du flux d'excitation à l'aide des impulsions statoriques ainsi que la plage de couple-vitesse disponible avec et sans utiliser une stratégie de défluxage standard. Les pertes seront relevées sur le banc d'essai et analysées. Les impulsions de courant seront étudiées durant le régime transitoire afin de comprendre le temps nécessaire à l'établissement de la magnétisation souhaitée. Une analyse thermique de la machine permettra de mettre en évidence le temps d'échauffement du moteur et la température atteinte pour différents courants.

Le schéma de principe du banc de tests est représenté à la Figure 3.2.

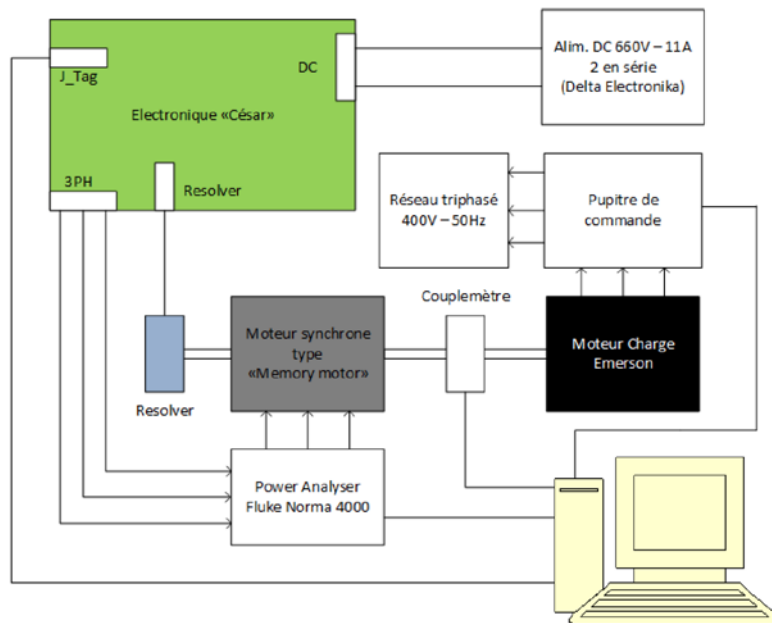


Figure 3.2 : Schéma de principe pour le moteur synchrone type « Memory Motor »

Le bus DC permet de fournir 11 [A] et garantit la tension de 600 [V]. Cependant, les impulsions de courant vont largement dépasser cette valeur. La différence de courant sera donc fournie par les condensateurs à l'intérieur de l'électronique C.É.S.A.R. Cela permet d'obtenir de brèves impulsions de courant pouvant atteindre 28 ampères.

Tout d'abord, les essais en génératrice à vide seront présentés. Cela permet de comprendre l'évolution de la tension induite de mouvement qui est à l'image du flux d'excitation ainsi que le comportement du moteur lors des différentes impulsions de courant. Viennent ensuite les essais en moteur. À vide, cela permet de déterminer les différentes pertes en jeu dans le moteur. En charge, cela permet d'obtenir le couple, le rendement ainsi que les puissances sur la plage d'utilisation. À noter que lorsque cela n'est pas précisé, toutes les mesures sont réalisées à froid pour des questions de temps de mesure. L'analyse transitoire des impulsions de courant mettra en avant l'énergie utilisée pour générer ces dernières. L'analyse thermique permettra de déterminer quel est le régime nominal du moteur et de mesurer, selon les normes, l'efficacité du « Memory motor ».

3.1 Résistances entre phases

Le stator du Memory motor étant dédié à ce dernier, il est bon de mesurer les résistances du moteur "à froid". Seules les résistances entre phases étant accessibles. La valeur attendue est de l'ordre de 5[Ω] (selon "datasheet" du stator). En effet, la valeur de résistance par phase doit se situer aux environs de 2.5 [Ω].

Les résistances obtenues à l'aide du multimètre Fluke 177 sont présentées dans le *Tableau 3-1*. La température de mesure était de 20.6 [°C].

	Mesures à 20.6[°C]	Mesures rapportées à 20[°C]
$R_{12}[\Omega]$	4.93	4.91
$R_{23}[\Omega]$	4.95	4.93
$R_{31}[\Omega]$	4.94	4.92
$R_{moy}[\Omega]$	4.94	4.92
$R_{enroulement}[\Omega]$	2.47	2.46

Tableau 3-1 : Résistances du stator du Memory Motor

Les valeurs ont été rapportées à 20[°C] à l'aide de l'équation (3-1).

$$R_{20^{\circ}C} = \frac{R_{mes}}{1 + 0.004(T_{mes} - 20)} \quad [\Omega] \quad 3-1$$

3.2 Courbe de magnétisation et démagnétisation

Tout l'enjeu du Memory motor se situe dans sa capacité à contrôler le flux d'excitation des aimants AlNiCo du rotor. Afin de régler le niveau de magnétisation de ces derniers, il faut appliquer un courant dans l'axe direct du moteur (I_d). Cela est possible en jouant sur des impulsions de courant générées par le convertisseur électronique ou alors en utilisant une source de courant continu avec le moteur à l'arrêt.

La méthode manuelle (source DC) afin de relever les différents niveaux de magnétisation a été la première à être exécutée. Elle est réalisée de la manière suivante. En alimentant les 3 phases statoriques selon la représentation de la Figure 3.3, le rotor se place dans une position d'équilibre stable. Pour cette position, avec cette alimentation, le moteur ne produit pas de couple. En fait, en réglant l'amplitude du courant I , le courant s'applique dans l'axe d . Selon le signe du courant I , le champ produit par le courant a un effet magnétisant ou un effet démagnétisant pour les aimants AlNiCo.

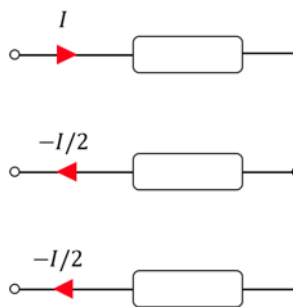


Figure 3.3 : Principe utilisé pour modifier le niveau de magnétisation à l'arrêt

L'alimentation DC 120V-50A a été utilisée afin de fournir le courant nécessaire. L'impulsion de courant est appliquée manuellement pendant une durée de l'ordre de la seconde. Cela permet de s'assurer que la magnétisation a bien atteint le niveau souhaité. Ensuite, le contrôle du flux produit par les aimants est vérifié en mesurant la tension induite de mouvement en génératrice à vide.

Lorsqu'on souhaite abaisser le flux d'excitation, il faut inverser le sens du courant injecté dans le stator (inversion du câblage aux bornes de l'alimentation DC) lorsque le rotor est dans la position stable. Il faut alors bloquer le rotor avant d'appliquer l'impulsion de courant afin d'éviter une rotation. En effet, l'inversion du courant représente une position instable du rotor. La marche à suivre pour l'abaissement du flux est la suivante :

- 1) Mettre le rotor en position stable en appliquant un courant suffisant (de l'ordre de 3 à 4 A) tel que représenté sur la Figure 3.3
- 2) Bloquer le rotor manuellement (photo de la Figure 3.4)
- 3) Inverser le sens du courant à injecter dans le stator (inversion de la polarité de l'alimentation DC)
- 4) Appliquer l'impulsion de courant, avec l'amplitude souhaitée, pendant une courte durée
- 5) Enlever le système de blocage du rotor

La valeur de la tension induite de mouvement composée ($U_{im,comp}$) pour une vitesse de 1'500 [tr/min] est relevée pour toute la plage d'impulsions de courant allant de -30 à 30 [A]. Les résultats obtenus sont ceux de la Figure 3.5.

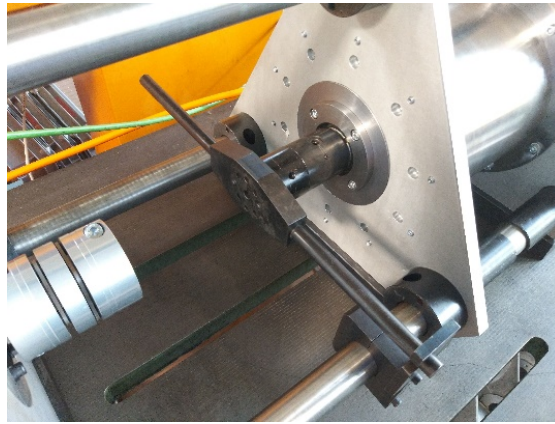


Figure 3.4 : Blocage du rotor à l'aide d'un arrêt

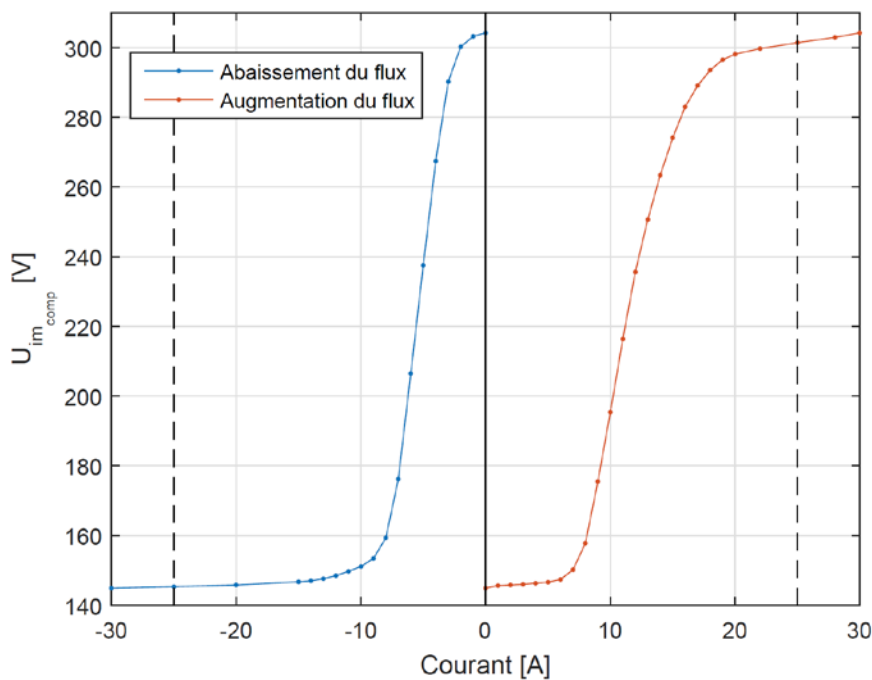


Figure 3.5 : Abaissement et augmentation du flux avec une source DC. U_{im_comp} mesurée à 1'500 [tr/min]

Les essais d'augmentation et d'abaissement du flux ont toujours été réalisés en partant de la valeur extrême opposée. En effet, si le flux souhaite être réduit, il faut partir du point où le flux maximum est produit et inversement. Par exemple, pour l'essai d'augmentation du flux, un courant de -25 [A] est appliqué afin de se retrouver au flux minimum. Ensuite, l'impulsion de courant mentionnée sur l'axe des abscisses est injectée. La tension induite de mouvement composée est mesurée. Le rotor est alors démagnétisé de manière à obtenir un flux minimum. Une nouvelle impulsion peut alors être générée.

Il en est de même pour le processus de démagnétisation. Le niveau de flux est augmenté au maximum, puis le courant négatif souhaité est alors appliqué. Les résultats montrent qu'avec une impulsion de courant de +/-25 [A], il est possible de parcourir le cycle complet. De plus, il est visible qu'il est plus facile d'abaisser le flux que de l'augmenter. En effet, un courant de -15 [A] suffirait à atteindre le flux minimum. Mais, pour atteindre le flux maximum, il faut bel et bien une impulsion voisine de 25 [A]. Pour les impulsions de -25 et 25 [A] les valeurs de tensions induites de mouvement composées obtenues sont de 145.3 et 301.4 [V]. Le flux créé par le rotor dans le stator peut alors être varié d'un facteur de l'ordre de **2.07**.

3.3 Tension induite de mouvement

Lors du montage du rotor, les aimants AlNiCo non magnétisés sont insérés dans le rotor. Les impulsions de courants sont alors générées pour magnétiser les aimants et obtenir le taux de magnétisation désiré. Il faut alors faire un essai en génératrice à vide afin de relever les tensions induites de mouvement composées. La Figure 3.6 illustre le schéma de principe pour la mesure. Le moteur Emerson est, pour cet essai, utilisé en fonctionnement moteur afin d'entraîner le Memory motor. La sonde de tension différentielle est utilisée pour visualiser les tensions sur l'oscilloscope. Le multimètre Fluke 177 sert à vérifier la tension composée efficace affichée.

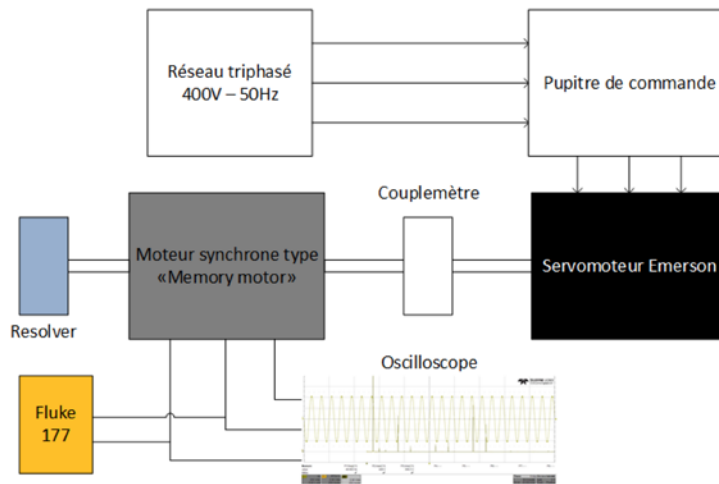


Figure 3.6 : Schéma de principe pour la mesure en génératrice à vide

Une fois quelques tests effectués, la tension induite de mouvement composée est mesurée à 1'500 [tr/min] pour différents taux de magnétisation des aimants. La figure Figure 3.7 illustre la tension induite de mouvement composée à flux maximum et à flux minimum.

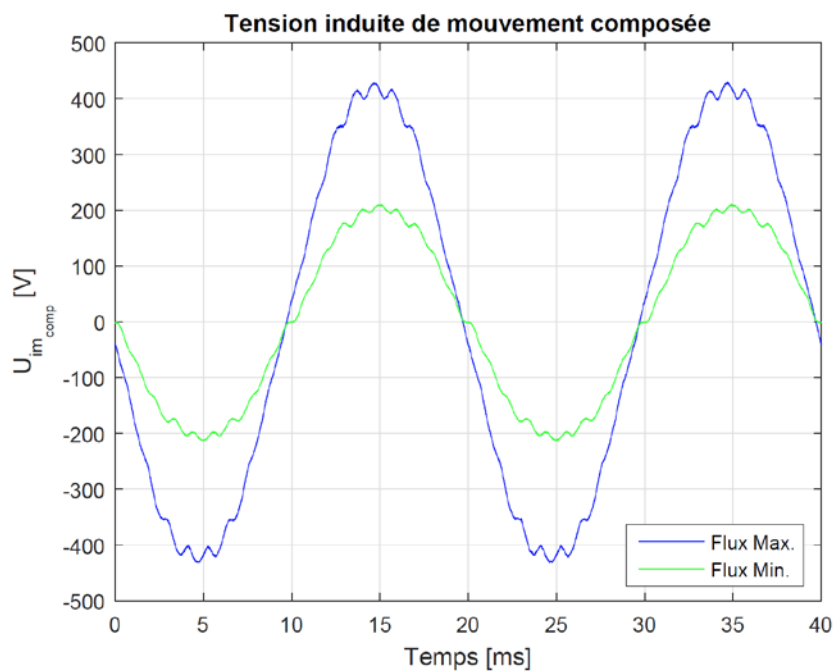


Figure 3.7 : Tension induite de mouvement composée à 1'500 [tr/min] du Memory motor

Il est visible qu'une légère ondulation apparaît au sommet des sinus. Il y a donc des harmoniques de qui sont présentes. Notons que la période de 20[ms] correspondant à la fréquence de 50 [Hz] pour la vitesse de 1'500 [tr/min] (moteur à 4 pôles).

Afin d'illustrer les harmoniques contenues dans les courbes de tension induite de mouvement composée, la figure 6.3.3 présente la transformée de Fourier (FFT) des signaux mesurés. Le pourcentage de la fondamentale du signal est affiché avec la valeur de la fondamentale en [V].

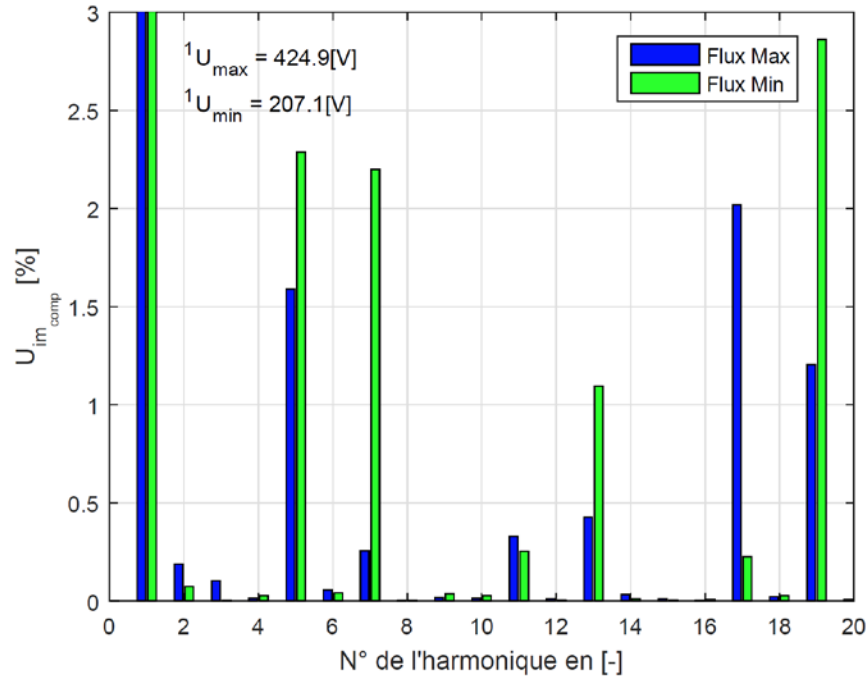


Figure 3.8 : FFT des tensions induites du Memory motor

La transformée de Fourier permet de mettre en évidence les harmoniques de rang 5, 7, 13, 17 et 19. Il est visible que lorsque le flux diminue, les harmoniques de rangs plus élevés prennent plus d'importance sauf pour les rangs 11 et 17. Néanmoins, les valeurs restent raisonnables (inférieure à 3% de la fondamentale). L'allure de la tension induite de mouvement est donc proche d'un sinus. À noter que les harmoniques de rang 3 et multiple de 3 ne sont pas présentes sur la tension induite de mouvement composée grâce au couplage étoile du moteur.

Afin de résumer les valeurs obtenues à l'aide de ces mesures, le tableau 6.3.1 a été dressé.

La ligne 1) donne la valeur obtenue par la transformée de Fourier des signaux.

La ligne 2) est la valeur efficace du signal donné par l'oscilloscope et confirmé par le Fluke 177. Elle comprend toutes les harmoniques du signal.

		Flux Min.	Flux Max.	Rapport max./min. [-]
1)	${}^1U_{imcomp}$ [V]	207.1	424.9	2.05
2)	U_{imcomp} [VRMS]	146.6	300.6	2.05
3)	THD_{tot} [%]	4.44	2.93	

Tableau 3-2 : Valeurs des tensions induites de mouvement composées en génératrice à vide pour le Memory motor

L'établissement du rapport entre les valeurs obtenues à flux maximal et minimal permet de confirmer qu'il est possible de varier le flux d'excitation d'un facteur proche de 2.

Le taux de distorsion harmonique total (THD_{tot}) a été calculé à l'aide de la FFT jusqu'au rang 1'500, ce qui est une précision largement suffisante. Le calcul est réalisé avec l'équation (3-2).

$$THD_{tot} = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{1500} u_h}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{1500} u_h}} \quad [\%] \quad 3-2$$

Avec :

u_h la valeur de l'harmonique au rang h

Le THD montre qu'il y a au maximum 4.44% de distorsion sur le signal à flux minimal. Les allures de tensions induites de mouvement sont donc relativement proches d'un sinus parfait. L'objectif du projet n'était pas de réduire ces harmoniques. On précisera aussi que le stator ne présente pas de « skewing ».

3.4 Constantes du moteur

Afin de mesurer la constante de tension induite, le moteur est entraîné en génératrice à vide et la tension induite de mouvement composée aux bornes du moteur est relevée pour différentes vitesses. Les valeurs efficaces de cette tension composée sont mesurées à l'aide de l'oscilloscope. La valeur efficace obtenue comprend donc tous les harmoniques du signal. En se fixant un niveau de magnétisation et en parcourant la plage de vitesse allant de 0 à 2'000 [tr/min], il est possible de calculer la constante de tension induite du moteur. Ici, la valeur de cette constante varie en fonction du niveau de magnétisation imposé.

La valeur du K_u peut donc être contrôlée sur toute une plage se situant entre le taux de magnétisation minimum et le maximum. La Figure 3.9 permet d'illustrer cette plage d'utilisation avec la zone hachurée. Le graphique de gauche présente la tension induite de mouvement simple efficace en fonction de la vitesse. Pour cela, il a fallu diviser la valeur de la tension composée mesurée par $\sqrt{3}$. Le graphique de droite présente la valeur du K_u ajustable sur toute la plage de vitesse et montre qu'il est bien constant.

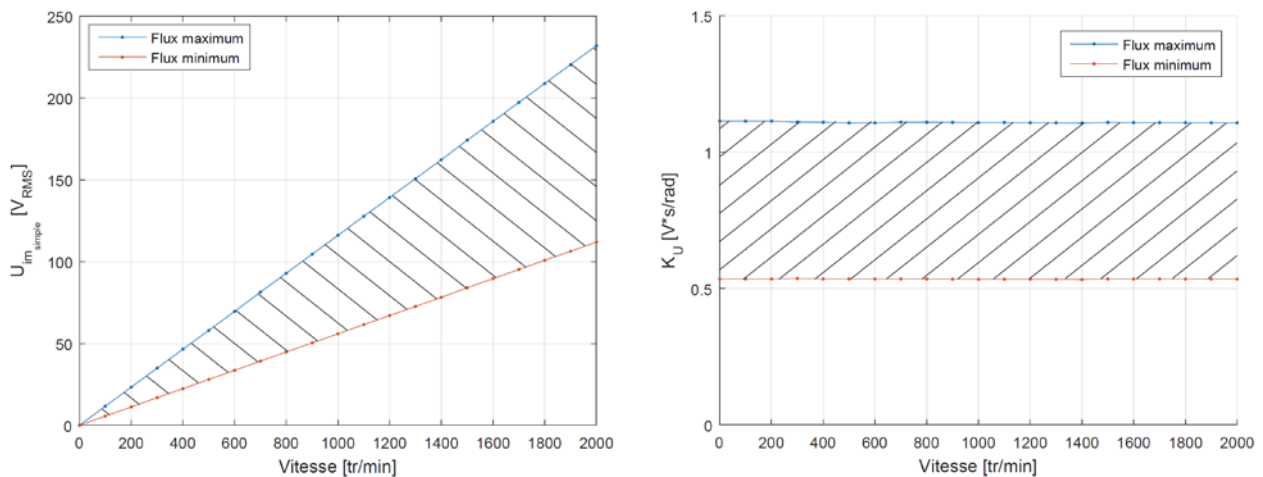


Figure 3.9 : Tension induite de mouvement simple efficace et K_u en fonction de la vitesse pour le Memory motor

Ces résultats prouvent qu'il y a toute une plage de K_u réglable à l'aide des impulsions de courant. En effectuant la régression linéaire passant par le point zéro sur le graphique de gauche, il est possible de déterminer la constante K_u . La deuxième solution consiste à faire la moyenne des valeurs du K_u récoltées sur le graphique de droite. Les valeurs sont présentées dans le *Tableau 3-3*.

K_u [V · s / rad]	Régression	Moyenne
Flux min.	0.534	0.535
Flux max.	1.108	1.109
Rapport max/min [-]	2.07	2.07

Tableau 3-3 : Valeurs des tensions induites de mouvement composées en génératrice à vide pour le Memory motor

Les valeurs obtenues à l'aide de la régression linéaire seront gardées comme références. Il est visible que le K_u peut varier d'un facteur **2.07** à nouveau. Ce facteur indique qu'il sera possible, de largement augmenter la vitesse du moteur en passant du cas à flux max. au cas à flux min.

Par la suite, il a fallu mesurer la constante de couple du moteur. Pour cela, deux types de mesures ont été effectuées. La première consiste à mesurer le K_T en travaillant uniquement avec la source DC à disposition. Pour cela, il est nécessaire d'amener le rotor dans une position stable, là où il ne produit pas

de couple. Ceci est réalisé en injectant un courant continu dans les enroulements de $I_1 = I_{DC}$ et $I_2 = I_3 = -0.5 I_{DC}$. Une fois amené à la position voulue, le courant continu est enlevé et le rotor est bloqué (Figure 3.4). Une fois bien tenu en place, il faut envoyer un courant qui est déphasé de 90° électrique. Ceci correspond aux courants dans les enroulements $I_1 = 0$, $I_2 = -I_{DC}$ et $I_3 = I_{DC}$. Comme cela, le courant injecté correspond au cas $\gamma = 0$ (courant en phase avec les tensions induites de mouvement) et donc le couple fourni est maximum (commande à couple optimal).

Ensuite, le courant continu injecté correspond à la valeur crête du courant sinusoïdal habituellement envoyé. Il faut donc le diviser par $\sqrt{2}$ afin de le ramener à la valeur efficace.

La deuxième solution consiste à entraîner le moteur à basse vitesse, en l'occurrence 100 [tr/min], puis à lui demander un couple de plus en plus élevé. Cela permet d'atteindre les valeurs de couple maximales.

La constante de couple a été mesurée pour le flux d'excitation maximum et pour le flux minimum. Un courant de 13 [A] a pu être injecté, ce qui correspond à plus de 4 fois le courant nominal. Les résultats sont présentés à la Figure 3.10.

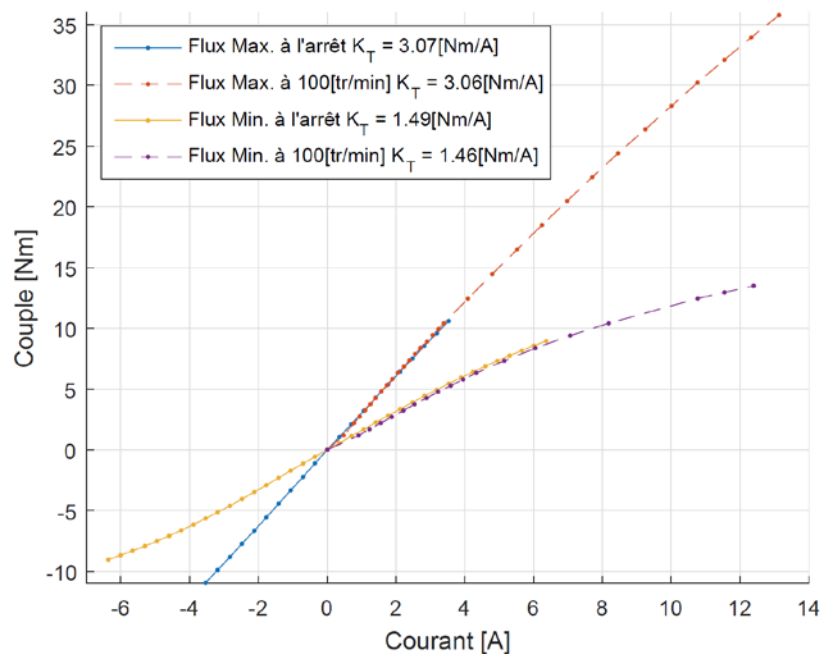


Figure 3.10 : Couple en fonction du courant pour le Memory motor

Il est visible que les courants en jeu sont faibles avec la mesure à l'arrêt. En effet, il a été difficile de monter à des valeurs de couple élevées, car les accouplements utilisés lors de cet essai n'étaient pas assez robustes pour supporter plus de 10 à 11 [Nm]. Concernant la mesure à 100 [tr/min], elle a permis de vérifier le comportement lorsque des courants plus importants sont injectés dans le moteur. En effectuant les régressions linéaires pour des courants dans le moteur qui ne sont pas en saturation (jusqu'aux environs de 6 [A]), les valeurs de la constante de couple ont pu être estimées. Le tableau *Tableau 3-4* met en évidence les valeurs obtenues.

L'effet de la saturation pour les hauts courants est bien visible à la Figure 3.10. Le couple maximal atteignable est d'environ 36 [Nm] pour 13.1 [A]. La saturation est plus marquée dans le cas à flux minimum. Le couple maximal est tout de même, à flux min., de 13.5 [Nm] pour $I = 12.4$ [A].

$K_T [Nm/A]$	A l'arrêt	A 100[tr/min]	Moyenne
Flux min.	1.49	1.46	1.48
Flux max.	3.07	3.06	3.07
Rapport max/min [-]	2.06	2.10	2.08

Tableau 3-4 : Valeur de la constante de couple pour le Memoy motor

Le rapport entre la constante de couple à flux maximum et minimum est de **2.08**. En charge, il est donc possible de diminuer le couple obtenu à flux max. d'un facteur 2.

En principe, avec nos définitions, la valeur de la constante de couple vaut trois fois la constante de tension induite lorsqu'il n'y a pas de saturation. Afin de vérifier cette propriété, ce calcul est effectué dans les équations 3-3 et 3-4.

$$K_{T_{\min}} = 3 \cdot K_{u_{\min}} = 3 \cdot 0.534 = 1.60 \quad \left[\frac{Nm}{A} \right] \quad 3-3$$

$$K_{T_{\max}} = 3 \cdot K_{u_{\max}} = 3 \cdot 1.108 = 3.32 \quad \left[\frac{Nm}{A} \right] \quad 3-4$$

Il est visible que les valeurs obtenues à l'aide du K_u sont plus élevées que la mesure de la constante de couple. Le *Tableau 3-5* compare les valeurs mesurées et calculées.

Magnétisation	$K_u [\frac{V \cdot s}{rad}]$	$3 \cdot K_u [\frac{Nm}{A}]$	$K_T [\frac{Nm}{A}]$	Erreur entre $3K_u$ et K_T [%]
Flux min.	0.534	1.60	1.48	8.1
Flux max.	1.108	3.32	3.07	8.1

Tableau 3-5 : Résumé des constantes su Memory Motor

L'erreur est calculée à l'aide de l'équation 3-5.

$$\alpha_r = \frac{|X_{théo} - X_{mes}|}{X_{mes}} = \frac{|1.60 - 1.48|}{1.48} = 0.081 \quad [-] \quad 3-5$$

L'écart est ici d'environ 8% en comparant la valeur de la constante de couple avec celle de tension induite.

Pour terminer, une valeur intéressante à calculer pour les moteurs synchrones est la constante K_m de celui-ci. Cette valeur est utile lorsqu'il faut comparer des moteurs, car c'est un rapport entre le couple fourni et les pertes par effet Joule dans le moteur. Cette constante est calculée à l'aide de l'équation (3-6).

$$K_M = \frac{K_{T_{\max}}}{\sqrt{3R_s}} = \frac{3.07}{\sqrt{3 \cdot 2.46}} = 1.13 \quad \left[\frac{Nm}{\sqrt{W}} \right] \quad 3-6$$

3.5 Mesures des inductances L_d et L_q

Lorsque la régulation du moteur doit être réalisée de manière efficace afin d'atteindre de bonnes performances, il est nécessaire de connaître les inductances de ce dernier. Pour certains moteurs synchrones, l'inductance est sensiblement constante lorsque la position du rotor varie, comme pour la variante "M". Dans d'autres cas, cette valeur varie et il faut donc mesurer les inductances dans l'axe direct L_d et dans l'axe transversal L_q . Il existe différentes méthodes pour mesurer les inductances L_d et L_q sur la base d'essais à rotor bloqué ou en mouvement ([2], [3], [4], [5] et [6]). En pratique, ces méthodes peuvent conduire à des résultats relativement différents. La saturation magnétique et la caractéristique B(H) non linéaire des matériaux compliquent la détermination des inductances. Cet effet est encore plus marqué avec le Memory motor étant donné que les différents niveaux démagnétisation influencent le passage des lignes de champ et donc l'inductance.

Ce chapitre va présenter deux méthodes de mesure à rotor bloqué pour la détermination des inductances L_d et L_q . La méthode pour positionner et bloquer le rotor dans l'axe d est identique à celle utilisée pour contrôler le niveau démagnétisation des aimants AlNiCo (chapitre 3.2). Pour se positionner dans l'axe q , il suffit de faire tourner le rotor de 90° électrique. Comme le moteur possède deux paires de pôles, la rotation mécanique n'est que de 45° . Le codeur de position implanter sur l'arbre permet d'atteindre précisément cette position.

3.5.1 Mesures sur le réseau [2]

La première méthode à être testée consiste à brancher le moteur sur le réseau par l'intermédiaire d'une résistance variable. Cela permet de limiter le courant injecté et de le varier afin de comprendre l'évolution de l'inductance en fonction de ce dernier. En plaçant un analyseur de puissance dans le circuit, il est possible de relever les valeurs de la fondamentale de la tension et du courant. La Figure 3.11 présente le schéma de mesure.

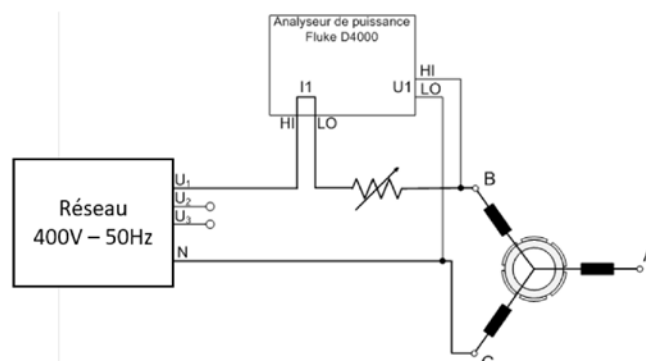


Figure 3.11 : Schéma de mesure de la 1^{ère} méthode [3]

En connaissant la position du rotor ainsi que le courant I_1 et la tension U_1 , il est possible de calculer les valeurs des inductances à l'aide des équations (3-7) et (3-8).

$$L_d = \frac{u_d - R_s \cdot i_d}{\omega \cdot i_d} = [H] \quad 3-7$$

$$L_q = \frac{u_q - R_s \cdot i_q}{\omega \cdot i_q} = [H] \quad 3-8$$

Les tensions/courants directs et transverses sont obtenus à l'aide des équations (6.5.3), (6.5.4) et (6.5.5).

$$u_d = \frac{2}{3} \cdot (u_n \cdot \cos(\theta) + u_1 \cdot \cos(\theta - 120^\circ)) \quad [V] \quad 3-9$$

$$u_q = -\frac{2}{3} \cdot (u_n \cdot \cos(\theta) + u_1 \cdot \cos(\theta - 120^\circ)) \quad [V] \quad 3-10$$

$$i_d = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_1 \cdot \sin(\theta) \quad i_q = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_1 \cdot \cos(\theta) \quad [A] \quad 3-11$$

Avec :

u_n [V] La tension au point neutre

$R_s = 2.46$ [Ω] La résistance de phase du moteur

$\omega = 2\pi \cdot f = 314.16$ [rad/s] La pulsation du réseau 50 [Hz]

Il est remarqué que, lorsque le rotor est dans l'axe d ($\theta = 0^\circ$), la tension u_d et le courant i_d sont nuls. Idem dans l'axe q ($\theta = 90^\circ$) où se sont u_q et i_q qui sont nulles. Cela signifie que l'inductance L_q se calcule dans l'axe direct et l'inductance L_d dans l'axe transversal. L'avantage de cette méthode est qu'il n'est pas nécessaire d'avoir accès au point neutre. En effet, la tension u_n s'annule dans l'axe direct (transversal) lorsque U_q (U_d) est calculé.

Les résultats dans le cas à flux maximal et minimal sont présentés à la figure 6.5.2.

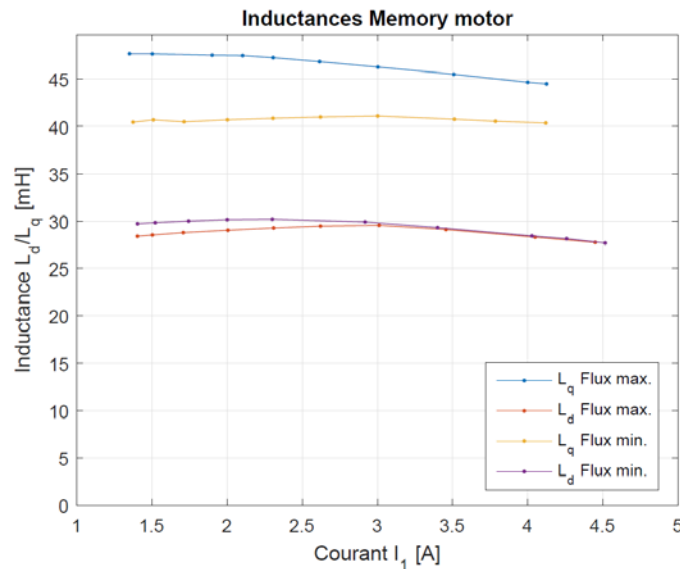


Figure 3.12 : Mesures des inductances du Memory motor à l'aide de la 1^{ère} méthode

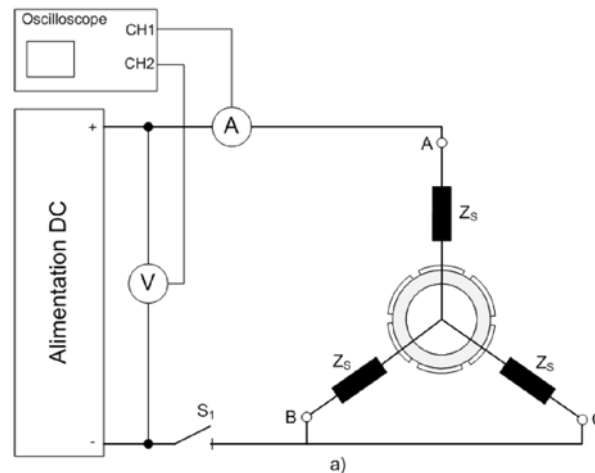
Les résultats montrent bien l'effet de la saturation au sein du moteur. En effet, il est visible que l'inductance a tendance à diminuer lorsque le courant augmente. À noter que l'inductance L_d est relativement similaire selon le niveau de magnétisation du Memory motor. En revanche, l'inductance L_q varie passablement entre le cas à flux min. et à flux max. (7-8 [mH] de différence). Le tableau 6.5.1 donne les valeurs d'inductances obtenues pour un courant de 3[A]. Le tableau confirme qu'il y a une différence notable entre le cas à flux min. et à flux max. dans la valeur d'inductance L_q . Cela peut donc avoir un effet non négligeable lorsque le moteur doit être régulé précisément.

	Flux max.	Flux min.
L_d [mH]	29.6	29.9
L_q [mH]	46.3	41.1

Tableau 3-6 : Résumé des constantes du Memory Motor

3.5.2 Saut indiciel [2]-[3]

La méthode consiste ici à réaliser un saut indiciel à l'aide d'une source DC aux bornes de la phase A du moteur comme l'illustre la Figure 3.13. Le principe est d'enclencher l'alimentation DC avec l'interrupteur S_1 et de relever la réponse indicielle du courant avec un oscilloscope.


 Figure 3.13 : Schéma de mesure pour la 2^{ème} méthode [3]

La mesure du courant va permettre d'obtenir la constante de temps électrique τ du moteur. Cette dernière représente le temps que met le courant pour atteindre le 63.2⁰% de l'amplitude finale de la réponse. À partir de cette valeur, il est possible d'extraire la valeur de l'inductance équivalente avec l'équation (3-12).

$$L_{eq} = R \cdot \tau \quad [H] \quad 3-12$$

Avec la valeur de résistance équivalente donnée par l'équation (3-13).

$$R_{eq} = \frac{3}{2} \cdot R_s = \frac{3}{2} \cdot 3.69 \quad [\Omega] \quad 3-13$$

Pour terminer, les inductances L_d et L_q sont obtenues avec l'équation (3-14).

$$L_d = \frac{2}{3} \cdot L_{eq-d} \quad L_q = \frac{2}{3} \cdot L_{eq-q} \quad [H] \quad 3-14$$

Deux sauts indiciels avec des amplitudes différentes sont effectués afin de vérifier le bon déroulement de la mesure. Un saut avec un courant proche de 3 [A] et un autre légèrement supérieur à 5 [A]. Les résultats obtenus sont illustrés à la Figure 3.14. La tendance observée lors de la première mesure est confirmée lors de cette deuxième mesure. En effet, l'inductance L_d est indifférente au niveau de magnétisation du Memory motor. Sa valeur se situe aux environs de 30 [mH]. En revanche, l'inductance L_q dépend du niveau de

magnétisation des AlNiCo au sein du Memory motor. À flux maximal, il semble que la valeur se situe aux environs de 50 [mH]. Dans l'autre cas, la valeur se rapproche de 40 [mH].

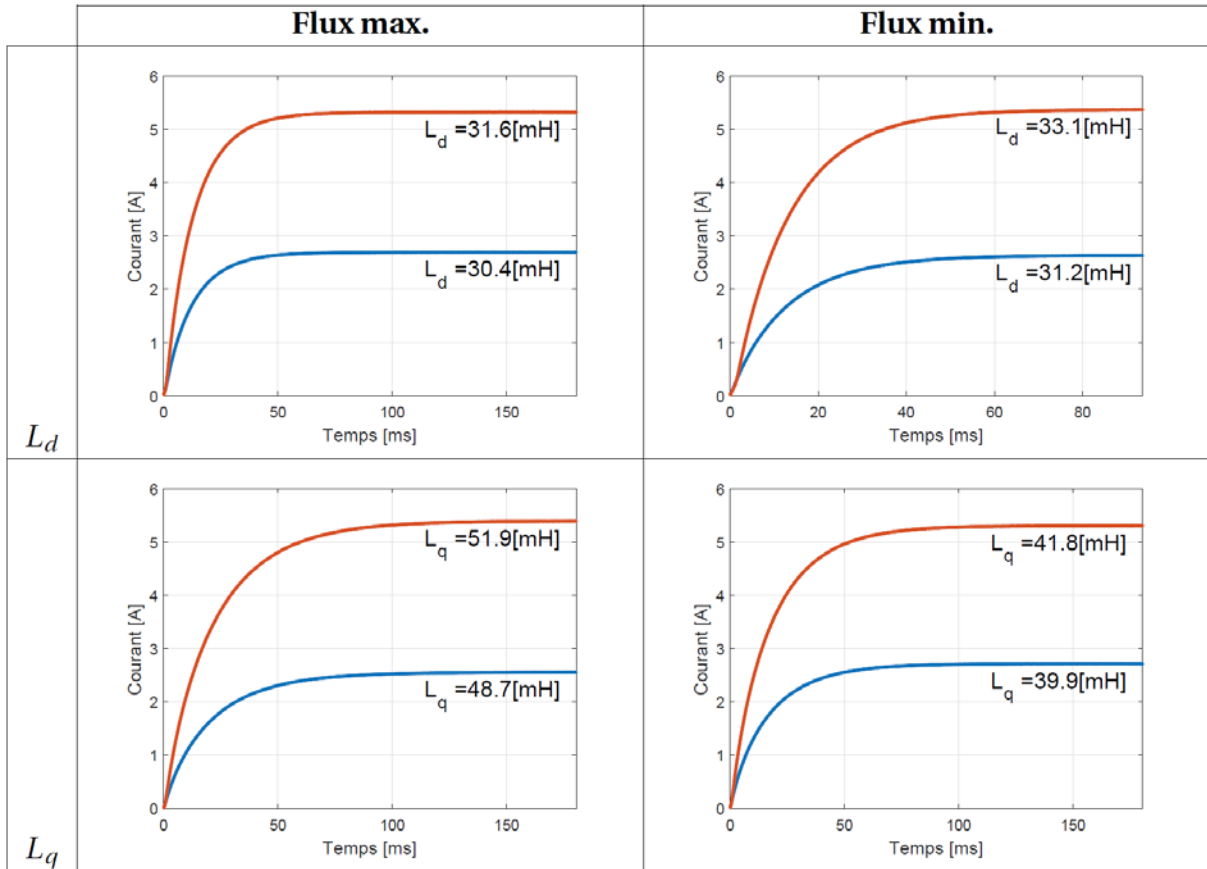


Figure 3.14 : Inductances du Memory motor pour différents sauts indicels

3.5.3 Observation sur les valeurs d'inductances

Les deux méthodes utilisées pour mesurer les valeurs d'inductance du Memory motor ont montré que les résultats diffèrent selon la position du rotor, respectivement selon le sens du courant injecté (I_d et I_q). Le Tableau 3-7 résume les valeurs obtenues.

	1 ^{ère} méthode		2 ^{ème} méthode		Différence [%]	
	Flux max.	Flux min.	Flux max.	Flux min.	Flux max.	Flux min.
L_d [mH]	28.8	29.3	31.0	32.2	7.6	9.7
L_q [mH]	46.4	40.7	50.3	40.9	8.4	0.5

Tableau 3-7 : Résumé des valeurs d'inductances mesurées du Memory motor

Selon la méthode utilisée, les valeurs obtenues peuvent différer (entre 0.5 et 9.7 %). Il est donc difficile de donner une valeur très précise des inductances. Selon les résultats, il est seulement possible ici de fournir une valeur à +/- 10%. Cela est satisfaisant, car il est difficile de les mesurer précisément comme observé dans les articles [2] à [6].

3.6 Etude des impulsions de courant

Les différentes courbes de magnétisation lors des mesures seront effectuées à l'aide du convertisseur électronique C.É.S.A.R. Il est donc utile de comprendre comment les impulsions de courant dans l'axe d réagissent et quels sont leurs effets sur le comportement du moteur. En effet, le temps d'application de l'impulsion est déterminant. De plus, il est maintenant connu que la magnétisation et la démagnétisation ne se comportent pas de la même manière. Le but de ce chapitre est de présenter les paramètres d'une impulsion qui influent sur le comportement du moteur.

Plusieurs impulsions seront testées. Elles auront différentes formes et amplitudes. Cela permettra d'observer le temps nécessaire à la magnétisation ou encore quelles sont les contraintes mécaniques en jeu.

La tension du bus DC est fixée à 600 [V] lors des impulsions réalisées avec l'électronique. Cette dernière sera également relevée afin de confirmer cette valeur.

À noter qu'il n'est possible de mesurer que les courants de phases du moteur. Les courants dans l'axe d et q sont alors reconstitués à l'aide des transformées de Clark (équation 3-15) et de Park (équation 3-16).

$$\begin{cases} i_\alpha = i_1(t) \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_2(t) - i_3(t)) \end{cases} \quad 3-15$$

$$\begin{cases} i_d(t) = \cos(\theta(t)) \cdot i_\alpha(t) + \sin(\theta(t)) \cdot i_\beta(t) \\ i_q(t) = -\sin(\theta(t)) \cdot i_\alpha(t) + \cos(\theta(t)) \cdot i_\beta(t) \end{cases} \quad 3-16$$

Avec :

$\theta(t)$ [rad], la position électrique du moteur au temps t .

En mesurant les trois courants de phase, il est donc possible de reconstituer le courant dans les axes d et q . Il faut toutefois posséder l'information de la position du moteur à chaque instant. Ceci est possible grâce au codeur de position inséré sur l'arbre du moteur.

3.6.1 Forme des impulsions

Tout d'abord, afin d'observer le comportement du courant lors d'une impulsion, il a été décidé de mesurer l'allure temporelle pour les différentes formes disponibles. La source DC permet d'imposer une impulsion rectangulaire. L'électronique possède deux configurations. L'impulsion peut être rectangulaire ou trapézoïdale. Cette dernière permet de limiter les différentes contraintes mécaniques. Les impulsions générées avec l'électronique peuvent être modifiées de deux manières. Leur amplitude est ajustable de -28 à 28 [A] (limite sécuritaire des IGBT dans C.É.S.A.R). La durée de maintien de la consigne peut être choisie. Cela permet de faire des impulsions de très courte durée (1 [ms]) ou alors d'appliquer la consigne durant plus longtemps (1 [s]).

La Figure 3.15 illustre les trois impulsions utilisées pour générer une consigne de 20 [A].

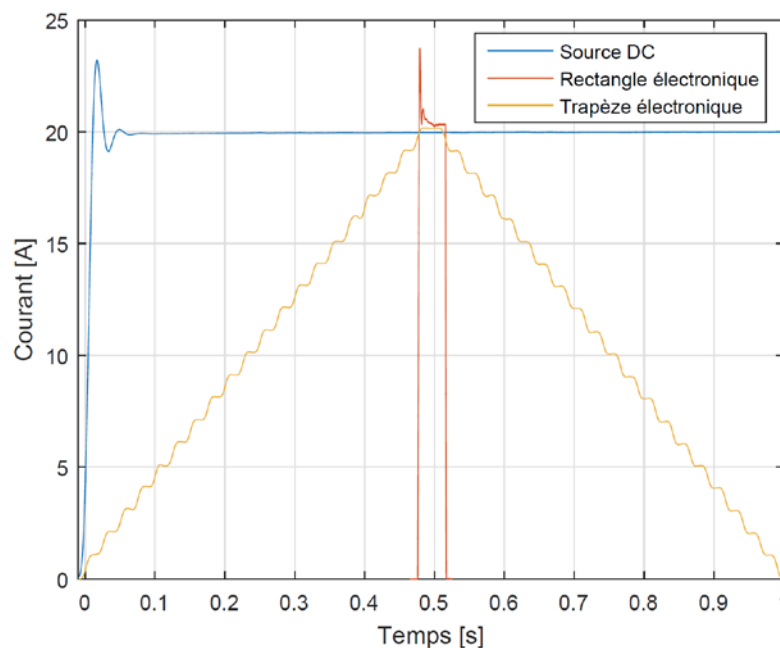


Figure 3.15 : Impulsions de 20 [A] générées de différentes manières

Le temps de maintien de la consigne pour les impulsions électroniques était de 40 [ms]. Pour l'impulsion rectangulaire, les 40 [ms] incluent l'ensemble de l'impulsion. La forme trapézoïdale conserve la consigne pendant 40 [ms], mais cela n'inclut pas le temps de montée et descente de l'impulsion.

En premier lieu, il est visible que lorsque l'impulsion est de forme rectangulaire, un dépassement se fait sentir lorsque le courant arrive proche de la consigne. De plus, la source DC possède une durée du dépassement plus longue que l'électronique C.É.S.A.R. Ceci vient du fait que la source DC possède une tension maximale de 150 [V] alors que l'onduleur possède 600 [V] à disposition. Avec une tension élevée, il est plus facile d'être réactif. Afin de bien comparer, un agrandissement sur les deux courbes est effectué et elles sont décalées dans le temps (Figure 3.16). L'électronique met environ 2 [ms] à atteindre la consigne, puis la dépasse. La source DC met approximativement dix fois plus de temps, soit plus de 20 [ms], pour atteindre la consigne, puis la dépasse pendant un temps qui est également dix fois supérieur à l'autre impulsion (de l'ordre de 15 [ms]). Il est donc également possible que la source DC possède une régulation moins dynamique que l'onduleur de l'IESE.

Le courant trapézoïdal, quant à lui, a été réglé pour faire un escalier avec des pas de 1 [A]. La durée de maintien d'une marche peut être modifiée afin d'effectuer une montée plus rapide ou plus lente. Elle a

été fixée à 20[ms] lors des premiers essais. Il est visible que la durée de cette impulsion est plus longue que la rectangulaire du fait du temps de montée/descente. Cependant, le temps de maintien de la consigne est identique.

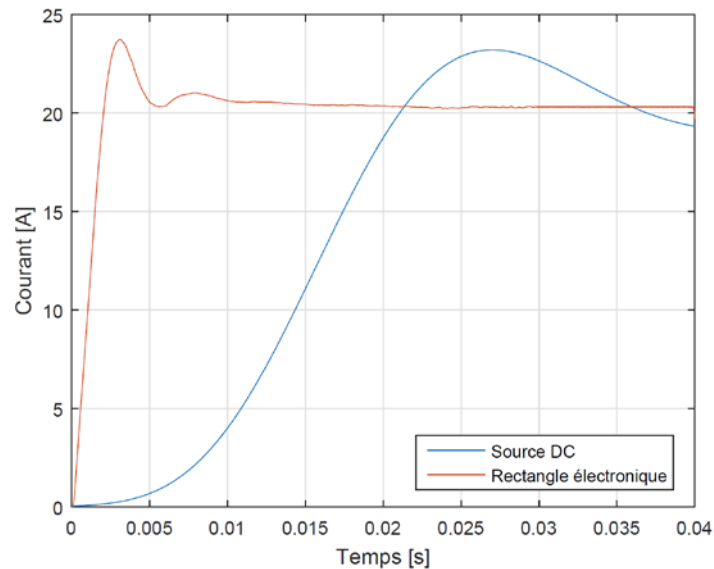


Figure 3.16 : Zoom sur les impulsions de 20 [A] rectangulaires

Comme mentionné précédemment, le temps de maintien d'une marche du trapèze peut être écourté afin de réaliser une montée du courant plus abrupte. Ce temps a été réduit à 5 [ms]. La Figure 3.17 compare une impulsion de 15 [A] avec un temps de maintien de 150 [ms] pour les marches de 20 [ms] et de 5 [ms].

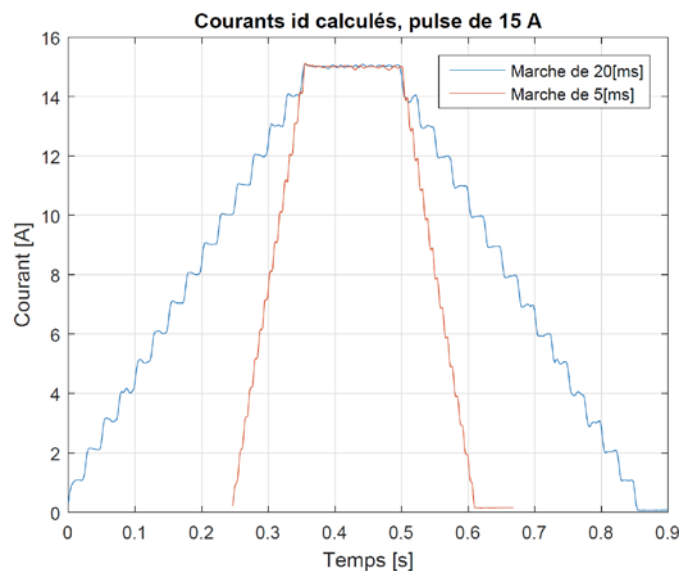


Figure 3.17 : Comparaison des impulsions trapézoïdales de 15 [A] – 150 [ms]

Il est également visible qu'il n'y a pas de dépassement même si la pente de montée/descente a été grandement réduite.

Afin de terminer l'analyse des formes d'impulsions, il est important de vérifier que la tension du bus DC de l'onduleur est maintenue à 600 [V] durant l'impulsion. Cela permet de confirmer que tout se passe correctement lors d'une demande de puissance instantanée importante. La mesure de la Figure 3.18 a été

relevée à l'oscilloscope pour une forme rectangle et trapèze avec une impulsion de 28 [A]. La consigne a été maintenue pendant 50 [ms].

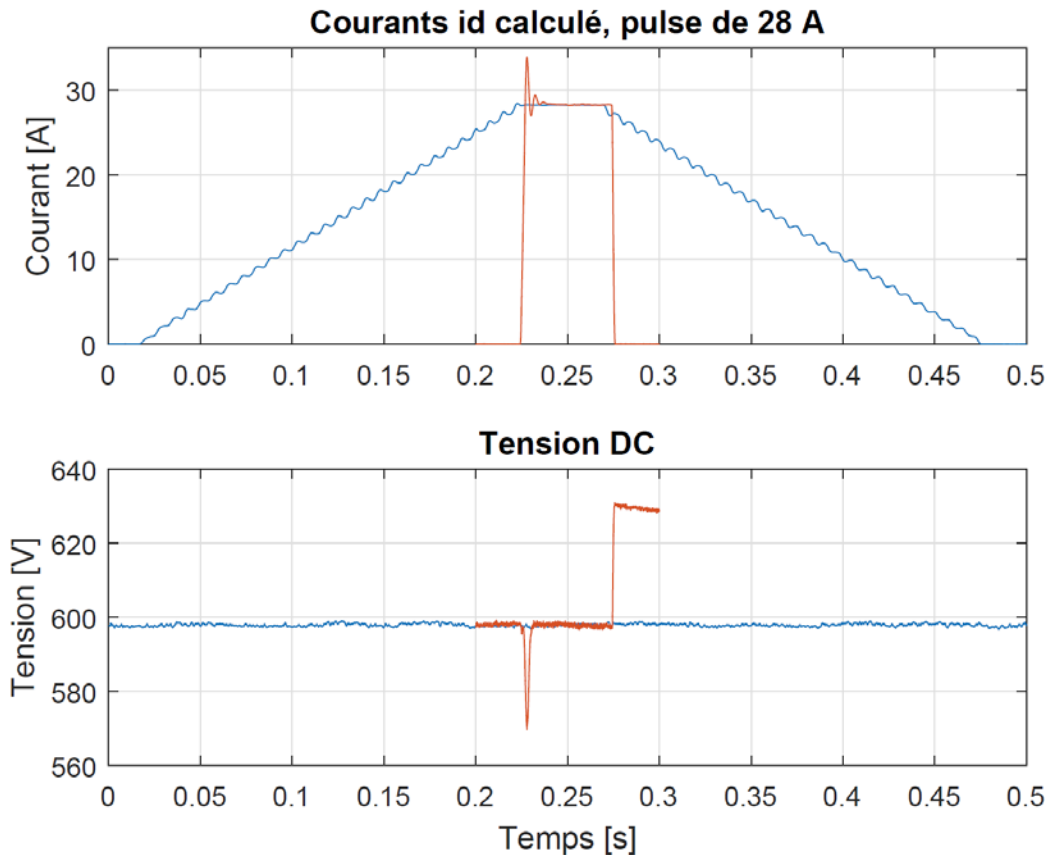


Figure 3.18 : Tension DC pendant une impulsion de 28 [A]

Les résultats montrent que, lors d'une impulsion rectangulaire, la tension s'abaisse à 565 [V] lors de la montée du courant, puis se stabilise à 600 [V] une fois la consigne atteinte. À la fin de la consigne, le bus DC remonte à 630 [V] durant quelques instants. Par la suite, le bus DC se régule à 600 [V]. L'impulsion trapézoïdale permet de montrer que le bus DC est parfaitement constant durant toute l'impulsion. Cette forme est donc moins contraignante pour l'électronique. Dans l'ensemble, l'opération se passe tout de même correctement étant donné qu'il n'y a pas d'effondrement total de la tension prolongée.

Il sera donc possible de jouer sur la forme et sur la durée des impulsions afin de voir et comprendre leurs effets.

3.6.2 Temps d'établissement de l'impulsion de courant

Aux vues des dépassements de consigne générées lors d'une impulsion rectangulaire, il semble intéressant d'observer le temps d'établissement de la magnétisation dans le moteur, car si la consigne est sous-estimée pendant un temps trop long, il est possible que le niveau de flux soit supérieur à celui attendu.

Lorsque le moteur est à l'arrêt, l'électronique C.É.S.A.R. permet d'ajuster très précisément les impulsions de courant du fait qu'il n'y a pas la vitesse de rotation du moteur à gérer.

L'électronique permet de générer une impulsion de courant dans l'axe d de forme rectangulaire. Il est possible de choisir la durée de l'impulsion. Par exemple, une consigne de 5 [A] pendant 150 [ms] renvoie l'allure de la Figure 3.19.

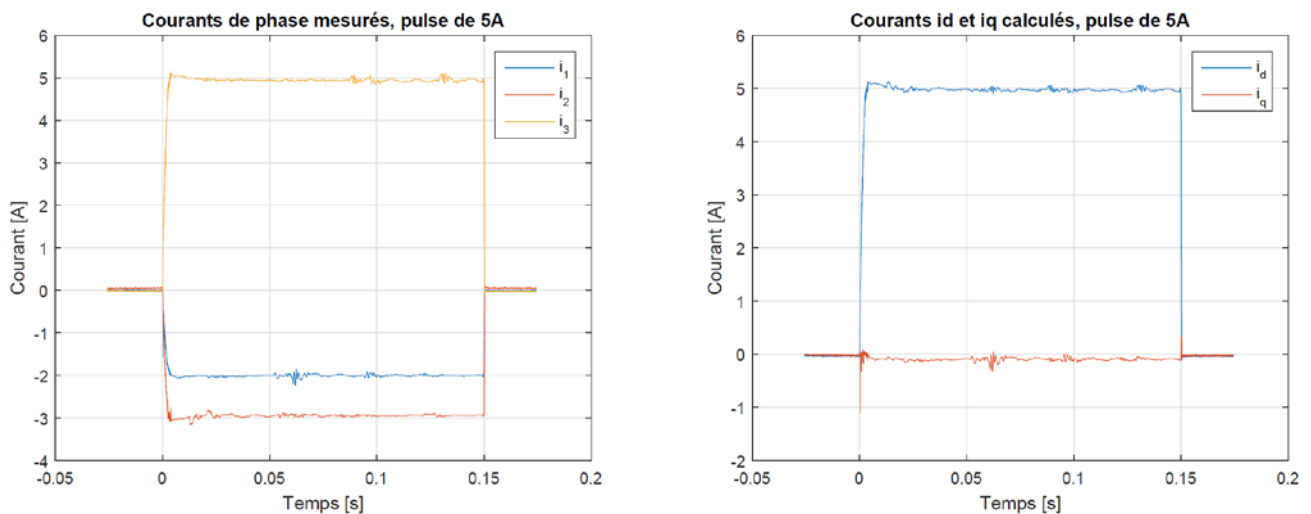


Figure 3.19 : Impulsions de courant de 5 [A] durant 150 [ms] à l'arrêt

Afin de mesurer le temps d'établissement de la magnétisation/démagnétisation, il faut appliquer l'impulsion durant le temps souhaité, puis relever la tension induite de mouvement composée lors d'un essai en génératrice à vide. Étant donné que, comme vue précédemment, la magnétisation est plus difficile à réaliser que la démagnétisation, la constante de temps devrait être plus importante lors d'une impulsion i_d positive.

Les impulsions de courant ont été variées en amplitude et en durée afin de voir l'influence de ces deux paramètres. La Figure 3.20 présente le temps d'établissement de la magnétisation pour deux amplitudes différentes.

Ces résultats permettent de montrer qu'il faut entre 5 et 10 [ms] pour démagnétiser le moteur suivant l'amplitude de l'impulsion. Il est également visible que ce n'est pas forcément l'amplitude la plus importante qui installe le niveau de magnétisation le plus rapidement.

Lors de la magnétisation, l'impulsion de 15 [A] nécessite environ 10 [ms] pour s'établir. La consigne de 20 [A] met plus de 20 [ms] pour s'approcher de la valeur finale. Il est cependant difficile d'établir une réelle constante de temps, car d'une impulsion à l'autre, il peut y avoir un dépassement plus ou moins prononcé. De plus, le temps de montée du courant est également variable d'une situation à l'autre.

Cette figure permet de montrer qu'une impulsion d'une durée de 30 [ms] suffit à atteindre le niveau de magnétisation désiré, quelle que soit l'amplitude du courant injecté. Il n'est cependant pas possible de définir un temps optimal d'impulsion.

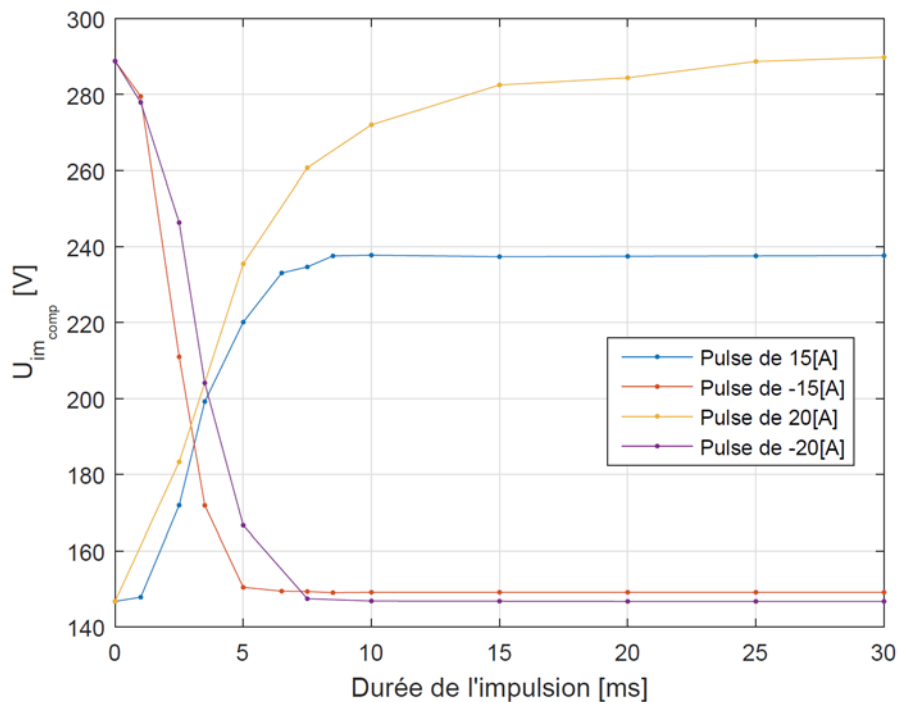


Figure 3.20 : Temps d'établissement de la magnétisation

Cette dernière remarque soulève donc une question sur le comportement du moteur lors des différentes impulsions. En effet, il a été vu au début du chapitre que les dépassements de consigne des impulsions rectangulaires pouvaient être plus ou moins importants avec la source DC. Il semble alors utile de comparer les courbes de magnétisation avec les différentes manières de procéder.

3.6.3 Courbes de magnétisation

Selon l'allure du courant dans l'axe d , il est possible que le niveau de magnétisation s'établisse à une valeur supérieure ou inférieure à celle désirée. En effet, le dépassement avec l'impulsion rectangulaire est de l'ordre de 15 [ms] pour la source DC. En se basant sur le temps d'établissement des impulsions mesuré précédemment (voir courbe jaune sur la figure 6.6.6), ce temps suffit à magnétiser les aimants AlNiCo pour une impulsion de 20 [A].

Les courbes de magnétisation ont donc été mesurées à nouveau avec l'électronique. Le temps de maintien de la consigne a été fixé à 100 [ms] afin d'obtenir le niveau de magnétisation désiré. La Figure 3.21 compare les courbes de magnétisations pour les 3 sortes d'impulsion différentes. Les résultats montrent bien que l'abaissement ou l'augmentation du flux ne se comporte pas de la même manière si l'une ou l'autre source est utilisée. En effet, les deux formes d'impulsion que génère l'électronique apportent le même résultat. En revanche, elles diffèrent de la courbe mesurée avec la source DC 150V – 50 [A].

Il apparaît donc avec cette figure que le dépassement généré par la source DC n'est pas négligeable. En effet, ce dernier possède une durée assez importante afin de magnétiser les AlNiCo à une valeur supérieure ou inférieure à celle désirée. En revanche, le dépassement du rectangle électronique ne dure pas assez longtemps pour avoir une influence par rapport à la forme trapézoïdale qui ne possède aucun dépassement.

Il faut donc en conclure que la source électronique produit des impulsions plus précises et plus dynamiques. Cela permet d'avoir une courbe de magnétisation plus fiable que celle utilisée auparavant.

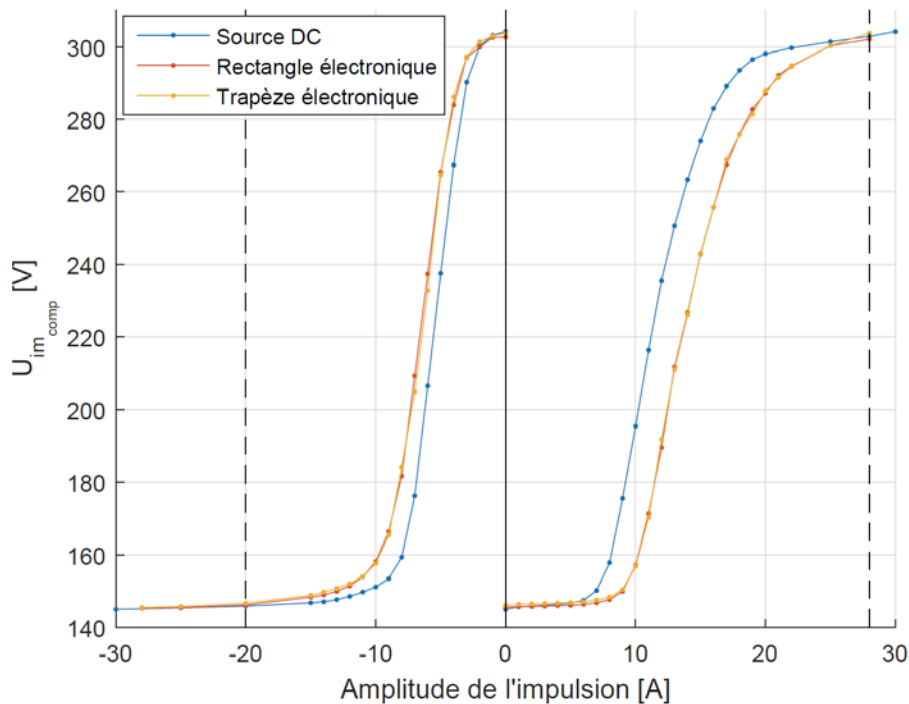


Figure 3.21 : Courbe de magnétisation/démagnétisation. Tension induite de mouvement composée mesurée à 1500 [tr/min]

Le niveau de flux maximal est donc atteint pour une impulsion de 28 [A] alors que le flux minimal est atteint avec une amplitude de -20 [A]. L'amplitude de l'impulsion représente le courant crête injecté dans le stator. Cela correspond à environ 6.6 fois le courant nominal du moteur. Le moteur pouvant fonctionner sans problème avec un courant nominal de 4 [A] (les mesures thermiques le montreront au chapitre 3.7.4), dans ce cas-ci, l'amplitude de l'impulsion ne représente que 5 fois le courant nominal.

Cela ne remet toutefois pas en question les mesures, car les niveaux de magnétisation extrêmes ont toujours été effectués avec soit +/- 28 [A] avec l'électronique et plus de +/- 30 [A] avec la source DC.

3.6.4 Impulsions en fonctionnement

Maintenant que les impulsions ont bien été définies lorsque le moteur est arrêté, il faut confirmer le bon comportement de ces dernières lorsque le moteur est en rotation. En effet, le codeur optique fournissant la position du moteur à tout instant, il est possible d'effectuer une impulsion en fonctionnement et changer le courant, et donc le couple, du moteur pour une vitesse donnée.

La Figure 3.22 présente une impulsion trapèze de -10 [A] avec 50 [ms] de maintien de la consigne. Le courant de phase est faible avant l'impulsion, car le flux rotorique avant l'impulsion est proche du flux maximal. Le moteur tourne à 500 [tr/min] durant l'opération. Premièrement, il faut plus de 400 [ms] d'impulsion trapèze pour maintenir la consigne 50 [ms] (marche de 20 [ms] utilisée). Il est visible que le courant après l'application de l'impulsion a changé de valeur. En effet, ce dernier augmente pour atteindre une valeur de 2.26 [A] alors qu'il n'était que de 1.20 [A] avant l'application de l'impulsion. La procédure de défluxage s'exécute donc correctement. De plus, le passage d'un niveau de magnétisation à l'autre se fait sans changement brusque de courant et ceci est plutôt bénéfique du point de vue mécanique.

La même impulsion, mais rectangulaire, est appliquée afin de diminuer le flux selon la Figure 3.23. Encore une fois, l'impulsion de courant permet bien de passer d'une valeur de courant d'environ 1.4 [A] pour s'élever à 2.33 [A]. Le processus de défluxage a donc à nouveau réussi. Cependant, il est visible qu'au début de l'impulsion, les courants modifient le cycle du sinus pour injecter du courant dans l'axe d . Une fois l'impulsion terminée, le cycle normal reprend son cours, mais le courant reste plus élevé pendant environ une période avant de s'installer définitivement. Cela provient de la régulation de vitesse du moteur. Les contraintes sont donc plus élevées lors de l'impulsion rectangulaire que pour le trapèze.

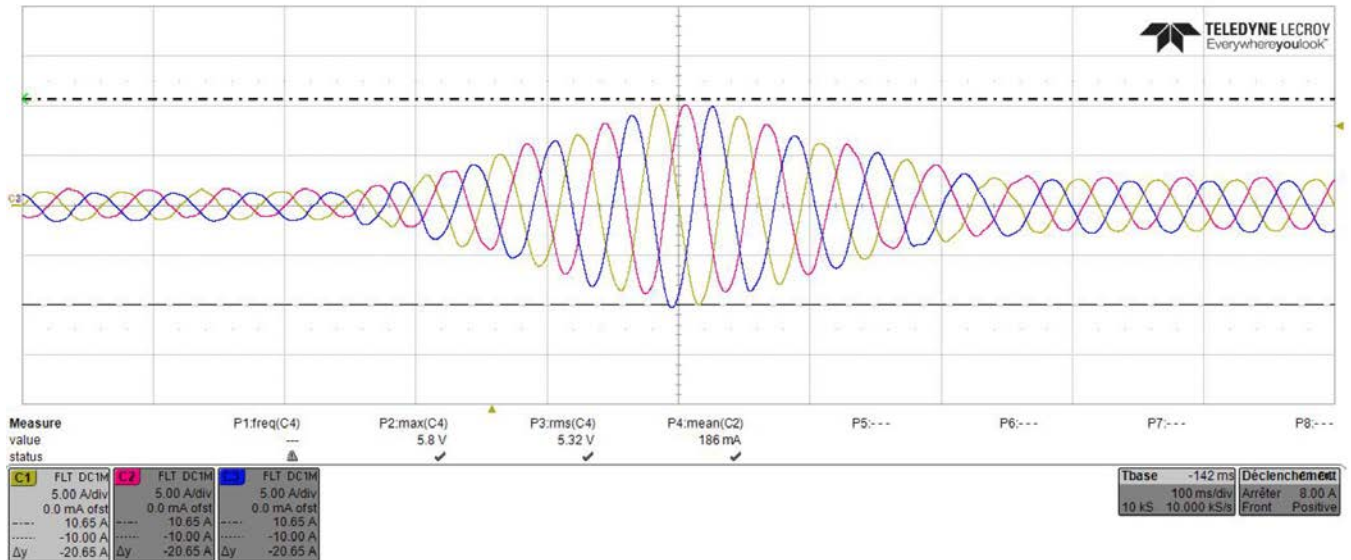


Figure 3.22 : Abaissement du flux à 500 [tr/min] avec une impulsion trapèze de -10 [A] pendant 50 [ms] ($I_{avant} = 1.20$ [A], $I_{après} = 2.26$ [A])

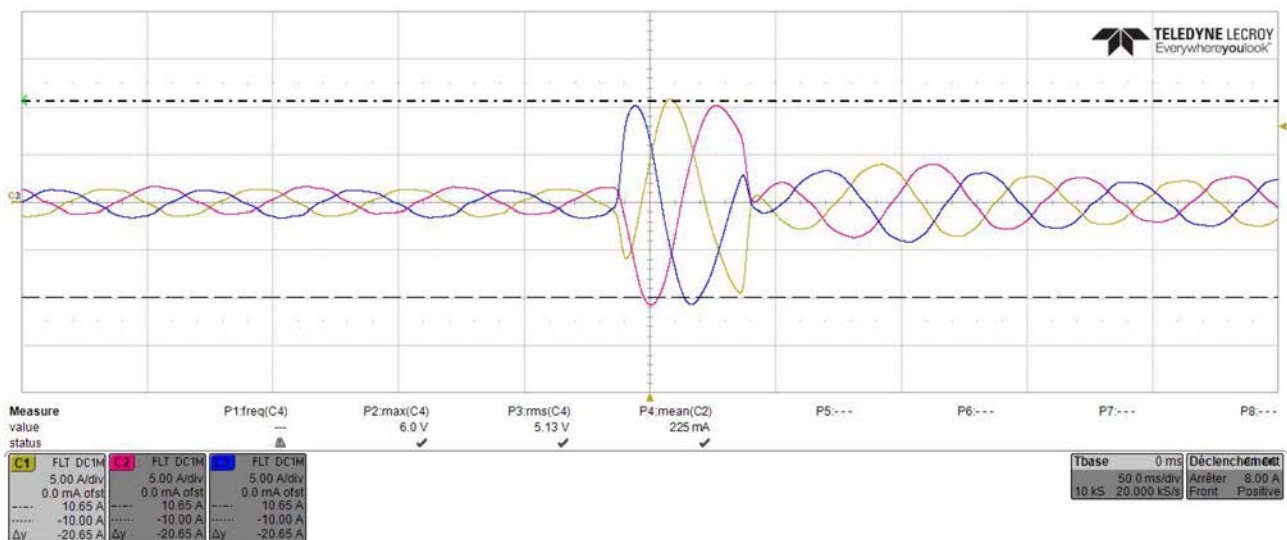


Figure 3.23 : Abaissement du flux à 500 [tr/min] avec une impulsion rectangulaire de -10 [A] pendant 50 [ms] ($I_{avant} = 1.40$ [A], $I_{après} = 2.33$ [A])

Ces premières figures permettent déjà d'affirmer le bon comportement du Memory motor lors d'un abaissement du flux en fonctionnement.

Les cas d'augmentation de la magnétisation sont présentés à la Figure 3.24 et à la Figure 3.25. Ces deux cas d'augmentation du flux montrent que le processus est bien fonctionnel. En effet, la réduction de courant statorique est d'environ 1 [A] après une impulsion de 15 [A]. À nouveau, le trapèze produit une transition en douceur alors que le rectangle produit quelques contraintes pendant et après l'impulsion. La régulation de vitesse du moteur a besoin d'une à deux périodes pour réadapter le courant et reprendre son cycle normal.

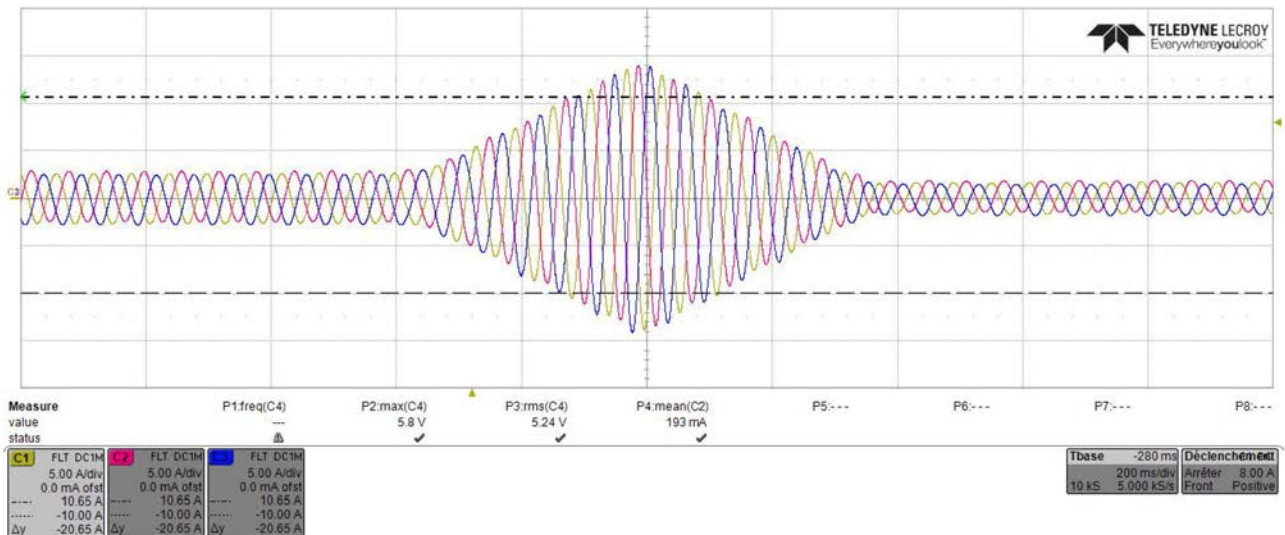


Figure 3.24 : Augmentation du flux à 500 [tr/min] avec une impulsion trapèze de 15 [A] pendant 50 [ms] ($I_{avant} = 2.40$ [A], $I_{après} = 1.40$ [A])

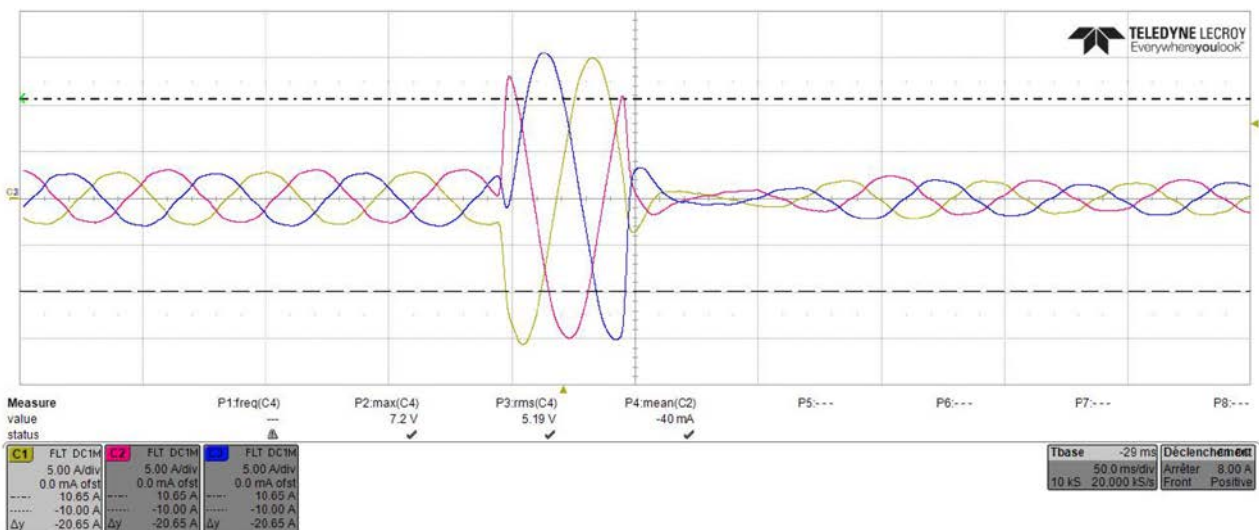


Figure 3.25 : Augmentation du flux à 500 [tr/min] avec une impulsion rectangulaire de 15 [A] pendant 50 [ms] ($I_{avant} = 2.50$ [A], $I_{après} = 1.6$ [A])

Le bon comportement du Memory motor est donc confirmé pour l'abaissement et l'augmentation du flux en fonctionnement. Il est donc possible de contrôler le niveau de magnétisation des aimants en fonctionnement et donc les constantes de moteur (K_t , K_u et K_m). Au premier abord, il semble que l'impulsion trapézoïdale engendre moins de contraintes dans le moteur. Néanmoins, les deux impulsions permettent de contrôler le niveau de magnétisation des aimants AlNiCo lors de la rotation.

3.6.5 Contraintes mécaniques

La mesure de la position du moteur à l'aide du codeur optique permet de faire une analyse des contraintes mécaniques. En effet, une impulsion générée à l'arrêt ne produit pas ou très peu de contrainte étant donné qu'il n'y a pas de couple produit. La contrainte se situe alors sur l'électronique avec l'impulsion rectangulaire qui doit être très dynamique.

Lorsque le moteur est en fonctionnement, il a été vu précédemment que les courants pouvaient prendre des allures inhabituelles et donc qu'il y avait certainement une contrainte mécanique durant l'impulsion. Cette section permet de mettre en avant les différences de vitesse générées durant l'impulsion de courant.

À noter que les différentes contraintes exposées pourraient être réduites en ajustant la stratégie de réglage à l'aide des inductances mesurées ou en déterminant d'autres paramètres. Néanmoins, l'optimisation et le choix de la stratégie de commande n'ont pas été étudiés durant le projet, car ceci pourrait constituer une étude en soi. La Figure 3.26 présente une impulsion trapézoïdale de 15 [A] à une vitesse de 500 [tr/min].

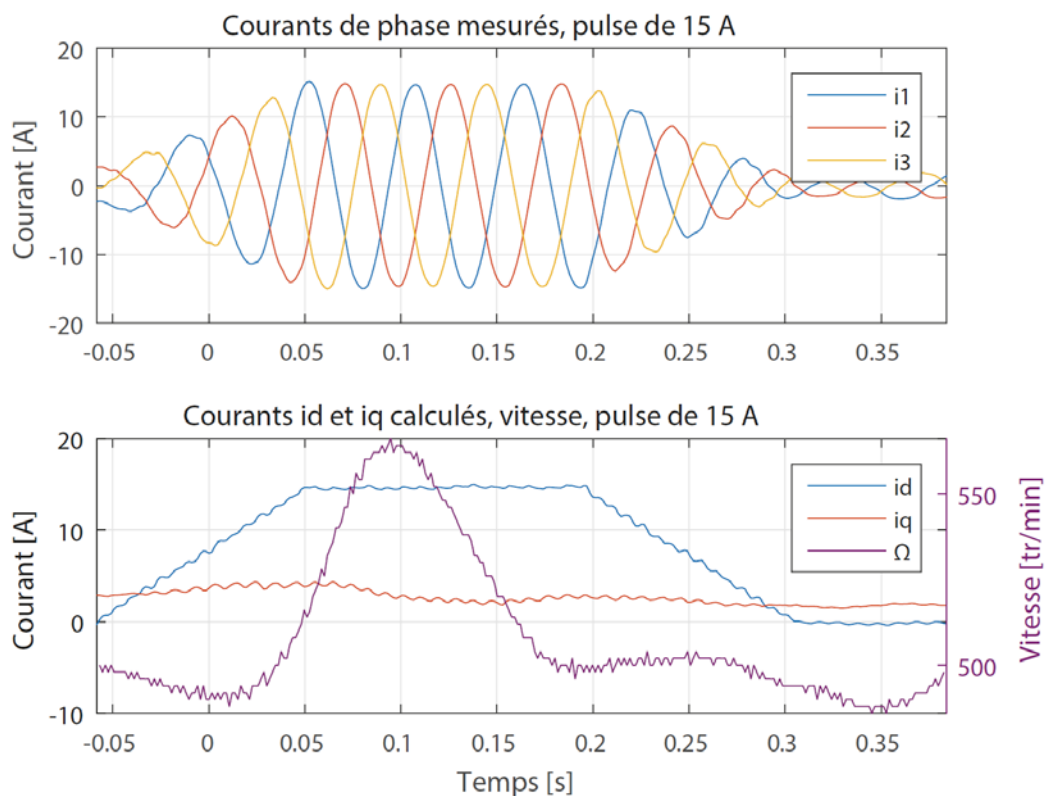


Figure 3.26 : Courant et vitesse lors d'une impulsion de 15 [A] trapézoïdale à 500 [tr/min]

Il est visible que le courant i_q qui produit le couple passe d'un niveau d'environ 2.4 [A] avant l'impulsion à 1.4 [A] après l'impulsion. Il y a donc une augmentation du flux d'excitation qui est bien effectuée. Ce dernier ne comporte pas d'à-coup et une transition d'un niveau de courant à l'autre est réalisée en douceur. L'information sur la vitesse montre qu'il y a une augmentation de la vitesse jusqu'à 565 [tr/min] lors de l'impulsion. De plus, elle redescend à 486 [tr/min] à la fin, avant de reprendre la consigne. Le régulateur de vitesse étant moins dynamique que la régulation de courant, il est normal que la vitesse varie durant cette opération. La consigne étant de 500 [tr/min], l'équation 3-17 présente la déviation de vitesse par rapport à la consigne.

$$\delta_r = \frac{\Delta\Omega_{mes}}{\Delta\Omega_{cons}} = \frac{565 - 486}{500} = 15.8 \quad [\%] \quad 3-17$$

Il y a donc une déviation sur une plage de 15.8 % par rapport à la consigne de vitesse. Néanmoins, l'accélération n'est pas trop brusque étant donné la pente de la vitesse. Les contraintes mécaniques sont donc faibles lors de l'impulsion trapézoïdale.

La même opération a été réalisée pour l'impulsion rectangulaire. La Figure 3.27 présente l'impulsion de 15 [A].

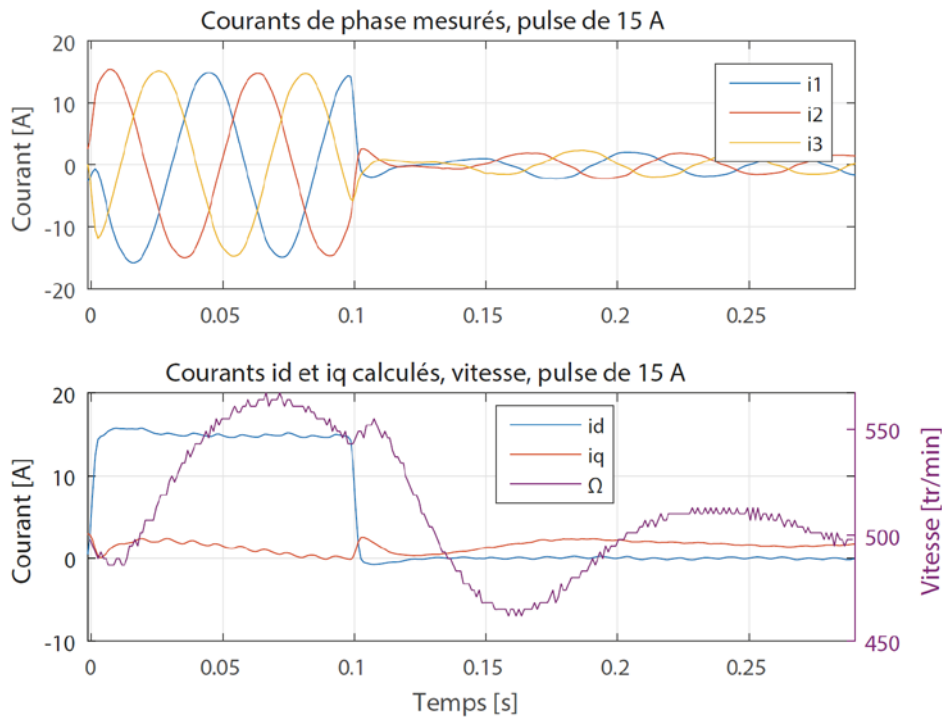


Figure 3.27 : Courant et vitesse lors d'une impulsion de 15 [A] rectangulaire à 500 [tr/min]

Cette fois, le courant i_q varie de manière très irrégulière pendant et après l'impulsion. En effet, il est difficile de dire si le moteur a bien effectué sa magnétisation. De plus, ce résultat montre que la vitesse varie beaucoup plus durant cette impulsion. La consigne est très difficile à rétablir et les pentes de vitesse sont plus importantes. La valeur maximale de vitesse est également de 565 [tr/min]. En revanche, lors de l'arrêt de l'impulsion, la vitesse descend jusqu'à 465 [tr/min]. La déviation de vitesse est présentée à l'équation 3-18.

$$\delta_r = \frac{\Delta\Omega_{mes}}{\Delta\Omega_{cons}} = \frac{565 - 465}{500} = 20.0 \quad [\%] \quad 3-18$$

La vitesse varie donc de 20 % autour de la consigne. Il est donc possible de conclure que, lors de la magnétisation en fonctionnement, le moteur subit de plus fortes contraintes mécaniques lors d'une impulsion rectangulaire.

Les mêmes courbes peuvent être tracées lors de la démagnétisation. Une impulsion de -15 [A] a été injectée lorsque le moteur tournait à 500 [tr/min] et qu'il était magnétisé à flux maximal. Les résultats sont ceux des Figure 3.28 et Figure 3.29.

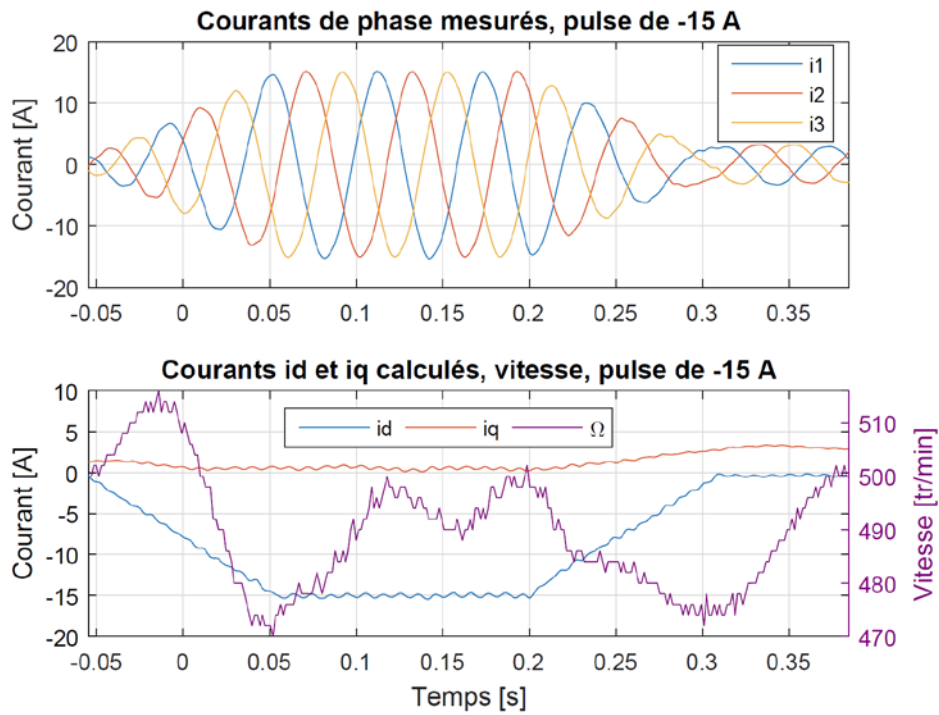


Figure 3.28 : Courant et vitesse lors d'une impulsion de -15 [A] trapézoïdale à 500 [tr/min]

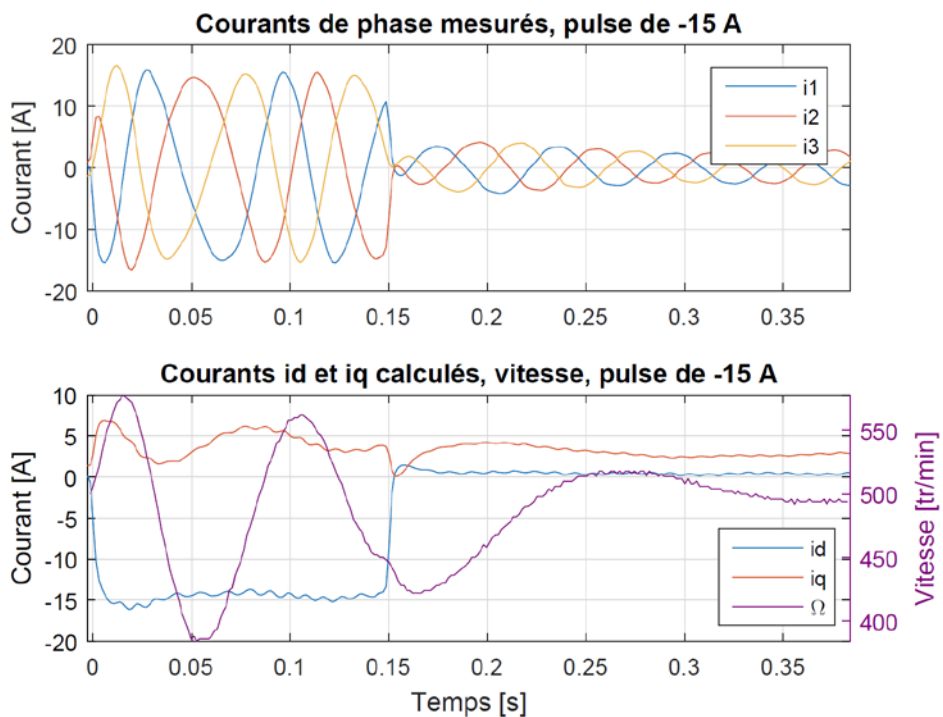


Figure 3.29 : Courant et vitesse lors d'une impulsion de -15 [A] rectangulaire 500 [tr/min]

Encore une fois, l'impulsion trapézoïdale possède l'avantage de réaliser une transition du niveau de magnétisation en douceur. En effet, le courant i_q ne possède pas d'à-coup et la vitesse varie entre 516 et 470 [tr/min]. Cela représente une variation de 9.2 % autour de la consigne de vitesse. Avec cette impulsion, il semble donc à nouveau que la démagnétisation soit plus aisée.

Cependant, lorsque l'attention se porte sur l'impulsion rectangulaire, il est tout de suite remarqué que celle-ci est très perturbatrice. En effet, le courant i_q peut aller jusqu'à 6.8 [A]. Ceci représente un couple important, de l'ordre de 20 [Nm]. De plus, la vitesse varie entre 578 et 384 [tr/min] durant l'impulsion. Ceci représente une variation d'environ 39 % autour de la consigne de vitesse.

Il est donc clair que les contraintes lors d'une impulsion rectangulaire démagnétisante provoquent de plus grosses perturbations sur le moteur. Néanmoins, celles-ci ne sont pas ou peu conséquentes. En effet, l'information sur la position du moteur n'est jamais perdue et donc la consigne est toujours rejointe une fois l'impulsion terminée. De plus, les variations de couple ne sont pas plus dommageables qu'un démarrage direct ou lorsqu'une forte accélération est appliquée.

3.6.6 Puissance et énergie dissipée par l'impulsion

L'un des avantages du Memory motor est qu'il n'a pas besoin d'utiliser la stratégie de défluxage standard pour monter plus haut en vitesse. Cela permet de limiter les pertes et donc d'augmenter le rendement du moteur sur une très grande plage d'utilisation. En revanche, les impulsions de courants générées pour contrôler le niveau de magnétisation dissipent une très grande puissance pendant un court instant. Ce chapitre permet d'analyser les différents aspects énergétiques liés aux impulsions de courant. En admettant que l'impulsion générée soit parfaitement alignée dans l'axe d du moteur ($I_q=0$), la puissance produite par une impulsion peut se calculer à l'aide de la résistance statorique et de l'amplitude du courant comme montré à l'équation 3-19.

$$P = 3 \cdot R_s \cdot I_d^2 \quad [W] \quad 3-19$$

La puissance maximale durant l'impulsion est donc aisément calculée étant donné que l'amplitude du courant I_d est connue.

En ce qui concerne l'énergie dissipée par l'impulsion, cette dernière se calcule avec l'intégrale temporelle du courant. L'équation 3-20 montre le calcul de cette énergie.

$$E = \int_0^t P(t) dt = 3R_s \int_0^t I_d^2(t) dt \quad [J] \quad 3-20$$

Dans le cas d'une impulsion rectangulaire, le courant I_d est constant. L'énergie correspond donc à la surface du rectangle comme montré à l'équation 3-21. Lorsque l'impulsion est trapézoïdale, il faut considérer toutes les marches comme un petit rectangle et les sommer sans oublier l'étape final de consigne. Cette opération correspond à l'équation 3-22.

$$E = 3 \cdot R_s \cdot I_d^2 \cdot \Delta t_{pulse} \quad [J] \quad 3-21$$

$$E = 3 \cdot R_s \cdot (\sum I_{d_n}^2 \cdot \Delta t_n + I_{d_{cons}}^2 \cdot \Delta t_{cons}) \quad [J] \quad 3-22$$

Ces équations permettent donc de faire une estimation de la puissance et de l'énergie fournie pendant une impulsion de courant.

Le calcul a été réalisé pour l'impulsion rectangulaire, trapézoïdale courte et trapézoïdale longue. La Figure 3.30 montre une impulsion de 28 [A] durant 50 [ms] avec la puissance maximale et l'énergie utilisée.

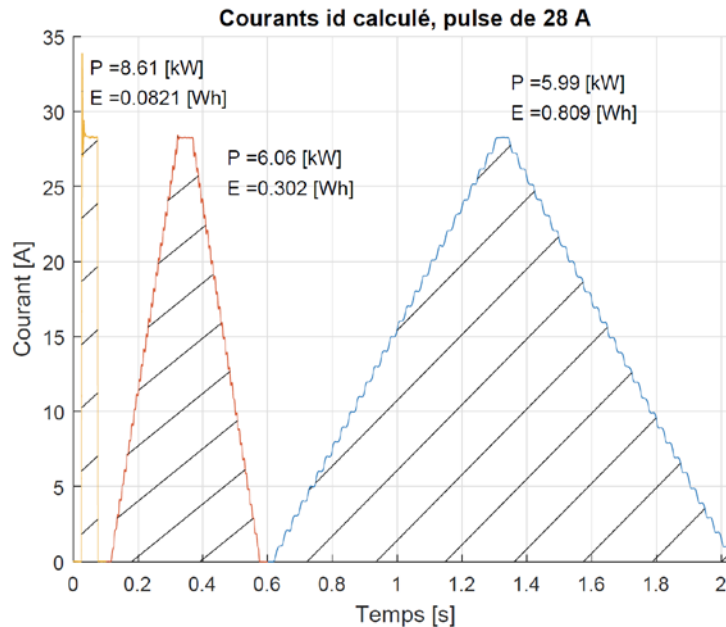


Figure 3.30 : Puissance et énergie dans les différentes impulsions de 28 [A]

Le calcul de la puissance montre que l'impulsion rectangulaire, avec son dépassement, utilise plus de puissance instantanée (8.61 [kW]) que la forme trapézoïdale (6 [kW]). En revanche, l'énergie dissipée dans l'impulsion varie largement d'une forme à l'autre. En effet, le rectangle nécessite moins d'énergie étant donné la surface qu'il recouvre. Il y a un facteur 10 entre le trapèze avec montée lente et le rectangle. Cette figure a permis d'illustrer le courant nécessaire à l'augmentation de la magnétisation afin d'atteindre le flux maximal circulant au stator.

La Figure 3.31 présente les impulsions de -20 [A] – 50 [ms] qui permettent d'abaisser le flux des aimants et atteindre le point de fonctionnement avec le flux minimal circulant au stator. Afin d'obtenir une idée des valeurs en jeu, il est possible de comparer la puissance de l'impulsion avec la puissance électrique nominale de 1.8 [kW] du moteur (voir dans le chapitre suivant). Ceci est fait dans le *Tableau 3-8*. Les impulsions de -20 et 28 [A] sont étudiées, car ce sont les deux valeurs d'impulsion qui permettent de faire fonctionner le moteur dans ses valeurs extrêmes.

Puissance	rectangle		trapèze courte		trapèze longue	
	P [kW]	P/P_{nom}	P [kW]	P/P_{nom}	P [kW]	P/P_{nom}
Pulse de 28[A]	8.61	4.8	6.06	3.4	5.99	3.3
Pulse de -20[A]	3.52	2.0	2.99	1.7	3.00	1.7

Tableau 3-8 : Puissance des impulsions de -20 et 28 [A]

Il est visible que l'augmentation du flux avec l'impulsion rectangulaire demande environ 4.8 fois la puissance nominale du moteur du fait du dépassement. La consigne trapézoïdale est beaucoup plus douce puisqu'elle demande environ 3.3-3.4 fois la puissance nominale électrique. L'impulsion rectangulaire est

donc nettement plus contraignante, car il faut pouvoir fournir cette puissance avec le bus DC de l'onduleur. L'abaissement du flux demande entre 1.7 et 2.0 fois la valeur nominale.

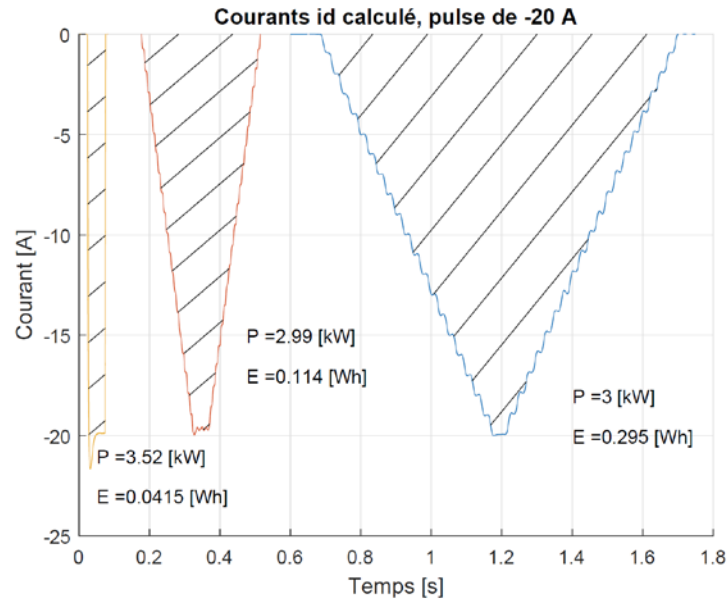


Figure 3.31 : Puissance et énergie dans les différentes impulsions de -20 [A]

Par la suite, le calcul de l'énergie permet de faire une comparaison sur le temps correspondant au fonctionnement nominal. En effet, la puissance électrique nominale du moteur étant de 1'800 [W], il est possible de calculer le temps d'impulsion qui correspond au fonctionnement nominal. L'équation 3-23 montre un exemple avec la valeur d'énergie de l'impulsion trapézoïdale longue de 28 [A] à 50[ms].

$$t = E / P_{nom} = \frac{0.809 \cdot 3600}{1800} = 1.62 \quad [s] \quad 3-23$$

L'impulsion de 28 [A] – 50 [ms] correspond donc à un fonctionnement nominal voisin de 1.62 [s]. Le *Tableau 3-9* présente les quelques valeurs obtenues pour quelques impulsions.

Énergie	rectangle		trapèze courte		trapèze longue	
	E [Wh]	t_{eq} à P_{nom} [ms]	E [Wh]	t_{eq} à P_{nom} [ms]	E [Wh]	t_{eq} à P_{nom} [ms]
Pulse de 28[A]	0.0821	164	0.302	604	0.809	1618
Pulse de -20[A]	0.0415	83	0.114	228	0.295	590

Tableau 3-9 : Énergie dissipée dans les impulsions de -20 et 28 [A] de 50 [ms]

Cette fois, il est visible que la consigne rectangulaire est plus avantageuse, car elle demande moins d'énergie que les autres formes. En effet, elle correspond à un fonctionnement nominal d'environ 164 [ms] et elle permet de réduire l'énergie d'un facteur 10 par rapport à la consigne trapézoïdale longue. La consigne trapézoïdale courte permet de faire un compromis entre la puissance instantanée et l'énergie nécessaire à la génération de l'impulsion avec un temps équivalent d'environ 604 [ms].

Cette analyse des impulsions permet de se faire une idée sur le régime transitoire électrique du moteur. Il est clair que l'impulsion rectangulaire est contraignante en ce qui concerne la puissance instantanée.

De plus, la régulation de vitesse du moteur a besoin d'une à deux périodes pour s'adapter au changement brusque de situation avec cette impulsion. En revanche, la consommation d'énergie est avantageuse étant donné qu'elle est très brève. La consigne trapézoïdale permet d'adoucir les contraintes lors de l'impulsion. En modifiant la pente de montée/descente, il est possible d'influencer l'énergie absorbée lors d'une impulsion. Cette forme est donc bien adaptée si les changements de point de fonctionnement veulent être effectués en douceur. À condition d'avoir un bus DC stable et capable de fournir la puissance nécessaire à l'impulsion, il est possible d'utiliser toutes les formes de consigne. Cela dépend de l'application dans laquelle le moteur va évoluer.

Les mesures ont permis de montrer qu'une impulsion consomme une infime quantité d'énergie par rapport au fonctionnement nominal. Il est clair que, si le moteur doit souvent changer de mode de fonctionnement (par exemple plusieurs fois par minute), il est préférable d'utiliser une impulsion rectangulaire afin de limiter l'énergie perdue. En revanche, si les conditions de fonctionnement ne changent que rarement (par exemple quelques fois par heure), l'impulsion trapézoïdale est préférable. Elle permet de limiter la puissance instantanée à fournir et limite les contraintes dans le moteur.

3.6.7 Observation sur les impulsions

Les impulsions de courant ont été étudiées sous plusieurs angles afin de comprendre leurs implications.

Premièrement, les impulsions avec la source DC et l'électronique ont été comparées. Il en est ressorti que la source DC possédait un dépassement de consigne suffisamment long pour que la magnétisation s'établisse à une amplitude plus élevée que désiré. Il est donc très important de garder une consigne précise et ne pas la dépasser durant un temps prolongé. Cette conclusion a conduit à étudier le temps d'établissement de la magnétisation dans le moteur. Il a été vu qu'un temps de 30 [ms] suffisait à atteindre tous les points de magnétisation souhaités. Cela permet de comprendre pourquoi les courbes de magnétisation/démagnétisation sont différentes entre la source DC et le convertisseur électronique de l'IESE. Les impulsions générées par l'onduleur sont donc beaucoup plus fiables que celles réalisées à l'aide d'une source DC.

Ensuite, l'étude des impulsions en rotation a démontré que le processus s'effectuait correctement et que le Memory motor se comportait correctement même en rotation.

Le calcul de la puissance et de l'énergie dans les impulsions a permis de voir que ces dernières ne représentaient qu'une énergie négligeable par rapport au fonctionnement nominal du moteur. Cependant, il faut pouvoir fournir une puissance instantanée importante afin de réaliser l'opération. Ceci n'est pas une grosse contrainte étant donné que, pour les applications dans lesquels va évoluer le moteur, une grosse puissance doit être fournie lorsque de fortes accélérations ou de très hautes vitesses sont demandées (machine-outil, positionnement, etc.).

Pour terminer, les mesures de vitesse durant les impulsions ont démontré que la forme rectangulaire provoquait des contraintes mécaniques à l'arbre du moteur. Il est donc préférable d'utiliser les formes trapézoïdales afin de réaliser des transitions en douceur.

Évidemment, les choix de formes sont multiples et dépendent de l'application dans laquelle se trouvera le moteur.

3.7 Mesures en fonctionnement moteur

Les différentes mesures en fonctionnement moteur vont permettre de déterminer les performances, d'analyser les pertes et le rendement sur toute la plage de fonctionnement.

3.7.1 Fonctionnement en moteur à vide

Premièrement, afin de déterminer et différencier les pertes au sein du moteur, la norme *NF EN 60034-2-1 : chap.7* donne une méthode en réalisant un essai en moteur à vide. La norme stipule que, pour différentes fréquences d'alimentation, il faut parcourir la plage de tension allant de 30 à 110% de la tension assignée. L'analyseur de puissance enregistre la tension, le courant et la puissance active consommée. À vide, il n'y a pas de puissance mécanique disponible. La résistance de l'enroulement est quasiment constante et a été mesurée à $2.69 \text{ } [\Omega]$.

Premièrement, il faut, pour chaque point relevé, calculer les pertes Joule dans le moteur ($P_J = 3 \cdot R \cdot I^2$). La Figure 3.32 illustre ces dernières pour 4 vitesses de rotation.

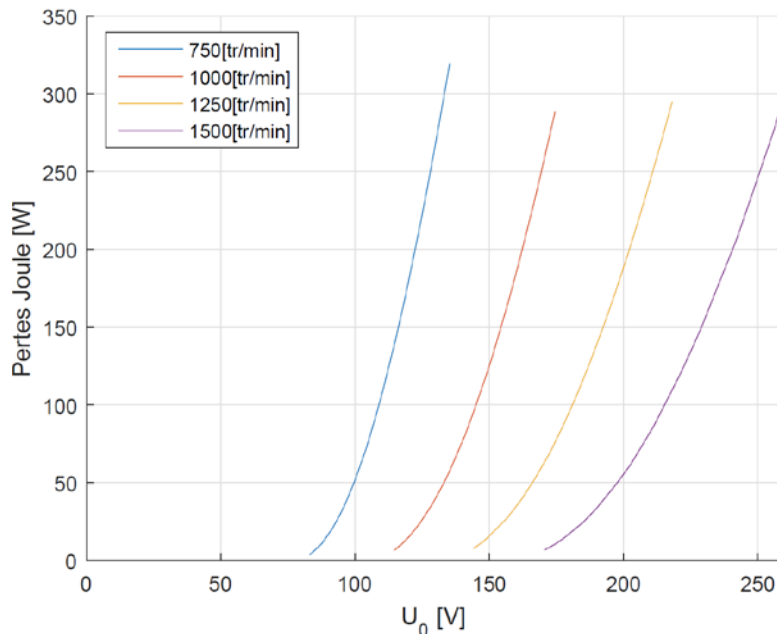


Figure 3.32 : Pertes Joule à vide du Memory motor

Il est visible que plus la tension et la fréquence d'alimentation augmentent et plus la puissance, et donc le courant, augmente également. Les pertes Joule deviennent vite très importantes. Possédant la puissance absorbée P_0 et les pertes Joule P_J , il est possible de connaître la valeur des pertes constantes (équation 3-24).

$$P_c = P_0 - P_J = P_f - P_{fv} \quad [W] \quad 3-24$$

En utilisant les pertes constantes avec les points de mesures se situant dans les basses tensions, il est possible d'obtenir les pertes par frottement et ventilation. En effet, il faut alors tracer une courbe de $P_c = f(U_0^2)$ et effectuer une régression linéaire sur les points retenus. L'intersection de la droite avec l'axe des ordonnées donne la valeur des pertes frottements et ventilation à la vitesse évaluée. La Figure 3.33 présente les régressions obtenues.

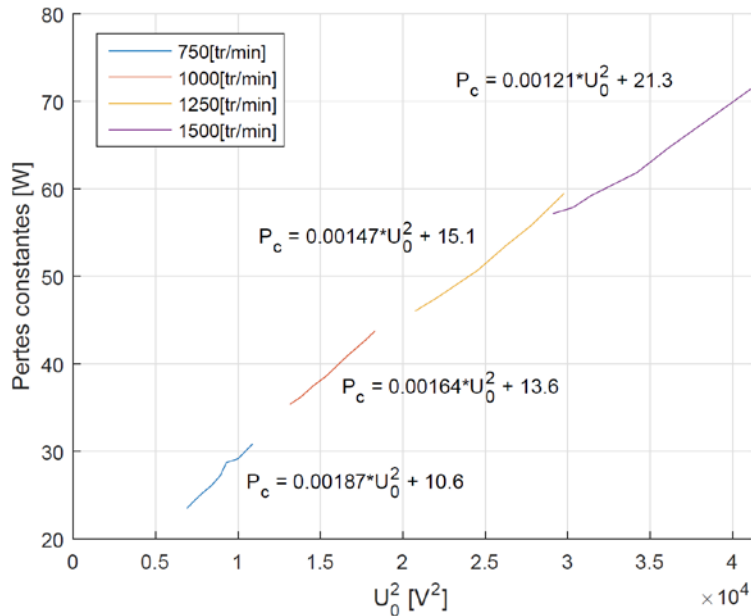


Figure 3.33 : Pertes constantes en fonction de la tension au carré à vide du Memory motor

Les valeurs de l'ordonnée à l'origine permettent d'obtenir les pertes frottements et ventilation en fonction de la vitesse. Dès lors, il est possible de réaliser une régression du 2^{ème} degré afin de caractériser ces pertes sur toute la plage de vitesse du moteur. Cette opération est réalisée sur la Figure 3.34.

La régression sur la puissance se réalise de manière cubique, car le couple de frottement et ventilation peut être approximé par trois termes distincts. Ce dernier est constitué du frottement sec (coefficient constant), d'un frottement visqueux (proportionnel à la vitesse) et de la ventilation (proportionnel au carré de la vitesse). Lors des prochains essais, la puissance électrique étant mesurée, il sera possible de connaître où transitent toutes les puissances. En effet, les pertes Joule sont connues avec la résistance et le courant. Pour chaque vitesse, les pertes frottements et ventilation sont obtenues à l'aide de la Figure 3.34. Il est alors possible de déterminer les pertes fer en retranchant les deux valeurs de pertes connues à la puissance électrique mesuré ($P_f = P_{elec} - P_J - P_{f+v}$).

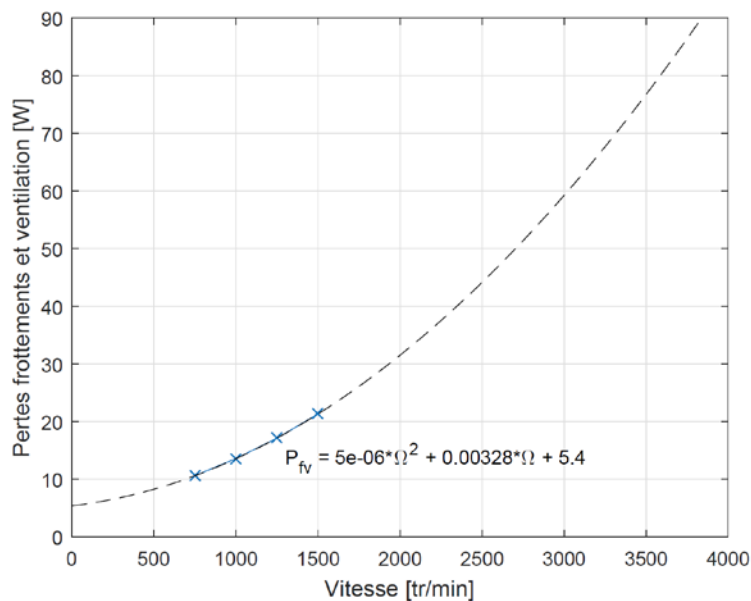


Figure 3.34 : Pertes frottements et ventilation en fonction de la vitesse du Memory motor

3.7.2 Mesures pour un courant de 3 [A]

Le fabricant du stator stipule dans les "datasheets" du moteur "M" et "W" que le courant nominal se situe aux environs de 3 [A]. Les trois moteurs possédant le même stator, ils sont donc mesurés avec un tel courant. Premièrement, il est nécessaire de tracer les courbes pour plusieurs niveaux de magnétisation différents. Les impulsions de courant sont générées par l'électronique C.É.S.A.R. Les allures du couple et du rendement à $I = 3$ [A] sont illustrées à la Figure 3.35. À noter que, lors de ces essais, les tensions induites de mouvement et les courants sont en phase pour produire le maximum de couple disponible ($\gamma = 0$).

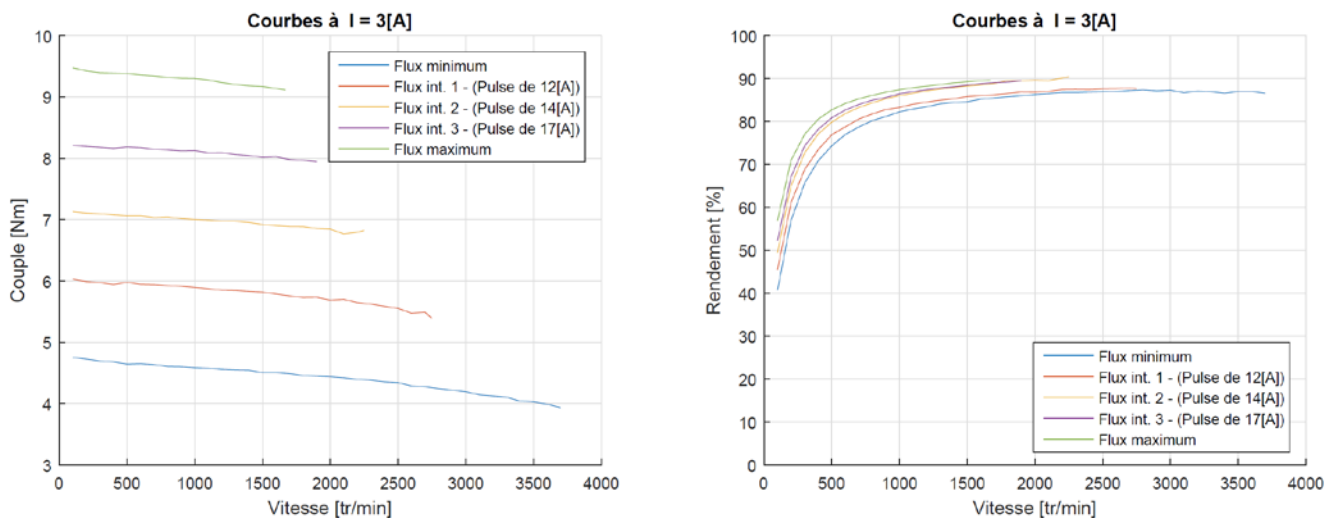


Figure 3.35 : Couple et rendement à différents niveaux de magnétisation pour un courant de 3 [A]

Ces premières courbes de charge montrent qu'à flux maximal, la vitesse peut atteindre environ 1'670 [tr/min] avec un couple de 9.1 [Nm]. La vitesse maximale de 3'720[tr/min] avec un couple de 3.81 [Nm] s'obtient en ayant le flux minimal.

Quant au rendement, il reste très favorable sur une très grande plage d'utilisation. En effet, il varie entre 80 et 90 % pour des vitesses allant de 800 à 3'720 [tr/min], et ce pour tous les niveaux de magnétisation. À noter tout de même que le meilleur rendement s'obtient pour le cas à flux maximal.

Les valeurs du *Tableau 3-10* permettent de résumer le comportement pour un courant de 3[A].

	Flux maximal	Flux minimal	Rapport
$\Omega_{max}[tr/min]$	1670	3720	2.23
Couple respectif [Nm]	9.12	3.81	2.39
$\eta_{max}[\%]$	89.6	84.7	

Tableau 3-10 : Valeurs obtenues à flux max. et min. pour un courant de 3 [A]

Le rapport de vitesse étant voisin de 2.23, il vient confirmer les rapports obtenus lors de la mesure des constantes (environ 2.07). La plage de vitesse peut donc être plus que doublée.

Les résultats montrent également qu'il est possible de travailler avec des flux intermédiaires tout en conservant un couple constant. Ceci prouve que le niveau de magnétisation des aimants AlNiCo est bien conservé sur toute la plage d'utilisation. Il n'y a pas de magnétisation/démagnétisation intempestive.

La Figure 3.36 montre l'évolution des puissances mécanique et électrique selon le niveau de magnétisation du Memory motor. Il est visible que la puissance maximale atteinte pour chaque niveau de flux est quasiment identique et donc le moteur travaille à puissance constante.

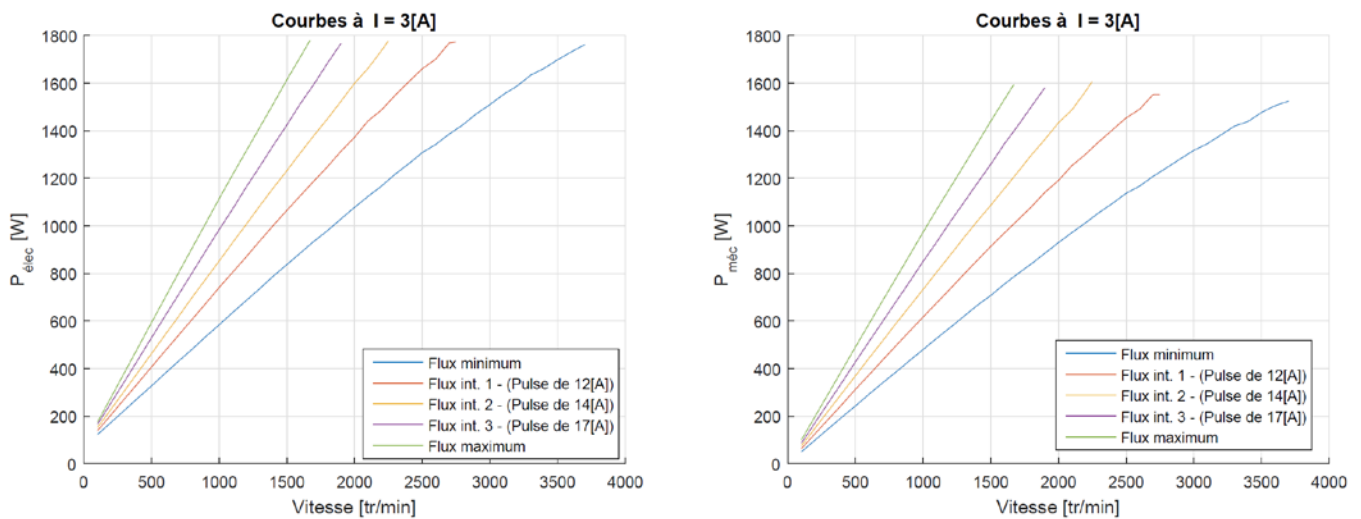


Figure 3.36 : Puissance électrique et mécanique pour un courant de 3 [A] dans le Memory motor

La puissance mécanique fournie à flux maximal est de 1.59 [kW] pour une vitesse de 1'670 [tr/min]. Dans le cas à flux minimal, la puissance est de 1.52 [kW] à la vitesse de 3'720 [tr/min]. La puissance atteinte à la vitesse de 1'500 [tr/min] est de 1.41 [kW] à flux max. et de 0.71 [kW] à flux min. Afin de réaliser une bonne comparaison, le *Tableau 3-11* met en évidence les valeurs de puissances et de pertes en jeu pour une vitesse et une puissance mécanique constantes. Il est clair que, comme le courant de 3[A] est constant pour toutes les mesures, les pertes Joules le sont également. La mesure de la résistance durant les essais permet d'obtenir une valeur d'environ 2.625[Ω]. Cela entraîne que $P_J = 3 \cdot R_S \cdot I^2 = 3 \cdot 2.625 \cdot 3^2 = 71 [W]$.

		Flux min.	Flux int. 1	Flux int. 2	Flux int. 3	Flux max.
$\Omega = 1600 [tr/min]$	$P_{elec} [W]$	886	1127	1307	1514	1710
	$P_{méc} [W]$	755	970	1156	1344	1531
	$\eta [\%]$	85.2	86.1	88.4	88.8	89.5
	Pertes totales [W]	131	157	151	170	179
	$P_{Joule} [W]$	71	71	71	71	71
	$P_{fv} [W]$	23	23	23	23	23
	$P_{fer} [W]$	37	63	57	76	85
$P_{méc} = 1500 [W]$	T [Nm]	4.00	5.48	6.77	7.97	9.15
	$\Omega [tr/min]$	3583	2615	2116	1798	1566
	$P_{elec} [W]$	1725	1711	1674	1682	1678
	$\eta [\%]$	87.0	87.7	89.6	89.2	89.4
	Pertes totales [W]	225	211	174	182	178
	$P_{Joule} [W]$	71	71	71	71	71
	$P_{fv} [W]$	80	47	34	27	23
	$P_{fer} [W]$	74	93	69	84	84

Tableau 3-11 : Pertes à vitesse et puissance mécanique constante pour un courant de 3 [A]

Lorsque les valeurs sont comparées à vitesse constante, les pertes frottements et ventilation sont identiques alors que les pertes fer sont dépendantes du niveau d'induction circulant dans l'entrefer. Il y a donc plus de pertes fer à flux max. qu'à flux min.

Lorsque le moteur travaille à puissance constante, les vitesses en jeu sont différentes. Les pertes frottements et ventilation sont donc moins importantes à flux max. En revanche, les pertes fer sont proportionnelles à la vitesse, mais aussi à l'induction circulant dans l'entrefer. Elles ont donc tendance à se situer entre 70 et 90 [W]. Cela permet d'expliquer, à puissance mécanique égale, pourquoi le fonctionnement à flux minimum n'atteint pas un rendement aussi élevé que le fonctionnement à flux maximal. En effet, la vitesse entraîne plus de pertes fer, frottements et ventilation. La puissance disponible à l'arbre est amoindrie.

3.7.3 Comparaison selon la stratégie de défluxage

Dès lors, il est possible de comprendre où se situent les pertes et comment elles se répartissent. Il est donc intéressant de montrer le gain qu'apporte la stratégie de défluxage par impulsion du courant statorique par rapport au défluxage standard dans le Memory motor. Cette opération a été réalisée pour un courant d'alimentation de 3 [A] et une tension composée de 400 [V]. Le courant total injecté dans le moteur correspond à celui de l'équation (3-25).

$$I_{tot} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad [A] \quad 3-25$$

En injectant une partie du courant total dans l'axe d , le défluxage standard est réalisé. Un pourcentage variant de 0 à 90 % du courant total a été introduit pour défluxer le moteur. Le 100 % étant inutile, car le courant dans l'axe d ne produit pas de couple. Le moteur serait donc à l'arrêt ($I_q = 0$). Lorsque la stratégie par impulsion de courant est utilisée, tout le courant disponible est injecté dans l'axe q ($I_d = 0$).

À noter que, en réalité, lorsque le moteur utilise la stratégie de défluxage standard, l'alimentation déphase les tensions induites de mouvement et les courants de phase afin de pouvoir créer un flux qui s'oppose à celui des aimants. L'angle γ n'est donc plus nul et le $\cos\phi$ de l'alimentation varie.

Pour commencer, les courbes du couple et du rendement sont présentées à la Figure 3.37.

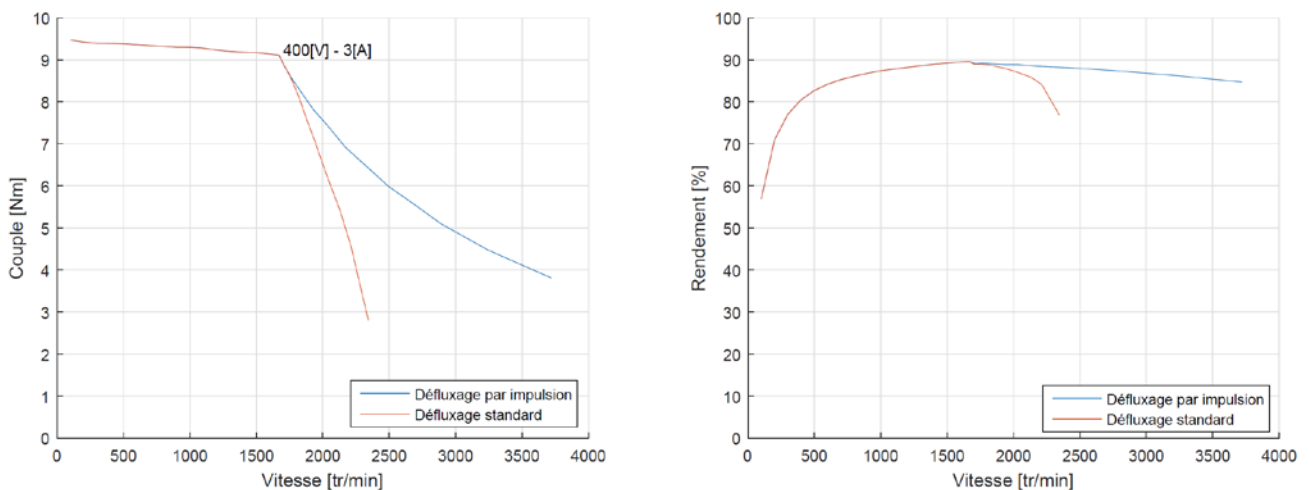


Figure 3.37 : Couple et rendement selon la stratégie de défluxage

Ces deux premiers graphiques montrent les désavantages de la stratégie de défluxage standard. En effet, jusqu'à atteindre une tension de 400 [V] avec 3 [A], les deux courbes sont identiques et se superposent. En revanche, une fois ce point de fonctionnement atteint, il faut défluxer le moteur d'une manière ou d'une autre. Il est alors bien visible que la stratégie standard fait chuter rapidement le couple,

ainsi que le rendement. La plage disponible dans le plan couple-vitesse est donc plus petite par rapport aux valeurs atteintes avec la stratégie par contrôle du niveau de magnétisation par impulsion.

La vitesse maximale atteinte en stratégie standard est de 2'345 [tr/min] avec un couple respectif de 2.80 [Nm] et un rendement de 76.9 [%]. Pour rappel, en utilisant une impulsion de courant négative assez importante (-20[A]), le Memory motor peut atteindre 3'720 [tr/min] avec un couple de 3.81 [Nm] et un rendement de 84.7 [%].

Il est donc clair qu'il y a un lourd désavantage dans la stratégie de défluxage standard. L'observation des puissances électriques et mécaniques, ainsi que du $\cos\phi$ permet de comprendre un peu mieux l'opération. La Figure 3.38 présente ces grandeurs.

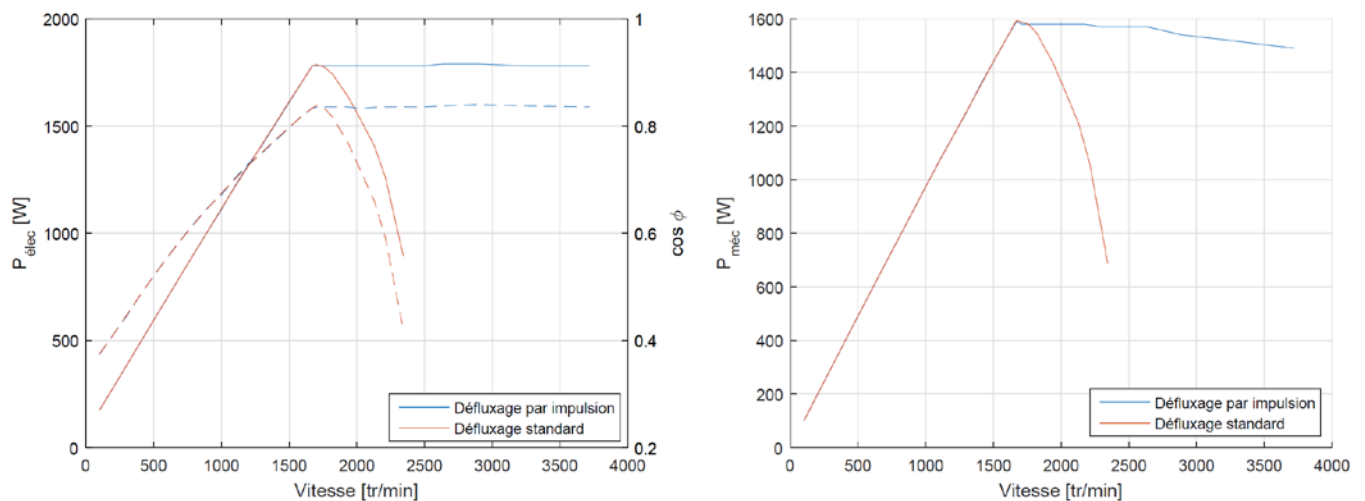


Figure 3.38 : Puissance électrique et puissance mécanique selon la stratégie de défluxage

Les résultats montrent que, pour la stratégie de défluxage standard, la puissance à disposition pour produire du couple diminue drastiquement une fois le défluxage enclenché. En effet, la puissance électrique chute très vite, car l'alimentation doit déphaser les tensions induites de mouvement et le courant de phase pour produire un flux qui s'oppose à celui des aimants. Cela fait varier le $\cos\phi$ et donc, la puissance active. La stratégie par impulsion permet de travailler à puissance quasiment constante et permet de garder les tensions induites de mouvement en phase avec le courant de phase.

Le désavantage de la stratégie de défluxage standard est qu'elle utilise une partie du courant pour produire un flux qui s'oppose à celui des aimants. Cette partie du courant ne produit donc pas de puissance mécanique utile. En effet, les pertes Joule sont les mêmes sur toute la plage de vitesse avec un courant de 3 [A] et une résistance de 2.625 [-]. Elles s'élèvent à environ 71 [W]. Les pertes frottements et ventilation sont identiques et correspondent à la Figure 3.34. Quant aux pertes fer, elles augmentent avec la vitesse et l'induction circulant dans l'entrefer. Elles sont donc sensiblement équivalentes étant donné que le moteur est défluxé d'une manière ou d'une autre. Le rendement chute donc, non pas parce que les pertes sont plus grandes, elles sont approximativement égales, mais, parce que les puissances en jeu sont plus faibles. Pour illustrer cette tendance, le *Tableau 3-12* a été dressé. Le but est de regarder les puissances en jeu à une vitesse de 2'300 [tr/min]. Il est donc bien visible que, pour la vitesse donnée, les pertes sont quasiment identiques. En revanche, les puissances en jeu sont nettement différentes. En effet, la puissance mécanique disponible à 2'300 [tr/min] est près de deux fois moins importante avec la stratégie standard. Cela vient du fait que le courant total injecté n'est pas utilisé pour faire du couple, mais pour faire du défluxage.

Cette comparaison permet donc de bien comprendre l'enjeu du Memory motor. En effet, il permet d'accroître le rendement et la plage d'utilisation dans le plan couple-vitesse et cela, en utilisant une impulsion de courant élevée, mais très courte. Cela implique des pertes plus faibles par rapport à la stratégie de défluxage standard.

		Stratégie par impulsion	Stratégie standard
$\Omega = 2300 [tr/min]$	$P_{elec} [W]$	1780	1014
	$cos\phi [-]$	0.836	0.476
	$P_{mec} [W]$	1570	810
	$\eta [\%]$	88.3	79.3
	Pertes totales [W]	210	204
	$P_{joule} [W]$	71	71
	$P_{fv} [W]$	39	39
	$P_{fer} [W]$	100	94

Tableau 3-12 : Puissances et pertes selon la stratégie de défluxage à 2'300 [tr/min]

3.7.4 Essais thermiques

Les essais thermiques permettent de relever la température du bobinage à l'aide d'une sonde PTC (Annexe 8.6) placée sur les enroulements statoriques. Ces essais vont montrer quel est le courant qui est réellement autorisé dans le moteur. En effet, un courant de 3 [A] était préconisé par le fabricant. Cependant, il sera démontré que le moteur peut travailler bien en dessus de cette zone. Afin de ne pas détériorer le moteur en effectuant des essais trop contraignants, il est fixé d'atteindre une température d'environ 90°C. En atteignant cette température, il sera alors possible de relever quelques points de fonctionnement afin de pouvoir classer le moteur dans sa catégorie d'efficacité (Code IE - norme 60034-30-2).

Procédure de test

À l'aide d'une source DC 30 [V] - 3.3 [A], la sonde PTC insérée dans le moteur est alimentée durant la totalité de l'essai. Un DAQ NI 9207 est placé dans le circuit et relève la tension et le courant à chaque instant pour les transmettre à l'interface LabView. L'interface se charge de transformer le courant-tension relevé en résistance, puis en température à l'aide d'une courbe d'interpolation donnée dans le "datasheet" de la sonde PTC KTY84-130 (Annexe 8.6). Le schéma de principe est illustré en Figure 3.39.

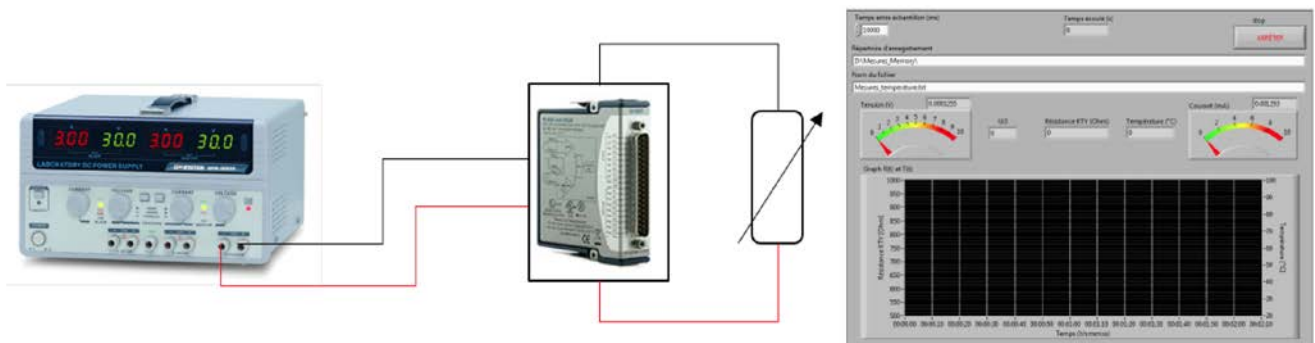


Figure 3.39 : Procédure pour les essais thermiques

Une tension d'environ 1 [V] produisant 1 [mA] dans la sonde suffit. En effet, il ne faut pas dépasser un courant de 2 [mA] dans la PTC sous peine d'influencer sa résistance. Les valeurs sont relevées toutes les 30 secondes durant l'essai.

Le moteur est alimenté avec une tension constante de 400 [V] et le courant prédéfini. La résistance de l'enroulement est vérifiée à la fin de l'essai afin de confirmer les résultats obtenus.

Constante de temps thermique

Il a tout d'abord été décidé d'observer l'échauffement avec un courant de 3 [A], puis d'augmenter ce dernier au cas où la température n'aurait pas atteint 90°C. Les résultats obtenus sont présentés à la Figure 3.40. Les résultats montrent que la constante de temps thermique est d'environ 55 [min]. En effet, la constante de temps τ_{th} s'obtient lorsque la température a atteint le 63.2 % de la valeur finale. Les normes stipulent que l'équilibre thermique est atteint lorsque la température varie de moins d'1°C par 30 minutes. Il a fallu attendre environ 300 minutes afin d'atteindre cet équilibre.

À l'aide d'une caméra thermique infrarouge, la température extérieure du moteur a pu être relevée à quelques instants durant l'essai. Par exemple, la Figure 3.41 présente la température extérieure pour un courant de 3.5 [A] et 4.1 [A] pour l'équilibre thermique (après 300 [min]).

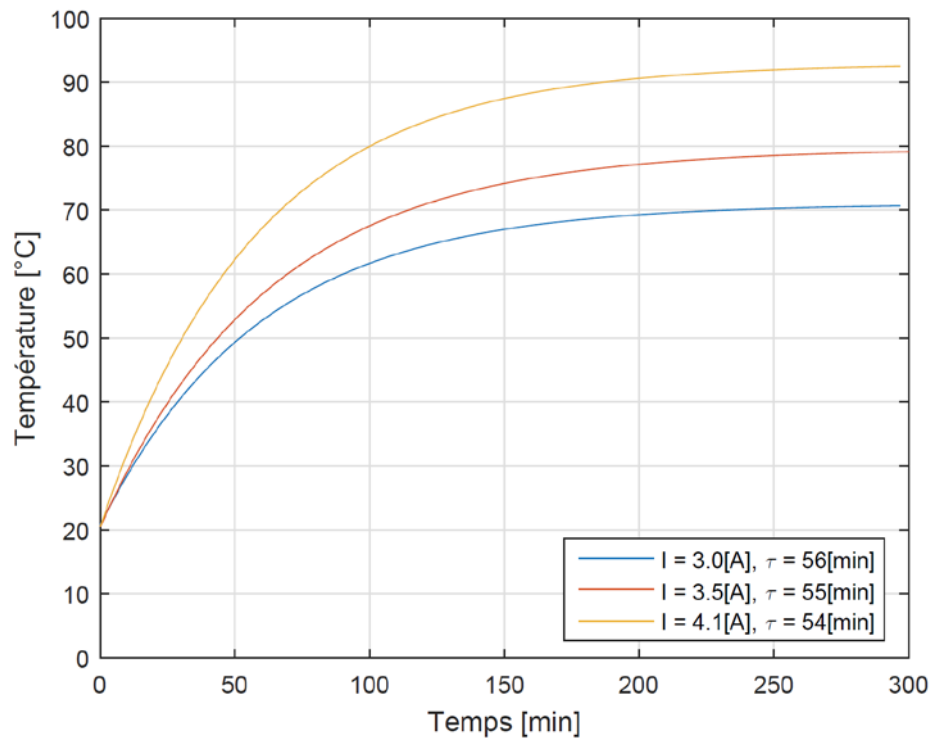


Figure 3.40 : Température en fonction du temps et du courant injecté



Figure 3.41 : Photos infrarouges à l'équilibre thermique pour un courant de 3.5 [A] et 4.1 [A]

Cependant, avec la caméra, il a été difficile de faire un relevé précis du fait de la surface réfléchissante du moteur. En effet, il est visible que la température peut être relevée uniquement sur la plaquette signalétique qui est mate. Cependant, cela suffit pour se faire une bonne idée des contraintes thermiques atteintes.

Le Tableau 3-13 résume les valeurs obtenues et les résistances des enroulements relevés à la fin de l'essai.

Courant [A]	τ [min]	T_{final} PTC [°C]	R_s [Ω]	$T_{final} R_s$ [°C]	T_{final} ext. [°C]
3.0	56	70.7	5.88	68.2	59.7
3.5	55	79.2	6.05	77.0	66.8
4.1	54	92.5	6.30	89.3	77.1

Tableau 3-13 : Valeurs obtenues lors des essais thermiques

Il est visible que la température obtenue à l'aide de la résistance mesurée de l'enroulement à la fin de l'essai est plus faible que les valeurs obtenues à l'aide de la sonde PTC. Cela provient du fait que la mesure doit se faire à l'arrêt. Il y a donc eu quelques secondes qui se sont écoulées entre l'arrêt de la machine et la mesure. Le moteur a donc eu le temps de se refroidir légèrement. Les valeurs retenues seront donc celles de la sonde PTC.

Concernant la température extérieure, il est visible qu'elle est inférieure entre 11 et 16°C par rapport à la température interne relevée à l'aide de la sonde PTC.

Température en fonction du courant

Afin de déterminer quel courant permet d'atteindre la température finale de 90°C, il est possible de tracer la courbe de la Figure 3.42.

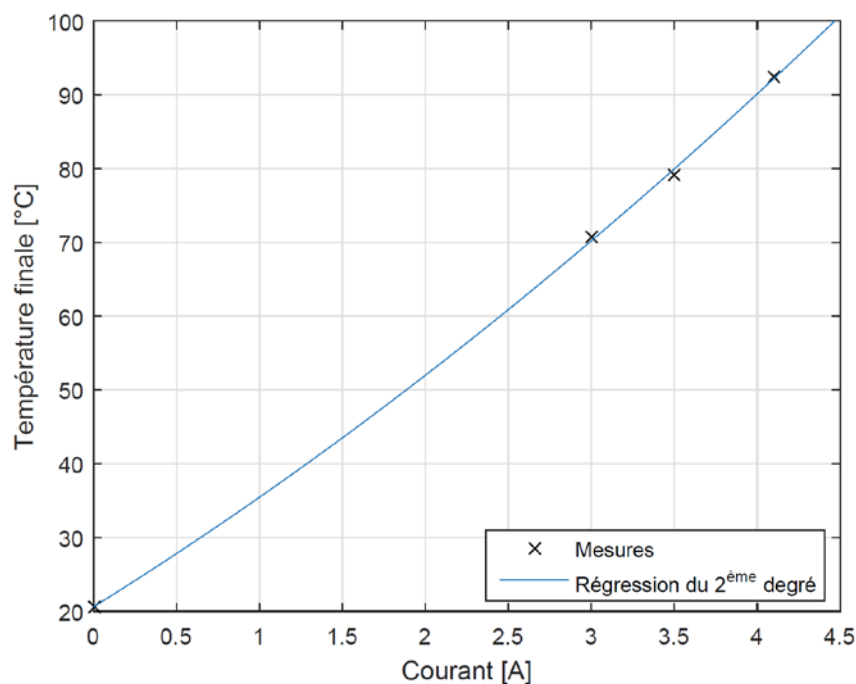


Figure 3.42 : Température finale en fonction du courant injecté

La régression permet de voir qu'avec un courant de 4 [A], le moteur atteint une température d'équilibre de 90°C.

Cette valeur de 4[A] peut donc être utilisée en fonctionnement permanent par le moteur.

3.7.5 Mesures pour différents courants dans le moteur

Flux maximal

D'autres mesures ont été effectuées à flux maximum pour différents courants dans le moteur. Pour des courants au-dessus de 4 [A], cela permet d'illustrer le couple maximal disponible lors d'une surcharge soudaine ou afin de définir le temps d'accélération du moteur lorsqu'il faut atteindre une consigne de vitesse très rapidement. Les courbes de couple et de rendement obtenus sont présentées en Figure 3.43.

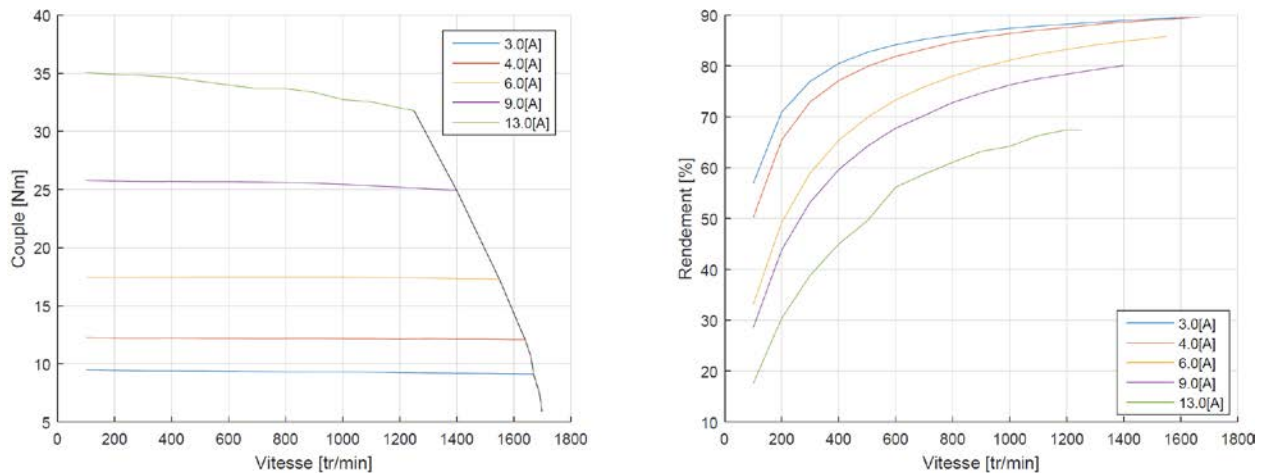


Figure 3.43 : Rendement et couple pour différents courants dans le Memory motor

Les valeurs du couple montrent qu'il y a une saturation importante du moteur pour les courbes de 9 et 13 [A]. Il est possible d'atteindre avec un courant de 13 [A], à 100 [tr/min], un couple d'environ 35 [Nm]. Pour ce même courant, la vitesse maximale atteinte est de 1250 [tr/min] avec un couple respectif de 31.8 [Nm]. Le meilleur rendement est obtenu pour un courant de 3 [A] avec 89.6%. Il est visible que les courants élevés produisent des rendements plus faibles que pour 3 [A]. Les puissances sont illustrées à la Figure 3.44.

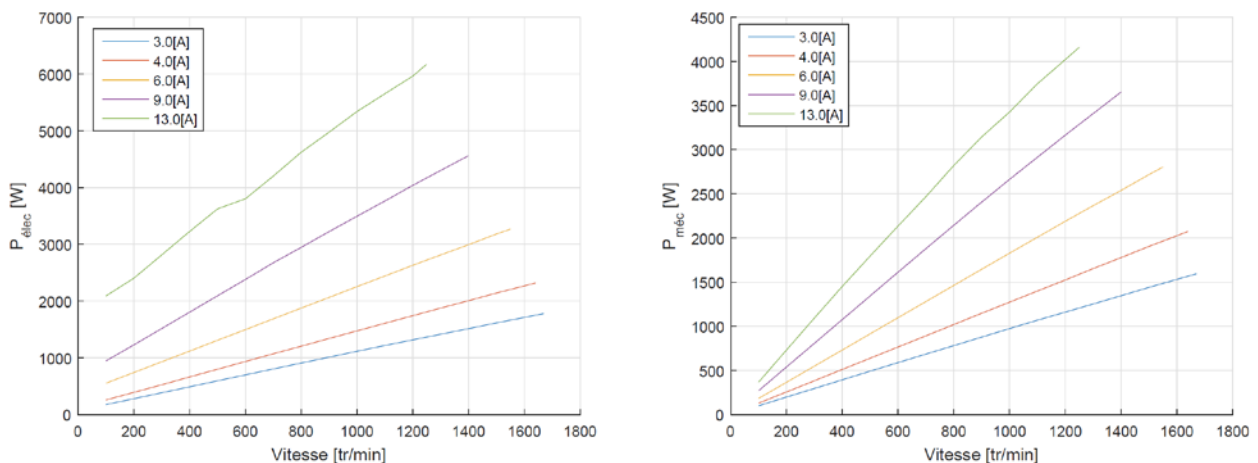


Figure 3.44 : Puissance électrique et mécanique pour différents courants dans le Memory motor

La puissance mécanique maximale qui a pu être fournie est de 4.16 [kW]. Cela fait plus de 2 fois la puissance fournie pour un courant de 4 [A]. La puissance électrique nécessaire était alors de 6.17 [kW]. Cela fait plus de 2.5 fois la puissance nécessaire pour un courant injecté de 4 [A]. Évidemment, les pertes pour la puissance mécanique maximale fournie sont également les plus élevées.

Elles s'élèvent à environ 2 [kW]. Cela représente environ la moitié de la puissance mécanique fournie. Il y a donc un tiers de la puissance électrique qui est perdue et les deux autres tiers qui servent à entraîner la charge.

Encore une fois, afin de faire une comparaison des pertes, le *Tableau 3-14* a été dressé afin d'observer les différentes grandeurs pour la vitesse de 1'200 [tr/min].

		3[A]	4[A]	6[A]	9[A]	13[A]
$\Omega = 1200[tr/min]$	P_{elec} [W]	1315	1741	2630	4039	5964
	P_{mec} [W]	1160	1524	2190	3166	4022
	η [%]	88.2	87.5	83.3	78.4	67.4
	Pertes totales [W]	155	217	440	873	1942
	P_{Joule} [W]	71	126	284	638	1331
	P_{fv} [W]	16	16	16	16	16
	P_{fer} [W]	68	75	141	219	595

Tableau 3-14 : Comparaison selon le courant injecté à flux max. pour une vitesse de 1'200 [tr/min]

Comme les pertes Joules sont proportionnelles au carré du courant, il est normal qu'elles deviennent très vite importantes. Il est également visible que les pertes fer augmentent largement avec le courant. Cela vient de l'amplitude du champ variable produit par les enroulements statoriques qui augmente avec le courant.

Il est donc clair que ces points de fonctionnements qui dépassent un courant de 4 [A] ne sont pas souhaitables sur une durée trop longue sous peine d'échauffement trop important. De plus, le rendement est faible (inférieur à 67.4 % pour 13 [A]). Ce sont donc des points de transition à utiliser avec précaution.

Cependant, dans l'ensemble, il semble que le moteur supporte tout de même bien les demandes de couple élevé, malgré la saturation.

Plage d'utilisation complète

Les courbes pour différents courants ont pu être comparées lorsque le flux est maximal, mais il est également intéressant de regarder ces différents courants pour tous les niveaux de magnétisation. Il est maintenant connu que le courant de référence du moteur se situe vers 4 [A] plutôt que 3 [A] qui était préconisé par le fabricant. Les courbes avec défluxage par impulsion du Memory motor ont donc été relevées pour un courant de 3.5 et 4 [A] afin de les comparer à celle obtenue à 3 [A]. Le couple et le rendement sont présentés à la Figure 3.45. De plus, ces figures illustrent le bon fonctionnement de la stratégie de défluxage qui permet de travailler à puissance constante en haute vitesse.

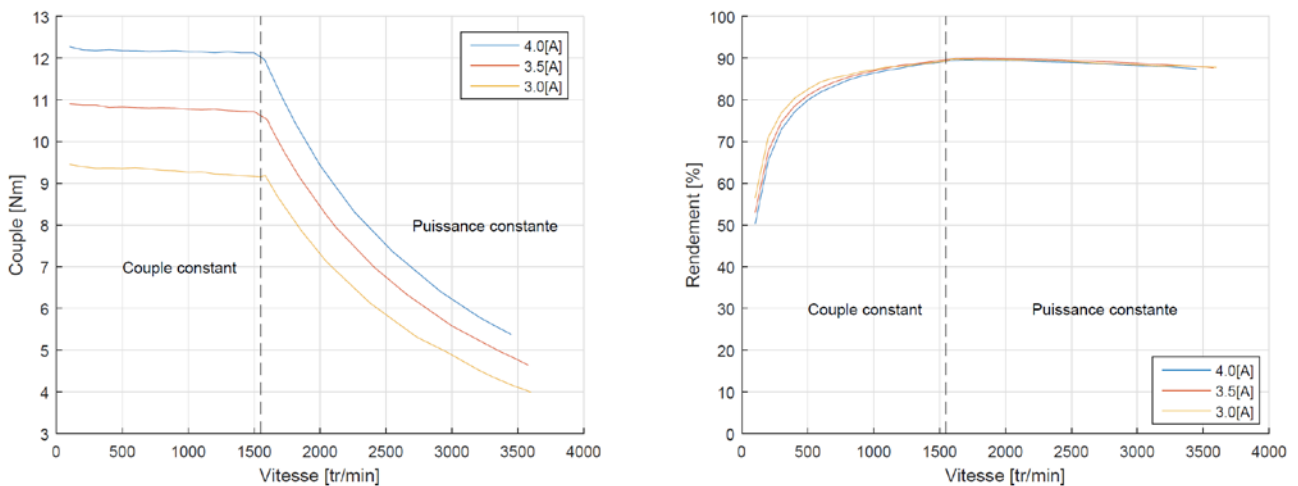


Figure 3.45 : Couple et rendement pour différentes enveloppes du Memory motor

Ces résultats montrent qu'entre 3 et 4 [A], il est possible de travailler efficacement, car le rendement est élevé et quasiment équivalent. Cela permet d'augmenter le couple qu'il est possible de fournir. En effet, les rendements maximaux atteints se situent entre 89.5 et 89.9 %. En revanche, il est visible que la vitesse maximale atteinte diminue légèrement en fonction du courant. Les rendements restent très intéressants dans cette zone, car les résistances statoriques sont faibles et les courants également. Cela provoque des pertes Joule qui sont encore acceptables par rapport aux autres pertes. En effet, les pertes fer, frottements et ventilation sont quasiment identiques, car le flux du rotor est le même et les vitesses en jeu sont les mêmes. Afin de se faire une idée des puissances en jeu, ces dernières sont présentées à la Figure 3.46.

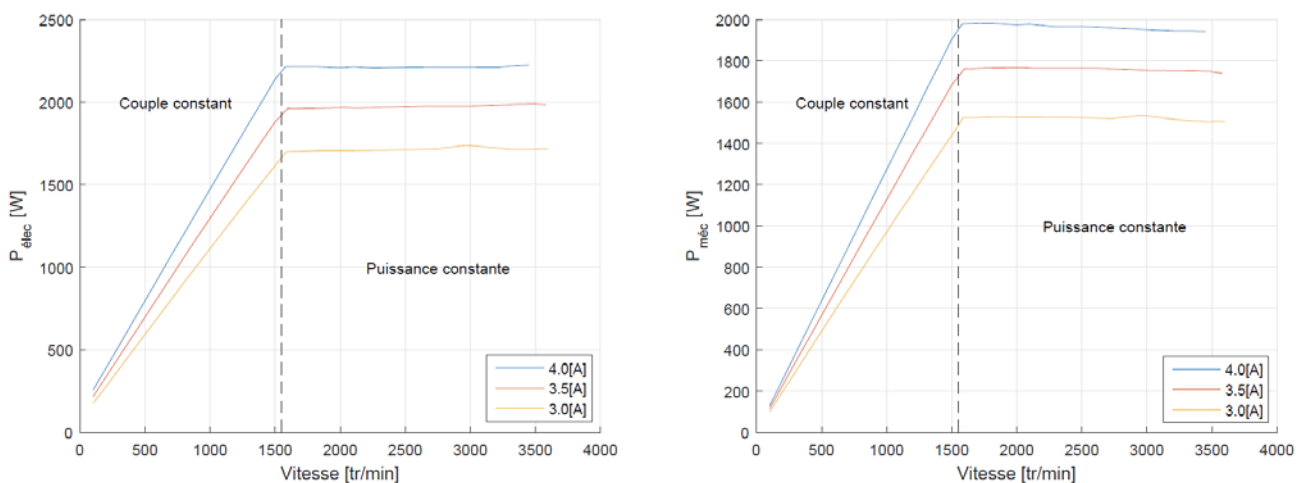


Figure 3.46 : Puissance électrique et mécanique pour différentes enveloppes du Memory motor

Ces résultats montrent que le moteur travaille à puissance quasiment constante lorsque l'opération de défluxage est effectuée. Les tensions induites de mouvement et les courants de phase sont donc bien en phase ($\gamma = 0$). Il est à nouveau possible de regarder les puissances et pertes en jeu à puissance mécanique équivalente et à vitesse équivalente. Ceci est fait dans le *Tableau 3-15*.

		3[A]	3.5[A]	4[A]
$\Omega = 2500[tr/min]$	P_{elec} [W]	1780	1972	2211
	P_{mec} [W]	1570	1764	1967
	η [%]	88.2	89.5	89.0
	Pertes totales [W]	210	208	244
	P_{Joule} [W]	71	96	126
	P_{fv} [W]	44	44	44
	P_{fer} [W]	95	68	74
$P_{mec} = 1500[W]$	T [Nm]	9.15	10.73	12.13
	$\Omega[tr/min]$	1567	1334	1181
	P_{elec} [W]	1677	1690	1716
	η [%]	89.4	88.8	87.4
	Pertes totales [W]	177	190	216
	P_{Joule} [W]	71	96	126
	P_{fv} [W]	23	18	16
P_{fer} [W]	83	76	74	

Tableau 3-15 : Comparaison à puissance mécanique et vitesse constante pour différents courants

Il est visible que, pour le courant de 3.5 [A], le rendement est supérieur aux autres lorsqu'il faut travailler en haute vitesse. En revanche, le courant de 3 [A] est plus avantageux jusqu'aux environs de 1'500 [tr/min]. Dans l'ensemble, la zone de travail entre 3 et 4 [A] possède un bon rendement et permet de bonnes performances.

Le *Tableau 3-16* résume les valeurs maximales obtenues pour les différentes courbes.

	η_{max} [%]	Ω_{max} [tr/min]	η à Ω_{max} [%]	T à Ω_{max} [Nm]	T à 100[tr/min] [Nm]
3[A]	89.6	3720	84.7	3.81	9.47
3.5[A]	89.9	3580	87.6	4.64	10.90
4[A]	89.5	3450	87.4	5.38	12.27

Tableau 3-16 : Comparaison à puissance mécanique et vitesse constante pour différents courants

Il est donc possible de travailler avec des courants se trouvant entre 3 et 4 [A] tout en gardant un très bon rendement. Si de très hautes vitesses doivent être atteintes, il est mieux de demander un peu moins de couple comme par exemple avec la courbe à 3 [A] (3720 [tr/min] - 3.81 [Nm]). En revanche si plus de couple est nécessaire, il faudra restreindre la vitesse maximale atteignable comme pour la courbe avec 4 [A] (3450 [tr/min] - 5.38 [Nm]). À basse vitesse, il est possible de travailler jusqu'à 4 [A] lorsque de forts couples sont nécessaires (12.27 [Nm]).

3.7.6 Répartition du rendement et des pertes

Pour différents niveaux de magnétisation

Il est désormais connu que le Memory motor possède une grande plage d'utilisation. Selon le niveau de magnétisation au sein du moteur, ainsi que le courant injecté, il est possible d'atteindre un point de fonctionnement désiré. Il vient alors se poser une question intéressante : "Quelle est la configuration la plus efficace pour atteindre un point de fonctionnement commun à deux niveaux de magnétisation ?"

La Figure 3.47 illustre ce phénomène. Il est clair que, lorsqu'il faut travailler en basse vitesse, il est préférable d'utiliser un niveau de magnétisation élevé. Quand on souhaite travailler à une grande vitesse, il est nécessaire de passer à des niveaux de magnétisation plus faible. En revanche, lorsqu'un point intermédiaire doit être atteint, il est possible de le faire de plusieurs manières différentes. En effet, soit il faut avoir un niveau de magnétisation élevé et donc diminuer le courant consommé par le moteur ou alors appliquer une magnétisation plus faible, mais en injectant un courant plus important pour fournir le couple.

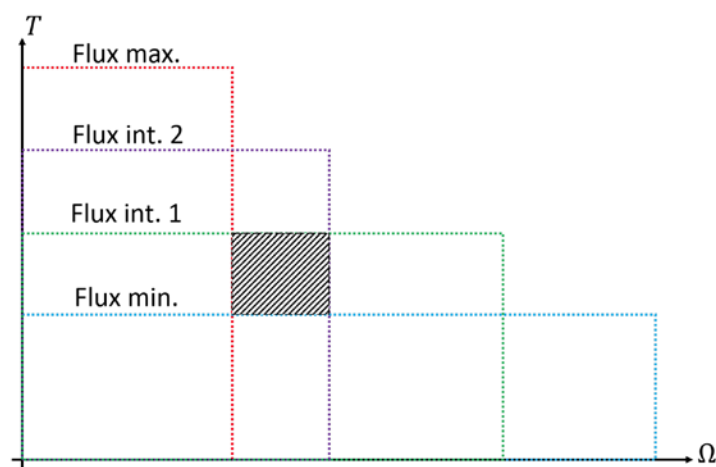


Figure 3.47 : Chevauchement de la plage d'utilisation pour deux niveaux de magnétisation différents

La Figure 3.48 illustre le dégradé de couleur du rendement dans le plan couple-vitesse pour différents niveaux de magnétisation. Les rendements ont été relevés pour tous les points de mesure en noir. Par la suite, une interpolation a été exploitée. Cela permet de comprendre le phénomène énoncé précédemment. Le courant statorique injecté était de 4 [A].

Afin de comprendre et comparer les résultats, il est nécessaire de se focaliser sur un point de fonctionnement précis. Pour commencer, il est possible de montrer que, pour les basses vitesses avec peu de couple, il faut utiliser une configuration avec un niveau de magnétisation élevé. En effet, les 4 niveaux de magnétisation peuvent atteindre le point de fonctionnement (1000, 5.9). Il faut alors regarder le rendement obtenu pour ce point de fonctionnement. Le Tableau 3-17 présente ces valeurs.

	Flux Min.	Flux Int. 1	Flux Int. 2	Flux Max.
η [%]	77.8	84.2	87.2	86.1

Tableau 3-17 : Rendement atteints pour le point de fonctionnement à $T = 5.9$ [Nm] et $\Omega = 1000$ [tr/min]

Pour ce point de fonctionnement, c'est la configuration à flux intermédiaire 2 qui possède le meilleur rendement. Comme attendu, les niveaux de magnétisation plus faible n'ont pas des bons rendements à basse vitesse. Il ne faut toutefois pas utiliser la configuration à flux maximal dans ce cas-ci.

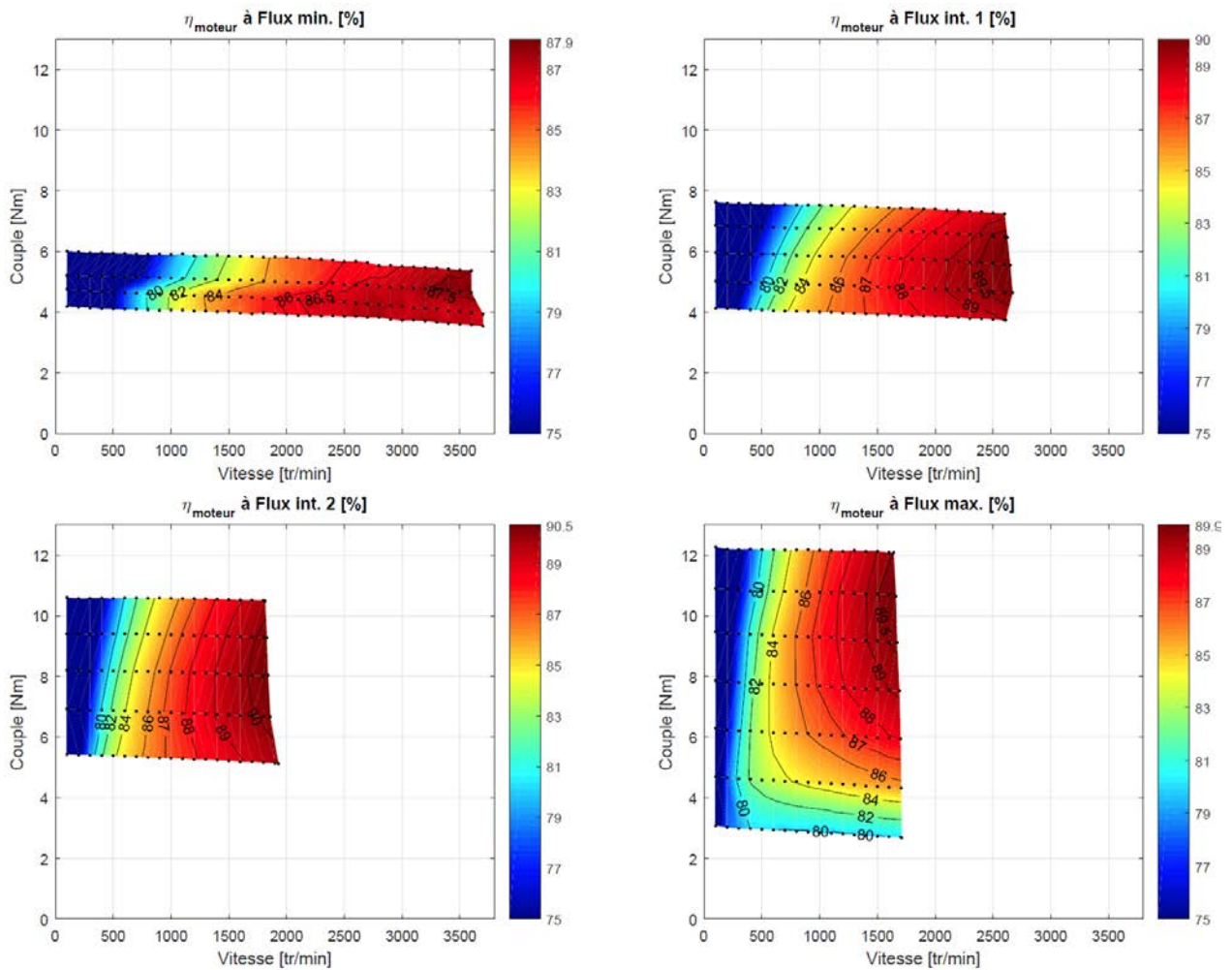


Figure 3.48 : Rendement dans le plan couple-vitesse du Memory motor pour différents niveaux de magnétisation

Cela peut venir des pertes fer qui sont plus prépondérantes que les pertes Joule à ce point de fonctionnement. La configuration intermédiaire 2 est donc plus avantageuse.

Afin de trouver la meilleure configuration pour un point de fonctionnement, il est préférable de regarder proche des zones de fonctionnement nominales. Par exemple, le point (1850, 7) ne peut être atteint que par les configurations à flux intermédiaire 1 et 2. Les valeurs du rendement obtenu sont données dans le *Tableau 3-18*.

	Flux Int. 1	Flux Int. 2
η [%]	87.3	90.2

Tableau 3-18 : Rendement atteints pour le point de fonctionnement à $T = 7.0$ [Nm] et $\Omega = 1850$ [tr/min]

Il est donc clair que la configuration à flux intermédiaire 2 possède un rendement de quasiment 3 % supérieur pour ce point de fonctionnement. Aux vues des différents graphiques, il est évident que les rendements les plus élevés sont obtenus sur la droite des graphiques. C'est à cet endroit que l'alimentation fournit la tension maximale (400 [V]) pour le niveau de magnétisation du moteur. Ensuite, selon le niveau de magnétisation, le couple le plus rentable varie légèrement. À la vue des graphiques et des points observés, il est possible d'énoncer une règle pour trouver la meilleure configuration comme suit : "Le Memory motor possède un rendement optimal lorsque le point de fonctionnement désiré est atteint en adaptant le niveau de magnétisation tel que le couple puisse être fourni avec le minimum de courant

consommé." Les mesures montrent que cela est vrai entre 1'500 et 3'700 [tr/min]. Cependant, il est difficile d'appliquer la règle pour les basses vitesses, car le rendement est de toute manière faible.

Il serait donc possible, en intégrant une règle de ce type dans la régulation du moteur, de trouver la meilleure impulsion de courant à appliquer afin d'atteindre un point de fonctionnement avec le meilleur rendement.

Plage d'utilisation complète

Précédemment, le dégradé de couleur a permis de démontrer comment obtenir le meilleur rendement pour un point de fonctionnement donné. Il est également intéressant de montrer ce dégradé pour toute la plage d'utilisation du moteur. Cela permet de voir que le rendement reste élevé dans un large espace pour différents courants (Figure 3.49).

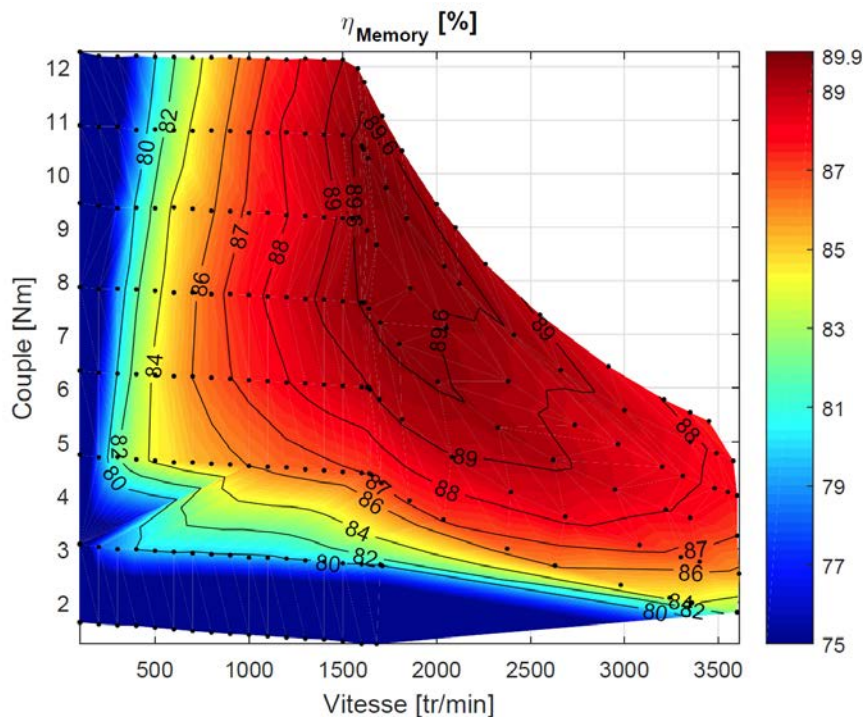


Figure 3.49 : Rendement dans le plan couple-vitesse du Memory motor sur toute la plage d'utilisation

Cette figure montre que le rendement est faible dans les basses vitesses (0-1000 [tr/min]) et pour des petits couples (0-3 [Nm]). En effet, le moteur n'a pas été optimisé pour. En revanche, lorsqu'il arrive dans sa plage d'utilisation préconisée, le rendement devient tout de suite très intéressant. En effet, dans la plage allant de 1'400 à 2'500 [tr/min], le rendement se situe aux environs de 89%. Il est même possible de dire que, depuis 500 [tr/min] jusqu'à la vitesse maximale ($\approx 3'700$ [tr/min]), le rendement est supérieur à 84%. Le moteur garde donc un rendement élevé sur quasiment toute sa plage d'utilisation.

Il est intéressant d'observer l'évolution des puissances sur le plan couple-vitesse (Figure 3.50). Cela permet de voir que la puissance est constante lorsque le niveau de magnétisation change et que l'alimentation travaille à courant et tension constante. En effet, comme tout le courant est utilisé pour faire du couple et n'est pas utilisé pour défluxer le moteur, ce dernier travaille quasiment à puissance constante.

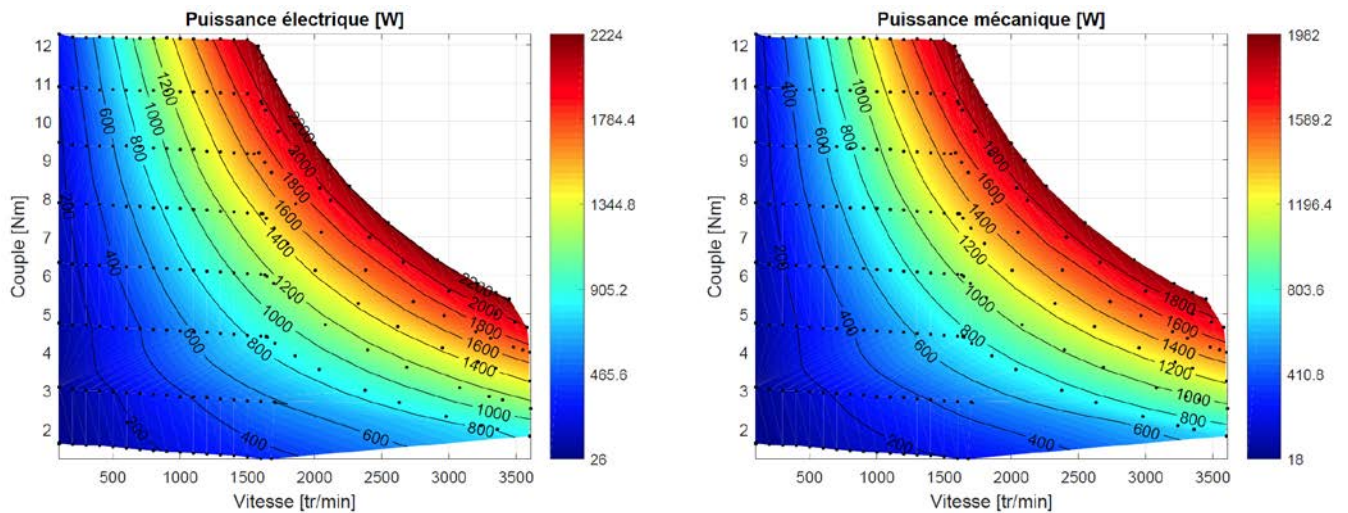


Figure 3.50 : Puissance électrique et mécanique pour la plage d'utilisation du Memory motor

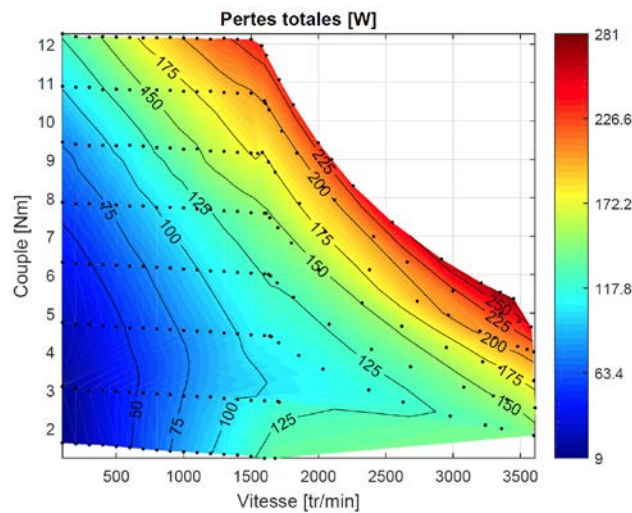


Figure 3.51 : Pertes totales pour la plage d'utilisation du Memory motor

Afin de comprendre comment se répartissent les pertes dans le moteur, il est également intéressant d'observer le dégradé de couleur de ces dernières (Figure 3.51). Il est visible que les pertes maximales sont obtenues lorsque le courant et la vitesse sont les plus élevés. En effet, c'est à ce moment-là que les pertes Joule et les pertes fer, frottements et ventilation sont également maximales.

Pour un courant de 4 [A] et à 3'450 [tr/min], les pertes s'élèvent à environ 281 [W]. Cela correspond à près de 14 % de la puissance mécanique obtenue à l'arbre du moteur (1'982 [W]).

Afin de mieux comprendre la répartition de ces pertes, il est possible de séparer les pertes Joule des pertes fer, frottements et ventilation. Ceci a été fait à la Figure 3.52. Cela permet de voir que les pertes Joule sont bien proportionnelles au carré du courant. Quant aux pertes fer, frottements et ventilation, elles sont proportionnelles à la vitesse du moteur, mais également au niveau de magnétisation. À l'aide de la Figure 3.34, il est encore possible de séparer les pertes fer des pertes frottements et ventilation (Figure 3.53). Cela permet de montrer que les pertes fer sont maximales pour le cas à flux max. En effet, la valeur atteinte est de 90 [W] pour le point de fonctionnement à 1'500 [tr/min] et 12 [Nm]. Ces dernières figures permettent encore une fois de comprendre pourquoi le Memory motor garde un rendement élevé sur toute sa plage d'utilisation. En effet, en réduisant le niveau de magnétisation à l'aide de l'impulsion de courant,

et non en utilisant un défluxage standard, les pertes fer peuvent être réduites à haute vitesse. Le rendement chute uniquement à cause des pertes frottements et ventilation qui prennent de l'importance. Afin de se rendre compte des pertes en jeu, le *Tableau 3-19* a été dressé pour un courant de 4 [A].

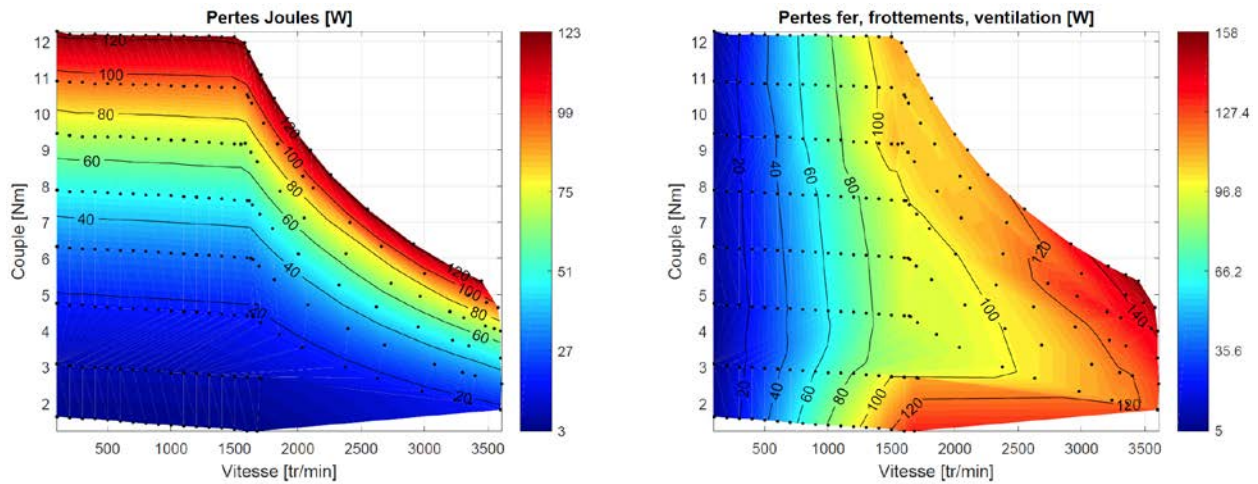


Figure 3.52 : Pertes Joule et fer, frottements et ventilation pour la plage d'utilisation du Memory motor

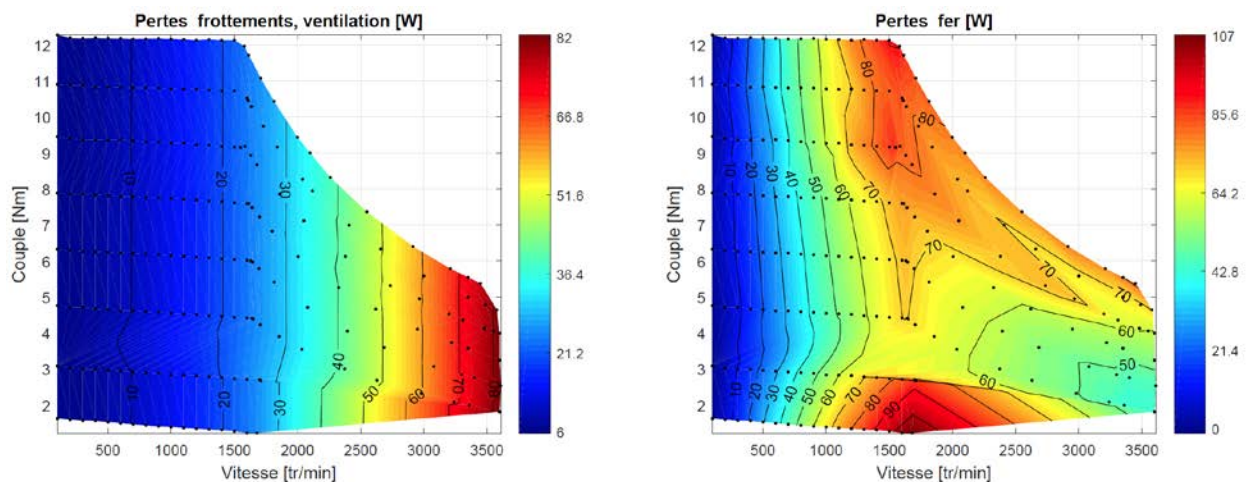


Figure 3.53 : Pertes frottements et ventilation et pertes fer pour la plage d'utilisation du Memory motor

Ce tableau montre encore une fois tout l'intérêt de la stratégie de contrôle de magnétisation utilisée dans le Memory motor. En effet, il est visible que pour des vitesses passant du simple au double, seules les pertes frottements et ventilation changent drastiquement. Il est clair que les pertes Joule sont inchangées. Les pertes fer sont grandement réduites lorsque le flux du rotor est abaissé. Les seules pertes qui sont différentes sont celles des frottements et ventilation.

	Ω_{max} [tr/min]	T [Nm]	η [%]	$Pertes_{tot}$ [W]	P_J [W]	P_{fv} [W]	P_{fer} [W]
Flux max.	1580	12.0	89.3	236	128	23	85
Flux min.	3450	5.4	87.4	281	128	77	76

Tableau 3-19 : Rendement et Pertes à la vitesse maximale pour un courant de 4 [A] dans le Memory motor

C'est là tout le secret du rendement élevé, disponible pour les hautes vitesses, avec le Memory motor comparé à une machine synchrone standard qui a besoin d'une stratégie de défluxage classique. La brève impulsion de courant ne consomme que très peu d'énergie étant donné qu'elle s'effectue sur un temps très

court. La stratégie de défluxage standard utilise une partie du courant pour abaisser la magnétisation du rotor et le rendement chute très vite. De plus, la plage de vitesse du moteur ne peut pas être aussi extensible que celle du Memory motor.

3.7.7 Classe de rendement à flux maximal

Pour terminer l'analyse du Memory motor, il semble important de pouvoir classer ce dernier à l'aide de la norme CEI 60034-30-2. Pour cela, il a fallu relever un point de fonctionnement lorsque le moteur était à son équilibre thermique. En effet, la norme, pour les moteurs synchrones alimentés par un convertisseur, donne les points suivants :

- Le courant nominal doit être assigné depuis suffisamment longtemps afin d'avoir atteint l'équilibre thermique. Ce dernier est atteint lorsque la température varie de +/- 1°C par 30 minutes.
- Le point de fonctionnement à mesurer se situe à 100 % du couple nominal et à 90 % de la vitesse nominale.

Une fois ces conditions réunies, il faut mesurer le rendement et le comparer aux valeurs indiquées dans le tableau de l'annexe 8.1 afin de lui assigner un code IE.

En premier lieu, il a fallu relever la puissance mécanique disponible lorsque le moteur est en fonctionnement nominal à chaud. Le moteur a donc été alimenté pendant 300 minutes avec un courant de 4.0 [A] et une tension de 400 [V] afin d'atteindre la température d'équilibre de 90°C. Les valeurs obtenues sont les suivantes :

$$P_{méc} = 2000[W] \quad \Omega_{nom} = 1620[tr/min] \quad T_{nom} = 11.8[Nm] \quad \eta_{nom} = 90.3[\%]$$

La puissance mécanique de référence pour un courant de 4 [A] est donc de 2 [kW].

Il faut alors conserver le même couple nominal, donc un courant injecté de 4 [A], mais en réduisant la vitesse de 10 % de la vitesse nominale. La mesure a donc été effectuée à une vitesse de 1458 [tr/min]. Les valeurs obtenues sont les suivantes.

$$P_{méc} = 1800[W] \quad \Omega_{nom} = 1458[tr/min] \quad T_{nom} = 11.8[Nm] \quad \eta_{nom} = 89.5[\%]$$

Le rendement qui doit être utilisé pour classer le moteur est donc celui de 89.5 %. Il faut alors le comparer à l'aide des valeurs obtenues dans les normes. Pour cela, il faut utiliser la formule d'interpolation donnée, car une puissance de 2 [kW] n'est pas donnée directement. De plus, il ne faut pas oublier d'adapter les valeurs obtenues à l'aide de l'équation 3-26. Cette dernière permet d'adapter les valeurs de rendement à atteindre du fait de la mesure à 90 % de la vitesse nominale. Elle prend en compte également des pertes dues aux harmoniques dans le convertisseur de fréquence.

$$\eta_n = \frac{1}{1 + (1 + r_{HL}) \cdot \left(\frac{1}{\eta_{ref}} - 1 \right)} \quad [\%] \quad 3-26$$

Les mêmes opérations ont été réalisées pour le courant de 3.0 et 3.5 [A]. Les valeurs sont résumées dans le *Tableau 3-20*. Les valeurs obtenues sont présentées à la Figure 3.54 : Classe de rendement mesuré pour le Memory motor. Les valeurs obtenues montrent que, pour un courant de 3.0 [A], le rendement permet de classer le memory motor à flux maximal dans la catégorie **IE5**.

En revanche, le Memory motor s'inscrit dans la classe des moteurs **IE4** si le courant est de 3.5 ou 4.0 [A].

	3[A]	3.5[A]	4[A]
$P_{méc_{nom}}$ [W]	1530	1760	2000
Ω_{nom} [tr/min]	1650	1650	1620
T_{nom} [Nm]	8.85	10.2	11.8
η_{nom} [%]	90.0	89.6	90.3
$P_{méc_{90\%}}$ [W]	1377	1584	1800
$\Omega_{90\%}$ [tr/min]	1485	1485	1458
$\eta_{90\%}$ [%]	89.5	89.0	89.5
η_{IE4} [%]	86.79	87.30	87.74
η_{IE5} [%]	89.14	89.57	89.95
Classe assignée	IE5	IE4	IE4

Tableau 3-20 : Valeurs obtenues pour le classement du moteur à différents courants

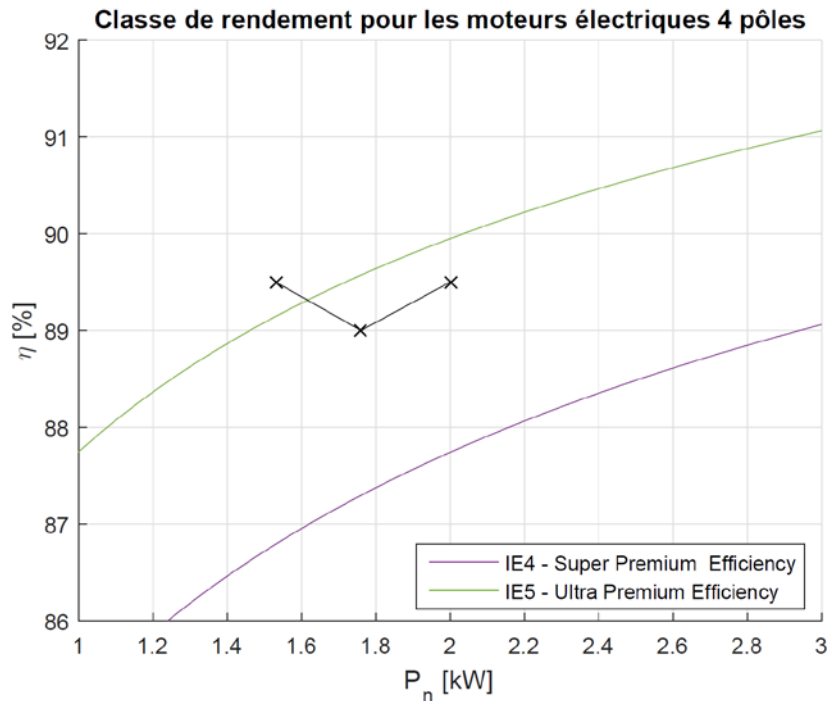


Figure 3.54 : Classe de rendement mesuré pour le Memory motor

Le moteur change donc de catégorie selon la puissance mécanique nominale qui lui est demandée. Il faudrait répéter l'opération quelques fois afin de confirmer les valeurs obtenues et diminuer les risques d'erreurs de mesures. Le temps a malheureusement manqué pour faire des essais de répétabilité.

Néanmoins, aux vues de ces résultats, il est clair que le Memory motor est une nouvelle technologie qui est très efficace. Il se peut donc que, dans les prochaines années, cette technologie devienne tout à fait intéressant dans différentes applications : industrie, transports, etc.

4 Mesures des moteurs standards

Ce chapitre va présenter les trois autres moteurs dits de type "standard". Le moteur asynchrone, puis les deux types synchrones vont être soumis à quelques tests similaires au Memory motor, et ceci, afin de pouvoir comparer les quatre technologies.

4.1 Moteur asynchrone

Le moteur asynchrone (Figure 4.1) a été mesuré en fonctionnement moteur alimenté directement par le réseau électrique et, par la suite, avec un variateur de fréquence. Seuls ces deux fonctionnements ont été étudiés afin de ne pas perdre trop de temps sur ce moteur. En effet, il est déjà connu que le rendement du moteur asynchrone est moins bon que celui des moteurs synchrones. Les mesures vont démontrer cette caractéristique.



Figure 4.1 : Photo du rotor asynchrone

4.1.1 Résistances entre phases

La première mesure à effectuer lors de la réception des moteurs est celle de la résistance des enroulements "à froid". Seules les résistances entre phases étant accessibles, la valeur attendue est de l'ordre de 14 [Ω] entre phase (selon "datasheet" du stator). En effet, la résistance par enroulement se situe aux environs de 7 [Ω]. Les résistances obtenues à l'aide du multimètre Fluke 177 sont présentées dans le *Tableau 4-1*. La température de mesure était de 21[$^{\circ}\text{C}$].

	Mesures à 21[$^{\circ}\text{C}$]	Mesures rapportées à 20[$^{\circ}\text{C}$]
$R_{12}[\Omega]$	14.00	13.94
$R_{23}[\Omega]$	13.90	13.84
$R_{31}[\Omega]$	14.00	13.94
$R_{moy}[\Omega]$	13.97	13.91
$R_{enroulement}[\Omega]$	6.98	6.96

Tableau 4-1 : Valeurs obtenues pour le classement du moteur à différents courants

Les valeurs ont été rapportées à 20 [$^{\circ}\text{C}$] à l'aide de l'équation (3-1). Il est visible que les mesures sont proches des valeurs annoncées par le fabricant. À noter que ces valeurs sont différentes de celles obtenues pour le Memory motor. En effet, le stator du moteur asynchrone possédant 75 spires/encoche à la place de 45 pour les variantes synchrones. Le bobinage a été adapté afin de pouvoir branché directement le moteur sur le réseau électrique.

4.1.2 Essai en moteur branché sur le réseau

Afin d'observer le comportement en régime nominal et sans perturbation du moteur asynchrone, celui-ci a été directement alimenté par le réseau. Cette manière de faire reste souvent utilisée dans certaines applications industrielles.

Le schéma de principe est présenté à la Figure 4.2.

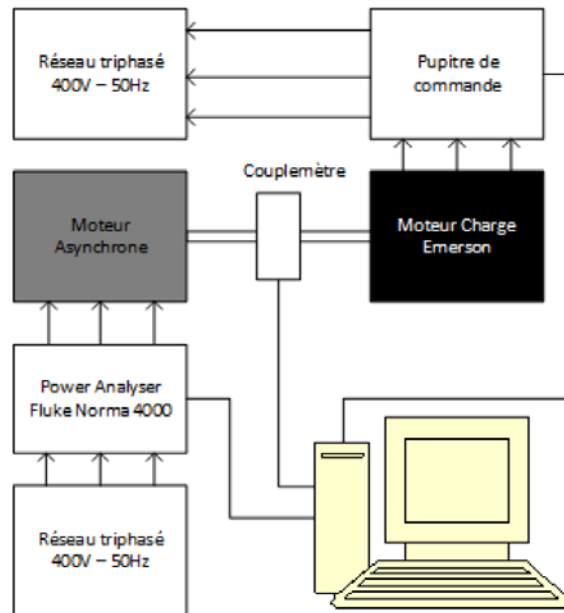


Figure 4.2 : Schéma de principe du moteur asynchrone branché sur le réseau

L'alimentation provenant du réseau triphasé 400 [V] – 50 [Hz] passe à travers l'analyseur de puissance et va directement sur le moteur afin de mesurer la puissance électrique absorbée. La puissance mécanique est relevée à l'arbre par le couplemètre. Toutes les mesures sont directement transmises au PC pour en faire l'acquisition. Le couple ainsi que le rendement en fonction de la vitesse sont présentés à la Figure 4.3.

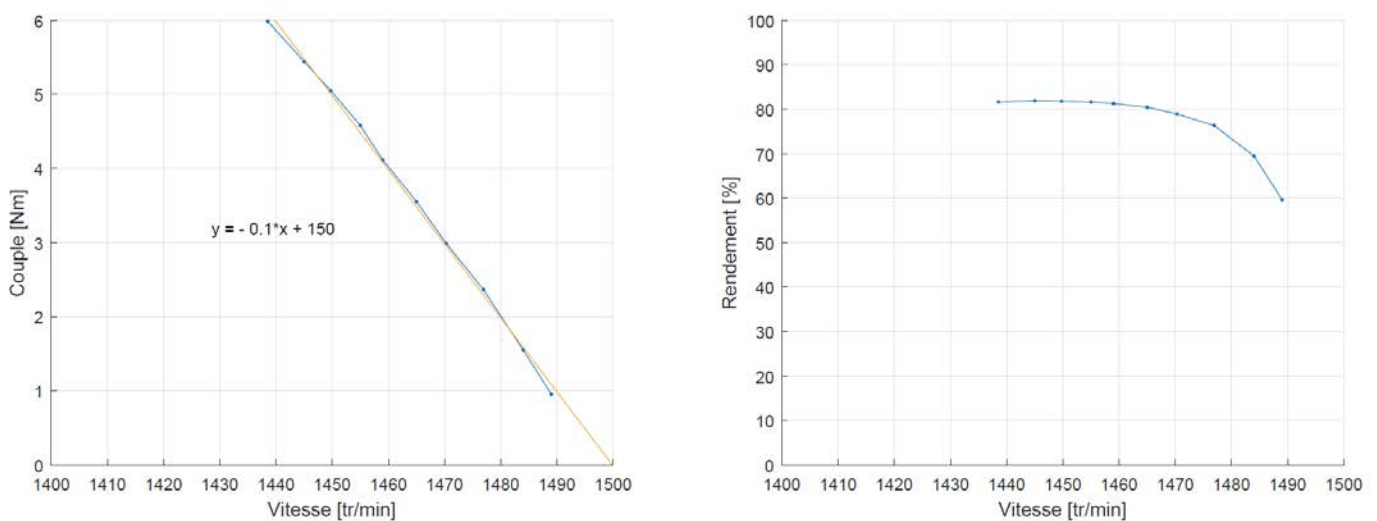


Figure 4.3 : Couple et rendement du moteur asynchrone branché sur le réseau

La courbe du couple en fonction de la vitesse correspond à une droite dans la zone de travail nominale du moteur. La régression linéaire donne ici une équation simple qui dit que lorsque 1 [Nm] de plus est nécessaire, la vitesse diminue d'environ 10 [tr/min]. S'il n'y a aucun couple à fournir, le moteur tourne presque à la vitesse synchrone de 1'500 [tr/min]. Quant au rendement, celui-ci se situe entre 81 [%] et 82 [%] entre 1'440 et 1'460 [tr/min]. Le rendement maximum atteint est de 81.9 [%] à 1'445 [tr/min].

Les mesures de puissance en fonction de la vitesse du moteur sont présentées à la Figure 4.4.

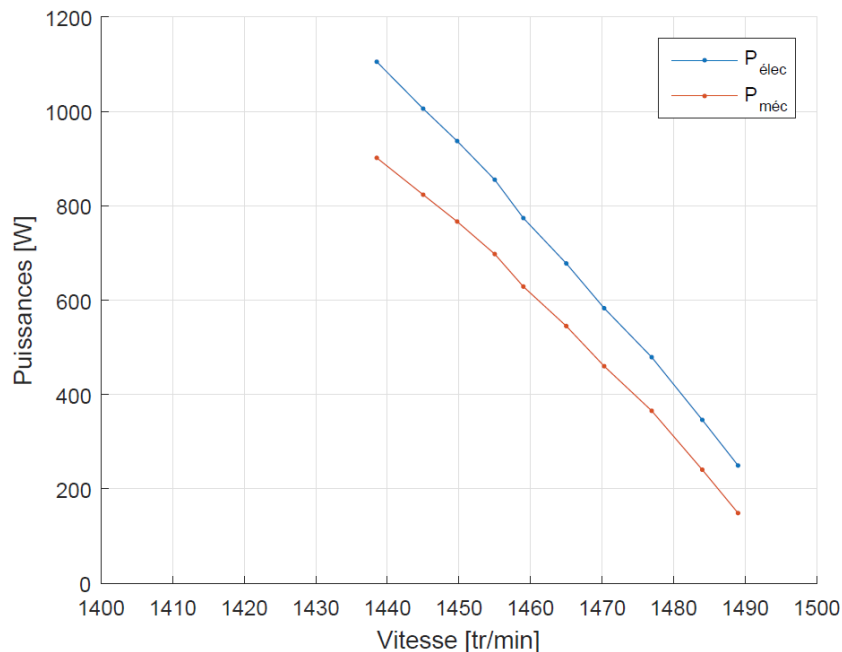


Figure 4.4 : Puissance électrique et mécanique du moteur asynchrone branché sur le réseau

Les résultats montrent qu'à régime nominal (1440 [tr/min]), le moteur absorbe 1.1 [kW] et fournit à l'arbre environ 900 [W]. C'est la puissance annoncée par le fabricant. Les 200 [W] de pertes se trouvent dans la chaleur dissipée par le bobinage statorique (pertes Joule), dans les pertes fer ainsi que dans les pertes par frottements et ventilation.

La puissance fournie ainsi que la vitesse nominale annoncée dans les spécifications du moteur (annexe 8.4) sont proches des mesures et confirment que le moteur fonctionne correctement.

4.1.3 Essai en moteur branché sur un convertisseur de fréquence

Afin de vérifier le fonctionnement du moteur pour différentes vitesses, un variateur de fréquence traditionnel a été employé.

Le variateur de fréquence choisi est un modèle standard de la société ABB. Il s'agit du variateur ACS150. Il convient bien pour les moteurs possédant une puissance allant de 0.37 à 4 [kW]. Le moteur asynchrone de 900 [W] se situe donc dans la plage d'utilisation du "drive". Ce dernier est présenté à la Figure 4.5.



Figure 4.5 : Convertisseur de fréquence ABB ACS150

Le convertisseur a été inséré dans le circuit électrique juste avant l'analyseur de puissance. De ce fait, les pertes du drive ne sont pas prises en compte dans l'efficacité énergétique du moteur. Le schéma de principe de l'installation est représenté à la Figure 4.6.

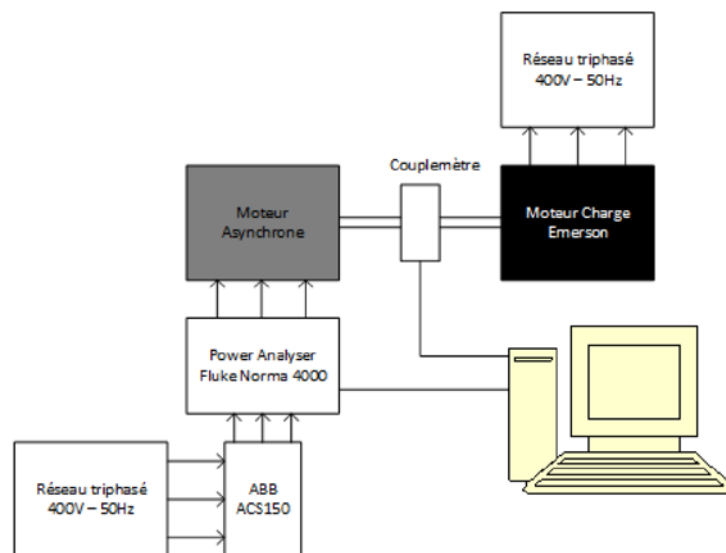


Figure 4.6 : Schéma de principe du moteur asynchrone avec le drive

Les mesures de puissance ont été relevées pour quelques vitesses différentes. Les mesures effectuées sur le réseau sont également présentées pour voir l'évolution des courbes lorsque le convertisseur de fréquence est en fonction. Les courbes de couple et de rendement sont présentées à la Figure 4.7.

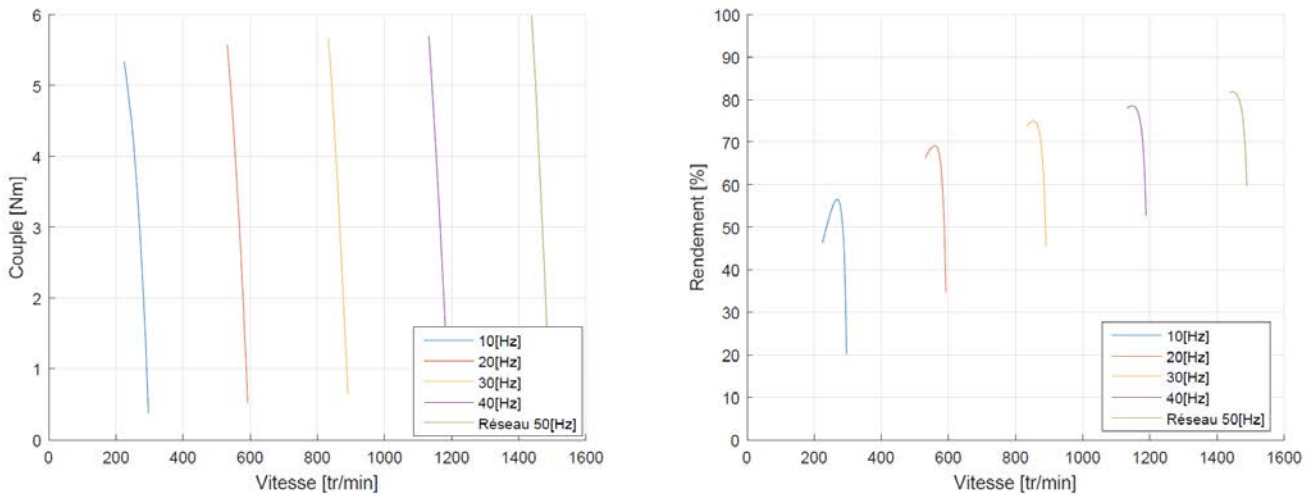


Figure 4.7 : Couple et rendement du moteur asynchrone branché avec le drive

Ces résultats montrent que le drive permet de décaler, sensiblement parallèlement, la courbe nominale du moteur selon la vitesse souhaitée (commande U/f constante).

Ensuite, les courbes de puissance sont présentées à la Figure 4.8.

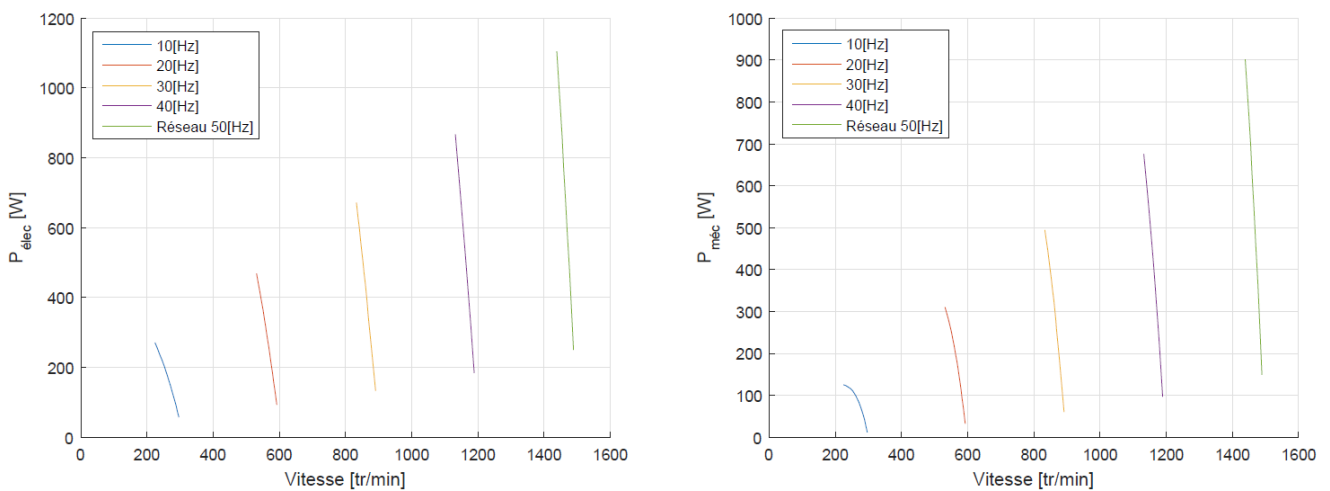


Figure 4.8 : Puissance électrique et mécanique du moteur asynchrone branché sur le drive

Les résultats montrent que le drive fait une régulation avec $U/f = cste$, ce qui est la régulation la plus souvent utilisée.

Les valeurs obtenues sont résumées dans le *Tableau 4-2*. Il est visible que les valeurs maximales du couple et du rendement n'interviennent pas pour la même vitesse. En effet, pour obtenir la meilleure efficacité énergétique, il est préférable de se trouver en dessous du couple maximum. Les valeurs du tableau peuvent être illustrées avec les graphiques de la Figure 4.9. Cette figure montre bien que le rendement maximal est atteint lorsque le couple est réellement inférieur au couple maximum.

Fréquence [Hz]	η_{max} [%]	\bar{T} à η_{max} [Nm]	T_{max} [Nm]	η à T_{max} [%]
10	56.7	2.95	5.33	46.2
20	69.2	3.76	5.58	66.2
30	75.1	4.20	5.67	73.6
40	78.6	4.56	5.70	78.0
50	81.9	5.44	5.99	81.6

Tableau 4-2 : Mesures du moteur asynchrone avec le convertisseur de fréquence ABB

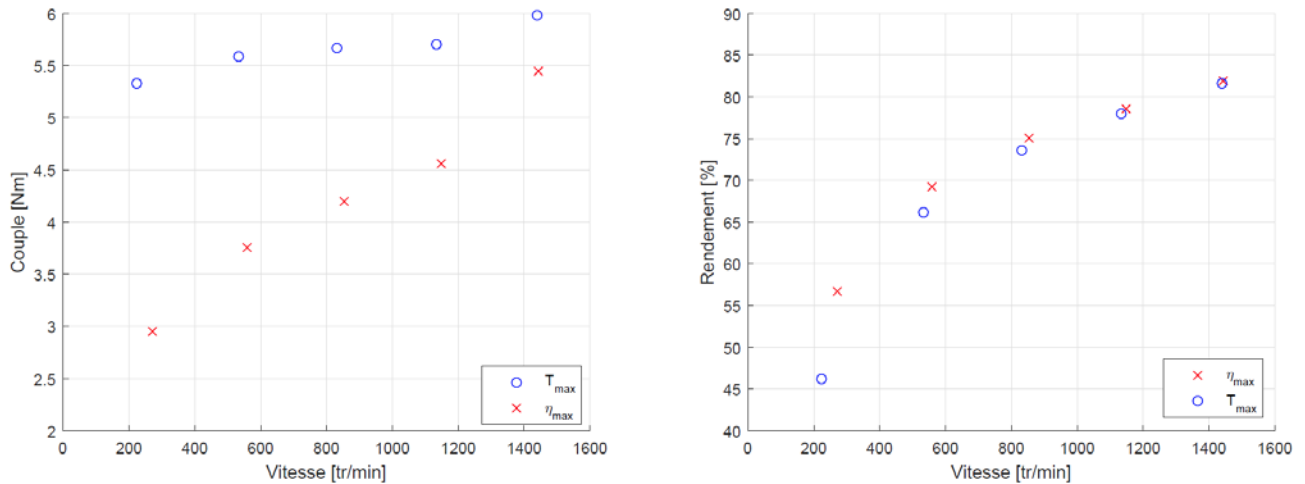


Figure 4.9 : Couple et rendement maximum du moteur asynchrone

Pour terminer, la valeur obtenue du rendement pour une puissance de 0.9 [kW] est de 81.6 [%]. C'est donc nettement inférieur aux valeurs atteintes par le Memory motor.

La mesure du moteur asynchrone sur le réseau permet de le classer à l'aide de la norme CEI 60034-30-1, dans la catégorie IE2. Le Tableau 4-3 montre les valeurs obtenues pour le rendement.

P_n [kW]	η IE2 [%]	$\eta_{asynchrone}$ [%]	η IE3 [%]
0.9	80.49	81.6	83.27
Classe assignée		IE2	

Tableau 4-3 : Rendement et catégorie IE pour le moteur asynchrone

Évidemment, ce moteur est défavorisé, car sur le réseau, le rendement demandé est plus élevé que pour les moteurs synchrones alimenté par le convertisseur (voir norme). Néanmoins, le rendement reste largement en dessous de celui obtenu avec le Memory motor.

Dans le même encombrement, la puissance fournie n'est absolument pas concurrentielle par rapport aux variantes synchrones à aimants permanents.

4.2 Moteur synchrone type « M »

Le moteur synchrone type "M" possède des aimants collés sur un rotor lisse (Figure 4.10). De plus, il possède une masse d'aimants plus importante que le rotor "W". De ce fait, il est plus disposé à produire un couple nominal élevé que le moteur "W".



Figure 4.10 : Modèle de simulation et photo du rotor « M »

Le schéma de branchement des moteurs synchrones est identique à celui utilisé pour le Memory motor. De plus, il est à noter que la régulation reste totalement identique. Le schéma de principe de l'installation est montré en Figure 4.11.

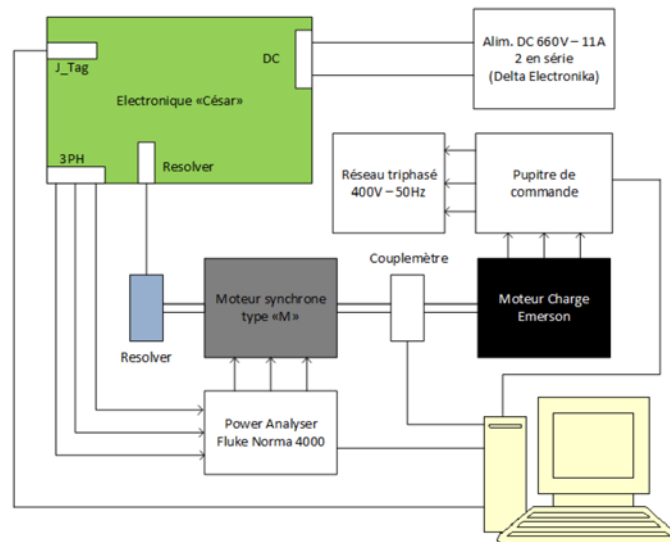


Figure 4.11 : Schéma de principe pour le branchement du moteur « M »

Encore une fois, le bus DC est donc maintenu à 600 [V] à l'aide de deux sources DC 660 [V]-11 [A]. Il est donc possible de fournir un courant de 11 [A], tout en garantissant que la tension soit parfaitement stable. Par la suite, l'onduleur se charge d'envoyer la tension nécessaire pour la vitesse demandée par l'utilisateur.

4.2.1 Résistances de phase

À la réception des moteurs, la résistance des enroulements "à froid" a été relevée. Seules les résistances entre phases étant accessibles, la valeur attendue est de l'ordre de 5 [Ω] (selon "datasheet" du stator). Les résistances obtenues à l'aide du multimètre Fluke 177 sont présentées dans le *Tableau 4-4*. La température de mesure était de 21 [$^{\circ}\text{C}$].

	Mesures à 21[$^{\circ}\text{C}$]	Mesures rapportées à 20[$^{\circ}\text{C}$]
R_{12} [Ω]	5.00	4.98
R_{23} [Ω]	5.00	4.98
R_{31} [Ω]	5.00	4.98
R_{moy} [Ω]	5.00	4.98
$R_{enroulement}$ [Ω]	2.50	2.49

Tableau 4-4 : Résistances du stator pour le moteur type « M »

Les valeurs ont été rapportées à 20[$^{\circ}\text{C}$] à l'aide de l'équation (3-1).

Il est visible que les valeurs obtenues correspondent aux mesures pour le Memory motor (*Tableau 3-1*). Les deux stators utilisés pour les variantes synchrones sont identiques.

4.2.2 Tension induite de mouvement

Par la suite, il est intéressant de faire tourner le moteur en génératrice à vide afin de vérifier l'allure des tensions induites de mouvement. Cela permet de vérifier que ces dernières ne comportent pas trop d'harmoniques et ressemblent le plus possible à un sinus.

Afin de mesurer la tension induite de mouvement, le moteur est entraîné en génératrice à vide à l'aide du moteur *Emerson* et la tension aux bornes du moteur est relevée. Seules les valeurs composées sont accessibles. La mesure du signal relevé à l'oscilloscope à la vitesse de 1'500 [tr/min] est montrée à la Figure 4.12.

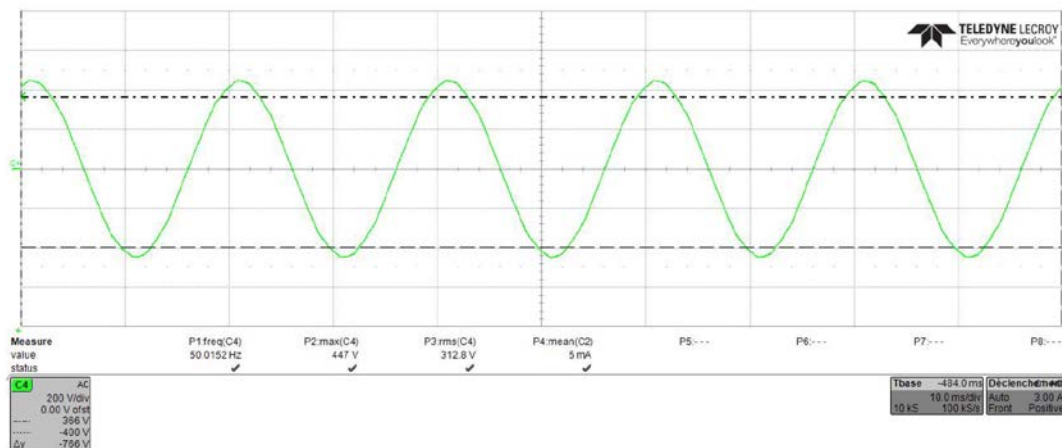


Figure 4.12 : Tension induite de mouvement composée à 1'500 [tr/min] du moteur « M »

Cette mesure montre que la tension induite de mouvement est très proche d'un sinus. Pour confirmer cette tendance, la transformée de Fourier de ce signal a été effectuée. Le résultat est montré à la Figure 4.13. Cette figure confirme que le signal mesuré est proche d'un sinus parfait, car les harmoniques qui apparaissent sont de très faible pourcentage (moins de 1%).

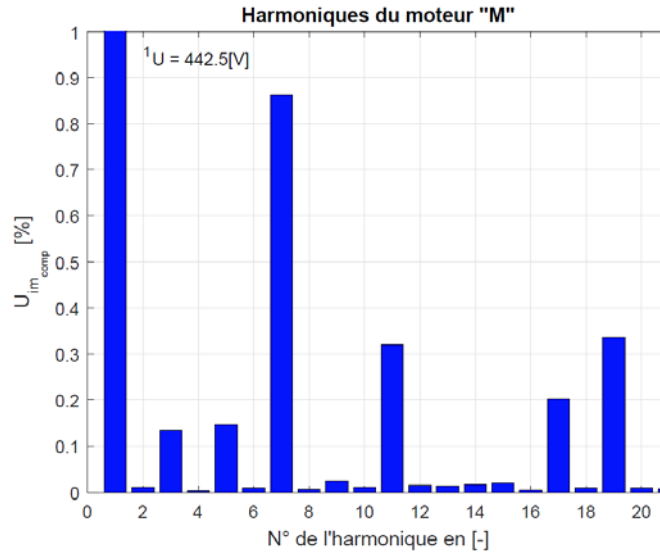


Figure 4.13 : Transformée de Fourier de la tension induite de mouvement composée du moteur « M »

Comme pour le Memory motor, il est possible de calculer le taux de distorsion harmonique (THD) de ce signal. Cela a été effectué jusqu'à l'harmonique de rang 1'500 à l'aide de l'équation 3-2. Les valeurs obtenues pour le signal de tension induite de mouvement à 1'500 [tr/min] sont résumées dans le *Tableau 4-5*.

$^1U_{im_{comp}}$ [V]	$U_{im_{comp}}$ [V _{RMS}]	THD_{tot} [%]
442.5	312.8	1.04

Tableau 4-5 : Valeurs RMS et fondamentale de la tension induite de mouvement composée du moteur « M »

Comme attendu, les valeurs sont proches d'un sinus parfait étant donné qu'il n'y a que 1.04% de THD.

4.2.3 Constantes du moteur

Par la suite, les valeurs de tension induite de mouvement composée ont été relevées pour les vitesses allant de 100 à 2'000 [tr/min]. Il est alors possible de tracer la courbe $U_{im}(\Omega)$ ainsi que la courbe $K_u(\Omega)$. La valeur mesurée étant la valeur composée, il a fallu la diviser par $\sqrt{3}$ pour obtenir la tension simple. Les résultats sont présentés en Figure 4.14. En effectuant une régression linéaire passant par le point 0, la valeur de la pente sur le graphique de gauche prend une valeur de $K_u = 1.149$ [V·s/rad]. En réalisant la moyenne de tous les points du graphique de droite, la valeur est de $K_u = 1.145$ [V·s/rad]. Il est donc intéressant de prendre la moyenne entre ces deux valeurs. La constante de tension induite mesurée qui a été retenue est donc celle de l'équation 4-1.

$$K_u = (1.1149 + 1.145) / 2 = 1.147 \quad \left[\frac{V \cdot s}{rad} \right] \quad 4-1$$

Ensuite vient la mesure de la constante de couple du moteur. La démarche est identique à celle utilisée pour le Memory motor. Les mesures du couple sont présentées en Figure 4.15.

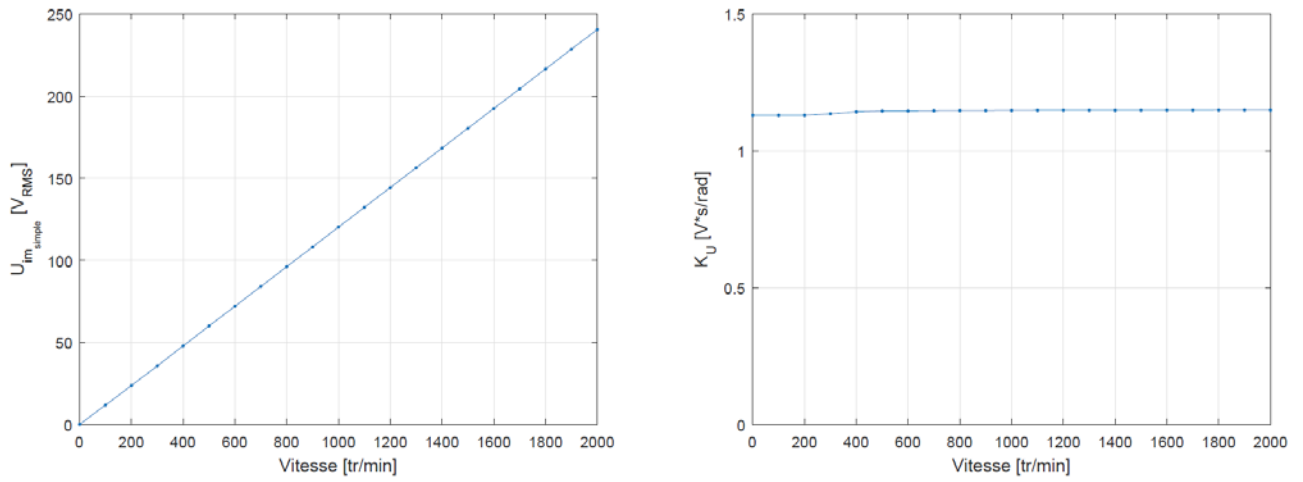


Figure 4.14 : Tension induite de mouvement simple efficace et K_u en fonction de la vitesse du moteur

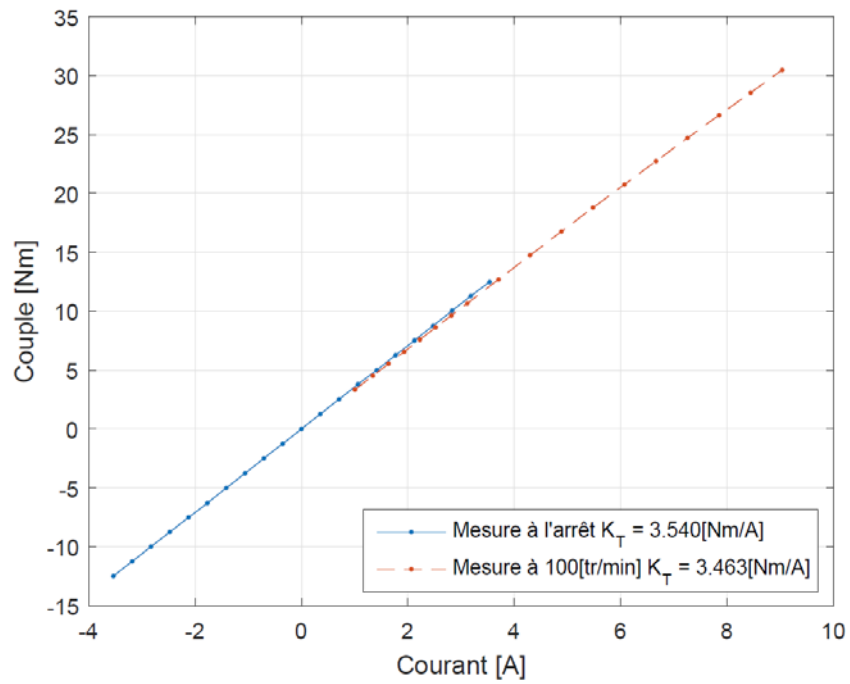


Figure 4.15 : Couple en fonction du courant pour le moteur « M »

La régression linéaire a été effectuée sur les deux courbes et les valeurs des pentes obtenues sont introduites dans la légende du graphique. Les deux valeurs obtenues sont moyennées afin d'obtenir la valeur de la constante de couple $K_T = 3.502 \text{ [Nm/A]}$.

En principe, la valeur de la constante de couple vaut trois fois la constante de tension induite. Afin de vérifier cette propriété, ce calcul est effectué dans l'équation 4-2.

$$K_T = 3 \cdot K_u = 3 \cdot 1.147 = 3.441 \quad \left[\frac{\text{Nm}}{\text{A}} \right] \quad 4-2$$

Il est visible que les valeurs ne correspondent pas parfaitement, mais qu'elles sont tout de même proches. Le *Tableau 4-6* met en évidence les erreurs et résume les valeurs des constantes obtenues. Les valeurs de référence sont celles qui ont été mesurées. L'écart obtenu est inférieure à 2%.

$K_u \left[\frac{\text{Vs}}{\text{rad}} \right]$	$3 \cdot K_u \left[\frac{\text{Nm}}{\text{A}} \right]$	$K_T \left[\frac{\text{Nm}}{\text{A}} \right]$	Erreur [%]
1.147	3.441	3.502	1.74

Tableau 4-6 : Résumé des constantes du moteur « M »

Pour terminer, la constante K_M du moteur synchrone "M" est calculée à l'aide de l'équation 4-3

$$K_M = \frac{K_T}{\sqrt{3R_s}} = \frac{3.502}{\sqrt{3 \cdot 2.49}} = 1.28 \quad \left[\frac{\text{Nm}}{\sqrt{\text{W}}} \right] \quad 4-3$$

4.2.4 Mesures des inductances L_d et L_q

Comme pour le Memory motor, il est possible de relever les inductances L_d et L_q pour le moteur type "M". En revanche, ce moteur a la particularité, en principe, de posséder une inductance constante, quelle que soit la position du rotor. Les valeurs des deux inductances devraient donc être sensiblement identiques. Les données du fabricant (annexe 8.4) fournissent la valeur de $L_d = L_q = L_s = 34,6$ [mH]. Les deux méthodes de mesures vont permettre de comparer les différentes valeurs obtenues.

Les valeurs obtenues à l'aide de la 1^{ère} méthode de mesure sont illustrées à la Figure 4.16.

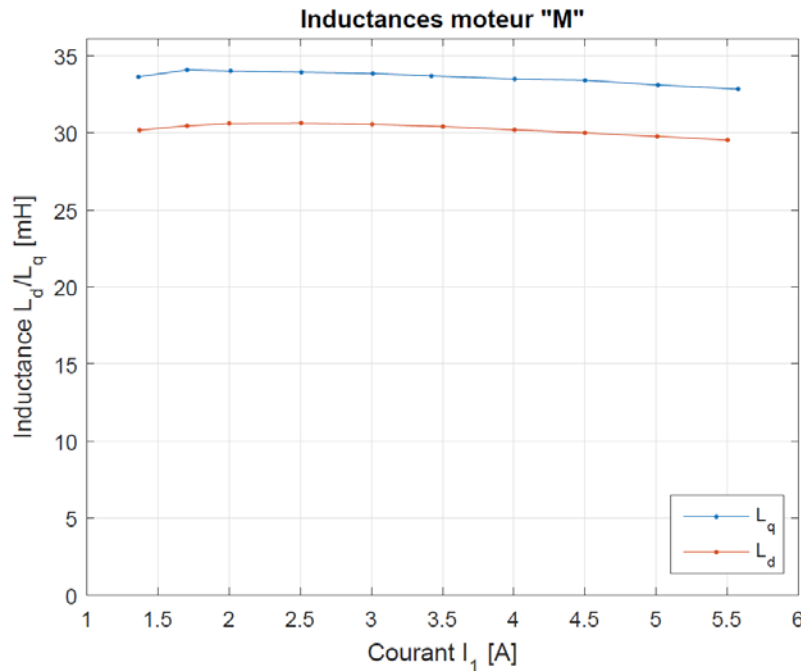


Figure 4.16 : Mesures des inductances du moteur « M » à l'aide de la 1^{ère} méthode

Les résultats montrent qu'il y a une légère différence selon la position du rotor. En effet, pour un courant de 3 [A], $L_d = 30,6$ [mH] et $L_q = 33,9$ [mH]. À noter que $L_q > L_d$ et cette tendance est identique pour le Memory motor.

La méthode du saut indiciel permet d'obtenir les résultats du tableau 7.2.4. Les valeurs obtenues sont bien supérieures à celles de la 1^{ère} méthode. Cependant, la tendance est identique à la mesure précédente ($L_q > L_d$). Le Tableau 4-8 présente la valeur moyenne obtenue pour chaque méthode.

Les résultats montrent qu'entre les deux méthodes, les valeurs obtenues possèdent environ 20% d'écart. La valeur donnée par le fabricant se situe entre les valeurs mesurées. Il est donc seulement possible d'estimer les inductances, mais il est impossible de fournir une valeur précise avec ces deux essais. De plus, il est visible que la valeur n'est pas parfaitement constante lorsque le rotor tourne. En effet, la 2^{ème} méthode possède un écart de plus de 13%. Il est donc possible que le flux circule tout de même mieux dans une position que dans l'autre.

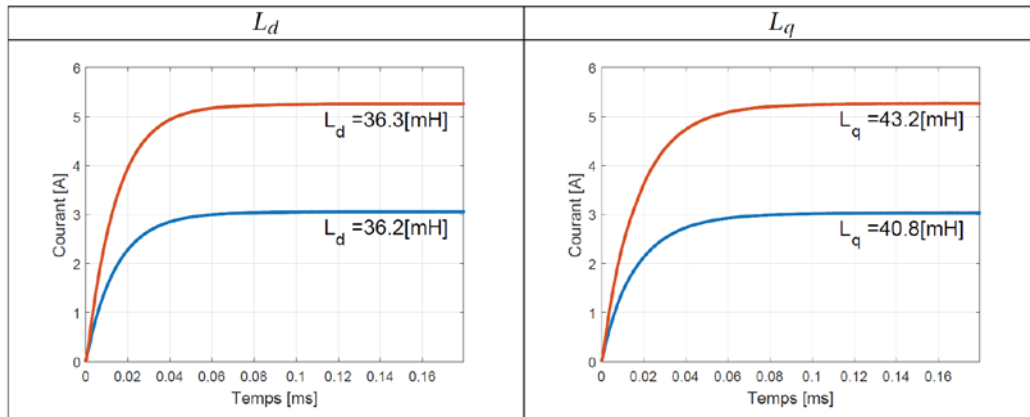


Tableau 4-7 : Inductances du moteur « M » pour différents sauts indicels

	$L_{d_{moy}}$ [mH]	$L_{q_{moy}}$ [mH]
1 ^{ère} méthode	30.2	33.6
2 ^{ème} méthode	36.2	42.0
Fabricant	34.6	34.6
Écart entre 1 et 2	16.6%	20.0%

Tableau 4-8 : Résumé des valeurs d'inductances pour le moteur « M »

4.2.5 Mesures pour un courant de 3 [A]

Comme pour le Memory motor, la mesure intéressante est celle en injectant un courant de 3 [A]. Il est à noter que le courant nominal annoncé du rotor "M" est de 2.8-2.9 [A]. Cependant, les mesures ont été effectuées à 3.0 [A] pour des raisons de comparaisons. En effet, les rotors "W" et "Memory" possèdent un courant nominal annoncé de 3.0 [A].

Tout d'abord, le moteur est mesuré sans défluxage, puis ensuite avec une stratégie de défluxage standard. Les mesures de couple et de rendement sont représentées à la Figure 4.17.

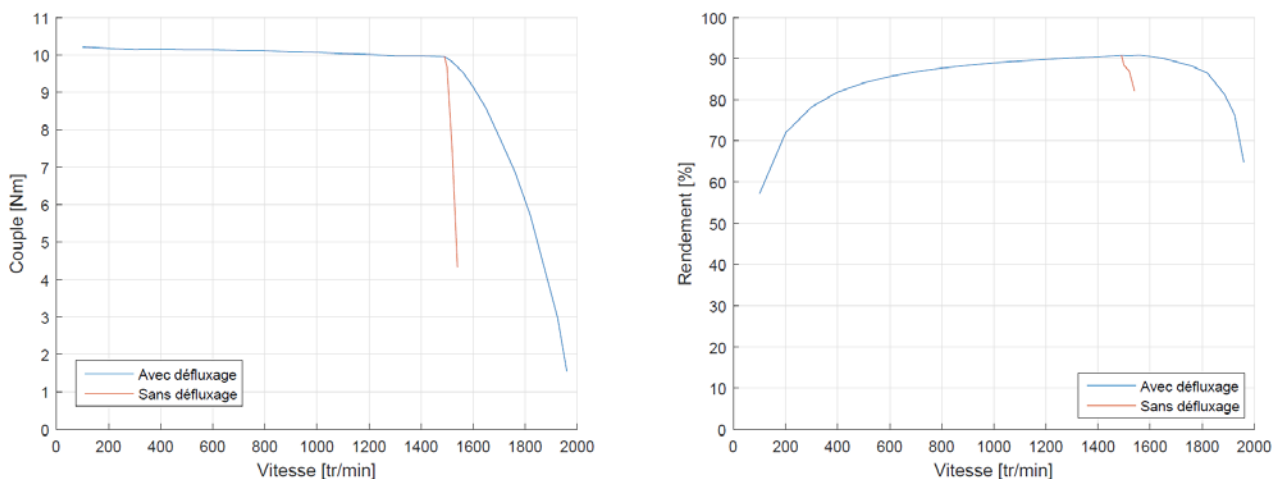


Figure 4.17 : Couple et rendement pour un courant de 3 [A] dans le moteur « M »

Il est visible que le couple n'est pas parfaitement constant sur toute la plage de vitesse allant de l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale. En effet, une légère pente intervient lorsque la vitesse augmente peu à peu. Le

couple relevé à 100 [tr/min] est de 10.2 [Nm]. À la vitesse de 1490 [tr/min], le moteur peut encore fournir 9.95 [Nm]. Par la suite, s'il est désiré de monter plus haut en vitesse, il faut restreindre le couple demandé, et commencé à faire du défluxage. En effet, une partie du courant servant à défluxer le rotor, la totalité du couple n'est plus disponible.

En ce qui concerne le rendement, il augmente progressivement lorsque le moteur monte en vitesse, puis atteint son maximum à la vitesse de 1'490 [tr/min]. À cette vitesse, la valeur atteinte est de $\eta = 90.8\%$. Une fois cette vitesse dépassée, le rendement baisse, car une partie du courant n'est plus utilisée pour faire du couple.

Afin de bien comprendre le comportement du rendement, il est nécessaire de s'intéresser aux puissances mécaniques et électriques ainsi qu'aux pertes engendrées dans le moteur. Ces mesures sont visibles à la Figure 4.18.

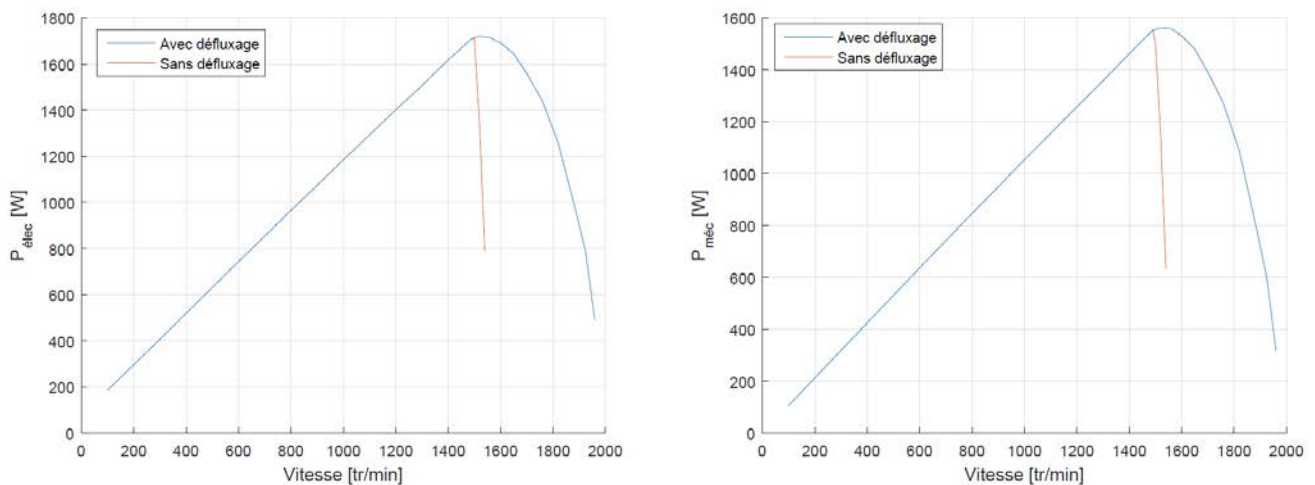


Figure 4.18 : Puissances électrique et mécanique pour un courant de 3 [A] dans le moteur « M »

Il est visible que, lorsque le défluxage commence à intervenir (à environ 1'500 [tr/min]), la puissance diminue. En effet, l'alimentation déphase les courants par rapport aux tensions induites de mouvement. Une partie du courant sert donc à défluxer et ne produit pas de couple et donc pas de puissance utile. L'avantage du défluxage pour les moteurs synchrones standard est de pouvoir atteindre des vitesses plus élevées avec la même électronique. En effet, dès lors que la vitesse nominale est atteinte, dans ce cas, l'électronique fournit 400 [V] avec un courant de 3 [A], l'électronique ne peut plus compenser la tension induite de mouvement produite par le moteur. Dans le cas où il n'y a pas de défluxage, une augmentation de vitesse de 20 [tr/min] provoque une chute importante de la puissance et le moteur n'est plus capable de fournir du couple. Cela vient du fait qu'il faut réduire le courant injecté pour défluxer le moteur lorsque $\gamma = 0^\circ$ et la puissance chute rapidement. Si le défluxage est enclenché, la vitesse peut alors être augmentée avec une perte de couple moindre, mais néanmoins conséquente. Cela autorise tout de même à faire monter le moteur jusqu'aux environs de 1'960 [tr/min] avec un couple de 1.55 [Nm].

Afin de résumer les valeurs obtenues pour un courant de 3 [A], le *Tableau 4-9* illustre les différentes valeurs mesurées à vitesse minimale et vitesse nominale. Un deuxième tableau est dressé avec les valeurs maximales atteintes avec et sans défluxage (*Tableau 4-10*).

	T[Nm]	η [%]	P_{elec} [W]	P_{mec} [W]	Pertes[W]
A 100[tr/min]	10.2	57.2	186.5	106.7	79.8
A 1'490[tr/min]	9.95	90.8	1710	1553	157

Tableau 4-9 : Valeurs à 100 [tr/min] et 1'490 [tr/min] pour le moteur « M »

	Ω [tr/min]	T [Nm]	P_{mec} [W]	P_{elec} [W]
Sans défluxage	1540	4.32	631	790
Avec défluxage	1960	1.55	318	490
	η [%]	Pertes [W]	$\frac{\Omega_{max}}{\Omega_{nom}}$ [%]	$\frac{T}{T_{nom}}$ [%]
Sans défluxage	82.1	159	103.4	43.4
Avec défluxage	64.9	172	131.5	15.6

Tableau 4-10 : Valeurs maximales atteintes avec et sans défluxage du moteur « M »

Ces premières mesures montrent que, pour un moteur synchrone à aimants traditionnel, il n'y a pas d'autres solutions que de faire du défluxage si des vitesses supérieures à la vitesse nominale sont exigées et ceci entraîne des pertes supplémentaires et donc un rendement qui se dégrade. Avec le défluxage, le gain possible sur la vitesse du moteur "M" est de 31.5%, le couple est alors très fortement réduit (84.4%).

4.2.6 Mesures thermiques

Afin d'observer le comportement thermique du moteur « M », un courant de 4 [A] lui a été injecté jusqu'à ce qu'il atteigne sa température d'équilibre. La mesure est présentée en Figure 4.19.

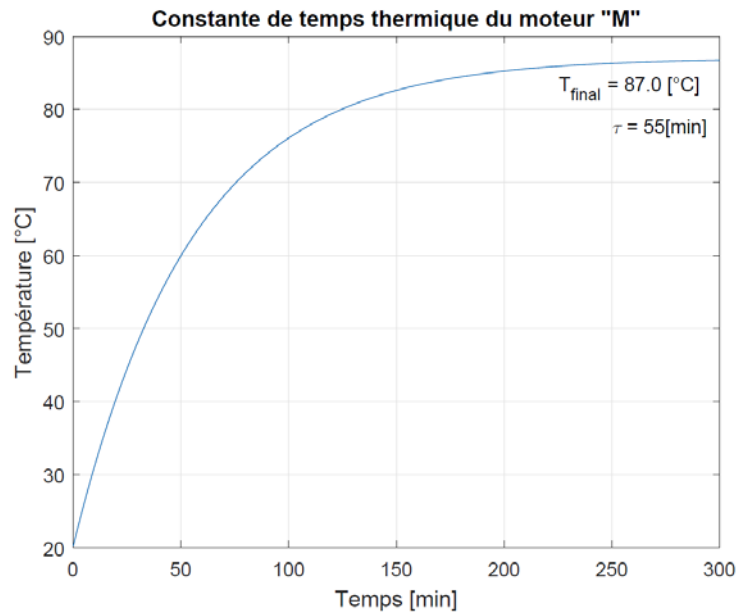


Figure 4.19 : Constante de temps thermique du moteur « M »

Le moteur a atteint la température de 87 [°C] et la constante de temps thermique retirée vaut $\tau_{th} = 55 [min]$. Comme prévu, elle est sensiblement identique à celle du Memory motor. Le courant de 4 [A] n'a pas permis d'aller jusqu'à 90 [°C]. Il est donc possible que le moteur type « M » puisse supporter un peu plus de courant avant d'atteindre cette température. Néanmoins, les valeurs obtenues sont très proches de celles du Memory motor. Ceci est rassurant étant donné que les géométries sont quasiment identiques.

4.2.7 Mesures pour différents courants dans le moteur

Comme pour le Memory motor, il est intéressant d'observer le comportement du moteur pour différentes valeurs de courants injectés. Le courant maximum est fixé à 9 [A] par le fabricant du moteur. Ceci est une précaution afin de ne pas démagnétiser les aimants permanents du rotor. Les mesures de couple et de rendement pour quelques courants sont présentées en Figure 4.20.

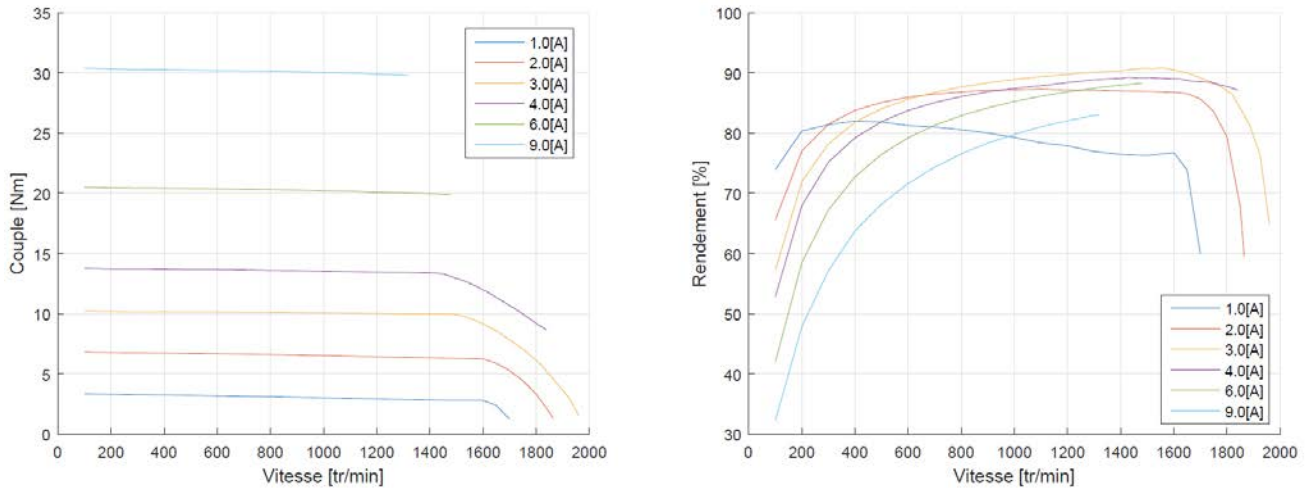


Figure 4.20 : Couple et rendement pour différents courants dans le moteur « M »

Le couple maximum est produit à basse vitesse pour un courant injecté de 9 [A]. La valeur atteinte est alors de 30.4 [Nm] à 100[tr/min]. La vitesse maximale qu'il est possible d'atteindre avec un courant de 9[A] est de 1320 [tr/min] avec un couple de 29.8 [Nm] et un rendement de 83.0 %. Ces valeurs de courant et de couple peuvent entrer en jeu dans le moteur uniquement dans le cadre d'une accélération brusque ou d'une surcharge transitoire courte. Il ne faudrait en aucun cas maintenir ces points de fonctionnement pendant une durée excessive.

Comme pour les mesures précédentes, il est intéressant de regarder les puissances mécanique et électrique qui rentrent en jeu. Ces données sont présentées à la Figure 4.21.

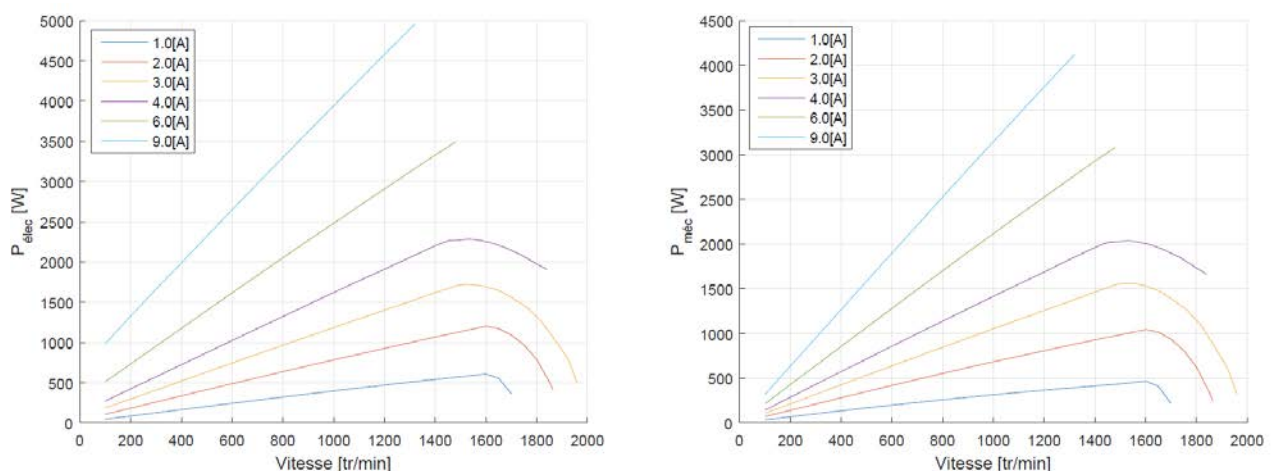


Figure 4.21 : Puissances électrique et mécanique pour différents courants dans le moteur « M »

Les puissances maximales atteintes sont de l'ordre de 4.96 [kW] électrique et 4.12 [kW] mécanique pour un courant de 9 [A]. Il est donc visible que les pertes s'élèvent à environ 800 [W] et qu'il n'est pas

raisonnable de rester à ce point de fonctionnement pendant une durée conséquente (de l'ordre de la minute pendant l'essai). Néanmoins, en cas de besoin, le moteur est capable de supporter une surcharge soudaine ou une accélération importante durant quelques secondes.

Comme dans le cas du Memory motor, il est intéressant d'observer les pertes engendrées dans le moteur pour la vitesse constante de 1'300 [tr/min]. Pour cela le *Tableau 4-11* a été dressé. La valeur des pertes frottements et ventilation est reprise de la courbe du Memory motor (Figure 3.34). En effet, il est possible de supposer que ces pertes sont semblables étant donné les formes de moteur qui sont relativement identiques. La valeur de la résistance durant l'essai est à nouveau considérée de 2.625 [Ω].

		1[A]	2[A]	3[A]	4[A]	6[A]	9[A]
$\Omega = 1300[tr/min]$	T [Nm]	2.86	6.37	9.97	13.4	20.0	29.8
	P_{elec} [W]	505	996	1506	2055	3119	4894
	P_{mec} [W]	389	867	1358	1827	2727	4060
	η [%]	77.0	87.0	90.1	88.9	87.4	83.0
	Pertes totales [W]	116	129	149	228	392	834
	P_{Joule} [W]	8	32	71	127	284	638
	P_{fv} [W]	18	18	18	18	18	18
	P_{fer} [W]	90	80	60	83	91	178

Tableau 4-11 : Puissances et pertes à la vitesse de 1'300 [tr/min] pour différents courants du moteur « M »

À nouveau, les courants élevés ne sont pas des points de fonctionnement conseillés étant donné les pertes Joule qui rentrent en jeu. Il est intéressant de voir que les pertes fer sont relativement semblables à 1'300 [tr/min] sauf pour le courant de 9 [A]. Le rendement pour le courant de 1 [A] est faible, car le moteur travaille quasiment à vide. Le rendement est également faible pour le courant de 9 [A]. Cela vient des pertes Joule et des pertes fer qui sont importantes.

4.2.8 Répartition du rendement et des pertes

En cartographiant le plan couple-vitesse, il est intéressant de voir la répartition du rendement et des pertes du moteur à l'aide du dégradé de couleur. Le courant maximal qui a été injecté est de 4 [A]. La première étape est de regarder l'évolution du rendement comme présenté sur le graphique de la Figure 4.22.

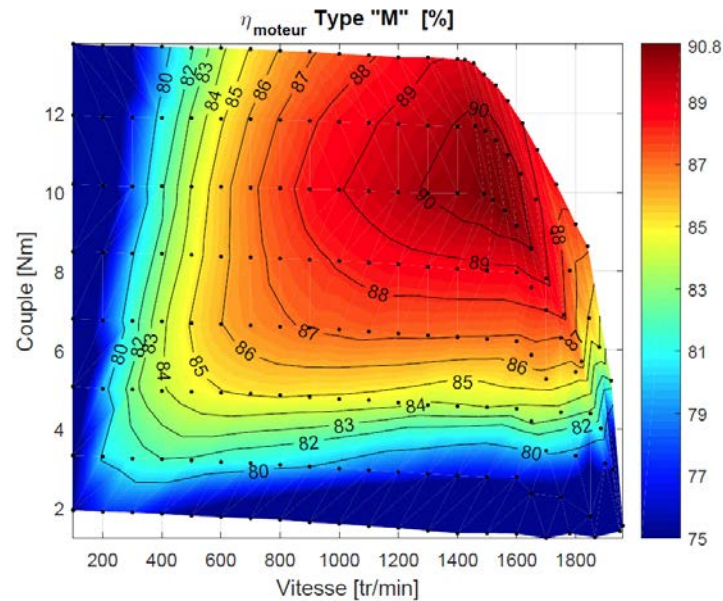


Figure 4.22 : Rendement dans le plan Couple-Vitesse du moteur « M »

Ces résultats montrent que le meilleur rendement est de 90.8 % pour le point de fonctionnement à (1560, 9.54). La zone de rendement au-dessus de 90 % est plutôt étendue et se situe entre 1300 et 1600 [tr/min] pour un couple se trouvant entre 9.5 et 11.7 [Nm].

L'évolution des puissances est présentée en Figure 4.23. Comme le montrent ces courbes, le moteur « M » peut fournir une puissance mécanique de 2 [kW].

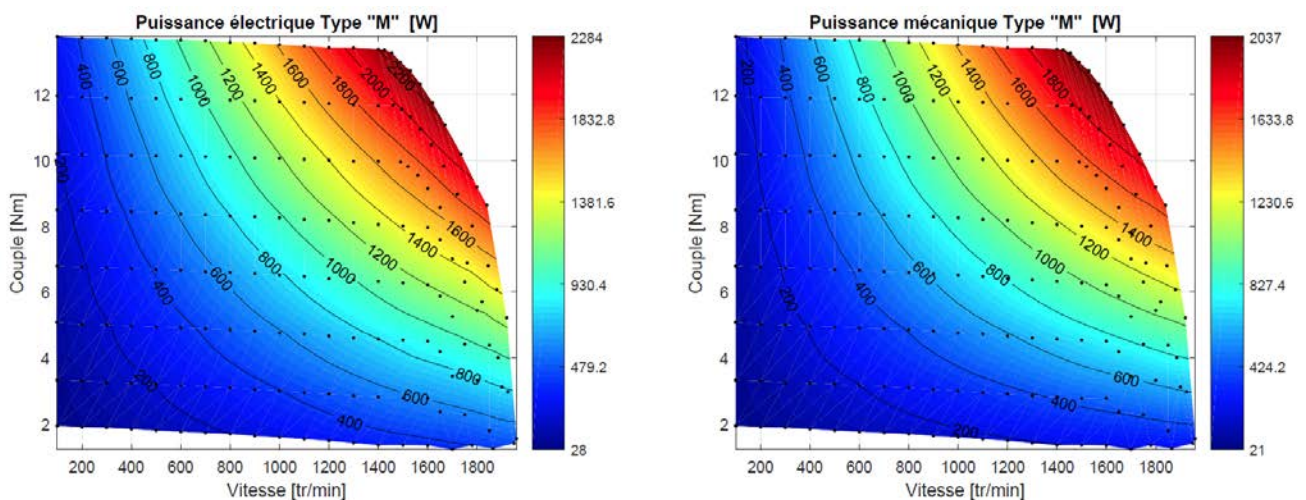


Figure 4.23 : Puissance électrique et mécanique dans le plan Couple-Vitesse du moteur « M »

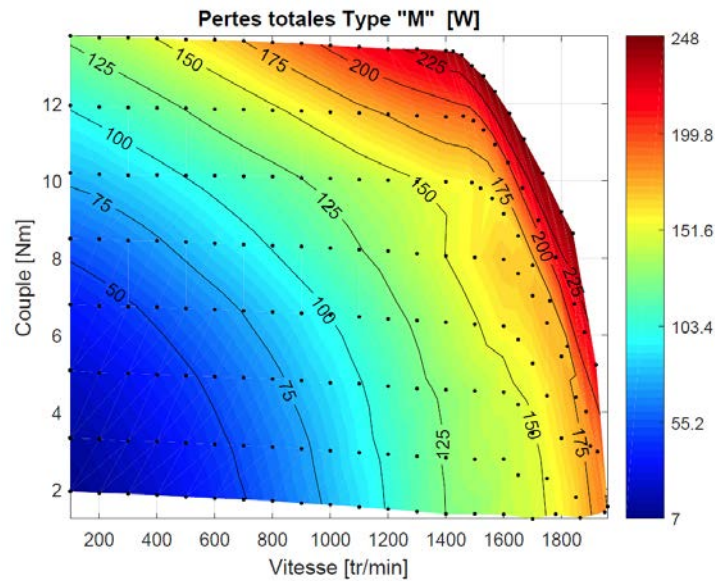


Figure 4.24 : Pertes totales dans le plan Couple-Vitesse pour le moteur « M »

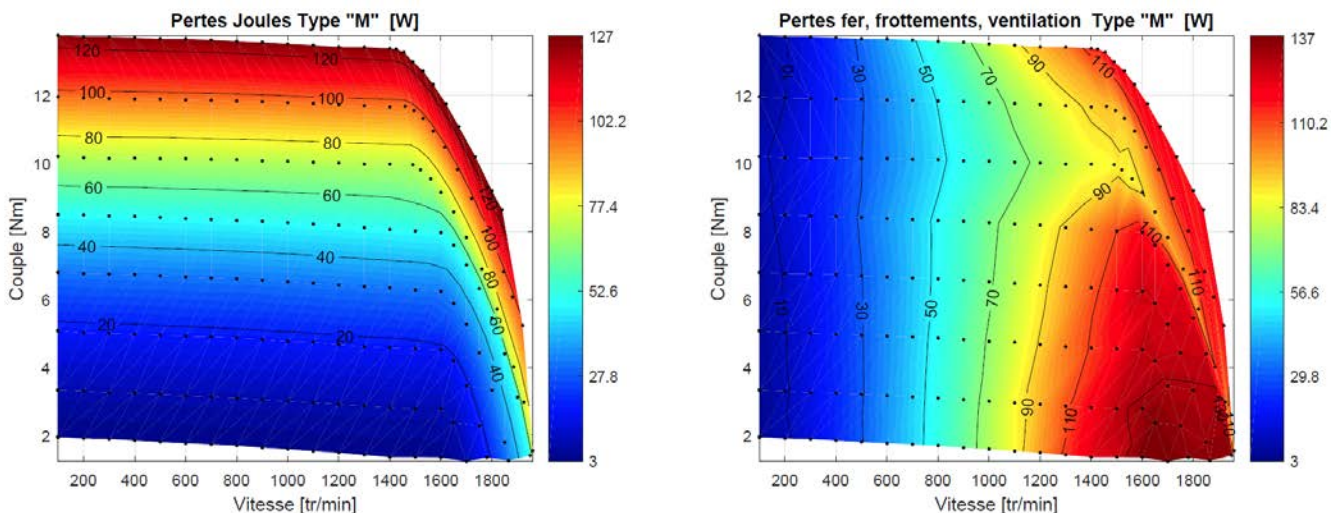


Figure 4.25 : Pertes Joule et fer, frottements et ventilation dans le plan Couple-Vitesse du moteur « M »

Connaissant le rendement, il est intéressant de montrer la cartographie des pertes (Figure 4.24).

Il est clair que les pertes maximum sont engendrées lors du défluxage et lorsque le courant dans le moteur est maximum. En effet, les pertes Joule sont proportionnelles au carré du courant. C'est donc la courbe du haut qui produit le maximum de ces pertes. Les pertes fer, frottements et ventilation augmente avec la vitesse et donc, c'est sur la droite du graphique que se trouvent le plus de ces pertes (248 [W]). Ces deux effets donnent les graphiques de la Figure 4.25.

Ces derniers graphiques montrent que les pertes sont maximales pour le courant de 4 [A] et les pertes fer, frottements et ventilation sont les plus élevées lorsque les vitesses sont élevées.

4.2.9 Classe de rendement

Pour terminer, le moteur « M » est classé à l'aide de la norme CEI 60034-30-2. Comme précédemment, le moteur a été préalablement amené à sa température d'équilibre (87°C pour $I = 4$ [A]). Ensuite, les différentes valeurs ont été relevées lorsque le moteur est alimenté par 400 [V] – 4 [A]. Ces valeurs sont présentées ci-dessous.

$$P_{méc} = 2010[W] \quad \Omega_{nom} = 1490[tr/min] \quad T_{nom} = 12.89[Nm] \quad \eta_{nom} = 89.42[\%]$$

Il faut alors se placer à une vitesse de 90% de la vitesse nominale et relever le rendement. Les valeurs obtenues sont présentées ci-dessous.

$$P_{méc90\%} = 1809[W] \quad \Omega_{90\%} = 1341[tr/min] \quad T_{nom} = 12.89[Nm] \quad \eta_{90\%} = 88.75[\%]$$

Le rendement à considérer pour une puissance de 2.01 [kW] est donc de 88.75%. La même opération a été réalisée pour un courant de 3 [A] et 3.5 [A]. Les valeurs relevées sont résumées dans le *Tableau 4-12*.

	3[A]	3.5[A]	4[A]
$P_{méc_{nom}}$ [W]	1540	1777	2040
Ω_{nom} [tr/min]	1530	1510	1490
T_{nom} [Nm]	9.61	11.24	13.09
η_{nom} [%]	89.98	89.82	90.81
$P_{méc_{90\%}}$ [W]	1386	1599	1836
$\Omega_{90\%}$ [tr/min]	1377	1359	1341
$\eta_{90\%}$ [%]	89.47	89.24	88.75
η_{IE4} [%]	86.76	87.21	87.56
η_{IE5} [%]	89.22	89.66	90.01
Classe assignée	IE5	IE4	IE4

Tableau 4-12 : Valeurs obtenues pour le classement du moteur « M » à différents courants

Afin d'illustrer les valeurs obtenues pour les trois courants, la Figure 4.26 présente les rendements sur les courbes de classement IE. Comme dans le cas du Memory motor, le moteur "M" est **IE5** lorsqu'il consomme 3 [A], mais repasse en catégorie IE4 dès lors que la puissance mécanique augmente.

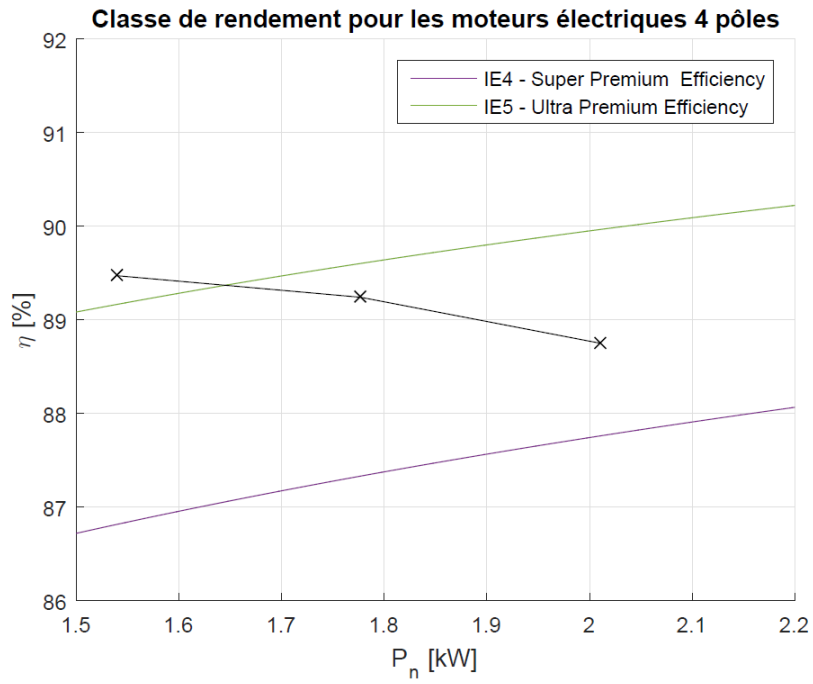


Figure 4.26 : Classe IE mesurée du moteur « M »

4.3 Moteur synchrone type « W »

Le deuxième rotor synchrone standard est le type « W » (Figure 4.27). Celui-ci possède les aimants encastrés dans son rotor. Le même principe que pour le moteur de type « M » a été utilisé pour le mesurer. Les mesures présentées vont donc suivre la même ligne de conduite que pour le chapitre précédent.

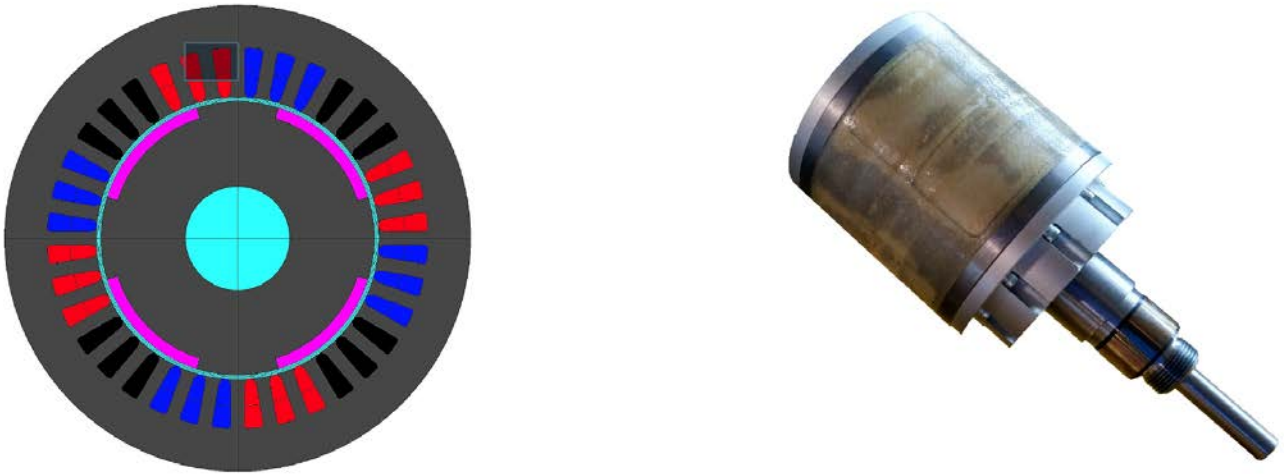


Figure 4.27 : Modèle de simulation et photo du rotor « W »

Le schéma de principe est tout de même présenté en Figure 4.28.

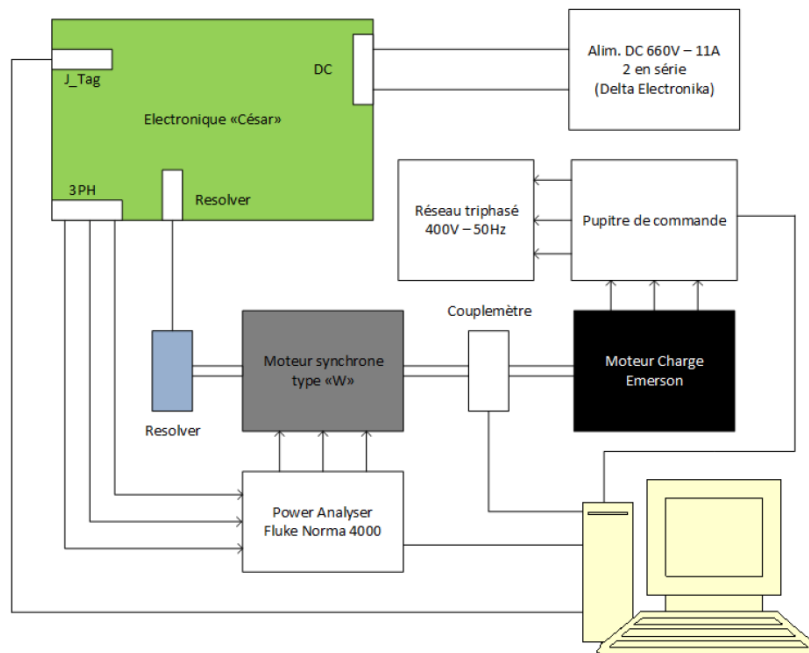


Figure 4.28 : Schéma de principe pour le moteur synchrone type « W »

Pour les tests, tous les composants sont identiques à ceux du moteur type « M ». Le rotor a simplement été remplacé par le « W » dans le même stator. Les appareils de mesure sont donc parfaitement semblables.

4.3.1 Résistances entre phases

Le stator étant le même et la température de mesure identique, les résistances sont équivalentes à celle du moteur « M ». Les valeurs sont rappelées dans le *Tableau 4-13*.

	Mesures à 21[°C]	Mesures rapportées à 20[°C]
$R_{12}[\Omega]$	5.00	4.98
$R_{23}[\Omega]$	5.00	4.98
$R_{31}[\Omega]$	5.00	4.98
$R_{moy}[\Omega]$	5.00	4.98
$R_{enroulement}[\Omega]$	2.50	2.49

Tableau 4-13 : Résistances du stator pour le moteur « W »

4.3.2 Tension induite de mouvement

Tout d'abord, la tension induite de mouvement composée à 1'500 [tr/min] relevée à l'aide de l'oscilloscope est présentée à la Figure 4.29.

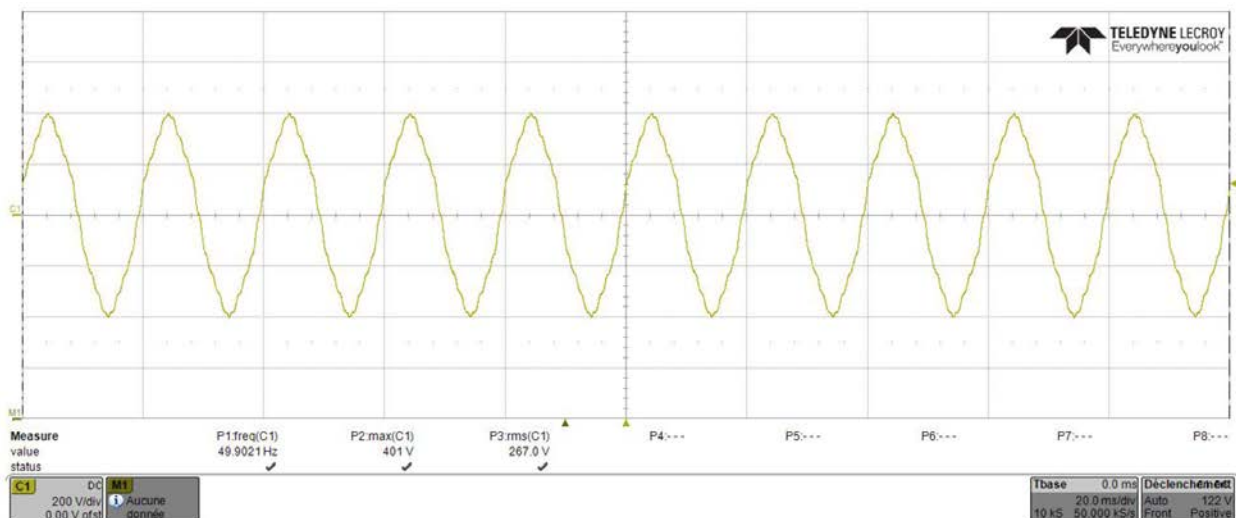


Figure 4.29 : Tension induite de mouvement composée à 1'500 [tr/min] du moteur « W »

Il est visible que la tension est beaucoup moins sinusoïdale que pour le moteur « M ». La transformée de Fourier du signal est effectuée à la Figure 4.30. Cette figure confirme le fait que la tension induite du moteur « W » possède des harmoniques plus importantes que pour le moteur « M ». En effet, l'harmonique de rang 5 s'élève à 4.9% de la fondamentale. En ce qui concerne le rang 13, 17 et 19, ils apparaissent sur la figure avec des amplitudes moindres, mais supérieures à 1%.

Comme auparavant, il est possible de calculer le taux de distorsion harmonique (THD) de ce signal. Cela a été effectué jusqu'à l'harmonique de rang 1'500 à l'aide de l'équation 3-2. Les valeurs obtenues pour le signal de tension induite de mouvement composée à 1'500 [tr/min] sont résumées dans le *Tableau 4-14*.

$^1U_{imcomp} [V]$	$U_{imcomp} [V_{RMS}]$	$THD_{tot} [\%]$
376.8	267.0	5.59

Tableau 4-14 : Valeurs RMS et fondamentale de la tension induite de mouvement du moteur « W »

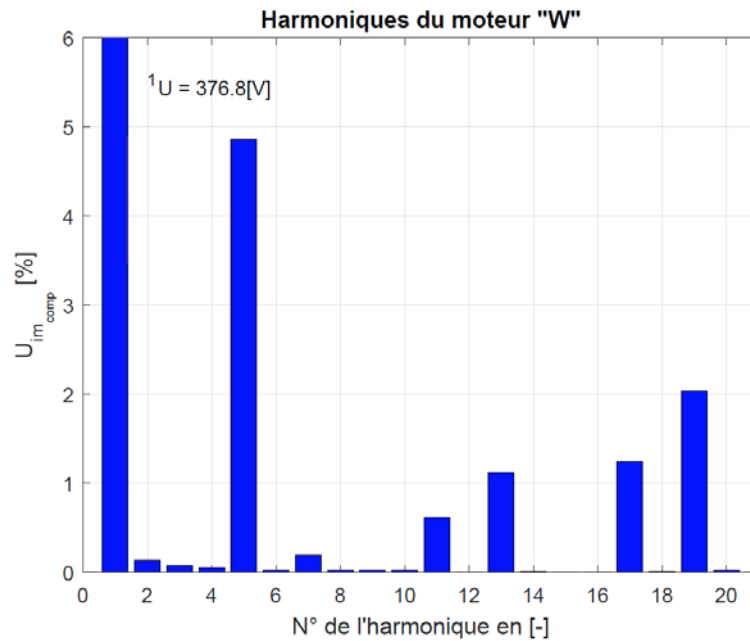


Figure 4.30 : Transformée de Fourier de la tension induite du moteur « W »

Cette fois, le signal comporte 5.59% d'harmoniques. C'est donc une valeur plus élevée que les deux autres moteurs synchrones. La tension induite de mouvement composée du moteur « W » est celle qui s'éloigne le plus d'un sinus parfait.

4.3.3 Constantes du moteur

La tension induite de mouvement composée a été relevée pour les vitesses allant de 100 à 2'000 [tr/min]. Les valeurs obtenues de la tension induite de mouvement simple efficace sont présentées à l'aide des graphiques de la Figure 4.31.

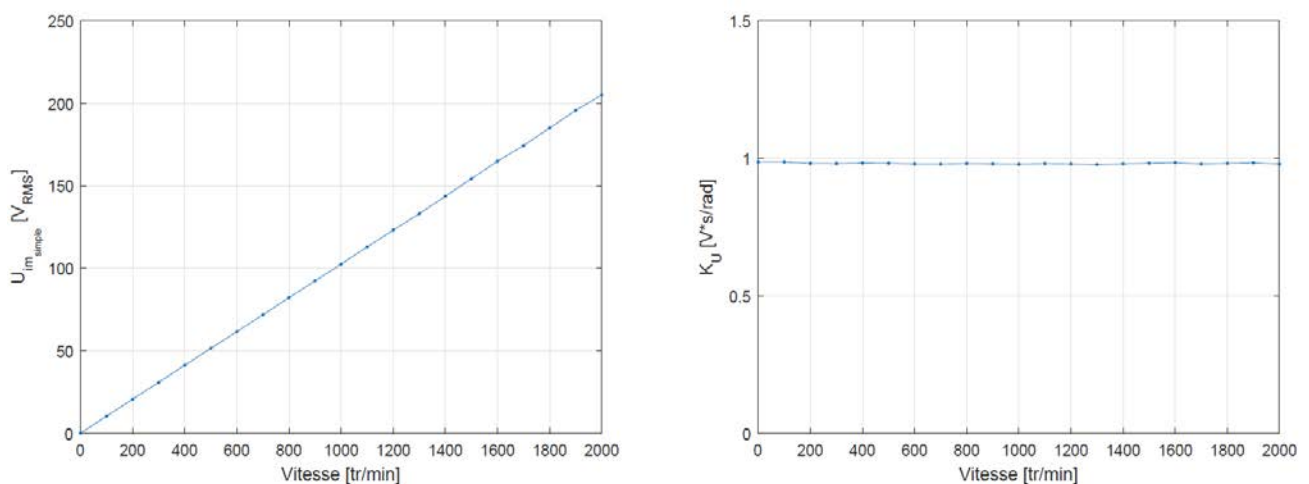


Figure 4.31 : Tension simple efficace et K_u en fonction de la vitesse pour le moteur « W »

En effectuant une régression linéaire passant par le point 0, la valeur de la pente sur le graphique de gauche prend une valeur de $K_u = 0.981$ [Vs/rad]. En réalisant la moyenne de tous les points du graphique de droite, la valeur est de $K_u = 0.981$ [Vs/rad]. Les valeurs étant identiques, cette valeur est conservée et considérée comme la valeur de référence du moteur « W ».

Ensuite, la constante de couple a été mesurée à l'arrêt, puis à très basse vitesse. Le graphique de la Figure 4.32 illustre les valeurs obtenues.

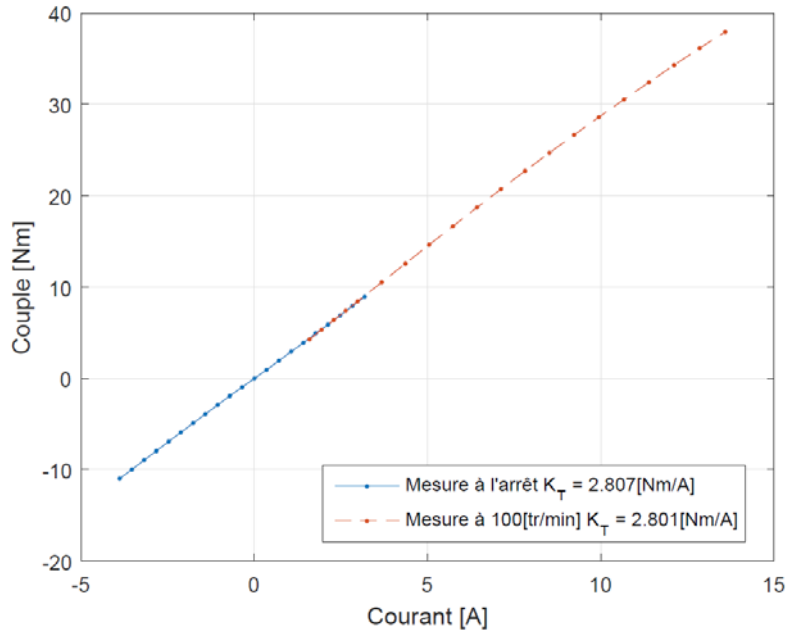


Figure 4.32 : Couple et K_T en fonction du courant pour le moteur « W »

Ensuite la régression linéaire utilisant les valeurs de courant allant de jusqu'à ± 4 [A] et passant par le point zéro est exécutée sur les deux courbes. Les valeurs présentées dans la légende du graphique sont moyennées pour obtenir la valeur de la constante de couple de $K_T = 2.804$ [Nm/A]. Afin de vérifier les deux valeurs obtenues, les deux constantes sont comparées entre elles à l'équation 4-4.

$$K_T = 3 \cdot K_u = 3 \cdot 0.981 = 2.943 \quad \left[\frac{\text{Nm}}{\text{A}} \right] \quad 4-4$$

Les valeurs ne correspondent pas parfaitement, mais sont tout à fait proches. Le *Tableau 4-15* permet de résumer les valeurs des constantes obtenues avec l'erreur engendrée par la saturation.

K_u [$\frac{\text{Vs}}{\text{rad}}$]	$3 \cdot K_u$ [$\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$]	K_T [$\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$]	Erreur [%]
0.981	2.943	2.804	4.96

Tableau 4-15 : Résumé des constantes du moteur « W »

Compte tenu de sa géométrie, ce moteur présente un couple dû à la réluctance du rotor, qui n'est pas proportionnelle au courant mais au carré du courant (sans saturation).

Afin de conclure les mesures de constante du moteur « W », la valeur de la constante du moteur K_m est détaillée dans l'équation 4-5.

$$K_m = \frac{K_T}{\sqrt{3R_s}} = \frac{2.804}{\sqrt{3 \cdot 2.49}} = 1.03 \quad \left[\frac{\text{Nm}}{\sqrt{\text{W}}} \right] \quad 4-5$$

4.3.4 Mesures des inductances L_d et L_q

Comme pour le Memory motor, le moteur « W » a la particularité d'avoir des valeurs d'inductances différentes en fonction de la position du rotor. Les données du fabricant (annexe 8.5) fournissent les valeurs de $L_d = 38.6$ [mH] et $L_q = 68.0$ [mH]. Les deux méthodes vont permettre de voir si les mesures correspondent.

Les valeurs obtenues à l'aide de la 1^{ère} méthode de mesure sont illustrées à la Figure 4.33.

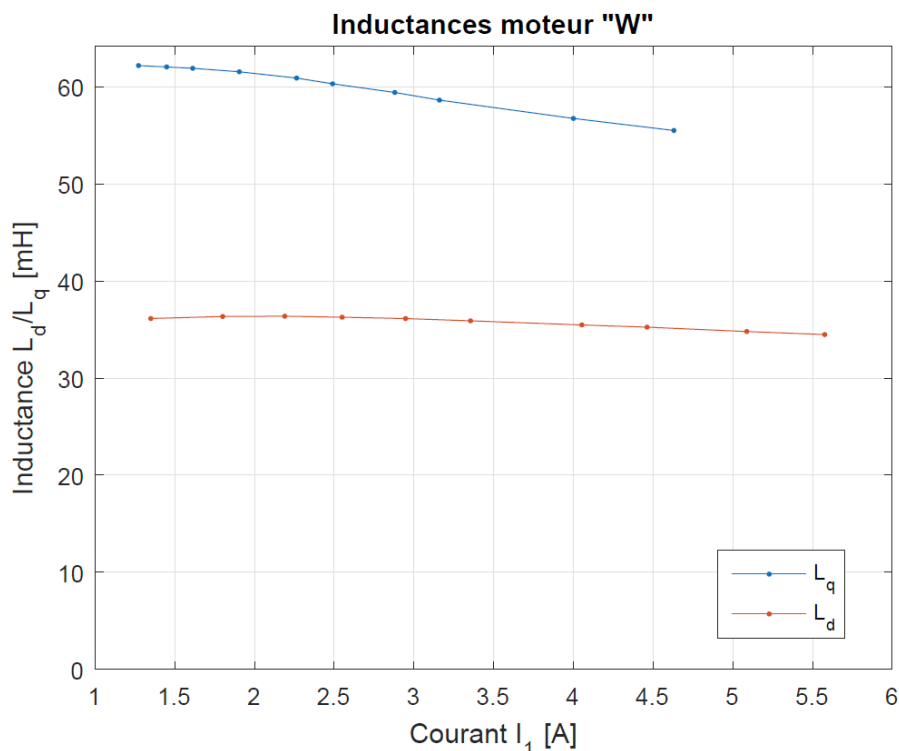


Figure 4.33 : Mesures des inductances du moteur « W » à l'aide de la 1^{ère} méthode

Ces résultats montrent bien qu'il y a une différence selon la position du rotor. En revanche, les valeurs pour l'inductance L_q ne correspondent pas vraiment aux données du fabricant. Pour un courant de 3 [A], $L_d = 36.1$ [mH] et $L_q = 59.1$ [mH]. Une comparaison sera effectuée par la suite. Néanmoins, la tendance selon laquelle L_q est plus grande que L_d est confirmée avec cette mesure.

La méthode du saut indiciel permet d'obtenir les résultats du *Tableau 4-16*. Les résultats obtenus sont bien supérieurs à ceux de la 1^{ère} méthode. Cela vient donc confirmer que la mesure des inductances est un problème bien complexe et qu'il est difficile d'obtenir des valeurs précises. Le *Tableau 4-17* présente la valeur moyenne obtenue pour chaque méthode.

Les résultats montrent qu'entre les deux méthodes, les valeurs obtenues possèdent plus de 20% d'écart. Les valeurs données par le fabricant se situent entre les valeurs mesurées. Il est donc seulement possible d'estimer les inductances, mais il est impossible de fournir une valeur précise avec ces deux essais. Néanmoins, selon les références bibliographiques, il est difficile d'obtenir une précision beaucoup plus grande.

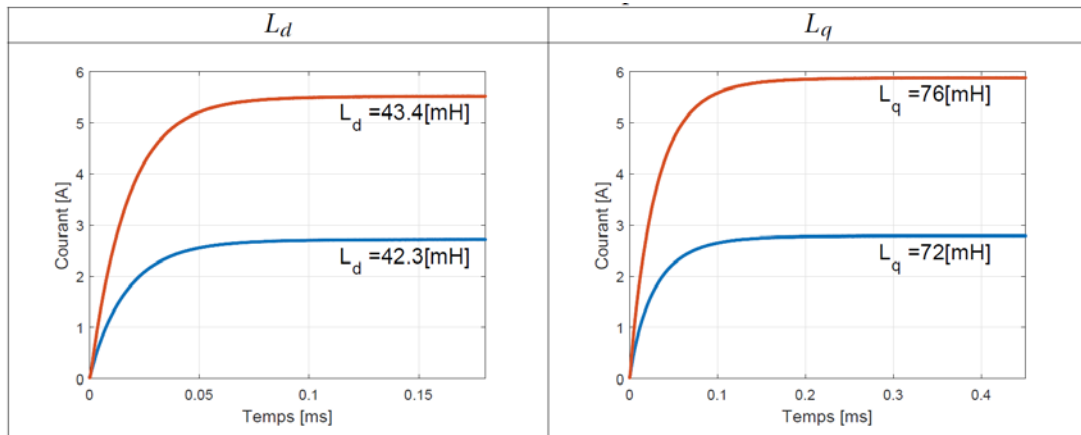


Tableau 4-16 : Inductances du moteur « W » pour différents sauts indiciels

	$L_{d_{moy}}$ [mH]	$L_{q_{moy}}$ [mH]
1 ^{ère} méthode	35.7	59.9
2 ^{ème} méthode	42.9	74.0
Fabricant	38.6	68.0
Écart entre 1 et 2	20.1%	23.5%

Tableau 4-17 : Résumé des valeurs d'inductances pour le moteur « W »

4.3.5 Mesures pour un courant de 3 [A]

Le moteur « W » possède, selon le fabricant, un courant nominal de 3.0 [A]. Il est donc tout à fait adapté aux mesures qui vont suivre et il évoluera dans des conditions qui sont celles préconisées. Les mesures de couple et de rendement avec et sans défluxage sont montrées à la Figure 4.34.

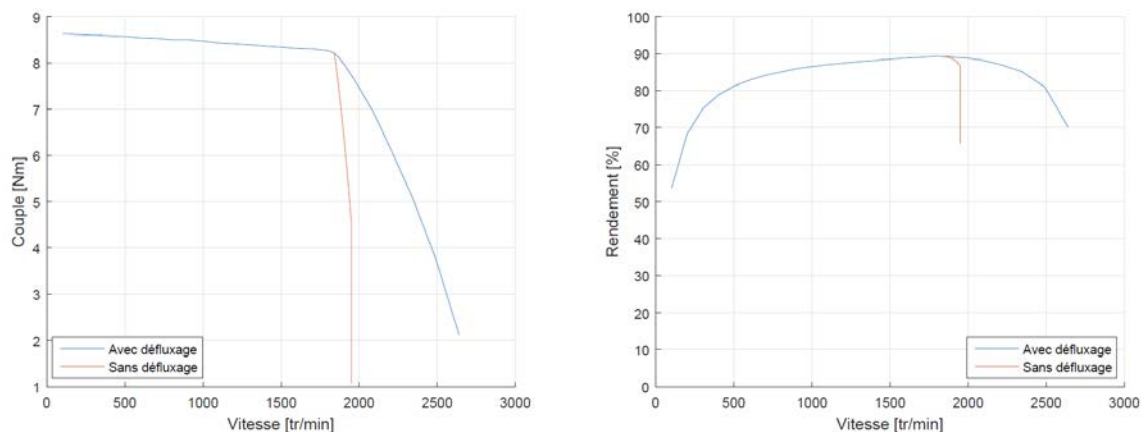


Figure 4.34 : Couple et rendement pour un courant de 3[A] dans le moteur « W »

Comme pour le rotor « M », le couple n'est pas constant sur toute la plage de vitesse allant de l'arrêt à la vitesse nominale. En effet, le couple relevé à 100 [tr/min] est de 8.63 [Nm]. À la vitesse nominale de 1800[tr/min], atteinte avec les 3 [A] à 400 [V], le moteur ne peut fournir plus que 8.26 [Nm]. Là encore, deux possibilités sont offertes. Il faut, soit restreindre le couple demandé en limitant les pertes, soit il faut défluxer, augmenter les pertes, mais atteindre des vitesses plus élevées. La vitesse maximale atteinte pour le rotor "W" est de 2640 [tr/min] avec un couple de 2.12 [Nm]. Il y a donc un gain non négligeable sur la vitesse.

En ce qui concerne le rendement, la valeur maximum de $\eta = 89.3\%$ est atteinte pour la vitesse de 1800 [tr/min]. Une fois cette vitesse dépassée, l'utilisation du défluxage augmente les pertes et donc, diminue le rendement. Les puissances mécaniques et électriques permettent de comprendre l'évolution du rendement lors de la montée en vitesse du moteur. Ces mesures sont visibles à la Figure 4.35.

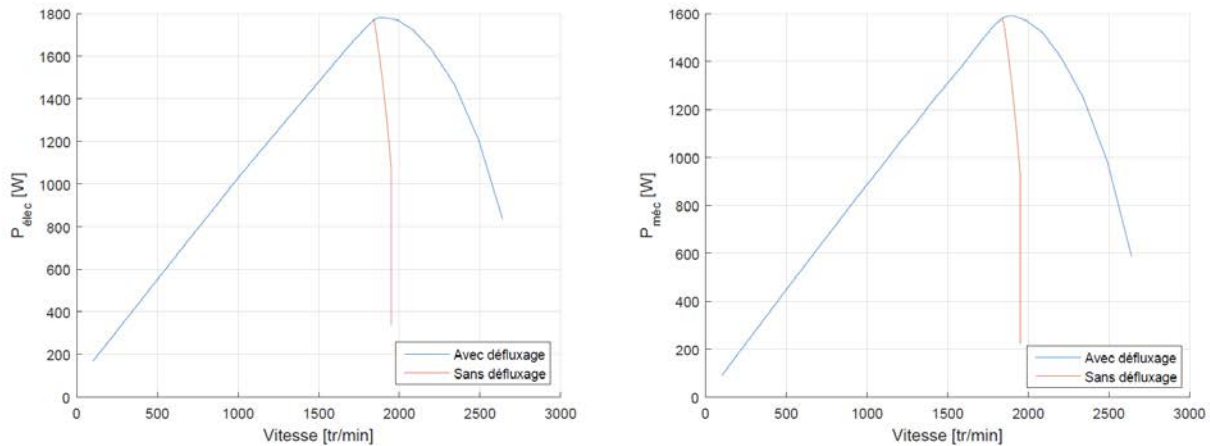


Figure 4.35 : Puissances électriques et mécaniques pour un courant de 3 [A] dans le moteur « W »

Comme pour le moteur « M », le moteur atteint sa puissance mécanique nominale d'environ 1'580 [W]. Le comportement du moteur à courant nominal est résumé dans les *Tableau 4-18* et *Tableau 4-19*. Ils illustrent les différentes valeurs mesurées à vitesse minimale et vitesse nominale et les valeurs maximales atteintes avec et sans défluxage.

	T[Nm]	η [%]	$P_{élec}$ [W]	$P_{méc}$ [W]	Pertes [W]
A 100[tr/min]	8.63	53.6	169.0	90.3	78.7
A 1'800[tr/min]	8.26	89.3	1740	1560	180.0

Tableau 4-18 : Valeurs à 100 [tr/min] et à 1'800 [tr/min] pour le moteur « W »

	Ω [tr/min]	T [Nm]	$P_{méc}$ [W]	$P_{élec}$ [W]
Sans défluxage	1949	1.08	220.4	336.1
Avec défluxage	2640	2.12	586.0	835.0
	η [%]	Pertes [W]	$\frac{\Omega_{max}}{\Omega_{nom}}$ [%]	$\frac{T}{T_{nom}}$ [%]
Sans défluxage	65.6	115.8	108.3	13.1
Avec défluxage	70.1	249.0	146.7	25.7

Tableau 4-19 : Valeurs maximum atteintes avec et sans défluxage du moteur « W »

Les résultats montrent que le gain en vitesse à l'aide du défluxage pour le moteur « W » est de 46.7%, mais pour cela, il faut accepter de réduire le couple nominal de 74.3%.

4.3.6 Mesures thermiques

Afin d'observer le comportement thermique du moteur « W », un courant de 4 [A] lui a été injecté jusqu'à ce qu'il atteigne sa température d'équilibre (90°C). La mesure est présentée en Figure 4.36.

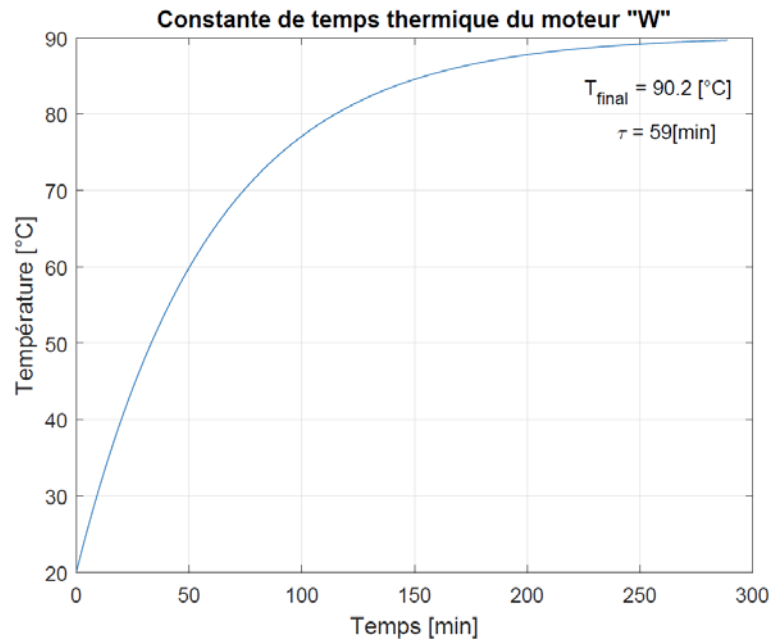


Figure 4.36 : Constante de temps thermique du moteur « W »

Le moteur a atteint la température de 90.2°C et la constante de temps thermique mesurée vaut environ $\tau_{\text{th}} = 59 \text{ [min]}$.

Avec un courant de 4 [A], le moteur type « W » a donc atteint à peu près la même température que le Memory motor (90°C). Les trois moteurs possédant la même géométrie, il est évident que les valeurs obtenues soient proches.

4.3.7 Mesures pour différents courants dans le moteur

Le courant maximum admissible du moteur "W" selon le fabricant étant de 13[A], il a été possible de faire les essais jusqu'à cette valeur. Les mesures de couple et de rendement pour tous les courants sont présentées en Figure 4.37.

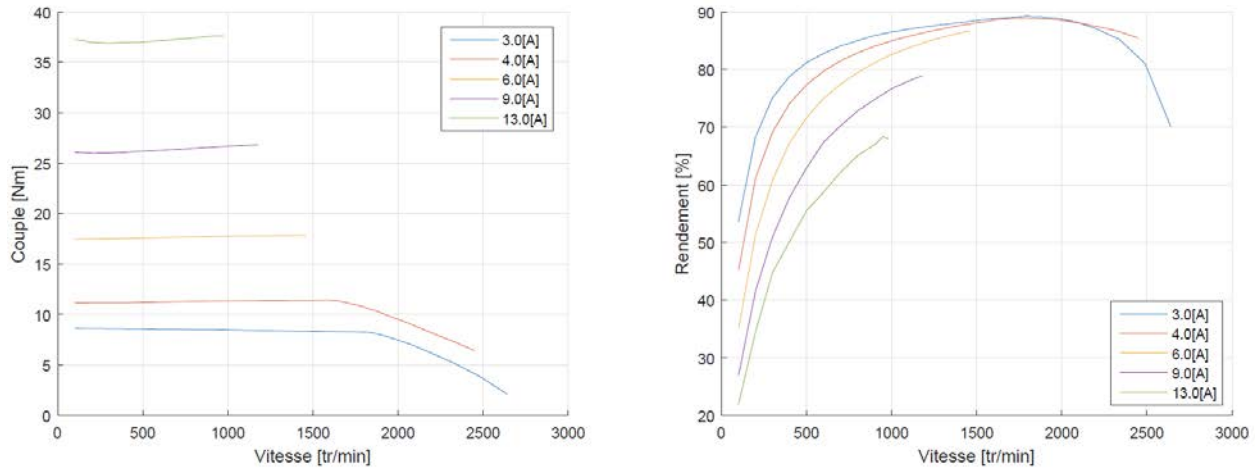


Figure 4.37 : Couple et rendement pour différents courants dans le moteur « W »

Les mesures ont permis de montrer que le moteur pouvait dépasser ses valeurs nominales. Le couple maximum qui a été atteint est de 37.6 [Nm]. Quant à la vitesse, son maximum, pour un courant de 13.0 [A], est de 980 [tr/min]. Le rendement de ce dernier point de fonctionnement se situe à 68%. Le moteur supporte donc très bien des accélérations brusques ou des surcharges transitoires qui augmenteraient rapidement le courant traversant les enroulements statoriques. Encore une fois, il ne faudrait pas garder de tels courants pendant des durées excessives sous peine d'endommager le moteur.

Il est intéressant de regarder les puissances qui entrent en jeu lors des points de fonctionnements. Les résultats sont ceux de la Figure 4.38.

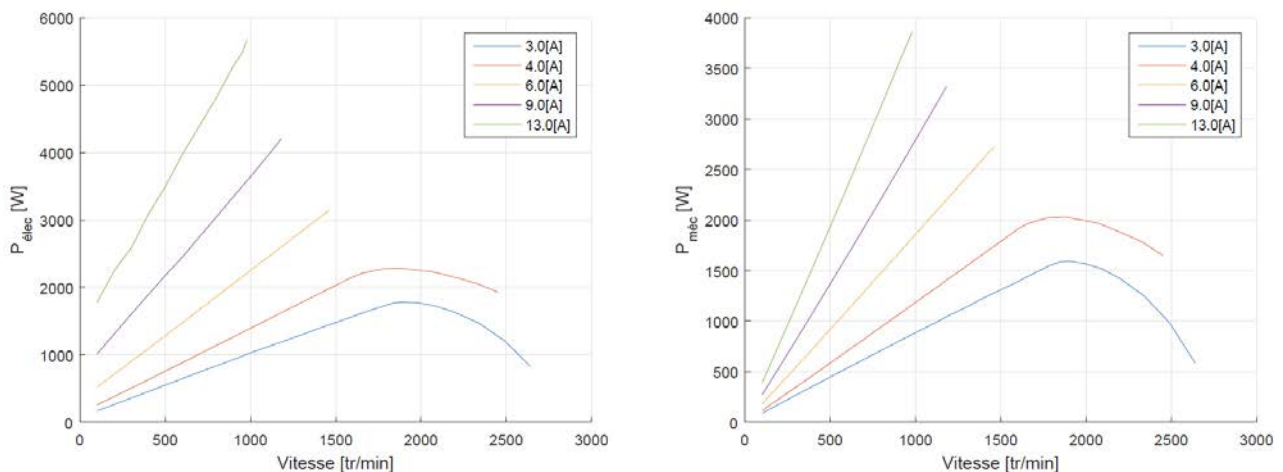


Figure 4.38 : Puissances électrique et mécanique pour différents courants dans le moteur « W »

Les puissances maximales atteintes sont de l'ordre de 5.68 [kW] électrique et 3.86 [kW] mécanique pour un courant de 13 [A]. Il est donc visible que les pertes s'élèvent à environ 1.82 [kW] et qu'il n'est pas raisonnable de rester à ce point de fonctionnement pendant une durée conséquente.

Les différentes valeurs sont comparées pour la vitesse constante de 980 [tr/min] dans le *Tableau 4-20*. La résistance considérée est de 2.625 [Ω]. Les pertes frottements et ventilation sont estimées à l'aide de la Figure 3.34.

		3[A]	4[A]	6[A]	9[A]	13[A]
$\Omega = 980$ [tr/min]	T [Nm]	8.48	11.3	17.8	26.7	37.6
	P_{elec} [W]	1011	1370	2213	3584	5678
	P_{mec} [W]	870	1162	1823	2735	3860
	η [%]	86.1	84.8	82.4	76.3	68.0
	Pertes totales [W]	141	208	390	849	1818
	P_{Joule} [W]	71	127	284	638	1331
	P_{fv} [W]	13	13	13	13	13
	P_{fer} [W]	57	68	94	198	474

Tableau 4-20 : Valeurs obtenues à la vitesse de 980 [tr/min] pour différents courants du moteur « W »

Ce tableau démontre qu'il ne faut pas utiliser trop longtemps les courants élevés, pour des raisons thermiques, et aussi car le rendement est relativement faible. De plus, les pertes Joule et les pertes fer deviennent importantes avec le courant. Il y a donc quasiment un tiers de la puissance qui est perdue dans le moteur.

Dans l'ensemble, il semble tout de même que le moteur supporte correctement de brèves périodes de fonctionnement avec les courants élevés.

4.3.8 Répartition du rendement et des pertes

Les différentes répartitions du rendement et des pertes ont pu être tracées comme pour le moteur « M ». La Figure 4.39 présente l'évolution du rendement dans le plan couple-vitesse. Le courant maximum était de 4 [A].

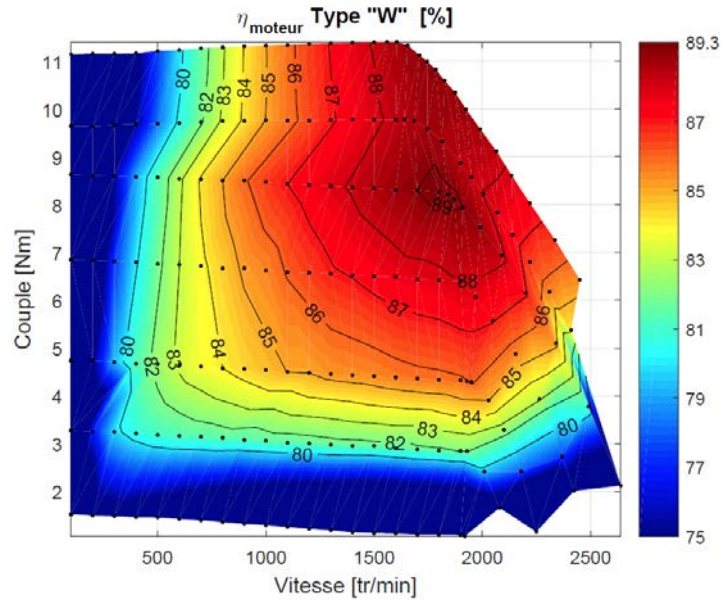


Figure 4.39 : Rendement dans le plan Couple-Vitesse

Le moteur possède un rendement optimal lorsqu'il se trouve proche de sa zone d'utilisation nominale (8 [Nm] à 1'800 [tr/min]). En l'occurrence, le rendement le plus élevé (89.3%) est atteint pour le point de fonctionnement (1'800, 8.26).

L'évolution des puissances est présentée à la Figure 4.40. Comme le montrent ces courbes, le moteur « W » peut fournir environ 2 [kW] mécanique.

À l'aide des puissances mesurées, la cartographie des pertes totales a pu être établie (Figure 4.41).

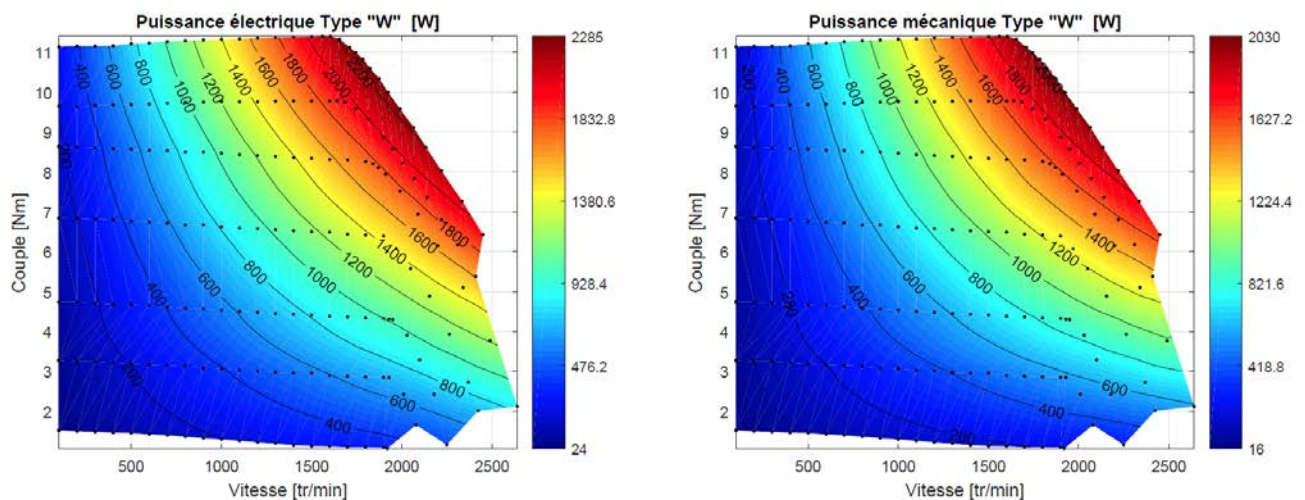


Figure 4.40 : Puissances électrique et mécanique dans le plan Couple-Vitesse du moteur « W »

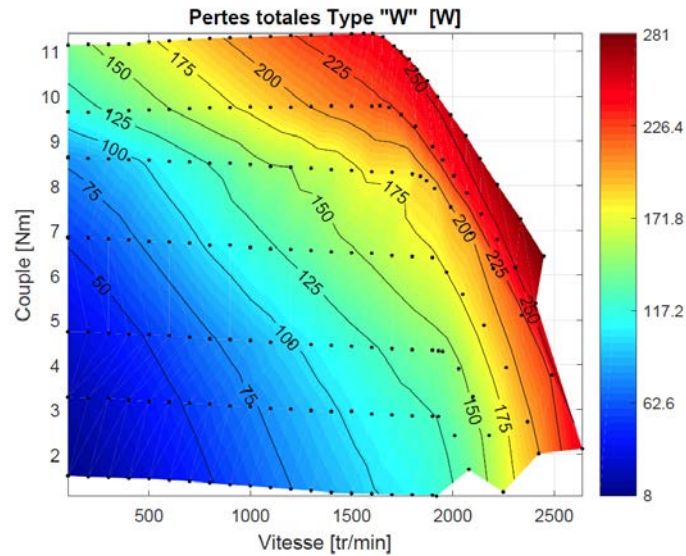


Figure 4.41 : Pertes totales dans le plan Couple-Vitesse pour le moteur « W »

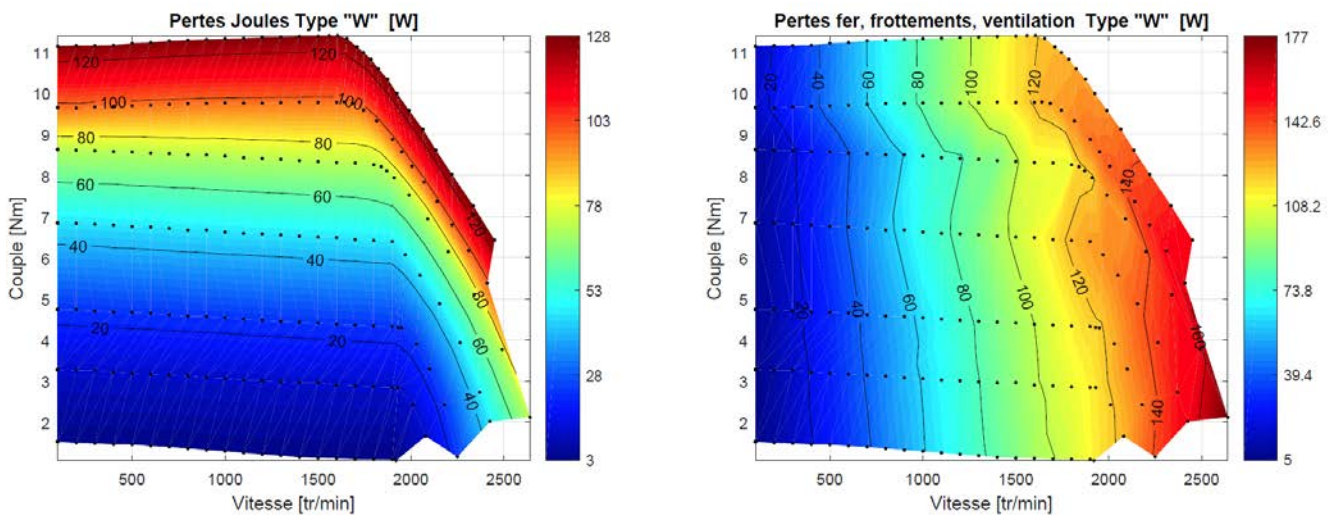


Figure 4.42 : Pertes Joule et fer, frottements et ventilation dans le plan Couple-Vitesse du moteur « W »

Comme pour le moteur « M », les pertes maximales se trouvent lorsqu'il y a défluxage pour le courant maximal. Pour mieux comprendre le comportement des pertes, elles sont séparées en pertes Joule et en pertes fer, frottements et ventilation (Figure 4.42).

Encore une fois, les pertes Joule sont maximums pour le courant le plus élevé. Quant aux autres pertes, elles interviennent d'autant plus que la vitesse est élevée.

4.3.9 Classe de rendement

Pour terminer, le moteur « W » est classé à l'aide de la norme CEI 60034-30-2. Comme précédemment, le moteur a été préalablement amené à sa température d'équilibre (90°C pour I=4 [A]). Ensuite, les différentes valeurs ont été relevées lorsque le moteur est alimenté par 400 [V] – 4 [A]. Ces valeurs sont présentées ci-dessous.

$$P_{méc} = 1900[W] \quad \Omega_{nom} = 1610[tr / min] \quad T_{nom} = 11.25[Nm] \quad \eta_{nom} = 89.372[\%]$$

Il faut alors se placer à une vitesse de 90% de la vitesse nominale et relever le rendement. Les valeurs obtenues sont représentées ci-dessous.

$$P_{méc90\%} = 1710[W] \quad \Omega_{90\%} = 1459[tr / min] \quad T_{nom} = 11.25[Nm] \quad \eta_{90\%} = 88.65[\%]$$

Le rendement à considérer pour une puissance de 1.9 [kW] est donc de 88.65%. La même opération a été réalisée pour un courant de 3 [A] et 3.5 [A]. Les valeurs relevées sont résumées dans le *Tableau 4-21*.

	3[A]	3.5[A]	4[A]
$P_{méc_{nom}}$ [W]	1518	1720	1900
Ω_{nom} [tr/min]	1745	1680	1610
T_{nom} [Nm]	8.31	9.78	11.25
η_{nom} [%]	90.81	90.18	89.37
$P_{méc_{90\%}}$ [W]	1366	1548	1710
$\Omega_{90\%}$ [tr/min]	1570	1512	1459
$\eta_{90\%}$ [%]	90.19	89.56	88.65
η_{IE4} [%]	86.76	87.21	87.56
η_{IE5} [%]	89.12	89.50	89.80
Classe assignée	IE5	IE5	IE4

Tableau 4-21 : Valeurs obtenues pour le classement du moteur « W » à différents courants

Afin d'illustrer les valeurs obtenues pour les trois courants, la Figure 4.43 présente les rendements sur les courbes de classement IE.

On peut constater que le moteur « W » rentre dans la catégorie **IE5** pour une puissance allant jusqu'à 1'720 [W] (3.5 [A] – 400 [V]). Lorsque la puissance est de 1'900[W] (4 [A] – 400 [V]), il repasse dans la catégorie **IE4**.

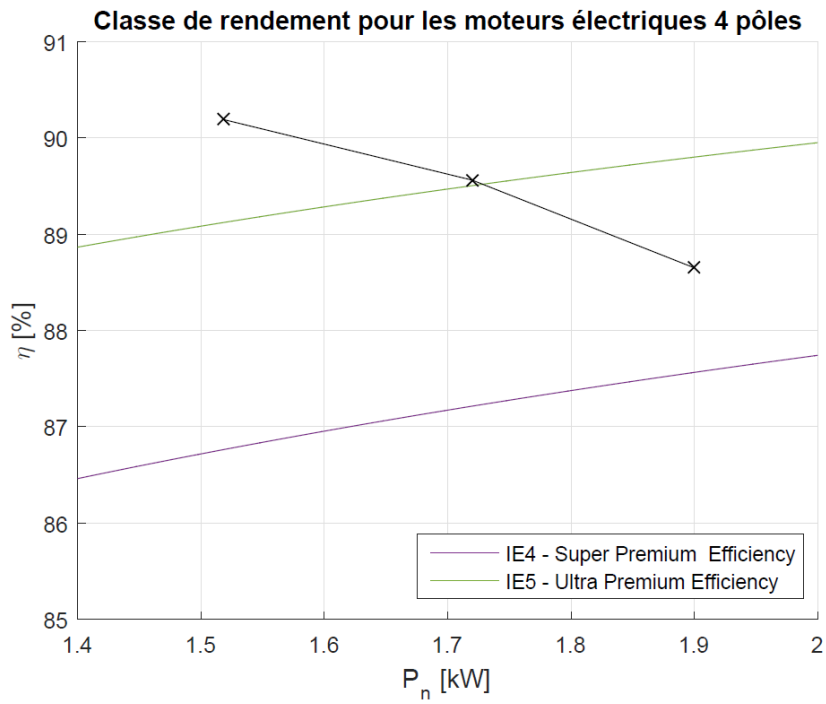


Figure 4.43 : Classe IE mesurée du moteur « W »

5 Comparaison des moteurs synchrones

Cette section permet de comparer les moteurs de type synchrone. Le moteur asynchrone n'a pas besoin d'entrer dans les comparaisons, car il est de toute manière nettement inférieur aux variantes synchrones.

5.1 Courbes pour un courant de 3 [A]

Il est intéressant de comparer la plage d'utilisation des moteurs afin de voir la surface couverte dans le plan couple-vitesse par ces derniers. Pour cela, les courbes pour un courant de 3 [A] sont superposées à la Figure 5.1.

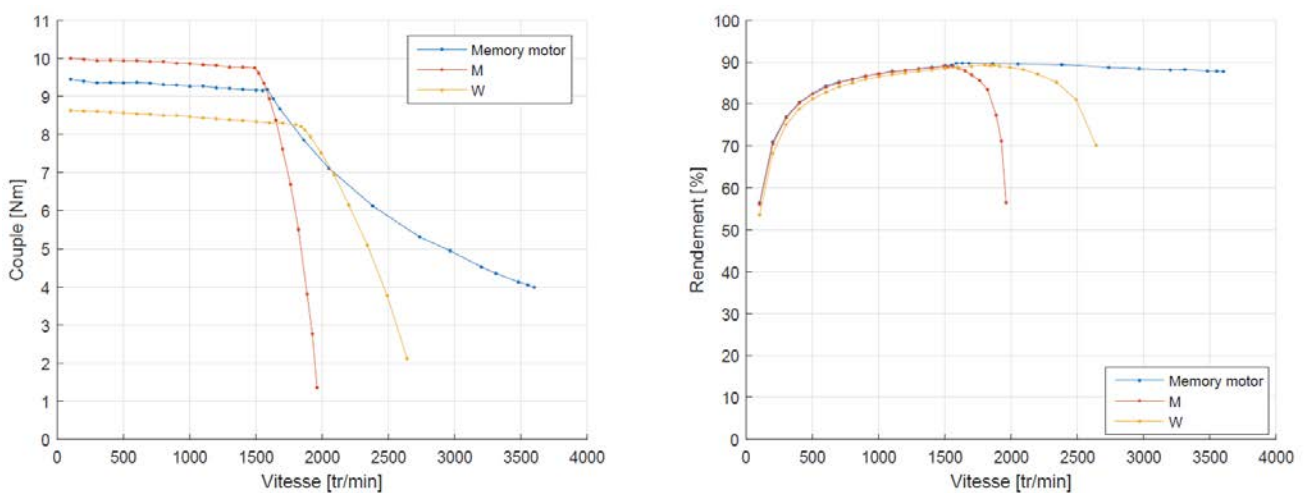


Figure 5.1 : Couple et rendement pour un courant de 3 [A]

Ces courbes montrent clairement l'intérêt de la nouvelle topologie de Memory motor. En effet, cette dernière permet d'augmenter significativement la vitesse maximale par rapport aux deux autres moteurs. De plus, le couple fourni reste très intéressant tout cela en impactant que très peu le rendement. La plage d'utilisation est donc élargie sans utiliser une stratégie de défluxage standard. De plus, le couple à la vitesse nominale de 1'500 [tr/min] se situe entre les deux autres variantes synchrones. Le Memory motor propose donc une solution, à la fois pour faire un couple intéressant, mais également pour faire de la haute vitesse.

En ce qui concerne les rendements, ceux-ci sont relativement similaires sur la plage allant de 0 à 1'600 [tr/min]. Le moteur « M » possède un rendement plus élevé jusqu'à environ 1'650 [tr/min], mais il s'effondre ensuite. De plus, ce dernier possède une plage d'utilisation assez restreinte. Le moteur type « W » est légèrement inférieur au Memory motor, mais il possède un meilleur rendement que le type « M » à partir de 1'650 [tr/min]. Enfin, le Memory motor devient très avantageux à partir de 2'000 [tr/min], car son rendement reste élevé étant donné que le défluxage n'est pas utilisé pour réduire le flux créé par les aimants.

Le *Tableau 5-1* permet de comparer les vitesses maximales atteintes par les différentes topologies de rotor. Avec une vitesse de 3'720 [tr/min], le Memory motor offre un gain de vitesse de plus de 40% (2'650 [tr/min]) par rapport au rotor « W » et de plus de 90% (1'960 [tr/min]) par rapport à la variante « M ».

	Rotor "M"	Rotor "W"	Rotor Memory (flux min.)
Ω_{max} [tr/min]	1960	2650	3720
Comparaison	$3720 / 1960 = 1.90$	$3720 / 2650 = 1.40$	

Tableau 5-1 : Comparaison des vitesses maximales selon la topologie du rotor pour un courant de 3 [A]

Le gain obtenu en vitesse n'est donc pas négligeable. Afin de continuer la comparaison, il faut également observer le couple maximum fourni à la vitesse de 100 [tr/min] pour le courant de 3 [A]. Le Tableau 5-2 permet de comparer ces valeurs.

	Rotor "M"	Rotor "W"	Rotor Memory (flux max.)
Couple à 100tr/min [Nm]	10.2	8.63	9.28
Comparaison	$9.28 / 10.2 = 0.91$	$9.28 / 8.63 = 1.08$	

Tableau 5-2 : Comparaison des couples maximaux selon la topologie du rotor pour un courant de 3 [A]

Le couple du Memory motor de 9.28 [Nm] offre un couple inférieur de 9% par rapport au rotor « M » (10.2 [Nm]). Cependant, il surpasse la variante « W » d'environ 8% (8.63 [Nm]). Le Memory motor se situe donc entre les deux variantes en ce qui concerne le couple à fournir en basse vitesse.

Il est encore intéressant de présenter les puissances qui interviennent dans les différentes variantes. La Figure 5.2 montre ces dernières.

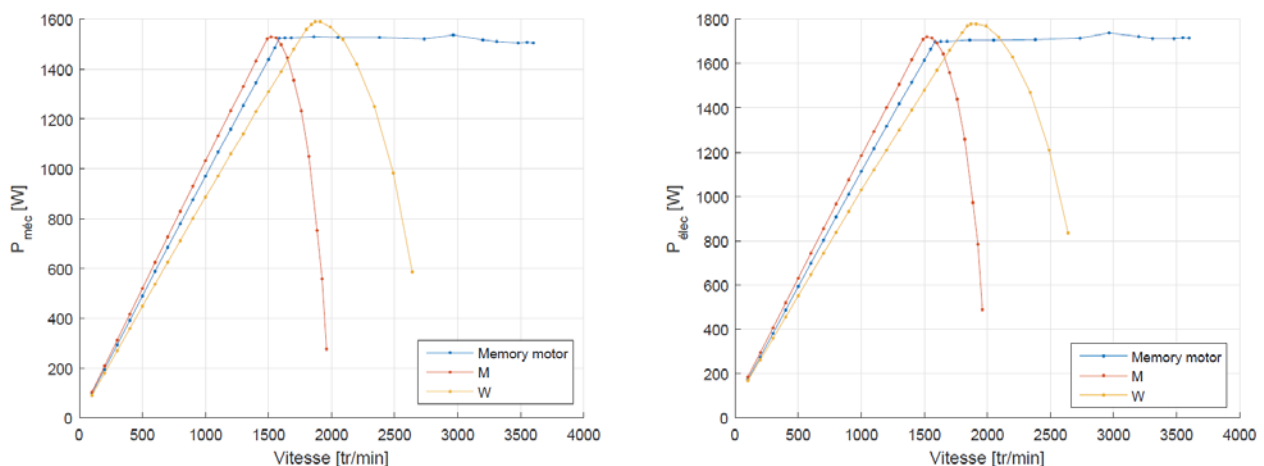


Figure 5.2 : Puissances mécanique et électrique pour un courant de 3 [A]

Ces résultats montrent que les trois moteurs atteignent une puissance mécanique d'environ 1.55 [kW]. Cependant, le Memory motor fournit une puissance pratiquement constante dans les hautes vitesses. En effet, une fois la puissance de 1'550 [W] atteinte par les rotors « M » et « W », le défluxage doit être enclenché afin d'augmenter la vitesse. La puissance mécanique fournie diminue drastiquement alors que le Memory motor peut continuer à fournir cette puissance sur toute la plage de fonctionnement.

Pour terminer, le Tableau 5-3 permet de comparer les rendements maximaux atteints et les rendements lorsque la vitesse maximale du moteur est atteinte. Comme déjà observé avec les courbes du rendement, le moteur type « M » possède le meilleur rendement pour un courant de 3 [A] à 400 [V]. Toutefois, le Memory motor garde ce rendement sur toute la plage à haute vitesse et ne perd que 2% de rendement entre sa vitesse nominale et sa vitesse maximale. Les deux autres variantes nécessitant le défluxage, leur rendement chute.

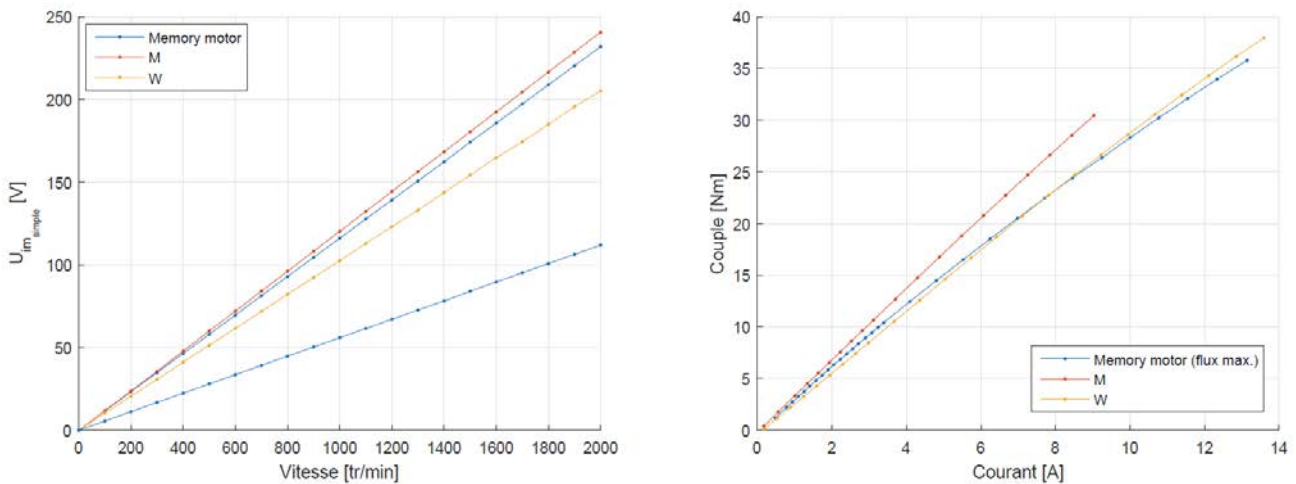
	Rotor "M"	Rotor "W"	Rotor Memory
η_{max} [%]	90.8	89.3	89.7
η à Ω_{max} [%]	64.9	70.1	87.7

Tableau 5-3 : Rendements obtenus pour les moteurs synchrones

Le gain en vitesse et en rendement est donc non négligeable. Seul le couple à basse vitesse est inférieur par rapport au moteur « M ».

5.2 Constantes des moteurs

Les constantes de tension induite et de couple permettent de comprendre les courbes obtenues avec le courant de 3 [A]. En effet, la capacité du Memory motor à monter très haut en vitesse vient du fait que son K_u peut être diminué de moitié, ce qui permet d'augmenter la vitesse pour une tension de Bus DC donnée. Quant au K_T , il permet de montrer à nouveau le fait que le couple, à flux maxmu, se situe entre les deux autres variantes. Les caractéristiques mesurées sont représentées à la Figure 5.3.



L'évolution de la constante de couple montre que la topologie atypique du Memory motor pousse le moteur à saturer plus vite que les deux autres variantes. En effet, la pente s'affaisse peu à peu dès lors que le courant nominal de 3 [A] est dépassé. De plus, il est visible que les variantes Memory et « W » ont pu être testées pour des courants de 13 [A] alors que le moteur « M » a été bridé à 9 [A] pour ne pas démagnétiser les aimants du rotor. En effet, le fabricant (voir annexe 8.4) conseille de ne pas dépasser ce courant. Il reste encore une dernière constante à comparer. En effet, la constante qui indique les bonnes performances d'un moteur est le K_m . Cette dernière a été calculée pour les trois variantes. Le *Tableau 5-4* résume les valeurs entre les différentes constantes.

Pour le memory motor, le K_u est inférieur de 3% par rapport au moteur « M » mais supérieur de 13% à celui du « W ». Quant au K_T , le Memory motor doit concéder 12% au moteur « M », mais dépasse la variante « W » de 9%. Pour terminer, le K_m du Memory motor est inférieur d'environ 13% par rapport au moteur « M ». Cependant, il surpasse le moteur « W » de 11%. La constante K_m étant liée à la constante de couple et les résistances des moteurs étant relativement semblables, les valeurs gardent la tendance observée sur la constante de couple.

	Rotor "M"	Rotor "W"	Rotor Memory (flux max.)
$K_u [V \cdot s / rad]$	1.147	0.981	1.108
Comparaison	$1.108 / 1.147 = 0.97$	$1.108 / 0.981 = 1.13$	
$K_T [Nm / A]$	3.502	2.804	3.07
Comparaison	$3.07 / 3.502 = 0.88$	$3.07 / 2.804 = 1.09$	
$K_m [Nm / \sqrt{W}]$	1.30	1.02	1.13
Comparaison	$1.13 / 1.30 = 0.87$	$1.13 / 1.02 = 1.11$	

Tableau 5-4 : Comparaison des constantes K_m des différentes topologies

5.3 Courbes pour un courant de 4 [A]

Comme les moteurs supportent un courant en fonctionnement permanent de 4 [A], il est encore utile de les comparer pour cette valeur de courant. La Figure 5.4 présente le couple et le rendement.

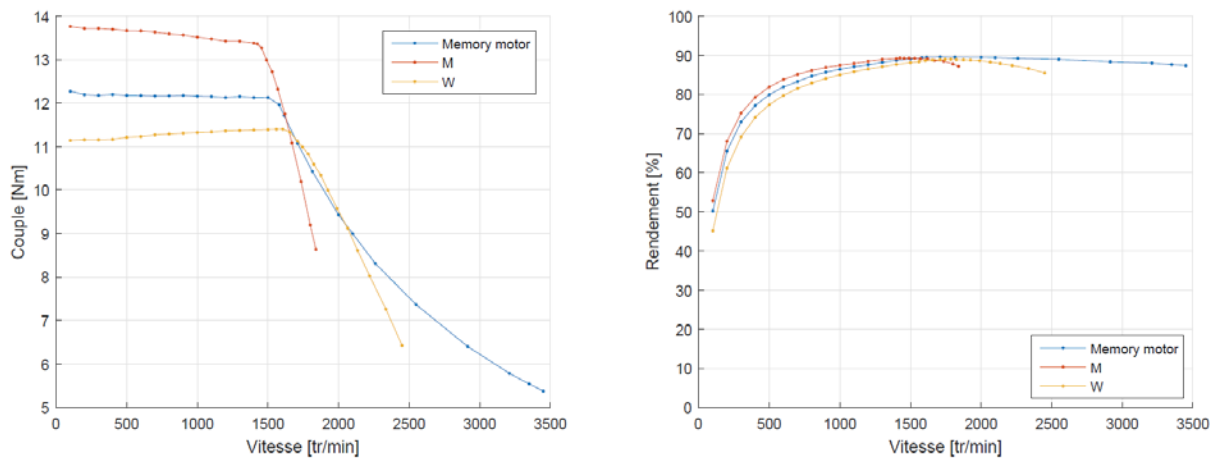


Figure 5.4 : Couple et rendement pour un courant de 4.0 [A]

La tendance observée pour le courant de 3 [A] qui démontrait que le moteur « M » possédait le rendement maximal le plus haut tend à s'équilibrer dans ce cas. En effet, il semble que les trois moteurs sont équivalents arrivés à la vitesse de 1'500 [tr/min].

Le Tableau 5-5 permet de comparer les vitesses maximales atteintes pour un courant de 4.0 [A]. Avec une vitesse de 3'450 [tr/min], le Memory motor offre un gain de vitesse de plus de 41% (2'450 [tr/min]) par rapport au rotor « W » et de plus de 88% (1'840 [tr/min]) par rapport à la variante « M ».

	Rotor "M"	Rotor "W"	Rotor Memory (flux min.)
$\Omega_{max} [tr/min]$	1840	2450	3450
Comparaison	$3450 / 1840 = 1.88$	$3450 / 2450 = 1.41$	

Tableau 5-5 : Comparaison des vitesses maximales selon la topologie du rotor pour un courant de 4.0 [A]

Afin de comparer les couples à 100 [tr/min], Tableau 5-6 permet d'effectuer la comparaison. Le couple du Memory motor de 12.3 [Nm] offre un couple inférieur de 11% par rapport au rotor "M" (13.8 [Nm]). Encore une fois, il surpasse la variante « W » d'environ 10% (11.2 [Nm]). Il est encore intéressant de présenter les puissances qui interviennent dans les différentes variantes. La Figure 5.5 montre ces dernières.

	Rotor "M"	Rotor "W"	Rotor Memory (flux max.)
Couple [Nm]	13.8	11.2	12.3
Comparaison	$12.3/13.8 = 0.89$	$12.3 / 11.2 = 1.10$	

Tableau 5-6 : Comparaison des couples à 100 [tr/min] selon la topologie du rotor pour un courant de 4.0 [A]

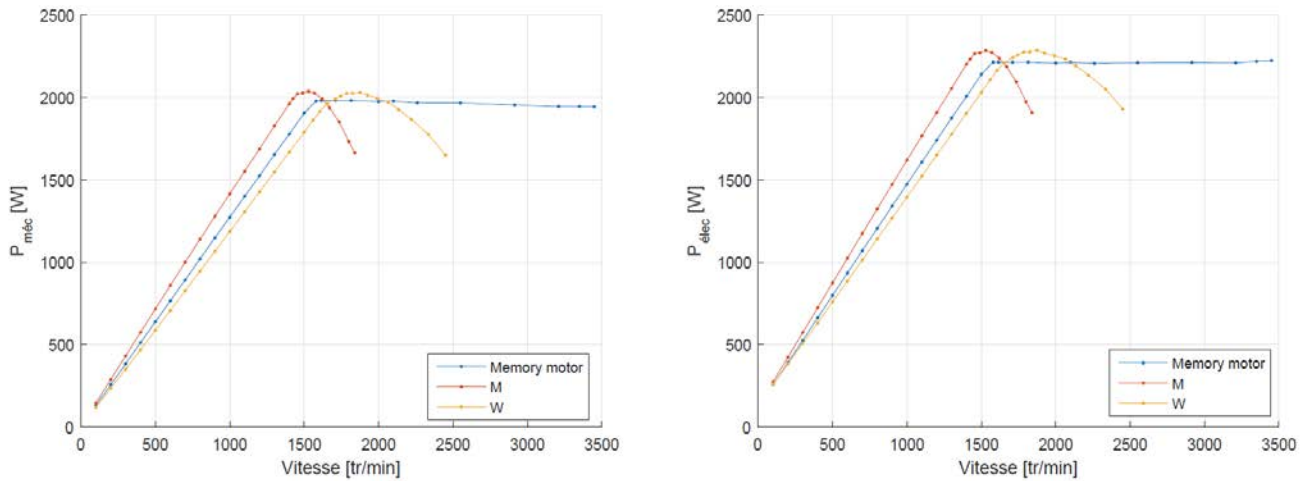


Figure 5.5 : Puissances mécanique et électrique pour un courant de 4.0 [A]

Pour un courant de 4 [A] sous 400 [V], les trois moteurs peuvent fournir une puissance mécanique d'environ 2 [kW].

Enfin, le Tableau 5-7 permet de comparer les rendements maximaux atteints et les rendements lorsque la vitesse maximale du moteur est atteinte.

	Rotor "M"	Rotor "W"	Rotor Memory
η_{max} [%]	89.2	88.9	89.5

Tableau 5-7 : Rendements obtenus pour les moteurs synchrones à 4.0 [A]

Cette fois, le Memory motor prend le dessus et obtient le meilleur rendement. Néanmoins, les rendements aux environ de 2 [kW] sont inférieurs à ceux obtenus pour la puissance mécanique de 1.55 [kW]. Le courant préconisé par le fabricant permet donc d'obtenir un très bon rendement.

5.4 Courbes pour un courant de 9 [A]

Comme précédemment, les courbes sont comparées pour un courant de 9 [A]. Cette fois, le Memory motor n'a pas été défluxé. Les courbes de couple et de rendement sont celles de la Figure 5.6.

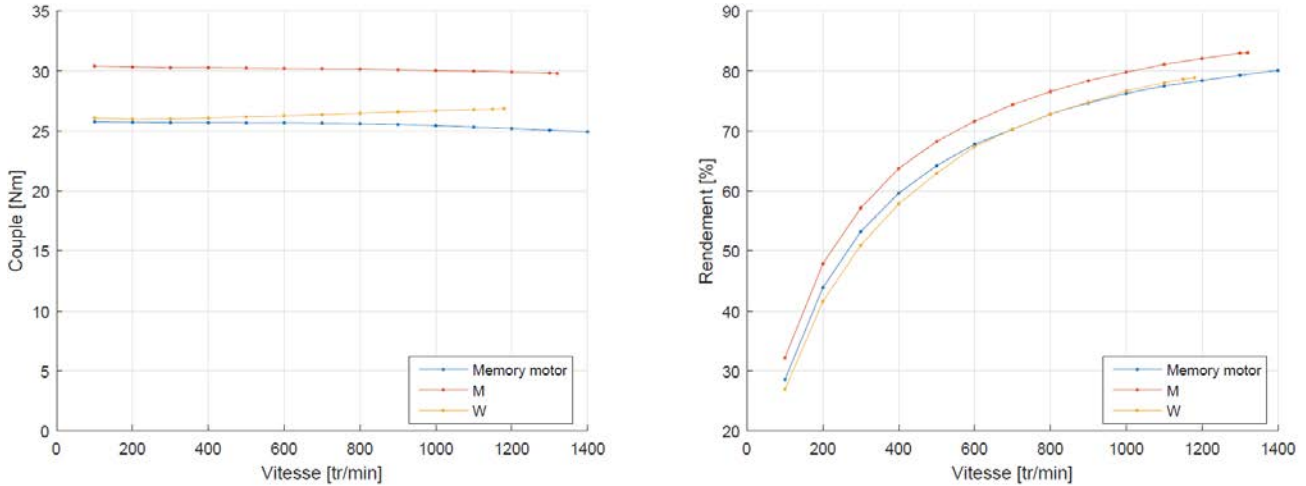


Figure 5.6 : Couple et rendement pour un courant de 9 [A]

Ces résultats montrent que le Memory motor conserve un relativement bon comportement, comparable aux autres variantes, même pour les courants importants. Toutefois, il a tendance à saturer plus rapidement que les deux autres variantes (Figure 5.3), ce qui se répercute sur les caractéristiques de couple et de rendement.

Les valeurs atteintes sont présentées dans le *Tableau 5-8*.

	Rotor "M"	Rotor "W"	Rotor Memory
Ω_{\max} [tr/min]	1320	1180	1400
Comparaison	$1400/1320 = 1.06$	$1400/1180 = 1.19$	
Couple à 100 tr/min [Nm]	30.4	26.1	25.8
Comparaison	$25.8/30.4 = 0.85$	$25.8 / 26.1 = 0.99$	

Tableau 5-8 : Comparaison des vitesses maximales et des couples selon la topologie du rotor pour un courant de 9 [A]

5.5 Répartition du rendement

Il est encore intéressant de comparer les dégradés de couleur du rendement pour les trois moteurs afin de bien prendre conscience des plages d'utilisation avec leur efficacité. La Figure 5.7 présente les trois cartographies, pour un courant jusqu'à 4A. Afin de faciliter la comparaison, l'échelle de la vitesse reste la même dans les trois cas.

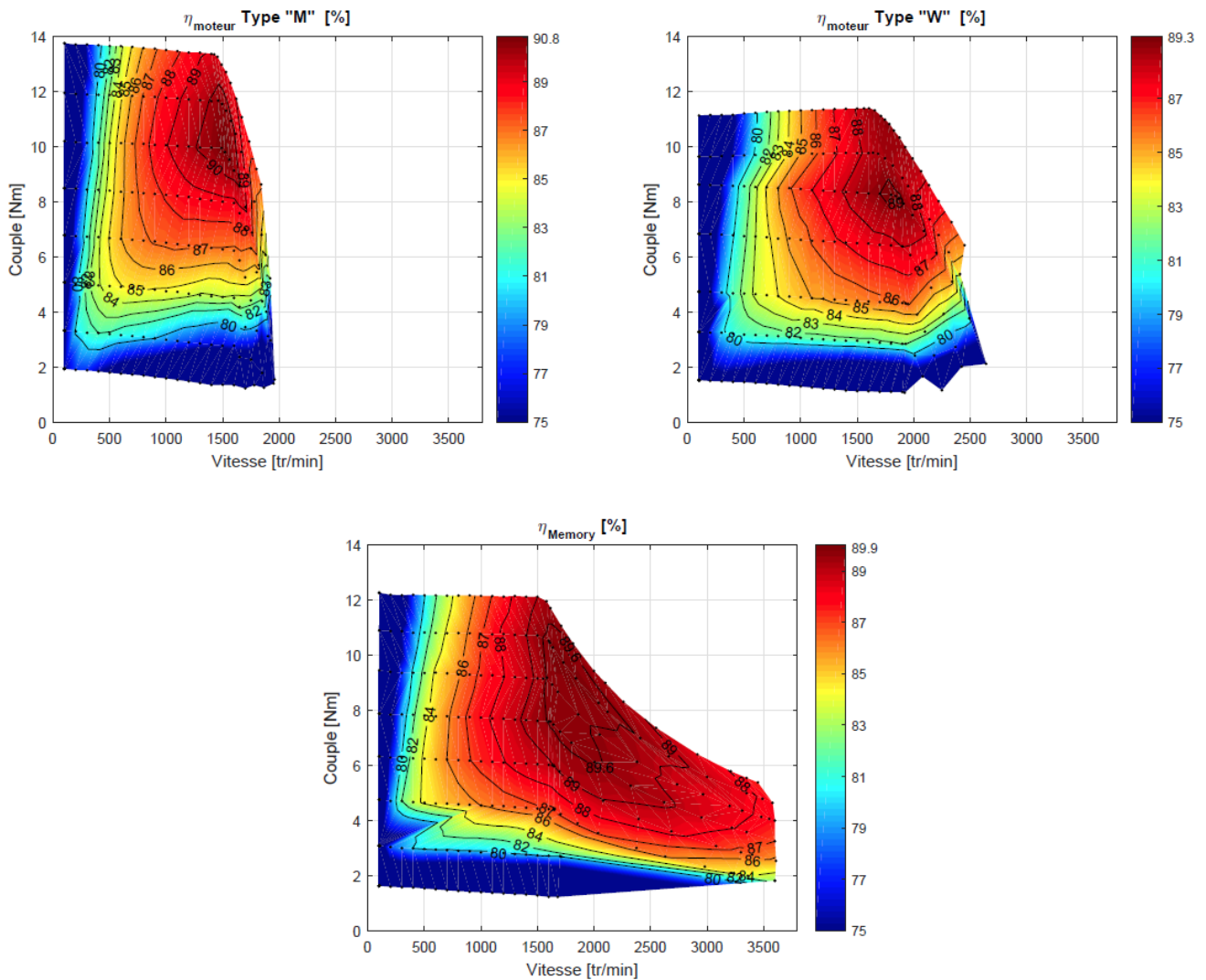


Figure 5.7 : Rendement dans le plan couple-vitesse pour les trois variantes de moteurs

Cette comparaison permet de bien comprendre les différentes spécificités de chaque moteur. En effet, le moteur « M » possède un volume relativement importante d'aimant collés sur son rotor. Cela lui permet de fournir un couple élevé (13-14 [Nm]), mais lui empêche d'atteindre des vitesses élevées (max. 1960 [tr/min]).

Le moteur « W » contient moins d'aimants que le type « M » et ses aimants sont insérés dans le rotor. Cela lui octroie la possibilité de monter plus haut en vitesse (max 2640 [tr/min]), mais le couple qu'il est possible d'obtenir est plus faible que pour le moteur type « M » (environ 11 [Nm]).

Pour terminer, la structure atypique du Memory motor permet à ce dernier de fournir un couple se trouvant entre les deux variantes (environ 12 [Nm]). En revanche, en passant du cas à flux max au cas à

flux min, le moteur peut atteindre une vitesse maximale très élevée par rapport aux autres de 3'720 [tr/min] en conservant un très bon rendement sur toute la plage de fonctionnement à haute vitesse.

Les deux variantes standards possèdent un bon rendement dans le voisinage du fonctionnement nominale (1500-2000 [tr/min] avec 8-12 [Nm]). Le Memory motor garde une zone à haut rendement sur toute sa plage de fonctionnement entre 1'000 et 3'500 [tr/min] avec un couple de 4 à 12 [Nm].

5.6 Classe de rendement

Les différentes mesures effectuées ont permis de confirmer le bon fonctionnement de la nouvelle technologie de Memory motor. En effet, ce dernier offre une plage de vitesse accrue pour un couple à basse vitesse respectable. Au point de vue du rendement, il est tout à fait concurrentiel sur la plage à basse vitesse, mais surpasse de loin les moteurs synchrones standards en haute vitesse.

Pour terminer ce chapitre de comparaison, les rendements mesurés à l'aide de la norme CEI 60034-30-2 sont présentés à la figure (Figure 5.8).

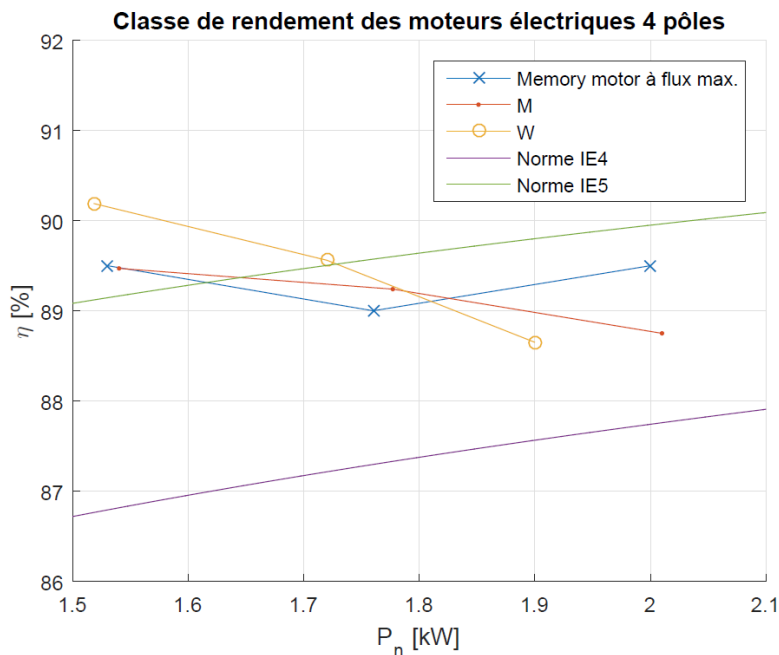


Figure 5.8 : Rendement des différentes variantes comparées à la norme

Pour une puissance proche de 1.55 [kW], les trois moteurs se retrouvent dans la catégorie **IE5**.

Aux alentours de 1.6-1.7 [kW], les moteurs passent dans la catégorie **IE4**. Il faut toutefois noter que la mesure est réalisée avec une certaine tolérance de précision. Il faut donc prendre ce classement avec précaution. Il est possible d'affirmer que les trois moteurs sont équivalents pour les trois points de fonctionnement observés avec la norme.

Notons également que la norme est bien adaptée pour classer les moteurs synchrones standards. Il est clair que lorsque la vitesse et la puissance sont proches des valeurs nominales, les trois moteurs sont relativement proches en termes de performances. Cependant, le Memory motor surpasse de loin les deux variantes standards du point de vue de la plage d'utilisation et du rendement sur toute cette plage.

Si la technologie du Memory motor vient à se développer dans les prochaines années, il faudra que les offices fédéraux éditent une norme spécifique afin de pouvoir classer ces nouvelles variantes de moteurs synchrones atypiques, car il est clair que la norme actuelle n'est pas adaptée pour classer cette nouvelle technologie.

6 Conclusion

La nouvelle variante de Memory motor développée par l'IESE a été mesurée et comparée à trois autres variantes de moteurs standards, toutes utilisant le même encombrement et le même stator.

Le développement d'un banc de tests approprié et d'une interface dédiée pour l'acquisition des mesures a été réalisé lors de ce projet.

Ce rapport montre les principales mesures réalisées sur les différents moteurs avec une comparaison des performances.

Le bon fonctionnement du memory motor et ses différentes particularités ont été mesurés et validés. Un effort particulier a été réalisé sur la mesure du rendement et l'analyse des pertes en fonction du point de fonctionnement.

Lorsqu'ils sont comparés pour le point de fonctionnement nominal, selon la norme *CEI 60034-30-2*, les rendements des trois moteurs synchrones sont proches. En effet, ces trois variantes se classent dans la catégorie IE5 pour une puissance de 1.55 [kW] et ils sont de très bons moteurs IE4 pour des puissances proches de 2 kW.

Toutefois, lorsque qu'on effectue la comparaison des plages de fonctionnement, le memory motor autorise des vitesses de fonctionnement nettement supérieures et il conserve un très bon rendement sur toute la plage à haute vitesse.

La technologie du Memory motor permet un contrôle du flux d'excitation, ce qui est plus efficace que le défluxage standard. Ce moteur est donc tout particulièrement intéressant pour des applications qui nécessitent un défluxage, comme dans le domaine de la traction électrique, des machines-outils, etc.

Alain Savary

Christophe Besson

7 Bibliographie

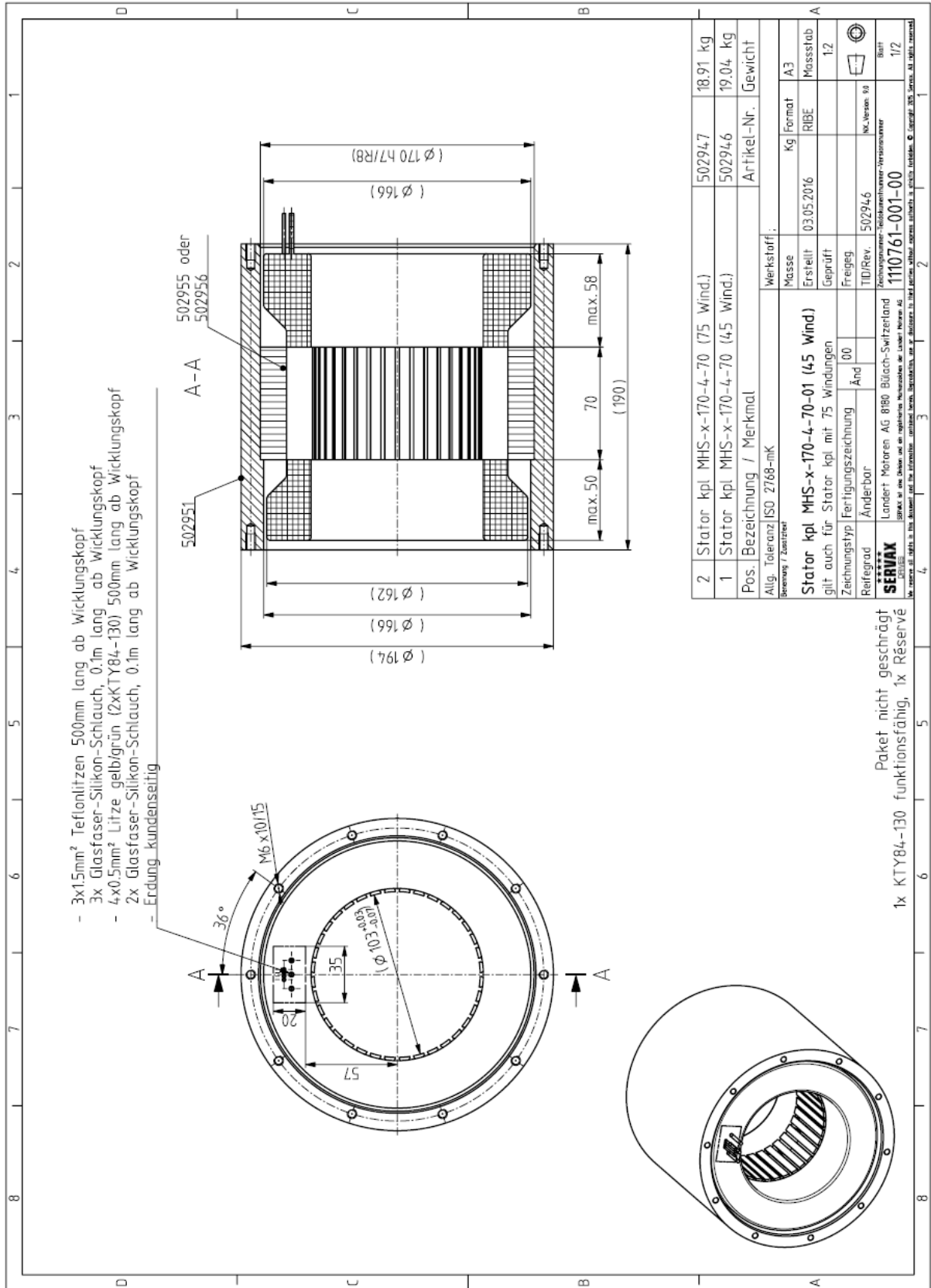
- [1] Yvan Becher, Machine synchrone avec contrôle de la magnétisation des aimants en fonctionnement, Travail de Master, HES-SO, 2017
- [2] D. Y. Ohm. Dynamic model of pm synchronous motors. Drivetech, Inc., Blacksburg, Virginia, 2011.
- [3] N. C. Kar, M. Kazerooni. Methods for determining the parameters and characteristics of pmsm. *IEEE, IEMDC*(pp. 955-960), 2011.
- [4] M. Jaccard, C. Besson, S. Chevailler, P. Ecoeur. Évaluation des inductances l_d et l_q des moteurs synchrones à aimants permanents. *Projet R&D HEVS et HEIG-VD*, 20 décembre 2011.
- [5] Y. Yamaguchi, T. Ara, S. Yamamoto, T. Kano. A method to determine direct- and quadrature axis inductances of permanent magnet synchronous motor. *Electrical Engineering in Japan*, 171(3), 2010.
- [6] T. Sebastian R. Ramakrishnan A. Gebregergis, M. Islam. Evaluation of inductance in a permanent magnet synchronous motor. *IEEE, IEMDC*(pp. 1171-1176), 2011.
- [7] Normes européennes Site Afnor group, Sagaweb. <http://sagaweb.afnor.org/>.

8 Annexes

8.1 Classe de rendement des moteurs électriques 4 pôles pour des vitesses comprises entre 1201 et 1800 [tr/min] selon CEI 60034-30-2 [6]

P_{nom} [kW]	Classe IE1 [%]	Classe IE2 [%]	Classe IE3 [%]	Classe IE4 [%]	Classe IE5 [%]
0.12	50	59.1	64.8	69.8	74.3
0.18	57	64.7	69.9	74.7	78.7
0.2	58.5	65.9	71.1	75.8	79.6
0.25	61.5	68.5	73.5	77.9	81.5
0.37	66	72.7	77.3	81.1	84.3
0.4	66.8	73.5	78	81.7	84.8
0.55	70	77.1	80.8	83.9	86.7
0.75	72.1	79.6	82.5	85.7	88.2
1.1	75	81.4	84.1	87.2	89.5
1.5	77.2	82.8	85.3	88.2	90.4
2.2	79.7	84.3	86.7	89.5	91.4
3	81.5	85.5	87.7	90.4	92.1
4	83.1	86.6	88.6	91.1	92.8
5.5	84.7	87.7	89.6	91.9	93.4
7.5	86	88.7	90.4	92.6	94
11	87.6	89.8	91.4	93.3	94.6
15	88.7	90.6	92.1	93.9	95.1
18.5	89.3	91.2	92.6	94.2	95.3
22	89.9	91.6	93	94.5	95.5
30	90.7	92.3	93.6	92.9	95.9
37	91.2	92.7	93.9	95.2	96.1
45	91.7	93.1	94.2	95.4	96.3
55	92.1	93.5	94.6	95.7	96.5
75	92.7	94	95	96	96.7
90	93	94.2	95.2	96.1	96.9

8.2 Stator des moteurs



8.3 Moteur asynchrone



Asynchronous motor with convection-cooling

Motor Type MHS-I-170-4-70-01B

Technical data ¹⁾

Connection	Y	Built-in motor	
Nominal power P2	0.9 kW	Cooling	
Nominal speed	1430 min ⁻¹	convection	
Frequency	50 Hz	Max. ambient temperature	35 °C
Voltage	400 V	Stator winding temp. rise S1	90 K
Current S1	1.9 A	Miscellaneous	
Torque S1	6.0 Nm	Temp. Sensors	KTY 84-130
Torque 60	8.2 Nm	Max. allowed winding temp.	130 °C
Breakdown Torque	16.4 Nm	Insulation class	F
Number of poles	4	Protection class	IP 00
Moment of inertia (rotor)	- kgm ²	Cables	3x 1.5 mm2
Maximum speed	- min ⁻¹	Grounding	by customer

	S1		S3 60 %		Maximum		
Speed	210	1430	210	1400	160	1050	min ⁻¹
Frequency	-	50	-	50	-	50	Hz
Power P2	-	0.9	-	1.2	-	1.8	kW
Torque	6.0	6.0	8.2	8.2	16.4	16.4	Nm
Current ²⁾	1.9	1.9	2.4	2.4	6.9	6.9	A
Voltage	-	400	-	400	-	400	V

The graph plots Torque [Nm] on the y-axis (0.0 to 18.0) against Speed [min⁻¹] on the x-axis (0 to 2000). Three data series are shown: Torque S1 (black triangles) at 6.0 Nm, Torque 60 (blue squares) at 8.2 Nm, and Maximum Torque (green diamonds) at 16.4 Nm. All three series show constant torque across the speed range from approximately 210 to 1400 min⁻¹.

1) With sinusoidal voltages and currents; tolerances according IEC60034, others ± 10%
 2) High current harmonics may lead to an inadmissible heating in the rotor

Issued by: LAIV Date: 02.03.2016 Art-Nr. tbd Sheet 1
 Approved: BUPE Date: 02.03.2016

SERVAX | Landert Motoren AG | Unterweg 14 | CH-8180 Bülach-Zürich, Schweiz
 Tel. +41 (0)44 863 51 11 | Fax +41 (0)44 860 65 22
 info@servax.com | www.servax.com



Asynchronous motor with convection-cooling

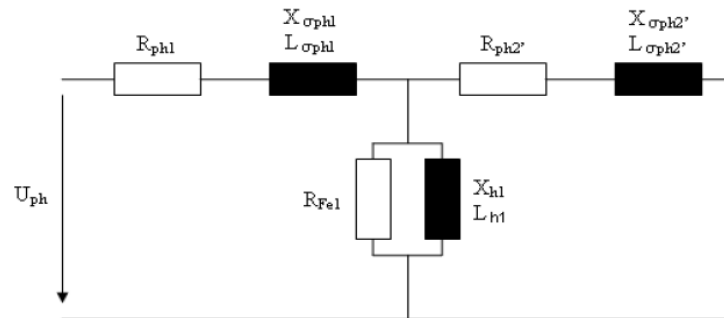
Motor Type MHS-I-170-4-70-01B

Equivalent circuit data ¹⁾

Phase voltage	U_{ph}	=	230.9 V
Frequency	f	=	50 Hz
No-load current	I_o	=	1.06 A
Magnetizing current	I_μ	=	1.05 A
Stator resistance	R_{ph1}	=	6.73 Ω
Rotor resistance	$R_{ph2'}$	=	3.74 Ω
Iron loss resistance	R_{Fe1}	=	3921.3 Ω
Stator leakage reactance	$X_{\sigma ph1}$	=	9.81 Ω
Stator leakage inductance	$L_{\sigma ph1}$	=	31.2 mH
Rotor leakage reactance	$X_{\sigma ph2'}$	=	9.81 Ω
Rotor leakage inductance	$L_{\sigma ph2'}$	=	31.2 mH
Magnetizing reactance	X_{h1}	=	201.4 Ω
Magnetizing inductance	L_{h1}	=	641.1 mH

1) Values at 20°C
 With sinusoidal voltages and currents
 Phase values

Equivalent circuit



Issued by: LAIV
 Approved: BUPE

Date: 02.03.2016
 Date: 02.03.2016

Art-Nr. tbd

Sheet 2

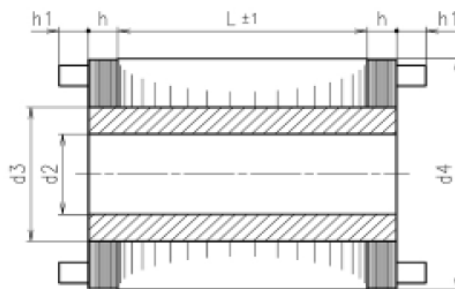
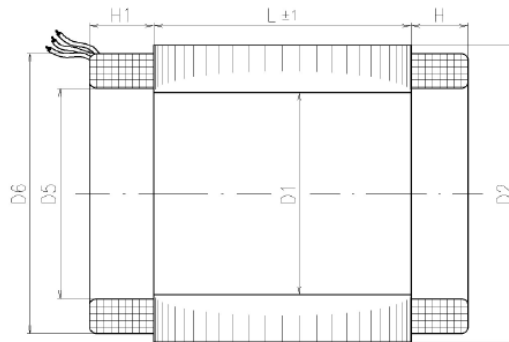
SERVAX | Landert Motoren AG | Unterweg 14 | CH-8180 Bülach-Zürich, Schweiz
 Tel. +41 (0)44 863 51 11 | Fax +41 (0)44 860 65 22
 info@servax.com | www.servax.com



Asynchronous motor with convection-cooling

Motor Type MHS-I-170-4-70-01B

Dimensions



D1	D2	D5	D6	L	H1	H
mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm
103	170	107	166	70	58	50

(raw) (raw)

d2	d3	d4	L	h	h1
mm	mm	mm	mm	mm	mm
d2=d3	38	103.0	70	tbd	tbd

(raw) (raw)

Issued by: LAIV
Approved: BUPE

Date: 02.03.2016
Date: 02.03.2016

Art-Nr. tbd

Sheet 3

SERVAX | Landert Motoren AG | Unterweg 14 | CH-8180 Bülach-Zürich, Schweiz
Tel. +41 (0)44 863 51 11 | Fax +41 (0)44 860 65 22
info@servax.com | www.servax.com

8.4 Moteur synchrone type « M »



Synchronous motor with convection-cooling

Motor Type MHS-M-170-4-70-01A

Technical data ¹⁾

Nominal power P2	1.5 kW
Nominal speed	1500 min ⁻¹
Frequency	50 Hz
Voltage	400 V Δ
Current S1	2.8 A
Torque S1	9.7 Nm
Torque S3 60%	12.6 Nm
Maximum torque	27.6 Nm
Number of poles	4
Moment of inertia	- kgm ²
Maximum speed	2000 min ⁻¹
Maximum voltage ³⁾	643 V
Maximum current	8.9 A

Built-in motor

Cooling
convection
Max. ambient temperature 35 °C
Stator winding temp. rise S1 90 K

Miscellaneous
Temp. Sensors KTY 84-130
Max. allowed winding temp. 130 °C
Insulation class F
Protection class IP 00
Wires 3x 1.5 mm²
Grounding By customer

	S1			S3 60 %			Maximum			
	0	1500	2000	0	1500	2000	0	1310	2000	
Speed	0	1500	2000	0	1500	2000	0	1310	2000	min ⁻¹
Frequency	-	50	67	-	50	67	-	44	67	Hz
Power P2	-	1.5	0.0	-	2.0	0.5	-	3.8	3.0	kW
Torque	10.2	9.7	0.0	13.2	12.6	2.6	27.6	27.6	14.3	Nm
Current ²⁾	2.9	2.8	2.5	3.8	3.6	3.2	8.9	8.9	8.9	A
Voltage	-	400	400	-	400	400	-	400	400	V

Legend:

- ◆ Maximum Torque
- Torque S3 60 %
- ▲ Torque S1

1) With sinusoidal voltages and currents; tolerances according IEC60034, others ± 10%

2) High current harmonics may lead to an inadmissible heating in the rotor

3) Amplitude of phase to phase voltage at maximum speed (back EMF)

Issued by: LAIV
Approved: BUPE

Date: 02.03.2016
Date: 02.03.2016

Art-Nr. tbd

Sheet 1

SERVAX | Landert Motoren AG | Unterweg 14 | CH-8180 Bülach-Zürich, Schweiz
 Tel. +41 (0)44 863 51 11 | Fax +41 (0)44 860 65 22
 info@servax.com | www.servax.com


Synchronous motor with convection-cooling
Motor Type MHS-M-170-4-70-01A
Equivalent circuit data ¹⁾

Voltage constant ²⁾	k_e	=	227.5 V/1000min ⁻¹
Torque constant	k_T	=	3.76 Nm/A
Stator resistance ³⁾	R_{ph}	=	2.57 Ω
Inductance ³⁾	L_s	=	34.6 mH
Short circuit current	I_k	=	16.4 A

1) Values at 20 °C

2) Phase to phase voltage

3) Phase values

Sinamics-Data

p0305	Rated motor current	2.8 A
p0311	Rated motor speed	1500 min ⁻¹
p0314	Pole pair number	2
p0316	Torque constant	3.76 Nm/A
p0322	Maximum speed	2000 min ⁻¹
p0323	Maximum current	8.9 A
p0327	Optimum load angle	90 °
p0338	Current limit	3.1 A
p0341	Moment of inertia	- kgm ²
p0350	Stator resistance cold	2.57 Ω
p0356	Stator inductance	34.6 mH
p0304	Rated voltage	400 V
p0307	Rated power	1.5 kW
p0312	Rated torque	9.7 Nm
p0317	Voltage constant	227.5 V/1000min ⁻¹
p0318	Stall current	2.1 A
p0319	Stall torque	7.2 Nm
p0320	Short-circuit current	2.8 A
p0326	Stall torque correction factor	100 %
p0328	Reluctance torque constant	0 mH
p0329	Pole position identification current	0.8 A
p0348	Speed at the start of field weakening Vdc=600V	1758 min ⁻¹
p0353	Series inductance	0 mH
p0391	Current controller adaption, lower starting point	1 A
p0392	Current controller adaption, upper starting point	3 A
p0393	Current controller adaption, P gain, scaling upper	30 %
p1800	Pulse frequency	≥ 4 kHz

 Issued by: LAIV
 Approved: BUPE

 Date: 02.03.2016
 Date: 02.03.2016

Art-Nr. tbd

Sheet 2

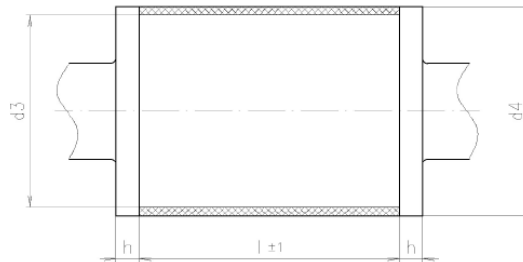
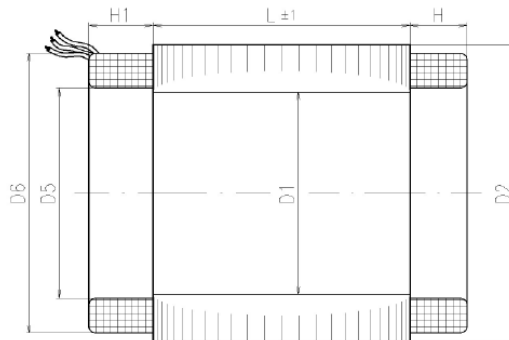
SERVAX | Landert Motoren AG | Unterweg 14 | CH-8180 Bülach-Zürich, Schweiz
 Tel. +41 (0)44 863 51 11 | Fax +41 (0)44 860 65 22
 info@servax.com | www.servax.com



Synchronous motor with convection-cooling

Motor Type MHS-M-170-4-70-01A

Dimensions



D1	D2	D5	D6	L	H1	H
mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm
103.0	170.0	107.0	166	70	58	50

(raw)

(raw)

d3	d4	l	h
mm	mm	mm	mm
91.8	99.8	70	10

Issued by: LAIV
Approved: BUPE

Date: 02.03.2016
Date: 02.03.2016

Art-Nr. tbd

Sheet 3

SERVAX | Landert Motoren AG | Unterweg 14 | CH-8180 Bülach-Zürich, Schweiz
Tel. +41 (0)44 863 51 11 | Fax +41 (0)44 860 65 22
info@servax.com | www.servax.com

8.5 Moteur synchrone type « W »



Synchronous motor with convection-cooling

Motor Type MHS-W-170-4-70-01A

Technical data ¹⁾

Nominal power P2	1.4 kW
Nominal speed	1500 min ⁻¹
Frequency	50 Hz
Voltage	400 V Δ
Current S1	3.0 A
Torque S1	9.1 Nm
Torque S3 25%	19.3 Nm
Maximum torque	42.3 Nm
Number of poles	4
Moment of inertia	- kgm ²
Maximum speed	2600 min ⁻¹
Maximum voltage ³⁾	704 V
Maximum current	13.3 A

Built-in motor

Cooling

convection

Max. ambient temperature 35 °C

Stator winding temp. rise S1 90 K

Miscellaneous

Temp. Sensors KTY 84-130

Max. allowed winding temp. 130 °C

Insulation class F

Protection class IP 00

Wires 3x 1.5 mm2

Grounding By customer

	S1					S3 25 %				Max	
	0	1500	1900	2200	2600	0	1500	1700	1240		
Speed	0	1500	1900	2200	2600	0	1500	1700	1240	min ⁻¹	
Frequency	-	50	63	73	87	-	50	57	41	Hz	
Power P2	-	1.4	1.0	0.5	0.0	-	3.0	1.3	5.5	kW	
Torque ⁴⁾	9.6	9.1	5.0	2.0	0.0	20.3	19.3	7.1	42.3	Nm	
Current ²⁾	3.2	3.0	2.9	2.8	2.7	6.3	6.0	2.9	13.3	A	
Voltage	-	400	400	400	400	-	400	400	400	V	

The graph plots Torque [Nm] on the y-axis (0 to 45) against Speed [min⁻¹] on the x-axis (0 to 3000). Three data series are shown: Maximum Torque (green diamonds) is constant at ~42.3 Nm up to 1500 min⁻¹; Torque S3 25% (blue squares) starts at ~19.3 Nm at 1500 min⁻¹ and drops to 0 at 2600 min⁻¹; Torque S1 (black triangles) starts at ~9.1 Nm at 1500 min⁻¹ and drops to 0 at 2600 min⁻¹.

1) With sinusoidal voltages and currents; tolerances according IEC60034, others ± 10%

2) High current harmonics may lead to an inadmissible heating in the rotor

3) Amplitude of phase to phase voltage at maximum speed (back EMF)

4) With optimum commutation angle $\alpha(I, U_p) = -25^\circ$

Issued by: LAIV
Approved: BUPE

Date: 02.03.2016
Date: 02.03.2016

Art-Nr. tbd

Sheet 1

SERVAX | Landert Motoren AG | Unterweg 14 | CH-8180 Bülach-Zürich, Schweiz
 Tel. +41 (0)44 863 51 11 | Fax +41 (0)44 860 65 22
 info@servax.com | www.servax.com



Synchronous motor with convection-cooling

Motor Type MHS-W-170-4-70-01A

Equivalent circuit data ¹⁾

Voltage constant ²⁾	k_e	=	191.5 V/1000min ⁻¹
Torque constant	k_T	=	3.17 Nm/A
Stator resistance ³⁾	R_{ph}	=	2.50 Ω
Inductance L_d ³⁾	L_d	=	38.6 mH
Inductance L_q ³⁾	L_q	=	68.0 mH
Short circuit current	I_k	=	12.5 A
Optimum load angle	$\alpha(I, Up)$	=	-25 °

1) Values at 20 °C

2) Phase to phase voltage

3) Phase values

Sinamics-Data

p0305	Rated motor current	3.0 A
p0311	Rated motor speed	1500 min ⁻¹
p0314	Pole pair number	2
p0316	Torque constant	3.17 Nm/A
p0322	Maximum speed	2600 min ⁻¹
p0323	Maximum current	13.3 A
p0327	Optimum load angle	115 °
p0338	Current limit	3.3 A
p0341	Moment of inertia	- kgm ²
p0350	Stator resistance cold	2.50 Ω
p0356	Stator inductance	38.6 mH
p0304	Rated voltage	400 V
p0307	Rated power	1.4 kW
p0312	Rated torque	9.1 Nm
p0317	Voltage constant	191.5 V/1000min ⁻¹
p0318	Stall current	2.2 A
p0319	Stall torque	6.8 Nm
p0320	Short-circuit current	2.7 A
p0326	Stall torque correction factor	70 %
p0328	Reluctance torque constant	29.4 mH
p0329	Pole position identification current	0.9 A
p0348	Speed at the start of field weakening Vdc=600V	2089 min ⁻¹
p0353	Seires inductance	0 mH
p0391	Current controller adaption, lower starting point	2 A
p0392	Current controller adaption, upper starting point	3 A
p0393	Current controller adaption, P gain, scaling upper	30 %
p1800	Pulse frequency	≥ 4 kHz

Issued by: LAIV
Approved: BUPE

Date: 02.03.2016
Date: 02.03.2016

Art-Nr. tbd

Sheet 2

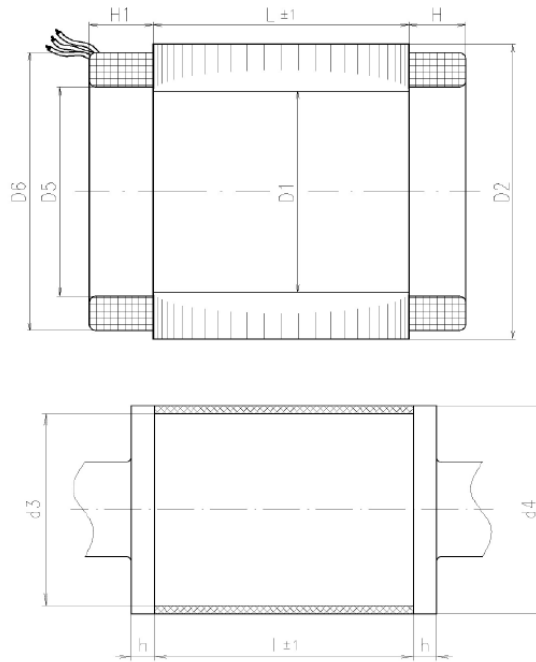
SERVAX | Landert Motoren AG | Unterweg 14 | CH-8180 Bülach-Zürich, Schweiz
Tel. +41 (0)44 863 51 11 | Fax +41 (0)44 860 65 22
info@servax.com | www.servax.com



Synchronous motor with convection-cooling

Motor Type MHS-W-170-4-70-01A

Dimensions



D1	D2	D5	D6	L	H1	H
mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm
103.0	170.0	107.0	166	70	58	50

(raw)

(raw)

d3	d4	l	h
mm	mm	mm	mm
91.8	99.8	70	10

Issued by: LAIV
Approved: BUPE

Date: 02.03.2016
Date: 02.03.2016

Art-Nr. tbd

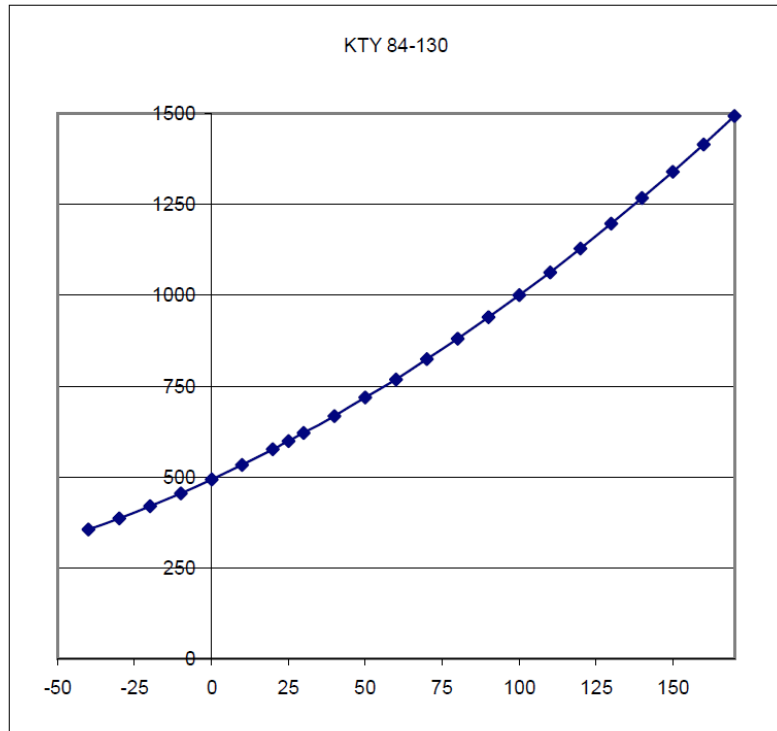
Sheet 3

SERVAX | Landert Motoren AG | Unterweg 14 | CH-8180 Bülach-Zürich, Schweiz
Tel. +41 (0)44 863 51 11 | Fax +41 (0)44 860 65 22
info@servax.com | www.servax.com

8.6 Résistance PTC KTY84-130

Some HDD motors are equipped with temperature sensors of type KTY 84-130 (semi-conductor device)
Resistance values (Ohms), according to the supplier's nominal data, is given in the table below.

Temp	KTY 84-130
-40	355
-30	386
-20	419
-10	455
0	493
10	533
20	576
25	598
30	621
40	668
50	718
60	769
70	824
80	880
90	939
100	1000
110	1063
120	1129
130	1197
140	1268
150	1340
160	1415
170	1493



PROJET



Memory Motor

Rapport WP5

*Machine synchrone à aimant avec contrôle de la magnétisation en
fonctionnement*

Commande électronique et stratégie de réglage

N° Sagex : 49187
Date : 19.09.2017
Révision : v2.0

	Nom	Date	Signature
Rédigé par	M. A Pointet (MPO)	19.09.2017	
Responsable	L. Bossoney (LBY)	19.09.2017	

heig-**vd**

HAUTE ÉCOLE
D'INGÉNIERIE ET DE GESTION
DU CANTON DE VAUD

[www.heig-**vd**.ch](http://www.heig-vd.ch)



Institut d'Énergie et Systèmes
Électriques de la HEIG-VD

Table des matières

1	Introduction	3
2	Problèmes d'EMC et de rayonnement.....	4
2.1	Changement d'alimentation basse tension	4
2.2	Blindage des câbles du moteur	4
2.3	Changement du câble USB pour le boîtier JTAG	5
2.4	Changement des résistances de gate des IGBT	5
2.5	Changement du câble du codeur.....	6
2.6	Ajout d'une plaque d'aluminium de blindage	6
2.7	Mise à la terre des différents composants	7
3	Amélioration de la robustesse.....	9
4	Aspects thermiques.....	10
4.1	Modifications apportées au système	10
4.2	Mesures liées aux modifications physiques.....	12
4.2.1	Résultat des mesures	13
4.3	Mesures liées aux modifications logicielles	13
4.3.1	Résultat des mesures	14
5	Asservissement du système.....	15
5.1	Principe général.....	15
5.2	Courant.....	16
5.3	Vitesse	17
6	Modification des pulses	18
6.1	Forme des pulses	18
6.2	Durée des pulses	18
7	Ajout d'une fonction de (dé)magnétisation automatique à l'arrêt.....	20
8	Ajout d'une fonction de démagnétisation automatique en fonctionnement	22
9	Amélioration de la protection contre les sur-courants	25
9.1	Limitation de courant i_{2t}	25

10	Ajout d'un découplage des axes d et q	29
11	Problèmes d'instabilité à haute vitesse.....	31
11.1	Symptômes.....	31
11.2	Causes	32
11.3	Résolution	32
11.3.1	Schémas de principe	32
11.3.2	Fonctions de transfert	34
11.3.3	Diagrammes de Bode	35
11.4	Améliorations futures	37
11.5	Température des IGBT	38
11.6	Bilan de puissance.....	39
11.6.1	Changement de module d'IGBT	42
12	Conclusion	45
13	Bibliographie.....	46

1 Introduction

Le Memory Motor est contrôlé avec une électronique développée à l'IESE, originalement pour les laboratoires avec les étudiants. Les contraintes auxquelles elle est soumise avec le Memory sont nettement plus élevées que lorsqu'elle est utilisée pour les labos. Il a donc fallu lui apporter un certain nombre d'améliorations et de modifications. Les principaux écueils rencontrés sont liés à des problèmes de rayonnement et aux perturbations que cela induit, à la régulation de courant et à la surchauffe des IGBT.

Ce rapport a pour but d'exposer les différentes améliorations apportées à l'électronique de commande du Memory Motor pour pallier aux problèmes susmentionnés et améliorer la robustesse du système, ainsi que de présenter les améliorations de fonctionnalités développées au cours du projet. Les principaux points dont il sera question sont :

- Les problèmes de stabilité liés au rayonnement ;
- L'amélioration de la robustesse et de la sécurité du système ;
- La démagnétisation automatique du moteur en fonctionnement ;
- L'amélioration de la protection contre les sur-courants ;
- Le découplage des axes d et q ;
- L'amélioration du régulateur de courant de l'axe q dans le but de stabiliser le moteur à haute vitesse.

Sauf précisions contraires, les chapitre 2 à 7 de la table des matières ont été réalisés en utilisant la première version du Memory Motor, issue d'un projet séparé, mais ils restent valables avec le nouveau prototype lié au présent projet.

2 Problèmes d'EMC et de rayonnement

Au début du projet, il y a eu de nombreux problèmes liés à des parasites notamment lorsque la tension d'alimentation était poussée au-delà de 300 à 400 [V]. Les principaux symptômes étaient :

- Moteur qui s'emballé, qui donne de violents à-coups
- Perte aléatoire de la connexion JTAG avec le DSP
- Mesure de couple et de vitesse fantaisistes

L'emballé du moteur et la perte de connexion JTAG en particulier empêchaient de pouvoir travailler de manière efficace pour réaliser des tests et des mesures, ce d'autant plus que la tension nominale d'utilisation est de 600 [V]. Un gros travail a été effectué pour corriger ces problèmes. Ils sont à présent entièrement résolus. Les points suivants présentent les différentes modifications apportées au système. Chacune d'elle individuellement ne permet pas de résoudre le problème, mais la somme de toutes ces améliorations prises ensembles a permis d'avoir un système très stable dans le temps.

2.1 Changement d'alimentation basse tension

Il a été découvert que l'alimentation 5 [V] pour l'électronique (TRACO POWER à découpage) fournissait une tension très bruitée et instable. Le remplacement par une alimentation à découpage d'un autre modèle n'a rien amélioré. De même, une alimentation de la même famille avec une tension de sortie de 12 [V] et un régulateur linéaire en sortie pour abaisser la tension à 5 [V] et la filtrer n'a pas permis de résoudre le problème. Par contre, avec une alimentation de laboratoire, il n'y a plus de problèmes et le système fonctionne correctement.

Il a donc été décidé de créer de toute pièce une alimentation entièrement linéaire à partir d'un régulateur Texas Instruments LM1085-ADJ. Cette solution, bien que moins efficace énergétiquement qu'une alimentation à découpage permet d'avoir une tension d'alimentation réellement propre.

2.2 Blindage des câbles du moteur

Les câbles bananes reliant les IGBT au moteur sont une source importante de rayonnement. Ils ont donc été individuellement blindés à l'aide de gaine tressée. Le blindage est relié à la terre côté onduleur et côté moteur.

A terme, ces câbles seront remplacés par un unique câble blindé multi conducteurs avec un connecteur baïonnette.

Un câble de terre relie directement l'onduleur au moteur, en parallèle des câbles blindés. Cette connexion pourra être intégré directement dans le câble blindé multipôles lorsque celui-ci sera installé.

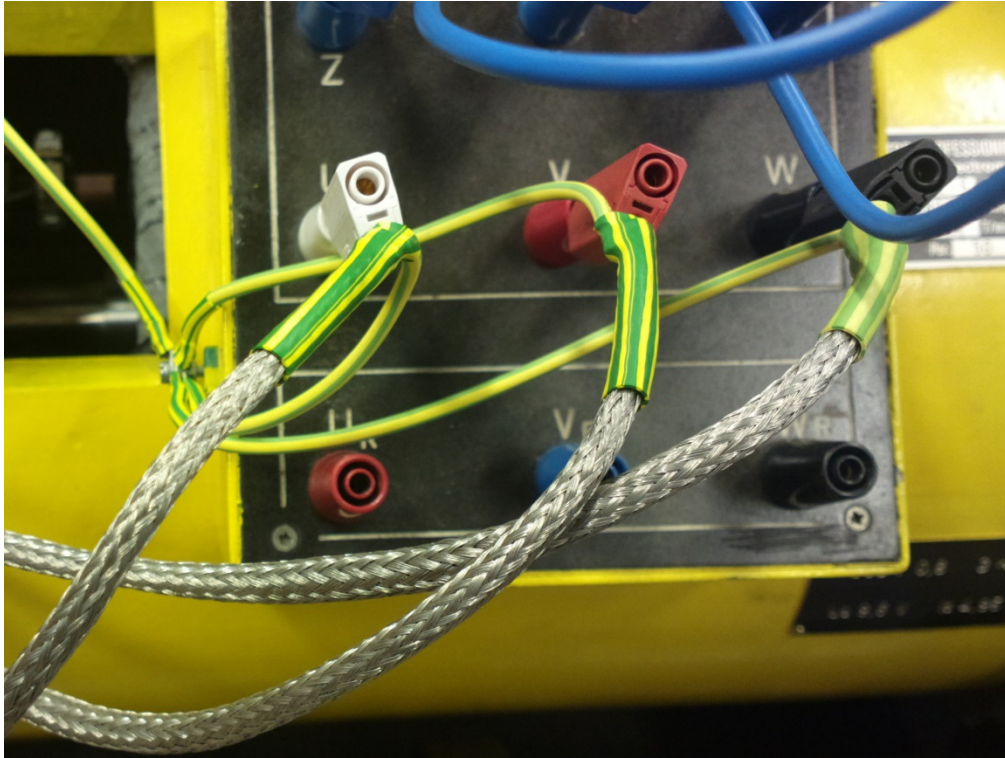


Photo 1 - Câbles blindés côté moteur avec leur liaison à la terre, ainsi que la liaison à la terre de la carcasse du moteur (à gauche)

2.3 Changement du câble USB pour le boîtier JTAG

Le câble USB original reliant le PC au boîtier JTAG était un modèle « basique ». De plus, il était trop court et nécessitait une rallonge. Il a été remplacé par un câble haut de gamme, à double blindage et avec des ferrites à chaque extrémité. Il a été choisi suffisamment long pour pouvoir éliminer la rallonge.

2.4 Changement des résistances de gate des IGBT

Plus une résistance de gate est faible, plus le courant de commande peut être important, plus les IGBT commutent rapidement et plus les flancs du PWM sont raides. L'avantage est que cela réduit les pertes de commutation. Cependant, des flancs trop raides comportent un nombre important d'harmoniques à haute fréquence et rayonnent énormément. Il faut donc trouver un compromis entre un rayonnement acceptable (résistance élevée) et un échauffement des IGBT acceptable également (résistance faible). Le compromis trouvé est de monter des résistances de gate de 47 [Ω]. C'est la valeur la plus faible permettant de ne pas perturber le reste du système.

Les nouvelles résistances ont, de plus, une puissance nominale de 0.6 [W]. Celles qui étaient montées « par défaut » avaient une puissance nominale de 0.125 [W], ce qui était insuffisant pour

l'utilisation qui en était faite et en a amené plusieurs à brûler en fonctionnement. Depuis cette modification, cela n'est plus jamais arrivé.

2.5 Changement du câble du codeur

Cette modification est celle qui a amené le plus d'améliorations d'un coup. Le câble du codeur présentait plusieurs défauts. Premièrement, il n'était pas équipé du bon connecteur pour être relié à la carte d'acquisition. Le signal devait transiter par deux rallonges, l'une permettant de faire la conversion de type de connecteur, et l'autre permettant de réorganiser les signaux afin qu'ils arrivent sur les bonnes pins au niveau de la carte. Cela amène au second problème, à savoir un câble beaucoup plus long que nécessaire (environ trois mètres alors qu'un mètre suffit). Enfin, troisième problème, le blindage au niveau de l'un des connecteurs était endommagé.

Pour améliorer les choses, le connecteur sortant directement du câble du codeur a été changé pour être du bon type, avec les bons signaux sur les bonnes pins et avoir une bonne liaison du blindage. La longueur est juste suffisante pour pouvoir directement le brancher sur la carte d'acquisition sans rallonge. Il est important de relier le connecteur à la terre du système au niveau de la carte d'acquisition pour disposer d'un blindage efficace.

2.6 Ajout d'une plaque d'aluminium de blindage

Une plaque d'aluminium reliée à la terre a été insérée dans le boîtier électronique, afin de séparer la partie de puissance du DSP et de la carte d'acquisition du codeur. Elle prend la place d'une carte électronique dans le rack.

2.7 Mise à la terre des différents composants

Il est nécessaire de relier à la terre une bonne partie des composants du système. Un point central de terre a été créé en façade avant du boîtier.

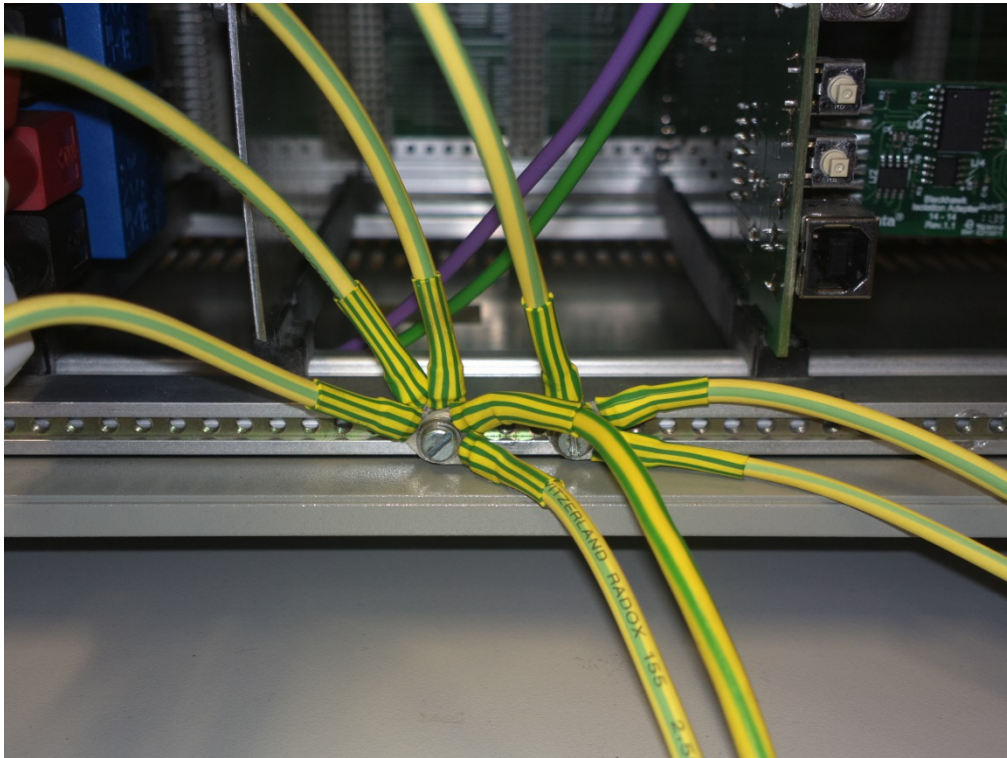


Photo 2 - Point central en façade avant de l'électronique pour la liaison à la terre. La plaque d'aluminium de blindage est visible à gauche

Les composants reliés à cette terre sont les suivants :

- Moteur
- Blindage des câbles d'alimentation du moteur
- Connecteur du codeur sur CICERON
- Connecteur du couplemètre
- Plaque en aluminium de séparation commande / puissance
- GND de l'alimentation 5 [V] (via le châssis)

Le boîtier est connecté physiquement à la terre via la prise 230 [V] du réseau.

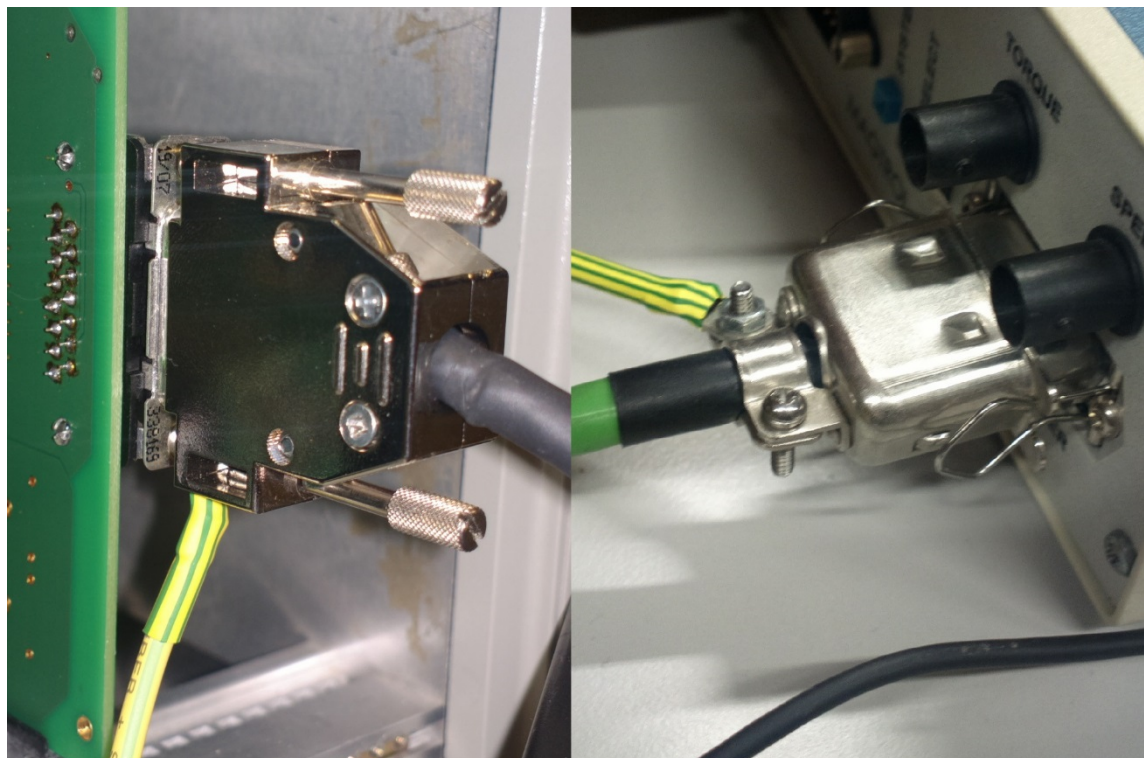


Photo 3 - Connecteurs du codeur (gauche) et du couplemètre (droite) avec leur liaison à la terre

3 Amélioration de la robustesse

Plusieurs modifications ont été apportées à l'électronique pour améliorer la sécurité générale et la robustesse du système. En particulier, les IGBT étaient susceptibles de se retrouver en court-circuit si le DSP n'était pas activé ou simplement débranché. Dans un tel cas, si le bus DC est connecté par inadvertance, il est possible de détruire le module d'IGBT.

Les modifications sont soit physiques, soit logicielles (une CPLD sépare le DSP des drivers d'IGBT et peut être reprogrammée). Les principales modifications apportées sont les suivantes :

- Ajout de pull-down sur les signaux PWM pour forcer les entrées à 0 si le DSP n'est pas connecté
- Ajout d'un signal « driver enable » qui empêche les signaux PWM de passer par défaut
- Modification du code de la ROM du DSP, pour forcer toutes les sorties à 0 par défaut (le DSP ne doit, pour le moment, agir que lorsqu'il est activé via l'ordinateur et non pas dès qu'il est alimenté).
- Ajout d'un retour des drivers signalant une éventuelle désaturation des IGBT au DSP
- Ajout d'une sortie de surveillance de la température des IGBT, via un multimètre externe

Depuis que ces modifications ont été effectuées et que la température des IGBT est surveillée, il n'y a plus jamais eu besoin de remplacer un module défectueux.

4 Aspects thermiques

Dans sa conception originale et avec le boîtier dans lequel il est placé, le module d'IGBT de la carte de puissance avait une tendance certaine à surchauffer. Le refroidissement passif n'est clairement pas suffisant et l'absence d'aération n'aide pas. Différents tests ont été menés pour essayer d'améliorer la situation.

4.1 Modifications apportées au système

La première opération effectuée a été d'aménager une ouverture en dessus et en dessous du radiateur du module d'IGBT, afin que l'air puisse circuler verticalement au lieu de stagner dans le boîtier en laissant la chaleur s'accumuler. Des mesures de température ont ensuite été réalisées dans différentes configurations, chaque nouvelle modification s'ajoutant aux précédentes :

- Ajout d'un ventilateur en aspiration en dessous du radiateur
- Surélévation du boîtier pour améliorer la circulation de l'air en dessous et faciliter l'aspiration
- Ajout d'un ventilateur en extraction en dessus du radiateur
- Fermeture de l'arrière du boîtier (toutes les précédentes mesures ont été réalisées avec la plaque arrière enlevée afin d'avoir un meilleur accès aux composants de l'alimentation et aux branchements des ventilateurs)

Dans un deuxième temps, un nouveau changement a été apporté au système : la fréquence de commutation des IGBT a été abaissée de 16 [kHz] à 4 [kHz]. Cela a amené à une nouvelle baisse substantielle de la température des IGBT.

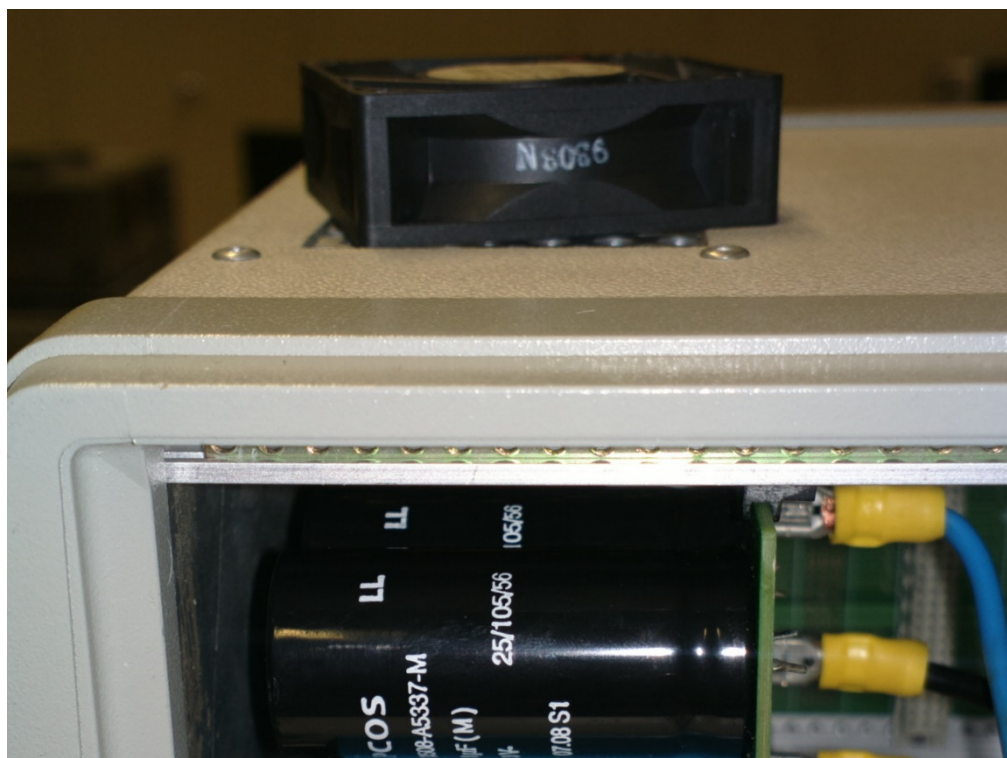


Photo 4 - Ventilateur du haut (extracteur), à l'extérieur du boîtier par manque de place

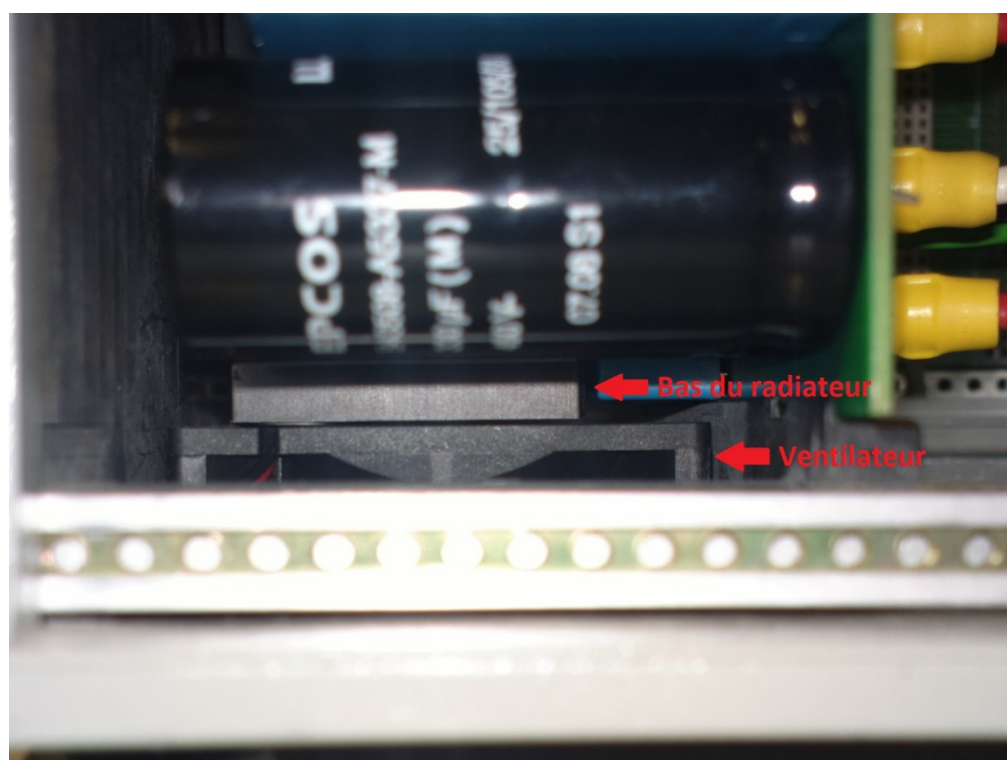


Photo 5 - Ventilateur du bas (aspiration). Noter l'espace entre le radiateur et le ventilateur

4.2 Mesures liées aux modifications physiques

Toutes ces mesures ont été réalisées sur la première version du Memory, à 16 [kHz]. Le bus DC est alimenté en 600 [V] et le moteur tourne à 1200 [rpm]. La constante de couple k_t est réglée au maximum de ce qui est permis par le logiciel, soit environ 2.4 [Nm/A]. Ce qui est modifié est la puissance mécanique que le moteur doit fournir.

La mesure de température est réalisée grâce à un ohmmètre externe branché sur la NTC du module d'IGBT. Pour rappel, la NTC mesure la température du boîtier du module d'IGBT, mais pas celle des jonctions. Sa température est environ 10 [°C] supérieure à celle du radiateur, mais nettement inférieure à celle des puces (sans que la différence entre les deux puisse être connue précisément). La limite de température fixée pour les essais est de 75[°C] – soit 800 [Ω] – ce qui permet d'avoir une bonne marge sur la température des jonctions.

Les premiers essais ont été menés à des puissances relativement faibles, puisque la température du module était déjà très élevée. Au fur et à mesure des modifications apportées au système, la puissance demandée au moteur a pu être augmentée.

Les valeurs de résistance mesurées ont été relevées une fois le système considéré comme stable, en pratique, lorsque la résistance ne varie plus que de quelques centièmes d'Ohm par minute. Les températures équivalentes ont été déduites à partir du graphe résistance/température du datasheet du module d'IGBT.

Aucune mesure à faible puissance n'a été réalisée une fois le système correctement refroidi. En effet, laisser la température se stabiliser prends beaucoup de temps à cause de l'importante capacité thermique du radiateur et les résultats obtenus n'auraient pas forcément été très intéressants.

Aucune mesure n'a été réalisée au-delà de 800 [W] mécaniques. Avec les paramètres fixés au départ pour la mesure, c'est la puissance maximum qu'il est possible de demander à la première version du moteur. En effet, le courant est déjà supérieur au courant nominal et il n'est pas possible d'augmenter la vitesse car la tension aux bornes du moteur est déjà très proche de la tension du bus DC.

4.2.1 Résultat des mesures

Le Tableau 1 présente le résultat des différentes mesures effectuées. Les températures indiquées sont celles mesurées par la NTC. :

		Avec ventilateur inférieur							
		Boîtier surélevé				Avec ventilateur supérieur			
								Avec façade arrière	
P_{mec} [W]	I_{rms} [Arms]	R_{NTC} [Ω]	T_{NTC} [$^{\circ}C$]	R_{NTC} [Ω]	T_{NTC} [$^{\circ}C$]	R_{NTC} [Ω]	T_{NTC} [$^{\circ}C$]	R_{NTC} [Ω]	T_{NTC} [$^{\circ}C$]
300	1	1120	65	1380	58	-	-	-	-
400	1.3	945	69	1270	61	-	-	-	-
500	1.6	800	75	-	-	-	-	-	-
600	1.95	-	-	-	-	1080	66	1120	65
700	2.25	-	-	-	-	1020	67	1045	66
800	2.6	-	-	-	-	913	70	920	70

Tableau 1 - Mesures de température à 16 [kHz]

Il est intéressant de constater qu'une fois le ventilateur en extraction installé, il est possible de doubler le courant RMS par rapport aux premières mesures, tout en conservant une température de module inférieure.

Il est probable que la fermeture de la façade arrière du boîtier permette de mieux canaliser l'air, ce qui expliquerait que cela aide à diminuer encore légèrement la température.

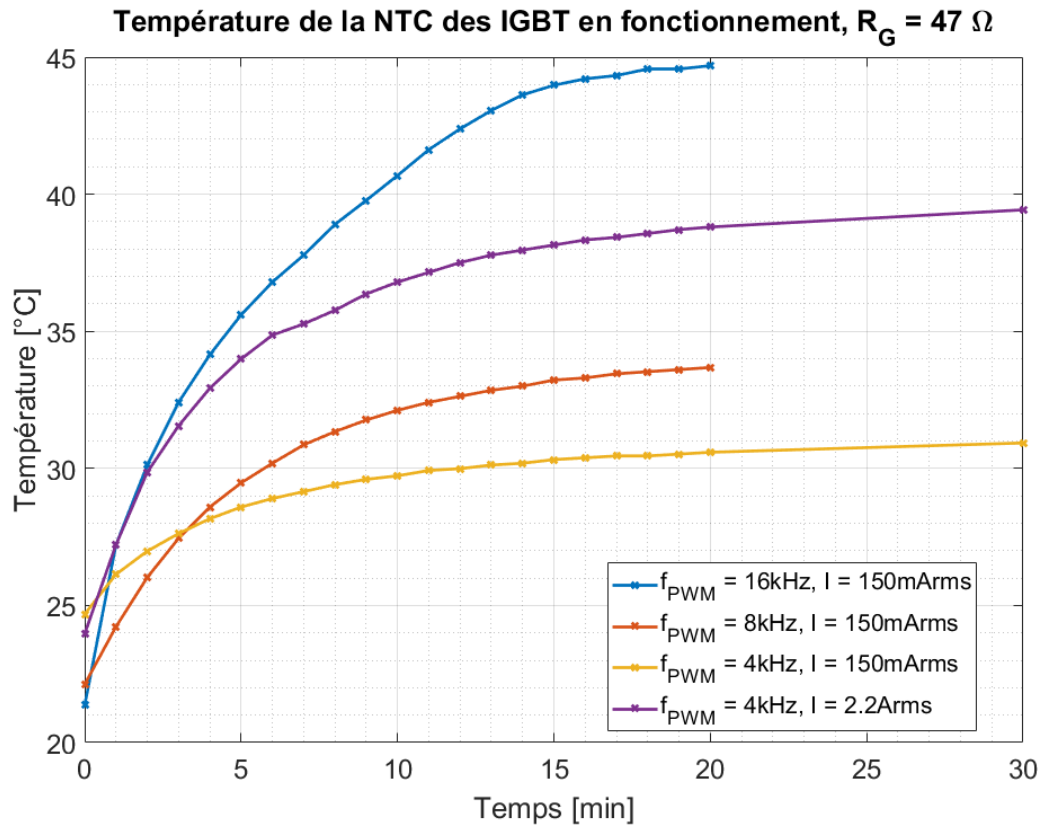
4.3 Mesures liées aux modifications logicielles

Comme mentionné plus haut, la fréquence de commutation des IGBT a été abaissée à 4 [kHz] au lieu de 16 [kHz] au départ. Les mesures ont été réalisées sur l'ancien moteur, alimenté à 600 [V] et tournant à 300 [rpm].

Une première mesure a été réalisée avec un courant RMS faible, soit 150 [mA]. Cette valeur permet d'assurer que même à 16 [kHz], il soit possible de laisser tourner le système aussi longtemps que nécessaire pour que la température se stabilise. Une fois qu'il a été démontré que l'abaissement de la fréquence améliore bien le comportement en température des IGBT, une nouvelle mesure à 2.2 [A] et 4 [kHz] a été réalisée.

4.3.1 Résultat des mesures

Les progrès apportés par l'abaissement de la fréquence de commutation sont spectaculaires : à conditions égales, la température des IGBT se stabilise 15 [°C] plus bas lorsque la fréquence est à 4 [kHz] par rapport à 16 [kHz].



Grappe 1 – Température des IGBT en fonction de la fréquence

Encore plus intéressant : la température finale lorsque le courant est défini à 2.2 [Arms] et 4 [kHz], soit 39.5 [°C], est inférieure à celle obtenue à 150 [mA] et 16 [kHz]. Comparer également cette température aux 66 [°C] mesurés à 2.25 [Arms] à 16 [kHz] lors des premiers essais : le gain est supérieur à 25 [°C] dans des conditions relativement proches.

Suite à ces mesures, la fréquence du PWM a été laissée à 4 [kHz] pour la plus grande partie du projet avec des résultats tout à fait satisfaisants, puis a été élevée à 5 [kHz] pour résoudre des problèmes de stabilité du nouveau moteur à haute vitesse. Voir à ce sujet le point 11.5.

5 Asservissement du système

5.1 Principe général

Il y a au total trois régulateurs. Un pour le courant de magnétisation, un pour le courant fournissant le couple et un pour la vitesse. Le schéma général du système est présenté ci-après, et les régulateurs sont détaillés dans les chapitres suivants.

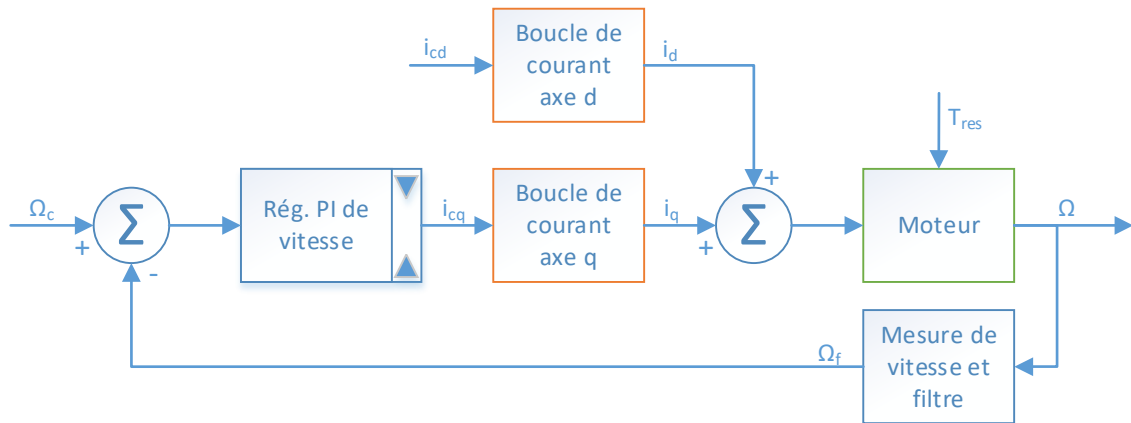


Schéma 1 – Schéma général du système

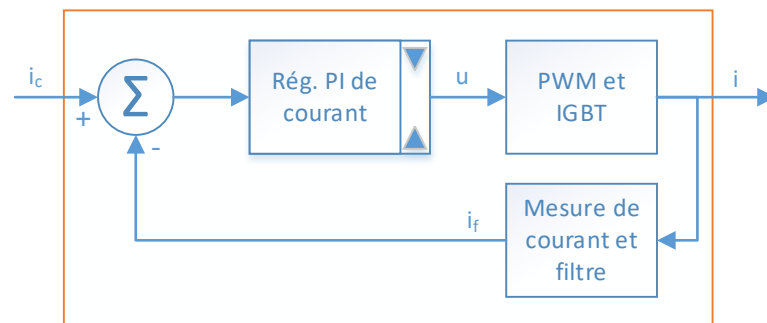


Schéma 2 – Boucle de courant simplifiée (un seul axe)

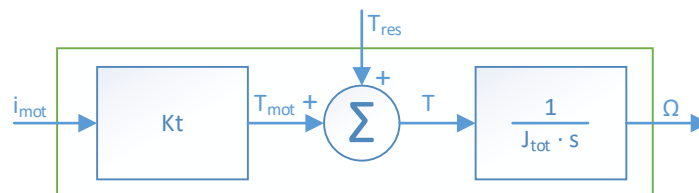


Schéma 3 – Détail du moteur

5.2 Courant

La régulation de courant se fait de manière vectorielle à l'aide de la transformée de Park-Clarke. Cela permet de ne régler que deux courants DC au lieu des trois courants de phase AC. Ces deux courants réglés sont virtuels. Le premier, dans « l'axe q » ou axe transverse du moteur détermine le couple que fournit le moteur et le second, dans « l'axe d » ou axe direct ne fournit aucun couple mais permet d'envoyer des pulses de (dé)magnétisation ou de défluxer le moteur.

La régulation de courant a été optimisée pour le nouveau moteur et pour être mieux adaptée à la nouvelle fréquence de commutation des IGBT (4 [kHz] au lieu de 16 [kHz], voir ci-dessus). Le régulateur est de type PI (proportionnel-intégrateur) avec anti-windup. Il y a deux régulateurs de courants indépendants, un pour l'axe d et l'autre pour l'axe q . Ceux-ci sont strictement identiques au niveau du fonctionnement mais n'ont pas les mêmes coefficients k_p et k_i . Ces derniers ont été dimensionné avec la méthode de la compensation du pôle dominant – déterminé à partir des résistances et inductances des phases du moteur – puis légèrement ajustés avec des tests pratiques.

La fonction de transfert de chaque régulateur est la suivante

$$G_c = k_p \cdot \left(1 + \frac{k_i}{s} \right) \quad (1)$$

Le premier prototype nécessite les paramètres suivants (identique pour les deux axes) :

$$k_{p_i} = 0.1577 [-]; \quad k_{i_i} = 179.4 \left[\frac{1}{s} \right] \quad (2)$$

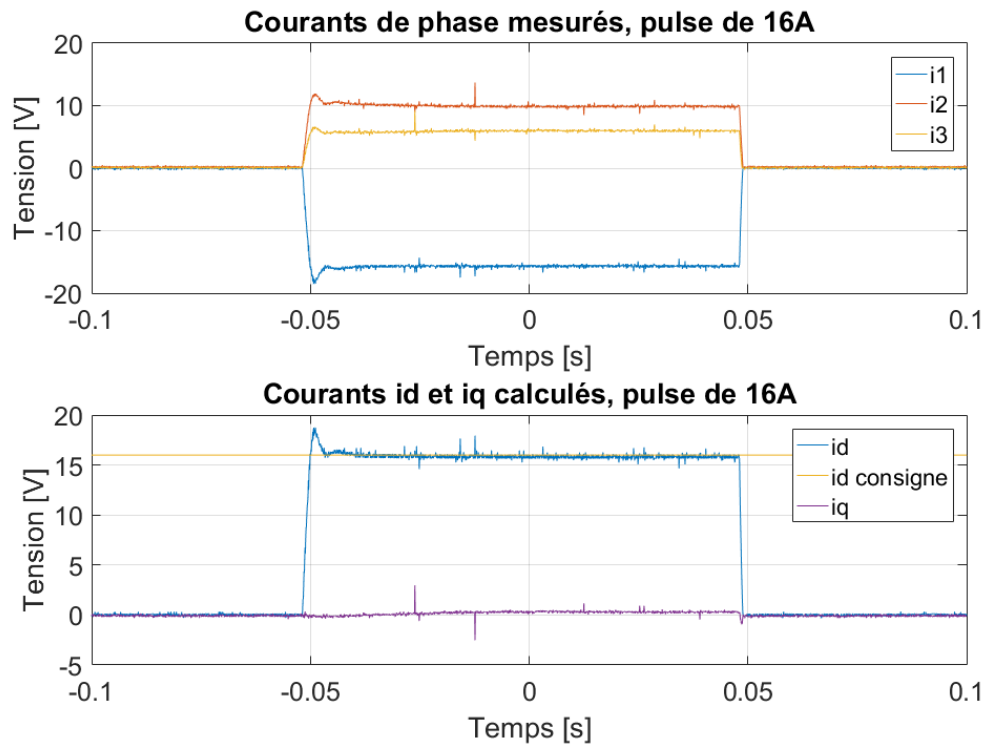
Le second prototype quant à lui nécessite les paramètres suivant :

$$k_{p_i} = 0.05 [-]; \quad k_{i_i} = 200 \left[\frac{1}{s} \right] \quad (3)$$

Ils étaient également identiques pour les deux axes tant que les régulateurs étaient identiques. L'axe q nécessitant à présent un régulateur PID, ses paramètres ont été modifiés (voir point 11.3.1)

Le régulateur de l'axe q est intégré dans la boucle de vitesse. C'est le régulateur de vitesse qui lui fournit sa consigne. Le régulateur de l'axe d est totalement indépendant. Il reçoit sa consigne soit depuis la partie gérant les pulses de magnétisation, soit depuis la partie gérant le défluxage.

Voici un exemple de mesure de courant lors d'une pulse de magnétisation de 16 [A] d'une durée de 100 [ms] avec le moteur à l'arrêt :



Graph 2 – pulse de magnétisation de 16 [A], moteur arrêté

Le graphe du haut montre les trois courants de phase réels mesurés à l'oscilloscope. Le graphe du bas montre la pulse correspondant sur l'axe d , ainsi que le courant dans l'axe q (qui est censé rester à 0 en permanence puisque le moteur ne doit pas tourner). Enfin, il présente « id consigne », qui est uniquement le niveau que doit attendre la pulse lorsqu'elle est établie, mais pas la consigne à proprement parler.

Le régulateur de l'axe d est toujours tel que présenté ici. Celui de l'axe q a été modifié pour améliorer la stabilité du nouveau moteur à haute vitesse. Voir à ce sujet le point 11.3.

5.3 Vitesse

La régulation de vitesse est superposée à celle de courant de l'axe q . Le régulateur est également de type PI avec anti-windup. Son implémentation est identique à celle des régulateurs de courant.

Etant du même type que les régulateurs de courant, la fonction de transfert est identique à ces derniers. Seuls ses paramètres changent. Pour l'ancien moteur :

$$kp_{vit} = 0.3 [-]; ki_{vit} = 15 \left[\frac{1}{s} \right] \quad (4)$$

Pour le nouveau moteur :

$$kp_{vit} = 0.2 [-]; ki_{vit} = 2.5 \left[\frac{1}{s} \right] \quad (5)$$

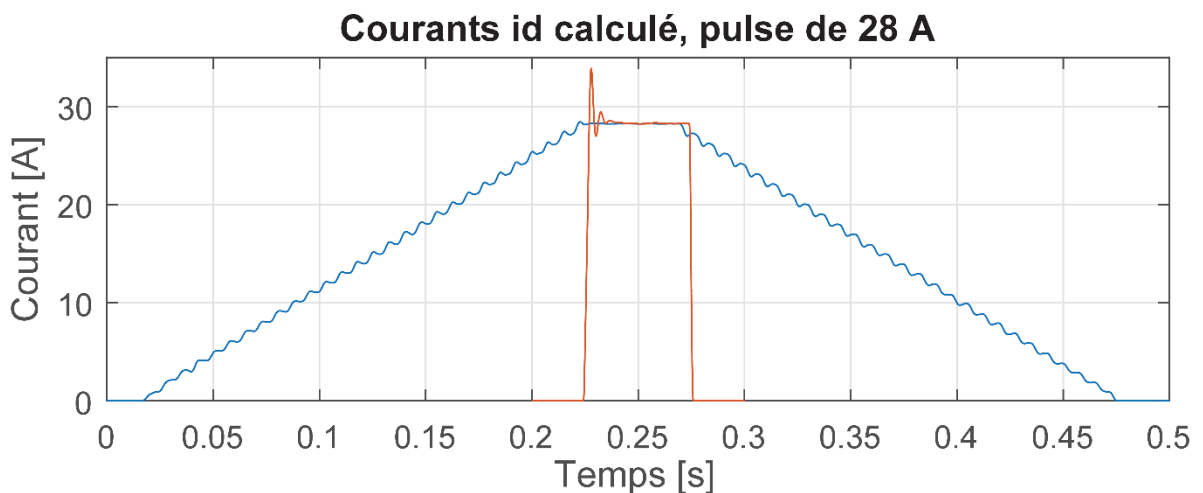
6 Modification des pulses

6.1 Forme des pulses

Les pulses rectangulaires telles qu'elles ont été utilisées au début du projet sont très contraignantes pour l'électronique et pour le moteur, surtout lorsqu'elles ont des amplitudes importantes. Une fonction permettant d'adoucir cela a été ajoutée. Les nouvelles pulses ont approximativement une forme de trapèze. La durée de la pulse est comptée uniquement une fois la valeur de consigne atteinte.

L'inconvénient des pulses trapézoïdales est qu'elles nécessitent plus d'énergie que les pulses rectangulaires, puisque le temps durant lequel circule du courant est plus long.

A titre d'exemple, le Graphe 3 montre une comparaison entre deux pulses, l'une rectangulaire et l'autre trapézoïdale, d'une amplitude de 28 [A] et d'une durée de 50 [ms] :



Graphe 3 – pulses trapézoïdale et rectangulaire de 28 [A] et 50 [ms]. A noter que depuis que cette mesure a été réalisée, la pente des trapèzes a été accentuée. Une pulse trapézoïdale de 28 [A] de 50 [ms] ne dure actuellement plus que 170 [ms] tout compris.

Le programme récupère la consigne de pulse et le découpe en paliers de 4 [A], plus un palier avec le reste de la division. Par exemple une pulse de 11 [A] aura la forme suivante : 4 → 8 → 11 → 8 → 4 [A]. Chaque palier est maintenu durant 10 [ms], sauf lorsque la consigne est atteinte. Pour une durée « utile » de 50 [ms], la pulse de 11 [A] aura donc une longueur totale de 90 [ms].

6.2 Durée des pulses

Au début du projet, la durée utile des pulses a été établie arbitrairement à 150 [ms]. Cette valeur donnait des résultats satisfaisants. Néanmoins, des mesures réalisées par Yvan Becher dans le cadre de son projet de master ont montré qu'une durée de 30 [ms] était suffisante dans tous les cas. Il est

ainsi possible de diviser par un facteur cinq l'énergie utilisée pour magnétiser ou démagnétiser le moteur, cela évite de chauffer inutilement les IGBT et cela permet de significativement augmenter la dynamique lorsque les pulses sont envoyées pendant que le moteur tourne.

7 Ajout d'une fonction de (dé)magnétisation automatique à l'arrêt

Suivant les applications, il peut être intéressant de changer la constante de couple du moteur avant de démarrer. Le principe général consiste à démagnétiser complètement le moteur, afin d'avoir un kt de référence fixe, puis de le remagnétiser pour atteindre le kt souhaité. La construction du moteur fait qu'il est plus facile de le démagnétiser que de le magnétiser, d'où le choix de la référence au kt minimum. La pulse utilisée dans ce cas a une amplitude de

$$I_{pulse\ demag} = -28 [A] \quad (6)$$

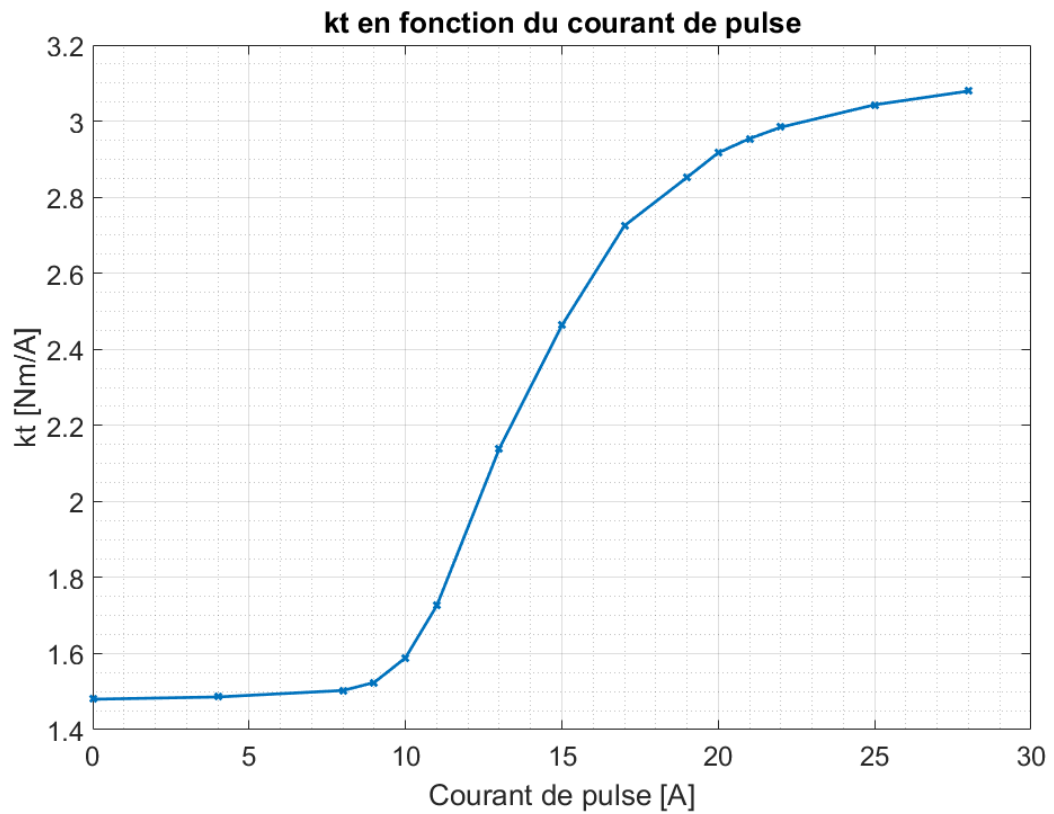
Il a fallu déterminer par la mesure quelles intensités de pulses sont nécessaires pour obtenir un kt donné. Dans le cas – probable – où le kt souhaité par l'utilisateur ne fait pas partie du jeu de mesures, le courant de pulse à envoyer est calculé par interpolation à partir des deux points de mesure les plus proches.

Le Tableau 2 présente la correspondance utilisée pour calculer puis envoyer les pulses de magnétisation afin de générer un kt donné.

$I_{pulse} [A]$	$kt [Nm/A]$
0.0	1.480
4.0	1.486
8.0	1.503
9.0	1.524
10.0	1.589
11.0	1.726
13.0	2.139
15.0	2.463
17.0	2.725
19.0	2.852
20.0	2.917
21.0	2.954
22.0	2.984
25.0	3.043
28.0	3.079

Tableau 2 – Correspondance entre le courant de pulse et le kt obtenu, partant du moteur complètement démagnétisé. Valeurs pour le second prototype du Memory Motor.

Graphiquement, cela met bien en évidence l'hystérèse magnétique (Graphe 4).



Grphe 4 – Correspondance entre le courant de pulse et le k_t obtenu, partant du moteur complètement démagnétisé. La courbe montre également les zones linéarisées entre deux points de mesures.

Les résultats obtenus en pratique sont très bons. N'importe quel k_t programmé est atteint avec une précision inférieure à 5 [%].

8 Ajout d'une fonction de démagnétisation automatique en fonctionnement

Dès les débuts de projet, il était possible de régler la constante de couple du moteur de manière manuelle ou automatique lorsque celui-ci est à l'arrêt. Une nouvelle étape est ici franchie, puisqu'il est à présent possible d'adapter la constante de couple automatiquement en fonction de la vitesse du moteur. L'idée est de pouvoir démarrer avec le kt maximum, puis de le réduire au fur et à mesure de l'accélération.

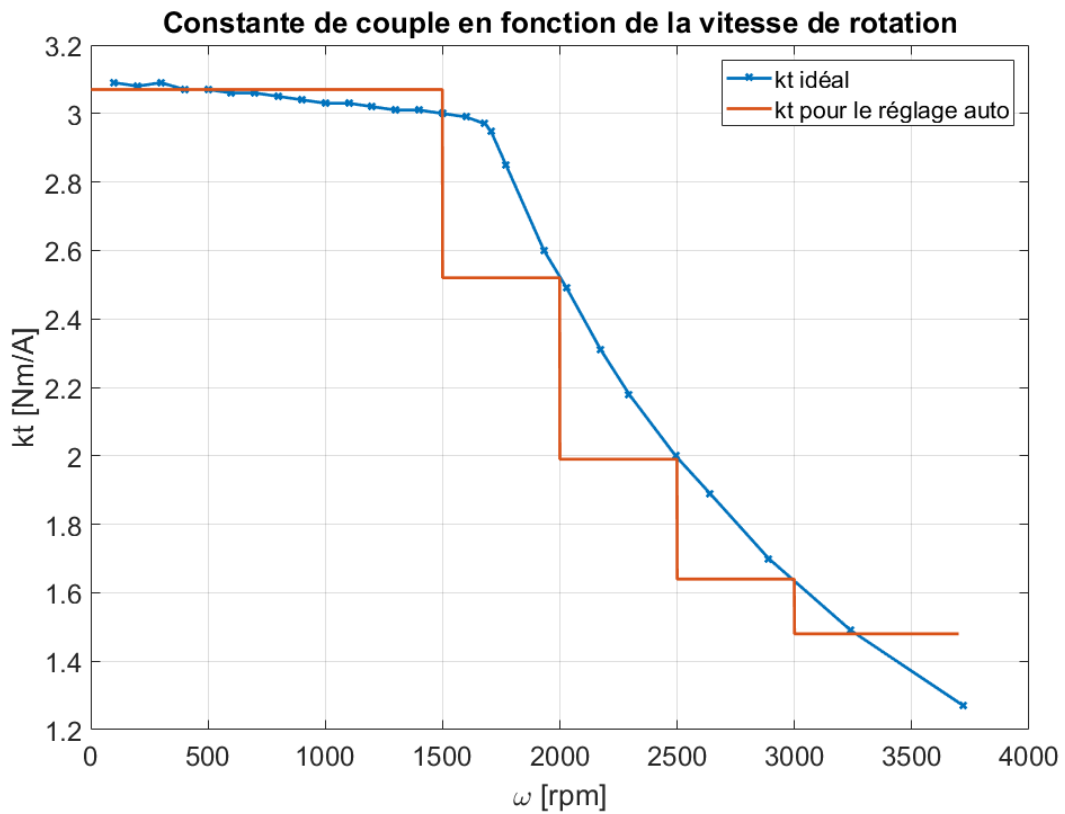
A terme, il sera également possible de faire l'opération inverse, soit de remagnétiser le moteur lorsqu'il ralentit. Ce processus est néanmoins plus complexe à mettre en place. En effet, lors de l'accélération, l'état du moteur est connu avec précision : il est toujours complètement magnétisé avant de démarrer, car une pulse de magnétisation maximum est envoyée lorsque le mode de magnétisation automatique est activé, puis chaque fois que le moteur cesse de tourner. Cependant, une fois que le moteur a été partiellement démagnétisé, la valeur de sa constante de couple va dériver légèrement par rapport aux prévisions. Cela n'est pas notable pour quelques pulses d'affilée, mais à partir du moment où le kt est modifié un grand nombre de fois à la hausse ou à la baisse sans pouvoir reprendre de référence, la dérive va s'amplifier jusqu'à faire sortir le kt de ses tolérances. Le problème sous-jacent est que la régulation de la magnétisation se fait en boucle ouverte : le programme n'a aucun moyen de mesurer le kt actuel et doit donc partir du principe qu'il est correct par rapport à la succession de pulses qui ont été envoyées.

Le Tableau 3 donne les pulses envoyées pour démagnétiser le moteur en fonction de la vitesse.

ω [rpm]	I_{pulse} [A]	kt [Nm/A]
0	0	3.07
1500	-5.4	2.52
2000	-7.0	1.99
2500	-7.2	1.64
3000	-8.0	1.48

Tableau 3 – Niveau des pulses de démagnétisation en fonction de la vitesse. Valeurs pour le second prototype du Memory Motor.

Le Graphe 5 est une représentation de la constante de couple idéale (extrapolée à partir du graphe couple/vitesse et du courant nominal du moteur), ainsi que des différents paliers de kt utilisés par le programme.

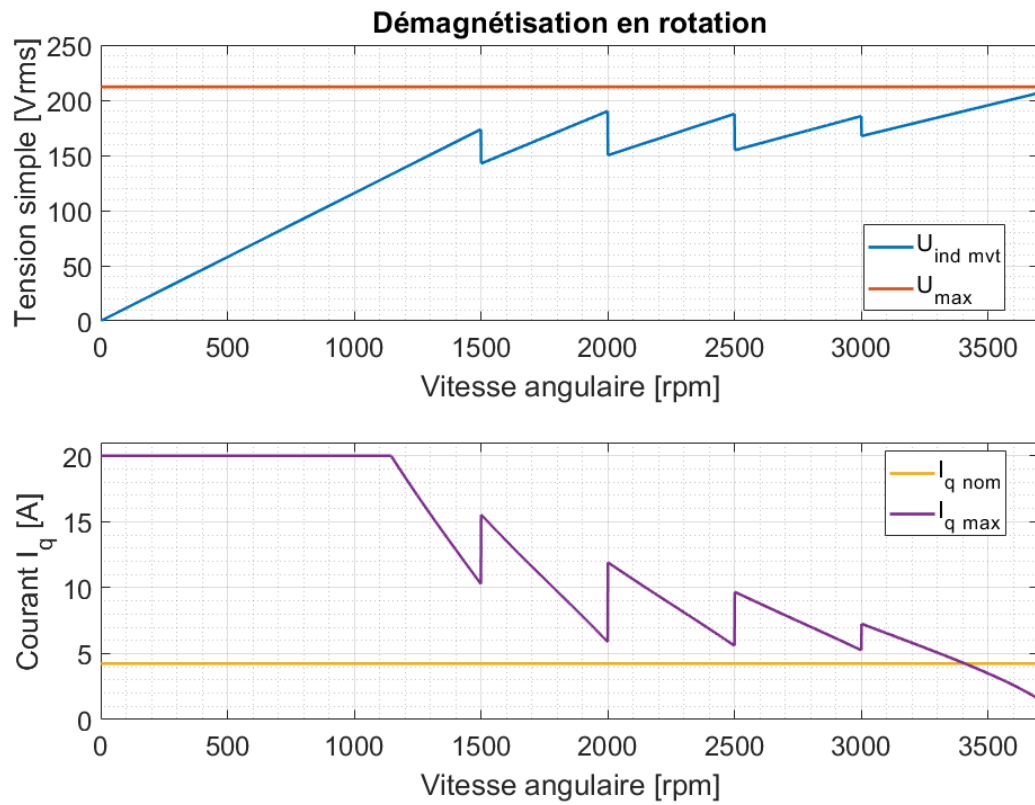


Graph 5 - Comparaison des constantes de couples idéales et pratiques en fonction de la vitesse

A noter que le dernier point du kt idéal est hypothétique, puisque la constante de couple minimum qu'il est possible d'atteindre en démagnétisant complètement le moteur vaut $kt = 1.48 \left[\frac{Nm}{A} \right]$

Dans un premier temps, les vitesses auxquelles sont envoyées les pulses de démagnétisation ont été définies arbitrairement. Elles pourront être optimisées à l'avenir. Il en va de même pour le nombre de paliers de kt différents. Il faut en effet trouver un compromis : la courbe réelle doit être proche de la courbe idéale, mais il ne faut pas non plus faire trop de paliers différents, car chaque pulse envoyée pour modifier le kt coûte de l'énergie et prend un certain temps (30 [ms] au minimum).

Il est intéressant d'étudier l'influence de la démagnétisation sur les tensions et courants du moteur (Graph 6).



Graph 6 – Courants et tensions lors d'une démagnétisation en mouvement. $I_{q \text{ max}}$ indique la limite que le courant de l'axe q ne peut pas dépasser. Jusqu'à 1150 [rpm], il s'agit d'une limitation logicielle. Au-delà, il s'agit de contraintes physiques, liées à la tension induite de mouvement et à l'inductance du moteur.

9 Amélioration de la protection contre les sur-courants

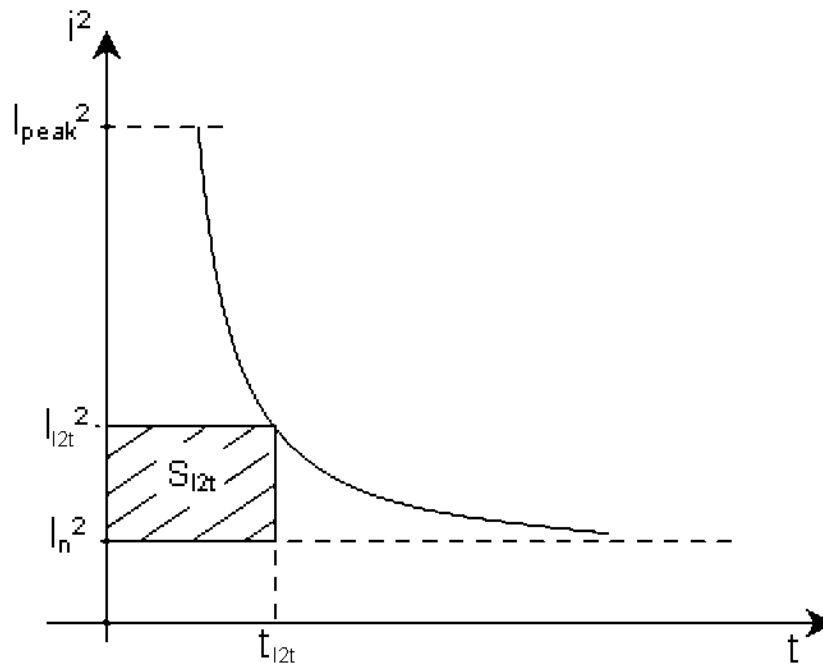
La première protection contre les sur-courants – et par là même, les surchauffes – était empirique et relativement peu efficace. Elle a été remplacée par une méthode à la fois plus simple et donnant de meilleurs résultats.

Il y a deux protections superposées :

- La première est une limite absolue que le courant ne doit jamais dépasser, afin de préserver l'électronique. Les IGBT ont en effet une constante de temps thermique très courte et ne tolèrent pas de grands dépassements de courant.
- La seconde vise à protéger le moteur. Celui-ci supporte très bien des pointes de courant largement supérieures à son courant nominal, pour autant qu'elles aient une durée raisonnable. Bien évidemment, l'amplitude du dépassement conditionne le temps maximum pendant lequel il peut être toléré. Ce temps est calculé en utilisant la méthode i^2t , qui est résumée ci-dessous.

9.1 Limitation de courant i^2t

Comme le laisse supposer son nom, la limitation i^2t protège le moteur en combinant une surveillance du courant et du temps. Les valeurs limites à ne pas dépasser sont définies à partir du courant nominal du moteur, du courant maximum supporté par le moteur durant un temps donné ainsi que le temps en question.



Graphe 7 - Courant max admissible pour un temps donné avant que la protection ne s'active. La surface S_{i^2t} est constante pour chaque point de la courbe [1]

Cela permet donc, en connaissant juste un couple « courant max / temps max » de savoir quand limiter la commande de courant pour n'importe quel dépassement du courant nominal.

La valeur limite se calcule comme suit :

$$S_{I_{2t}} = (I_{i_{2t}}^2 - I_n^2) \cdot t_{i_{2t}} \quad (7)$$

Nom	Nom code C	Unité	Description	Valeurs Memory
$S_{I_{2t}}$	$i_{2t}limite$	[A ² s]	Valeur limite à ne pas dépasser	222.75
$I_{I_{2t}}$	$I_{max\ mot}$	[A]	Courant maximum admissible de manière continue durant le temps $t_{I_{2t}}$. En l'occurrence, dans le code, c'est la valeur I_{peak} qui a été utilisée.	30.0
I_n	$I_{nom\ mot}$	[A]	Courant nominal du moteur	3.0
$t_{I_{2t}}$	$t_{max\ mot}$	[s]	Temps maximum durant lequel le courant $I_{I_{2t}}$ est admissible	0.25
I_{peak}	$I_{max\ mot}$	[A]	Courant maximum absolu (permet aussi de protéger les IGBT)	30.0

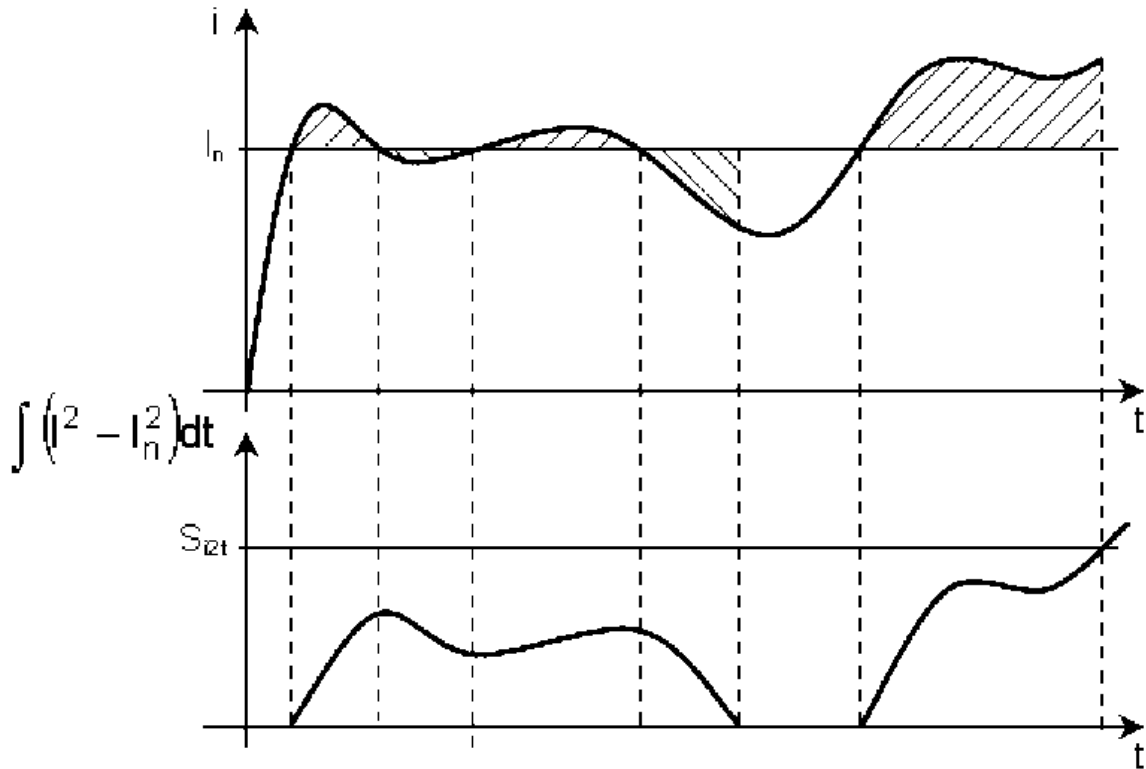
Tableau 4 - Description des variables liée à l' i_{2t} . Leur nom a été modifié dans le code C (par rapport à la théorie) car cela rend le programme pris seul plus clair

Ce n'est bien évidemment pas directement le courant qui est comparé à $i_{2t}limite$, mais la variable i_{2t} , qui a les mêmes unités. Mathématiquement, elle se calcule comme suit :

$$i_{2t} = \int i(t)^2 - I_n^2 dt \quad (8)$$

A noter que i_{2t} ne peut pas être négatif, il doit donc être limité à 0 si le résultat de l'intégrale est négatif. En effet, il s'agit d'une image de l'énergie excédentaire absorbée par le moteur lorsque le courant nominal est dépassé. Laisser i_{2t} passer en dessous de 0 impliquerait que plus le moteur a tourné longtemps en dessous de son courant nominal, plus un futur sur-courant serait autorisé durant une longue période, ce qui ne fait pas de sens par rapport à la protection recherchée. Intuitivement, cela reviendrait à dire que tant que le courant est inférieur à sa valeur nominale – le cas extrême étant un courant nul – le moteur se refroidit indéfiniment, ce qui n'a pas de sens

physiquement.



Graph 8 - comparaison entre le courant (haut) et le $i2t$ (bas). Noter que le $i2t$ est toujours positif ou nul [1]

En code C, l'équation (2) prend la forme suivante :

$$i2t = i2t_{old} + (i_q^2 + i_d^2 - I_{nom}^2) \cdot T_{PWM} \quad (9)$$

avec une saturation inférieure à 0.

Nom code C	Unité	Description
$i2t$	$[A^2/s]$	Valeur actuelle de l'intégrale
$i2t_{old}$	$[A^2/s]$	Valeur de $i2t$ lors de l'itération précédente
i_q	$[A]$	Courant mesuré dans l'axe q
i_d	$[A]$	Courant mesuré dans l'axe d
I_{nom}	$[A]$	Courant nominal du moteur
T_{PWM}	$[s]$	Période du PWM

Tableau 5 - Description des variables liées à l' $i2t$ (suite)

A chaque cycle, $i2t$ est recalculé et comparé à $i2t_{limite}$. Tant qu'il est inférieur, le système fonctionne normalement. Si la limite est franchie, le courant dans l'axe q est limité à 90% du courant nominal et le courant dans l'axe d est ramené à zéro. Cette manière de faire est simple et permet au moteur de continuer à tourner, même si c'est dans de mauvaises conditions, tout en permettant à $i2t$ de redescendre. Elle devra toutefois être modifiée lors de l'utilisation de moteurs devant être défluxés. En effet, couper brusquement le courant id lorsque le moteur tourne au-delà de sa vitesse nominale provoque une surtension pouvant endommager l'électronique.

Une amélioration prévue mais qui n'a pas encore été implémentée est une double limite pour le $i2t$: la seconde est la limite absolue, telle que décrite précédemment, et la première est la limite pour le courant iq , laissant juste assez de marge pour pouvoir faire une pulse à courant maximum sans problèmes.

10 Ajout d'un découplage des axes d et q

Dans l'état actuel des choses, les axes d et q du moteur ne sont pas parfaitement découplés, en particulier lorsque le moteur tourne. Autrement dit, une action sur l'un des axes entraîne une réponse de l'autre axe également. Ce phénomène est particulièrement marqué lors de l'envoi de pulses de (dé)magnétisation dans l'axe d , puisqu'il s'agit d'une variation brutale et importante de la consigne de courant.

Il a donc été tenté de remédier à cela en ajoutant un terme de découplage pour chaque axe en aval du régulateur, comme le montre le schéma suivant :

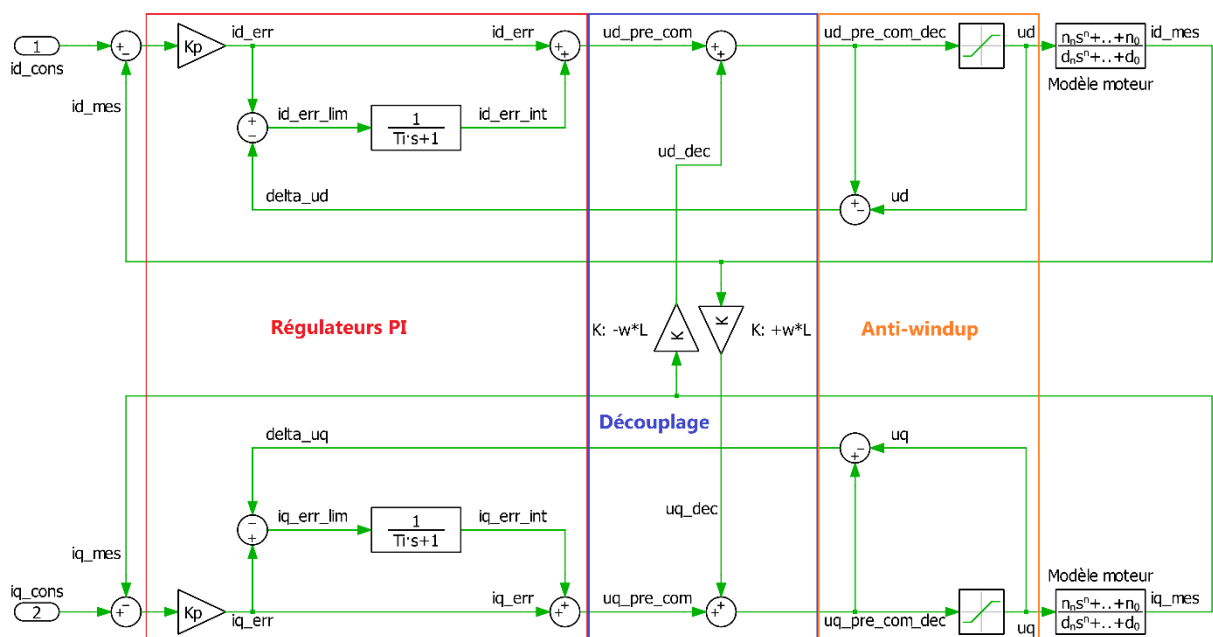
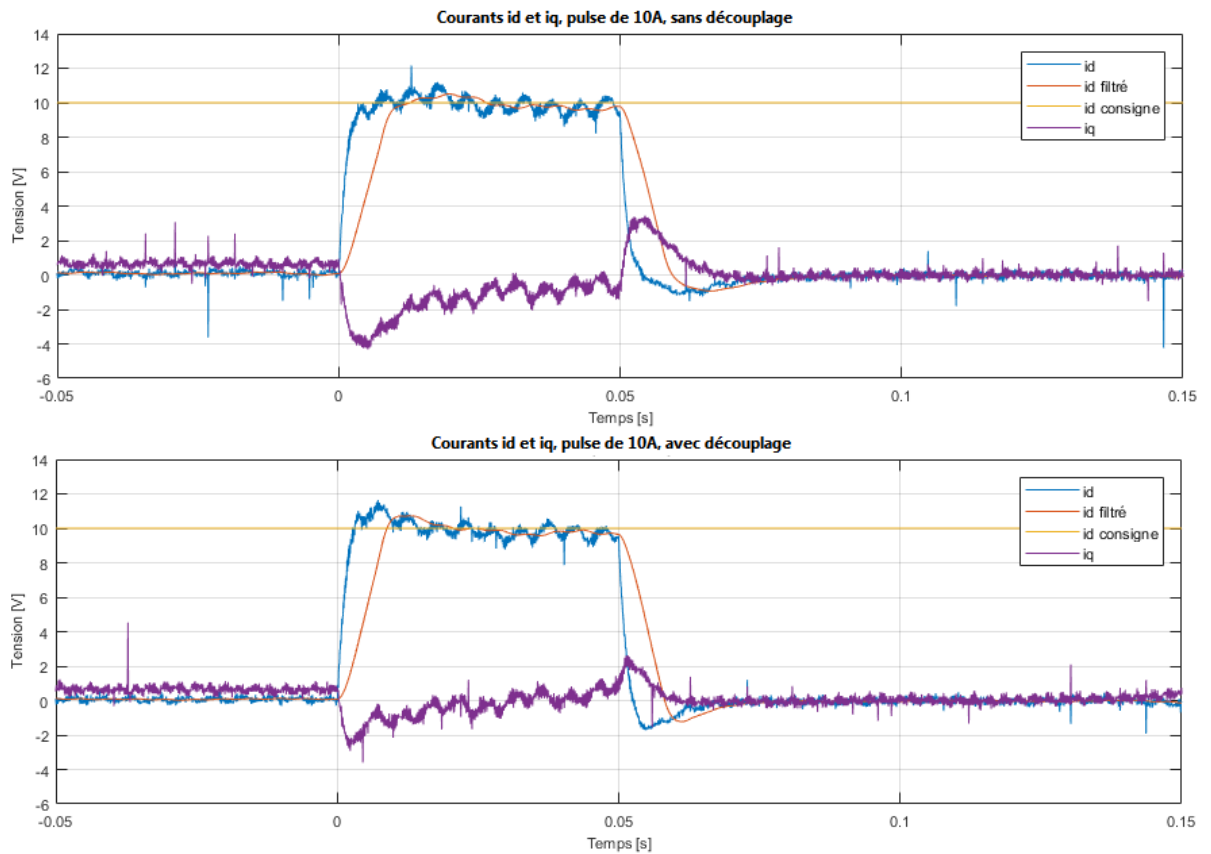


Schéma 4 – Régulateurs PI de courant avec découplage des axes et anti-windup. L'axe d se trouve en haut, le q en bas. Noter la différence de signe des deux termes de découplage.

Les mesures ci-dessous montrent l'influence sur l'axe q d'une pulse de 10 [A] envoyée sur l'axe d , sans, puis avec découplage lorsque le moteur tourne à 1000 [rpm].



Grphe 9 - Influence de l'axe d sur l'axe q lors d'une pulse. Le moteur tourne à vide à 1000 [rpm]. Les transitoires sur l'axe q passent d'environ $\pm 4[A]$ à $\pm 2 [A]$. L'indication « consigne » en jaune donne seulement le niveau que doit atteindre la pulse, pas sa durée.

Malheureusement, malgré de nombreux essais avec différents paramètres, le découplage améliore partiellement les transitoires sur l'axe q , mais ne les élimine pas totalement.

11 Problèmes d'instabilité à haute vitesse

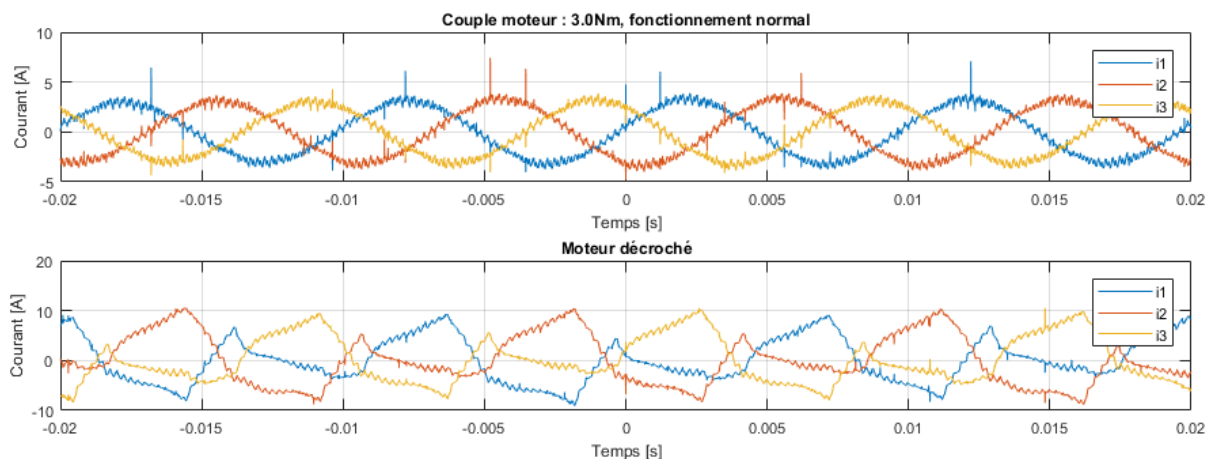
11.1 Symptômes

Depuis les derniers ajustements des régulateurs, le moteur fonctionne bien. Il est réactif et stable dans pratiquement toutes les situations. Néanmoins, il y a un cas où le comportement du moteur n'est pas satisfaisant : la rotation avec charge à haute vitesse.

Concrètement, lorsque la vitesse dépasse 2800 [rpm], le moteur devient instable dès qu'il doit fournir un peu de couple. Par exemple, à 3000 [rpm], si le moteur consomme plus de 2.2 [A] environ, soit 73 [%] de son courant nominal, il est pratiquement certain qu'il va décrocher en moins d'une minute. A partir de 3400 [rpm], le simple fait que le moteur de charge Emerson soit accouplé à l'arbre suffit à déstabiliser le Memory Motor. Cela se manifeste par une brusque perte de vitesse, accompagnée d'un « grognement » mécanique.

Tout cela se rencontre uniquement lorsque le moteur est complètement démagnétisé. S'il ne l'est pas, il est impossible d'atteindre ces vitesses, et lorsqu'il n'est pas démagnétisé, c'est la limite de tension induite qui pose problème en cas de consigne de vitesse trop élevée, en empêchant simplement le moteur d'accélérer, sans autre effet néfaste.

Pour illustrer le problème, le Graphe 10 une comparaison entre les courants de phase lorsque le moteur tourne normalement, et lorsqu'il a décroché.



Graphe 10 - Comparaison des courants de phase du moteur en fonctionnement normal à 3000 [rpm] et lorsque le moteur a décroché

Ce problème n'a pas été détecté plus tôt car ce n'est que récemment que le moteur a été poussé à des vitesses suffisantes pour le faire apparaître.

11.2 Causes

Différentes pistes ont été testées pour tenter de résoudre ce problème – notamment que ce n'est pas la charge qui induit une perturbation, que le calage électrique du moteur est correct, que ce n'est pas dû à une limite de la tension du bus DC – sans grand succès. Finalement, il s'est avéré que c'est le régulateur de courant implémenté pour l'axe q qui n'était pas assez performant, en particulier en terme de réjection des perturbations.

11.3 Résolution

Pour améliorer les choses, il a fallu changer de régulateur de courant de l'axe q , en remplaçant le PI existant par un PID accompagné d'un feed-forward. De plus, il a fallu augmenter la fréquence du PWM à 5 [kHz] au lieu de 4 [kHz] auparavant. En effet, plus le PWM est lent, plus le régulateur met du temps à réagir lorsqu'une perturbation survient. Pour rappel, la fréquence du PWM avait été définie à 4 [kHz] pour des raisons d'échauffement excessif des IGBT (voir point 4.3).

Le feed-forward compense la perturbation due à la tension induite de mouvement. Il pré-calculé la commande u_q à appliquer à partir de la constante de tension du moteur (celle-ci étant directement liée à la constante de couple) et de la vitesse du moteur.

11.3.1 Schémas de principe

Les Schéma 5, Schéma 6 et Schéma 7 montrent, pour rappel, les schémas fonctionnels du système. Le Schéma 8 présente les modifications apportées par rapport à la première version de la régulation.

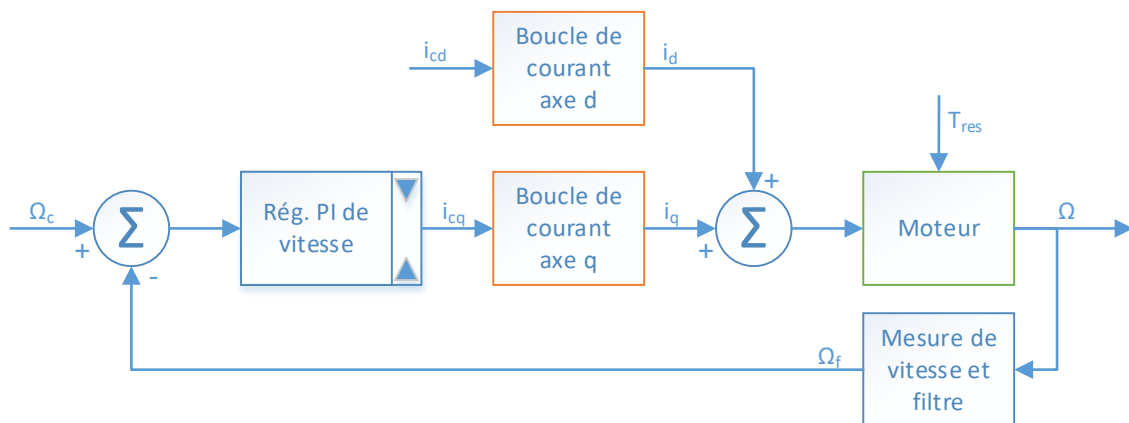


Schéma 5 - Schéma général du système

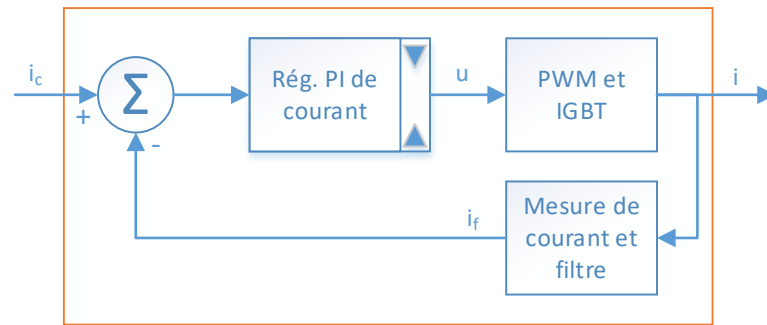


Schéma 6 - Schéma de l'ancienne version de la boucle de courant (un seul axe). L'axe d est toujours réalisé ainsi. L'axe q a été modifié selon le Schéma 8

Le régulateur PI a pour fonction de transfert :

$$G_c = k_p \cdot \left(1 + \frac{k_i}{s}\right) \quad (10)$$

Et les paramètres ont pour valeur

$$k_p = 0.05 [-] ; k_i = 200 \left[\frac{1}{s}\right] \quad (11)$$

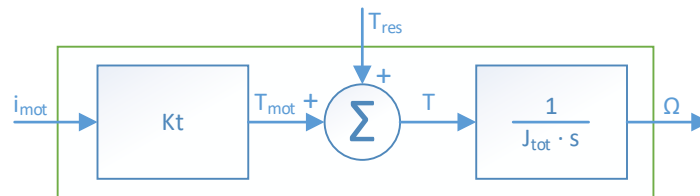


Schéma 7 - Détail du moteur

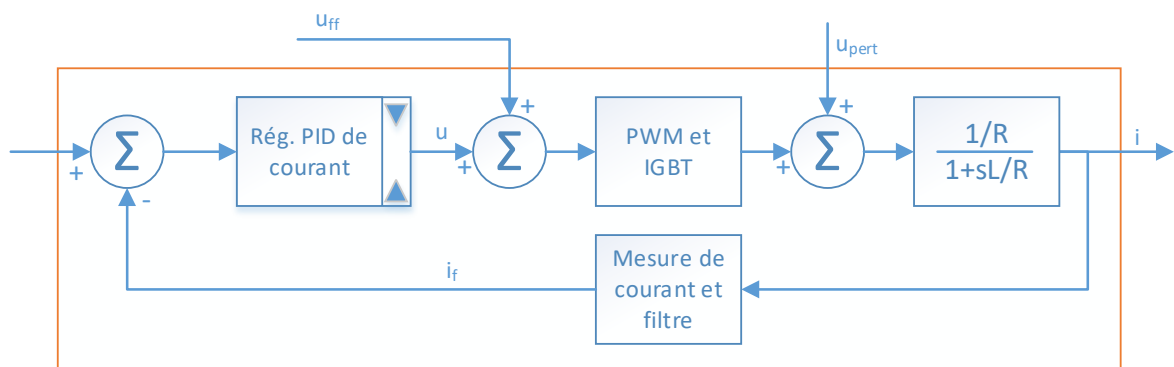


Schéma 8 - Nouvelle boucle de courant de l'axe q, y compris le feed-forward et une modélisation des perturbations rendant le moteur instable à haute vitesse

Le nouveau régulateur PID a la fonction de transfert suivante :

$$G_c = k_p \cdot \left(1 + \frac{k_i}{s} + t_d \cdot s\right) \quad (12)$$

Avec comme paramètres

$$k_p = 0.3 [-]; k_i = 200 \left[\frac{1}{s} \right]; t_d = 6.2552 \cdot 10^{-5} [s] \quad (13)$$

Auparavant, les boucles de courant des axes d et q étaient identiques. Dans la version actuelle du système, la régulation de l'axe d n'a pas été modifiée car elle donne de bons résultats dans toutes les configurations. Par contre, l'axe q a été corrigé selon le Schéma 8. L'entrée u_{pert} représente les perturbations qui déstabilisent le moteur à haute vitesse. Leur amplitude est variable. Elles ont plusieurs sources possibles, notamment des imperfections non linéaires de l'onduleur ou des harmoniques de la tension induite de mouvement du moteur.

11.3.2 Fonctions de transfert

Les fonctions de transfert du système ont été identifiées à partir d'un saut indiciel réalisé sur le moteur, avec la constante de couple au minimum.

Dans le premier cas, le système a pour forme :

$$G_{sys\ old} = K \cdot s \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_3}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_4}\right)} \cdot e^{-\tau s} \quad (14)$$

Les différents gains et pulsations de la fonction de transfert sont donnés dans le Tableau 6.

K [-]	4.21
ω_1 [rad/s]	1650
ω_2 [rad/s]	200
ω_3 [rad/s]	70.2
ω_4 [rad/s]	14.5
ω_5 [rad/s]	107.6
τ [μ s]	250

Tableau 6 – Gain et pulsations et constantes de temps de l'ancien système

Le retard pur correspond à la période du PWM, qui a ici une fréquence de 4 [kHz].

Une fois la fréquence du PWM modifiée et le feed-forward ajouté, la nouvelle fonction de transfert vaut :

$$G_{sys\ new} = K \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_3}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_4}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)\left(1 + 1.471\left(\frac{s}{\omega_2}\right) + \left(\frac{s}{\omega_2}\right)^2\right)} \cdot e^{-\tau s} \quad (15)$$

Les différents gains et pulsations de la fonction de transfert valent respectivement :

K [-]	74.3
ω_1 [rad/s]	7.8
ω_2 [rad/s]	132.1
ω_3 [rad/s]	134.9
ω_4 [rad/s]	15.0
τ [μ s]	200

Tableau 7 – Gain et pulsations et constantes de temps de l'ancien système

Le retard pur correspond à la période du PWM, qui a ici une fréquence de 5 [kHz].

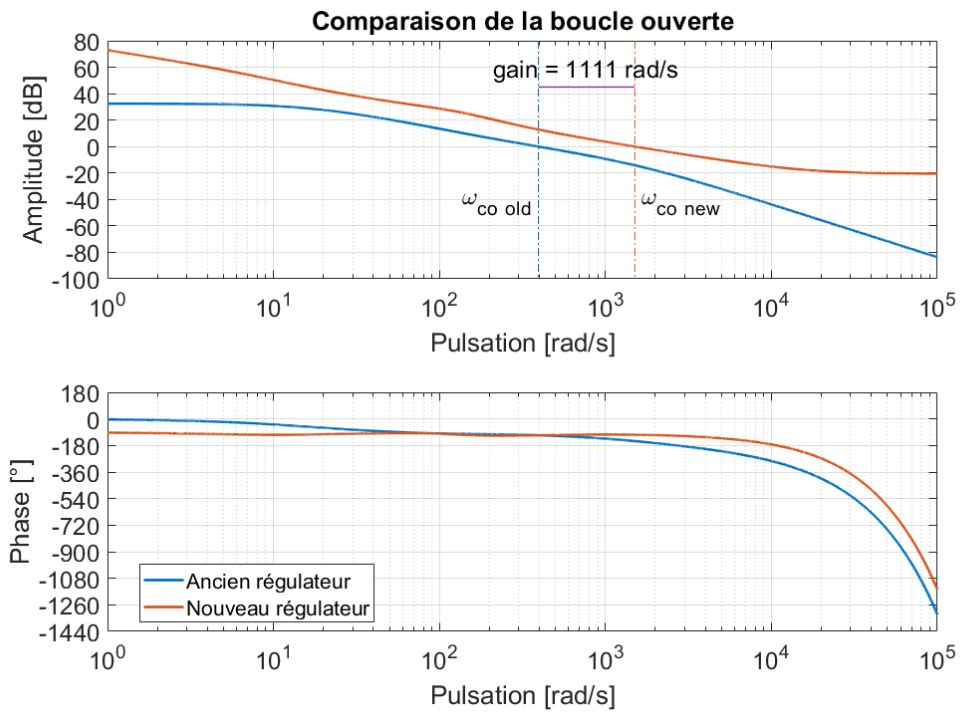
Les deux pôles conjugués complexes correspondant à ω_2 n'étant pas directement lisibles sur la fonction de transfert, ils sont explicités ici :

$$p_{\omega_2[1,2]} = -97.2 \pm 89.5i \quad (16)$$

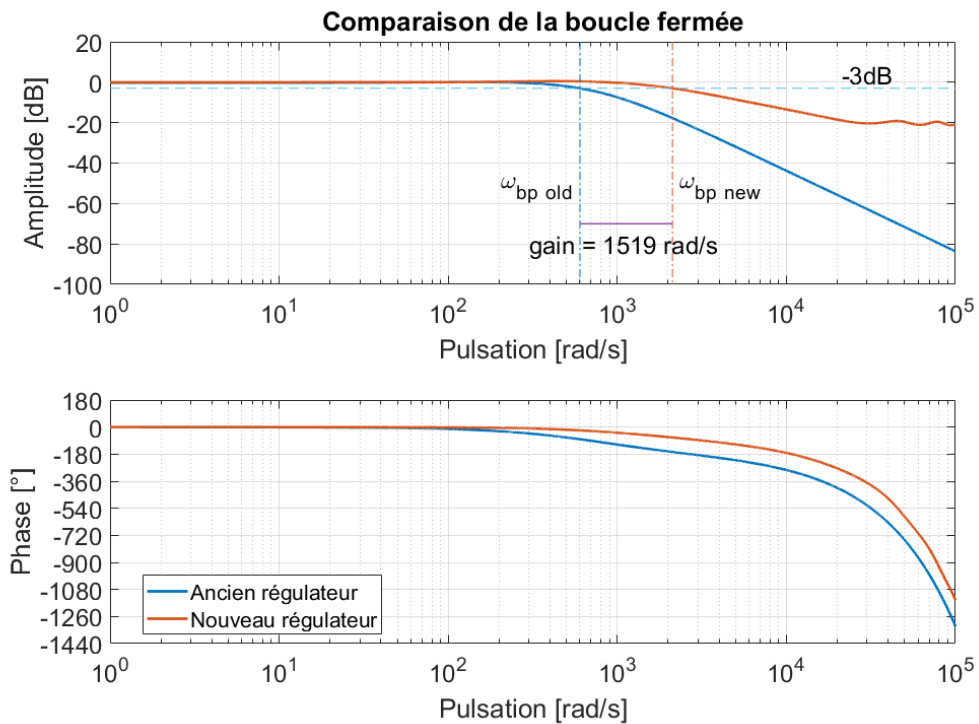
11.3.3 Diagrammes de Bode

Les différents bodes du système – avec l'ancien régulateur PI et le nouveau régulateur PID – en boucle ouverte, en boucle fermée et en régulation de maintien sont donnés respectivement dans les Graphe 11, Graphe 12 et Graphe 13. Ces bodes sont tirés de mesures effectuées directement sur le système.

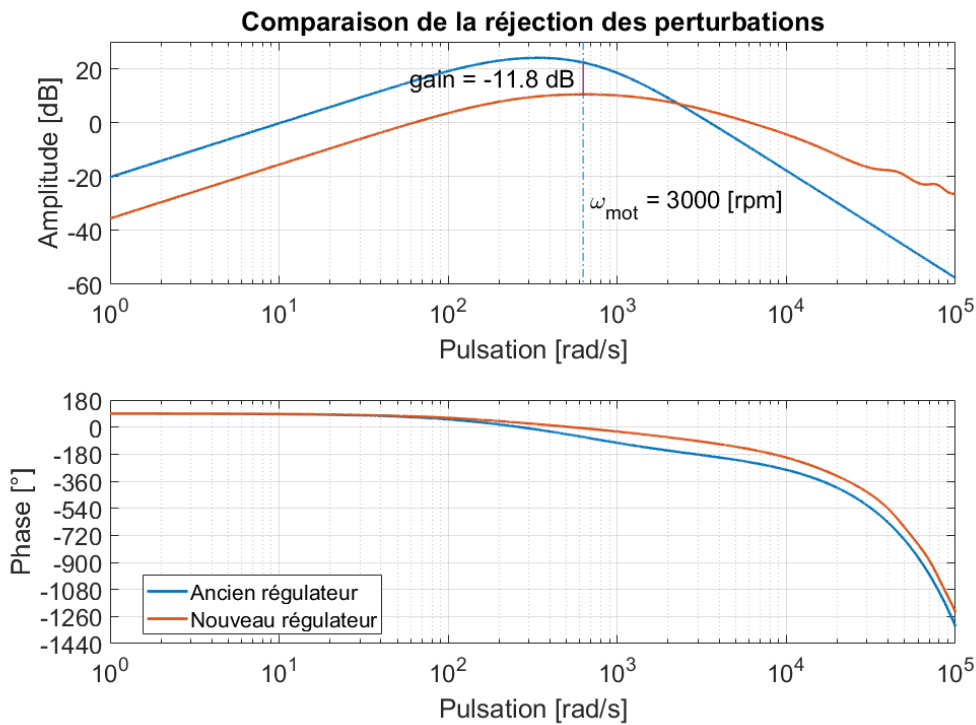
Dans chaque cas, l'amélioration de la bande passante amenée par le nouveau régulateur est bien visible, tout comme la chute de la phase due au retard pur.



Grphe 11 - Bode du système en boucle ouverte



Grphe 12 – Bode du système en boucle fermée. L'effet dérivateur est bien visible sur l'amplitude du nouveau régulateur.



Graphe 13 - Bode de la régulation de maintien

Il est possible de constater que le nouveau régulateur, bien que n'étant pas encore idéal, améliore significativement la réjection des perturbations du système. Il y a toujours une bande de fréquences pour laquelle les perturbations sont amplifiées au lieu d'être atténuées, mais celle-ci est bien plus étroite que précédemment, et le niveau d'amplification est bien plus faible.

En théorie, il serait possible de « pousser » un peu le régulateur pour améliorer encore la réjection des perturbations en augmentant son k_p . En pratique, cela n'est pas possible car le système devient instable.

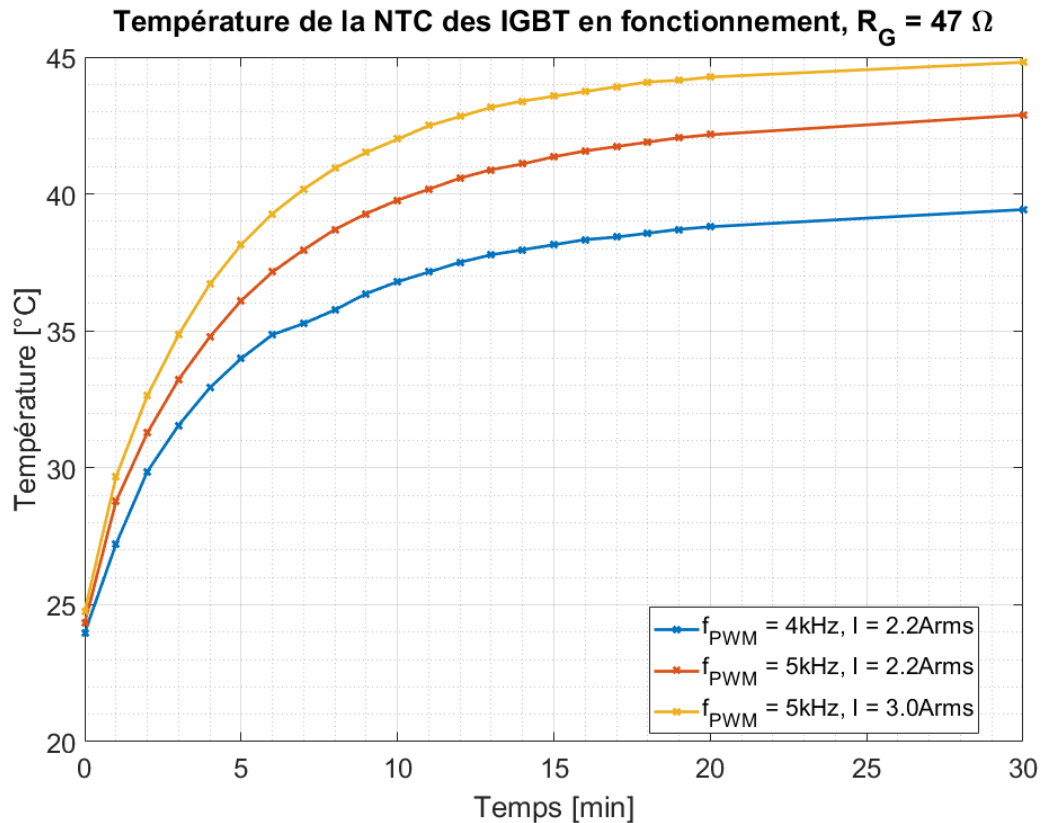
Grâce à ce nouveau régulateur, le moteur est parfaitement stable, jusqu'à 3500 [rpm], quel que soit le couple qui lui est demandé. Il est également possible de le faire tourner jusqu'à 3700 [rpm], mais il est alors susceptible de devenir de temps à autre instable comme il l'était auparavant au-delà de 2800 [rpm]. A noter que 3700 [rpm] est la vitesse maximum que le moteur est capable d'atteindre à flux minimum. Au-delà, il est limité par sa tension induite de mouvement et non pas par le régulateur.

11.4 Améliorations futures

Dans l'hypothèse où des vitesses plus élevées devraient être atteintes, par exemple par un nouveau type de moteur, il serait souhaitable d'augmenter significativement la fréquence du PWM pour permettre au régulateur de travailler correctement. Par ailleurs, même pour le moteur actuel, il serait judicieux de pouvoir l'augmenter au moins jusqu'à 8 [kHz] pour être stable en toutes circonstances, même à 3700 [rpm]. Pour cela, il sera obligatoire de limiter l'échauffement des IGBT. Le seul moyen efficace pour ce faire est de changer de module. Voir à ce propos le point 11.6.

11.5 Température des IGBT

Le Graphe 14 montre une mesure comparative de la température des IGBT dans différentes configurations de fonctionnement. Dans tous les cas, les résistances de gate ont une valeur de $47 \text{ } [\Omega]$.



Graph 14 - Température de la NTC des IGBT. 2.2 [A] est le courant nominal du 1^{er} moteur, utilisé au moment où les problèmes de surchauffe ont été résolus par l'abaissement de la fréquence du PWM. 3.0 [A] est le courant nominal du moteur actuel. Les courants donnés sont les valeurs RMS absorbées par le moteur.

Les températures mesurées peuvent sembler bien faibles, sachant qu'il est tout à fait possible d'utiliser des IGBT de manière continue avec leur jonction à plus de $100 \text{ } [^{\circ}\text{C}]$. Il y a cependant plusieurs points à considérer. D'une part, la mesure est faite avec la résistance NTC placée à l'intérieur du module. Il s'agit donc d'une image, mais pas d'une mesure exacte de la température des jonctions, et il peut y avoir plusieurs degrés de différence entre les deux. D'autre part, la température déduite de la valeur de la NTC a elle aussi une précision limitée et il peut y avoir plusieurs degrés de différence entre deux modules si leurs NTC respectives ont la même valeur. Il est par contre raisonnable de considérer que la mesure est reproductible pour un module donné, c'est-à-dire que sa NTC aura toujours la même valeur pour une température donnée. Pour résumer, la seule mesure qu'il est possible de réaliser ne donne qu'une idée générale de la température du module et pas une mesure exacte de celle des IGBT. Il est donc prudent de prendre une bonne marge de sécurité. De plus, il faut garder à l'esprit que les IGBT sont soumis à un échauffement brusque et important lors de l'envoi des pulses de magnétisation. Il faut donc leur laisser la possibilité de chauffer sans risquer de détérioration même lorsqu'ils sont utilisés de manière intensive en dehors des pulses.

11.6 Bilan de puissance

Le Tableau 8 récapitule la puissance théoriquement dissipée dans le module, pour un courant nominal de 3.0 [Arms] et pour une pulse de 28 [A], à 4 [kHz] et 5 [kHz].

Pertes pour...		f _{PWM} [kHz]	Courant nominal @ 1[krpm]	Courant pulse max @ 0[rpm]	Courants combinés @ 1[krpm]	
Courants [A]	I _{RMS_mot}		3.0	-	19.9	
	I _q		4.2	0.0	4.2	
	I _d		0.0	28.0	28.0	
	I _{IGBT_moy}		0.88	5.50	5.54	
	I _{diode_moy}		0.47	3.80	3.49	
1 IGBT	Pour 1 commut. [mJ]					
	De conduction [W]					
1 diode	Pour 1 commut. [mJ]					
	De conduction [W]					
1 IGBT	Pertes @ f _{PWM} [W]	4	P _{sw_IGBT}	0.79	4.91	4.94
1 IGBT			P _{tot_IGBT}	1.49	11.51	11.59
1 diode			P _{rec_diode}	0.06	0.46	0.42
			P _{tot_diode}	0.43	5.21	4.61
Module complet		P _{tot_module}	11.5	100.3	97.2	
1 IGBT		5	P _{sw_IGBT}	0.98	6.13	6.18
			P _{tot_IGBT}	1.69	12.73	12.83
1 diode			P _{rec_diode}	0.07	0.57	0.52
	P _{tot_diode}		0.44	5.32	4.71	
Module complet	P _{tot_module}	12.8	108.3	105.2		

Tableau 8 – Puissance dissipée dans le module d'IGBT à courant nominal, lors de pulses et lorsque le courant dans les deux axes sont combinés, comparaison à 4 [kHz] et 5 [kHz].

Il faut bien faire la différence entre le courant RMS absorbé par le moteur, les courants dans les axes d et q – qui sont donnés en valeur crête – et les courants moyens vus par chaque diode et chaque IGBT. Dans le cas où il n'y a du courant que dans l'axe q , et en partant du principe que le moteur tourne, le courant dans les phases du moteur est sinusoïdal et a pour valeur

$$I_{RMSmot} = \frac{i_q}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

Par contre, dans le cas où il n'y a du courant que dans l'axe d et que le moteur ne tourne pas, la notion de courant RMS du moteur n'a pas de sens. En effet, cela revient à injecter du courant continu dans l'une des phases et le faire ressortir par les deux autres, ou inversement.

Le courant moyen dans les diodes et les IGBT dans le Tableau 8a été déterminé par simulation. Dans les deux cas où il n'y a du courant dans l'axe q , la moyenne indiquée est bien représentative de ce que chaque composant voit en réalité. En effet, comme le moteur tourne, le courant dans chaque phase varie constamment et se répartit donc de manière équitable dans les différents éléments. En revanche, dans le cas où il n'y a du courant que dans l'axe d , la moyenne est plus artificielle : seuls trois IGBT et trois diodes travaillent et voient transiter tout le courant, les autres sont au repos. Ceci est toujours lié au fait que le moteur ne tourne pas. L'utilisation du courant moyen fait quand même du sens, puisqu'il est impossible de prévoir dans quelle position se trouvera le moteur lors de l'envoi d'une pulse, et par conséquent la valeur du courant que devra supporter chaque IGBT. Tout au plus est-il possible de calculer le pire cas, où le moteur est dans une position telle que le maximum de courant passe par un IGBT donné et ressort de manière symétrique par deux autres (ce qui correspondrait, dans le cas d'un courant sinusoïdal, à se trouver sur la crête du sinus d'une des phases). C'est ce qui est fait dans le Tableau 9.

Pertes pour...		f_{PWM} [kHz]	IGBT 2h	IGBT 1b+3b	Diode 2b	Diodes 1h+3h		
		I_q	0.0					
		I_d	28.0					
		I_{IGBT_moy}	17.57	7.79	-	-		
		I_{diode_moy}	-	-	10.43	6.21		
1 IGBT	Par commut. [mJ]	$E_{sw_on_IGBT}$	1.811	0.803	-	-		
		$E_{sw_off_IGBT}$	2.108	0.935	-	-		
	De conduction [W]	P_{on_IGBT}	31.63	9.35	-	-		
1 diode	Par commut. [mJ]	E_{rec_diode}	-	-	0.313	0.186		
		De conduction [W]	P_{on_diode}	-	-	15.65	8.07	
1 IGBT	Pertes @ f_{PWM} [W]	P_{sw_IGBT}	4	15.68	6.95	-	-	
		P_{tot_IGBT}		47.30	16.30	-	-	
P_{rec_diode}		-		-	1.25	0.75		
P_{tot_diode}		-		-	16.90	8.82		
Module complet		P_{tot_module}	114.4					
1 IGBT		Pertes @ f_{PWM} [W]	P_{sw_IGBT}	5	19.60	8.69	-	-
			P_{tot_IGBT}		51.22	18.04	-	-
P_{rec_diode}			-		-	1.56	0.93	
P_{tot_diode}	-		-		17.21	9.00		
Module complet	P_{tot_module}		122.5					

Tableau 9 – Calcul des pertes dans les modules en cas de pulse dans le pire cas (angle moteur à 0 [°]). Le courant est strictement identique dans les IGBT 1b et 3b. Il ne vaut pas la moitié du courant de l'IGBT 2h car il s'écoule également dans les diodes. Le raisonnement est le même avec les diodes 1h et 3h. Les trois diodes et trois IGBT qui ne sont pas mentionnés ont un courant nul. Pour la dénomination des composants, se rapporter au Schéma 9 ci-dessous

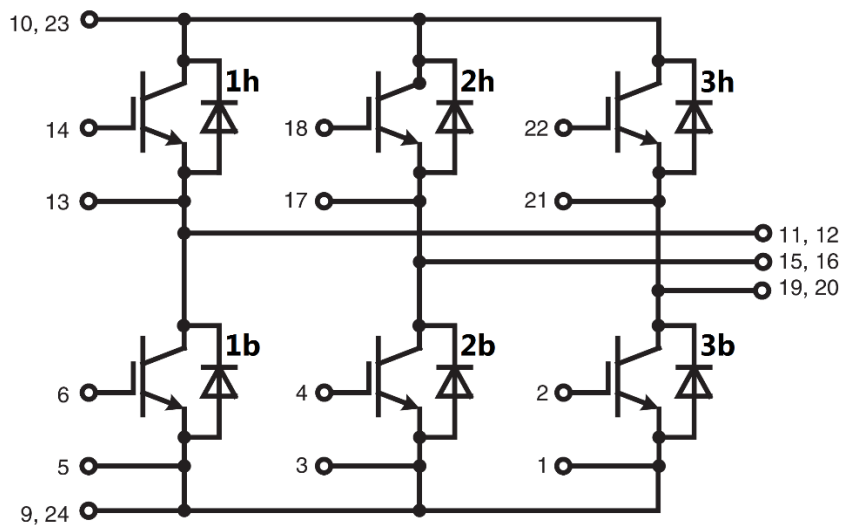


Schéma 9 – Dénomination des diodes et IGBT dans le module (adapté de [2])

Le résultat obtenu pour les pertes dans le module est très proche (environ 5 [%] d'écart avec les valeurs obtenues en utilisant une puissance moyenne par IGBT/diode). Par contre, cela met en évidence la très grande puissance que l'IGBT 2h doit dissiper le temps de la pulse, ce que le calcul par la valeur moyenne masque.

Il faut garder à l'esprit que les valeurs calculées ci-dessous sont de bons ordres de grandeurs, mais pas des valeurs exactes, puisqu'elles proviennent à la fois du datasheet du module d'IGBT et de simulations effectuées à partir d'un modèle du système et que dans les deux cas, il y a forcément des imprécisions.

En fonctionnement normal à courant nominal, la puissance dissipée par le module est raisonnable, ce que prouvent d'ailleurs les mesures d'échauffement. L'augmentation de puissance – et de température – induites par l'élévation de la fréquence à 5 [kHz] restent modérées. Par contre lors des pulses de magnétisation, le module est poussé relativement près de ses limites. En effet, il est en principe capable de dissiper 150 [W] à 25 [°C] [2, p. 2]. Le derating n'est indiqué dans le datasheet mais il est évident qu'à 45 [°C], la puissance supportée est inférieure et doit s'approcher des 120 [W] approximatifs dissipés lors des pulses à courant maximum.

Il est intéressant de noter que les résultats de simulation montrent que la puissance totale dissipée par les IGBT est en moyenne légèrement supérieure si une pulse est envoyée à l'arrêt que si elle est envoyée lorsque le moteur tourne. Indépendamment de cela, l'avantage de faire des pulses en tournant est que le courant est réparti tous les IGBT, évitant ainsi de chauffer violemment certains d'entre eux tout en en laissant d'autres au repos.

11.6.1 Changement de module d'IGBT

Dans l'état actuel des choses, les pertes de conduction valent approximativement entre la moitié et deux tiers des pertes totales. C'est donc elles qu'il faut essayer de réduire en priorité pour améliorer l'efficacité énergétique des IGBT. Cela n'est vrai que parce que la fréquence du PWM a déjà été diminuée par rapport au début du projet. Malheureusement, s'il est facile de réduire les pertes de commutation en agissant sur la fréquence du PWM – et dans une moindre mesure sur les résistances de gate – il n'est pas possible de réduire les pertes de conduction autrement qu'en changeant de module d'IGBT, pour un modèle ayant des pertes de commutation raisonnables mais des pertes de conduction plus faible qu'actuellement. Il faut savoir que le module actuel a déjà des performances tout à fait honorables au niveau des pertes et qu'il n'y a pas un grand choix sur le marché pour des IGBT plus efficaces. Une fois ceci fait, il serait possible d'augmenter à nouveau la fréquence du PWM pour améliorer les performances de la régulation, tout en ayant des pertes globales qui restent inchangées. A noter qu'un changement de module d'IGBT impliquerait de devoir développer une nouvelle carte de puissance.

Le Tableau 10 donne un comparatif des pertes du module d'IGBT actuel (MIXA30W1200TML) avec quelques-uns des rares remplaçants envisageables.

		I _c [A]	<i>IXYS</i>	Infineon	Infineon	<i>IXYS</i>	Microsemi	
			<i>MIXA30W 1200TML</i>	FS35R 12KT3	FS35R 12W1T4	MWI 35- 12T7T	APTGT35X 120T3G	
	Boitier		<i>E1</i>	EconoPACK 2	EasyPACK 1B	E2	SP3	
	P _{max} [W] @ 25 [°C]		<i>150</i>	210	225	200	208	
	I _{C max} [A] @ 80 [°C]		<i>30</i>	35	35	60	35	
IGBT	E _{on} [mJ]	1	<i>0.100</i>	0.100	0.103	0.089	0.100	
	E _{off} [mJ]		<i>0.120</i>	0.117	0.087	0.109	0.117	
	V _{CE} [V]		<i>0.80</i>	0.70	0.60	0.65	0.60	
	P _{sw} [W] @ 5 [kHz]		<i>1.10</i>	1.09	0.95	0.99	1.09	
	P _{on} [W]		<i>0.80</i>	0.70	0.60	0.65	0.60	
	P _{tot IGBT} [W]		<i>1.90</i>	1.79	1.55	1.64	1.69	
Diode	E _{rec} [mJ]		<i>0.030</i>	0.077	0.066	0.028	0.020	
	V _F [V]		<i>0.90</i>	0.65	0.65	0.70	0.80	
	P _{sw} [W] @ 5 [kHz]		<i>0.15</i>	0.39	0.33	0.14	0.10	
	P _{on} [W]		<i>0.90</i>	0.65	0.65	0.70	0.80	
	P _{tot diode} [W]		<i>1.05</i>	1.04	0.98	0.84	0.90	
Total	P _{tot} [W]		<i>3.0</i>	2.8	2.5	2.5	2.6	
	% du meilleur		<i>120.0%</i>	112.0%	100.0%	100.0%	104.0%	
IGBT	E _{on} [mJ]		10	<i>1.000</i>	1.000	1.028	0.886	1.000
	E _{off} [mJ]			<i>1.200</i>	1.170	0.871	1.086	1.171
	V _{CE} [V]			<i>1.40</i>	1.15	1.15	1.15	1.20
	P _{sw} [W] @ 5 [kHz]			<i>11.00</i>	10.85	9.50	9.86	10.86
	P _{on} [W]			<i>14.00</i>	11.50	11.50	11.50	12.00
	P _{tot IGBT} [W]	<i>25.00</i>		22.35	21.00	21.36	22.86	
Diode	E _{rec} [mJ]	<i>0.300</i>		0.771	0.657	0.277	0.200	
	V _F [V]	<i>1.35</i>		1.05	1.10	1.30	1.20	
	P _{sw} [W] @ 5 [kHz]	<i>1.50</i>		3.86	3.29	1.39	1.00	
	P _{on} [W]	<i>13.50</i>		10.50	11.00	13.00	12.00	
	P _{tot diode} [W]	<i>15.00</i>		14.36	14.29	14.39	13.00	
Total	P _{tot} [W]	<i>40.0</i>		36.7	35.3	35.7	35.9	
	% du meilleur	<i>113.3%</i>		104.0%	100.0%	101.1%	101.7%	
IGBT	E _{on} [mJ]	20		<i>2.000</i>	2.000	2.056	1.771	2.000
	E _{off} [mJ]			<i>2.400</i>	2.340	1.743	2.172	2.342
	V _{CE} [V]			<i>1.80</i>	1.45	1.65	1.45	1.50
	P _{sw} [W] @ 5 [kHz]			<i>22.00</i>	21.70	18.99	19.72	21.71
	P _{on} [W]			<i>36.00</i>	29.00	33.00	29.00	30.00
	P _{tot IGBT} [W]		<i>58.00</i>	50.70	51.99	48.72	51.71	
Diode	E _{rec} [mJ]		<i>0.600</i>	1.542	1.314	0.554	0.400	
	V _F [V]		<i>1.70</i>	1.30	1.30	1.60	1.50	
	P _{sw} [W] @ 5 [kHz]		<i>3.00</i>	7.71	6.57	2.77	2.00	
	P _{on} [W]		<i>34.00</i>	26.00	26.00	32.00	30.00	
	P _{tot diode} [W]		<i>37.00</i>	33.71	32.57	34.77	32.00	
Total	P _{tot} [W]		<i>95.0</i>	84.4	84.6	83.5	83.7	
	% du meilleur		<i>113.8%</i>	101.1%	101.3%	100.0%	100.2%	

Tableau 10 - Comparaison du module actuel (en italique) avec 4 de ses remplaçants possibles. Les valeurs sont tirées des datasheets [2]-[6] et extrapolées. Toutes les valeurs sont calculées pour un seul IGBT, pas pour un module complet. Le module qui serait probablement retenu pour une nouvelle carte est le FS35R12W1T4.

Les modules sont comparés à trois courants différents, 1 [A], 10 [A] et 20 [A], qui correspondent approximativement au courant dans chaque IGBT, respectivement lorsque le moteur est alimenté à courant nominal, dans une situation intermédiaire et lors d'une pulse à courant maximum.

A l'exception du FS35R12KT3, peu performant à faible courant, les remplaçants du MIXA30W 1200TML présentés se tiennent dans un mouchoir de poche au niveau des pertes. Plus que les performances, c'est donc la disponibilité des modules qui devrait dicter le choix. En l'occurrence, les APTGT35X120T3G et MWI 35-12T7T ne sont pas évident à se procurer. Le dernier est de plus d'une conception ancienne et il est par conséquent probable qu'il ne soit bientôt plus produit.

Le choix le plus logique est donc le FS35R12W1T4. Contrairement aux deux précédents modèles, il est bien distribué. Ensuite, c'est celui qui est capable de dissiper le plus de puissance. Enfin, il présente d'autres avantages que le tableau ne montre pas. Notamment, il a déjà été mesuré et utilisé avec succès dans l'institut, et son boîtier est particulièrement compact.

12 Conclusion

L'un des avantages de disposer d'une électronique conçue au sein de l'institut est d'avoir accès à l'ensemble du matériel et du logiciel du système. Au fil du temps, de nombreuses modifications et améliorations ont été apportées sur ces deux facettes pour permettre aux différentes versions du Memory Motor d'exprimer tout leur potentiel.

Bien évidemment, de nombreuses fonctionnalités pourraient encore être développées ou améliorées. Par exemple, il faudrait mettre en action la gestion automatique du k_t en fonctionnement lors des décélérations, afin de toujours avoir un rendement optimal même lorsque le moteur ralenti. Ceci bien sûr en tenant compte de la dérive de la valeur du k_t lorsque le système ne peut pas se baser sur une valeur fixe et bien connue. Il faudrait également réaliser de nouvelles mesures pour déterminer jusqu'où il est possible d'abaisser les résistances de gate des IGBT pour permettre d'augmenter la fréquence de commutation du PWM. Cela permettrait d'améliorer encore le régulateur de courant.

13 Bibliographie

- [1] TECHNOSOFT S.A., « I2t Protection - Drive Setup ». 16-mars-2017 [Online]. Disponible sur: <http://www.technosoft.ro/KB/index.php?/article/AA-00216/20/Drive-Commissioning/Protections/I2t-Protection-Drive-Setup-GB-CM.html>. [Consulté le: 29-juin-2017]
- [2] IXYS Corporation, « MIXA30W1200TML - Six-Pack XPT IGBT ». 18-janv-2011 [Online]. Disponible sur: <http://ixapps.ixys.com/DataSheet/MIXA30W1200TML.pdf>. [Consulté le: 12-juill-2017]
- [3] Microsemi Corporation, « APTGT35X120T3G - 3 Phase bridge Trench + Field Stop IGBT3 Power Module ». oct-2012 [Online]. Disponible sur: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_download/7860-aptgt35x120t3g-rev1-pdf. [Consulté le: 12-juill-2017]
- [4] Infineon Technologies AG, « FS35R12KT3 - EconoPACK™2 with fast trench/fieldstop IGBT3 and Emitter Controlled High Efficiency diode ». 03-oct-2013 [Online]. Disponible sur: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS35R12KT3-DS-v02_01-en_de.pdf?fileId=db3a304412b407950112b431421f53f3. [Consulté le: 12-juill-2017]
- [5] Infineon Technologies AG, « FS35R12W1T4 - EasyPACK module with Trench/Fieldstop IGBT4 and Emitter Controlled 4 diode and NTC ». 16-oct-2016 [Online]. Disponible sur: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS35R12W1T4-DS-v02_01-en_de.pdf?fileId=db3a3043139a1bac0113b4be783c0543. [Consulté le: 12-juill-2017]
- [6] IXYS Corporation, « MWI 35-12T7T - Six-Pack Trench IGBT ». 12-sept-2011 [Online]. Disponible sur: <http://ixapps.ixys.com/DataSheet/MWI35-12T7T.pdf>. [Consulté le: 12-juill-2017]

Filière Systèmes Industriels

Memory Motor 2 OFEN

WP 6 : Mesure des performances

Auteurs

Blaise Evequoz
Samuel Chevailler
samuel.chevailler@hevs.ch
Tel: +41(0)27 606 87 56

RÉSUMÉ:

La HEIG-VD développe depuis quelques années un moteur à flux variable (Memory Motor) permettant d'accroître la plage de vitesse de rotation, tout en gardant un rendement élevé.

La HES-SO Valais fait partie du projet (WP 6) et son rôle est de démontrer la grande efficacité de ce moteur en le comparant à des standards industriels (moteurs synchrones à aimants permanents). Cette comparaison sera effectuée par **mesures de rendements** et permettra de démontrer les performances de ce nouveau type de moteur par rapport aux machines conventionnelles.

Septembre 2017

1.	INTRODUCTION	4
2.	BANC DE TEST – INSTRUMENTATION	5
2.1.	BANC DE TEST	5
2.2.	ÉQUIPEMENT DE MESURE ET CONVERTISSEURS.....	6
3.	MÉTHODOLOGIE DE MESURES	8
3.1.	ASPECTS GÉNÉRAUX	8
3.2.	RÉSISTANCE STATORIQUE	8
3.3.	TENSION DE LIGNE, CONSTANTE k_e ET HARMONIQUES	9
3.4.	DÉTERMINATION DE L_d ET L_q	10
3.5.	ANGLE DE CHARGE ET CARTOGRAPHIE COUPLE-VITESSE.....	11
4.	MESURES	12
4.1.	RÉSISTANCE STATORIQUE	12
4.2.	MOTEUR MHS-M-170-4-70-01A	12
4.2.1.	<i>Tensions induites et constante k_e</i>	12
4.2.2.	<i>Vérification des valeurs de L_d et de L_q</i>	13
4.2.3.	<i>Cartographie vitesse-couple-rendement-puissance</i>	14
4.3.	MOTEUR MHS-W-170-4-70-01A	15
4.3.1.	<i>Tensions induites et constante k_e</i>	15
4.3.2.	<i>Vérification des valeurs de L_d et de L_q</i>	16
4.3.3.	<i>Angle de charge optimal</i>	17
4.3.4.	<i>Cartographie vitesse-couple-rendement-puissance</i>	17
4.4.	MOTEUR MEMORY	18
4.4.1.	<i>Procédure de démagnétisation et magnétisation</i>	18
4.4.2.	<i>Tensions induites et constante k_e</i>	20
4.4.3.	<i>$L_d - L_q$</i>	22
4.4.4.	<i>Angle de charge optimal</i>	23
4.4.5.	<i>Cartographie vitesse-couple-rendement-puissance</i>	24
4.5.	COMPARAISON DES TROIS MOTEURS TESTÉS	26
5.	IE-CODE	28
5.1.	NORME IEC 60034	28
5.2.	ASPECTS FONDAMENTAUX DE LA NORME IEC 60034	28
5.3.	PRINCIPAUX CRITÈRES NON RESPECTÉS LORS DE LA QUALIFICATION DES MOTEURS M ET W	30
5.4.	IE-CODE POUR MOTEURS TYPES M ET W	31
5.4.1.	<i>Méthodologie de qualification</i>	31
5.4.2.	<i>IE-code</i>	33
6.	CONCLUSION	34

1. INTRODUCTION

Le but de ce WP est la mesure et la qualification de 3 moteurs. Les moteurs sont tous des machines synchrones à aimants permanents et seuls leurs rotors sont différents. Le même stator sera utilisé pour les 3 moteurs et les rotors seront intervertis à tour de rôle. Les rotors sont :

- **Rotor type M** : ce rotor correspond au standard industriel. Les aimants sont directement collés sur l'arbre de la machine. Les aimants sont aimantés parallèlement et l'espace interpolaire est petit et non ferromagnétique ($L_d = L_q$).
- **Rotor type W** : ce rotor est spécialement développé pour accroître la zone d'affaiblissement du champ. L'espace interpolaire est ferromagnétique, ce qui permet d'accroître fortement l'inductance transverse L_q ($L_d < L_q$) qui participe à l'affaiblissement du champ. Cette différence d'inductance signifie aussi que la machine crée un couple réactif en plus du couple électromagnétique. Ceci oblige de trouver l'angle de charge optimum de la machine avant d'effectuer les mesures (couple maximum pour un courant donné).
- **Memory Motor** : ce rotor développé par la HEIG-VD a l'avantage de pouvoir adapter son niveau de magnétisation par rapport à l'application. De par sa conception, ce moteur possède aussi des inductances L_d et L_q différentes. Ceci nécessite aussi de définir l'angle de charge optimal avant d'effectuer la campagne de mesures.

Afin d'avoir une bonne comparaison des moteurs, il faudra s'assurer que ces derniers soient mesurés dans les mêmes conditions. Le banc ainsi que la méthodologie de mesures sont discutés aux chapitres 2 et 3. Les normes et les points importants relatifs aux mesures des machines électriques sont résumés au chapitre 5.

Les datasheet des moteurs type M et W sont donnés en annexe. Ces moteurs ont été développés par SERVAX / Landert Motoren AG.

2. BANC DE TEST – INSTRUMENTATION

Différents tests et mesures ont été menés à la HES-SO Valais-Wallis, afin de permettre la qualification et la comparaison des moteurs. Le *chapitre 2.1* présente le banc de test du moteur, le *chapitre 2.2* est consacré à la description des équipements d'entraînement, de mesure et de contrôle.

2.1. BANC DE TEST

La *figure 1* représente le banc de test utilisé durant toute la campagne de mesure, pour les trois types de moteur testés. Le stator est construit pour recevoir les différents rotors (M – W – Memory). Il est fixé sur l'ensemble triangles/marbre du laboratoire de machines électriques. Chaque moteur testé est entraîné/freiné par un servomoteur, en fonction du test en cours. Un couplemètre est inséré entre le moteur testé et le servomoteur à l'aide d'accouplements sans jeu et tolérants au désalignement. Les trois rotors testés, traversants, sont accouplés à un capteur de position/vitesse nécessaire au variateur de fréquence.

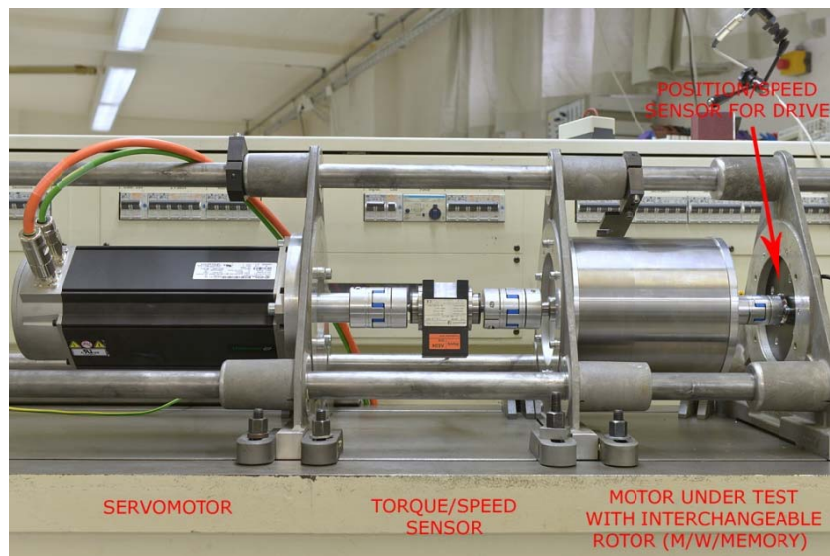


figure 1 : banc de test moteur

Le remplacement du rotor nécessite un démontage complet mais aisé du banc de test grâce aux triangles de fixation et accouplements sans clavettes. Le rotor Memory a toutefois nécessité un usinage de nouvelles flasques, car le diamètre de ses paliers diffère des rotors M et W.

2.2. ÉQUIPEMENT DE MESURE ET CONVERTISSEURS

La *figure 2* illustre les équipements majeurs utilisés pour les tests. La méthodologie de chaque test réalisé fait l'objet du *chapitre 3*.

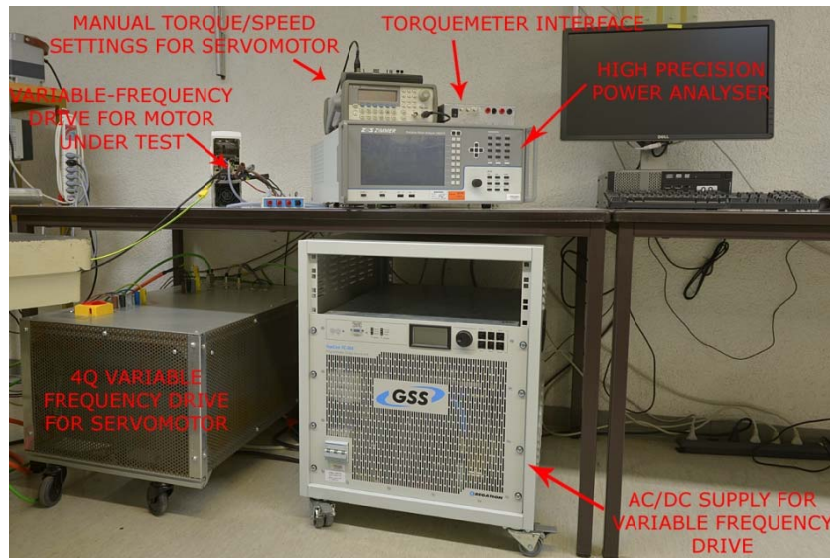


figure 2 : équipements de mesure et convertisseurs

Un analyseur de puissance de précision a été exploité durant toute la campagne de mesure. Tous les résultats obtenus sont issus de cet instrument. Les signaux du couplemètre et du capteur de vitesse sont interfacés à l'analyseur de puissance.

Une alimentation de laboratoire AC/DC connectée au bus DC du variateur de fréquence du moteur en test permet d'imposer librement le niveau de tension. Le variateur de fréquence est piloté à l'aide d'un logiciel installé sur PC.

Un variateur de fréquence 4 quadrants permet d'exploiter le servomoteur également en générateur. Il est piloté manuellement à l'aide d'un boîtier relié à quelques entrées numériques et analogiques.

Le *tableau 1* répertorie les équipements de mesure et d'entraînement exploités durant toute la campagne de mesure.

Description	Fabricant	Type	No de série	Particularités
Analyseur de puissance	ZES Zimmer	LMG 670	01371509	- option conversion ΔY - I/O analogiques pour couplemètre
Couplemètre	Magtrol	TMB 208	E-0273	
Interfaçage couplemètre-analyseur de puissance	HES-SO Valais-Wallis	Torsion_Meter_IF_V2.1	-	
Alimentation AC/DC	Regatron	TC.GSS.32.600.400.S.HMI	1244GG180	
Variateur de fréquence pour moteur testé	Emerson	M700-03400100A	4390094008	
Variateur de fréquence 4Q pour servomoteur	Control Technics (Emerson) / HES-SO Valais-Wallis	2x Unidrive SP 2403	-	Intégration de deux variateurs pour fonctionnalité Resgen
Servomoteur	Control Technics (Emerson)	142UE300VACAA166240	1237000046	
Générateur de fonction	Agilent	33220A	MY440035096	

tableau 1 : équipements de mesure et d'entraînement utilisés durant le projet

3. MÉTHODOLOGIE DE MESURES

Les *chapitres 3.1 à 3.4* décrivent la méthodologie appliquée pour chaque test réalisé, accompagné d'un schéma bloc. Pour chaque moteur, une suite de test permet la détermination des grandeurs caractéristiques. Les paramètres moteurs connus peuvent être configurés dans le variateur de fréquence manuellement. Les paramètres de régulation sont obtenus à l'aide de la fonctionnalité « autotuning ». Les étapes précédentes effectuées, une optimisation manuelle de l'angle de charge est effectuée. Finalement, la caractéristique couple – vitesse peut être mesurées et traitées à l'aide d'un logiciel de calcul numérique.

3.1. ASPECTS GÉNÉRAUX

Quel que soit le test réalisé, certaines configurations ont été définies avant les tests. En cours de campagne de mesure, des paramètres ont dû être modifiés afin de satisfaire aux exigences rencontrées. Les principaux choix sont rappelés ci-dessous :

1. Afin de ne pas être influencé par les variations de tension du réseau alternatif, le variateur de fréquence pilotant le moteur en test est alimenté directement par le bus DC, à l'aide d'un convertisseur AC/DC. Cet aspect est important en limite de zone d'affaiblissement de flux et élimine toute perturbation de mesure dans cette région.
2. **La tension de bus DC a été fixé à 470V.** Ce choix permet de comparer les différents moteurs en zone d'affaiblissement de champ dans des limites de vitesse « raisonnables » et proche des datasheet des moteur type M et type W.
3. Le variateur de fréquence 4Q du servomoteur a été reprogrammé quelques fois, afin de ne pas entrer en zone de sécurité. La limite de survitesse a été relevée à maintes reprises.
4. Les informations de couple et de vitesse sont mesurées à l'aide du couplemètre, mises en forme par la carte d'interface et transmises directement à la carte de traitement de signaux de l'analyseur de puissance. De cette manière, l'acquisition synchrone des grandeurs mécaniques et électriques est toujours assurée et permet de calculer le rendement de manière fiable.
5. L'accès au point neutre des moteurs testés n'étant pas possible, l'option de transformation triangle↔étoile de l'analyseur de puissance a permis l'obtention de la tension de phase par calcul à partir de la tension de ligne. Cette option permet la transformation instantanée des valeurs échantillonnées, avant tout traitement de signal. Elle n'a de sens que lorsque l'équipement mesuré (ici le moteur) est symétrique.

3.2. RÉSISTANCE STATORIQUE

La résistance statorique, identique pour les trois moteurs, a été mesurée une seule fois en début de projet. Le principe de mesure est illustré à la *figure 3*. Une alimentation de laboratoire réglable permet d'imposer le courant nominal (selon datasheet du fabricant) entre deux phases du moteur. Une mesure 4 fils permet de relever précisément la valeur de la tension aux bornes des enroulements.

Cette mesure est répétée pour les trois combinaisons d'enroulement (L12-L23-L31). La moyenne des trois valeurs est calculée et le résultat est encore divisé par deux pour obtenir la résistance de l'enroulement d'une phase.

$$R_S = \frac{R_{L12} + R_{L23} + R_{L31}}{3 \cdot 2}$$

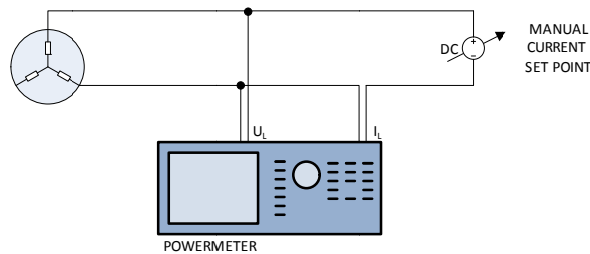


figure 3 : schéma de mesure pour enroulement statorique

3.3. TENSION DE LIGNE, CONSTANTE k_E ET HARMONIQUES

Le schéma de mesure de la *figure 4* a été exploité pour la détermination des relevés et paramètres suivants : relevé temporel de l'allure de la tension induite, détermination de la constante de tension induite k_e et mesure des harmoniques. L'analyseur de puissance a été configuré selon le paramètre recherché.

Le moteur en test est entraîné par le servomoteur commandé manuellement en vitesse. La mesure à différents points de fonctionnement est aisée. Le relevé temporel n'a pas fait l'objet d'un traitement particulier, si ce n'est son affichage.

La constante k_e a été obtenue par un ajustement de courbe sur tous les points mesurés pour minimiser l'erreur de calcul.

L'analyseur de puissance est pourvu de l'option « harmonique ». Ce mode, configuré correctement, livre de très bons résultats puisqu'il permet l'acquisition de périodes complètes d'échantillonnage grâce à une fonction « Zero crossing ».

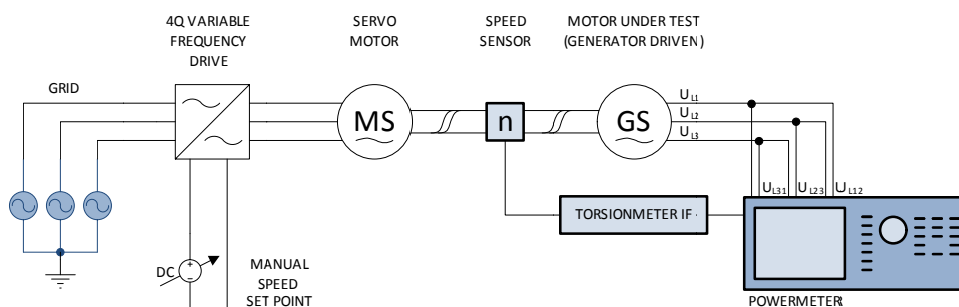


figure 4 : schéma de mesure pour moteur entraîné à vide

3.4. DÉTERMINATION DE L_d ET L_q

La détermination de L_d et L_q du moteur testé a été effectuée grâce à une rotation très lente du rotor, soit à tension induite quasi nulle. La vitesse a été imposée à l'aide du servomoteur. Le courant nominal dans le moteur a été imposé manuellement à l'aide d'un variac triphasé connecté au réseau. Le schéma de la *figure 5* illustre le principe de mesure.

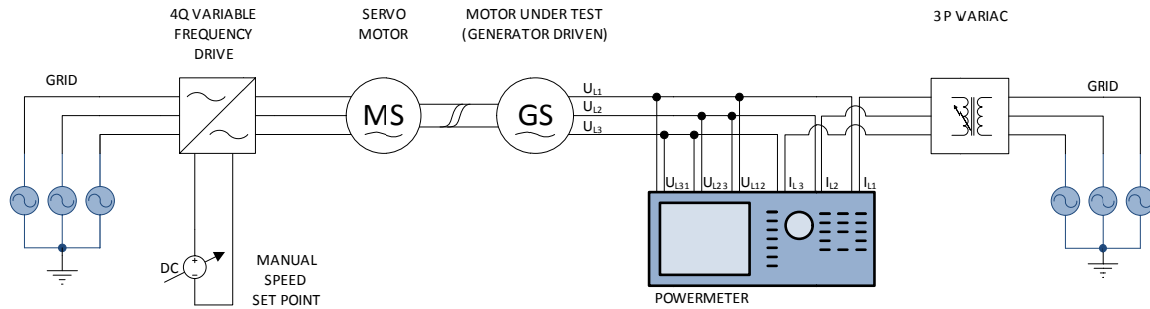


figure 5 : schéma de mesure pour la détermination de L_d et L_q

Les inductances mesurées à l'aide de l'analyseur de puissance sont déterminées à la fréquence du réseau électrique. C'est la valeur de fréquence correspondant à la vitesse nominale des moteurs testés. L'allure temporelle des inductances est sinusoïdale. Pour le moteur W, le minima reflète l'inductance dans l'axe d, le maxima l'inductance dans l'axe q. Pour le moteur Memory, c'est l'inverse ($L_q < L_d$). La construction du moteur M ne devrait pas permettre d'observer de variation significative des inductances directe et transverse.

L'analyseur de puissance permet également de relever la partie active de l'impédance du moteur, c'est-à-dire la partie résistive. Cette valeur ne permet cependant pas de vérifier la résistance statorique car elle reflète non seulement la résistance cuivre, mais également les pertes fer.

L'identification de L_d et L_q pour le moteur Memory a été effectuée à courant réduit ($< 1A_{RMS}$), pour ne pas magnétiser/démagnétiser les aimants AlNiCo alignés sur l'axe d.

3.5. ANGLE DE CHARGE ET CARTOGRAPHIE COUPLE-VITESSE

L'optimisation de l'angle de charge (pour les moteurs type W et Memory uniquement) et la mesure de la caractéristique couple-vitesse ne peut être effectuée qu'une fois les autres paramètres déterminés et configurés dans le variateur de fréquence pilotant le moteur testé. Un « autotuning » complète la configuration du variateur, en particulier les paramètres des régulateurs de courant et de vitesse. La *figure 6* illustre la configuration adoptée à cet effet.

Un encodeur incrémental (non représenté sur la *figure 6*) est couplé au moteur testé et retourne l'information de position/vitesse au variateur de fréquence. A chaque nouveau démarrage du variateur, la recherche du pôle a lieu automatiquement.

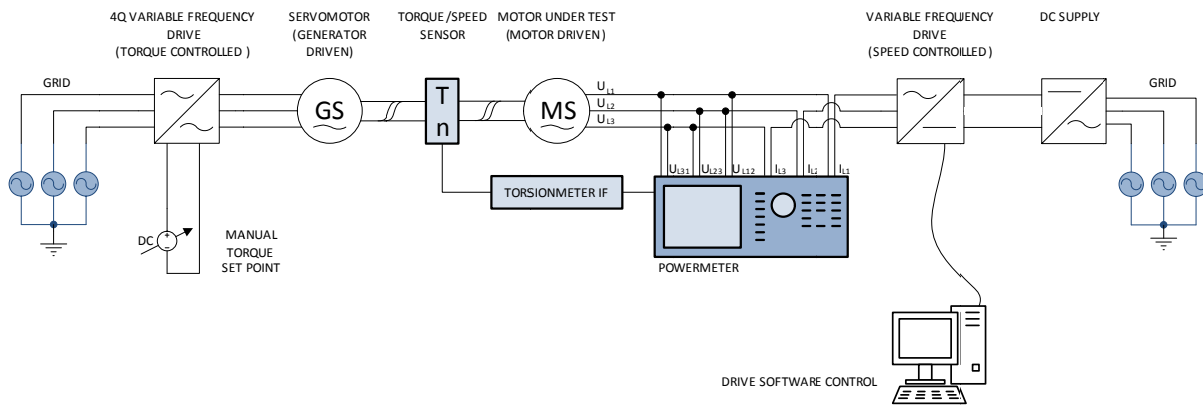


figure 6 : schéma de principe pour mesure caractéristique couple-vitesse et angle de charge

Le variateur de fréquence ne prenant pas en charge l'optimisation de l'angle de charge pour les moteurs à rotor saillants, une recherche manuelle à courant nominal du maxima de rendement est effectuée. L'angle résultant est consigné soigneusement, car après chaque redémarrage du variateur, il convient de l'appliquer à la position obtenue par recherche automatique du pôle.

La caractérisation couple-vitesse résulte de multiples mesures opérées à vitesse variable :

- Pour des couples inférieurs à celui obtenu à courant nominal, le couple est maintenu constant sur toute la gamme de vitesse, aussi bien hors que dans la zone d'affaiblissement de champ. Dans la zone d'affaiblissement de champ, la vitesse est augmentée jusqu'à ce que le courant atteigne sa valeur nominale.
- Pour le couple obtenu à courant nominal, le courant est maintenu constant sur toute la gamme de vitesse jusqu'à la limite d'affaiblissement de champ.

Les collections de mesure sont traitées numériquement afin d'obtenir un maillage permettant la représentation sous forme de graphique 2D½ (courbes de niveau).

4. MESURES

4.1. RÉSISTANCE STATORIQUE

Le stator étant identique pour les trois types de moteur, la mesure a été effectuée en tout début de projet sur le moteur type M, au courant nominal (S1) spécifié dans le « datasheet ». La valeur du courant pour le moteur type M, $2.8 A_{RMS}$, est légèrement en retrait par rapport au courant pour le moteur type W, $3 A_{RMS}$, mais il est raisonnable de considérer que cette légère différence ne porte pas à conséquence.

- Résistance statorique @ $I_{RMS} = 2.8 A$ 2.50Ω
- Température du stator lors de la mesure $23.1 \text{ }^\circ\text{C}$

Cette valeur a été paramétrée dans le variateur.

4.2. MOTEUR MHS-M-170-4-70-01A

Le moteur type M a été le premier moteur mesuré. Il a été décidé de ne présenter que les résultats les plus pertinents. Toutes les valeurs mesurées sont disponibles si des compléments d'informations/graphiques devaient être demandés.

4.2.1. Tensions induites et constante k_e

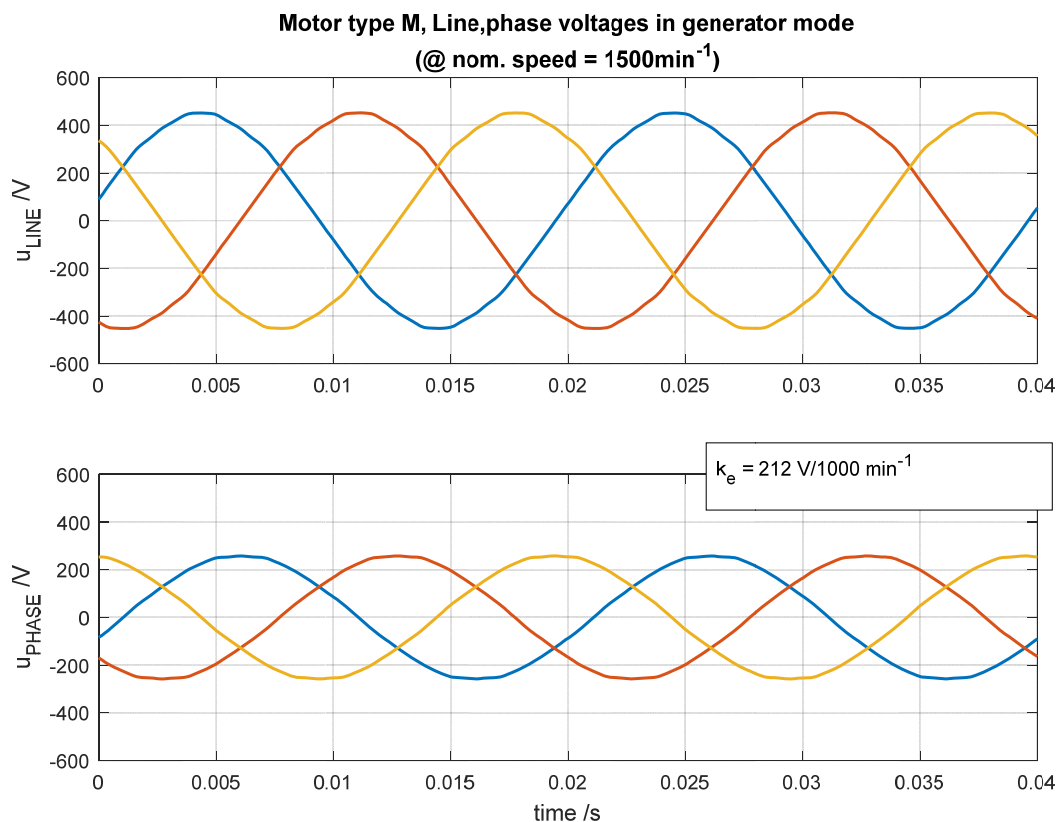


figure 7 : allure temporelle des tensions induites de ligne et de phase du moteur type M

k_e /V/1000min ⁻¹ (phase to phase)	thd Uline /%
212	1.05

tableau 2 : k_e et taux de distorsion harmoniques du moteur type M

4.2.2. Vérification des valeurs de L_d et de L_q

La *figure 8* illustre les résultats de mesure de L_d et L_q , avec une procédure légèrement différente de celle appliquée pour les moteurs W et Memory : le rotor est positionné et bloqué manuellement sur différents angles, relevés sur le variateur de fréquence (information émanant du codeur incrémental). Le nombre de relevés permet d'augmenter la résolution de la représentation (ici 12 relevés pour un demi-tour mécanique). Cette méthode étant fastidieuse a été abandonnée au profit de la méthode décrite au *chapitre 3.4*.

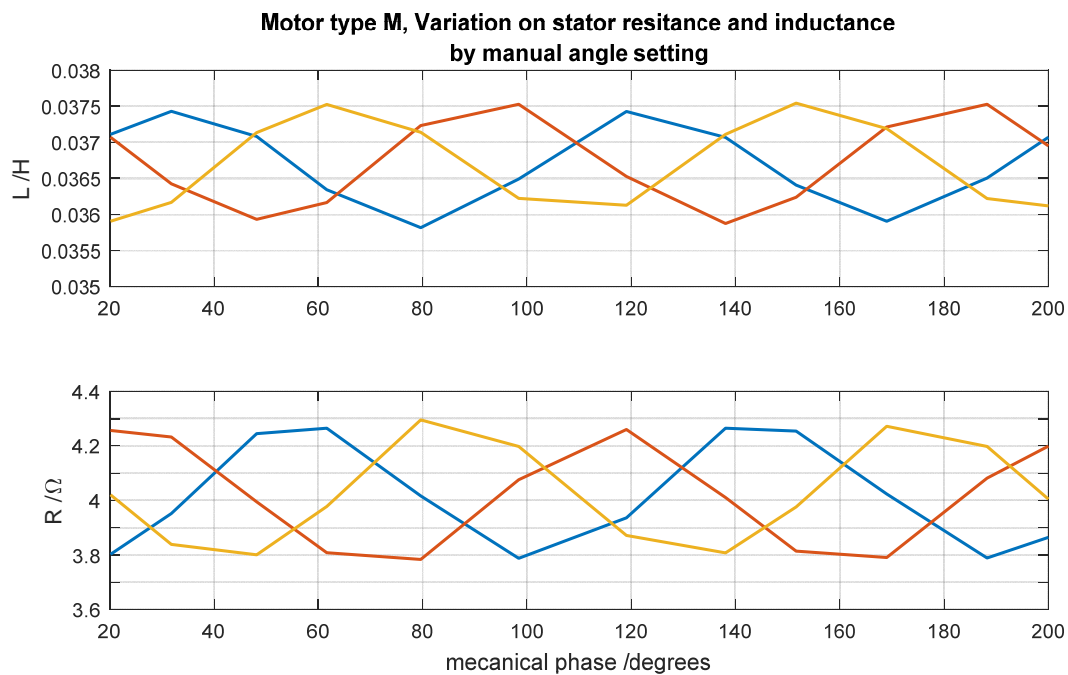


figure 8 : recherche des inductances L_d et L_q du moteur type M

Comme attendu, les valeurs sont très proches pour ce type de moteur et peuvent être assumées identiques ($L_d = L_q$). La légère différence provient de la perméabilité relative des aimants et des différences de saturation suivant les axes.

L_d /mH	L_q /mH
35.8	37.5

tableau 3 : inductances L_d et L_q du moteur type M

4.2.3. Cartographie vitesse-couple-rendement-puissance

Selon toute attente, les rendements les plus grands apparaissent dans une zone proche du coude de l'enveloppe de la courbe.

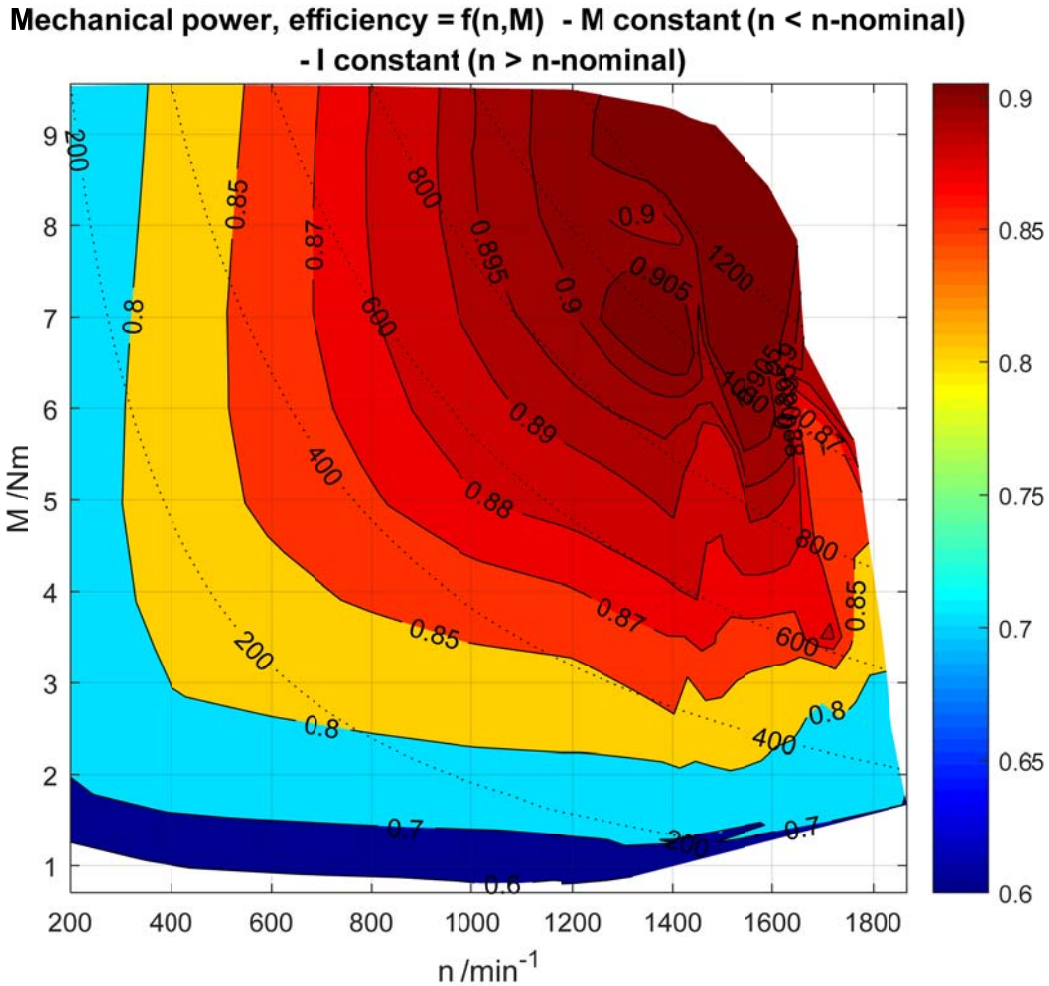


figure 9 : cartographie vitesse-couple-rendement-puissance du moteur type M

4.3. MOTEUR MHS-W-170-4-70-01A

Le moteur MHS-W-170-5-70-01-A présentant une gamme de vitesse plus large que le moteur type M, de par la construction de son rotor, son étude est rapportée de manière plus détaillée afin de permettre la comparaison avec le moteur Memory.

4.3.1. Tensions induites et constante k_e

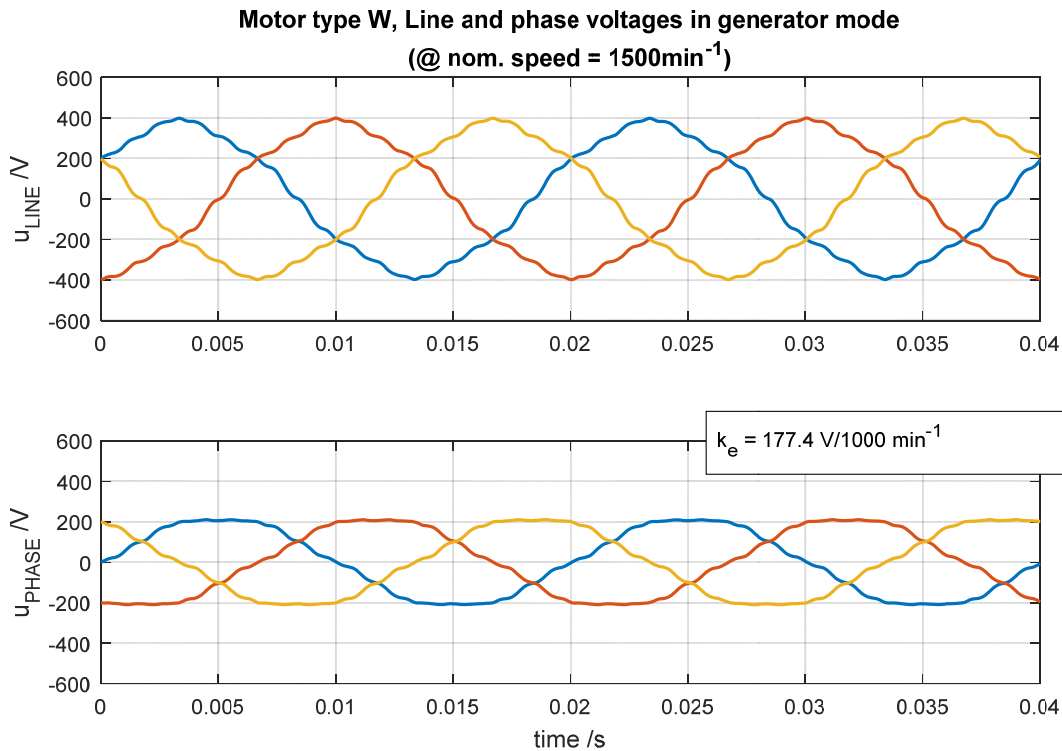


figure 10 : allure temporelle des tensions induites de ligne et de phase du moteur type W

Le *tableau 4* répertorie les paramètres obtenus par ces deux essais entraînés à vide. Le rotor n'étant pas complètement recouvert par des aimants permanents, les tensions induites s'éloignent d'une pure sinus et le facteur de tension induite est aussi diminué.

k_e /V/1000min ⁻¹ (phase to phase)	thd Uline /%
177.4	5.62

tableau 4 : k_e et taux de distorsion harmoniques du moteur type W

La *figure 11* illustre le résultat de la recherche de la constante k_e . L'ajustement de courbe a été effectué sur tous les points mesurés de la valeur efficace de la tension totale (fondamentale + harmoniques).

Sur le même graphique la valeur efficace de la tension de la fondamentale est représenté, puisque c'est elle qui contribue au couple électromécanique. La diminution constatée de la constante k_e calculée pour la fondamentale (0.2%) étant insignifiante, elle ne sera pas prise en considération.

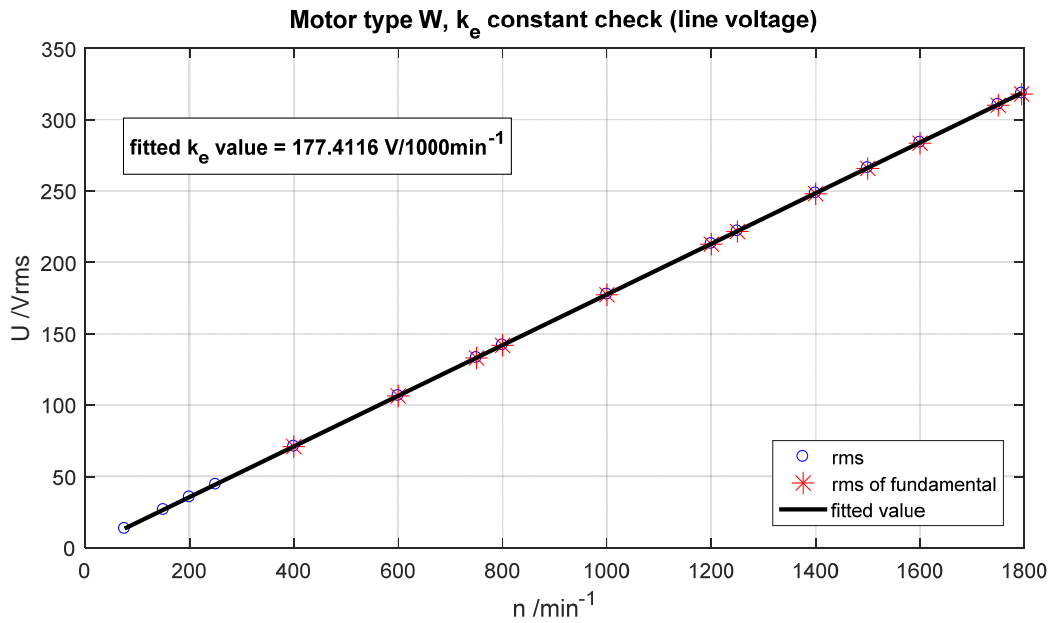


figure 11 : vérification tension globale, tension de la fondamentale et k_e du moteur type W

4.3.2. Vérification des valeurs de L_d et de L_q

Comme déjà mentionné, ce moteur présente des inductances dans l'axe transverse et direct différentes. Les résultats de la mesures (figure 12), reportés dans le tableau 5 corroborent cette affirmation. Les discontinuités et la non-symétrie qui apparaissent sur la courbe sont principalement dues à la vitesse de rotation qui n'est pas constante. La difficulté de tourner à vitesse constante provient principalement de l'effet réductant et de l'attraction-répulsion des aimants permanents au rotor avec le champ tournant statorique.

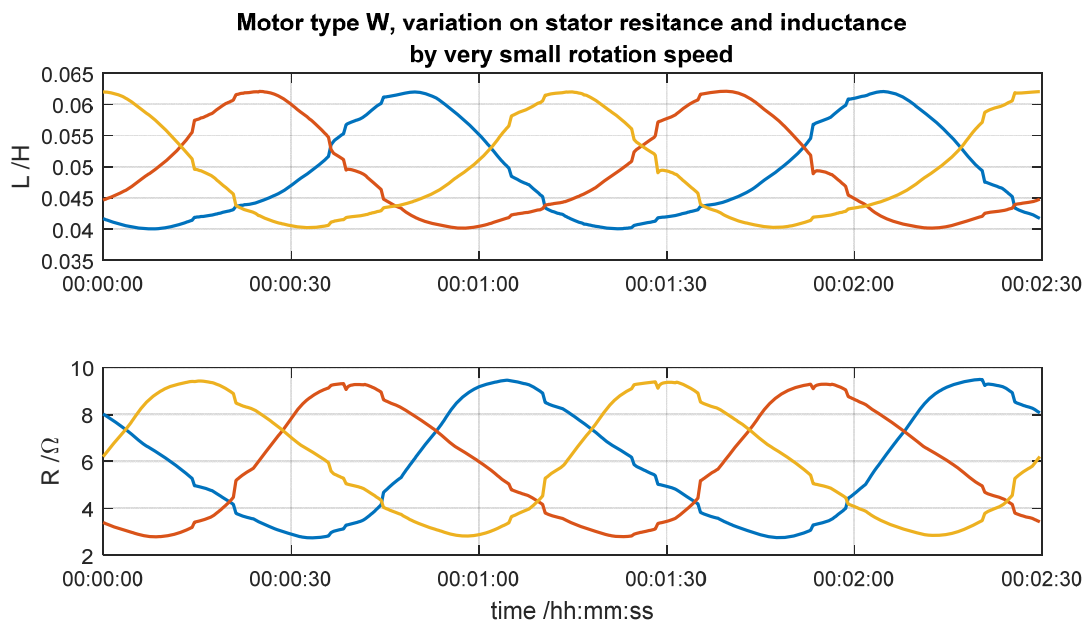


figure 12 : recherche des inductances L_d et L_q du moteur type W

Ld /mH	Lq /mH
40.1	62.1

tableau 5 : inductances Ld et Lq du moteur type W

4.3.3. Angle de charge optimal

La figure 13 illustre les résultats obtenus lors du test effectué à courant nominal et à une vitesse de 1000 min⁻¹. Cette optimisation permet d'accroître le rendement de 0.65%. Pour la suite des mesures et la cartographie couple-vitesse, un angle de charge de 17° a été retenu.

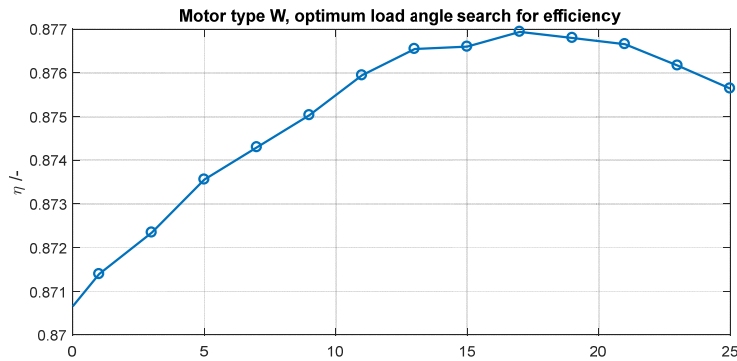


figure 13 : recherche angle de charge du moteur type W

4.3.4. Cartographie vitesse-couple-rendement-puissance

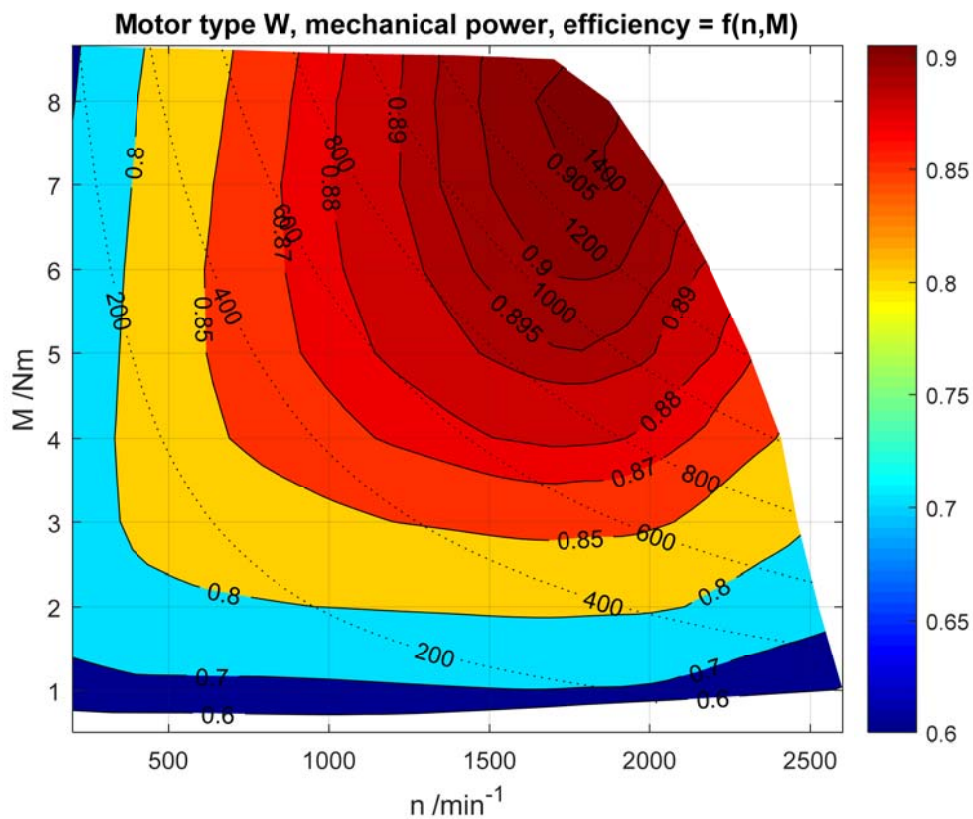


figure 14 : cartographie vitesse-couple-rendement-puissance du moteur type W

Par rapport au moteur de type M, on remarque que la plage de vitesse est accrue. Ceci confirme bien les avantages du moteur W en terme d'affaiblissement du champ par rapport au moteur de type M.

4.4. MOTEUR MEMORY

Le rotor fourni par la HES-SO Yverdon a été monté dans le même stator que celui des moteurs MHS-M-170-4-70-01A et MHS-W-170-4-70-01A.

4.4.1. Procédure de démagnétisation et magnétisation

La procédure de magnétisation et démagnétisation du rotor a été réalisée conformément aux instructions reçues de la HES-SO Yverdon lorsque le variateur prévu pour la modification de champ n'est pas disponible. Pour cela une simple alimentation DC est suffisante, ainsi que la possibilité de bloquer le rotor.

1. Un courant circulant de la phase R aux phases S et T aligne le rotor dans l'axe d, c'est-à-dire qu'il ne produit pas de couple.
2. Le rotor est bloqué mécaniquement.
3. Le sens de courant est inversé par une inversion de polarité de l'alimentation DC.
4. Le courant est augmenté jusqu'au seuil défini (ici -25A). Ceci amène le niveau de magnétisation au minimum.
5. Le rotor est débloqué.
6. Toutes les mesures nécessaires sont réalisées, à l'identique des autres moteurs (définition et correction des paramètres du variateur avant la mesure couple-vitesse).
7. Pour passer à un niveau de magnétisation supérieur, un courant est imposés au travers des enroulements tel que décrit au *point 1*, afin d'aligner le rotor dans l'axe d.
8. Le courant est augmenté jusqu'au niveau de magnétisation estimé.
9. Une mesure entraînée à vide permet de contrôler le niveau de magnétisation.
10. Une correction éventuelle (augmentation uniquement), en appliquant un courant plus élevé est réalisée si nécessaire.
11. Toutes les mesures nécessaires sont réalisées (voir *point 6*).
12. Puis les opérations à partir du point 7 peuvent être répétées.

La *figure 15* illustre les courants de magnétisation appliqués et la tension induite composée résultante.

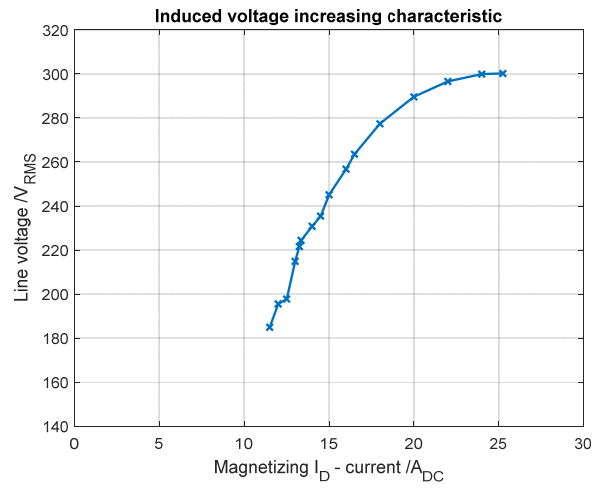


figure 15 : augmentation progressive du flux de magnétisation du moteur Memory

4.4.2. Tensions induites et constante k_e

La *figure 16* représente les captures d'écran obtenues pour les 5 niveaux de magnétisation testés et la constante de tension induite correspondante, pour une distribution uniforme. Comme aucune inclinaison (skewing) n'est faite pour ce moteur, l'interaction encoches-pôles est très visible sur la figure.

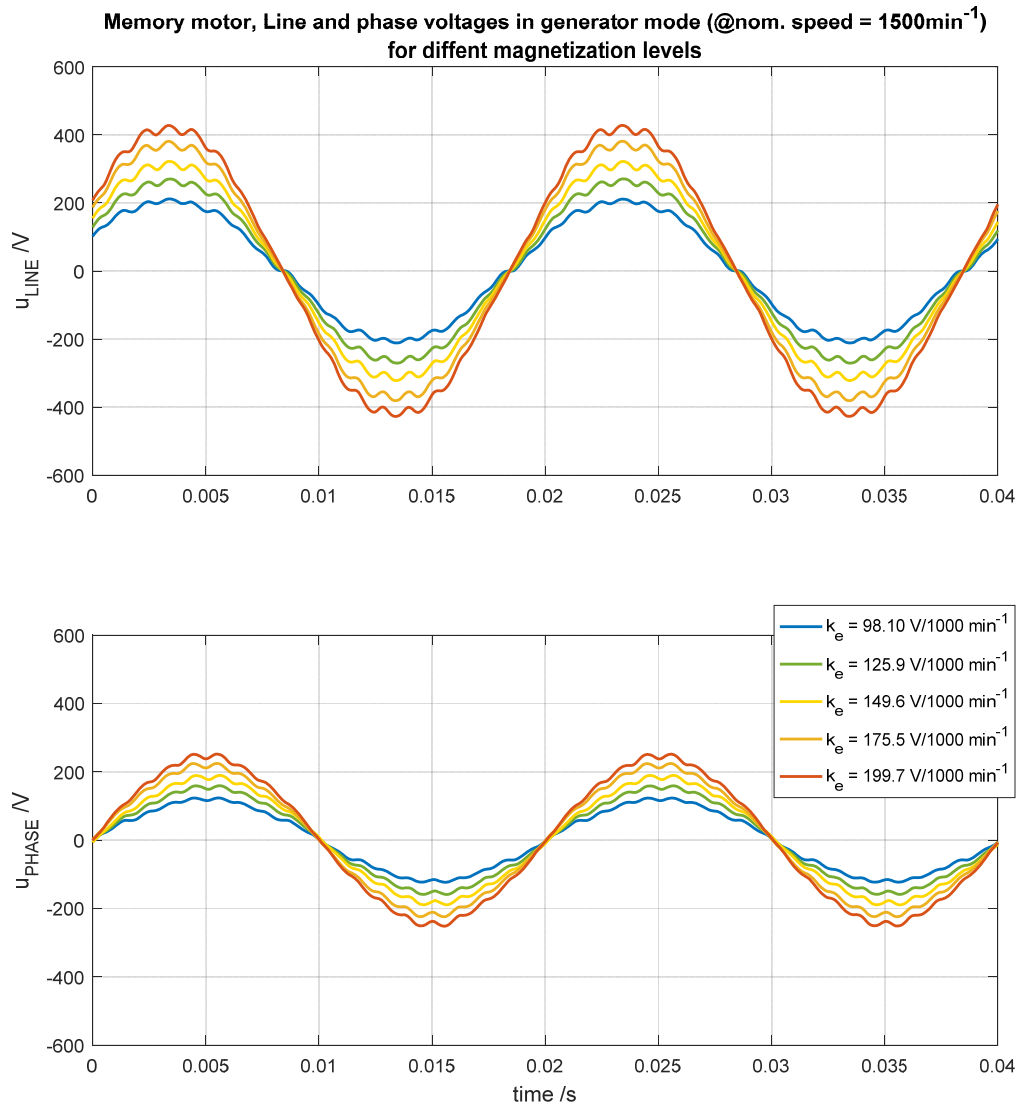


figure 16 : oscillogramme de tension induite pour les 5 niveaux de magnétisation testés du moteur Memory

Le *tableau 6* répertorie les constantes de tension induites et les taux de distorsion harmoniques obtenus. Le taux de distorsion, diminue logiquement avec l'augmentation de la fondamentale.

Niveau magnétisation	k_e /V/1000min ⁻¹ (phase to phase)	thd Uline /%
min	98.10	4.47
min + ¼(étendue de flux variable)	125.9	3.90
min + ½(étendue de flux variable)	149.6	3.54
min + ¾(étendue de flux variable)	175.5	3.13
max	199.7	2.87

tableau 6 : distribution des constantes de tension induite du moteur Memory

4.4.3. Ld - Lq

La géométrie du rotor du moteur Memory implique une variation d'inductance selon son alignement. Cette valeur est nécessaire pour la paramétrisation des régulateurs de courant direct et transverse. La *figure 17* illustre le résultat d'une mesure effectuée à très basse vitesse, selon la procédure décrite au *chapitre 3.4*. Le régulateur de vitesse du variateur du servomoteur entraînant le moteur Memory n'étant pas suffisamment robuste, la vitesse varie légèrement en fonction de l'axe.

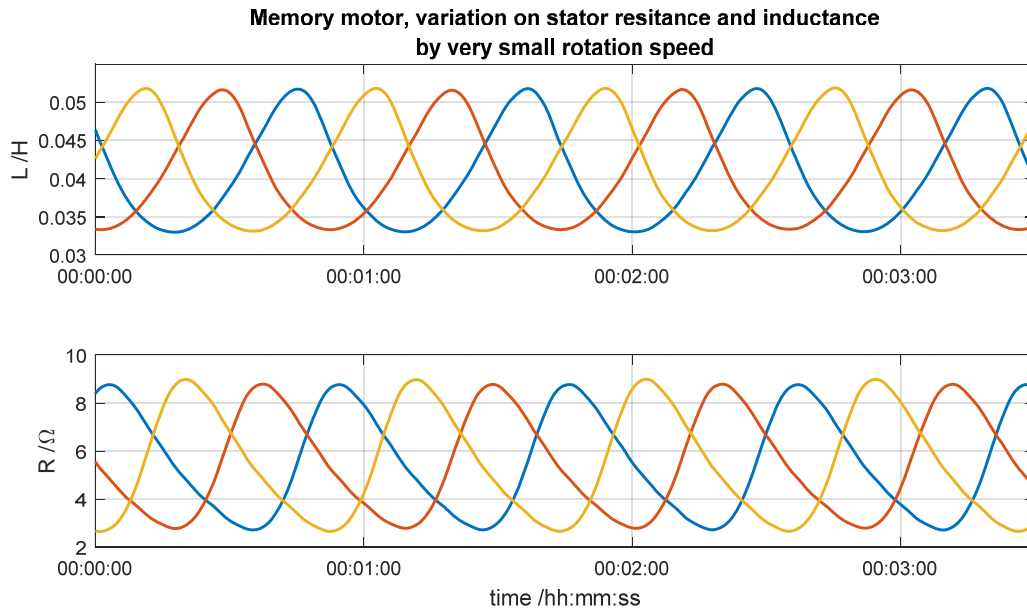


figure 17 : recherche des inductances Ld et Lq pour niveau de magnétisation maximal du moteur Memory

Le *tableau 7* répertorie les inductances des axes direct et transverse pour les cinq niveaux de magnétisation testés.

Niveau magnétisation	Ld /mH	Lq /mH
min	34.5	27.4
min + ¼(Δ flux variable)	37.6	28.8
min + ½(Δ flux variable)	41.4	30.3
min + ¾(Δ flux variable)	46.3	31.6
max	51.8	33.1

tableau 7 : variation des inductances Ld et Lq selon niveau de magnétisation du moteur Memory

Dans le cadre de la campagne de mesure réalisée, les variations d'inductance ne sont pas critique, puisque les niveaux de magnétisation ont été modifiés manuellement et les paramètres de régulateurs optimisés par un « autotuning » après chaque changement.

Une attention particulière devrait tout de même être portée à la paramétrisation des régulateurs de courant, en cas de changement de niveaux de magnétisation « à la volée ». Il paraît important de vérifier si une valeur fixe des paramètres de régulateur est envisageable, ou si une adaptation en temps réel est nécessaire pour garantir et la stabilité et la dynamique du système d'entraînement réglé.

4.4.4. Angle de charge optimal

Pour les moteurs dont L_d et L_q diffèrent, une optimisation de l'angle de charge permet une augmentation substantielle d'efficacité. Pour chaque niveau de magnétisation testé, l'angle de charge a été optimisé avant les mesures de performance. La *figure 18* illustre le résultat d'une telle optimisation. Une avance de l'angle de charge permet d'augmenter le rendement de 0.2%. Le sommet de la courbe obtenue étant relativement plat, une optimisation très précise n'est pas nécessaire.

Quel que soit le niveau de magnétisation du moteur Memory, le gain de rendement constaté est plus faible qu'avec le moteur type W (0.2% contre 0.65%). La nécessité d'une telle optimisation, si elle n'est pas automatisée peut être remise en question.

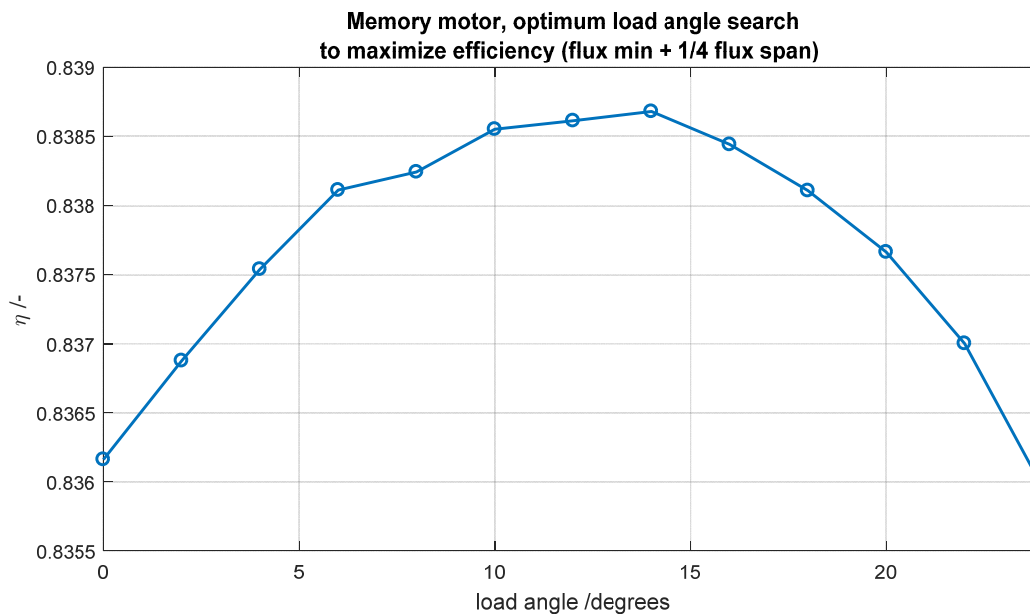


figure 18 : recherche angle de charge pour moteur Memory

Le *tableau 8* énumère les angles de charge optimaux obtenus pour les cinq niveaux de magnétisation testés.

Niveau magnétisation	angle de charge optimal /degrés
min	18
min + ¼(Δ variable)	14
min + ½(Δ flux variable)	11
min + ¾(Δ flux variable)	11
max	13

tableau 8 : angle de charge optimal en fonction du niveau de magnétisation du moteur Memory

4.4.5. Cartographie vitesse-couple-rendement-puissance

Les figures suivantes représentent la cartographie du moteur Memory pour les cinq niveaux de magnétisations testés. **Le but de ces graphiques est uniquement de démontrer la très forte plage d'utilisation qu'il est possible d'atteindre**, puisque les mêmes échelles XY sont toujours utilisées (0-3500 min^{-1} pour la vitesse et 0-10Nm pour le couple).

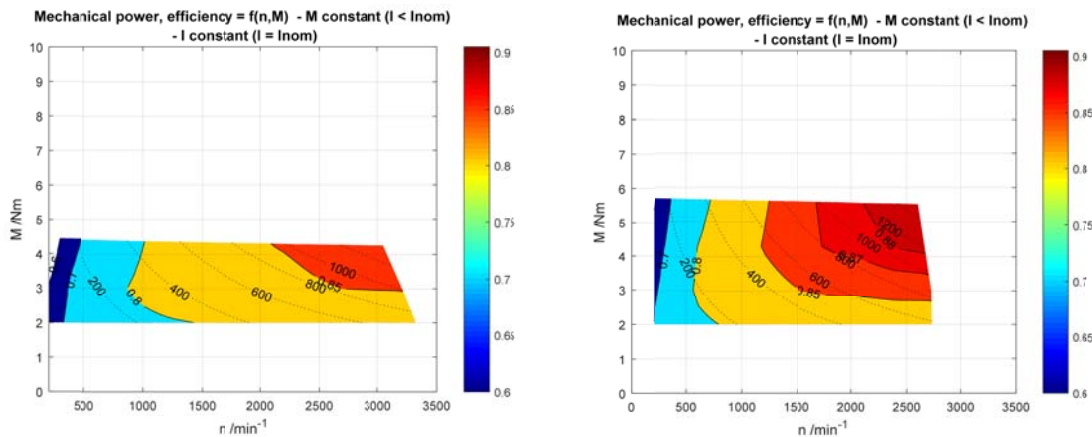


figure 19 : cartographie pour magnétisations min et « min + ¼ (Δ flux variable) »

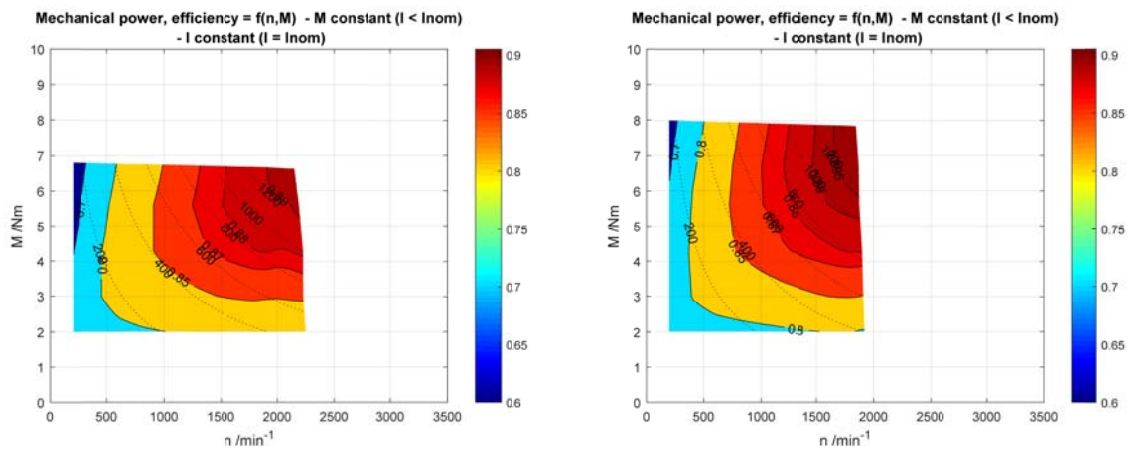


figure 20 : cartographie pour magnétisations « min + ½ Δ flux variable » et « min + ¾ (Δ flux variable) »

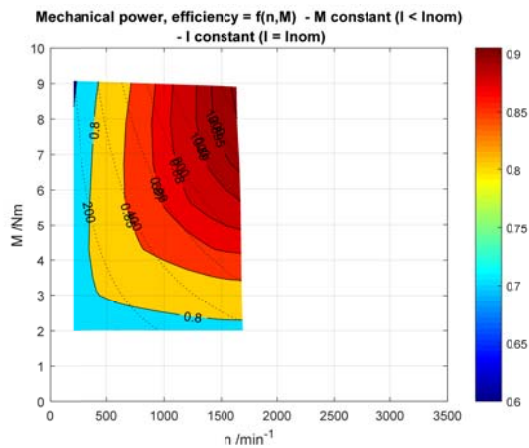


figure 21 cartographie pour magnétisation max

La *figure 22* reprend la *figure 21* pour en permettre une lecture aisée et une comparaison dans la plage nominale d'utilisation des trois moteurs testés.

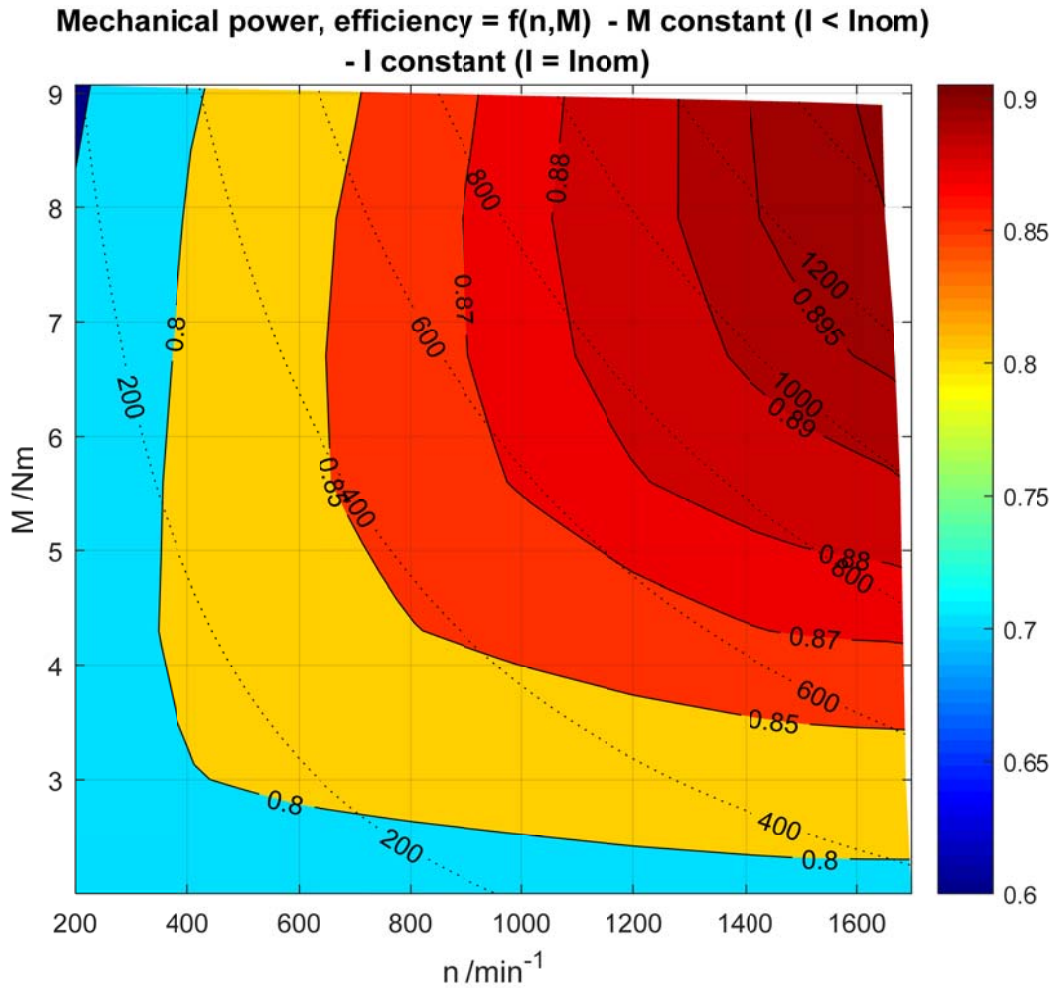


figure 22 : cartographie pour magnétisation max (zoom) du moteur Memory

4.5. COMPARAISON DES TROIS MOTEURS TESTÉS

La *figure 23* permet une comparaison directe des trois moteurs testés. Le moteur « **Memory** » a été testé **sans incursion dans le domaine d'affaiblissement de champ**, puisque son but est évidemment d'éviter ce mode de fonctionnement tout en offrant une plage de fonctionnement très étendue. Les **deux autres types de moteurs** ont été testés **avec incursion dans le domaine d'affaiblissement de champ**, afin d'étendre leur plages de fonctionnement respectives au maximum.

Le moteur type M a été testé avec un courant de phase de $2.8A_{RMS}$, soit légèrement inférieur au courant de test des deux autres moteurs ($3 A_{RMS}$). Avec un courant de $3A_{RMS}$, son couple aurait été légèrement supérieur ($\approx 6\%$), l'allure de l'enveloppe de la courbe de couple et du rendement n'aurait par contre pas varié énormément.

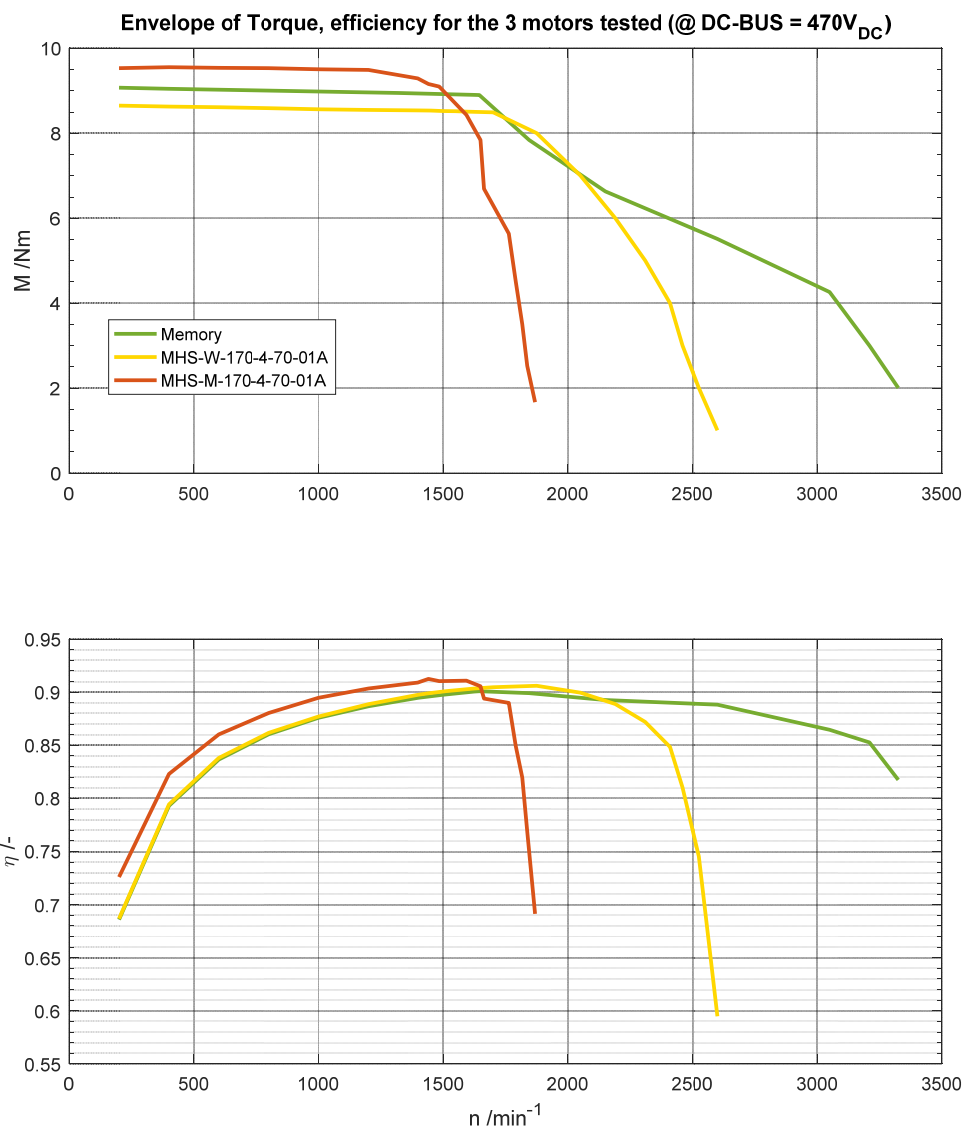


figure 23 : Comparaison des enveloppes n-M et du rendement des trois moteurs testés

Pour les trois types de moteur testés, la vitesse nominale pour la tension de bus de test de 470V_{DC} est fixée à 1500 min⁻¹.

Le moteur type M, de par sa géométrie permet l'augmentation de vitesse la plus faible (+25%). Le moteur W, plus adapté à un fonctionnement en affaiblissement de champ permet une augmentation intéressante de vitesse (+73%). Le moteur Memory permet une augmentation de vitesse très élevée (+122%).

Là où le moteur type W atteint ses limites et ne développe plus de couple exploitable (soit 2600 min⁻¹), le moteur Memory développe encore 55% de son couple nominal !

Le rendement des trois moteurs testés est supérieur à 90%, avec un très léger avantage pour le moteur type M (\approx 1% de plus à la vitesse nominale de 1500 min⁻¹).

Le moteur Memory excelle quant au comportement de sa courbe de rendement ! En effet, sur toute la plage de fonctionnement au-delà de la vitesse nominale, la diminution de rendement ne dépasse pas 10% ! En comparaison, le moteur type W voit son rendement diminuer jusqu'à 30% en fin de plage de vitesse exploitable.

Là où le moteur type W atteint ses limites, le moteur Memory, n'a perdu que 2% de rendement !

Les valeurs caractéristiques sont résumées au *tableau 9*.

Type de moteur	R _{ph} /Ω	k _e /V/kprm	L _d /mH	L _q /mH	Angle charge /°	n max /rpm
Type M	2.5	212	36	36	0°	1850
Type W	2.5	177	40	62	18°	2550
Memory Motor	2.5	98.1	30	35	18	3400
		-		-	-	
		199.7		52	13	

tableau 9 : angle de charge optimal en fonction du niveau de magnétisation du moteur Memory

5. IE-CODE

5.1. NORME IEC 60034

La commission électrotechnique internationale (IEC) a défini la norme internationale IEC 60034 qui concerne les machines électriques tournantes. La partie 30-2 (spécification technique) définit 5 classes d'efficacité pour les moteurs à vitesse variable, bien connues sous le nom de « IE-code ». L'efficacité des machines est facilement identifiable, par code croissant IE1 à IE5.

Pour définir la classe IE, la partie 30-2 se réfère à d'autres parties de la norme IEC 60034. Le *tableau 10* répertorie les documents consultés nécessaires à la qualification. Les parties 2-3 et 30-2 s'appliquent spécifiquement aux moteurs alimentés par un convertisseur de fréquence.

Partie	Édition	Année	Description
1:	12.0	2010	Caractéristiques assignées et caractéristiques de fonctionnement.
2-1	2.0	2014	Méthodes normalisées pour la détermination des pertes et du rendement à partir d'essais (à l'exclusion des machines pour véhicules de traction).
2-3	1.0	2013	Méthodes spécifiques pour la détermination des pertes et du rendement des machines à courant alternative alimentées par convertisseurs de tension.
30-2	1.0	2016	Efficiency classes of variable speed AC motors (IE-code) – (pas de titre français).

tableau 10 : Référence des parties de normes IEC 60034 applicables pour le « IE-code »

5.2. ASPECTS FONDAMENTAUX DE LA NORME IEC 60034

Le *tableau 11* résume les aspects fondamentaux nécessaires à une qualification fiable.

Partie	Chapitre	Description
1	Équilibre thermique	Équilibre thermique atteint lorsque les variations de température ne varient pas de plus de 2K/heures.
1	Température ambiante	Température de l'air ambiant d'au maximum 40°C.
1	Alimentation électrique	Pour moteurs à courant alternatif alimentés par convertisseur, choix de la tension assignée par accord
2-1	Instrumentation, généralités	Plusieurs centaines d'échantillons, plusieurs cycles, mais 15s maximum pour la détermination du rendement.
2-1	Appareil de mesure	Classe de précision 0.2 exigée pour essai direct : incertitude globale de 0.2% de lecture, à facteur de puissance 1, toutes erreurs de transducteurs comprises.
2-1	Mesure du couple	Classe de précision 0.2 exigée, couple mesuré d'au moins 10% du couple nominal de l'instrument.
2-1	Mesure de température	Précision exigée de $\pm 1K$.
2-1	Méthodologie de mesure	Méthode 2-1-2A exigée pour les moteurs dont la hauteur d'axe est inférieure à 180mm.

Partie	Chapitre	Description
2-3	Instrumentation, généralité	Pour chaque point de charge, mesures simultanées de toutes les grandeurs, sur environ 30 secondes.
2-3	Analyseur de puissance	Précision 0.2% au minimum à 50Hz/60Hz min 0.5% jusqu'à 10xfsw (pour sortie convertisseur).
2-3	Analyseur de puissance	Bande passante 0Hz à 100kHz au moins.
2-3	Analyseur de puissance	Filtres internes désactivés.
2-3	Analyseur de puissance	Méthode à trois wattmètres préférée à celle de Aaron.
2-3	Analyseur de puissance	Les câbles de transmission des signaux doivent être blindés.
2-3	Convertisseur	La fréquence de commutation doit être de 4kHz.
2-3	Convertisseur	Les câbles entre le convertisseur et le moteur doivent être blindés.
2-3	Méthodologie de mesure	Méthode 2-3-C appliquée, avec un équilibre thermique atteint (<1K/demi-heure).
2-3	Annexe A, tension convertisseur	Le convertisseur module la tension avec extension de linéarité (injection de troisième harmonique).
30-2	Evaluation de l'efficacité	L'efficacité est évaluée à 90% de la vitesse et au couple nominal, lorsque l'équilibre thermique est atteint.
30-2	Evaluation de l'efficacité	Une équation permet de tenir compte des pertes harmoniques.
30-2	Coefficients d'interpolation	Des coefficients permettent de calculer les rendements minimaux pour les puissances intermédiaires.

tableau 11 : aspects importants des parties de norme IEC 60034

5.3. PRINCIPAUX CRITÈRES NON RESPECTÉS LORS DE LA QUALIFICATION DES MOTEURS M ET W

Certaines contraintes du *tableau 11* ont été prises partiellement en compte lors de la mesure, en fonction de la disponibilité des équipements. Les critères non respectés ont été classifiés selon un degré de sévérité, afin d'estimer si la qualification de classe obtenue peut-être jugée fiable. Le *tableau 12* répertorie ces écarts.

Partie	Chapitre	Sévérité	Description
1	Température ambiante	peu critique	La précision de la mesure n'est pas très bonne, 1 seule mesure en début et en fin, avec une résolution au degré.
1	Nombre d'indicateur de température au stator	peu critique	Le nombre d'indicateur est inférieur à 6, il n'y en avait que 2. La valeur conservée devrait être la valeur relevée la plus élevée, alors que c'est la moyenne qui a été utilisée. Pour la qualification, ceci n'est pas critique, puisqu'elle est déterminée lorsque l'équilibre thermique est atteint.
2-3	Mesure simultanée sur ≈ 30s	peu critique	La mesure a été effectuée sur 10 s
2-3	Exactitude analyseur de puissance	difficilement quantifiable	Exigences 0.2% à 50Hz/60Hz et min 0.5% jusqu'à 10x f_{sw} → A 50Hz certain d'atteindre les exigences (0.015% reading + 0.01% range) → Jusqu'à 10 f_{sw} serait à vérifier (0.32% reading et 0.4% range) pour en être certain, car dépend beaucoup de la range (en particulier au changement de gamme).
2-3	câbles blindés	peu critique	méthode à trois wattmètres, réjection du mode commun optimale.
2-3	f_{sw} convertisseur	pas estimable	Les mesures devraient être effectuées à 4kHz. Elles l'ont été à 6kHz. Les pertes dépendent de la conception de la machine (les P _{fe} dépendent des tôles, les P _{cu} dépendent de l'ondulation du courant).
2-3	équilibre thermique atteint	peu critique	L'équilibre thermique pour la machine type M a été estimé (juste atteint). Pour la machine type W, une extension du script de calcul a permis de vérifier en temps réel le gradient de température (exigences remplies).
2-3	extension de linéarité	Nulle	Le principe de modulation doit comprendre l'extension de linéarité (aussi parfois appelé injection de troisième harmonique). Ce critère est rempli avec le M700, il est juste rappelé car au moment de la rédaction du rapport, une incertitude quant au principe de modulation demeurait)
30-2	Coefficients d'interpolation (moteur type M uniquement)	absolument pas critique	La puissance relevée à courant nominal, 1445W, a été comparée dans le tableau à une puissance nominale de 1.5kW. Une comparaison avec une puissance plus élevée conduit à un résultat conservatif, car de manière générale le rendement diminue avec la diminution de la puissance. (ceci se vérifie en observant le tableau des rendements de référence de la norme)

tableau 12 : critères partiellement respectés des parties de norme IEC 60034

Très peu de points cités dans le tableau semblent contraignants. On citera les deux points qui nécessiteraient une analyse plus poussée.

1. La fréquence de commutation du convertisseur pourrait fausser quelque peu les résultats. Une solution simple pour valider les résultats consisterait à effectuer une série de mesure à couple nominal, afin d'estimer si le rendement évolue à la hausse ou à la baisse. De manière générale, le rendement moteur a tendance à diminuer avec la diminution de la fréquence de commutation.
2. L'exactitude de mesure dépend fortement de la gamme sélectionnée. La procédure, relativement fastidieuse consiste à enregistrer simultanément les données physiques utiles (tension – courant - couple) et la gamme sélectionnée au moment de l'enregistrement. L'erreur maximale peut alors être calculée (une première partie provenant de la lecture, une deuxième partie provenant de la gamme) et mise en graphique 2D½ (courbes de niveau). Les courbes de niveau permettent immédiatement de vérifier si la zone à 90% de la puissance nominale respecte les exigences d'exactitude fixées.

5.4. IE-CODE POUR MOTEURS TYPES M ET W

Seuls les moteurs type M et W ont été qualifié « IE-code ». Le moteur memory n'a pas fait l'objet d'une qualification, car son point de fonctionnement nominal n'est pas clairement défini. Si une comparaison du moteur Memory avec les moteurs M et W est souhaitée, il est préférable de comparer les cartographies couple-vitesse.

5.4.1. Méthodologie de qualification

La méthodologie respecte au plus proche la norme IEC 60034. Le banc de test est configuré de la même manière que lors des mesures destinée à l'optimisation de l'angle de charge et de la cartographie couple-vitesse, tel que décrit au *chapitre 3.5*. L'acquisition des données diffère afin de respecter la norme. La *figure 24* illustre la durée nécessaire pour la classification du moteur type W. Plus de 255 minutes ont été nécessaires avant l'obtention de l'équilibre thermique. Sur ce graphique, on constate que dès que l'équilibre thermique est atteint, la puissance est réduite à 90% de la puissance nominale (1.3kW → 1.17kW), par une réduction de vitesse de 10%. Le rendement déterminant est alors enregistré et peut être comparé aux rendements de références contenus dans les tableaux de la norme IEC 60034-30-2.

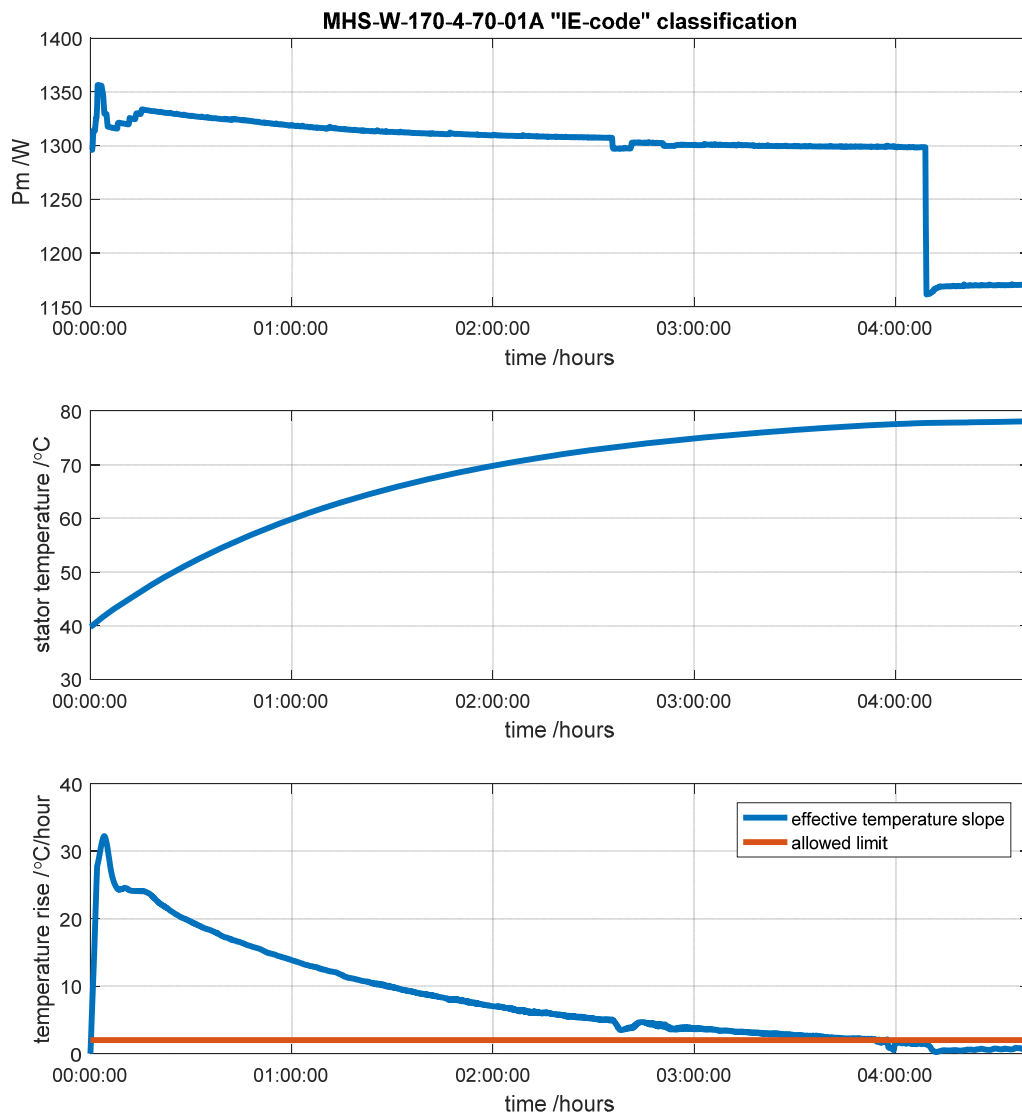


figure 24 : illustration de la classification du moteur type W

5.4.2. IE-code

Le tableau 13 contient les valeurs clefs pour la classification des moteurs M et W. **Il est important de rappeler que ce sont les valeurs de références à 90% de la puissance nominale qui sont déterminantes. Ce point de fonctionnement est obtenu par une réduction de vitesse de 10% tout en conservant le couple nominal.** Le rendement de référence à la puissance nominale affiché laisse donc présager le rendement « qu'aurait » le moteur dans le meilleur des cas.

Moteur	Pm nom.	IE-code	η mes. à 0.9·Pm	η min à 0.9·Pm (pour IE-code obtenu)	η ref. à Pm nom. (pour IE-code obtenu)
M	1.45 kW	IE5	91.03 %	89.11 %	90.4 %
W	1.3 kW	IE5	88.94 %	88.62 %	89.96 %

tableau 13 : classification IE des moteurs M et W

Le moteur M fournit une puissance mécanique de 1450W. Le rendement a été comparé au rendement de référence de 1.5kW. Une comparaison avec une puissance plus élevée est conservatif, car les rendements de références de la norme IEC 60034-30-2 diminuent avec la diminution de puissance nominale. **Avec 2% de marge de rendement, le moteur M est assuré d'obtenir la qualification IE5.**

Le moteur W fournissant une puissance mécanique de 1300W non répertoriée dans les rendements de référence de la norme IEC 60034-30-2 a nécessité une procédure de classification légèrement plus longue. Le calcul du rendement de référence pour 1.3kW a d'abord été effectué, à l'aide des coefficients fournis, avant comparaison. **Avec 0.32% de marge de rendement, le moteur W est juste qualifié IE5.** Il est difficile de prédire si la classe IE5 serait obtenue, en respectant toutes les contraintes de mesures de la norme IEC 60034 (voir *chapitre 5.3*). **Dans le pire des cas, le moteur W est assuré d'obtenir la qualification IE4.**

6. CONCLUSION

Les moteurs de type M et W peuvent être classés selon les normes puisqu'ils ont un point de fonctionnement nominal précisément défini. Selon les mesures, ils seraient tous deux classés **IE5**. Cette classification est relativement généreuse puisque les moteurs ne sont thermiquement pas à leur limite (*figure 24*). Le moteur Memory dont le point de fonctionnement nominal n'est pas clairement défini n'a pas été qualifié IE-code. La comparaison des trois moteurs s'effectuera par conséquent uniquement à l'aide des cartographies vitesse-couple des moteurs ou de l'enveloppe vitesse-couple à courant nominal.

Jusqu'à la vitesse de 1500 min^{-1} , le moteur Memory présente des performances similaires au moteur type W. Ces deux moteurs ont un rendement légèrement en retrait du moteur type M dans ce domaine, au bénéfice d'une vaste plage de vitesse de fonctionnement.

Outre le grand avantage d'avoir un domaine de fonctionnement en mode d'affaiblissement du champ élargi, le Memory Motor possède un rendement meilleur que ses rivaux dans ce fonctionnement particulier. **Ces mesures prouvent que ce nouveau type de moteur est très performant en termes de rendement et de plage de vitesse.**

Néanmoins, il ne faut pas omettre de mentionner que ce moteur possède malgré tout quelques désavantages, comme l'obligation d'avoir une électronique de commande spécialement développée et un niveau de magnétisation par toujours précisément atteint.

Le convertisseur doit pouvoir soutenir des courants 8 fois plus élevé que le courant nominal, pour pouvoir magnétiser/démagnétiser le rotor. La durée de cette opération étant brève, ceci ne devrait pas conduire à un surdimensionnement des composants actifs. La procédure de magnétisation ou démagnétisation ne nécessite par contre aucun composant supplémentaire. La seule modification intervient dans le code du contrôleur. Les cartographies du moteur Memory ont été effectuées pour cinq niveaux de magnétisation, configurés manuellement. Si la zone de travail doit être fixée en limite d'enveloppe, des pas plus fins de magnétisation doivent être envisagés. Lorsque le point de fonctionnement n'est pas en limite d'enveloppe, il convient de choisir le niveau de magnétisation permettant d'obtenir le rendement optimal. Une adaptation automatique nécessite l'ajout d'un régulateur supplémentaire au variateur, en vue d'optimiser le rendement sur tout le domaine d'utilisation possible.

Si ces points nécessitent un effort « logiciel » supplémentaire, ils sont largement compensés par les avantages que procure ce type de moteur.