

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE A. MIRA-BEJAIA
FACULTE de Technologie
DEPARTEMENT de Génie Électrique
Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information



THÈSE En Cotutelle



DOCTEUR DE L'UNIVERSITE A. MIRA BEJAIA (ALGERIE)
Domaine : Sciences et Technologies Filière : Électrotechnique
Spécialité : Machines Electriques

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LILLE
Spécialité : Génie Électrique

Présentée par
Yamina DJOUADI

Thème

**Contribution à L'étude et la Commande de Génératrices
Synchrones à Réductance en Fonctionnement Autonome**

Soutenue le : 14/12/2023.

Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom	Grade		
Mme REKIOUA Djamilia	Professeur	Univ. de Bejaia Algérie	Présidente
Mr IDJDARENE Kassa	Professeur	Univ. de Bejaia Algérie	Rapporteur
Mr TOUNZI Abdelmounaim	Professeur	Univ. de Lille France	Rapporteur
Mr MEZANI Smail	Maître de conférences HDR	Univ. de Lorraine France	Examineur
Mr KRIM Fateh	Professeur	Univ. de Ferhat Abbas Sétif	Examineur
Mr HOUARI Azeddine	Maître de conférences HDR	Univ. de Nantes France	Examineur
Mr TAIBI Soufiane	Professeur	Univ. de Batna 2 Algérie	Invité

Année Universitaire : 2022-2023.

Remerciements

Les travaux exposés dans ce mémoire ont été réalisés en collaboration entre le Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance (L2EP) de Lille, en France, et le Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information (LT2I) de Bejaia, en Algérie, dans le cadre d'une cotutelle de thèse.

La première personne à qui je dois ce travail et à qui je souhaite exprimer ma gratitude c'est Monsieur **A. TOUNZI**, pour avoir supervisé cette recherche, pour la confiance et l'intérêt constants qu'il a manifestés tout au long de son déroulement, pour sa disponibilité ainsi que pour avoir partagé ses compétences scientifiques et apporté son soutien tout au long de cette étude.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance et mes très vifs remerciements à Monsieur **K. IDJDARENE** Professeur à l'université de Bejaia (Algérie), pour avoir dirigé ce travail, pour m'avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques.

Je voudrais remercier la présidente du jury, Madame **D. REKIOUA**, ainsi que les rapporteurs Messieurs **A. HOUARI** et **F. KRIM** pour avoir accepté d'évaluer mes travaux de thèse. Je souhaite également remercier Monsieur **S. MEZANI**, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en participant au jury ainsi que Monsieur **S. TAIBI** pour avoir accepté notre invitation à participer au jury.

Je ne peux oublier, bien sûr, mes collègues du L2EP avec lesquels j'ai passé de bons moments durant mon séjour à Lille ainsi que mes collègues du LT2I de Bejaia qui m'ont toujours soutenue et encouragée.

Je tiens également à remercier tous ceux qui ont, de près ou de loin, participé à l'élaboration de ce travail.

Résumé

Outre la production de masse, la conversion de l'énergie éolienne en électricité pour les sites éloignés du réseau électrique constitue une alternative intéressante pour l'électrification de zones isolées dans divers pays. Dans ce contexte, il est primordial d'utiliser un système de conversion fiable, simple et de coût limité.

Parmi les machines électriques qui pourraient assurer ce genre de conversion, la machine synchrone à réluctance variable peut être une possibilité intéressante. En effet, son rotor est relativement simple de topologie et de construction et, dans sa version de base il n'est muni d'aucun système d'excitation, d'où un prix modeste et une absence de pertes à évacuer.

Les travaux de cette thèse portent sur l'analyse de l'utilisation de machine synchrone à réluctance (MSRV) pour convertir l'énergie éolienne en énergie électrique dans le cadre d'une application autonome.

Après un état de l'art sur les travaux consacrés à la conversion de l'énergie éolienne en autonome, un prototype de MSRV a été conçu sur la base du stator d'une machine asynchrone à cage d'écureuil disponible dans le laboratoire. En gardant la même longueur d'entrefer, trois rotors (saillant, avec barrières de flux et ponts magnétique et avec barrières de flux sans ponts) ont été proposés. Les performances intrinsèques des trois cas en fonctionnement moteur ont été étudiées, montrant un meilleur comportement de la dernière configuration. Ce dernier a donc été retenu pour la suite des travaux.

Un modèle analytique diphasé a ensuite été développé en tenant compte de l'effet de la saturation magnétique au travers d'inductances fonction des courants diphasés. Trois cas ont été investigués ; une saturation le long de l'axe d uniquement, le long des deux axes d et q indépendamment et en tenant compte de l'effet croisé. L'identification des inductances dans les 3 cas a été réalisée à l'aide d'un modèle numérique par EF 2D.

Le modèle analytique développé a été utilisé pour étudier le fonctionnement de la machine en tant que générateur autonome avec des capacités connectées aux bornes du stator. Les simulations ont été réalisées à vide et avec des charges équilibrées et déséquilibrées à l'aide de Matlab Simulink. Les trois approches de prises en compte de la saturation ont été testées montrant l'intérêt de prendre en compte l'effet croisé. Comme la qualité des tensions est sensible à la vitesse de rotation et à la charge, la machine est ensuite connectée à un redresseur à MLI en utilisant les deux méthodes de contrôle les plus couramment employées : la commande vectorielle et la commande directe du couple (CDC).

Afin d'améliorer les performances de la machine tout en limitant l'impact sur le prix, la machine synchrone à réluctance a été munie d'aimants permanents en ferrite dans les barrières de flux. Une première étude est effectuée sur les emplacements et la quantité adéquate d'aimants tout en gardant le même bobinage réparti de la machine initiale. Une fois la disposition et le volume adéquat d'aimants permanents retenus, une seconde étude a porté sur différentes configurations des bobinages d'induit (distribués et concentrés).

Enfin, toujours dans le même objectif d'amélioration des performances, nous avons étudié la possibilité de munir la machine d'étude d'une excitation par courant continu au stator. Cette solution permet de s'affranchir des aimants sans induire de contrainte mécanique mais en ajoutant un degré de liberté en termes d'amplitude du courant d'excitation. Plusieurs configurations de polarité et de disposition des bobinages ont été analysées. Une optimisation a également été menée sur un des prototypes afin d'atténuer les harmoniques de la fem à vide.

Mots clés : *Energie Eolienne, Systèmes Autonomes, Génératrices Synchrones à Réluctance Variable, Auto-Amorçage.*

Abstract

In addition to mass production, the conversion of wind energy into electricity for sites far from the electricity grid represents an interesting alternative for the electrification of isolated areas in various countries. In this context, it is of great interest to use a reliable, simple and low-cost conversion system.

Among the electrical machines that could provide this kind of conversion, the variable reluctance synchronous machine could be an interesting possibility. Indeed, its rotor presents relatively simple topology and construction and, in its basic version, it is not fitted with any excitation system, hence its modest cost and the absence of losses to be evacuated.

This thesis analyses the use of a synchronous reluctance machine (SynRM) to convert wind energy into electrical one in a stand-alone application.

Following a review of the state of the art in the conversion of wind energy into autonomous operation, a SynRM prototype was designed on the basis of the stator of a squirrel-cage induction machine available in the laboratory. Keeping the same air-gap and active length, three rotors (salient, with flux barriers and magnetic bridges and with flux barriers without bridges) were proposed. The intrinsic performance of the three cases in motor operation was studied, showing that the last configuration performed better. The latter was therefore selected for further work.

A diphas analytical model was then developed, taking into account the effect of magnetic saturation through inductances that are a function of diphas currents. Three cases were investigated: saturation along the d axis only, along the two axes d and q independently, and taking into account the cross effect. The inductances in the 3 cases were identified using a 2D FE numerical model.

The analytical model developed was used to study the operation of the machine as a stand-alone generator with capacitors connected to the stator terminals. Simulations were carried out at no load and with balanced and unbalanced loads using MATLAB Simulink. The three approaches for taking saturation into account were tested, demonstrating the benefits of taking the cross effect into account. As the quality of the voltages is sensitive to the speed of rotation and the load, the machine is then connected to a PWM rectifier using the two most commonly used control methods: vector control and DTC (Direct Torque Control).

In order to improve the machine's performance while limiting the impact on price, the reluctance synchronous machine was fitted with permanent ferrite magnets in the flux barriers. An initial study was carried out on the location and quantity of magnets required, while maintaining the same distributed winding as the original machine. Once the appropriate arrangement and volume of permanent magnets had been selected, a second study looked at different armature winding configurations (distributed and concentrated).

Finally, with the same objective of improving performance, we studied the possibility of equipping the machine under study with direct current excitation in the stator. This solution eliminates the need for magnets without inducing mechanical constraints, but adds a degree of freedom in terms of the amplitude of the excitation current. Several configurations of polarity and winding layout were analyzed. One of the prototypes was also optimized to attenuate the harmonics of the no-load fem.

Keywords: *Wind Energy, Autonomous Systems, Synchronous Reluctance Generators, Self-Excitation.*

ملخص

وبالإضافة إلى الإنتاج الضخم، يشكل تحويل طاقة الرياح إلى كهرباء لمواقع بعيدة عن شبكة الكهرباء بديلاً مثيراً للاهتمام لكهربية المناطق المعزولة في مختلف البلدان. وفي هذا السياق، من الضروري استخدام نظام تحويل موثوق وبسيط وفعال من حيث التكلفة

ومن بين الآلات الكهربائية التي يمكن أن تضمن هذا النوع من التحويل، قد تكون الآلة المتزامنة ذات الممانعة المتغيرة احتمالاً مثيراً للاهتمام. في الواقع، فإن دواره بسيط نسبياً من حيث الطوبولوجيا والبناء، وفي نسخته الأساسية، فهو غير مجهز بأي نظام إثارة، وبالتالي سعر متواضع وعدم وجود خسائر للإخلاء لتحويل طاقة الرياح إلى طاقة كهربائية (MSRV) يركز عمل هذه الأطروحة على تحليل استخدام آلات الممانعة المتزامنة كجزء من تطبيق مستقل

MSRV بعد أحدث التطورات في العمل المخصص لتحويل طاقة الرياح إلى طاقة مستقلة، تم تصميم نموذج أولي لـ استناداً إلى الجزء الثابت لآلة القفص السنجابي غير المتزامنة المتوفرة في المختبر. من خلال الحفاظ على نفس طول فجوة الهواء، تم اقتراح ثلاثة دوارات (بارزة، مع حواجز تدفق وجسور مغناطيسية ومع حواجز تدفق بدون جسور). تمت دراسة الأداء الجوهري للحالات الثلاث في تشغيل المحرك، مما يدل على سلوك أفضل للتكوين الأخير. ولذلك تم الاحتفاظ بالأخير لمزيد من العمل

تم بعد ذلك تطوير نموذج تحليلي ثنائي الطور مع الأخذ بعين الاعتبار تأثير التشبع المغناطيسي من خلال الحث المعتمد d و q فقط، وعلى طول المحورين d على تيارات ثنائية الطور. تم التحقيق في ثلاث حالات. التشبع على طول المحور FE بشكل مستقل مع مراعاة التأثير المتقاطع. تم تحديد الحث في الحالات الثلاث باستخدام نموذج عددي ثنائي الأبعاد

تم استخدام النموذج التحليلي المطور لدراسة تشغيل الآلة كمولد مستقل بسعات متصلة بأطراف الجزء الثابت. تم إجراء تم اختبار الأساليب الثلاثة. Matlab Simulink عمليات المحاكاة بدون أحمال وبأحمال متوازنة وغير متوازنة باستخدام لأخذ التشبع في الاعتبار، مما يوضح فائدة أخذ التأثير المتقاطع في الاعتبار. نظراً لأن جودة الفولتية حساسة لسرعة باستخدام طريقتي التحكم الأكثر استخداماً: التحكم في PWM الدوران والحمل، يتم بعد ذلك توصيل الماكينة بمقوم التحكم في عزم الدوران المباشر. من أجل تحسين أداء الآلة مع الحد من التأثير على السعر، تم تجهيز DTC المتجهات و آلة الممانعة المتزامنة بمغناطيس من الفريت الدائم في حواجز التدفق. يتم إجراء دراسة أولى على المواقع والكمية الكافية، من المغناطيس مع الحفاظ على نفس اللف الموزع للآلة الأولية. بمجرد اختيار الترتيب والحجم المناسب للمغناطيس الدائم ركزت دراسة ثانية على التكوينات المختلفة لملفات عضو الإنتاج) الموزعة والمركزة

أخيراً، ومع نفس الهدف المتمثل في تحسين الأداء، قمنا بدراسة إمكانية تزويد آلة الدراسة بإثارة تيار مباشر للجزء الثابت. هذا الحل يجعل من الممكن الاستغناء عن المغناطيس دون إحداث قيود ميكانيكية ولكن عن طريق إضافة درجة من الحرية من حيث سعة تيار الإثارة. تم تحليل العديد من تكوينات ترتيب القطبية واللف. تم إجراء التحسين أيضاً على أحد النماذج الأولية من أجل تخفيف توافقيات القوة الدافعة الكهربائية بدون تحميل

الكلمات المفتاحية: طاقة الرياح، الأنظمة الذاتية، المولدات المتزامنة ذات الممانعة المتغيرة، التحضير الذاتي

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES.....	3
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	8
INTRODUCTION GENERALE	18
BIBLIOGRAPHIE.....	21

Chapitre I

TABLE DES MATIÈRES.....	23
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	23
INTRODUCTION	26
1 Principe De Fonctionnement d'une Eolienne.....	27
2 Classification des Eoliennes Selon Leurs Formes.....	28
2.1 Eolienne à axe vertical.....	28
2.2 Eolienne à axe horizontal:.....	29
3 Classification des Eoliennes Selon Installation.....	32
3.1 Les eoliennes Onshore:.....	33
3.2 Les eoliennes Offshore:	33
3.3 Les éoliennes flottantes:.....	34
4 La Répartition des Installations Eoliennes	35
4.1 Energie éolienne en France:.....	37
4.2 Energie éolienne en Algérie:	38
5 Les Eoliennes Connectées au Réseau Electrique	40
6 Les Eoliennes en Fonctionnement Isolé et Autonome.....	41
6.1 Les étapes à suivre pour l'installation d'un système électrique autonome simple	43
6.2 Choix du générateur à utiliser pour une installation autonome.....	43
6.3 Comparaison entre les machines utilisées dans les éoliennes :.....	49

6.4	Comparaison machine à induction et machine synchrone à reluctance variable	50
CONCLUSION		52
BIBLIOGRAPHIE.....		53

Chapitre II

TABLE DE MATIERES.....		63
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....		65
INTRODUCTION		67
1	Historique des Machines Synchrones à Reluctance Variable.....	67
2	Principe de Fonctionnement	69
2.1	Definition et explication du fonctionnement	69
2.2	Les différentes structures du rotor d'une machine synchrone à reluctance variable (MSRV):	72
3	Modèle Analytique de la Machine Synchrone à Reluctance Variable	75
3.1	Modèle de la machine en tenant compte de la saturation selon de l'axe d	78
3.2	Modèle de la machine en tenant compte de la saturation selon de les axes d et q indépendamment.....	79
3.3	Modèle de la machine en tenant compte de la saturation selon de l'axe d et l'axe q et l'effet croisé	80
4	Prototype de La Machine à Reluctance Variable.....	82
4.1	Différents prototypes:	83
4.2	Comparaisons des performances des 3 prototypes :	85
5	Identification des Paramètres du Prototype :.....	87
5.1	Les inductances de magnétisation $L_{md}(i_{sd})$ et $L_{mq}(i_{sq})$ en tenant compte de la saturation selon l'axe d et l'axe q indépendamment	88
5.2	Les inductances de magnétisation $L_{md}(i_{sd},i_{sq})$ et $L_{mq}(i_{sd},i_{sq})$ en tenant compte de la saturation selon les deux axes et l'effet croisé.....	90
6	Etude du Fonctionnement Générateur	91

6.1	Etude du système en boucle ouverte :.....	91
6.2	Principe de l'autoamorçage avec un banc de capacités :	92
6.3	Résultats de simulation en tenant compte de la saturation uniquement selon l'axe d, l'axe d et q indépendamment et avec effet croisé :.....	95
6.4	Comparaison avec les performances de la machine asynchrone à cage de même stator:	108
CONCLUSION		111
BIBLIOGRAPHIE.....		112

Chapitre III

TABLE DES MATIERES.....		116
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....		117
INTRODUCTION		118
1	Modèle Mathématique du Dispositif	119
2	Commande Vectorielle:	123
2.1	Résultats de simulation	125
3	Commande Directe de Couple (CDC):	130
3.1	Principe du control direct de couple (CDC):	131
3.2	Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée.....	132
3.3	Modèle de la machine synchrone à reluctance dans le repère (α, β).....	133
3.4	Résultats de simulations.....	139
CONCLUSION		145
BIBLIOGRAPHE.....		146

Chapitre IV

TABLE DES MATIERES.....		148
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....		148

INTRODUCTION	151
1 Machine Synchro-Réductante Assistée d'Aimants Permanents.....	152
1.1 Modèle analytique de la Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents	153
1.2 Matériaux utilisés dans la Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents	155
2 Machine Synchro-Réductante Assistée d'Aimants Permanents en Mode Générateur	155
2.1 Machine initiale	155
2.2 Topologie des bobinages statoriques	161
2.3 Machine synchrone à reluctance assistée par aimant avec un bobinage dentaire	163
2.4 Etude en charge sur redresseur commandé.....	176
CONCLUSION	181
Bibliographie	182

Chapitre V

TABLE DES MATIÈRES	186
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	187
INTRODUCTION	189
1 Étude des Performances sur des Structures Excitées	190
1.1 Répartition des bobinages statoriques	190
1.2 Etude à vide	194
1.3 Caractéristiques à vide des machines choisies	207
1.4 Etude en charge	210
1.5 Identification des inductances : $L_{md}(i_{md})$ et $L_{mq}(i_{md})$	211
CONCLUSION	212
BOBLOGRAPHIE	213

CONCLUSION GENERALE	214
Annexe A.....	217
Annexe B :	217
Annexe C :	217
Annexe D :	218
Annexe E:	218
Annexe F:	220
Annexe G:.....	221

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Chapitre I

Figure I. 1: Principe de la conversion de l'énergie éolienne.	28
Figure I. 2: Eolienne à axe vertical: Eolienne à axe vertical (a) type Darrieus,(b) type Savonius.	29
Figure I. 3:Eolienne à axe horizontal.	29
Figure I. 4:Classification des éoliennes selon leurs puissances.	30
Figure I. 5:Composition d'une éolienne à axe horizontal.	31
Figure I. 6 : Classification des éoliennes selon leurs installations.	32
Figure I. 7:Eoliennes onshore a)parc éolien b) éolien domestique.	33
Figure I. 8:Eoliennes offshore.	34
Figure I. 9:Eolienne flottante	35
Figure I. 10:Développement annuel de la capacité de production d'électricité 2002-2022.	36
Figure I. 11:Capacité mondiale et annuelle de l'énergie éolienne.	36
Figure I. 12:Carte gisement éolien de la France.....	37
Figure I. 13:Production éolienne France métropolitaine.....	38
Figure I. 14:Carte annuelle des vents (m/s) à 10m du sol.	39
Figure I. 15:Le parc éolien d'Adrar.	40
Figure I. 16:Eoliennes connectées au réseau.....	41
Figure I. 17: Eoliennes autonomes.	42
Figure I. 18: Machine synchrone à aimants permanents (MSAP).	45
Figure I. 19: Machine synchrone à reluctance variable (MRV).....	46
Figure I. 20: Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	47
Figure I. 21: Machine synchrone à réluctance variable (MSRV).	48
Figure I. 1: Principe de la conversion de l'énergie éolienne.	28
Figure I. 2: Eolienne à axe vertical: Eolienne à axe vertical (a) type Darrieus,(b) type Savonius.	29
Figure I. 3:Eolienne à axe horizontal.	29
Figure I. 4:Classification des éoliennes selon leurs puissances.	30
Figure I. 5:Composition d'une éolienne à axe horizontal	31
Figure I. 6 : Classification des éoliennes selon leurs installations.	32
Figure I. 7:Eoliennes onshore a)parc éolien b) éolien domestique	33
Figure I. 8:Eoliennes offshore.	34

Figure I. 9: Eolienne flottante.	35
Figure I. 10: Développement annuel de la capacité de production d'électricité 2002-2022	36
Figure I. 11: Capacité mondiale et annuelle de l'énergie éolienne.	36
Figure I. 12: Carte gisement éolien de la France	37
Figure I. 13: Production éolienne France métropolitaine	38
Figure I. 14: Carte annuelle des vents (m/s) à 10m du sol.	39
Figure I. 15: Le parc éolien d'Adrar	40
Figure I. 16: Eoliennes connectées au réseau	41
Figure I. 17: Eoliennes autonomes	42
Figure I. 18: Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	45
Figure I. 19: Machine synchrone à réluctance variable (MRV)	46
Figure I. 20: Machine asynchrone à cage d'écureuil	47
Figure I. 21: Machine synchrone à réluctance variable (MSRV)	48

Chapitre II

Figure II. 1 : Historique des MSR/V	69
Figure II. 2: Exemple de machine à réluctance synchrone	70
Figure II. 3: Lignes de flux dans : (a) sans rotor, (b) un rotor isotrope et (c) un rotor anisotropie.	71
Figure II. 4: Les types de machines synchrones à réluctance variable.....	72
Figure II. 5: Rotors de machine synchrone à réluctance à pôles saillants (SP)	73
Figure II. 6: Rotors de machine synchrone à réluctance axialement laminés (ALA)	73
Figure II. 7: Rotors de machine synchrone à réluctance transversalement laminés (TLA) ...	74
Figure II. 8: Structure du rotor de la MSR/V a) rotor à assistance par aimants b) rotor avec assistance de supraconducteurs	75
Figure II. 9: Coupe transversale de la machine asynchrone à cage.....	82
Figure II. 10: MSR/V à pans coupés.	83
Figure II. 11: MSR/V à guides de flux avec ponts.	84
Figure II. 12: MSR/V à guides de flux sans ponts	84
Figure II. 13: Inductance propre en fonction de la position rotorique.	85
Figure II. 14: Couples maximaux en fonction de la position pour une alimentation triphasée en courant.....	86
Figure II. 15: Couples des trois prototypes après inclinaison.	86

Figure II. 16: Coupe transversale de la MSR _V retenue a) Enroulement de l'induit b) Distribution du champ magnétique à vide.....	87
Figure II. 17: Position du rotor pour l'identification des inductances suivant les axes d et q..	89
Figure II. 18: Courbes $L_{md}(i_{md})$ et $L_{mq}(i_{mq})$ identifiées par éléments finis.	89
Figure II. 19: Les deux surfaces L_{md} et L_{mq} en fonction des deux courants i_{sd} et i_{sq}	91
Figure II. 20: Architecture du système étudié.	92
Figure II. 21: Exemple de courbe de magnetisation du generateur synchrone à réluctance. ...	93
Figure II. 22: Définition des différents courants	94
Figure II. 23: Schéma Matlab dans le cas de la prise en compte de la saturation selon L_d	95
Figure II. 24: Tensions induites en fonction du temps pour $C=70 \mu F$	96
Figure II. 25: Tensions induites en fonction du temps pour $C=110 \mu F$ et une vitesse de 750 tr/min	97
Figure II. 26: Tension en fonction de la capacité à 750 tr/min obtenue par les 3 modèles analytiques.....	97
Figure II. 27: Comparaison des FEM avec et sans effet croisé ($E(i_{sd}, i_{sq}=0)$ et $E(i_{sd}, i_{sq}\neq 0)$)	98
Figure II. 28: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques	99
Figure II. 29: Les courants statoriques obtenus par les 3 modèles analytiques.....	99
Figure II. 30: Courants dans la charge obtenus par les 3 modèles analytiques.....	100
Figure II. 31: Courants des capacités obtenus par les 3 modèles analytiques.....	100
Figure II. 32: V max en fonction de i_{ch} max obtenue par les 3 modèles analytiques avec une charge R.....	101
Figure II. 33: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques.	101
Figure II. 34: Courants de charges obtenus par les 3 modèles analytiques.....	102
Figure II. 35: Les courants d'induit obtenues par les 3 modèles analytiques	102
Figure II. 36: Courants dans les capacités obtenus par les 3 modèles analytiques.	102
Figure II. 37: V max en fonction de i_{ch} max obtenue avec les 3 modèles analytiques avec une charge RL.	103
Figure II. 38: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques.	104
Figure II. 39: Courants des charges obtenus par les 3 modèles analytiques.	104
Figure II. 40: Les courants d'induit obtenues par les 3 modèles analytiques.	104
Figure II. 41: Courants des capacitée obtenues par les 3 modèles analytiques.....	105
Figure II. 42: V max en fonction de i_{ch} max obtenue avec les 3 modèles analytiques avec une charge RLC.	105

Figure II. 43: Tensions dans le cas d'une charge déséquilibrée.....	106
Figure II. 44: Courant de charge induit dans le cas d'une charge déséquilibrée.....	107
Figure II. 45: Courant statorique dans le cas d'une charge déséquilibrée.....	107
Figure II. 46: Courant capacitif dans le cas d'une charge déséquilibrée.....	107
Figure II. 47: Tension à vide de la MSR.V.	108
Figure II. 48: Courant statorique de la MSR.V.	109
Figure II. 49: Tension à vide de la MAS.	109
Figure II. 50: Courant statorique de la MAS.....	110
Figure II. 51: Comparaison MSR.V et MAS à vide.....	110
Figure II. 52: Comparaison MSR.V et MAS avec une charge R	111
Figure II. 1 : Historique des MSR.V	69
Figure II. 2: Exemple de machine à réluctance synchrone	70
Figure II. 3: Lignes de flux dans :(a) sans rotor, (b) un rotor isotrope et (c) un rotor anisotropie.	71
Figure II. 4: Les types de machines synchrones à réluctance variable.....	72
Figure II. 5: Rotors de machine synchrone à réluctance à pôles saillants (SP).....	73
Figure II. 6: Rotors de machine synchrone à réluctance axialement laminés (ALA)	73
Figure II. 7: Rotors de machine synchrone à réluctance transversalement laminés (TLA)	74
Figure II. 8: Structure du rotor de la MSR.V a) rotor à assistance par aimants b) rotor avec assistance de supraconducteurs.	75
Figure II. 9: Coupe transversale de la machine asynchrone à cage.....	82
Figure II. 10: MSR.V à pans coupés.	83
Figure II. 11: MSR.V à guides de flux avec ponts.	84
Figure II. 12: MSR.V à guides de flux sans ponts.	84
Figure II. 13: Inductance propre en fonction de la position rotorique.	85
Figure II. 14: Couples maximaux en fonction de la position pour une alimentation triphasée en courant.	86
Figure II. 15: Couples des trois prototypes après inclinaison.	86
Figure II. 16: Coupe transversale de la MSR.V retenue a) Enroulement de l'induit b) Distribution du champ magnétique à vide.....	87
Figure II. 17: Position du rotor pour l'identification des inductances suivant les axes d et q..	89
Figure II. 18: Courbes $L_{md}(i_{md})$ et $L_{mq}(i_{mq})$ identifiées par éléments finis.	89
Figure II. 19: Les deux surfaces L_{md} et L_{mq} en fonction des deux courants i_{sd} et i_{sq}	91
Figure II. 20: Architecture du système étudié.	92

Figure II. 21: Exemple de courbe de magnetisation du generateur synchrone à réluctance. ...	93
Figure II. 22: Définition des différents courants	94
Figure II. 23: Schéma Matlab dans le cas de la prise en compte de la saturation selon L_d	95
Figure II. 24: Tensions induites en fonction du temps pour $C=70 \mu F$	96
Figure II. 25: Tensions induites en fonction du temps pour $C=110 \mu F$ et une vitesse de 750 tr/min	97
Figure II. 26: Tension en fonction de la capacité à 750 tr/min obtenue par les 3 modèles analytiques.....	97
Figure II. 27: Comparaison des FEM avec et sans effet croisé ($E(i_{sd}, i_{sq}=0)$ et $E(i_{sd}, i_{sq}\neq 0)$)	98
Figure II. 28: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques	99
Figure II. 29: Les courants statoriques obtenus par les 3 modèles analytiques.....	99
Figure II. 30: Courants dans la charge obtenus par les 3 modèles analytiques.....	100
Figure II. 31: Courants des capacités obtenus par les 3 modèles analytiques.....	100
Figure II. 32: V max en fonction de i_{ch} max obtenue par les 3 modèles analytiques avec une	101
Figure II. 33: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques.	101
Figure II. 34: Courants de charges obtenus par les 3 modèles analytiques.....	102
Figure II. 35: Les courants d'induit obtenues par les 3 modèles analytiques.	102
Figure II. 36: Courants dans les capacités obtenus par les 3 modèles analytiques.	102
Figure II. 37: V max en fonction de i_{ch} max obtenue avec les 3 modèles analytiques avec une charge RL.	103
Figure II. 38: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques.	104
Figure II. 39: Courants des charges obtenus par les 3 modèles analytiques.	104
Figure II. 40: Les courants d'induit obtenues par les 3 modèles analytiques.	104
Figure II. 41: Courants des capacité obtenues par les 3 modèles analytiques.....	105
Figure II. 42: V max en fonction de i_{ch} max obtenue avec les 3 modèles analytiques avec une charge RLC.	105
Figure II. 43: Tensions dans le cas d'une charge déséquilibrée.	106
Figure II. 44: Courant de charge induit dans le cas d'une charge déséquilibrée.....	107
Figure II. 45: Courant statorique dans le cas d'une charge déséquilibrée.....	107
Figure II. 46: Courant capacitif dans le cas d'une charge déséquilibrée.....	107
Figure II. 47: Tension à vide de la MSR.V.	108
Figure II. 48: Courant statorique de la MSR.V.	109

Figure II. 49: Tension à vide de la MAS.....	109
Figure II. 50: Courant statorique de la MAS.....	110
Figure II. 51: Comparaison MSR/V et MAS à vide.....	110
Figure II. 52: Comparaison MSR/V et MAS avec une charge R	111

Chapitre III

Figure III.1: Schéma général du dispositif	120
Figure III.2: Schéma du redresseur triphasé.....	122
Figure III.3 : Schéma de commande vectorielle.....	123
Figure III.4 : Φ_d en fonction du courant i_d	124
Figure III.5 : Tension redressée V_{dc}	126
Figure III.6 : Couple électromagnétique.	126
Figure III.7 : Courants statoriques.....	127
Figure III.8 : Courants i_{sd} et i_{sq}	127
Figure III.9 : Tension redressée V_{dc}	129
Figure III.10 : Couple électromagnétique.	129
Figure III.11 : Courants statoriques.....	130
Figure III.12 : Courants i_{sd} et i_{sq}	130
Figure III.13 : Schéma fonctionnel de la MSR/V fonctionnant comme un générateur autonome contrôlé par DTC.....	131
Figure III.14 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires.....	132
Figure III.15 : Sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux avec un contrôleur d'hystérésis à deux niveaux	135
Figure III. 16 : contrôleur à hystérésis à 3 niveaux pour le contrôle du couple	136
Figure III. 17 : L'évolution de l'extrémité de Φ_s pour R_s , I_s négligeable.	137
Figure III.18 : Tension du bus Continue en fonction du temps.....	140
Figure III.19 : Flux statorique.	140
Figure III.20 : Amplitude du flux statorique.	140
Figure III.21 : Composantes du flux statorique.....	141
Figure III.22 : Couple électromagnétique.	141
Figure III.23 : Courants statoriques.....	141
Figure III.24 : Tension du bus continue en fonction du temps.....	142
Figure III.25 : Flux statorique.	143

Figure III.26 : Amplitude du flux statorique.	143
Figure III.27 : Flux $\Phi_{s\alpha e}$ et $\Phi_{s\beta e}$ en fonction du temps.	143
Figure III.28 : Couple électromagnétique en fonction du temps.	144
Figure III.29 : Courants statoriques.	144

Chapitre IV

Figure IV. 1 : Machine synchrone assisté par aimant	153
Figure IV. 2 : Distribution du champ d'une MSRVA-AP	154
Figure IV. 3 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 1 et 2 b) Distribution du champ à vide.	156
Figure IV. 4 : a) fems générées b) Couple de détente	156
Figure IV. 5 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 2 et 3 b) Distribution du champ à vide.	157
Figure IV. 6 : a) fems générées b) Couple de détente.	157
Figure IV. 7 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 1,2 et 3 b) Distribution du champ à vide.	158
Figure IV. 8 : a) fems générées b) Couple de détente.	158
Figure IV. 9 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 1,2,3, et 4 b) Distribution du champ à vide.	159
Figure IV. 10 : a) Flux généré b) Couple de détente	159
Figure IV. 11 : Les fems induites et leurs FFT	159
Figure IV. 12 : a) MSRVA assistée par aimants dans toutes les barrières b) Distribution du champ à vide.	160
Figure IV. 13 : a) Flux générée b) Couple de détente	160
Figure IV. 14 : Les fems induites et leurs FFT	161
Figure IV. 15 : Les différents cas de figure testés pour la MSRVA assistée par aimants avec un bobinage dentaire.	163
Figure IV. 16 : Les différentes configurations testées pour la structure à 48 encoches	164
Figure IV. 17 : a) MSRVA avec bobinage dentaire non décalé b) Flux généré	164
Figure IV. 18 : Les fems induites et leurs FFT.	165
Figure IV. 19 : a) MSRVA avec bobinage dentaire décalé b) Flux généré.	165
Figure IV. 20 : Les fems induites et leurs FFT.	166
Figure IV. 21 : a) MSRVA avec bobinage dentaire décalé de 4 encoches b) Flux généré.	166

Figure IV. 22 : Les fems induites et leurs FFT	167
Figure IV. 23 : a)MSRV avec bobinage dentaire à simple couche b) Flux généré.....	167
Figure IV. 24 : Les fems induites et leurs FFT	168
Figure IV. 25 : Les différentes configurations testées pour la structure à 24 encoches.....	168
Figure IV. 26 : a) MSRV avec bobinage dentaire non décalé b) Distribution du champ à vide.	169
Figure IV. 27 : a) Flux généré b) Couple de détente.....	169
Figure IV. 28 : Les fems induites et leurs FFT	169
Figure IV. 29 : a)MSRV avec bobinage dentaire décalé b) Flux généré	170
Figure IV. 30 : Les fems induites et leurs FFT	170
Figure IV. 31 : a)MSRV avec bobinage dentaire simple b) Flux généré.....	171
Figure IV. 32 : Les fems induites et leurs FFT.	171
Figure IV. 33 : a)MSRV avec bobinage dentaire à 12 encoches b) Distribution du champ à vide.....	172
Figure IV. 34 : a) Flux généré b) Couple de détente.....	172
Figure IV. 35 : Les fems induites et leurs FFT	173
Figure IV. 36 : a)MSRV avec bobinage dentaire à 12 encoches b) Flux généré	173
Figure IV. 37 : Les fems induites et leurs FFT	174
Figure IV. 38 : courants dans la charge a) machine initiale b) machine à bobinage dentaire avec 48 encoches.....	175
Figure IV. 39 : courants dans la charge a) machine 24 encoches b) machine à 12 encoches	175
Figure IV. 40 : Comparaison des puissances générées.	176
Figure IV. 41 : Schéma de commande vectorielle	177
Figure IV. 42 : Tension redressée V_{dc}	178
Figure IV. 43 : Couple électromagnétique.	178
Figure IV. 44 : Courants i_{sd} et i_{sq}	178
Figure IV. 45 : Courants statoriques.	179
Figure IV. 46 : Tension redressée V_{dc}	179
Figure IV. 47 : Couple électromagnétique.	180
Figure IV. 48 : Courants i_{sd} et i_{sq}	180
Figure IV. 49 : Courants statoriques.	180

Chapitre V

Figure V. 1: a) Machine à 48 encoches avec les bobinages non décalés b) Distribution du champ à vide.....	195
Figure V. 2: (a) Flux magnétique induit dans les 3 phases (b) Couple à vide.	196
Figure V. 3: Les fems induites et leurs FFT.....	196
Figure V. 4: a) Machine à 48 encoches decaler b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.	197
Figure V. 5: Les fems induites et leurs FFT.....	197
Figure V.6: a) Bobinages induit et inducteur non décalés b) Distribution du champ à vide.	198
Figure V.7: (a) Flux magnétique induit dans les 3 phases (b) couple à vide.	198
Figure V.8: Les fems induites et leurs FFT.....	199
Figure V.9: a) Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases	199
Figure V.10: Les fems induites et leurs FFT.....	200
Figure V.11: Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.	200
Figure V.12: Les fems induites et leurs FFT.....	201
Figure V.13: a) Bobinages induit et inducteur non décalés b) Distribution du champ à vide.	202
Figure V.14: (a) Flux magnétique induit dans les 3 phases (b) couple à vide.	202
Figure V.15: Les fems induites et leurs FFT.....	202
Figure V.16: a) Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.	203
Figure V.17: Les fems induites et leurs FFT.....	203
Figure V.18: a) Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.	204
Figure V.19: Les fems induites et leurs FFT.....	204
Figure V.20: a) Bobinages induit et inducteur b) Distribution du champ à vide	205
Figure V.21: (a) Bobinages induit et inducteur non décalés (b) Couple à vide.	205
Figure V.22: Les fems induites et leurs FFT	206
Figure V.23: a) Machine à 12 encoches+- b) tracé de champ.....	206
Figure V.24: Les fems induites et leurs FFT.....	207

Figure V.25: a) Fem à 1 A b) a) Fem à 3.5 A.	208
Figure V.26: Fem en fonction du coutant d'excitation.	208
Figure V.27: a) Fem à 1 A b) a) Fem à 3.5 A	209
Figure V.28: Fem en fonction du coutant d'excitation	209
Figure V.29: a) Fem à 1 A b) a) Fem à 3.5A	209
Figure V.30: Fem en fonction du coutant d'excitation	210
Figure V.31: Comparaison des puissances générées.....	211
Figure V.32: Les inductances Lmd et Lmq en fonction de im.....	212

INTRODUCTION GENERALE

Les énergies fossiles comme le pétrole, le gaz et le charbon sont des ressources facilement exploitables. Elles fournissent environ 80 % de l'énergie mondiale [1] mais elles sont de plus en plus rares et les émissions de dioxyde de carbone résultant de leur combustion sont à l'origine de nombreux problèmes environnementaux. En effet, elles constituent l'une des causes principales du réchauffement planétaire et du changement climatique.

En réponse à cette urgence climatique, l'objectif est de diminuer fortement les émissions de gaz à effet de serre ce qui exige la réduction de moitié l'utilisation des énergies non renouvelable d'ici 2030. En l'absence d'action immédiate pour contenir le réchauffement climatique à 1,5 °C, il est probable que le monde soit confronté à des phénomènes climatiques extrêmes (incendies, sécheresses, tempêtes ...). Si les émissions continuent à augmenter à leur rythme actuel, les effets seraient encore plus graves et risquent de provoquer un réchauffement deux fois plus important d'ici à 2100. Par conséquent, les recherche de développement et d'amélioration des énergies renouvelables telles que l'énergie solaire, éolienne et hydraulique sont soutenues depuis quelques années pour répondre à un objectif: produire suffisamment d'énergie tout en répondant aux objectifs liés à l'urgence climatique [2] [3].

L'agence internationale de l'Energie (L'AIE) estime que la capacité de production d'énergie renouvelable devra tripler et que la majeure partie de cette croissance proviendra de l'énergie éolienne et de l'énergie solaire photovoltaïque.

Dans ce contexte, le domaine de la production d'énergie éolienne connaît une évolution significative. D'ici 2024, le GWEC (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL) s'attend à ce que l'éolien terrestre franchisse la barre des 100 GW d'installations annuelles et que l'éolien en mer dépasse les 25 GW d'installations en une seule année pour la première fois en 2025 [4]. En plus des grandes centrales de production, l'exploitation de cette énergie à travers des unités autonomes à coût réduit demeure un domaine nécessitant des recherches approfondies car la croissance énergétique n'évolue pas uniformément à travers toutes les régions du monde. En réalité, plusieurs zones demeurent déconnectées du réseau électrique en raison de contraintes financières ou de l'indisponibilité des infrastructures nécessaires. En conséquence, la génération d'électricité à partir de sources d'énergie renouvelable, en particulier dans les régions éloignées, apparaît comme une solution pour fournir de l'énergie électrique aux populations qui en sont

privées. Cette approche peut être mise en œuvre grâce à l'exploitation de l'énergie éolienne à l'aide de petites installations de production autonome. Dans cette perspective, des efforts considérables ont été déployés pour concevoir, étudier ou améliorer plusieurs composants des éoliennes dont la machine électrique. Plusieurs types de machines électriques peuvent être employés pour la conversion électromécanique en tant que générateur. En raison de considérations de fiabilité, de durabilité et de coût, la machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS) est la plus étudiée dans le cas des éoliennes autonomes. A l'opposé, très peu de travaux ont concerné les machines synchrones à réductance (MSRV), bien que ces dernières présentent des performances similaires à celles des machines asynchrones tout en évitant les courants rotoriques et, par conséquent, les problèmes d'évacuation de chaleur. De plus, les coûts de fabrication de ces machines structures sont inférieurs à ceux des machines asynchrones, Dans ce contexte, l'étude de la faisabilité de la conversion de l'énergie éolienne en utilisant des machines synchrones à reluctance (MSRV) revêt un intérêt indéniable pour une potentielle application à de petites puissances pour l'alimentation de sites isolés.

Organisation de la thèse :

Le présent manuscrit est organisé comme suit. La première partie du premier chapitre se focalise sur l'état de l'art général des énergies éoliennes, leurs classifications selon leurs formes ainsi que les différents composants des éoliennes à axe horizontal. Ensuite, une classification des éoliennes est effectuée selon leurs installation et leurs répartitions en France et en Algérie suivie d'une présentation des éoliennes connectées au réseau et autonome. Dans la deuxième partie, nous faisons une analyse des différentes machines électriques qui peuvent être utilisées dans les éoliennes autonome en terminant par une comparaison générale.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude d'une machine synchrone à réductance variable en fonctionnement générateur connecté à un banc de capacités. Dans un premier temps, le modèle analytique d'une MSRV dans un repère diphasé lié au rotor a été développé en tenant compte de l'effet de saturation inhérent à ce genre de machine, un prototype au travers d'inductances de magnétisation en fonction des courants. Ce modèle inclus la saturation suivant les deux axes en quadrature ainsi que l'effet croisé. Un prototype de MSRV a ensuite été conçu sur la base du stator d'une machine asynchrone à cage dont on dispose et qui a déjà fait l'objet de travaux antérieurs. Un rotor à barrières de flux a été dimensionné en gardant le même entrefer que la MAS d'origine.

En utilisant le prototype dimensionné comme support, le fonctionnement de la MSR_V en fonctionnement générateur autonome sur banc de capacités a été étudié. Au préalable, les surfaces des inductances de magnétisation en fonction des courants selon les deux axes d et q ont été identifiées à partir d'une modélisation par EF2D. Des simulations du fonctionnement générateur ont été effectuées dans l'environnement Matlab. L'impact des valeurs des capacités d'auto excitation sur les tensions générées à vide est d'abord évalué. Ensuite, nous procédons à l'analyse des performances de cette structure en charges équilibrées et déséquilibrées. Les résultats issus des simulations sont ensuite comparés à ceux obtenus par la machine asynchrone à cage dans les mêmes conditions.

Les tensions générées étant directement fonction de la vitesse, la commande du dispositif est effectuée au troisième chapitre. En effet, étant donné que la tension de sortie de l'onduleur n'est pas dictée par le réseau électrique, il est nécessaire de maintenir une amplitude et une fréquence constantes pour une utilisation domestique, quelle que soit la vitesse de rotation de l'éolienne et la charge connectée dans la limite de la puissance éolienne disponible. Une première étape consiste à réguler la tension continue à la sortie du redresseur pour la maintenir à un niveau constant. Plusieurs approches peuvent être adoptées pour accomplir cette tâche. Dans notre étude, nous examinons deux techniques de commande, à savoir la commande vectorielle et le contrôle direct du couple (CDC). Nous adaptons ces deux techniques pour répondre aux besoins spécifiques d'une application autonome.

Afin d'améliorer les performances de la machine initiale et notamment son facteur de puissance, une solution consiste à insérer des aimants permanents dans les guides de flux. Dans le chapitre quatre nous étudions cette possibilité avec comme but un compromis entre l'amélioration des performances et une quantité réduite d'aimants en ferrite. Plusieurs configurations sont investiguées par une modélisation par EF2D principalement en termes de f_{em} générée à vide et ondulations du couple de détente. Une seconde partie est dédiée à l'investigation de bobinages dentaires potentiels pour remplacer le bobinage distribué initial. Divers cas sont évalués avec le stator initial à 48 encoches puis avec des stators adaptés à 24 et 12 encoches.

Toujours dans une optique d'améliorations des performances, la MSR_V peut être munie d'une excitation par courant continu au stator. Dans le chapitre cinq, après avoir introduit les conditions sur les polarités à respecter pour une conversion de l'énergie dans la MSR_V excitée, deux combinaisons des polarités des bobinages d'induit et d'inducteur sont déterminées. En se

basant sur ces deux combinaisons, plusieurs configurations d'induit (réparti et concentré) et d'inducteur sont analysés avec les stator initial et adaptés à 24 et 12 encoches.

La conclusion générale synthétisera l'ensemble du travail présenté et explorera les perspectives à envisager pour l'avenir.

Contribution de la thèse :

- Prise en compte de la saturation magnétique des matériaux ferromagnétiques en intégrant l'effet croisé, c'est-à-dire $L_{md}(i_{sd}, i_{sq})$ et $L_{mq}(i_{sd}, i_{sq})$, lors du fonctionnement générateur de la machine synchrone à reluctance
- Application de la commande directe du couple (CDC) sur la machine synchrone à reluctance en fonctionnement en tant que générateur.
- Utilisation d'un bobinage d'excitation au stator pour le générateur synchrone à reluctance

BIBLIOGRAPHIE

- [1] NatGeoFrance, « Tout comprendre sur : les énergies fossiles », National Geographic. Consulté le: 21 septembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.nationalgeographic.fr/environnement/tout-comprendre-sur-les-energies-fossiles>
- [2] NatGeoFrance, « Nucléaire, énergies renouvelables, vers quelle transition énergétique se tourner ? », National Geographic. Consulté le: 21 septembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.nationalgeographic.fr/environnement/nucleaire-energies-renouvelables-vers-quelle-transition-energetique-se-tourner>
- [3] « Le réchauffement de la planète s'accélère à un rythme sans précédent et il est bien dû à l'activité humaine (GIEC) | ONU Info ». Consulté le: 21 septembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://news.un.org/fr/story/2021/08/1101402>
- [4] « GWEC | GLOBAL WIND REPORT 2023 ». [En ligne]. Disponible sur: <https://gwec.net/globalwindreport2023>.

Chapitre I :
Etat de l'art

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	23
INTRODUCTION.....	26
1 Principe De Fonctionnement d'une Eolienne	27
2 Classification des Eoliennes Selon Leurs Formes.....	28
2.1 Eolienne à axe vertical	28
2.2 Eolienne à axe horizontal:	29
2.2.1 Les différents composants d'une éolienne horizontale	30
3 Classification des Eoliennes Selon Installation	32
3.1 Les eoliennes Onshore:	33
3.2 Les eoliennes Offshore:	33
3.3 Les éoliennes flottantes:	34
4 La Répartition des Installations Eoliennes	35
4.1 Energie éolienne en France:	37
4.2 Energie éolienne en Algérie:	38
5 Les Eoliennes Connectées au Réseau Electrique.....	40
6 Les Eoliennes en Fonctionnement Isolé et Autonome.....	41
6.1 Les étapes à suivre pour l'installation d'un système électrique autonome simple	43
6.2 Choix du générateur à utiliser pour une installation autonome	43
6.2.1 Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP).....	44
6.2.2 Machine à reluctance variable doublement saillante (Switched reluctance machine)	45
6.2.3 Machine asynchrone (MAS)	47
6.2.4 Machine synchrone à réluctance variable (MSRV)	48
6.3 Comparaison entre les machines utilisées dans les éoliennes :.....	49
6.4 Comparaison machine à induction et machine synchrone à reluctance variable	50

CONCLUSION..... 52
BIBLIOGRAPHIE 53

TABLE DES ILLUSTRATIONS

<i>Figure I. 1: Principe de la conversion de l'énergie éolienne.</i>	28
<i>Figure I. 2: Eolienne à axe vertical: Eolienne à axe vertical (a) type Darrieus,(b) type Savonius.</i>	29
<i>Figure I. 3:Eolienne à axe horizontal.</i>	29
<i>Figure I. 4:Classification des éoliennes selon leurs puissances.</i>	30
<i>Figure I. 5:Composition d'une éolienne à axe horizontal.</i>	31
<i>Figure I. 6 : Classification des éoliennes selon leurs installations.</i>	32
<i>Figure I. 7:Eoliennes onshore a)parc éolien b) éolien domestique.</i>	33
<i>Figure I. 8:Eoliennes offshore.</i>	34
<i>Figure I. 9:Eolienne flottante</i>	35
<i>Figure I. 10:Développement annuel de la capacité de production d'électricité 2002-2022....</i>	36
<i>Figure I. 11:Capacité mondiale et annuelle de l'énergie éolienne.</i>	36
<i>Figure I. 12:Carte gisement éolien de la France.</i>	37
<i>Figure I. 13:Production éolienne France métropolitaine</i>	38
<i>Figure I. 14:Carte annuelle des vents (m/s) à 10m du sol.</i>	39
<i>Figure I. 15:Le parc éolien d'Adrar.</i>	40
<i>Figure I. 16:Eoliennes connectées au réseau.</i>	41
<i>Figure I. 17: Eoliennes autonomes.</i>	42
<i>Figure I. 18: Machine synchrone à aimants permanents (MSAP).</i>	45
<i>Figure I. 19: Machine synchrone à réluctance variable (MRV).</i>	46
<i>Figure I. 20: Machine asynchrone à cage d'écureuil.</i>	47
<i>Figure I. 21: Machine synchrone à réluctance variable (MSRV).</i>	48

INTRODUCTION

La grande majorité de l'électricité est produite par des centrales nucléaires, thermiques à gaz ou au charbon. Ces dernières sont efficaces, avec une exploitation maîtrisée mais utilisent des énergies fossiles qui s'épuisent et produisent du dioxyde de Carbone et du méthane (CH₄). Ces derniers sont des gaz à effet de serre, sources de divers problèmes environnementaux dont le principal est le réchauffement climatique.

L'une des solutions pour limiter l'exploitation des énergies fossiles consiste à utiliser des énergies renouvelables (RE). Ceci permettra l'abandon progressif des technologies à base de combustibles fossiles dans la production, le transport et l'industrie [1]. Ces dernières, qui vont du solaire à l'éolien en passant par la géothermie, sont inépuisables en plus d'être peu polluantes. L'énergie éolienne est l'une des énergies propres par excellence, sans rejet ni déchet d'aucune sorte. Elle permet, avec un bon coefficient de performance, d'assurer une bonne conversion en énergie électrique. Les éoliennes montrent d'excellentes capacités de production de masse ayant, depuis longtemps, fait leurs preuves en tant que technologie fiable, efficace et compétitive en termes de coûts. Elles peuvent également constituer une alternative viable pour les territoires les plus reculés dont l'accès à l'électricité est difficile. Des progrès technologiques sont réalisés dans l'ensemble du secteur, l'avance continue de la Chine qui est devenue le premier fabricant d'éoliennes et le plus grand centre de production de composants et de matières [1].

L'exploitation de l'énergie éolienne nécessite la mise en œuvre de divers systèmes permettant une production la plus efficace possible. Parmi ces équipements, les machines électriques constituent un élément clé que ce soit dans la production de masse ou pour les éoliennes à faible puissance. Même si les puissance mises en jeu ne sont pas les mêmes et que les contraintes soient différentes, la recherche d'une fiabilité, d'un bon rendement et d'un prix bas restent des points communs.

Le premier chapitre de cette thèse se décline en deux parties. Dans un premier temps, on présente un état de l'art de l'énergie éolienne en commençant par quelques notions théoriques sur cette dernière. Ensuite, nous présenterons les différentes installations classiques et les chaînes utilisées dans la conversion de l'énergie éolienne dans les systèmes connectés au réseau

électrique (moyennes et grandes puissances) ainsi que les systèmes isolés et autonomes (petites puissances).

La seconde partie du chapitre est dédiée à un état de l'art sur les différentes machines électriques utilisées dans les installations éoliennes. Nous procédons à une analyse comparative de ces machines électriques mettant en lumière leurs caractéristiques. A l'issue de cette présentation, nous introduirons le générateur qui constituera l'objet de nos recherches avec comme but l'étude de la faisabilité de la génération d'électricité de manière autonome pour un site isolé tout en limitant les prix de revient.

1 Principe De Fonctionnement d'une Eolienne

L'exploitation de l'énergie éolienne pour la convertir en énergie électrique remonte au 19^{ème} siècle [2]. Depuis, elle connaît un grand essor avec une recherche constante d'amélioration qui a induit beaucoup de travaux à différents niveaux (générateur, commande, qualité de l'énergie ...).

Le principe de l'exploitation de l'énergie éolienne repose sur la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique en captant l'énergie cinétique du vent qui fait tourner les pales de la turbine. Schématiquement, les pales captent l'énergie du vent et la transmettent à l'arbre principal. Ce dernier entraîne le rotor d'un générateur soit de manière directe (généralement pour les petites puissances) ou classiquement en passant par un multiplicateur de vitesse.

Le générateur est soit raccordé au réseau au travers de convertisseurs d'électronique de puissance pour ajuster la fréquence et l'amplitude de la tension, soit utilisé en autonome (en insérant un banc de batteries ou un autre dispositif de stockage d'énergie) ou un convertisseur statique.

De manière générale, un tel système de conversion est constitué d'une turbine, d'un multiplicateur de vitesses, d'une génératrice électrique principalement triphasée et d'un circuit d'électronique de puissance [2]. Un schéma synoptique est présenté dans la *Figure I. 1* présentée ci-dessous :

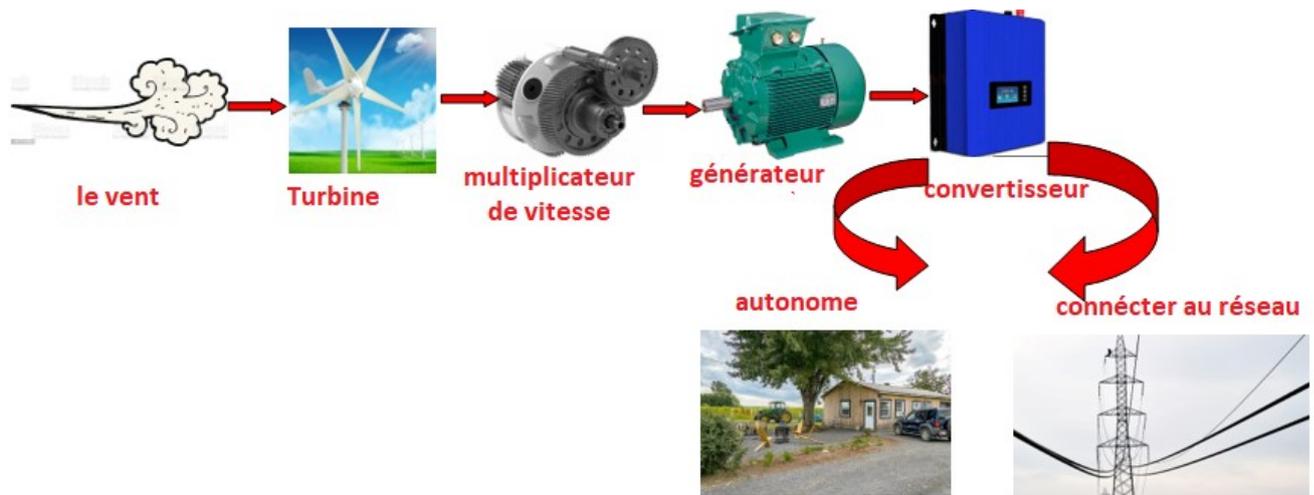


Figure I. 1: Principe de la conversion de l'énergie éolienne.

2 Classification des Eoliennes Selon Leurs Formes

Les éoliennes peuvent être catégorisées en deux types en fonction de leur forme : celles à axe vertical et celles à axe horizontal :

2.1 Eolienne à axe vertical

Les éoliennes à axe vertical (axe de rotation du rotor perpendiculaire au sol) ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité [3]. Ces dispositifs, de type Savonius ou Darrieus, fonctionnent quelle que soit la direction du vent avec les équipements qui produisent l'électricité qui se trouvent au niveau du sol. Leur rendement est égal, voire supérieur, à celui des éoliennes classiques. Toutefois, ce type d'éolienne occupe beaucoup de place [4]. De nos jours, elles sont plutôt marginales et leur utilisation est beaucoup moins répandue.



Figure I. 2: Eolienne à axe vertical: Eolienne à axe vertical [6] (a) type Darrieus, (b) type Savonius.

2.2 Eolienne à axe horizontal:

Les éoliennes à axe horizontal sont les plus courantes. Montées sur une tour qui n'occupe pas beaucoup de place [2] [6], elles captent le vent grâce à deux ou trois pales assemblées en hélice. Le générateur, actionné par la rotation de la turbine, est situé dans la nacelle au sommet de l'éolienne. Ce modèle horizontal est moins résistant aux vents forts que le modèle vertical. Par ailleurs, il met plus de temps à être mis en route car il doit s'orienter par rapport à la direction du vent, ce qui retarde d'autant son déclenchement [7].



Figure I. 3: Eolienne à axe horizontal [5].

Les éoliennes peuvent être classées en plusieurs catégories selon leurs puissances nominales comme montré dans la *Figure I. 4*. On trouve les micros et mini éoliennes qui ont une puissance inférieure à 1 KW, les petites éoliennes de moins de 40kW, celles à puissances moyennes de 40kW à quelques centaines de kW et enfin les grandes éoliennes avec des puissances de 1MW et plus [8].

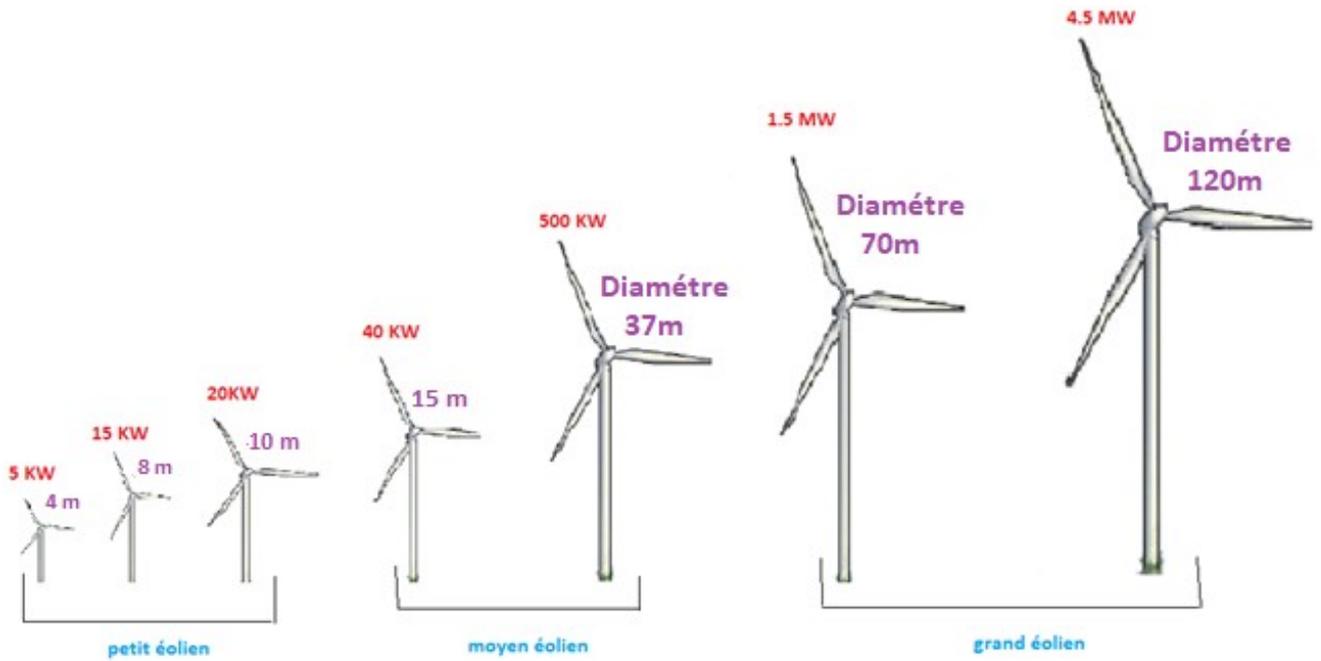


Figure I. 4: Classification des éoliennes selon leurs puissances.

2.2.1 Les différents composants d'une éolienne horizontale

Une centrale éolienne est composée de différents éléments comme montré à la *Figure I. 5* ci-dessous. Dans ce qui suit, nous allons décrire brièvement ces diverses parties ainsi que leurs fonctions [7] [4].

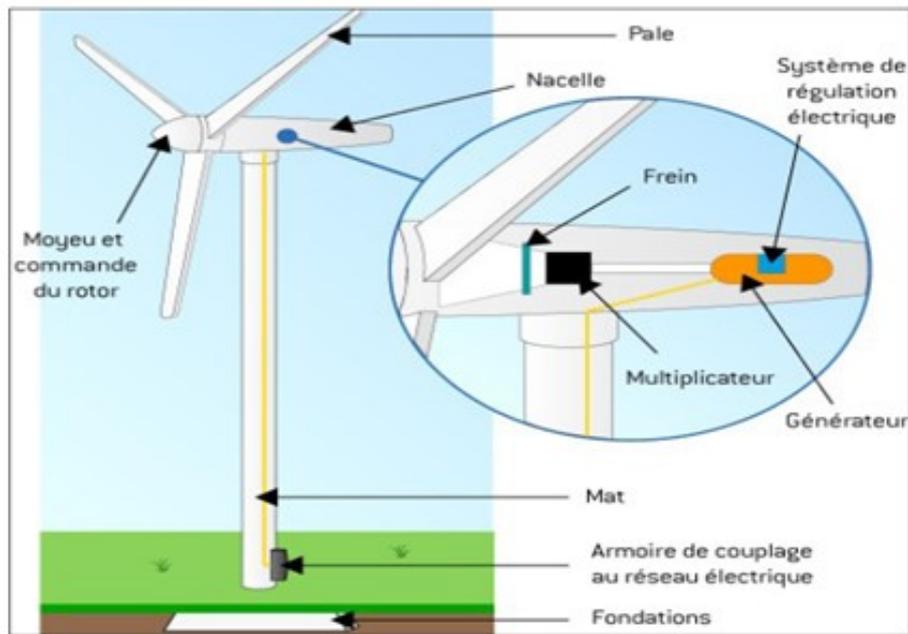


Figure I. 5: Composition d'une éolienne à axe horizontal [8].

- **Le rotor**

Le rotor est formé de plusieurs pales qui ont une forme particulière et un profil aérodynamique spécial. Lorsque le vent fait tourner les pales, celles-ci font tourner le mécanisme d'entraînement et le générateur [4]. Les pales sont généralement construites en matériaux composites à base de fibre de verre car elles doivent être légères, solides et durables, pour résister à l'action des éléments [7].

- **La nacelle**

La nacelle est l'enveloppe qui protège le multiplicateur de vitesse, le générateur et les autres composants contre l'action des éléments. Elle contient les éléments suivants :

- **Le générateur/alternateur**

Le générateur produit de l'électricité grâce à la rotation des pales de l'éolienne en transformant l'énergie mécanique en énergie électrique

- **Multiplicateur de Vitesse**

De nombreuses éoliennes, en particulier celles d'une puissance supérieure à 10 kW, sont munies d'un multiplicateur de vitesse qui permet d'adapter la vitesse de rotation du rotor à celle du générateur. A l'opposé, dans la plupart des mini-systèmes, le générateur tourne à la même vitesse que le rotor.

- Systèmes de contrôle et de protection

Les différents systèmes de contrôle vont du simple interrupteur aux fusibles et aux régulateurs de charge des batteries ainsi qu'aux systèmes informatisés qui contrôlent les systèmes à lacet et les freins.

- **Empennage (mécanisme à lacet)**

Un mécanisme à lacet maintient l'éolienne à axe horizontal dans la ligne du vent. Des mécanismes spéciaux de déverrouillage permettent aussi de se servir du système à lacet pour faire pivoter les éoliennes à axe horizontal et les sortir de l'influence des vents forts lorsqu'ils risquent de les endommager.

- **Tour (Mat)**

La tour supporte la nacelle et fait donc partie intégrante du système éolien. Elle doit être conçue pour porter le système mais également pour résister aux coups de foudre, aux vents les plus violents, à la grêle et à la formation de glace. On utilise souvent les tours basculantes pour les petits systèmes, car elles facilitent l'entretien sécuritaire de l'éolienne.

- **Autres composants du système**

On trouve aussi d'autres composants du système comme les batteries, l'onduleur, les câbles, les interrupteurs, les disjoncteurs, les compteurs et les autres appareils qui ne sont pas nécessairement fournis par le fabricant.

3 Classification des Eoliennes Selon Installation

Les éoliennes peuvent être classées en différentes catégories en fonction de leur installation, on peut distinguer les éoliennes terrestres (on shore), il existe également des éoliennes situées en mer sur des plates-formes (offshore) ou flottantes.

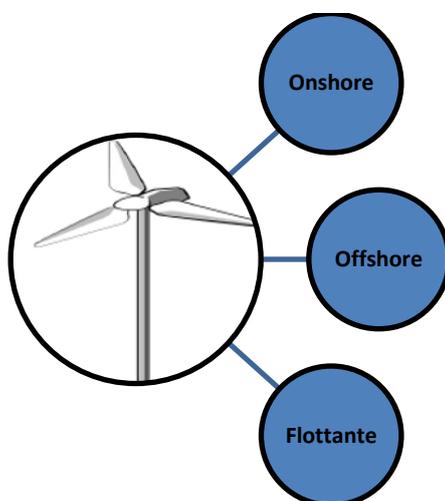


Figure I. 6 : Classification des éoliennes selon leurs installations.

3.1 Les éoliennes Onshore:

Les éoliennes terrestres, également appelées éoliennes onshore, sont installées sur terre. Elles peuvent être utilisées au sein d'un parc éolien où plusieurs éoliennes sont regroupées sur un seul site et connectées au réseau électrique, ou à l'échelle domestique dans le cas de petites éoliennes destinées à une utilisation autonome.



Figure I. 7: Éoliennes onshore a) parc éolien [1] b) éolien domestique [9].

3.2 Les éoliennes Offshore:

Une éolienne en mer ou offshore est une structure implantée au large des côtes pour mieux utiliser l'énergie des vents [10] qui sont plus réguliers et plus intenses. Alors qu'une éolienne terrestre est encore limitée à 3,5 MW, une éolienne offshore peut fournir jusqu'à 8 MW pour les plus puissantes. Ceci est possible en raison de la qualité du vent que l'offshore permet d'atteindre [11]. Une résistance accrue à la corrosion en milieu marin est requise pour l'offshore. Celle-ci est obtenue grâce à une protection plus efficace des éléments intérieurs et au revêtement appliqué sur les éléments extérieurs [11].



Figure I. 8: Eoliennes offshore [9].

3.3 Les éoliennes flottantes:

Les éoliennes flottantes sont des éoliennes offshore qui peuvent être positionnées à des emplacements où la profondeur des fonds marins ne permet pas la mise en place de fondations. Elles présentent l'avantage d'être assemblées sur terre avant d'être déployées en mer [10].

L'énergie éolienne flottante offre plusieurs avantages par rapport aux éoliennes traditionnelles dont deux atouts majeurs [12] :

- Elle permet d'obtenir un rendement significativement supérieur à celui des deux types précédemment cités et elle contribue à réduire considérablement les problèmes de nuisances sonores et visuelles particulièrement redoutées lorsque les éoliennes sont implantées sur terre.
- L'énergie éolienne flottante ouvre de nouvelles perspectives en permettant d'accéder à des zones inaccessibles aux éoliennes offshore traditionnelles fixées au fond marin.



Figure I. 9: Eolienne flottante [12].

4 La Répartition des Installations Eoliennes

Malgré les impacts de la pandémie de COVID-19, les énergies renouvelables ont établi un record de nouvelle capacité électrique en 2020 et sont les seules sources de production d'électricité qui ont enregistré une augmentation nette en capacité totale [9].

Même avec les défis sanitaires, économiques et politiques mondiaux, cette croissance rapide était due à une augmentation spectaculaire en Chine et aux États-Unis. En effet, la Chine et les États-Unis ont mené la croissance de l'énergie éolienne en raison de leurs changements de politique fin 2020 alors que le reste du monde a installé à peu près la même capacité éolienne en 2020 qu'en 2019 [9]. La baisse rapide des coûts par kilowattheure (onshore et offshore) a par ailleurs rendu l'énergie éolienne encore plus compétitive et permis à la partie onshore de concurrencer la production de combustibles fossiles [9].

Sans égaler la croissance chinoise et américaine, plusieurs autres pays ont connu une augmentation de leurs installations permettant à l'énergie éolienne de représenter une part importante de leur production d'électricité comme le Danemark (plus de 58 %), l'Uruguay (40,4 %), l'Irlande (38%) et le Royaume-Uni (24,2%) [9].

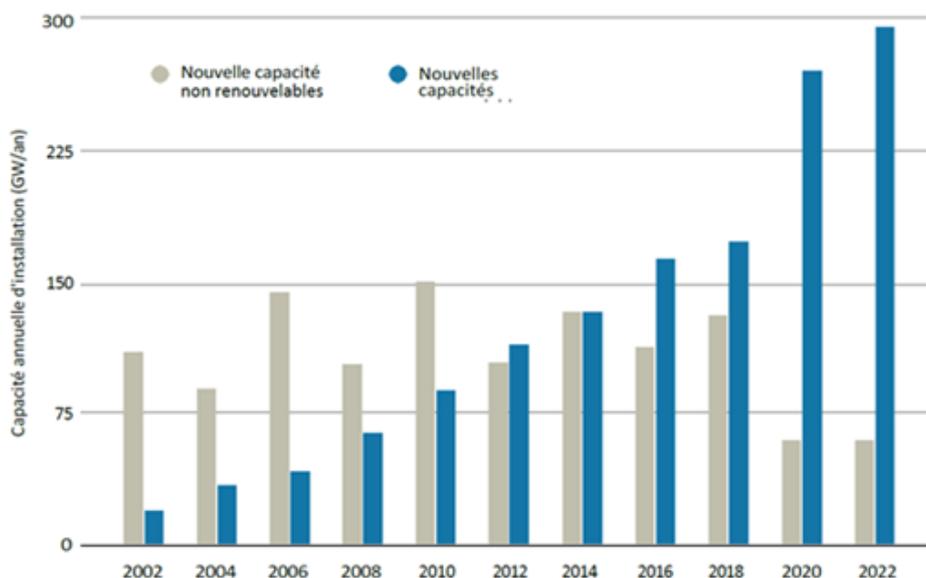


Figure I. 10: Développement annuel de la capacité de production d'électricité 2002-2022 [13].

La croissance de l'Énergie éolienne continue à être forte. Ainsi, au niveau mondial, 77,6 GW de nouvelles capacités éoliennes ont été raccordés aux réseaux électriques en 2022, ce qui porte la capacité éolienne installée totale à 906 GW, soit une croissance de 9 % d'une année sur l'autre [13].

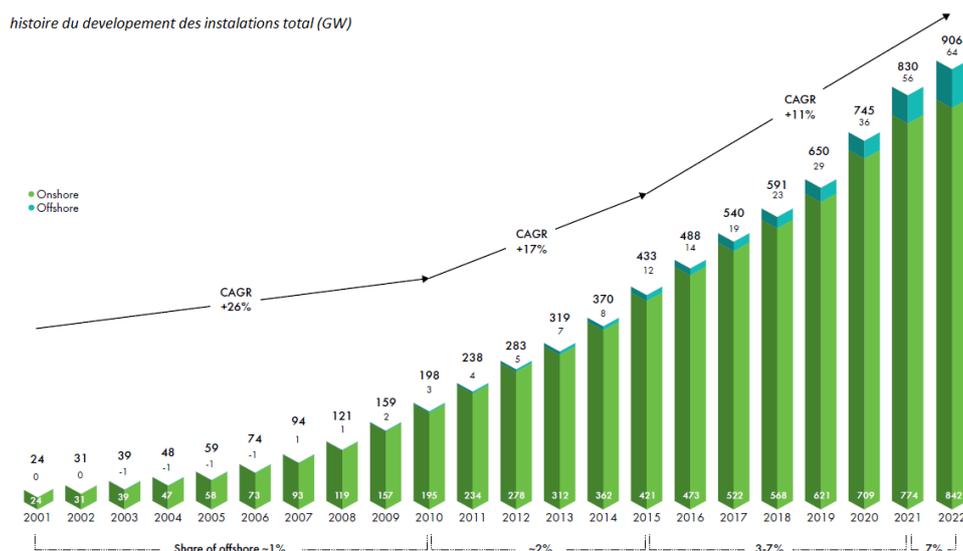


Figure I. 11: Capacité mondiale et annuelle de l'énergie éolienne [13].

4.1 Energie éolienne en France:

La taille et la position géographique de la France lui confèrent le deuxième potentiel éolien européen après celui de la Grande-Bretagne. D'après l'Agence de l'environnement et de la maîtrise de l'énergie (ADEME) qui a fourni une carte du gisement éolien français, les zones terrestres régulièrement et fortement ventées se situent sur la façade ouest du pays, de la Vendée au Pas-de-Calais, en vallée du Rhône et sur la côte languedocienne [14].

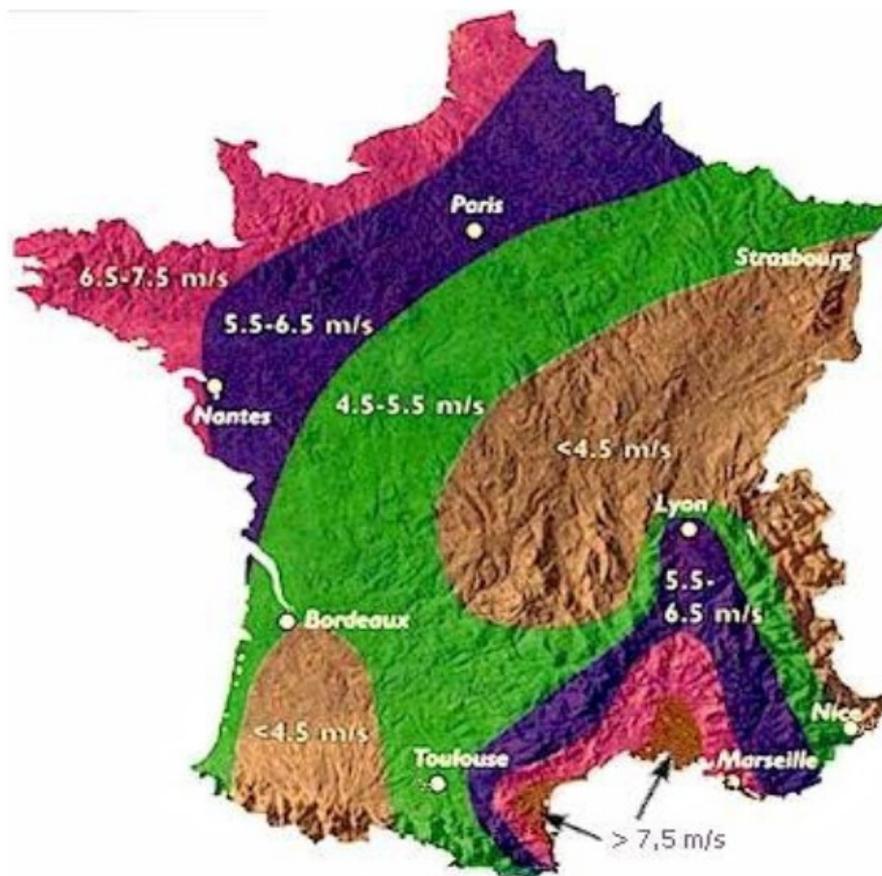


Figure I. 12: Carte gisement éolien de la France [8].

Le secteur de l'énergie éolienne en France a pris progressivement de l'importance avec un parc concentré à 50 % dans deux régions : Hauts-de-France et Grand Est [14]. En 2021, sa part dans la production nette d'électricité a atteint 7 % et le taux de couverture moyen de la consommation par la production d'origine éolienne a été de 7,7 % après 8,7 % en 2020 et 7,2 % en 2019.

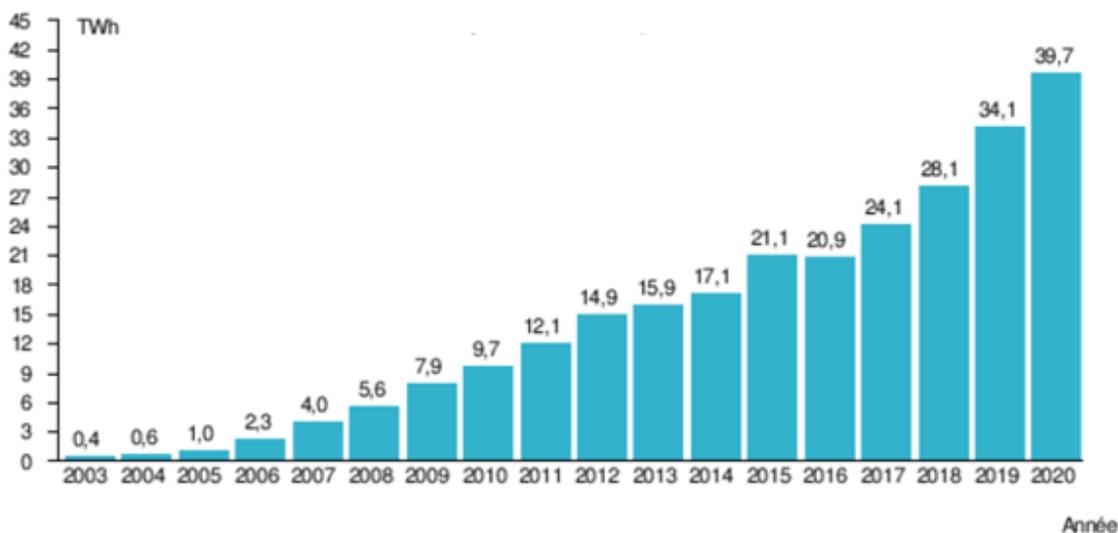


Figure I. 13: Production éolienne France métropolitaine [14].

Au niveau mondial, la France se classait en 2019 au 8^{ième} rang avec 2,4 % de la production éolienne mondiale, loin derrière la Chine (28,4 %), les États-Unis (20,9 %) et l'Allemagne (8,8 %). Elle se classait au 7^{ième} rang pour la part de l'éolien dans la production d'électricité qui est à 6,1 %, contre 20,7 % en Allemagne, 20,4 % en Espagne et 19,9 % au Royaume-Uni. Au niveau européen, la France s'est classée au second rang pour les nouvelles installations en 2018 avec une part de 15,5 %, loin derrière l'Allemagne à 33,6 % [14].

4.2 Energie éolienne en Algérie:

L'Afrique et le Moyen-Orient combinés ont installé un peu plus de 0,8 GW de capacité d'énergie éolienne en 2020 autant qu'en 2019, et ce malgré les répercussions de la pandémie. L'Afrique du sud représente près de 63 % de cette capacité (plus de 0,5 GW), suivie par le Sénégal (0,1 GW) et le Maroc (près de 0,1 GW) [9].

En **Algérie**, le potentiel éolien est relativement modéré. Les vitesses du vent varient entre 2 et 6 m/s. Ce potentiel énergétique est idéal pour pomper l'eau dans les Hauts Plateaux mais il est marginal pour les grands projets commerciaux [15]. La quasi-totalité de la production électrique algérienne repose sur les combustibles fossiles (99,6%), principalement le gaz naturel. Les sources renouvelables assurent le complément et se répartissent entre l'hydroélectricité (0,4 %) et le solaire (0,01%).

Même si le gaz naturel est la source fossile la moins polluante pour la production d'électricité, l'éloignement de quelques villages (dans le sud et aux frontières) par rapport à l'emplacement

des centrales rend le coût de connexion élevé. Cela a incité les autorités algériennes à investir dans les sources renouvelables dans le cadre de la stratégie de développement durable énergétique [16]. Ainsi, l'Algérie envisage de devenir leader en énergie verte et prévoit d'installer 22 GW de puissance d'origine renouvelable, près de 40% de la production nationale d'électricité entre 2011 et 2030 (Sonelgaz,2015). Bien que le choix de l'énergie solaire soit prédominant, l'énergie éolienne présente le deuxième axe de production de ce programme qui est réparti comme suit [17] :

- Solaire Photovoltaïque : 13 575 MW
- Eolien : 5010 MW
- Solaire thermique : 2000 MW
- Biomasse : 1000 MW
- Cogénération : 400 MW
- Géothermie : 15 MW

Mais sept ans après le lancement du projet, les réalisations sont encore très modeste : le solaire n'a produit que 0,7 % de l'électricité du pays en 2017, et l'éolien 0,01 % [18].

La carte du gisement éolien algérien est représentée dans la *Figure I. 14* suivante :

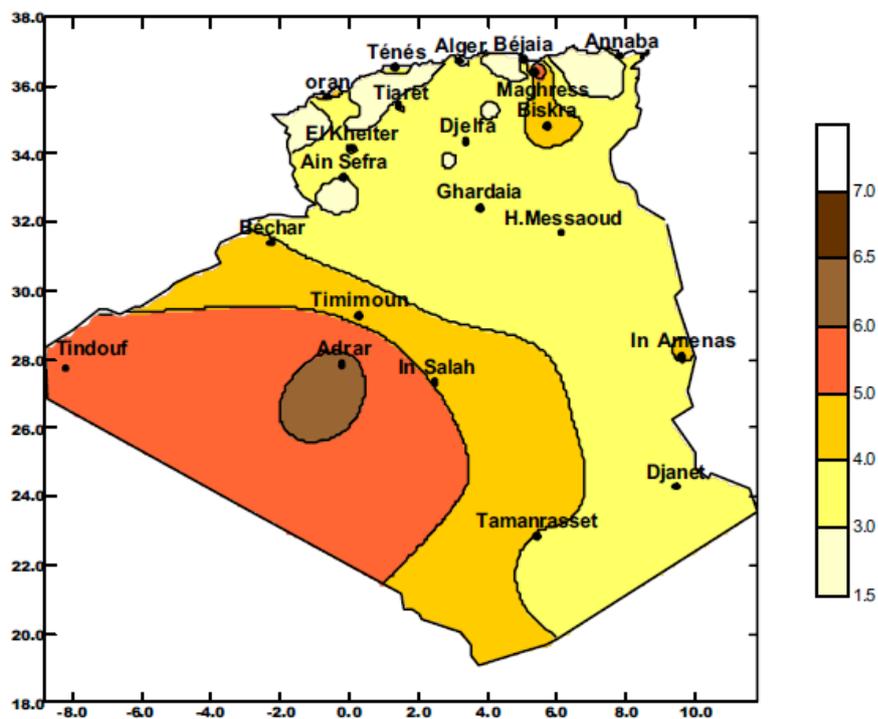


Figure I. 14: Carte annuelle des vents (m/s) à 10m du sol [19].

Cette carte montre que le Sud est caractérisé par des vitesses plus élevées que le Nord et les sites prometteurs sont situés dans la région d'Adrar [15] où en juillet 2014, le premier parc éolien, situé à Kabertene au nord de la ville d'Adrar a été installé, doté de douze éoliennes fournies par le groupe espagnol Gamesa (représentées dans la *Figure I. 15* ci-dessous), il dispose d'une capacité de 10 MW.

Concernant le Nord, la vitesse moyenne est peu élevée (*Figure I. 14*) et on voit l'existence de microclimats sur les sites côtiers de Oran, Béjaia et Annaba, sur les hauts plateaux de Tiaret et El Kheiter ainsi que dans la région délimitée par Bejaia au Nord et Biskra au sud [19].



Figure I. 15:Le parc éolien d'Adrar [20].

5 Les Eoliennes Connectées au Réseau Electrique

La majorité des éoliennes est connectée directement au réseau électrique existant. Les structures sont équipées de convertisseurs statiques pour contrôler la production d'énergie éolienne en fonction des besoins et de l'énergie éolienne disponible avec une fréquence et une amplitude de la tension identiques à celles du réseau. En effet, les organismes gestionnaires du réseau exigent que le système réponde à certaines normes et qu'il ne présente aucun risque pour le personnel et l'équipement. Pour satisfaire au critère de qualité et ne pas endommager le matériel électronique délicat, l'électricité produite par le système éolien doit avoir les mêmes caractéristiques que celles du réseau [21].



Figure I. 16: Eoliennes connectées au réseau [22].

6 Les Eoliennes en Fonctionnement Isolé et Autonome

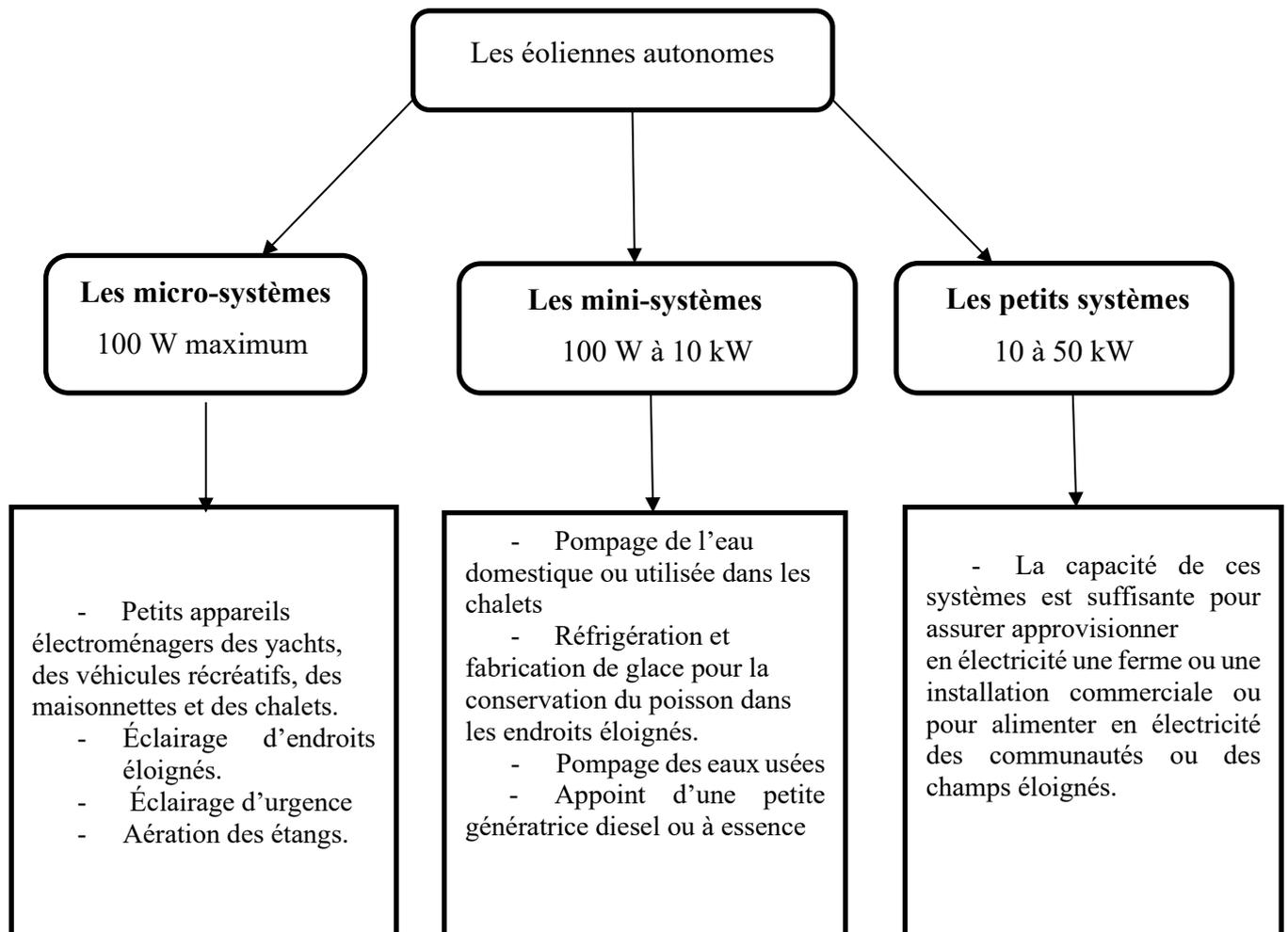
Les éoliennes autonomes sont généralement de petites tailles et puissances et produisent une quantité d'énergie suffisante pour répondre aux besoins des sites éloignés du réseau, stations de pompage, systèmes de télécommunications...etc. Les systèmes autonomes constituent une bonne solution pour fournir de l'énergie. Ils sont souvent équipés d'un dispositif qui stocke le surplus de cette dernière pour la restituer lorsque les conditions de vent sont défavorables ou bien d'une autre source qui remédie au manque de vent comme les groupes électrogènes diesel ou les panneaux photovoltaïques [23].

Les petits systèmes éoliens autonomes fonctionnent de manière indépendante une fois dotés d'une source d'énergie réactive et d'un système de contrôle pour générer la fréquence et l'amplitude de la tension. Le but de leur utilisation n'est pas toujours la recherche de la conversion maximale de l'énergie éolienne mais la production de la quantité d'énergie électrique adéquate allée à un prix d'installation et de maintenance le plus faible [2].



Figure I. 17: Eoliennes autonomes [24].

On peut les classer en fonction de leur puissance nominale comme suit [21] :



6.1 Les étapes à suivre pour l'installation d'un système électrique autonome simple [21] :

- **Évaluer le site**

Il faut évaluer la quantité d'énergie éolienne disponible. En principe, la vitesse annuelle moyenne du vent doit être supérieure à 15 km/h pour qu'on puisse envisager l'installation d'un système éolien, mais il est souhaitable que les vitesses dépassent largement cette limite. Pour cela, il faut mesurer la vitesse du vent durant plusieurs mois pour déterminer la taille de l'éolienne à utiliser. La distance entre l'éolienne et le lieu d'utilisation de l'électricité a aussi son importance car le système sera plus coûteux et les pertes en ligne plus élevées si la distance entre l'éolienne et le lieu d'utilisation est grande.

- **Évaluer les besoins en énergie**

Pour déterminer la taille d'un système éolien autonome, il faut collecter les informations sur la consommation annuelle d'énergie des différents appareils et déterminer la consommation crête d'énergie en fonction des besoins. Bien que tous les équipements ne fonctionnent pratiquement jamais simultanément, la consommation crête doit représenter le cas extrême.

- **Déterminer la taille de l'éolienne et de la tour à installer**

La taille de l'éolienne consiste à choisir celle qui pourra générer l'énergie nécessaire aux besoins. Cette dernière est fonction entre autres, de la hauteur de la tour et de la longueur des pales. Une tour haute permet de récupérer une énergie éolienne plus importante mais augmentera le prix du mât. Le choix est nécessairement un compromis pour aboutir à la solution concevable avec un investissement limité.

- **Les autres équipements**

La majorité des autres équipements nécessaires à l'installation complète découlent de la puissance de l'éolienne et du degré d'autonomie souhaité (générateur, convertisseurs, batteries Etc). Toutefois, le choix du générateur est un élément qui pourra peser sur le prix de l'installation, sa fiabilité et les caractéristiques mécaniques du mât.

6.2 Choix du générateur à utiliser pour une installation autonome

Les petites unités éoliennes connaissent une demande croissante [25] [26] [27] [28] pour alimenter des régions éloignées et isolées où l'accès à l'électricité est extrêmement difficile. Ces régions, telles que le Sahara, les montagnes ou les zones rurales, sont souvent loin des réseaux

électriques traditionnels. Par conséquent, il est nécessaire de mettre en place des systèmes autonomes qui permettent de répondre aux besoins en électricité. Par ailleurs, ce genre d'installation devient également envisageable pour des utilisations urbaines ou pour l'alimentation d'exploitations agricoles afin de limiter le recours au réseau électrique.

Plusieurs types de machines électriques, telles que les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), les machines à réluctance variable (MRV) [29], les machines asynchrones à cage (MAS) [2] [30] et les machines synchrones à reluctance (MSRV) peuvent théoriquement assurer la conversion d'énergie dans une éolienne [31]. Cependant, dans le contexte d'une utilisation dans des endroits isolés, certaines contraintes doivent être observées en termes de coût, de facilité d'utilisation et simplicité de contrôle.

6.2.1 Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

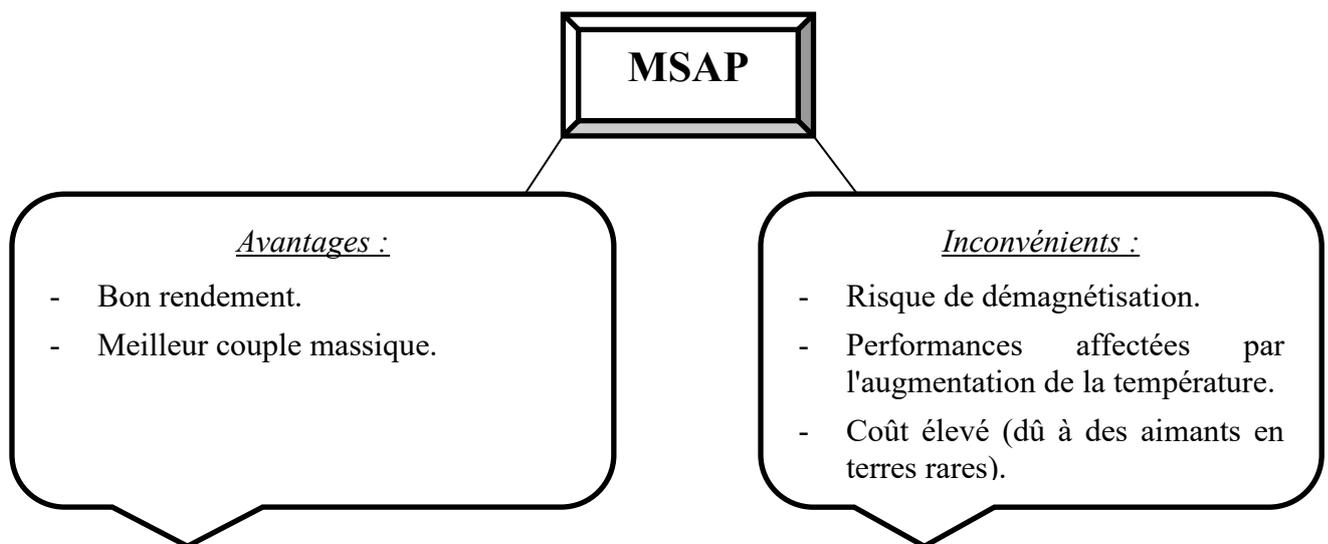
Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) présentent des atouts indéniables dans le domaine de l'énergie éolienne en raison de leur capacité d'auto excitation. Grâce à l'utilisation d'aimants permanents au rotor, il n'est pas nécessaire de fournir d'énergie réactive de magnétisation pour maintenir un flux constant dans l'entrefer. Cela conduit à un facteur de puissance élevé et à une plus grande efficacité par rapport aux machines à induction [32].

Dans la littérature, des travaux dans le domaine des éoliennes autonomes utilisant une MSAP ont été effectués comme [31] [33] [34] [35] qui portent en quasi-totalité sur la commande de la machine. Dans [36], le couple de détente, la tension de phase en circuit ouvert et la caractéristique volt-ampère sont analysés par la méthode des éléments finis (FEM) et vérifiés par des expériences sur un prototype. [37] se focalise sur la modélisation dynamique et la simulation d'un système éolien composé d'une MSAP autonome plus un système de stockage de l'énergie par batterie. Toutefois, les MSAP utilisent souvent des aimants en terres rares pour assurer de bonnes performances, ce qui induit un prix élevé par rapport à d'autres machines [29] et limite de ce fait leur utilisation dans les applications autonomes.



Figure I. 18: Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) [38].

Les avantages et les inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents sont synthétisés dans la figure ci-dessous [39] [40]:



6.2.2 Machine à réluctance variable doublement saillante (Switched reluctance machine)

Les générateurs à réluctance variable à double saillance constituent une solution technique attrayante pour diverses applications de systèmes électriques comme la génération de l'énergie éolienne autonome. En effet, cette machine possède des caractéristiques intéressantes comme le montre les résultats de recherche dans [41].

Elle a fait l'objet de plusieurs recherches principalement dans le domaine de la commande comme [42] [43] [44] [45] [46] [47] qui ont porté sur la commande en mode

générateur en fonctionnement autonome. [48] [49] se sont focalisés d'une manière plus détaillée sur l'analyse des performances du générateur ainsi que le système de conversion d'énergie éolienne autonome. Dans [50], les différentes zones de travail d'un générateur à reluctance variable doublement saillant auto-excité et les transformations d'énergie correspondantes ont été systématiquement analysées en linéaire et en saturé. Enfin, [51] présente une possibilité pour optimiser les performances de ces structures dans les systèmes éoliens autonomes.

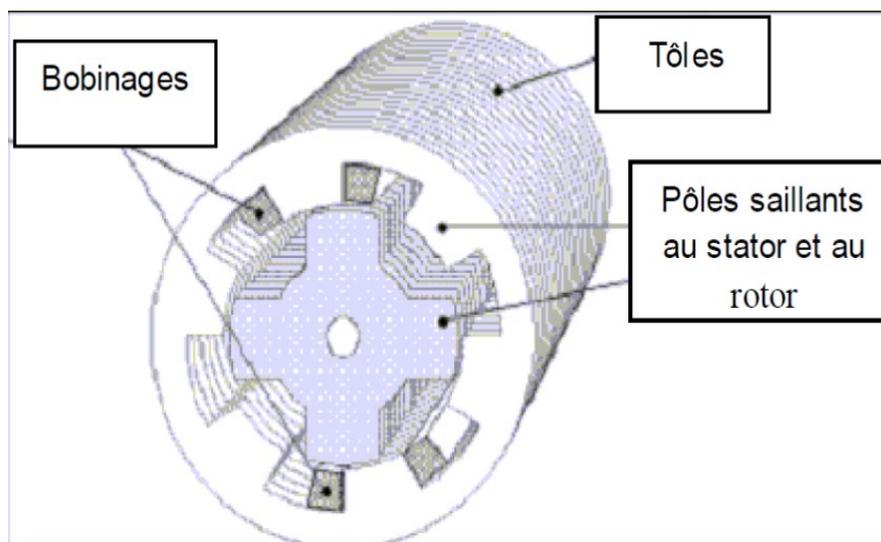
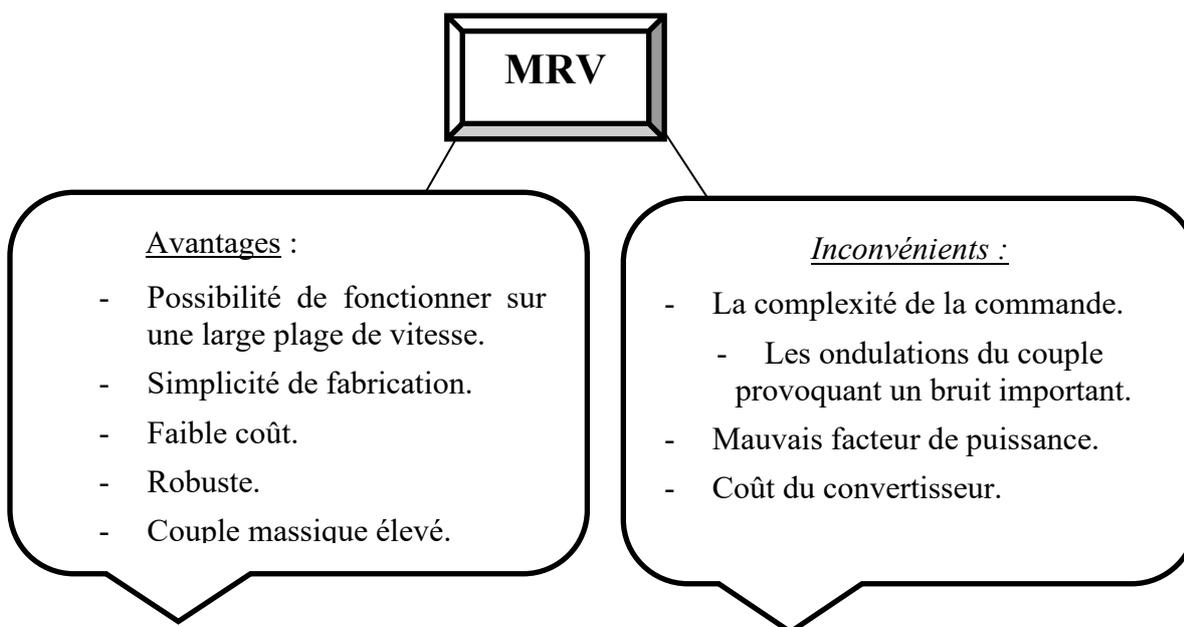


Figure I. 19: Machine synchrone à reluctance variable (MRV) [52].

Les avantages et les inconvénients de la machine à reluctance doublement saillante sont résumés ci-dessous [45] [53] :



6.2.3 Machine asynchrone (MAS)

Les machines asynchrones à cage d'écurueil sont très utilisées dans les applications industrielles et domestiques en fonctionnement moteur mais également dans le domaine de la conversion de l'énergie éolienne en raison de leur faible coût [54] et leur robustesse. Elles souffrent par contre d'un facteur de puissance limité et de pertes Joule élevées au rotor qu'il faut évacuer.

Plusieurs études ont été consacrées à l'étude des générateurs à induction auto-excités pour des sites isolés en fonctionnement éolien autonome [55] [56] en termes de modélisation [57], commande [58] [59] [60] [61] [62] [63], performances dans diverses conditions de fonctionnement montrant la capacité de cette machine à remplir les objectifs d'une telle application [54] [64] [65] .

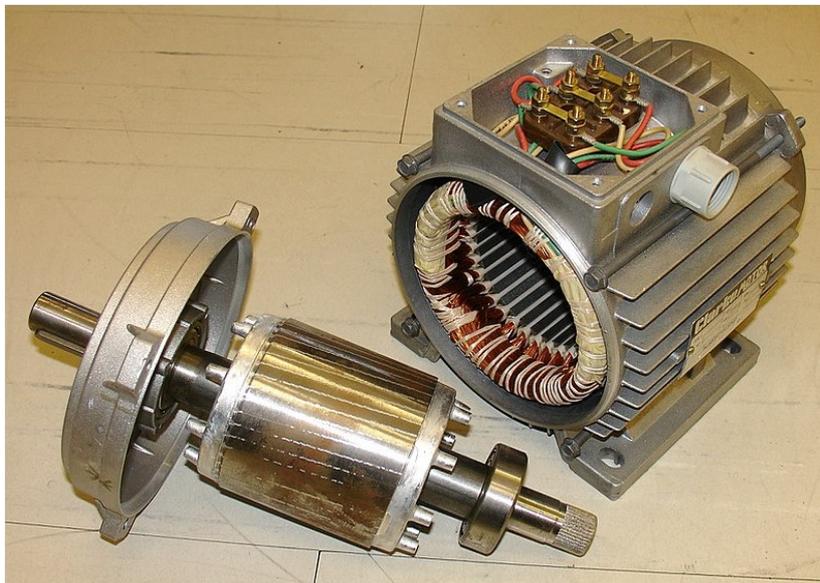
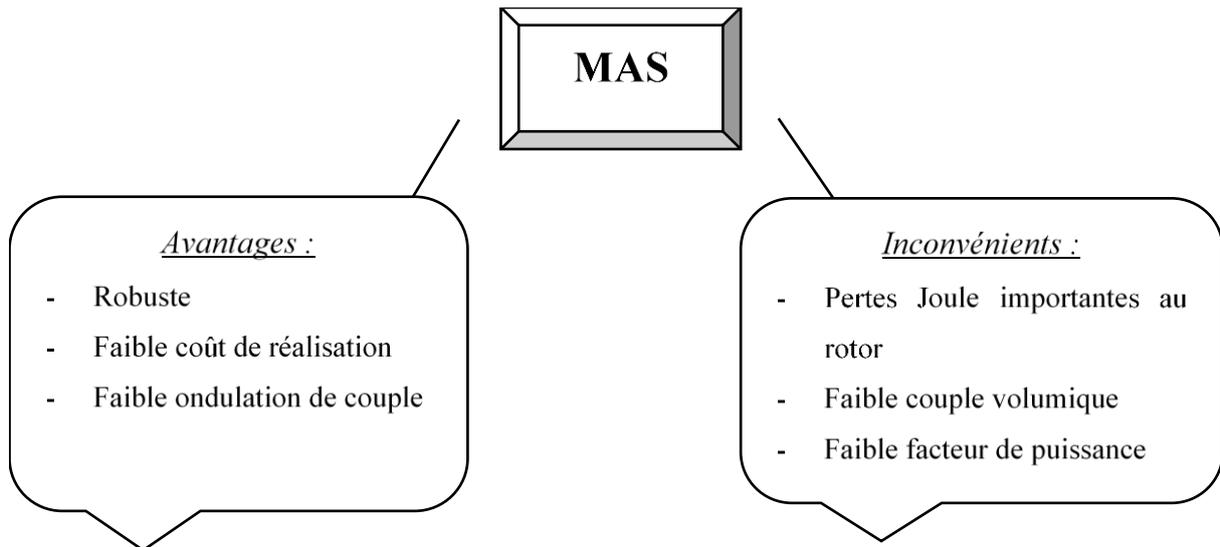


Figure I. 20: Machine asynchrone à cage d'écurueil [66].

Nous indiquons, ci-dessous, les avantages et inconvénients de ces structures [39] [67] [40]:



6.2.4 Machine synchrone à réluctance variable (MSRV)

La machine Synchrone à Reluctance Variable (MSRV) suscite de plus en plus d'intérêt dans le domaine de l'ingénierie électrique, notamment pour les applications en fonctionnement moteur tels que l'automatisation industrielle et les véhicules électriques [68] et bien d'autres. La plupart des études disponibles dans la littérature se concentrent principalement sur l'optimisation pour réduire les ondulations du couple et augmenter le facteur de puissance. On trouve également des travaux qui s'intéressent au contrôle en fonctionnement moteur. Cependant, malgré ces nombreux avantages, peu de recherches ont été menées concernant son utilisation en tant que générateur, en particulier pour une intégration précise dans une éolienne autonome [69] [70].

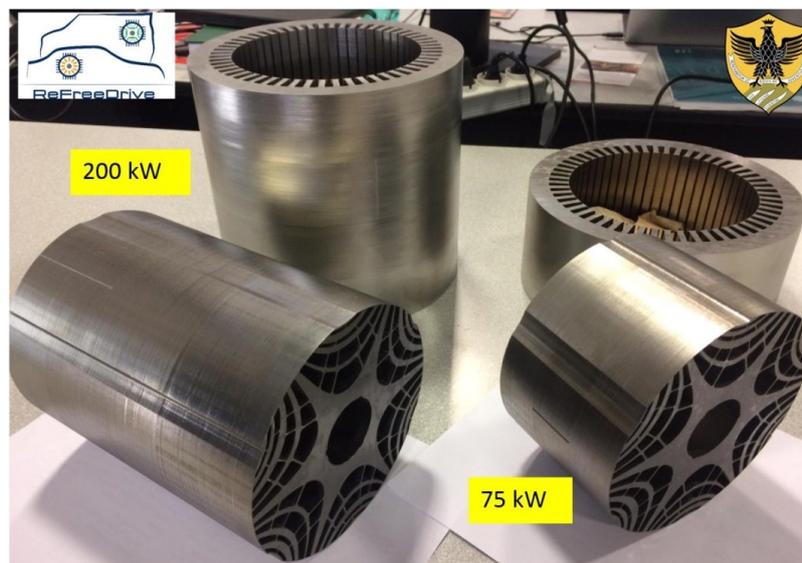
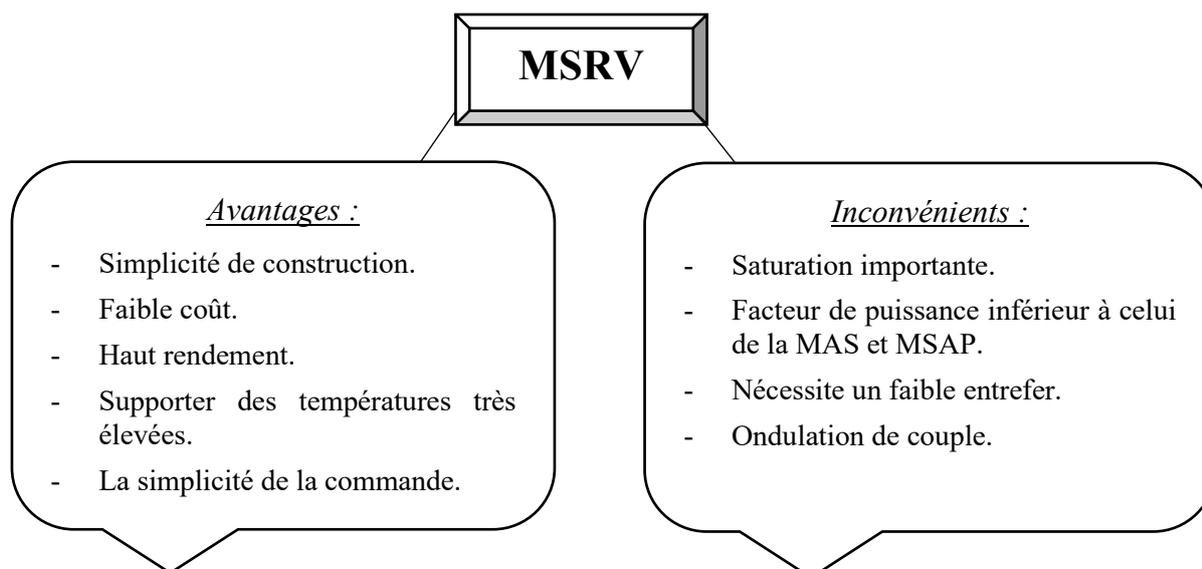


Figure I. 21: Machine synchrone à réluctance variable (MSRV) [71].

Ses principaux avantages et les inconvénients sont listés ci-dessous [39] [67]:



6.3 Comparaison entre les machines utilisées dans les éoliennes :

Aujourd'hui, la plupart des machines synchrones utilisées dans les éoliennes offshore sont des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) [72] car elles ont les meilleures performances en couple et rendement et elles peuvent fonctionner à attaque directe sans multiplicateur de vitesse. Elles sont donc bien adaptées pour une utilisation en offshore. Toutefois, leurs prix sont très élevés par rapport aux autres machines ce qui limite leur utilisation en fonctionnement autonome [29].

Les machine à reluctance variable (MRV) semblent plus intéressantes en termes de prix et elles sont faciles à construire et très robustes mais leur commande est très complexe [29]. Les MRV et les MSAP ne semblent donc pas adaptées à l'utilisation visée.

La Machine à Induction (MAS) et la Machine Synchrone à Réductance Variable (MSRV) présentent des performances relativement proches. Ces deux types de machines sont robustes, offrent un rendement raisonnable et ont l'avantage d'un coût inférieur à celui des MSAP. La MAS présente des pertes Joule au rotor mais pas d'ondulations de couple et la MSRV est exactement à l'opposé mais les deux peuvent fonctionner en générateur sans forcément l'utilisation de convertisseurs statiques. Ainsi, ces deux structures semblent les plus adéquates à une utilisation en éolienne autonome à prix limité [73].

Le tableau ci-dessous qui est développé et complété par [74] nous permet d'avoir une comparaison générale de tous les générateurs dans le domaine des énergies éoliennes.

Tableau I. 1 Tableau comparatif des différentes machines étudiées [74].

	MSAP	MRV	MAS	MSRV
Puissance	5	3.4	3.5	3.5
Efficacité	5	3.5	3.5	3.5
Contrôlabilité	5	4	4	4
Fiabilité	4	5	3	3.5
Maturité technologique	4	4	5	5
Poids	5	2	3.5	4
Cout	3	5	4	4
Efficacité	31	27	26.5	27.5

6.4 Comparaison machine à induction et machine synchrone à reluctance variable

Plusieurs travaux ont été effectués sur la comparaison des performances des machines asynchrones à cage (MAS) et synchrones à réluctance (MSRV) [75] [76]. D'après les résultats obtenus dans [77], les deux moteurs pourraient être similaires en termes de performances électriques, magnétiques et thermiques. Le moteur synchrone à réluctance (MSRV) présente de bons avantages et pourrait être un candidat pour les applications de traction ferroviaire avec des performances similaires à celles des moteurs asynchrones à cage d'écureuil.

Dans le domaine des véhicules électriques, une étude conclut que le MSRV peut être une alternative plus efficace au moteur à induction pour les systèmes à vitesse variable de puissance faible à moyenne [78]. D'autres comparaisons entre les deux types de machines ont également été réalisées à des puissances de 2.2 kW et 4 kW. Dans [79], les essais ont montré que les MSRV ont un couple nominal plus élevé (10 % - 15 %) que les MAS ayant le même stator. Les résultats obtenus dans [80] confirment la valeur plus élevée du couple volumique que l'on peut obtenir avec les moteurs synchrones à réluctance (MSRV) allant jusqu'à 25% par rapport aux moteurs à induction (MAS) plus les avantages significatifs qui ont été observés en termes de rendement.

Une autre étude compare les performances d'un MAS et d'un MSRV conçus pour une application spécifique d'actionneur à haute température. Les résultats montrent que les pertes en cuivre du moteur synchrone à réluctance sont nettement inférieures à celles du moteur à induction, permettant un fonctionnement à des températures ambiantes encore plus élevées. Cependant, l'ondulation du couple du moteur synchrone à réluctance est plus élevée [81].

Les MSR_V ont été aussi comparées aux MAS en mode générateur autonome dans une éolienne avec une excitation en utilisant un banc de capacités [74]. Les résultats ont permis d'explorer les possibilités de la machine MSR_V en fonctionnement générateur auto-excité grâce à une méthodologie similaire à celle de la machine à induction.

D'après la recherche bibliographique, le coût d'une machine à induction (MAS) reste supérieur à celui d'une machine à réluctance synchrone (MSR_V) pour des performances similaires, voire meilleures en termes d'absence de pertes de cuivre au rotor et donc d'un meilleur comportement thermique [82].

Les machines à réluctance variable synchrones ont des performances très proches de celles des machines à induction, sont moins coûteuses et n'ont quasiment pas de pertes au rotor. Par conséquent, elles offrent une puissance identique avec une taille plus réduite [40].

La recherche d'une structure fiable à prix réduit pour une utilisation en éolienne autonome nous amène à choisir la machine à réluctance synchrone (MSR_V) comme une solution auto-excitée en fournissant la puissance réactive nécessaire via un système simple et peu coûteux. Plusieurs solutions et topologies seront étudiées, d'abord un fonctionnement avec un banc de capacités connecté au stator, ensuite, nous investiguerons une solution à base d'une excitation par des aimants dans les barrières rotoriques et enfin une dernière solution en testant un bobinage d'excitation DC au stator.

CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons effectué un état de l'art synthétique sur l'énergie éolienne et les générateurs électriques qui sont utilisés dans les éoliennes. Dans un premier temps, une présentation de ces dernières a été effectuée en introduisant leur principe de fonctionnement ainsi que les deux types d'éoliennes existantes, à savoir celles à axe horizontal et celles à axe vertical. Les différents éléments qui les constituent et leur classification ont également été abordés ainsi qu'un aperçu sur l'évolution des installations éoliennes de manière globale dans le monde puis plus spécifiquement en France et en Algérie.

La conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique se fait généralement grâce à des unités de grande puissance. Toutefois, l'utilisation de petites unités fonctionnant en autonome constitue une possibilité très intéressante dans le cas de sites isolés ou éloignés du réseau électrique. Dans ce contexte, le but est très souvent d'utiliser la solution électrotechnique la plus fiable avec l'investissement le plus réduit. Une étude comparative a alors été effectuée entre les différents générateurs qui peuvent être utilisés. Dans nos travaux, nous allons nous intéresser à l'étude d'une machine synchrone à réluctance (MSRV) en fonctionnement générateur autonome car c'est la machine qui nous semble la plus intéressante en termes de prix et de performances comme montré dans la recherche bibliographique effectué.

Dans la suite, on s'intéressera dans un premier temps au choix d'un prototype à étudier et à son dimensionnement. Sa modélisation analytique sera ensuite effectuée en tenant compte de la saturation magnétique qui n'est pas négligeable dans ce genre de structure.

L'autoamorçage sur un banc de capacités sera étudié à vide puis le fonctionnement en charge débitant sur charge équilibrée et déséquilibrée sera également analysé. Les performances de la machine seront comparées à celles d'une machine asynchrone de même stator et entrefer.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] « RENEWABLES 2021 GLOBAL STATUS REPORT ». Disponible sur chrome-www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/GSR2021_Full_Report.pdf
- [2] K. Idjdarene « Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes » 2010. Thèse de doctorat. Lille 1 en cotutelle avec Université de Béjaia-Abderrahmane Mira.
- [3] A. Lebsir « Performances comparées de machines synchrones à aimants permanents et à réluctance variable associées à une chaîne de conversion d'énergie renouvelable » 2016, mémoire de master , Université Mentouri de Constantine.
- [4] « 2003 - Les systèmes éoliens autonomes guide de l'acheteur ». Disponible sur https://ressourcesnaturelles.canada.ca/sites/www.nrcan.gc.ca/files/canmetenergy/files/pubs/WindEnergy_buyersguide_FR.pdf
- [5] M. M. Ba « Système communicant pour le contrôle et la supervision prédictive de la coproduction d'énergie photovoltaïque et éolienne » 2019. Thèse de doctorat. Université de Lorraine.
- [6] L. Khettache « Contribution à l'Amélioration des Performances Des Systèmes Eoliens » Thèse de doctorat. Université Mohamed Khider BISKRA. 2019.
- [7] MM. Cordier et Roux, « Le guide de l'éolienne », 2014, [En ligne]. Disponible sur: <https://eolienne.ooreka.fr/ebibliotheque/liste/guide>
- [8] Fiche technique : Le petit éolien ». disponible sur www.pnrlat.fr/climat/Energie/Eolien/fiche_tech_alterenergie.pdf
- [9] « RENEWABLES 2021 GLOBAL STATUS REPORT » Disponible sur https://www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/GSR2021_Full_Report.pdf
- [10] « Éolienne en mer », Wikipédia. 8 mai 2023. Consulté le: 6 septembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=%C3%89olienne_en_mer&oldid=204060652
- [11] « L'éolien offshore flottant» disponible sur <https://ifmmediterranee.files.wordpress.com/2016/11/leolien-offshore-flottant-par-guillaume-bracq.pdf>
- [12] « Éolien offshore : contexte et ambition | EDF FR ». Consulté le: 6 septembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.edf.fr/groupe-edf/inventer-l-avenir-de-l-energie/r-d-un-savoir-faire-mondial/pepites-r-d/eolien-offshore/contexte-et-ambition>

- [13] « IRENA_WETO_Preview_2023fr». disponible sur <https://www.irena.org/Publications/2023/Jun/World-Energy-Transitions-Outlook-2023>.
- [14] « Énergie_éolienne_en_France». Disponible sur https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Énergie_éolienne_en_France&oldid=195760399
- [15] D. Asmaa, « Etats des lieux des énergies renouvelables dans la région MENA : le pari algérien dans le secteur de la mobilisation de l'eau ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.researchgate.net/publication/316883957>
- [16] B. Hamida, « Les sources d'énergie renouvelables dans la production d'électricité: les évolutions mondiales (2000-2010) et le cas de l'Algérie », [En ligne]. Disponible sur: <https://www.researchgate.net/publication/326997412>
- [17] B. S. Mohammed, « L'étude du gisement éolien en Algérie », [En ligne]. Disponible sur: https://www.cder.dz/vlib/bulletin/pdf/ber43_04_05.pdf
- [18] « Énergie_en_Algerie».Disponible sur https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Énergie_en_Algerie&oldid=19381742
- [19] L. Hamane, « Les ressources éoliennes de l'Algérie », 2003, [En ligne]. Disponible sur: https://www.cder.dz/vlib/bulletin/pdf/bulletin_003_07.pdf
- [20] « Histoire et culture patrimoine d' Ain kermès : Ferme éolienne de Kabertène (Adrar) : Un modèle réussi d'exploitation des énergies renouvelables », histoire et culture patrimoine d' Ain kermès. Consulté le: 20 juillet 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://ainkerme.blogspot.com/2016/10/ferme-eolienne-de-kabertene-adrar-un.html>
- [21] « Les systèmes éoliens autonomes guide de l'acheteur.pdf ». Disponible sur https://ressourcesnaturelles.canada.ca/sites/www.nrcan.gc.ca/files/canmetenergy/files/pubs/WindEnergy_buyersguide_FR.pdf
- [22] « comment integrer les eoliennes au grand reseau electriques », Bing. Consulté le: 20 juillet 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.bing.com/images/search?view=detailV2&ccid=IV%2BH0BZW&id=6501271065EE3DAD786D2BFA4CEC35C08D207565&thid>.
- [23] « Bulletin des Energies Renouvelables Energies Renouvelables ».disponible sur <https://www.cder.dz/bulletin/bull3/ber3.pdf>
- [24] « H11.jpg (570×307) ». Consulté le: 21 juillet 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.da-engineering.com/wp-content/uploads/2021/04/H11.jpg>

- [25] A. Asri, F. Z. Ait Abdellah « Applications des Algorithmes Intelligents à un Système Eolien dédié à la Production d'Electricité aux Sites Isolés ». mémoire de master. Université Ibn Khaldoun-Tiaret-.2015.
- [26] B Mohammed, R. E. Bachtiri, et K. Elhamoumi, « Dimensionnement optimal d'un système Pv- Eolien-Diesel autonome pour alimenter une ferme agricole dans la région de Sefrou-MAROC », 2^{ème} édition du congrès international de génie industriel et management des système.(GIGIMS'15) ,2015, doi: 10.13140/RG.2.2.18899.78880/1.
- [27] S. Belhadj Ezzine, 'Extraction de la puissance maximale d'un générateur éolien alimentant une charge isolée. 2014. mémoire de master, Ecole Nationale Polytechnique (ENP) EL Harrach, Alger, Algérie.
- [28] M. Mouden. Compensation de la puissance réactive dans une ferme éolienne. 2020. Thèse de doctorat. Université Ibn Khaldoun-Tiaret-.
- [29] L. Moreau « Modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variable basse vitesse», 2005. Thèse de doctorat. Université de Nantes.
- [30] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne - Machine asynchrone à cage autonome - Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau »,2006.Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes.
- [31] V. Sheeja, P. Jayaprakash, B. Singh, et R. Uma, « Stand alone wind power generating system employing permanent magnet synchronous generator », in 2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, Singapore, Singapore: IEEE, nov. 2008, p. 616-621. doi: 10.1109/ICSET.2008.4747081.
- [32] A. M. Abdulelah, B. Ouahid, et S. Youcef, « Control of a Stand-Alone Variable Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator », in 2021 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), Monastir, Tunisia: IEEE, mars 2021, p. 546-550. doi: 10.1109/SSD52085.2021.9429307.
- [33] A. Albasheri Mohammed, O. Bouchhida, et Y. Sofi. Control of a Stand-Alone Variable Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator. In : 2021 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD). IEEE, 2021. p. 546-550.
- [34] F. Deng et al «Control strategy of wind turbine based on permanent magnet synchronous generator and energy storage for stand-alone systems », Chinese Journal of Electrical Engineering, 2017, vol. 3, no 1, p. 51-62.
- [35] M. M. Bajestan, H. Madadi, et M. A. Shamsinejad, « Controller Design for a Wind Turbine-Based Variable Speed Permanent Magnet Synchronous Generator Using Quasi-Z-Source Inverter in Stand-Alone Operation », in 2019 10th International Power Electronics,

- Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), Shiraz, Iran: IEEE, févr. 2019, p. 558-565. doi: 10.1109/PEDSTC.2019.8697260.
- [36] L. Luo, S. Yin, et N. Yang, « Verification of permanent magnet synchronous generator for stand-alone wind power », in 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, China: IEEE, août 2011, p. 1-4. doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073418.
- [37] T. Tafticht et al. "Output power maximization of a permanent magnet synchronous generator based stand-alone wind turbine." 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Vol. 3. IEEE, 2006. doi: 10.1109/ISIE.2006.295950.
- [38] « machine synchrone à aimant permanent ». Consulté le: 13 juillet 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.bing.com/images/search?q=machine+%C3%A0+aimant+permanent&qpv=machine+%c3%a0+aimant+permanent&form=IGRE&first=1&cw=1351&ch=642>
- [39] M. A. H. Rasid «Contribution to multi-physical studies of small synchronous-reluctance machine for automotive equipment ». thèse de doctorat, Sorbonne Universités, 2016.
- [40] P. H. Truong, « Optimisation des performances de la machine synchrone à réluctance variable: approches par la conception et par la commande », 2016. Thèse de doctorat. Mulhouse.
- [41] H. K. Karegar, M. Yazdi, et A. Siadatan, « New structure for high speed and variable speed wind turbine based switched reluctance generator », in 2010 IEEE International Conference on Power and Energy, Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, nov. 2010, p. 200-205. doi: 10.1109/PECON.2010.5697594.
- [42] F. P. Scalcon, G. Fang, C. J. V. Filho, H. A. Grundling, R. P. Vieira, et B. Nahid-Mobarakeh, « A Review on Switched Reluctance Generators in Wind Power Applications: Fundamentals, Control and Future Trends », IEEE Access, vol. 10, p. 69412-69427, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3187048.
- [43] M. A. Dranca, M. M. Radulescu, et D. Petreus, « Design and Control of a Direct-Driven Three-Phase Switched Reluctance Generator for Micro-Wind Power Applications », in 2021 12th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), Bucharest, Romania: IEEE, mars 2021, p. 1-8. doi: 10.1109/ATEE52255.2021.9425150.
- [44] V. B. Koreboina et L. Venkatesha, « Modelling and simulation of Switched Reluctance generator control for Variable Speed Wind Energy Conversion Systems », in 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Bengaluru, Karnataka, India: IEEE, déc. 2012, p. 1-6. doi: 10.1109/PEDES.2012.6484466.
- [45] H. Ackar, S. Huseinbegovic, S. Masic, S. Smaka, et A. Tahirbegovic, « Voltage Control of a Switched Reluctance Generator Using Discrete Sliding Mode Technique », in 2018 XIII

International Conference on Electrical Machines (ICEM), Alexandroupoli: IEEE, sept. 2018, p. 1731-1737. doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8507219.

[46] A. Arifin et I. Al-Bahadly, « Switched Reluctance Generator for Variable Speed Wind Energy Applications », SGRE, vol. 02, n° 01, p. 27-36, 2011, doi: 10.4236/sgre.2011.21004.

[47] T. A. D. S. Barros, P. J. D. S. Neto, P. S. N. Filho, A. B. Moreira, et E. R. Filho, « An Approach for Switched Reluctance Generator in a Wind Generation System With a Wide Range of Operation Speed », IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, n° 11, p. 8277-8292, nov. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2697822.

[48] D. Balaji, S. J. Powl, et R. G. Govind Raju, « Performance analysis of 8/6 Switched Reluctance Generator for Wind Energy System », in 2020 International Conference on System, Computation, Automation and Networking (ICSCAN), Pondicherry, India: IEEE, juill. 2020, p. 1-6. doi: 10.1109/ICSCAN49426.2020.9262384.

[49] M. A. Dranca et M. M. Radulescu, « Dynamic behaviour of a three-phase low-speed switched reluctance micro-wind generator », in 2016 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), Craiova, Romania: IEEE, oct. 2016, p. 1-5. doi: 10.1109/ICATE.2016.7754644.

[50] A. Martinez et al. «Working zones of an AC Autonomous Switched Reluctance Generator » In : International conference on renewable energies and power quality,(ICREPQ'07), CD. 2007. p. 28-30, doi: 10.24084/repqj05.362.

[51] P. J. Dos Santos Neto, E. H. Catata, T. A. Dos Santos Barros, et E. R. Filho, « Optimal Performance of Switched Reluctance Generator in Stand-alone Wind Systems », in 2021 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech), Denver, CO, USA: IEEE, avr. 2021, p. 141-147. doi: 10.1109/GreenTech48523.2021.00032.

[52] Ch. Labiod «Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à reluctance variable», 2014. Thèse de doctorat. Université Mohamed Khider Biskra.

[53] A. Bentounsi et I. Bouchareb. « Modélisation et simulation de défauts d'une machine synchrone à réluctance variable» memoir Magister , Université de Constantine 2017.

[54] K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua, et A. Tounzi, « Performance of an Isolated Induction Generator Under Unbalanced Loads », IEEE Trans. Energy Convers., vol. 25, n° 2, p. 303-311, juin 2010, doi: 10.1109/TEC.2009.2036836.

[55] Li Wang et Jian-Yi Su, « Dynamic performances of an isolated self-excited induction generator under various loading conditions », IEEE Trans. On energy Conversion, vol. 14, n° 1, p. 93-100, mars 1999, doi: 10.1109/60.749153.

- [56] J. G. Trapp, F. A. Farret, F. T. Fernandes, L. C. Correa, et C. M. Wechenfelder, « Variable speed wind turbine using the squirrel cage induction generator with reduced converter power rating for stand-alone energy systems », in 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Fortaleza, CE, Brazil: IEEE, nov. 2012, p. 1-8. doi: 10.1109/INDUSCON.2012.6453324.
- [57] S. S. Murthy, O. P. Malik, et A. K. Tandon, « Analysis of self-excited induction generators », IEE Proc. C Gener. Transm. Distrib. UK, vol. 129, n° 6, p. 260, 1982, doi: 10.1049/ip-c.1982.0041.
- [58] S. A. Deraz et F. E. Abdel Kader, « A new control strategy for a stand-alone self-excited induction generator driven by a variable speed wind turbine », Renewable Energy, vol. 51, p. 263-273, mars 2013, doi: 10.1016/j.renene.2012.09.010.
- [59] A. A. Al-Manfi, W. A. Mohamed, et E. F. Elsalhin, « Voltage Control of Stand-alone Single Phase Self Excited Induction Generator for Variable Speed Wind Turbine Using Bang Bang-PWM Controller », in 2022 IEEE 2nd International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (MI-STA), Sabratha, Libya: IEEE, mai 2022, p. 749-754. doi: 10.1109/MI-STA54861.2022.9837503.
- [60] R. S. Pena, R. J. Cardenas, G. M. Asher, et J. C. Clare, « Vector controlled induction machines for stand-alone wind energy applications », in Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, Rome, Italy: IEEE, 2000, p. 1409-1415. doi: 10.1109/IAS.2000.882069.
- [61] A. S. Farag, S. M. Saleh, et G. M. El-Bayoumi, « Pitch control dynamic study of isolated wind turbine based self-excited induction generator under realistic wind speed profiles », in 2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo: IEEE, déc. 2017, p. 403-408. doi: 10.1109/MEPCON.2017.8301212.
- [62] X. Wei, M. Cheng, W. Wang, P. Han, et R. Luo, « Direct Voltage Control of Dual-Stator Brushless Doubly Fed Induction Generator for Stand-Alone Wind Energy Conversion Systems », IEEE Trans. Magn., vol. 52, n° 7, p. 1-4, juill. 2016, doi: 10.1109/TMAG.2016.2526049.
- [63] D. Kwon, S. Matteson, et P. Hsu, « Control of doubly-fed induction generators in a multiple wind turbine system operating in a stand-alone mode », in 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada: IEEE, sept. 2015, p. 1068-1074. doi: 10.1109/ECCE.2015.7309807.

- [64] R. C. Bansal, « Three-Phase Self-Excited Induction Generators: An Overview », IEEE Trans. On Energy Conversion, vol. 20, n° 2, p. 292-299, juin 2005, doi: 10.1109/TEC.2004.842395.
- [65] E.Muljadi, B.Gregory, B.Broad, «Self-excited induction generator for variable-speed wind turbine generation» National Renewable Energy Lab.(NREL), Golden, CO (United States), 1996.
- [66] « Moteur-asynchrone-cage-ecureuil-1024x576.png (1024×576) ». Consulté le: 18 juillet 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://construire-sa-moto-electrique.org/wp-content/uploads/2021/12/Image3-Moteur-asynchrone-cage-ecureuil-1024x576.png>
- [67] H. Heidari et al., « A Review of Synchronous Reluctance Motor-Drive Advancements », Sustainability, vol. 13, n° 2, p. 729, janv. 2021, doi: 10.3390/su13020729.
- [68] Yammine, M. SAMER. «Contribution à l'amélioration des performances de la machine à réluctance variable synchrone par la conception et l'injection d'harmoniques ». thèse de doctorat ,2015 , Toulouse, France.
- [69] A. S. O. Ogunjuyigbe, T. R. Ayodele, B. B. Adetokun, et A. A. Jimoh, « Dynamic performance of wind-driven self-excited reluctance generator under varying wind speed and load », in 2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Birmingham, United Kingdom: IEEE, nov. 2016, p. 506-511. doi: 10.1109/ICRERA.2016.7884388.
- [70] Y. Wang et N. Bianchi, « Modeling and Investigation of Self-Excited Reluctance Generators for Wind Applications », IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 55, n° 6, p. 5809-5817, nov. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2935931.
- [71] « machine synchrone à reluctance variable » Consulté le : 18 juillet 2023. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.bing.com/images/search?view=detailV2&ccid=z21qLplG&id=EBEBF339B80F65C25C7C7F3FE202E6C8433A57DE&thid=OIP.z21qLplGnaLMnsHCaMliegHaFM&mediaurl=https%3a%2f%2fwww.electricmotorengineering.com%2ffiles%2f2020%2f05%2fSynchroun-Reluctance-motor.>
- [72] Lebsir Abdelkadir "Performances comparées de machines synchrones à aimants permanents et à réluctance variable associées à une chaîne de conversion d'énergie renouvelable." mémoire de master, université Mantouri de Constantine,2016.
- [73] Y. Jiang et M. Krishnamurthy, « Performance evaluation of AC machines for propulsion in a range extended electric auto rickshaw », in 2012 IEEE Transportation Electrification

Conference and Expo (ITEC), Dearborn, MI, USA: IEEE, juin 2012, p. 1-6. doi: 10.1109/ITEC.2012.6243486.

[74] F. Rebahi, A. Bentounsi, H. Khelifa, O. Boulkhrachef, et D. Meherhera, « Comparative study of a self-excited induction and synchronous reluctance generators capabilities », in 2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), Algiers, Algeria: IEEE, nov. 2019, p. 1-5. doi: 10.1109/ICAEE47123.2019.9014767.

[75] F. Wang, F. Zhang, et L. Xu. Parameter and performance comparison of doubly fed brushless machine with cage and reluctance rotors. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, vol. 38, no 5, p. 1237-1243.

[76] A. Kersten, Y. Liu, et D. Pehrman, « Rotor Design of a Line-Start Synchronous Reluctance Machine with Respect to Induction Machine for Industrial Applications », in 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Alexandroupoli: IEEE, sept. 2018, p. 393-399. doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8507053.

[77] S. M. De Pancorbo, G. Ugalde, J. Poza, et A. Egea, « Comparative study between induction motor and Synchronous Reluctance Motor for electrical railway traction applications », in 2015 5th International Electric Drives Production Conference (EDPC), Nuremberg, Germany: IEEE, sept. 2015, p. 1-5. doi: 10.1109/EDPC.2015.7323219.

[78] H. Karkkainen, L. Aarniovuori, M. Niemela, J. Pyrhonen, et J. Kolehmainen, « Technology comparison of induction motor and synchronous reluctance motor », in IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing: IEEE, oct. 2017, p. 2207-2212. doi: 10.1109/IECON.2017.8216371.

[79] A. Boglietti et M. Pastorelli, « Induction and synchronous reluctance motors comparison », in 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL: IEEE, nov. 2008, p. 2041-2044. doi: 10.1109/IECON.2008.4758270.

[80] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Pastorelli, et A. Vagati, « Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance », in Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005., Hong Kong, China: IEEE, 2005, p. 474-479. doi: 10.1109/IAS.2005.1518350.

[81] K. Lang, A. Muetze, R. Bauer, et S. Pircher, « Comparison of Induction and Synchronous Reluctance Machine Based Actuators for Elevated Temperature Environments », IEEE Trans. Energy Convers., vol. 31, n° 3, p. 1012-1022, sept. 2016, doi: 10.1109/TEC.2016.2556716.

[82] T. F. Chan, « Steady-state analysis of a three-phase self-excited reluctance generator », IEEE Trans. On energy Conversion, vol. 7, n° 1, p. 223-230, mars 1992, doi: 10.1109/60.124564.

Chapitre II :
Machine synchrone à
reluctance variable
classique

TABLE DE MATIERES

TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	65
INTRODUCTION.....	67
1 Historique des Machines Synchrones à Reluctance Variable	67
2 Principe de Fonctionnement.....	69
2.1 Definition et explication du fonctionnement.....	69
2.2 Les différentes structures du rotor d’une machine synchrone à reluctance variable (MSRV):	72
1.1.1 Rotor à pans coupés ou à pôles saillants (SP) :	73
2.2.1 Rotor axialement laminé (ALA) :	73
2.2.2 Rotor transversalement laminé (TLA) :	74
3 Modèle Analytique de la Machine Synchrone à Reluctance Variable	75
3.1 Modèle de la machine en tenant compte de la saturation selon de l’axe d.....	78
3.2 Modèle de la machine en tenant compte de la saturation selon de les axes d et q indépendamment	79
3.3 Modèle de la machine en tenant compte de la saturation selon de l’axe d et l’axe q et l’effet croisé	80
4 Prototype de La Machine à Reluctance Variable.....	82
4.1 Différents prototypes:	83
4.1.1 Structure de rotor à pans coupés :	83
4.1.2 Structure a rotor à barrière de flux avec ponts	84
4.1.3 Structure a rotor à barrière de flux sans ponts.....	84
4.2 Comparaisons des performances des 3 prototypes :	85
5 Identification des Paramètres du Prototype :.....	87
5.1 Les inductances de magnétisation $L_{md}(i_{sd})$ et $L_{mq}(i_{sq})$ en tenant compte de la saturation selon l’axe d et l’axe q indépendamment.....	88
5.2 Les inductances de magnétisation $L_{md}(i_{sd},i_{sq})$ et $L_{mq}(i_{sd},i_{sq})$ en tenant compte de la saturation selon les deux axes et l’effet croisé.	90
6 Etude du Fonctionnement Générateur.....	91

6.1	Etude du système en boucle ouverte :	91
6.2	Principe de l'autoamorçage avec un banc de capacités :	92
6.3	Résultats de simulation en tenant compte de la saturation uniquement selon l'axe d, l'axe d et q indépendamment et avec effet croisé :	95
6.3.1	Etude à vide :.....	96
6.3.2	Etude sur charge équilibrée :.....	98
6.3.3	Etude sur charges déséquilibrées.....	106
6.4	Comparaison avec les performances de la machine asynchrone à cage de même stator:	108
6.4.1	Comparaison à vide	108
6.4.2	Comparaison en charge	111
CONCLUSION		111
BIBLIOGRAPHIE		112

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure II. 1 : Historique des MSR/V 69

Figure II. 2: Exemple de machine à réluctance synchrone 70

Figure II. 3: Lignes de flux dans : (a) sans rotor, (b) un rotor isotrope et (c) un rotor anisotropie..... 71

Figure II. 4: Les types de machines synchrones à réluctance variable. 72

Figure II. 5: Rotors de machine synchrone à réluctance à pôles saillants (SP) 73

Figure II. 6: Rotors de machine synchrone à réluctance axialement laminés (ALA) 73

Figure II. 7: Rotors de machine synchrone à réluctance transversalement laminés (TLA) .. 74

Figure II. 8: Structure du rotor de la MSR/V a) rotor à assistance par aimants b) rotor avec assistance de supraconducteurs 75

Figure II. 9: Coupe transversale de la machine asynchrone à cage. 82

Figure II. 10: MSR/V à pans coupés. 83

Figure II. 11: MSR/V à guides de flux avec ponts..... 84

Figure II. 12: MSR/V à guides de flux sans ponts 84

Figure II. 13: Inductance propre en fonction de la position rotorique..... 85

Figure II. 14: Couples maximaux en fonction de la position pour une alimentation triphasée en courant..... 86

Figure II. 15: Couples des trois prototypes après inclinaison..... 86

Figure II. 16: Coupe transversale de la MSR/V retenue a) Enroulement de l'induit b) Distribution du champ magnétique à vide. 87

Figure II. 17: Position du rotor pour l'identification des inductances suivant les axes d et q. 89

Figure II. 18: Courbes $L_{md}(i_{md})$ et $L_{mq}(i_{mq})$ identifiées par éléments finis..... 89

Figure II. 19: Les deux surfaces L_{md} et L_{mq} en fonction des deux courants i_{sd} et i_{sq} 91

Figure II. 20: Architecture du système étudié. 92

Figure II. 21: Exemple de courbe de magnétisation du generateur synchrone à réluctance. . 93

Figure II. 22: Définition des différents courants 94

Figure II. 23: Schéma Matlab dans le cas de la prise en compte de la saturation selon L_d . .. 95

Figure II. 24: Tensions induites en fonction du temps pour $C=70 \mu F$ 96

Figure II. 25: Tensions induites en fonction du temps pour $C=110 \mu F$ et une vitesse de 750 tr/min 97

Figure II. 26: Tension en fonction de la capacité à 750 tr/min obtenue par les 3 modèles analytiques 97

<i>Figure II. 27: Comparaison des FEM avec et sans effet croisé ($E(isd, isq=0)$ et $E(isd, isq \neq 0)$)</i>	98
<i>Figure II. 28: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques</i>	99
<i>Figure II. 29: Les courants statoriques obtenus par les 3 modèles analytiques</i>	99
<i>Figure II. 30: Courants dans la charge obtenus par les 3 modèles analytiques</i>	100
<i>Figure II. 31: Courants des capacités obtenus par les 3 modèles analytiques</i>	100
<i>Figure II. 32: V max en fonction de i_{ch} max obtenue par les 3 modèles analytiques avec une charge R</i>	101
<i>Figure II. 33: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques</i>	101
<i>Figure II. 34: Courants de charges obtenus par les 3 modèles analytiques</i>	102
<i>Figure II. 35: Les courants d'induit obtenus par les 3 modèles analytiques</i>	102
<i>Figure II. 36: Courants dans les capacités obtenus par les 3 modèles analytiques</i>	102
<i>Figure II. 37: V max en fonction de i_{ch} max obtenue avec les 3 modèles analytiques avec une charge RL</i>	103
<i>Figure II. 38: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques</i>	104
<i>Figure II. 39: Courants des charges obtenus par les 3 modèles analytiques</i>	104
<i>Figure II. 40: Les courants d'induit obtenus par les 3 modèles analytiques</i>	104
<i>Figure II. 41: Courants des capacité obtenus par les 3 modèles analytiques</i>	105
<i>Figure II. 42: V max en fonction de i_{ch} max obtenue avec les 3 modèles analytiques avec une charge RLC</i>	105
<i>Figure II. 43: Tensions dans le cas d'une charge déséquilibrée</i>	106
<i>Figure II. 44: Courant de charge induit dans le cas d'une charge déséquilibrée</i>	107
<i>Figure II. 45: Courant statorique dans le cas d'une charge déséquilibrée</i>	107
<i>Figure II. 46: Courant capacitif dans le cas d'une charge déséquilibrée</i>	107
<i>Figure II. 47: Tension à vide de la MSR.V</i>	108
<i>Figure II. 48: Courant statorique de la MSR.V</i>	109
<i>Figure II. 49: Tension à vide de la MAS</i>	109
<i>Figure II. 50: Courant statorique de la MAS</i>	110
<i>Figure II. 51: Comparaison MSR.V et MAS à vide</i>	110
<i>Figure II. 52: Comparaison MSR.V et MAS avec une charge R</i>	111

INTRODUCTION

Les machines synchrones à réluctance variable (MSRV) aussi appelées machines synchro-réductantes ou synchronous reluctance machines en anglais, abrégées SynRM, SynREL ou SynR) sont de plus en plus utilisées dans de nombreuses applications en raison de leurs avantages en termes de densité de puissance et de coût comme l'industrie, la propulsion électrique pour les véhicules électriques et hybrides, ainsi que dans des équipements tels que les pompes et les ventilateurs [1].

Dans ce chapitre, nous débutons par un état de l'art des machines synchrones à réluctance. Nous présentons d'abord les différentes topologies existantes de ces machines ainsi que leur historique. Ensuite, nous faisons le choix du dispositif sur lequel nous allons poursuivre nos travaux de thèse.

Une fois la machine sélectionnée, nous introduisons le modèle analytique de la machine en prenant en compte la saturation des matériaux magnétiques, qui est un phénomène non négligeable dans ces machines. Cet effet est considéré au travers des inductances variables fonctions des courants suivant les axes d et q de la machine. L'identification de ces inductances est effectuée par le biais d'une modélisation numérique par éléments finis. Le modèle analytique obtenu est ensuite mis en œuvre pour étudier le fonctionnement en générateur de la machine en boucle ouverte en la connectant à un banc de capacités. L'objectif est d'analyser les performances de la machine à vide et en charge (charges équilibrées et déséquilibrées). Le chapitre est clos par une comparaison des performances du prototype étudié avec ceux d'une machine asynchrone à cage de même stator et entrefer et une conclusion.

1 Historique des Machines Synchrones à Réluctance Variable

L'origine des machines utilisant le principe de la réluctance variable remonte au 19^{ème} siècle [2] avec les premiers moteurs électriques effectifs utilisant l'attraction de pièces en fer doux par des électroaimants (à réluctance variable pure) inventés en 1834 par JACOBI. En 1838, W.H. Taylor a déposé le premier brevet pour un moteur à réluctance [2]. Le premier moteur à réluctance variable tournant a été utilisé en 1842 par DAVIDSON pour entraîner à 4 miles/heure (soit environ 6 km/h) un véhicule ferroviaire et, en 1845, Gustave FROMENT a développé un dispositif à double saillance qui a été utilisé dans l'industrie. Cependant, malgré leur simplicité et leur robustesse qui constituaient un avantage certain, ces machines ont été

supplantées par les moteurs à courant continu et à courant alternatif en raison des problèmes de commutation mécanique qui leur était nécessaire [2], Ce type de moteur électrique est donc l'un des plus anciens, précédant de nombreuses années les moteurs à induction. En effet, l'invention de l'alimentation sinusoïdale triphasée par Nikola Tesla ne date que de 1882 et a ensuite conduit au brevet d'un moteur à induction en 1887. Ce dernier a alors constitué un choix populaire dans un très grand nombre de secteurs industriels en raison de son faible coût, de sa structure simple et de ses performances globales [3]. (*Figure II. 1.a*).

Le besoin d'une vitesse précise et constante pour certaines applications, ainsi que la nécessité d'un démarrage autonome, ont ensuite conduit à l'étude des "moteurs synchrones à pôles saillants non excités" (moteurs synchrones à réductance variable) dans les années 1930. Ainsi, le moteur synchrone (à champ tournant) à pôles saillants mais dépourvu d'excitation, à condition qu'il soit muni d'une cage d'écureuil de démarrage, pouvait satisfaire à ces exigences. Cependant, leur utilisation était limitée en raison de leur faible facteur de puissance et de leur rendement ainsi que la technique de fabrication industrielle de l'époque qui ne permettait pas de construire une structure aussi complexe et précise [3] (*Figure II. 1.d*).

Dans les années 1960, un nouvel intérêt pour les moteurs à réductance variable est apparu en Angleterre, marquant le début des travaux de plusieurs équipes universitaires. Toutefois, ils ont de nouveau été abandonnés pour diverses raisons, notamment la difficulté de commander ces structures, leur faible facteur de puissance et leur faible densité de puissance [2].

Leur principal intérêt, à savoir leur prix, ainsi le développement du contrôle en boucle fermée avec une alimentation par onduleur, a induit de nouvelles études à partir de années 80s avec pour objectif l'amélioration des points faibles de ce type de moteur en se concentrant principalement sur le rapport de saillance. Ainsi, de nouvelles structures de moteurs synchrones à réductance variable (MSRV) ont été développées pour augmenter ce rapport, à rotor segmenté, à barrières de flux et à rotor axialement laminé à la fin du 20^{ième} siècle [3] (*Figure II. 1.c et 1.b*). Toutes ces techniques ont pour objectif d'augmenter le rapport de saillance et, par conséquent, le couple généré, le facteur de puissance et les performances globales des moteurs [4] [5].

L'évolution des topologies des machines synchrones à réductance est illustrée dans la *Figure II. 1* ci-dessous [5]:

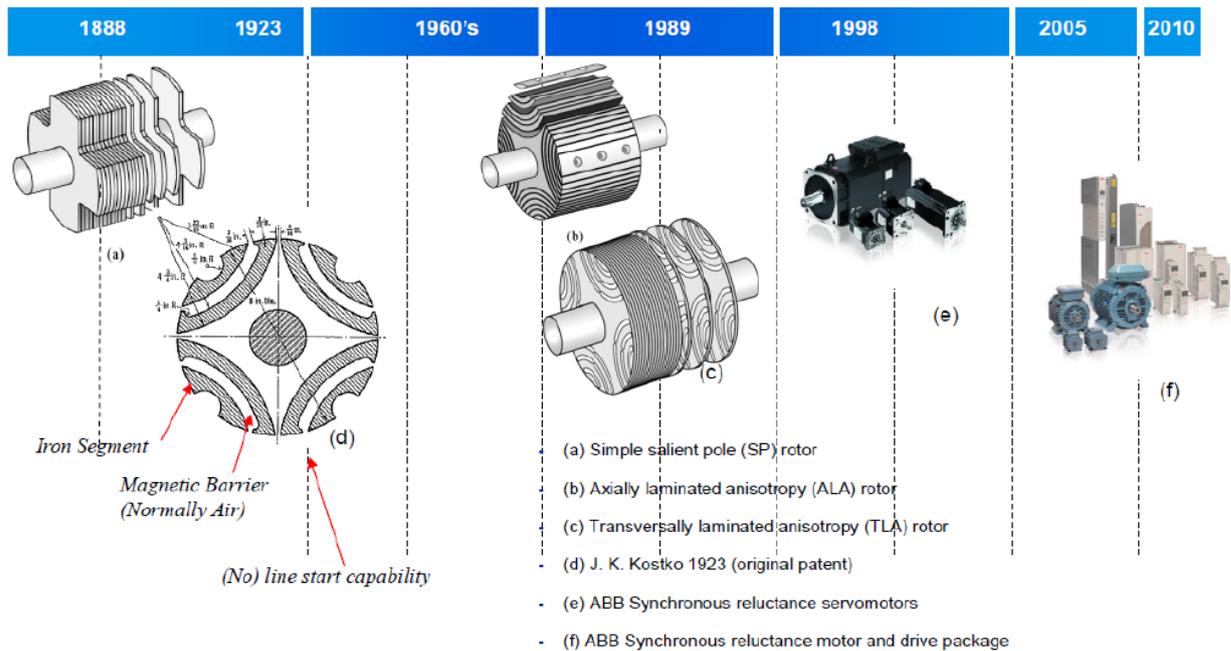


Figure II. 1 : Historique des MSR [5] .

2 Principe de Fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine synchrone à réductance variable (MSRV) repose sur deux concepts principaux :

- l'effet de réductance due aux saillances rotoriques,
- la génération d'un champ magnétique tournant produit par l'alimentation d'un bobinage statorique polyphasé [6].

2.1 Définition et explication du fonctionnement

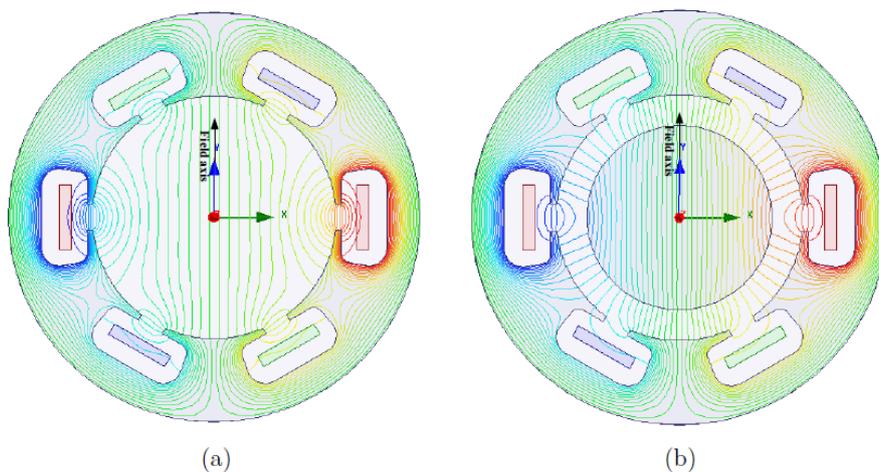
La machine synchrone à réductance est constituée d'un stator qui est similaire à celui d'une machine à courant alternatif classique. Le bobinage d'induit est généralement composé de trois bobines triphasées alimentées par le réseau ou par l'intermédiaire d'un convertisseur statique [5] ce qui permet de créer un champ magnétique rotatif dans l'entrefer. La partie tournante (rotor) est une structure anisotrope, c'est à dire que la réductance magnétique vue d'un point statique au stator est différente en fonction de la position rotorique. Elle est minimale le long de l'axe d (qui a tendance à s'aligner sur le champ magnétique) et maximale le long de l'axe q qui est en quadrature électrique par rapport à l'axe d. Ainsi, lorsque le bobinage statorique est alimenté, le rotor tourne à la même vitesse que celle du champ tournant de sorte que le flux magnétique soit toujours maximal [4].



Figure II. 2: Exemple de machine à réluctance synchrone [7].

Pour illustrer cela, on peut s'adosser aux trois tracés de champ montrés à la *Figure II. 3* dans le cas d'un bobinage statorique bipolaire.

La *Figure II. 3.a* montre la machine sans rotor. Les lignes de champ sont bien alignées et parallèles à l'axe y . La deuxième *Figure II. 3.b* présente la même structure avec un rotor isotrope, c'est à dire sans saillance, les lignes de champ sont canalisées par le fer rotorique mais restent parallèles à l'axe y . Enfin, sur la *Figure II. 3.c*, un rotor anisotrope avec 2 saillances est introduit. Les lignes de champ ne sont plus alignées avec l'axe du champ mais suivent le chemin le moins réluctant qui est celui de l'axe direct [8].



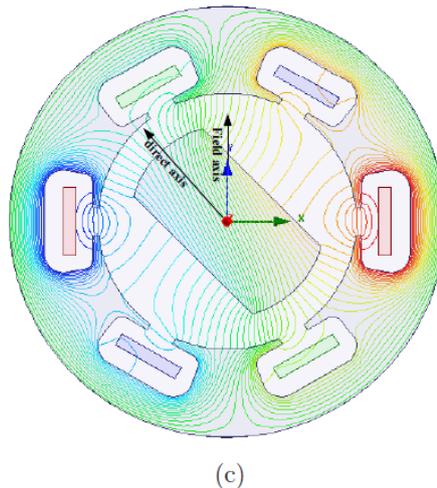


Figure II. 3: Lignes de flux dans : (a) sans rotor, (b) un rotor isotrope et (c) un rotor anisotropie [8].

Afin que la machine puisse convertir l'énergie de manière continue, il est nécessaire que le nombre de saillances (appelées également dents) au rotor N_r soit égal au nombre de pôles $2p$ du champ magnétique d'induit, soit :

$$N_r = 2p$$

La valeur du couple généré est alors une fonction directe de la différence entre l'inductance selon l'axe d et celle selon l'axe q en quadrature ($L_d - L_q$). Le facteur de puissance dépend quant à lui du rapport entre l'inductance selon l'axe d et l'inductance de l'axe q (L_d/L_q) qui est connue sous le nom de rapport de saillance. Plus cette valeur est élevée, plus le facteur de puissance est meilleur [5] [9].

La machine synchrone à réluctance admet plusieurs avantages : [5] [3]

- Elle ne possède ni balai, ni collecteur, ni aimants permanents, ni bobinage au rotor, ce qui réduit le coût de fabrication, des matériaux et de maintenance.
- Sa structure est simple
- Un bon rendement et une grande robustesse en termes de fonctionnement.
- Un bon rapport couple/volume et un rapport couple/inertie élevée.
- Le rotor peut tourner à très haute vitesse et supporter une température très élevée (comparé au cas d'une machine à aimants permanents ou celui d'une machine asynchrone).
- Une grande partie des pertes est générée au niveau du stator, ce qui rend son refroidissement relativement facile.

Toutefois, malgré les avantages mentionnés ci-dessus, la MSR/V présente certains inconvénients dont les plus importants sont résumés ci-dessous [5] [3]:

- Faible facteur de puissance (0,55 - 0,7).
- Ondulation du couple qui cause des vibrations et des bruits.
- Saturation importante.

L'optimisation de la structure du rotor en changeant la forme des barrières pour augmenter le rapport de saillance (L_d/L_q) et ou bien en insérant des aimants pour diminuer les inconvénients cités ci-dessus, comme le facteur de puissance et les ondulations de couples, représente un des principaux axes de recherche dans ce domaine.

Dans le cadre de nos travaux, l'objectif est d'étudier les capacités de la MSR/V à fonctionner en générateur pour l'éolien autonome et donc à constituer une potentielle solution intéressante à prix modique.

2.2 Les différentes structures du rotor d'une machine synchrone à réluctance variable (MSRV):

Les structures synchrones à réluctance variable peuvent se présenter suivant plusieurs possibilités dont les principales sont illustrées dans la figure ci-dessous :

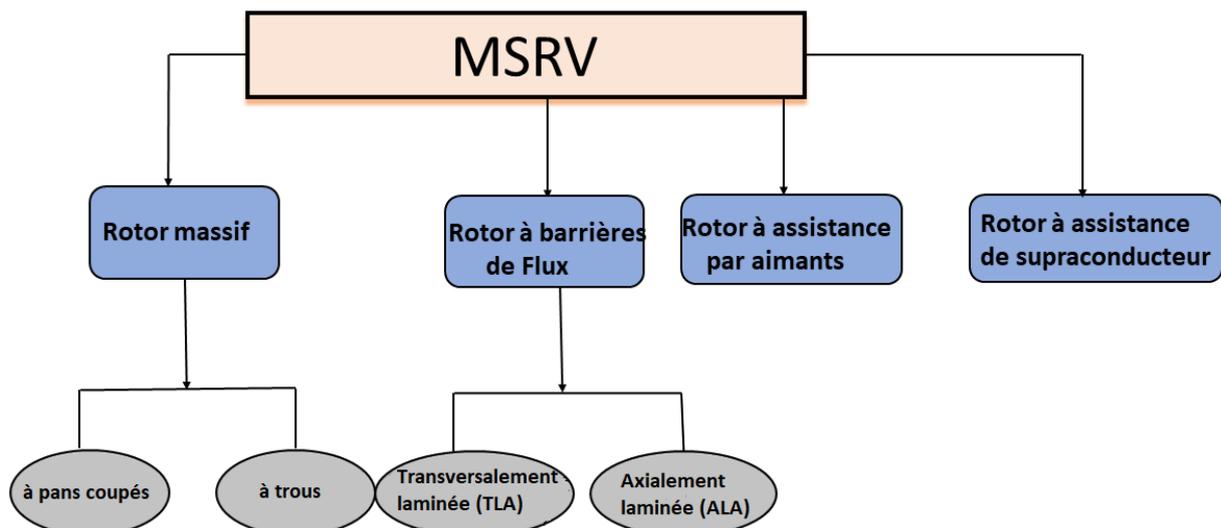


Figure II. 4: Les types de machines synchrones à réluctance variable.

1.1.1 Rotor à pans coupés ou à pôles saillants (SP) :

Le rotor à pôles saillants est une structure relativement simple qui constitue la forme la plus basique des rotors à réductance variable (*Figure II. 5*). Il peut être construit comme une pièce massive solide dans le cas des fonctionnements à grandes vitesses ou de manière plus classique en tôles feuilletées [10]. Cette topologie simple ne permet qu'un faible rapport de saillance entre 2.5 et 3.8. Ceci est particulièrement le cas pour les moteurs de petite taille dont les performances très limitées en raison de sa perméance en quadrature le rendent peu intéressant [10] [11] [12] Cependant, la structure rigide permet de l'utiliser dans des machines à grande vitesse [3].

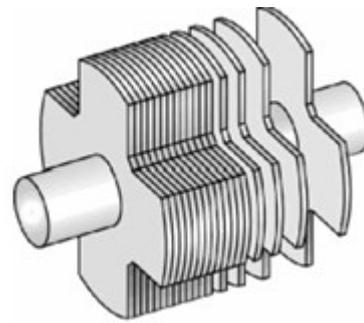


Figure II. 5: Rotors de machine synchrone à réductance à pôles saillants (SP)
[12].

2.2.1 Rotor axialement laminé (ALA) :

Le rotor axialement laminé (ALA) a été envisagé pour la conception de MSRVS au cours des années 1990. Les structures avec ce rotor ont des performances qui peuvent dépasser celles du moteur à induction [13] avec un bon rapport de saillance qui est de 5.2 à 6.8 mais les pertes par courants de Foucault dues à la stratification axiale sont plus importantes [3] (*Figure II. 6*). Par ailleurs, son coût de fabrication limite son acceptabilité et ses applications dans l'industrie [10] [12].

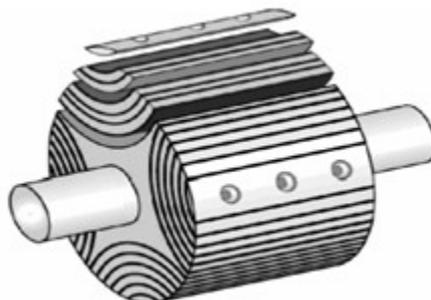


Figure II. 6: Rotors de machine synchrone à réductance axialement laminés
(ALA) [12].

2.2.2 Rotor transversalement laminé (TLA) :

Les MSRVL avec un rotor transversalement laminé (TLA) ont des performances qui se situent entre celles des rotors SP et ALA mais avec une structure plus simple et moins coûteuse [10]. C'est la topologie de rotor de la MSRVL la plus étudiée (Figure II. 7). Un rapport de saillance plus élevé par rapport aux deux rotors précédents peut être atteint en utilisant des formes spécifiques de barrières [3] [10] [12].

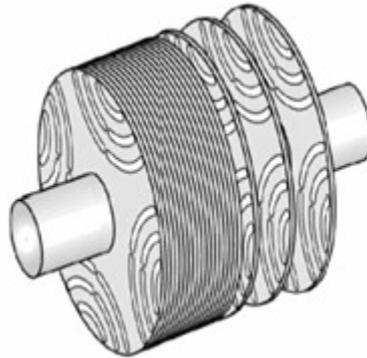


Figure II. 7: Rotors de machine synchrone à réluctance transversalement laminés (TLA) [12].

Une approche alternative pour améliorer les performances des machines synchrones à réluctance est l'utilisation d'aimants permanents intégrés dans les barrières de flux. Cette configuration conduit à une amélioration significative des performances de la machine, notamment en termes de couple, de facteur de puissance et de rendement, par rapport aux machines synchrones à réluctance à barrières de flux sans aimants.

Il existe aussi des machines synchrones à réluctance avec des matériaux supraconducteurs, qui sont conçues pour augmenter le rapport de saillance du moteur. Ces deux approches, intégration d'aimants permanents et utilisation de matériaux supraconducteurs, permettent d'accroître les performances de la machine, mais elles entraînent également une augmentation du coût de fabrication [12].

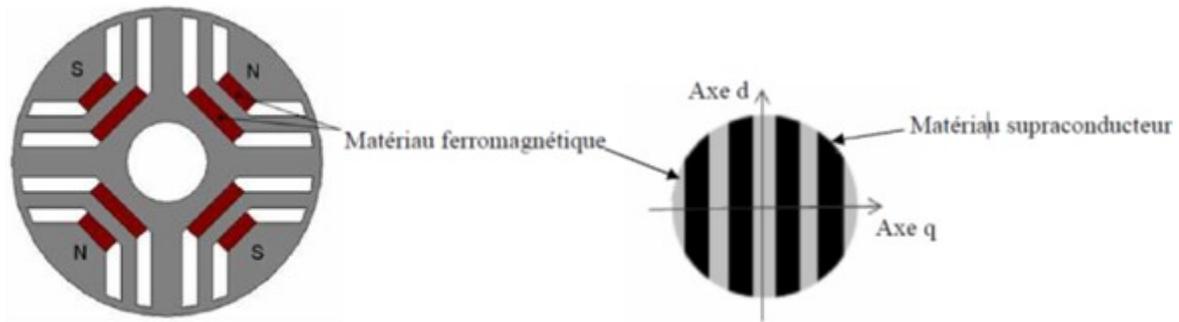


Figure II. 8: Structure du rotor de la MSR *a) rotor à assistance par aimants*
b) rotor avec assistance de supraconducteurs [4].

Tableau II. 1 : Caractéristiques des différents rotors de la MSR [4]

Type	Performances	Tenue mécanique	Prix	Complexité de fabrication
Rotor massif	Faibles	Très bonne	Bon	Faible
Rotor barrières de flux axialement laminé	Bonnes	Moyenne	Elevé	Elevée
Rotor à barrières de flux Transversalement laminé	Moyenne	Bonne	Bon	Moyenne
Rotor à assistance par aimants	Très Bonnes	Bonne	Elevé en fonction des AP	Moyenne
Rotor à assistance de supraconducteur	Très Bonnes	Moyenne	Très élevé	Elevée

3 Modèle Analytique de la Machine Synchrone à Reluctance Variable

Quelle que soit la MSR sans assistance d'aimants, elle peut être modélisée analytiquement de manière classique comme une machine synchrone à pôles saillants sans excitation. Dans ce cas, sous les hypothèses classiques suivantes :

- 1) harmoniques spatiaux négligés.
- 2) pertes fer négligées.

Le modèle triphasé de la machine peut être développé sur la base des relations entre tensions, courants et flux :

$$v_{sabc} = R_s i_{sabc} + \frac{d\Phi_{sabc}}{dt} \quad (1)$$

où i_{sabc} et Φ_{sabc} représentent respectivement les composantes des courants et les flux dans chaque phase de la machine, et R_s constitue la résistance statorique d'un enroulement de la machine.

Le flux de la machine peut s'écrire en fonction des inductances comme montré ci-dessous

$$\Phi_{sabc} = L_{abc}(\theta) i_{sabc} \quad (2)$$

La matrice d'inductance de la machine est représentée dans l'équation 3, Elle est composée des inductances propres de chaque phase sur les termes diagonaux, les autres éléments de la matrice correspondent aux inductances mutuelles.

$$L_{abc}(\theta) = \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Le système différentiel final entre tensions et courant est exprimé par l'équation 4 :

$$v_{sabc} = R_s i_{sabc} + \frac{dL_{abc}(\theta)}{dt} i_{sabc} + L_{abc}(\theta) \frac{di_{sabc}}{dt} \quad (4)$$

Ensuite, en utilisant la transformation classique de Park, on peut exprimer les relations dans le repère diphasé d-q lié au rotor qui aboutit, en utilisant la convention de moteur, aux deux relations suivantes :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_e \Phi_{sq} \quad (5)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_e \Phi_{sd} \quad (6)$$

Où ω_e est la pulsation électrique et v_{sd} , v_{sq} , i_{sd} et i_{sq} représentent respectivement les tensions et les courants le long des axes d-q. Φ_{sd} et Φ_{sq} , sont les flux le long de ces deux axes.

En définissant les inductances des deux axes comme étant le rapport des flux sur chacun des axes par les courants exprimés dans le même axe et en supposant, dans un premier temps,

que la machine n'est pas impactée par le phénomène de saturation, on peut exprimer les flux en fonction des courants par :

$$\Phi_{sd} = L_{sd}i_{sd} \quad (7)$$

$$\Phi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \quad (8)$$

Par conséquent, les relations (5) et (6) deviennent :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_{sq} \\ \omega_e L_{sd} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Ce qui correspond au modèle classique de ces machines. Le couple électromagnétique quant à lui s'obtient par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \quad (10)$$

Il s'avère que la machine synchrone à réductance présente une saturation non négligeable en raison de la faible largeur de son entrefer. Cet effet doit être pris en compte afin d'aboutir à un modèle proche de la réalité et pouvoir ainsi avoir des résultats de simulation les plus précis possibles. En effet, seule une approche diphasée peut permettre de tenir compte de cet effet de manière globale. Ceci étant, la saturation de la machine intervient principalement dans l'axe direct du fait de la faible épaisseur de l'entrefer suivant cet axe. Il serait par conséquent suffisant de la prendre en compte soit par l'intermédiaire d'un flux Φ_{sd} en fonction du courant i_{sd} ou en introduisant une inductance variable fonction de ce courant. Cette dernière approche est plus 'adaptée' dans la mesure où les équations ne font intervenir que les courants comme grandeurs d'état.

Des études ont montré que, même si l'entrefer a une épaisseur nettement plus grande suivant l'axe q, l'effet de saturation peut également être décelé, principalement dans les machines à guides de flux. Dans ce cas, il est possible de tenir compte de cet effet de la même façon que pour le cas de l'axe direct.

Enfin, il y a un troisième effet connu appelé effet croisé. Ce dernier est dû au fait que le chemin magnétique traversé par les flux directs et en quadrature étant en partie partagé, l'effet du courant suivant un axe a de ce fait un effet de saturation sur le flux suivant l'axe qui lui est en quadrature. Il y a donc un effet 'mutuel' entre les deux axes qui devrait être pris en compte.

Ce dernier effet de saturation a fait l'objet de divers travaux antérieurs mais principalement dans des cas de fonctionnement en moteur [14] [15] pour analyser son influence sur les performances de la machine synchrone à reluctance [16] ou bien dans le cas du contrôle de la machine [17] ou encore pour quantifier son impact sur le calcul des pertes en cuivre [18]. En revanche, on ne trouve pas de travaux incluant cet effet en fonctionnement générateur. La majorité des études ont tenu compte de l'effet de la saturation uniquement par la première ou la seconde approche introduites ci-dessus.

Afin d'analyser l'effet du phénomène de saturation en utilisant chacune des trois approches, nous développons ci-dessous le modèle analytique diphasé dans les trois cas.

3.1 Modèle de la machine en tenant compte de la saturation selon de l'axe d

Comme introduit ci-dessus, généralement, seul le flux le long de l'axe d (le long de la saillance du rotor) est considéré comme impacté par la saturation magnétique [19] [20]. Sachant que la saturation influe uniquement le flux magnétisant (dans le fer), le flux suivant l'axe direct Φ_{sd} est d'abord subdivisé en flux de fuites et flux magnétisant. Exprimé en fonction d'inductances, il prend la forme suivante :

$$\Phi_{sd} = L_{sd}i_{sd} = (L_{md} + l_s)i_{sd} \quad (11)$$

Le flux suivant l'axe en quadrature peut être exprimé de manière similaire :

$$\Phi_{sq} = L_{sq}i_{sq} = (L_{mq} + l_s)i_{sq} \quad (12)$$

l_s représente l'inductance de fuite alors que L_{md} et L_{mq} sont les inductances de magnétisation selon les deux axes respectivement. Étant donné que l'effet de saturation est pris en compte seulement sur l'axe d, L_{md} est considérée comme une fonction du courant de magnétisation i_{md}

$$L_{md} = f(i_{md}) \quad (13)$$

Lequel, dans le cas de la machine synchrone à réluctance correspond à la valeur absolue du courant statorique suivant l'axe d :

$$i_{md} = |i_{sd}| \quad (14)$$

La dérivée, par rapport au temps, des flux selon les deux axes s'écrit alors

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = (L_{md} + l_s)\frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd}\frac{dL_{md}}{di_{sd}}\frac{di_{sd}}{dt} \quad (15)$$

$$\frac{d\Phi_{sq}}{dt} = L_{sq} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (16)$$

La dérivée de l'inductance magnétisante L_{md} par rapport au courant le long de l'axe d peut être définie comme une inductance « dynamique » L'_{md}

$$L'_{md} = \frac{dL_{md}}{di_{sd}} \quad (17)$$

En l'intégrant dans l'équation (15), on obtient :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = (L_{md} + l_s) \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} L'_{md} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (18)$$

Ainsi, la matrice des équations du circuit électrique de la machine synchrone à reluctance exprimées dans le repère d-q rotatif prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_{sq} \\ \omega_e (L_{md} + l_s) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{md} + l_s + i_{sd} L'_{md} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (19)$$

Et l'expression du couple prend la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} (L_{md}(i_{sd}) - L_{mq}) i_{sd} i_{sq} \quad (20)$$

3.2 Modèle de la machine en tenant compte de la saturation selon de les axes d et q indépendamment

La prise en compte de l'effet de saturation selon les deux axes de manière indépendante s'obtient de manière similaire. L_{md} et L_{mq} étant considérées toutes deux impactées par la saturation magnétique mais de manière indépendante l'inductance de magnétisation L_{mq} s'exprime également sous la forme :

$$L_{mq} = f(i_{mq}) \quad (21)$$

$$i_{mq} = |i_{sq}| \quad (22)$$

De même, la dérivée du flux Φ_{sq} en fonction du temps prend la forme :

$$\frac{d\Phi_{sq}}{dt} = (L_{mq} + l_s) \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} \frac{dL_{mq}}{di_{sq}} \frac{di_{sq}}{dt} \quad (23)$$

En introduisant l'inductance « dynamique » L'_{mq} , dérivée de L_{mq} par rapport au courant le long de l'axe (q)

$$L'_{mq} = \frac{dL_{mq}}{di_{sq}} \quad (24)$$

Et en l'intégrant aux équations des dérivés des flux, on obtient :

$$\frac{d\Phi_{sq}}{dt} = (L_{mq} + l_s) \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} L'_{mq} \frac{di_{sq}}{dt} \quad (25)$$

De ce fait, la matrice des équations du circuit électrique de la machine synchrone à reluctance exprimées dans le repère d-q rotatif prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e(L_{mq} + l_s) \\ \omega_e(L_{md} + l_s) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{md} + l_s + i_{sd} L'_{md} & 0 \\ 0 & L_{mq} + l_s + i_{sq} L'_{mq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (26)$$

Et celle du couple :

$$C_{em} = \frac{3}{2} (L_{md}(i_{sd}) - L_{mq}(i_{sq})) i_{sd} i_{sq} \quad (27)$$

3.3 Modèle de la machine en tenant compte de la saturation selon de l'axe d et l'axe q et l'effet croisé

Dans ce modèle, les deux inductances magnétisante L_{md} et L_{mq} sont considérées comme impactées par la saturation magnétique due aux courants suivants les deux axes en même temps, ce qui se traduit par les expressions suivantes du flux statorique suivant les deux axes :

$$\Phi_{sd} = L_{sd}(i_{sd}, i_{sq}) i_{sd} = (l_s + L_{md}(i_{sd}, i_{sq})) i_{sd} \quad (28)$$

$$\Phi_{sq} = L_{sq}(i_{sd}, i_{sq}) i_{sq} = (l_s + L_{mq}(i_{sd}, i_{sq})) i_{sq} \quad (29)$$

avec :

$$L_{md} = f(i_{md}, i_{mq}) \quad (30)$$

$$L_{mq} = f(i_{md}, i_{mq}) \quad (31)$$

Les développements des dérivées par rapport au temps des flux aboutissent à :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = (L_{md} + l_s) \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} \frac{dL_{md}}{di_{sd}} \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} \frac{dL_{md}}{di_{sq}} \frac{di_{sq}}{dt} \quad (32)$$

$$\frac{d\Phi_{sq}}{dt} = (L_{mq} + l_s) \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} \frac{dL_{mq}}{di_{sq}} \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} \frac{dL_{mq}}{di_{sd}} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (33)$$

De par la réciprocité des effets mutuels, la dérivée de l'inductance magnétisante L_{md} par rapport au courant le long de l'axe q est identique à celle de L_{mq} par rapport au courant le long de l'axe d, appelée inductance dynamique d'effet croisé.

$$L'_{mdq} = \frac{dL_{md}}{di_{sq}} = \frac{dL_{mq}}{di_{sd}} \quad (34)$$

En intégrant cette dernière dans les équations des dérivés des flux, on obtient :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = (L_{md} + l_s) \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} L'_{md} \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} L'_{mdq} \frac{di_{sq}}{dt} \quad (35)$$

$$\frac{d\Phi_{sq}}{dt} = (L_{mq} + l_s) \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} L'_{mq} \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} L'_{mdq} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (36)$$

Ainsi, la matrice des équations du circuit électrique de la machine synchrone à reluctance exprimées dans le repère d-q rotatif prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e(L_{mq} + l_s) \\ \omega_e(L_{md} + l_s) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{md} + l_s + i_{sd} L'_{md} & i_{sd} L'_{mdq} \\ i_{sq} L'_{mdq} & L_{mq} + l_s + i_{sq} L'_{mq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (37)$$

Le couple s'exprime comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} (L_{md}(i_{sd}, i_{sq}) - L_{mq}(i_{sd}, i_{sq})) i_{sd} i_{sq} \quad (38)$$

4 Prototype de La Machine à Réluctance Variable

Afin de pouvoir appliquer le modèle analytique développé et étudier les performances de la MSR_V en fonctionnement générateur autonome, un prototype de cette machine est nécessaire pour constituer le support des travaux. Par ailleurs, dans la mesure où les performances de la machine synchrone à réluctance peuvent se rapprocher de celles d'une machine asynchrone à cage, il serait intéressant de pouvoir les comparer dans le cas de structures de même puissance. Ne disposant pas de MSR_V, nous avons dimensionné un prototype sur la base d'une machine asynchrone à cage du laboratoire. Cette dernière, dont une coupe transversale est montrée à la *Figure II. 9* et les caractéristiques résumées dans le *Tableau II. 2* a fait l'objet de travaux antérieurs dans le cadre d'une thèse de doctorat [21] sur son fonctionnement en générateur autonome avec des simulations et essais expérimentaux. Nous disposons donc de toutes les caractéristiques permettant de la modéliser.

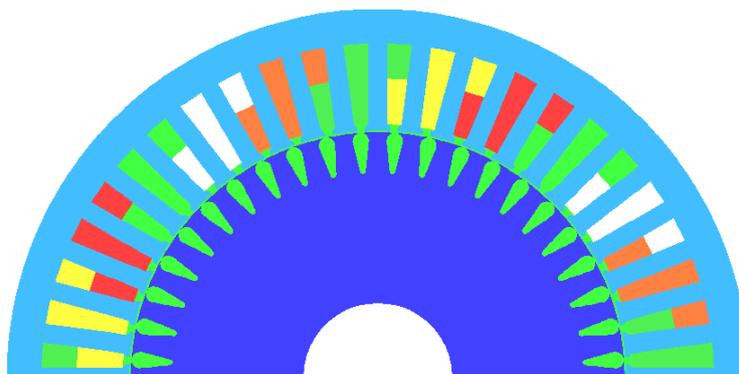


Figure II. 9: Coupe transversale de la machine asynchrone à cage.

Tableau II. 2: Caractéristiques de la machine asynchrone à cage de référence.

Paramètres	Valeur
Puissance nominale	5.5 kW
Tension de ligne	230 V
Courant nominal	13.2 A
Fréquence	50 Hz
Vitesse nominale	690 tr/min
Nombre de paires de pôles	4
R_s	1.07131 Ω

4.1 Différents prototypes:

Pour de potentielles comparaisons des performances, le même stator avec le même bobinage d'induit a été gardé et on a dimensionné le rotor en gardant le même entrefer que la machine initiale. Cette dernière étant à 4 paires de pôles, le rotor doit être muni de 8 saillances pour que la machine puisse convertir l'énergie de manière synchrone.

Comme introduit précédemment, les topologies à rotor transversalement laminé sont les plus intéressantes en termes de ratio performances/prix. Pour s'en assurer, une première étude comparative est menée en comparant les performances en fonctionnement moteur avec un rotor à pôles saillants (SP) et un autre transversalement laminé (TLA) avec deux variantes. Pour cela, des simulations sont effectuées en utilisant un modèle numérique sur la base du logiciel libre «*FEMM*» (Finite Element Method Magnetics) pour déterminer le couple moyen et son taux d'ondulation de trois structures dans le cas d'un fonctionnement moteur alimenté en courant.

4.1.1 Structure de rotor à pans coupés :

Le rotor de cette machine est dit à pans coupés ou à pôles saillants. Il est constitué de tôles ferromagnétiques avec des saillances. Sur la base d'études antérieures, le rapport entre les ouvertures des dents statoriques et le pas de saillance est pris égal à 50%. Ce rapport peut évidemment être optimisé mais cela ne rentre pas dans le cadre des travaux de cette thèse et l'apport de cette optimisation resterait marginal. L'intérêt principal de ce rotor est sa structure simple qui est moins couteuse et facile à fabriquer par rapport aux autres rotors. Ses performances sont plus réduites suite au faible rapport de saillance qu'on peut atteindre [3]. *La Figure II. 10* ci-dessous montre la distribution du champ en charge dans une coupe du prototype dimensionné.

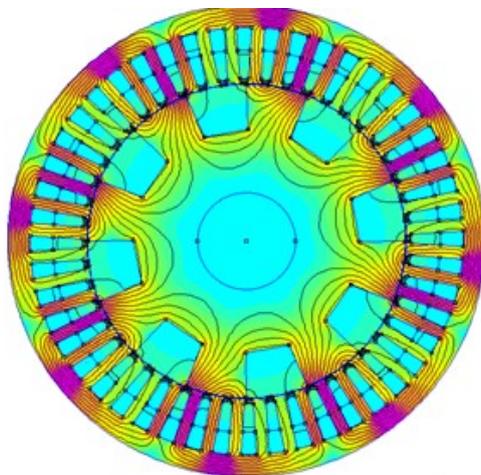


Figure II. 10: MSR à pans coupés.

4.1.2 Structure a rotor à barrière de flux avec ponts

Ce type de rotor est le plus étudié. Toujours sur la base de tôles ferromagnétiques, il est plus complexe à construire et donc plus couteux que le rotor à pans coupés mais avec la possibilité d'obtenir un rapport de saillance plus élevé et par conséquent de meilleures performances. Dans la majorité des travaux, des ponts sont prévus dans les guides de flux pour une tenue mécanique renforcée. Dans le cadre de nos travaux, nous avons opté pour 4 guides de flux dont la topologie et les dimensions ont été retenues après avoir testé plusieurs configurations. *La Figure II. 11* présente une coupe du prototype en charge et un zoom des guides de flux.

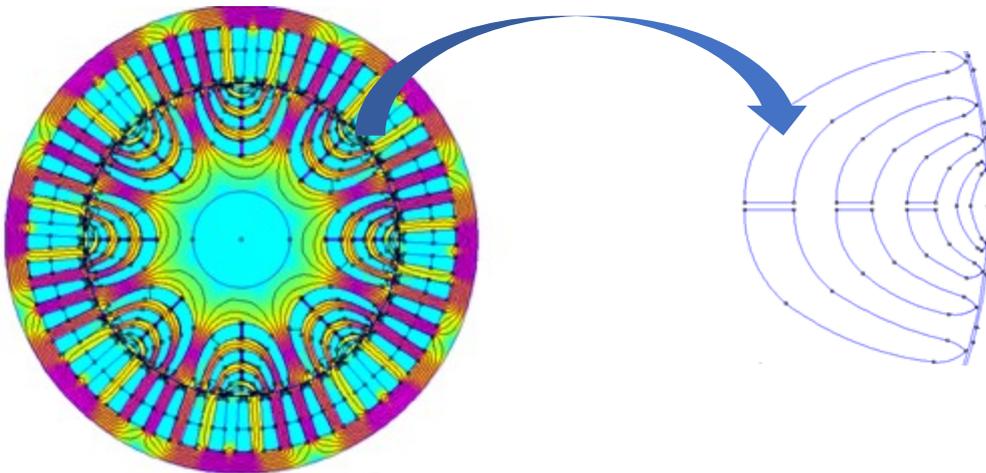


Figure II. 11: MSR à guides de flux avec ponts.

4.1.3 Structure a rotor à barrière de flux sans ponts

La dernière structure est identique à la seconde à la différence de l'absence de ponts dans les guides de flux. Les lignes de champ en charge et le zoom des guides sont montrés à la *Figure II. 12*.

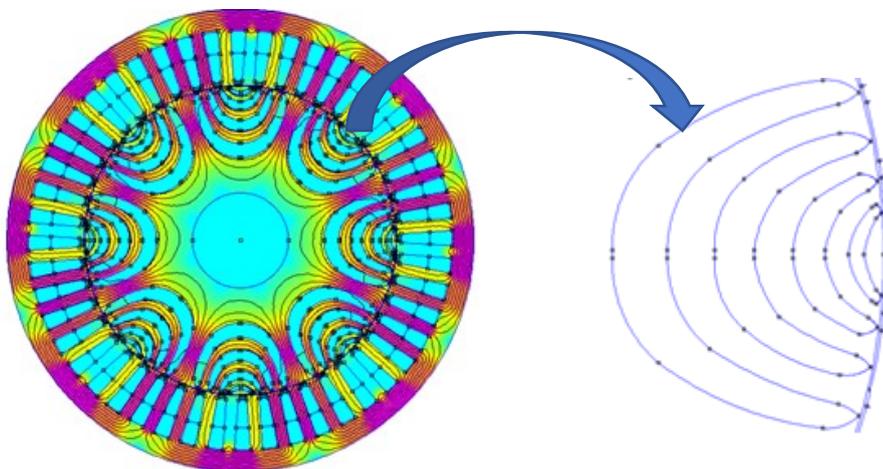


Figure II. 12: MSR à guides de flux sans ponts.

4.2 Comparaisons des performances des 3 prototypes :

Pour chacun des 3 prototypes, une identification des différentes inductances a été menée en tenant compte de la non linéarité des matériaux. Le but a été de déterminer les variations des inductances propres en fonction de la position afin de quantifier le rapport de saillance ainsi que l'effet de saturation sur chacun des prototypes. Une comparaison des inductances propres en fonction de la position rotorique est montrée à la *Figure II. 13* dans le cas du courant nominal.

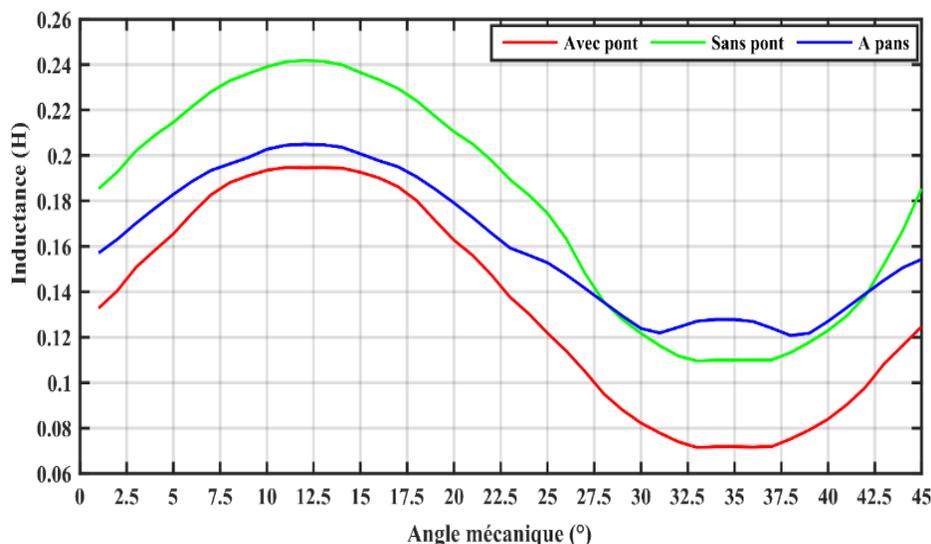


Figure II. 13: Inductance propre en fonction de la position rotorique.

Le fonctionnement en moteur alimenté par des courants triphasés à couple maximal et à vitesse synchrone (750tr/min) été simulé pour chacune des machines. Les résultats en termes de couple électromagnétique, pour chacune des trois structures, en fonction de la position rotorique sont présentés à la *Figure II. 14* pour la valeur nominale des courants.

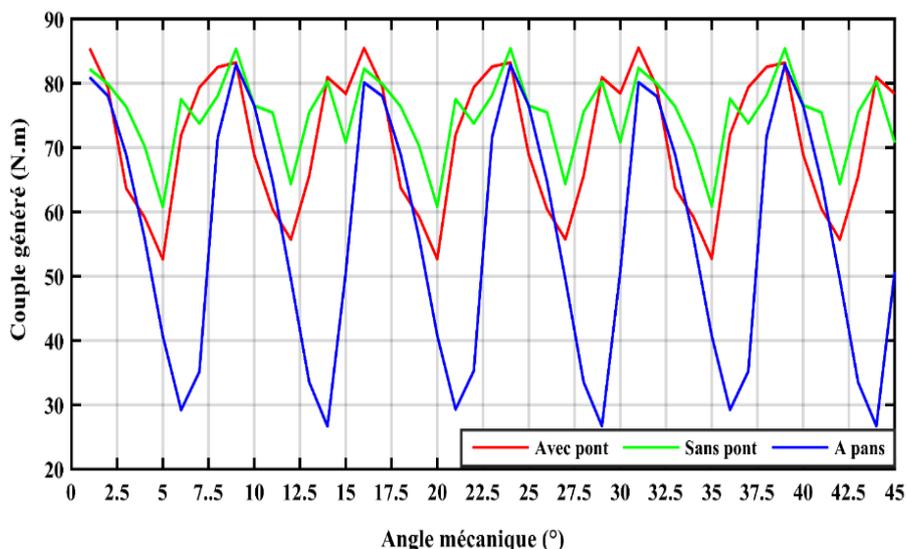


Figure II. 14: Couples maximaux en fonction de la position pour une alimentation triphasée en courant.

Comme attendu, les structures avec guides de flux présentent de meilleures performances que la machine à pans coupés tant en valeur moyenne qu'en ondulations du couple. Par ailleurs, la structure sans ponts semble encore meilleure qu'avec ponts. Les taux d'ondulations peuvent être significativement atténués en inclinant le rotor d'un pas d'encoche statorique (7,5° dans le cas de la machine étudiée). Les résultats sont montrés dans la

Figure II. 15 où la machine à guide de flux montre les meilleurs résultats. Il est à noter que la puissance mécanique dans ce cas est de 5,6kW, ce qui est proche de la puissance de la machine asynchrone initiale (5,5kW).

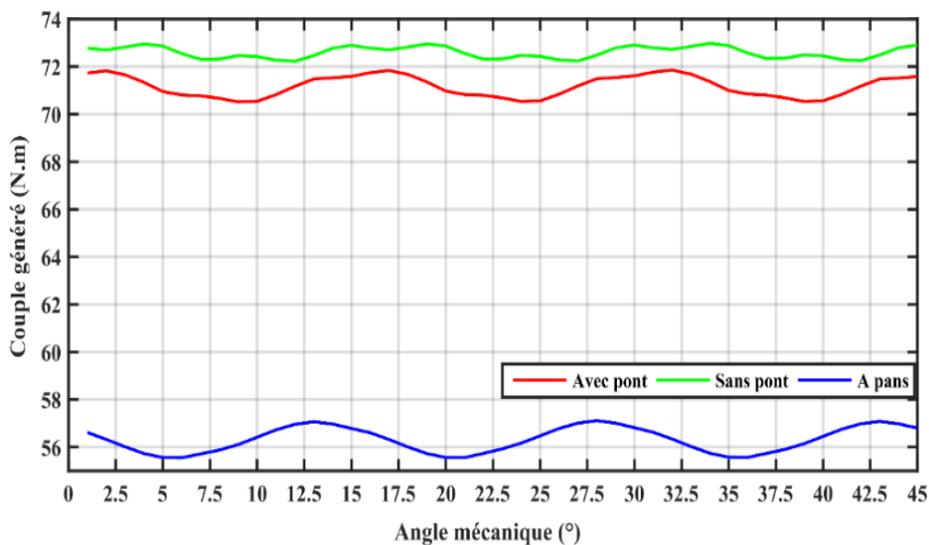


Figure II. 15: Couples des trois prototypes après inclinaison.

En résumé, la MSRJV à pans coupés génère le couple moyen le plus faible (56 Nm) alors que les deux structures à guides de flux aboutissent à des valeurs nettement plus élevées (71 et 73 Nm). La structure sans ponts est légèrement plus intéressante en termes de valeur moyenne, inductance et faible taux d'ondulations, Les avantages et inconvénients des 3 structures peuvent s'illustrer dans le tableau suivant :

Tableau II. 3 Les avantages et inconvénients des 3 structures de la MSRJV.

	Structure à pans	Structure avec ponts	Structure sans ponts
Performances	☹️	😊	😄
Tenue mécanique	😄	😊	😊
Cout/complexité de fabrication	😄	😊	😊

😄 = bon, 😊 = moyen, ☹️ = mauvais

Suite à cette étude, nous avons choisi de mener nos travaux avec le prototype à guides de flux sans ponts.

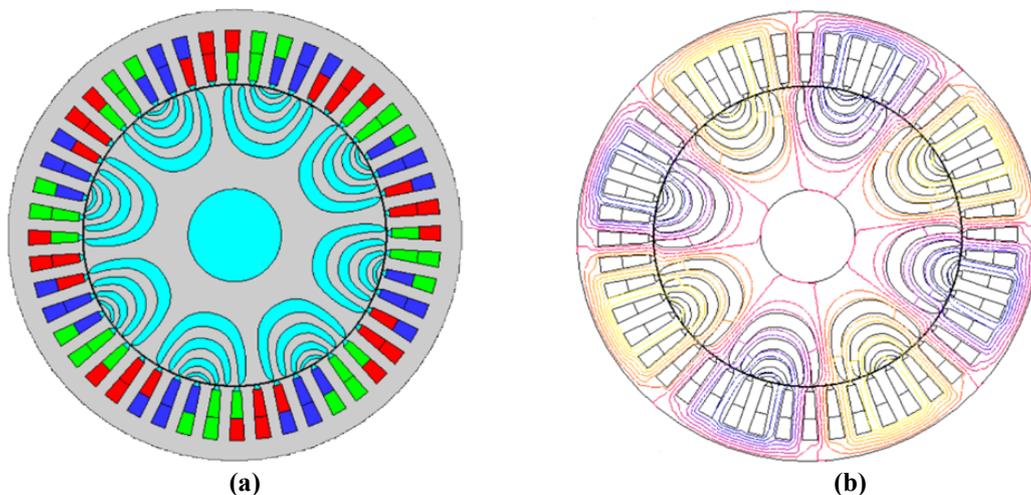


Figure II. 16: Coupe transversale de la MSRJV retenue a) Enroulement de l'induit b) Distribution du champ magnétique à vide.

5 Identification des Paramètres du Prototype :

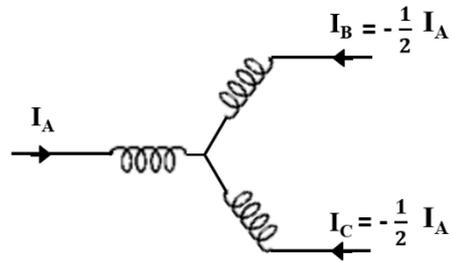
Dans le cas de la machine retenue, le bobinage statorique étant identique à celui de la machine asynchrone initiale, les valeurs de la résistance de phase et de l'inductance de fuites sont identiques. Par contre, les inductances de magnétisation L_{md} et L_{mq} sont différentes. Afin

de pouvoir utiliser le modèle analytique pour la suite des études, il faut les identifier. Pour ce faire, nous avons utilisé une modélisation numérique par éléments finis en 2D.

5.1 Les inductances de magnétisation L_{md} (i_{sd}) et L_{mq} (i_{sq}) en tenant compte de la saturation selon l'axe d et l'axe q indépendamment

Dans un premier temps, les inductances suivant les deux axes ont été identifiées en tenant compte de l'effet de la saturation de manière indépendante. Dans le cas de L_{md} , le rotor est bloqué selon l'axe d, c'est-à-dire que l'axe de la saillance est maintenu aligné avec celui de la phase a (voir *Figure II. 17.a*) puis les bobinages des 3 phases sont alimentés avec des courants continus selon la séquence suivante :

$$i_a = I, i_b = i_c = -\frac{1}{2} i_a$$



Le rotor étant bloqué, on peut montrer que i_a est une image directe du courant i_d :

$$i_d = \sqrt{\frac{3}{2}} * i_a \quad (39)$$

Puis à partir des flux des 3 phases calculés par éléments finis, il est possible de déterminer le flux Φ_d :

$$\Phi_d = \sqrt{\frac{2}{3}} * [\Phi_a - \frac{1}{2} * \Phi_b - \frac{1}{2} * \Phi_c] \quad (40)$$

L'inductance de magnétisation selon l'axe d « L_{md} » est alors directement obtenue par :

$$L_{md} = \Phi_d / i_d \quad (41)$$

Dans le cas de « L_{mq} », la procédure est identique à la différence de l'orientation du rotor. L'axe q du rotor (inter-saillance) est aligné avec celui de la phase a (voir *Figure II. 17.b*)

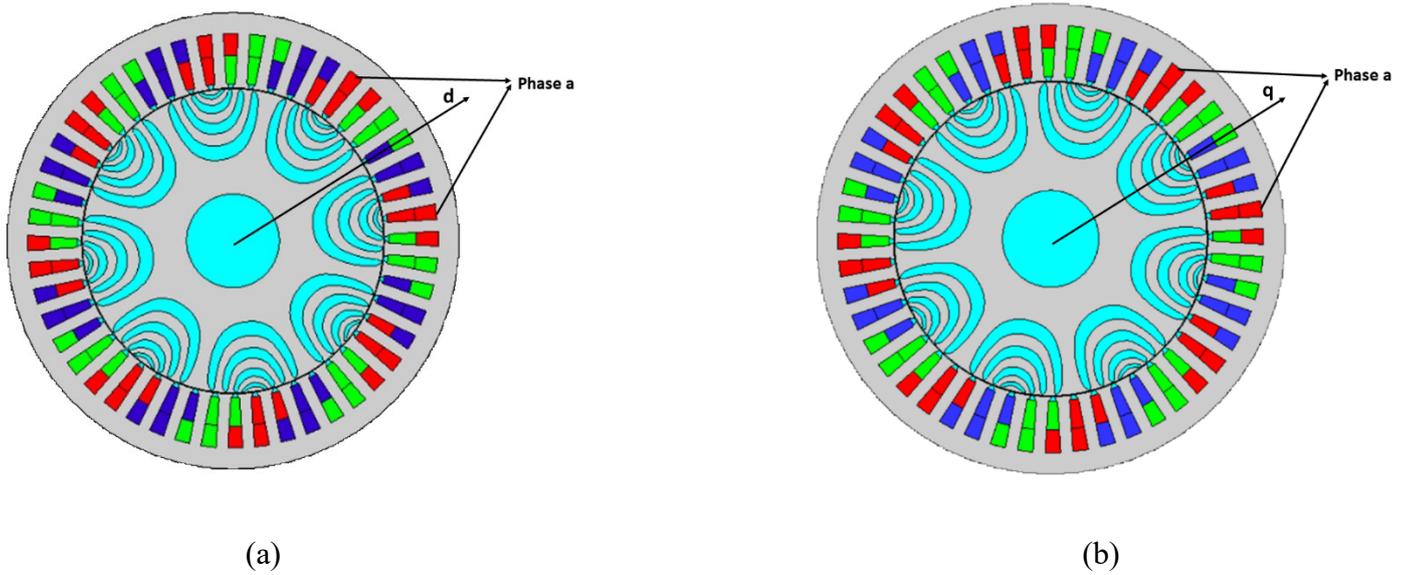


Figure II. 17: Position du rotor pour l'identification des inductances suivant les axes d et q .

Les simulations numériques menées pour des valeurs jusqu'à $i_a = 60\text{A}$ (4 fois le courant nominal) ont abouti aux inductances de magnétisation (L_{md}) et (L_{mq}) en fonction des courants i_{sd} et i_{sq} qui sont présentées aux

Figure II. 18 *a et b* respectivement.

On peut constater que, contrairement à ce qui est communément admis, l'inductance L_{mq} n'est pas constante. Elle varie bien en fonction du courant i_{sq} car même dans l'axe inter-saillance, il y a présence de matériau magnétique qui sature.

Pour une intégration au modèle analytique, $L_{md}(i_{sd})$ et $L_{mq}(i_{sq})$ ont été approximées par des fonctions polynomiales. Dans le cas présent, ces dernières assurent une très bonne approximation avec une dérivée relativement simple sans discontinuité.

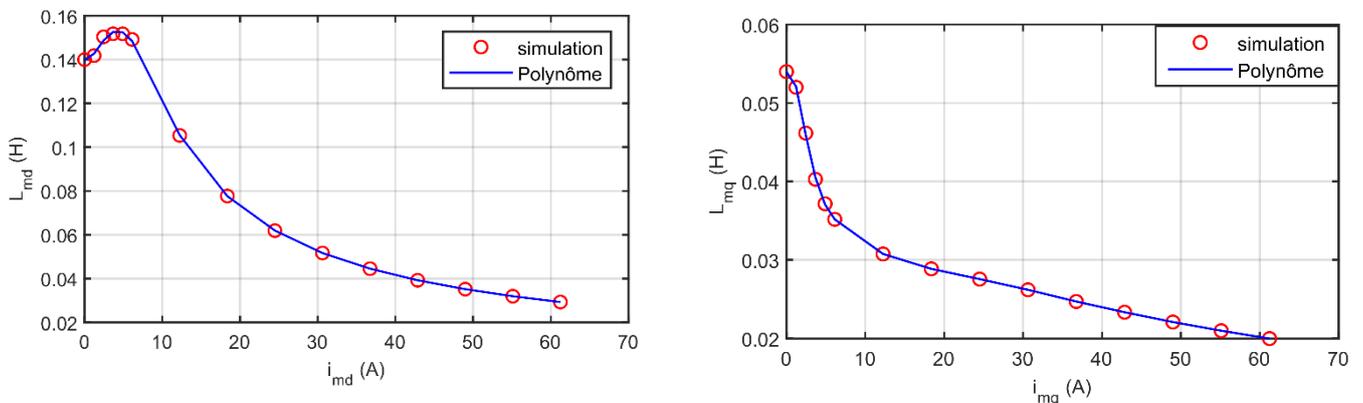
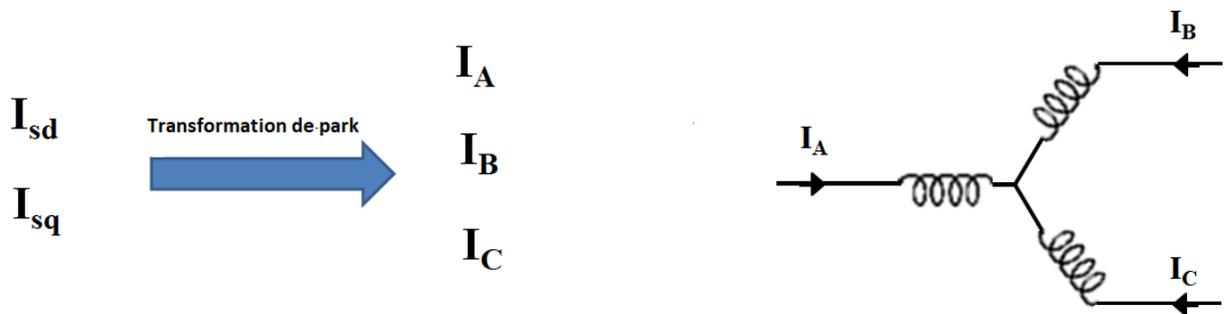


Figure II. 18: Courbes $L_{md}(i_{md})$ et $L_{mq}(i_{mq})$ identifiées par éléments finis.

5.2 Les inductances de magnétisation $L_{md}(i_{sd},i_{sq})$ et $L_{mq}(i_{sd},i_{sq})$ en tenant compte de la saturation selon les deux axes et l'effet croisé.

Dans le cas de la prise en compte de l'effet croisé, les inductances doivent être identifiées en fonction des deux courants en même temps (i_{sd} et i_{sq}). En utilisant le modèle numérique, la procédure est similaire au cas précédent. Dans le cas de L_{md} , l'axe saillant du rotor est aligné avec celui de la phase 'a' de l'induit (*Figure II. 17*), puis, pour différentes valeurs du courant i_{sd} et i_{sq} , la transformation de Park est appliquée pour déterminer les valeurs des courants continus qui doivent alimenter chacun des 3 enroulements de phase.



Ces courants sont ensuite appliqués et les flux Φ_a , Φ_b et Φ_c sont déterminés pour les 3 enroulements. La valeur de $L_{md}(i_{sd},i_{sq})$ est obtenue en utilisant la même expression (37) ci-dessus. La même procédure est utilisée pour déterminer L_{mq} lorsque le rotor est déphasé d'un angle mécanique de $\pi /8$ qui correspond à un angle électrique de $\pi /2$.

La *Figure II. 19.a* montre les surfaces de $L_{md}(i_{sd},i_{sq})$ en fonction de i_{sd} et i_{sq} , tandis que la *Figure II. 19.b* représente celle de $L_{mq}(i_{sd},i_{sq})$ en fonction des mêmes courants.

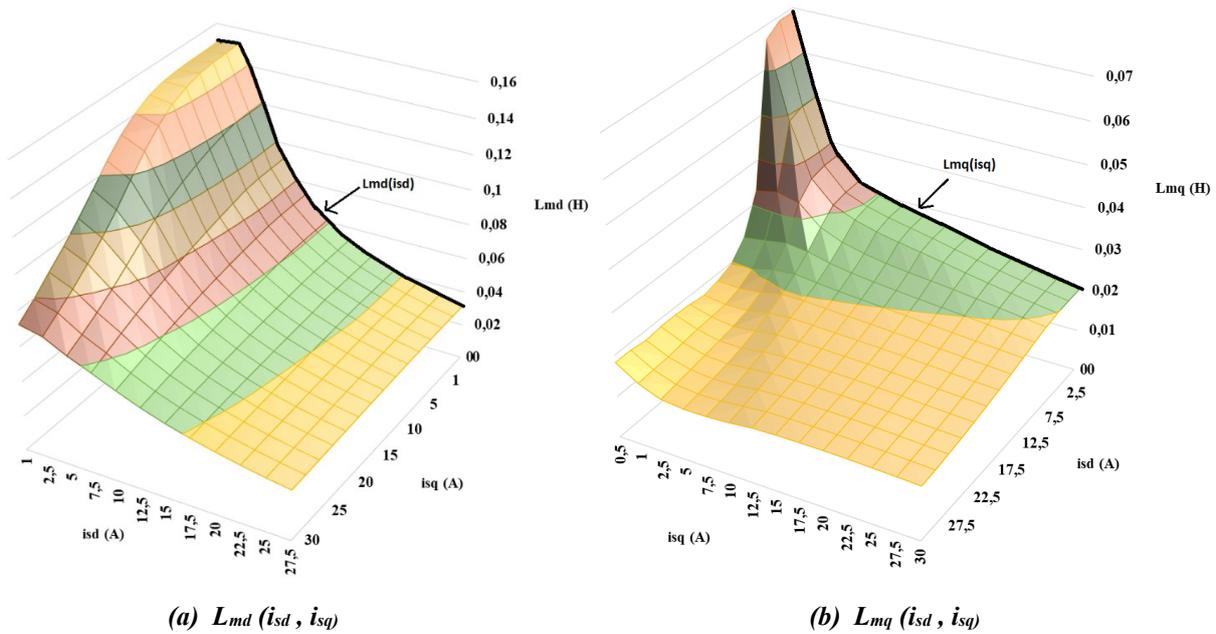


Figure II. 19: Les deux surfaces L_{md} et L_{mq} en fonction des deux courants i_{sd} et i_{sq} .

6 Etude du Fonctionnement Générateur

6.1 Etude du système en boucle ouverte :

Le fonctionnement de la MSRVM en générateur autonome, pourrait constituer une solution intéressante pour convertir l'énergie éolienne en énergie électrique pour des zones isolées [19] [22]. En fournissant l'énergie réactive par un système simple et peu coûteux constitué d'un banc de capacités connecté au stator, la machine s'amorce en générateur à vide puis peut être connectée à une charge qui peut être équilibrée ou déséquilibrée. Ce dispositif est intéressant dans la mesure où il ne possède pas d'éléments à base d'électronique de puissance, d'où une simplicité de mise en œuvre et un coût réduit. Si la fréquence de la tension est fonction de la vitesse de rotation, son amplitude dépend de la charge et donc de l'état magnétique de la machine. Nous allons dans un premier temps étudier le fonctionnement du prototype retenu en générateur autonome avec un banc de capacités connecté au stator afin de quantifier ses performances et en même temps, analyser l'impact du modèle utilisé.

Le système étudié est d'abord décrit puis les modèles des différentes parties du système sont développés. L'ensemble du système est ensuite mis en œuvre dans l'environnement Matlab Simulink et plusieurs simulations sont effectuées à vide puis en débitant sur des charges équilibrées et déséquilibrées.

Le système étudié est constitué d'une éolienne dont l'arbre est couplé au rotor de la machine synchrone à réductance à travers un multiplicateur de vitesse. Les enroulements de l'induit (stator) sont connectés à un banc de capacités triphasé comme dans [23]. Le système étudié est illustré à la *Figure II. 20*.

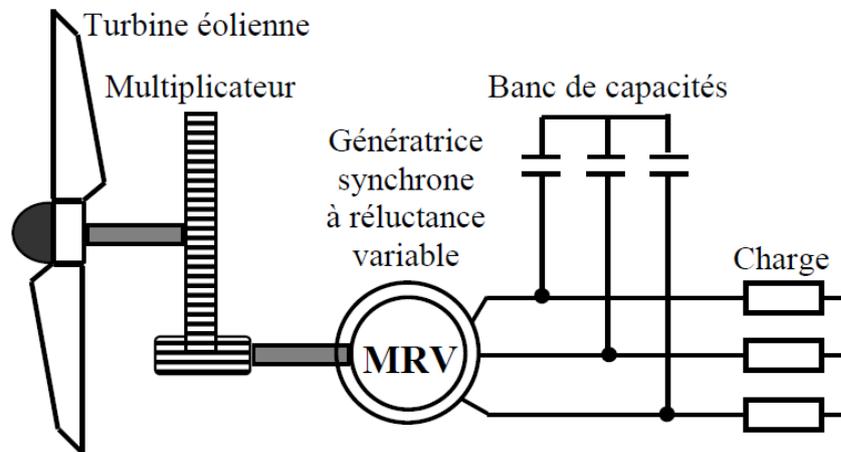


Figure II. 20: Architecture du système étudié.

6.2 Principe de l'autoamorçage avec un banc de capacités :

Si la machine a été utilisée une fois en moteur ou en générateur, un flux magnétique rémanent subsiste après son arrêt. De ce fait, en faisant tourner le rotor à une vitesse donnée, des tensions rémanentes de faible valeur apparaissent aux bornes des enroulements. Couplés à des condensateurs, un courant circule dans ces derniers. Ce courant est magnétisant et induit une augmentation de la tension aux bornes des enroulements de l'induit et par conséquent les courants qui circulent et ainsi de suite. Le processus converge à une valeur de tension lorsque la caractéristique de charge linéaire de la capacité croise la caractéristique à vide du générateur synchrone à réductance qui est non linéaire en raison de l'effet de saturation. C'est le point de fonctionnement à vide (*Figure II. 21*).

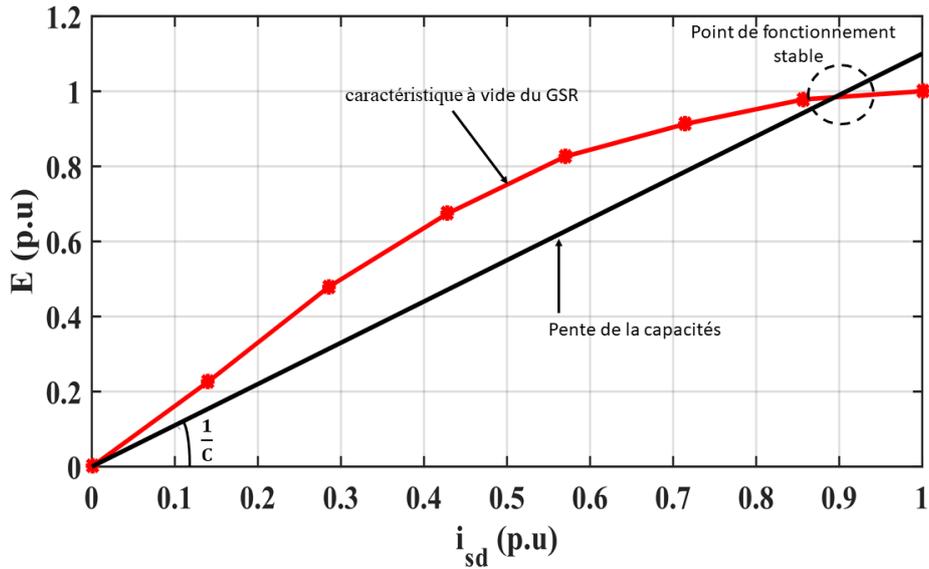


Figure II. 21: Exemple de courbe de magnétisation du generateur synchrone à réluctance.

On peut facilement déduire que pour une vitesse donnée, plus la valeur de la capacité est élevée, plus la tension atteinte aux enroulements du stator est élevée. A l’opposé, en dessous d’une valeur de capacité limite, le fonctionnement ne peut se réaliser car la pente de la caractéristique linéaire est plus élevée que celle de la zone linéaire de la caractéristique à vide de la machine. Par conséquent, il n’y a pas de point de croisement. La valeur minimale de la capacité qui permet un amorçage de la machine en générateur peut être déterminée à partir de l’approche détaillée dans [24].

Afin d’étudier l’amorçage de la machine ou en débitant sur des charges, il faut compléter le modèle de la machine en tenant compte des condensateurs et charges connectés.

- Cas à vide :

Lorsque la machine fonctionne à vide, les tensions statoriques aux bornes des condensateurs sont des variables inconnues. Par conséquent, il est nécessaire de prendre en compte les équations du circuit électrique externe pour les déterminer. Ces équations peuvent être exprimées sous forme matricielle en fonction des capacités d'excitation, comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{sd} \\ -i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_e \\ -\omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (42)$$

Où C est la valeur de la capacité connectée à chaque phase.

- Cas d'une charge équilibrée :

Dans le cas d'une charge équilibrée, les courants restent équilibrés. L'équation du circuit global peut être écrite dans le repère d-q comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{sd} - i_{chd} \\ -i_{sq} - i_{chq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_e \\ -\omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (43)$$

i_{chd} et i_{chq} étant respectivement les courants de la charge exprimés le long de l'axe d et q .

Ensuite, selon la nature de la charge, les équations suivantes sont ajoutées :

$$\begin{cases} v_{sd} = Ri_{chd} + L \frac{di_{chd}}{dt} + \frac{1}{C_s} \int i_{chd} dt \\ v_{sq} = Ri_{chq} + L \frac{di_{chq}}{dt} + \frac{1}{C_s} \int i_{chq} dt \end{cases} \quad (44)$$

Où R, L et C_s représentent la résistance, l'inductance et la capacité de charge respectivement.

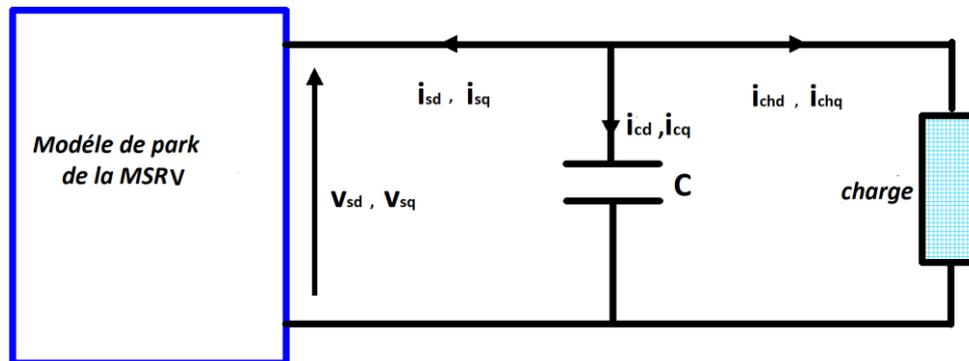


Figure II. 22: Définition des différents courants

- Cas d'une charge déséquilibrée :

Dans le cas d'une utilisation dans un site isolé, la charge peut éventuellement être déséquilibrée. Pour étudier ce cas, le même modèle de Park de la machine proposée peut être utilisé, mais les équations du circuit électrique externe doivent être exprimées en utilisant le

repère initial triphasé. Par conséquent, les tensions aux bornes de la capacité sont données par l'équation matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{sa} - i_{cha} \\ -i_{sb} - i_{chb} \\ -i_{sc} - i_{chc} \end{bmatrix} \quad (45)$$

Et les équations de la charge peuvent être écrites, de manière générale, sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_a i_{cha} + L_a \frac{di_{cha}}{dt} + \frac{1}{C_{sa}} \int i_{cha} dt \\ v_{sd} = R_b i_{chb} + L_b \frac{di_{chb}}{dt} + \frac{1}{C_{sb}} \int i_{chb} dt \\ v_{sd} = R_c i_{chc} + L_c \frac{di_{chc}}{dt} + \frac{1}{C_{sc}} \int i_{chc} dt \end{cases} \quad (46)$$

R_i , L_i et C_{si} ($i = a, b$ ou c) sont la résistance, l'inductance et la capacité de la charge de chaque phase.

6.3 Résultats de simulation en tenant compte de la saturation uniquement selon l'axe d, l'axe d et q indépendamment et avec effet croisé :

Le modèle développé est mis en œuvre dans l'environnement MATLAB Simulink et différentes simulations sont effectuées d'abord à vide puis sur des exemples de charges équilibrées et déséquilibrées comme dans les études menées dans [25], [26].

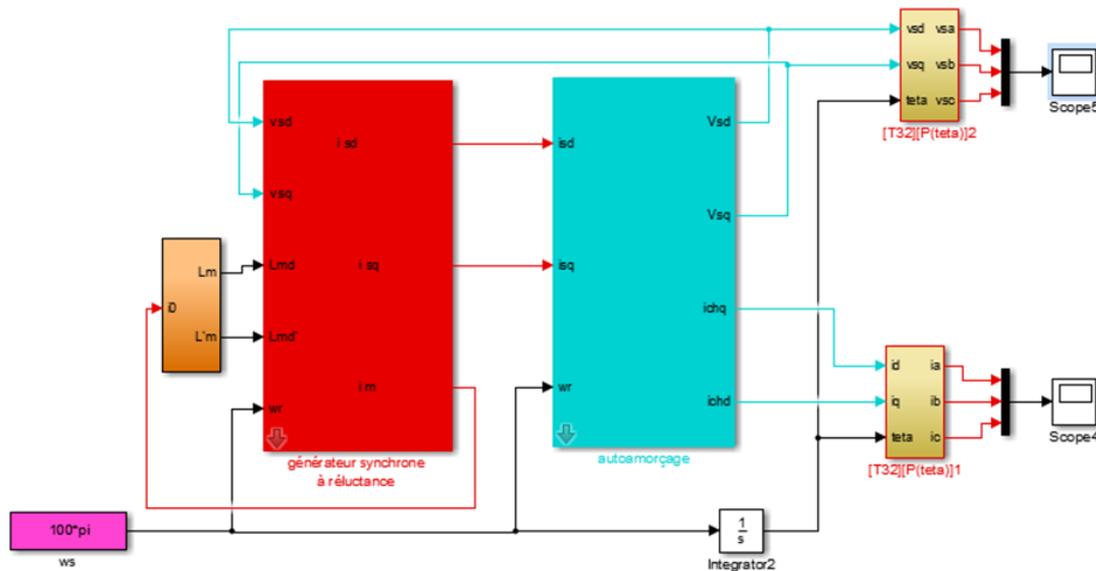


Figure II. 23: Schéma Matlab dans le cas de la prise en compte de la saturation selon L_d .

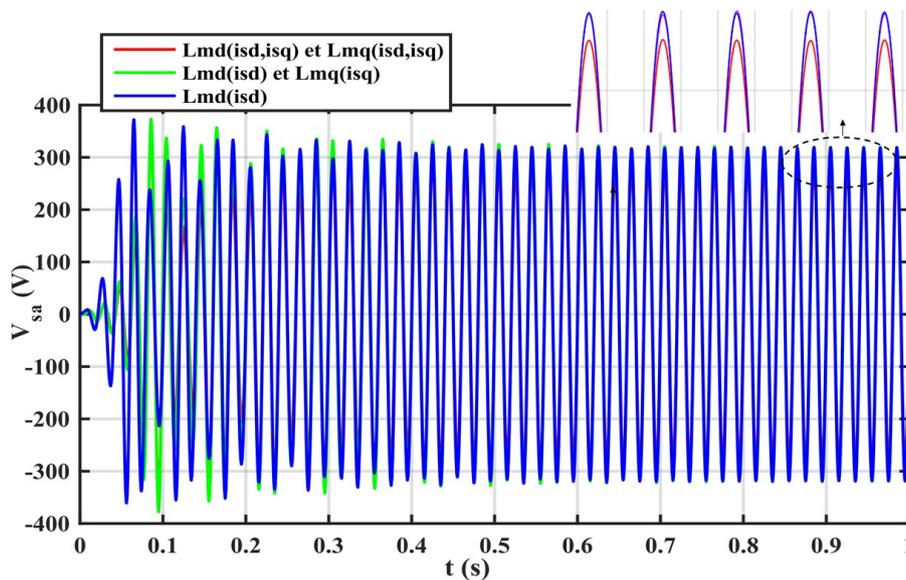
Les résultats montrés ci-dessous ont été obtenus avec le modèle analytique en tenant compte de la saturation selon l'axe d. Afin de déterminer l'apport des autres modèles, des simulations sont également effectuées avec $L_{md}(i_{sd})$ et $L_{mq}(i_{sq})$ puis en prenant l'effet croisé $L_{md}(i_{sd}, i_{sq})$ et $L_{mq}(i_{sd}, i_{sq})$.

Une première série de tests est effectuée à vide. Ensuite, le fonctionnement en charge équilibrée est analysé en utilisant les 3 approches et on termine par des tests sur des charge déséquilibrées.

6.3.1 Etude à vide :

Dans le cas réel, l'amorçage s'établit grâce à une fem rémanente comme explicité précédemment. En simulation, cette fem est considérée au travers d'un flux rémanent de très faible valeur comme dans [22].

La *Figure II. 24 et 25* illustre l'évolution temporelle de la tension pour une vitesse de 750 tr/min et une capacité de 70 μF (*Figure II. 24*) et 110 μF (*Figure II. 25*) respectivement. Comme le montrent les graphiques, le comportement transitoire diffère sensiblement en fonction de l'approche choisie pour tenir compte de la saturation. De plus, pour une valeur de capacité faible, la tension à vide en régime permanent est plus faible tandis qu'elle garde pratiquement la même amplitude pour une valeur de capacité plus élevée.



*Figure II. 24: Tensions induites en fonction du temps pour $C=70 \mu\text{F}$
750 tr/min*

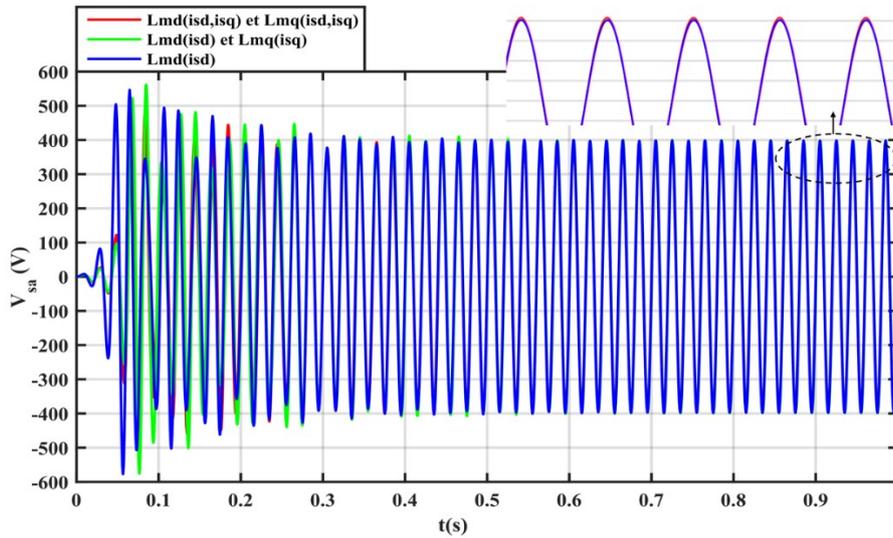


Figure II. 25: Tensions induites en fonction du temps pour $C=110 \mu\text{F}$ et une vitesse de 750 tr/min

Les résultats de simulations effectuées pour d'autres valeurs de capacités (de 60 à $110\mu\text{F}$) à la même vitesse de rotation (750 tr/min) à vide sont synthétisés dans la *Figure II. 26* sous la forme des valeurs des tensions maximale de phase en régime permanent en fonction des valeurs de capacité.

Comme attendu, l'amplitude de la tension augmente en fonction de celle de la capacité mais de manière non linéaire en raison de l'effet de saturation. Par ailleurs, lorsque la machine est saturée, l'utilisation d'une capacité de plus forte valeur n'apporte pas d'augmentation significative de la tension à vide.

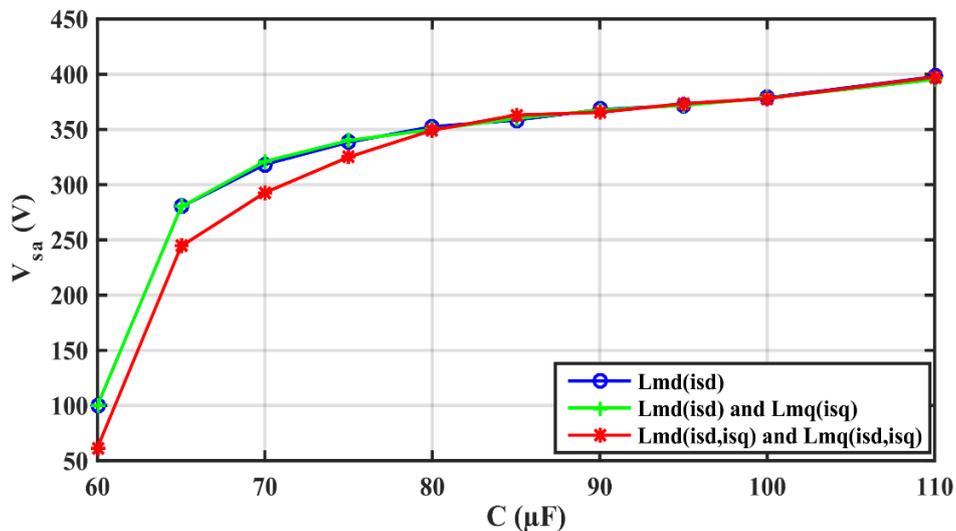


Figure II. 26: Tension en fonction de la capacité à 750 tr/min obtenue par les 3 modèles analytiques

De manière globale, pour de faibles valeurs de la capacité, entre 60 et 80 μF dans le cas de la machine étudiée, les valeurs de la tension en régime permanent obtenues par le modèle incluant l'effet croisé sont plus faibles que dans le cas des deux autres approches.

Ceci s'explique au travers de la figure illustrative ci-dessous. Comme la tension aux bornes des enroulements du stator provient directement du flux magnétique le long de l'axe direct, elle peut être exprimée par $E = \omega_e \Phi_{\text{md}}$. La **Figure II. 27** montre deux exemples de fem (p.u.) en fonction de i_{sd} (p.u.) dans le cas de $i_{\text{sq}}=0$, sans effet croisé (courbe bleue) et dans le cas $i_{\text{sq}}>0$ avec effet croisé pris en compte (courbe rouge). Des exemples de courbes linéaires représentant les caractéristiques de charge de la batterie de condensateurs ($i_{\text{sd}}/C\omega_e$) sont également tracées pour deux valeurs de capacité C1 et C2 (avec $C1 < C2$). Dans le cas de C1 de faible valeur, le point de fonctionnement est atteint juste après le coude de saturation, c'est-à-dire dans une zone où la saturation croisée a un effet significatif. Par conséquent, la valeur de la force électromotrice est plus faible lorsque ce dernier est pris en compte que lorsqu'il est négligé. En revanche, pour la valeur C2 plus élevée, la fem est pratiquement la même dans les deux cas avec et sans effet croisé parce que le point de fonctionnement est situé dans la zone saturée.

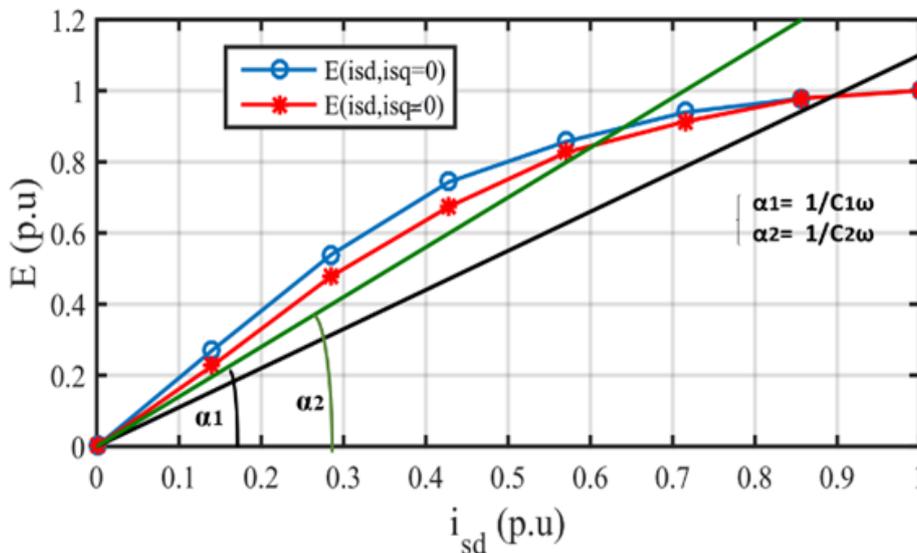


Figure II. 27: Comparaison des FEM avec et sans effet croisé ($E(i_{\text{sd}}, i_{\text{sq}}=0)$ et $E(i_{\text{sd}}, i_{\text{sq}}\neq 0)$)

6.3.2 Etude sur charge équilibrée :

L'effet du modèle est également analysé en charge pour différents cas (R, et R-L et RLC). Différents tests ont été effectués en simulation. On présente, ci-dessous, ceux obtenus pour une vitesse de 750 tr/min et une batterie de capacités égales à 110 μF .

- Charge R

La **Figure II. 28** présente la tension en fonction du temps de la phase 'a' obtenue par les 3 approches dans le cas de 3 points de fonctionnement.

i : de 0 à 0.3 s à vide,

ii : de 0.3 à 0.6 s en charge avec une résistance équilibrée de 80 Ω

iii : de 0.6 à 0.9 s en charge avec une résistance équilibrée de 40 Ω .

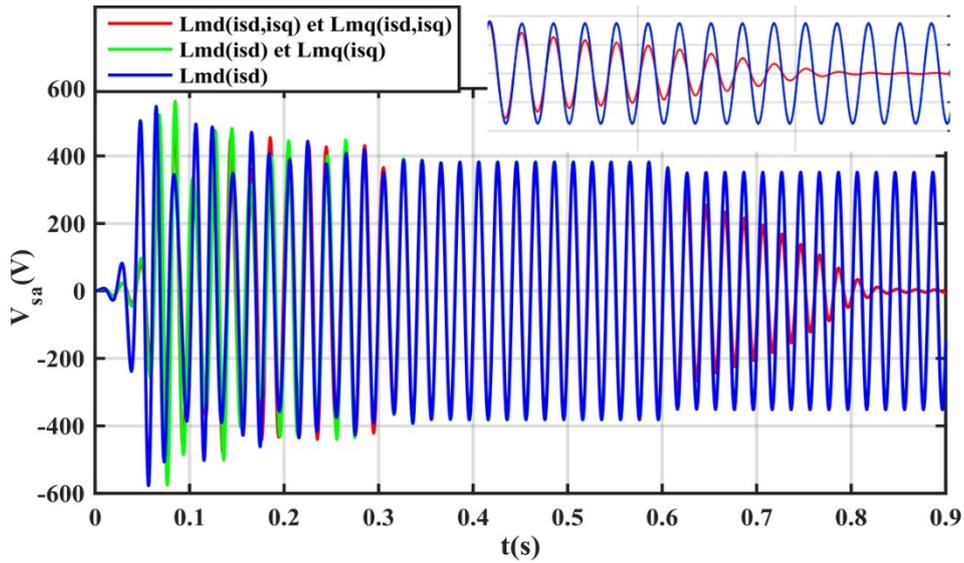


Figure II. 28: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques

Les différents courants induits i_s de charge i_{ch} et capacitif i_c en fonction du temps de la phase 'a' obtenue par les 3 approches dans le cas de 3 points de fonctionnement sont montrés dans les **Figure II. 29**, **Figure II. 30** et **Figure II. 31** respectivement.

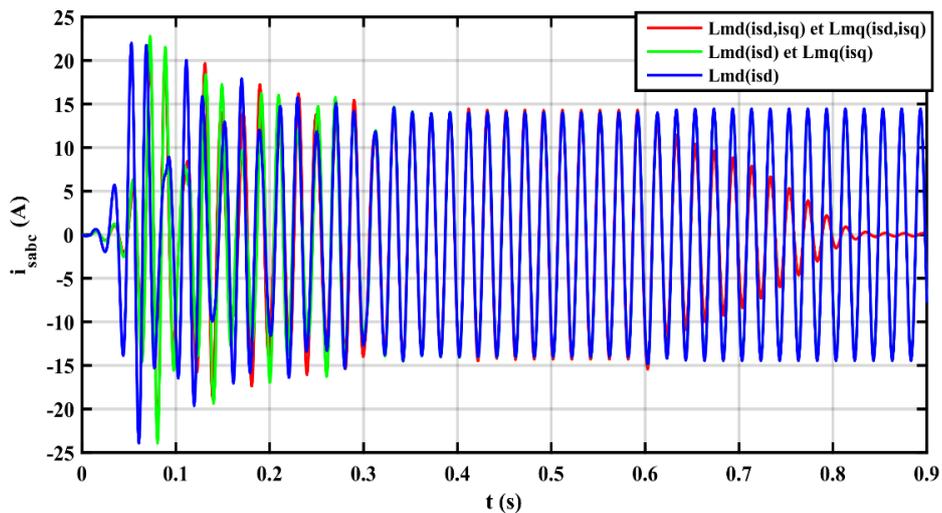


Figure II. 29: Les courants statoriques obtenus par les 3 modèles analytiques.

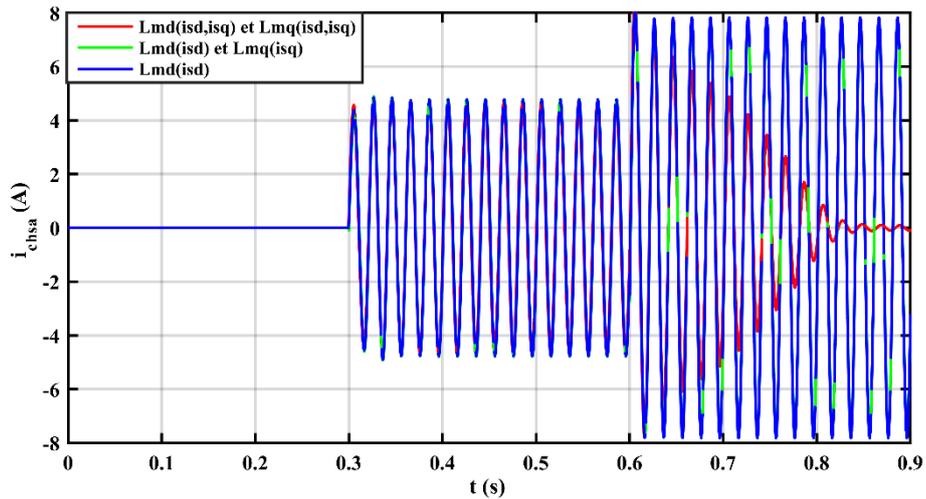


Figure II. 30: Courants dans la charge obtenus par les 3 modèles analytiques.

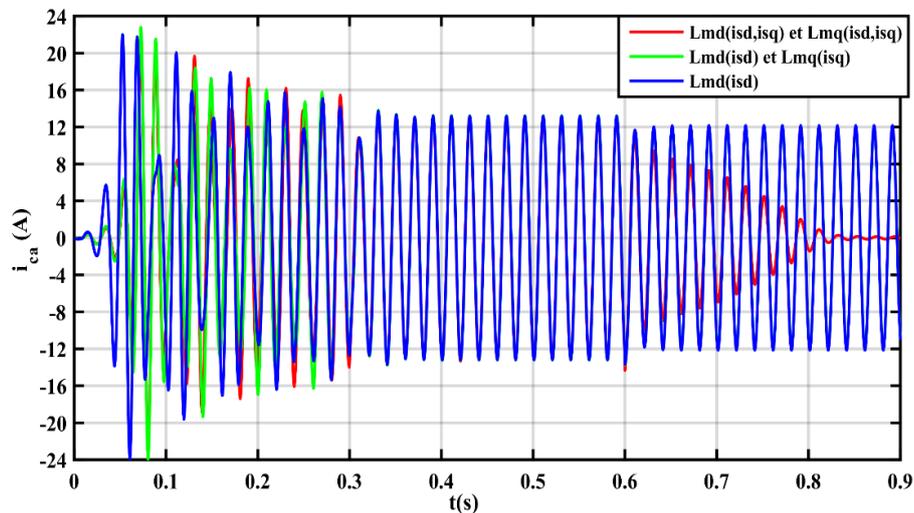


Figure II. 31: Courants des capacités obtenus par les 3 modèles analytiques.

L'enseignement le plus important de cette simulation réside dans le fait que la machine se désamorce pour des valeurs de charges plus élevées dans le cas du modèle qui tient compte de l'effet de saturation croisée. Cela a été confirmé au travers de simulations complémentaires avec différentes valeurs de résistances qui aboutissent aux caractéristiques $V(I_{ch})$ tracées à la [Figure II. 32](#) en utilisant les trois approches.

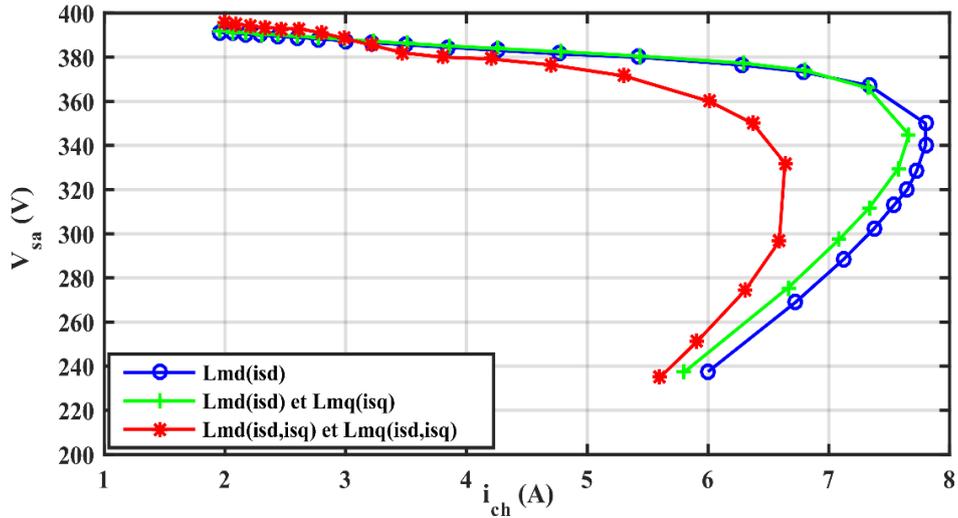


Figure II. 32: V_{sa} max en fonction de i_{ch} max obtenue par les 3 modèles analytiques avec une charge R.

- Charge RL

Des simulations similaires ont été effectuées avec une charge constituée d'une résistance en série avec une inductance tout en maintenant le même rapport entre les parties résistive et réactive comme suit :

- i : de 0 à 0.3 s à vide,
- ii : de 0.3 à 0.6 s en charge RL équilibrée de $R=L\omega=50 \Omega$
- iii : de 0.6 à 1 s en charge RL équilibrée de $R=L\omega=44 \Omega$

Les résultats présentés à la Figure II. 33 montrent un comportement similaire à celui de la charge résistive, c'est-à-dire un effondrement plus rapide de la tension lorsque l'effet croisé de la saturation est pris en compte.

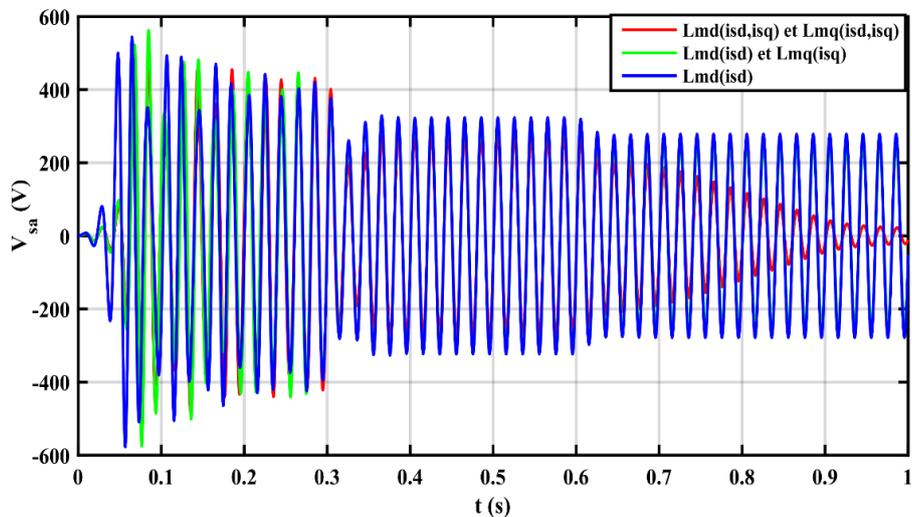


Figure II. 33: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques.

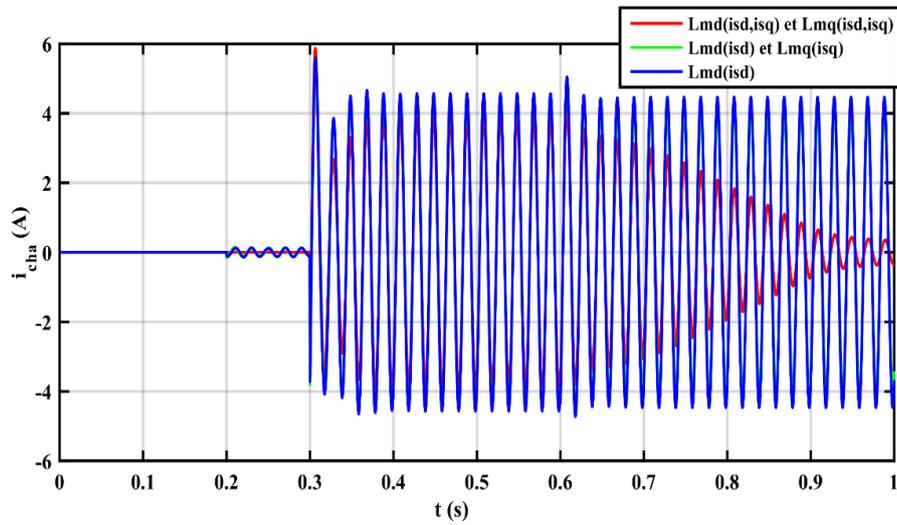


Figure II. 34: Courants de charges obtenus par les 3 modèles analytiques.

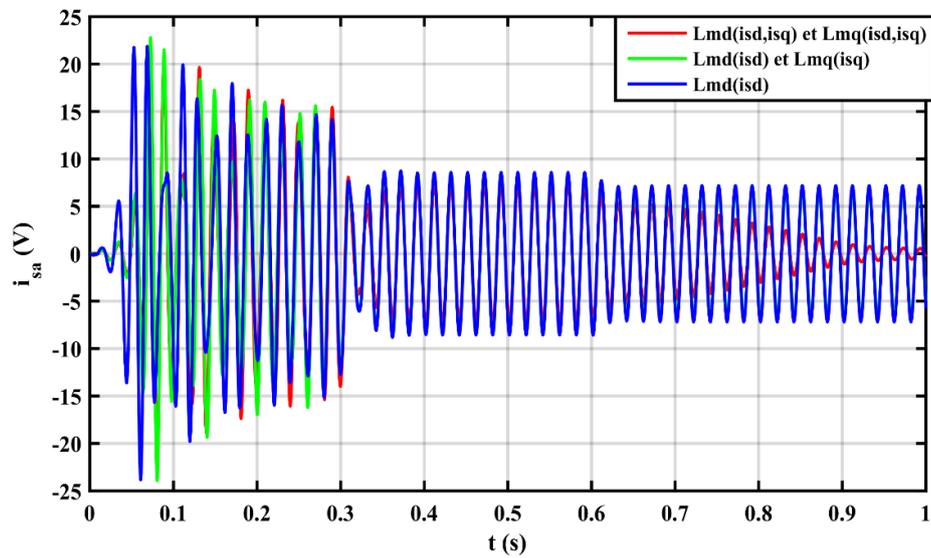


Figure II. 35: Les courants d'induit obtenues par les 3 modèles analytiques.

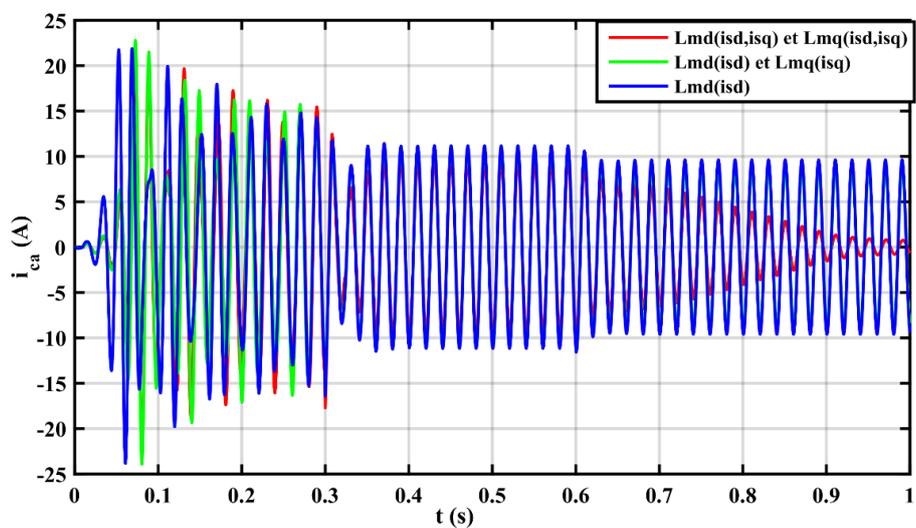


Figure II. 36: Courants dans les capacités obtenus par les 3 modèles analytiques.

D'après les différentes simulations effectuées en variant la charge R-L, la *Figure II. 37* représente l'allure des valeurs maximales des tensions en fonction des courants de charges pour les 3 approches utilisées. Nous remarquons que dans le cas du modèle prenant en compte l'effet de saturation croisée, la machine se démagnétise pour des charges plus élevées comme le cas des charges résistives.

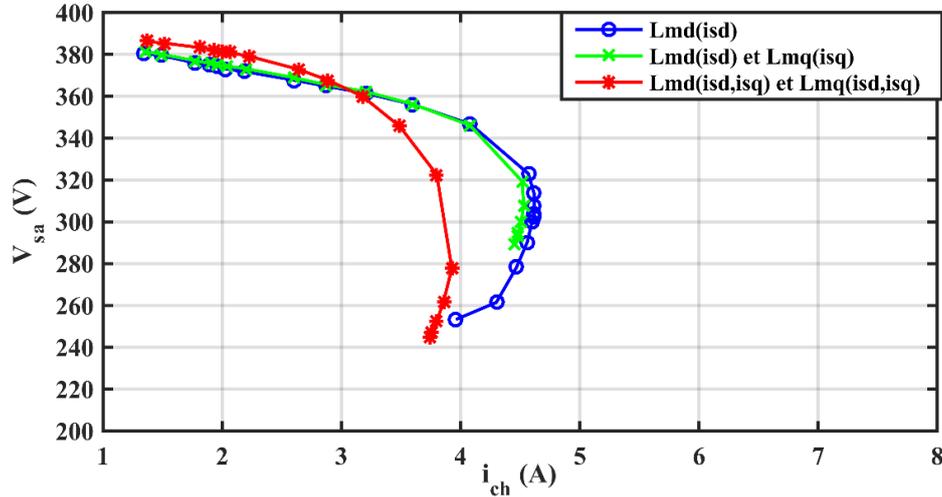


Figure II. 37: V max en fonction de i_{ch} max obtenue avec les 3 modèles analytiques avec une charge RL.

- Charge RLC

Autre simulation a été effectuées avec une charge constituée d'une résistance en série avec une inductance plus une capacité comme suit :

i : de 0 à 0.3 s à vide,

ii : de 0.3 à 0.6 s en charge RLC équilibrée de $R=L\omega = \frac{1}{2C\omega} = 60 \Omega$

iii : de 0.6 à 1 s en charge RLC équilibrée de $R=L\omega = \frac{1}{2C\omega} = 48 \Omega$

Les résultats présentés à la *Figure II. 38* montrent un effondrement plus rapide de la tension lorsque la saturation croisée est prise en compte comme le cas de la charge R et RL.

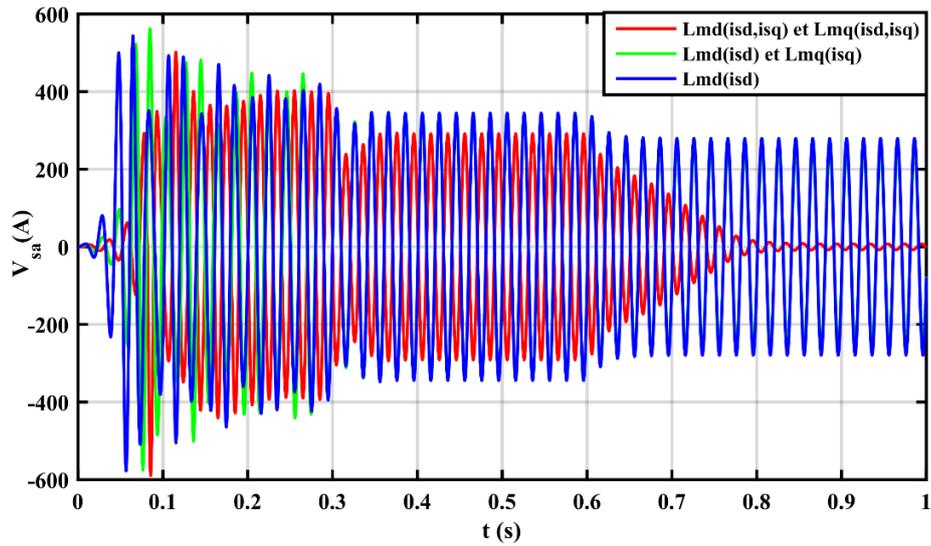


Figure II. 38: $V_{sa}(t)$ obtenue par les 3 modèles analytiques.

Les différents courants simuler sont montré dans les figures ci-dessous :

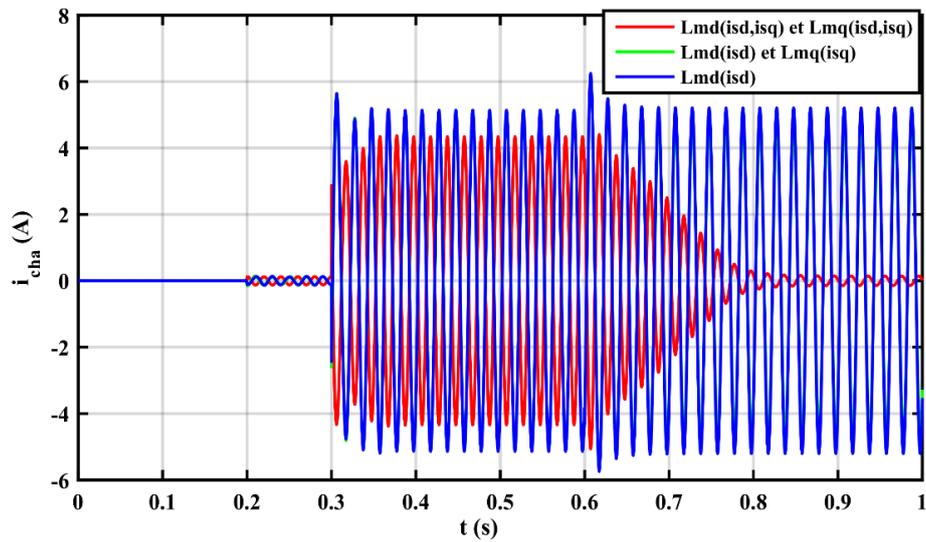


Figure II. 39: Courants des charges obtenus par les 3 modèles analytiques.

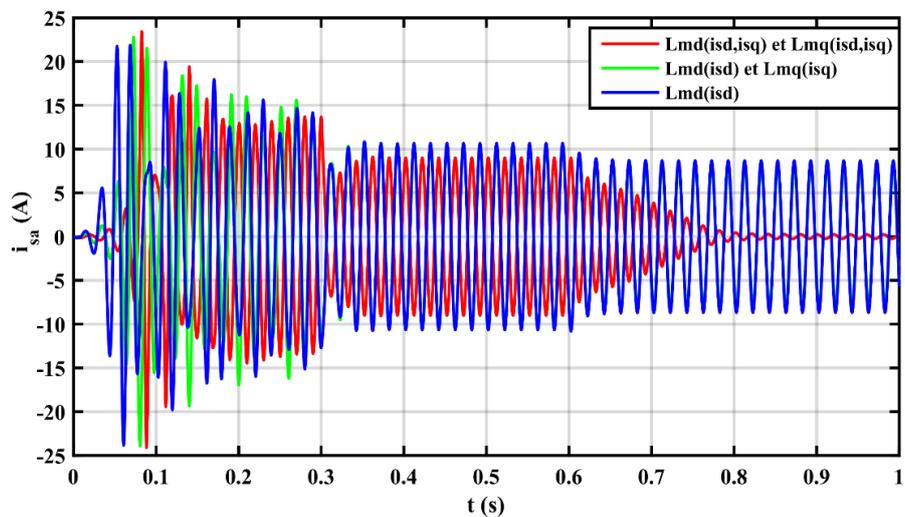


Figure II. 40: Les courants d'induit obtenus par les 3 modèles analytiques.

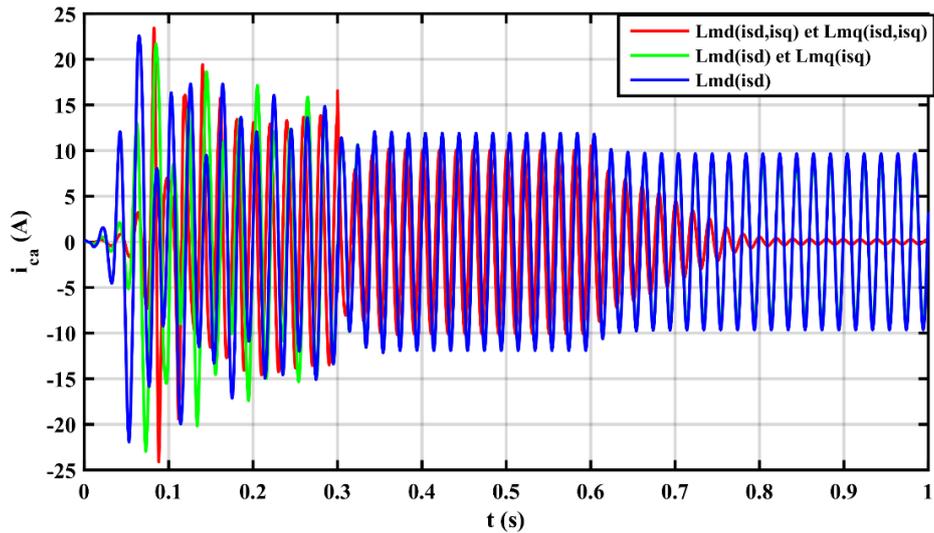


Figure II. 41: Courants des capacité obtenues par les 3 modèles analytiques.

D'autres simulations ont également été effectuées avec la charge RLC ce qui a permis de tracer les caractéristiques montrées dans la *Figure II. 42* ci-dessous

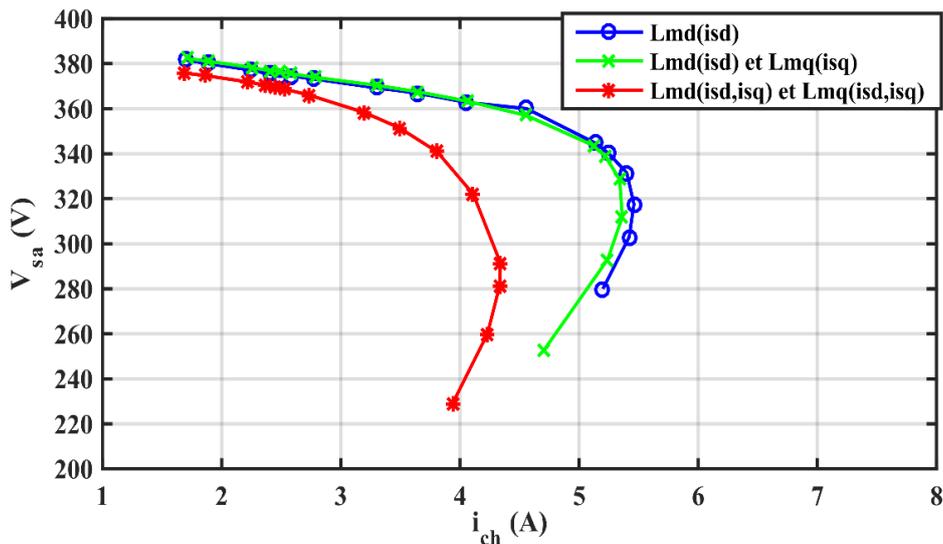


Figure II. 42: V_{sa} max en fonction de i_{ch} max obtenue avec les 3 modèles analytiques avec une charge RLC.

Dans les trois cas de charge (R et RL et RLC), le courant de charge est démagnétisant. Par conséquent, il a un effet non négligeable sur la pente du flux magnétisant le long de l'axe d en fonction de i_{sd} , c'est-à-dire qu'il diminue sa valeur par rapport au cas sans charge. Cela conduit alors à un effondrement et à une démagnétisation de la machine. Les courbes illustratives de la

Figure II. 27 montrent que ce phénomène se produit plus rapidement lorsque l'on tient compte de la saturation croisée.

Les résultats présentés dans ce paragraphe montrent clairement l'effet de la saturation croisée sur la prédiction des performances de la machine synchrone à réluctance en fonctionnement générateur autonome sur banc de capacités. Si son impact est relativement limité sur la valeur de la tension atteinte à vide pour une capacité donnée, il est nettement plus significatif sur la courbe en charge et les effets démagnétisants.

6.3.3 Etude sur charges déséquilibrées

L'utilisation d'une éolienne pour l'alimentation d'un site isolé suppose que la charge puisse être déséquilibrée. Il est évident que cela aura un impact sur les tensions de la génératrice. Afin de l'évaluer sur quelques cas, plusieurs tests ont été effectués pour diverses charges déséquilibrées, Les résultats relatifs à un exemple ($R_a=80 \Omega$, $R_b=70 \Omega$ et $R_c=50 \Omega$, $L_b=24\text{mH}$ et $L_c=30\text{mH}$) sont donnés ci-dessous pour la vitesse nominale de 750tr/min et un banc de capacités de $100\mu\text{F}$. Dans le cas d'une telle charge peu déséquilibrée, les tensions d'induit ainsi que les courants restent pratiquement équilibrées lorsque l'effet de saturation croisée est pris en compte. Les résultats d'un second exemple de charge déséquilibrée est présenté à l'annexe E.

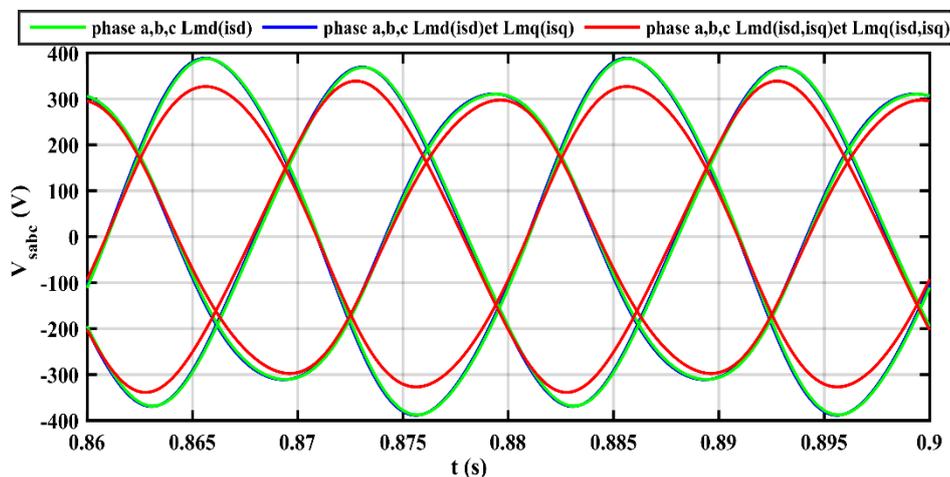


Figure II. 43: Tensions dans le cas d'une charge déséquilibrée.

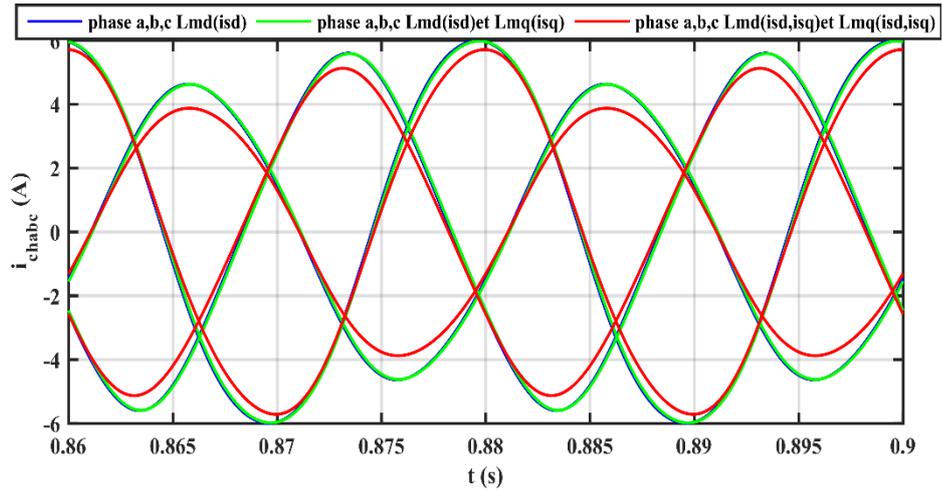


Figure II. 44: Courant de charge induit dans le cas d'une charge déséquilibrée.

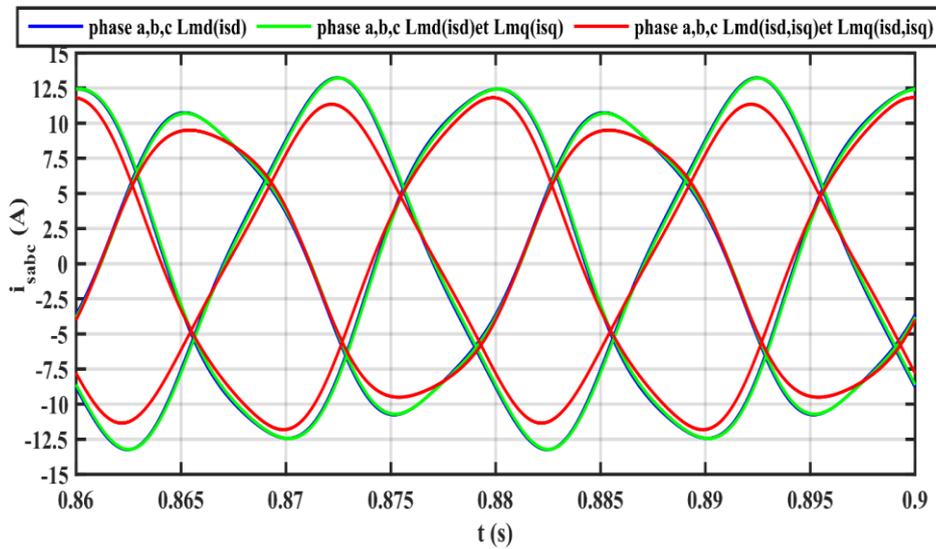


Figure II. 45: Courant statorique dans le cas d'une charge déséquilibrée.

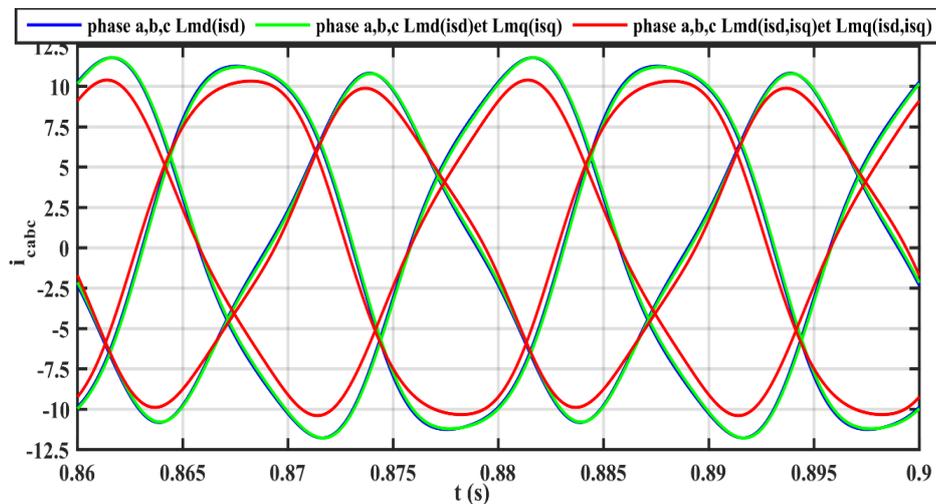


Figure II. 46: Courant capacitif dans le cas d'une charge déséquilibrée.

6.4 Comparaison avec les performances de la machine asynchrone à cage de même stator:

Comme il a été indiqué précédemment, le prototype de la MSRV dimensionné dans ces travaux l'a été sur la base de données géométriques d'une machine asynchrone à cage en gardant le même stator et le même entrefer. Cette machine ayant déjà fait l'objet d'études en fonctionnement générateur autonome dans des travaux antérieurs, la comparaison de ses performances à celles de la MSRV a été effectuée dans les mêmes conditions, à savoir à la même vitesse et même valeur de la capacité. Il est à noter que le modèle de la MAS tient également compte de la saturation magnétique des matériaux et qu'il a été validé au travers d'essais expérimentaux.

6.4.1 Comparaison à vide

En gardant le même système, nous avons effectué des simulations sur les deux machines afin de pouvoir les comparer pour une vitesse de 750 tr/min et une capacité de 100 μF . La *Figure II. 47* et la *Figure II. 48* montrent la valeur de la tension à vide et le courant statorique de la machine synchrone à reluctance respectivement.

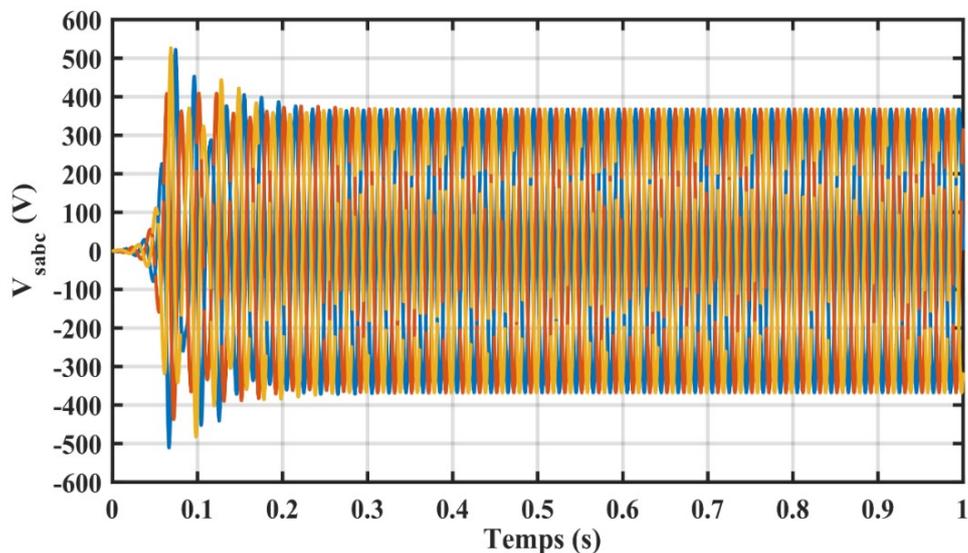


Figure II. 47: Tension à vide de la MSRV.

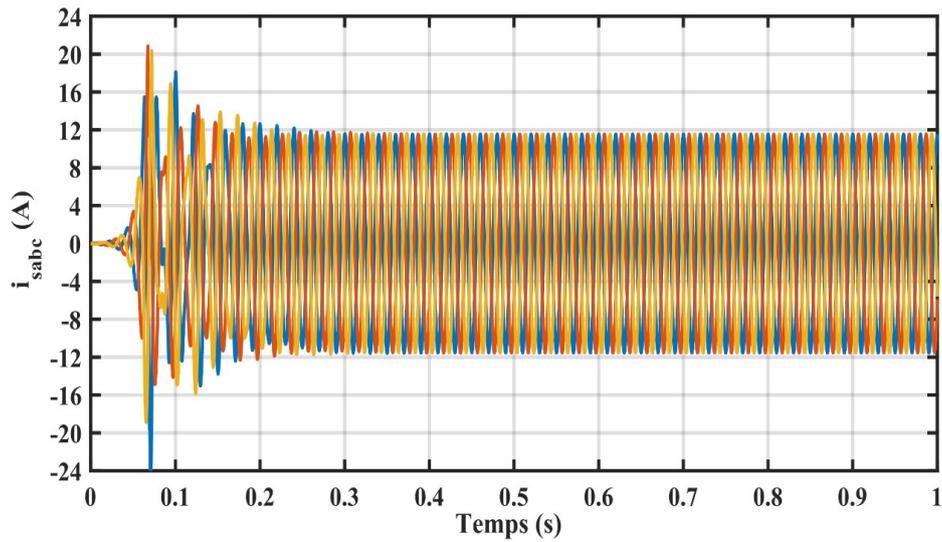


Figure II. 48: Courant statorique de la MSR.

La *Figure II. 49* et la *Figure II. 50* montrent la valeur de la tension à vide et le courant statorique de la machine asynchrone.

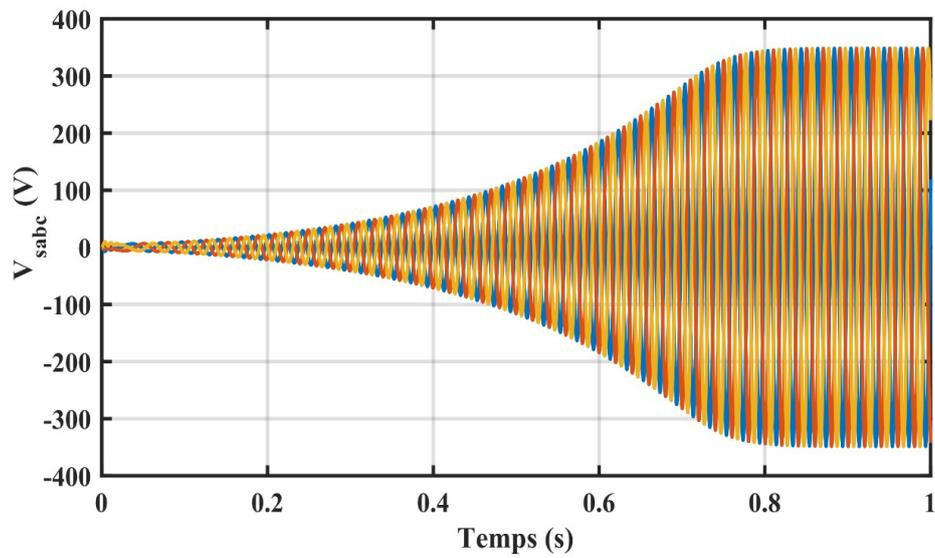


Figure II. 49: Tension à vide de la MAS.

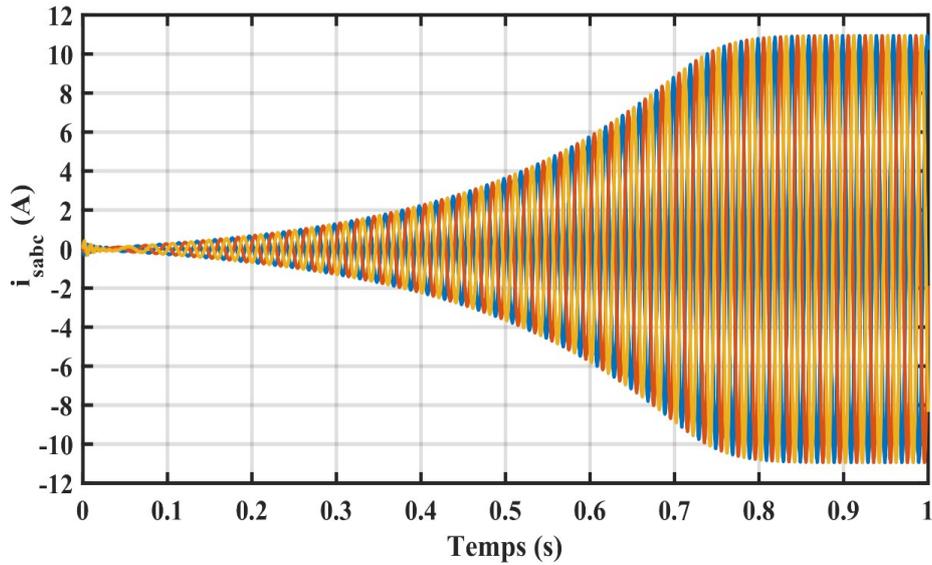


Figure II. 50: Courant statorique de la MAS.

Les résultats de simulation montrent que, pour la même vitesse, valeur de capacité et flux rémanent, la machine synchrone à réductance s’amorce plus rapidement que la machine asynchrone. Par ailleurs, elle atteint une valeur de tension induite légèrement plus élevée en régime permanent.

Dans la *Figure II. 51* une comparaison entre les valeurs maximales de la tension induite à vide pour l MSR_V et la MAS est effectuée pour différentes valeurs de capacités à la même vitesse de rotation. Quelle que soit la valeur de la capacité, la MSR_V génère une tension de valeur plus élevée que la MAS.

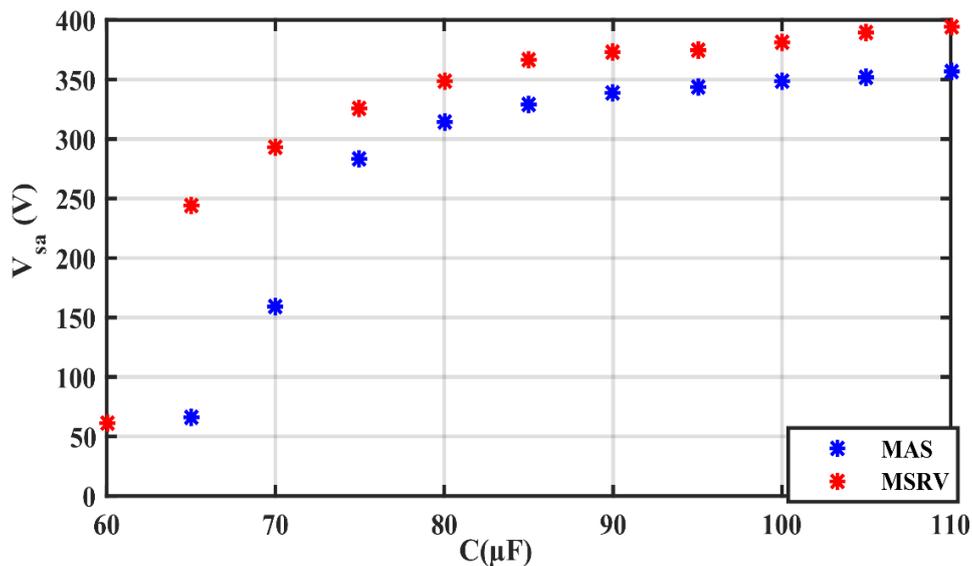


Figure II. 51: Comparaison MSR_V et MAS à vide.

6.4.2 Comparaison en charge

- Charge R

La comparaison est également effectuée dans le cas d'une charge purement résistive pour différentes valeurs de cette dernière. La *Figure II. 52* présente les résultats pour une vitesse de 750 tr/min et une batterie de capacités égales à 110 μF pour les deux machines.

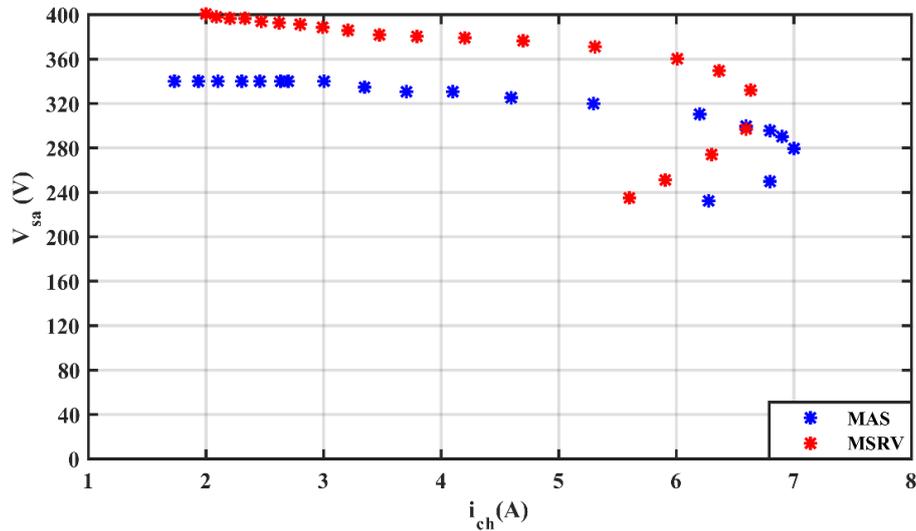


Figure II. 52: Comparaison MSRV et MAS avec une charge R.

Les résultats de simulation avec la MSRV et la MAS de même stator et de même entrefer montrent que la machine asynchrone se démagnétise pour des charges plus élevées mais avec des tensions plus faibles que la machine synchrone à réluctance.

CONCLUSION

Comme nous l'avons montré ci-dessus, la MSRV peut être utilisée en tant que générateur autonome excité par des capacités en parallèle et constituer donc une solution pour alimenter des charges équilibrées ou peu déséquilibrées dans un système isolé. Cependant, il convient de noter qu'une augmentation de la charge peut entraîner une chute de tension et la démagnétisation de la machine. Par ailleurs, de par le caractère synchrone de la machine, la fréquence des grandeurs de sortie est directement liée à la vitesse de rotation, ce qui n'est pas très favorable à une utilisation à vitesse variable.

Afin d'éliminer ces contraintes et garantir une alimentation avec des tensions de qualité, il est nécessaire de connecter la machine à un convertisseur statique et de contrôler le dispositif. Bien que cela entraîne un coût supplémentaire, c'est la seule possibilité de garantir un fonctionnement de qualité avec des tensions à amplitude et fréquence constantes, indépendamment de la vitesse du vent et/ou de la charge connectée.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] « Reluctance_motor» Disponible sur https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Reluctance_motor&oldid=1152627598
- [2] B. Multon, « Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable », 2012, [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00674038>.
- [3] R. Mohd Azri Hizami, « Contribution to multi-physical studies of small synchronous-reluctance machine for automotive equipment », thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne Sorbonne Universités, 2016.
- [4] G. B. Mariani. Machine synchrone à réluctance: modèles équivalents à réseau de réluctances pour la simulation et l'optimisation. 2016. Thèse de doctorat. Université Grenoble Alpes.
- [5] P. Hoa, « Optimisation des performances de la machine synchrone à réluctance variable: approches par la conception et par la commande », Thèse de doctorat, Université de Haute Alsace - Mulhous, 2016. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01514165>
- [6] A. Bentounsi et I. Bouchareb « Modélisation et simulation de défauts d'une machine synchrone à réluctance variable» mémoire de magister 2017.
- [7] « synchronous reluctance motor-drive package for machine builders » disponible sur: <https://searchext.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=3AUA0000120962&LanguageCode=en&DocumentPartId=1&Action=Launch>
- [8] Y. M. Samer. Contribution à l'amélioration des performances de la machine à réluctance variable synchrone par la conception et l'injection d'harmoniques. Toulouse, France, 2015.
- [9] T. Lubin, « Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable: prise en compte de la saturation magnétique » thèse de doctorat, Université Henri Poincaré; Nancy I, 2015. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01147847>.
- [10] H. Wu, D. Depernet, et V. Lanfranchi, « A Survey of Synchronous Reluctance Machine used in Electric Vehicle », Belfort, France, International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications. 2016.
- [11] M.-I. Lamghari-Jamal, J. Fouladgar, E.-H. Zaim, et D. Trichet, « A magneto-thermal study of a high-speed synchronous reluctance machine », IEEE Trans. Magn., vol. 42, n° 4, p. 1271-1274, avr. 2006, doi: 10.1109/TMAG.2006.871956.

- [12] H. Serhoud « Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable » Université El Hadj Lakhder de Batna. Faculté des sciences de l'ingénieur,mémoire magister,2009.
- [13] T. Mohanarajah, J. Rizk, M. Nagrial, et A. Hellany, « facteur de puissance », *Electric Power Components and Systems*, vol. 46, n° 13, p. 1478-1493, août 2018, doi: 10.1080/15325008.2018.1489436.
- [14] M. H. Mohammadi et D. A. Lowther, « A Computational Study of Efficiency Map Calculation for Synchronous AC Motor Drives Including Cross-Coupling and Saturation Effects », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, n° 6, p. 1-4, juin 2017, doi: 10.1109/TMAG.2017.2661994.
- [15] A. Kilthau et J. M. Pacas, « Appropriate models for the control of the synchronous reluctance machine », in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting, Pittsburgh, PA, USA: IEEE, 2002*, p. 2289-2295. doi: 10.1109/IAS.2002.1042765.
- [16] M. N. Ibrahim, E. M. Rashad, et P. Sergeant, « Transient analysis and stability limits for synchronous reluctance motors considering saturation effects », in *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Pattaya, Thailand: IEEE, oct. 2015*, p. 1812-1816. doi: 10.1109/ICEMS.2015.7385335.
- [17] A. Zhang, Y. Fan, et J. Chen, « Direct torque control of synchronous reluctance motor in M-T reference frame considering magnetic circuit saturation and cross saturation », in *2020 IEEE 1st China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE), Wuhan, China: IEEE, nov. 2020*, p. 1-6. doi: 10.1109/CIYCEE49808.2020.9332581.
- [18] J. Bonifacio et R. M. Kennel, « On Considering Saturation and Cross-Coupling Effects for Copper Loss Minimization on Highly Anisotropic Synchronous Machines », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 54, n° 5, p. 4177-4185, sept. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2836326.
- [19] S. S. Maroufian et P. Pillay, « Self-Excitation Criteria of the Synchronous Reluctance Generator in Stand-Alone Mode of Operation », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 54, n° 2, p. 1245-1253, mars 2018, doi: 10.1109/TIA.2017.2764847.
- [20] Y. Wang et N. Bianchi, « Modeling and Investigation of Self-Excited Reluctance Generators for Wind Applications », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 55, n° 6, p. 5809-5817, nov. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2935931.
- [21] K. Idjdarene Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage

- dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes. 2010. Thèse de doctorat. Lille 1.
- [22] Y. Wang et N. Bianchi, « Modeling and Investigation of Self-Excited Reluctance Generators for Wind Applications », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 55, n° 6, p. 5809-5817, nov. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2935931.
- [23] K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua, et A. Tounzi, « Performance of an Isolated Induction Generator Under Unbalanced Loads », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, n° 2, p. 303-311, juin 2010, doi: 10.1109/TEC.2009.2036836.
- [24] « Etude de l'auto-excitation d'une génératrice asynchrone. » disponible sur: <https://studylibfr.com/doc/10032492/%C3%A9tude-de-g%C3%A9n%C3%A9rateur-asynchrone>.
- [25] F. Rebahi, A. Bentounsi, H. Khelifa, O. Boulkhrachef, et D. Meherhera, « Comparative study of a self-excited induction and synchronous reluctance generators capabilities », in 2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), Algiers, Algeria: IEEE, nov. 2019, p. 1-5. doi: 10.1109/ICAEE47123.2019.9014767.
- [26] A. S. O. Ogunjuyigbe, T. R. Ayodele, B. B. Adetokun, et A. A. Jimoh, « Dynamic performance of wind-driven self-excited reluctance generator under varying wind speed and load », in 2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Birmingham, United Kingdom: IEEE, nov. 2016, p. 506-511. doi: 10.1109/ICRERA.2016.7884388.

Chapitre III :
Commande de la
machine synchrone à
réluctance variable

TABLE DES MATIERES

TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	117
INTRODUCTION.....	118
1 Modèle Mathématique du Dispositif	119
2 Commande Vectorielle:	123
2.1 Résultats de simulation	125
2.1.1 Influence de la variation de la Vitesse :	125
2.1.2 Influence de la variation de la charge :	128
3 Commande Directe de Couple (DTC):	130
3.1 Principe du control direct de couple (DTC):	131
3.2 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée.....	132
3.3 Modèle de la machine synchrone à réluctance dans le repère (α, β)	133
3.3.1 Elaboration du contrôle de flux	134
3.3.2 Elaboration du correcteur de couple.....	135
3.3.3 Tableau de commutation	136
3.4 Résultats de simulations.....	139
3.4.1 Influence de la variation de la vitesse :	139
3.4.2 Influence de la variation de charge :	142
CONCLUSION.....	145
BIBLIOGRAPHE.....	146

TABLE DES ILLUSTRATIONS

<i>Figure III.1: Schéma général du dispositif.....</i>	<i>120</i>
<i>Figure III.2: Schéma du redresseur triphasé.</i>	<i>122</i>
<i>Figure III.3 : Schéma de commande vectorielle.....</i>	<i>123</i>
<i>Figure III.4 : Φ_a en fonction du courant i_a.....</i>	<i>124</i>
<i>Figure III.5 : Tension redressée V_{dc}.</i>	<i>126</i>
<i>Figure III.6 : Couple électromagnétique.....</i>	<i>126</i>
<i>Figure III.7 : Courants statoriques.</i>	<i>127</i>
<i>Figure III.8 : Courants i_{sd} et i_{sq}.</i>	<i>127</i>
<i>Figure III.9 : Tension redressée V_{dc}.....</i>	<i>129</i>
<i>Figure III.10 : Couple électromagnétique.....</i>	<i>129</i>
<i>Figure III.11 : Courants statoriques.</i>	<i>130</i>
<i>Figure III.12 : Courants i_{sd} et i_{sq}.</i>	<i>130</i>
<i>Figure III.13 : Schéma fonctionnel de la MSR_V fonctionnant comme un générateur autonome contrôlé par DTC.</i>	<i>131</i>
<i>Figure III.14 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires.....</i>	<i>132</i>
<i>Figure III.15 : Sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux avec un contrôleur d'hystérésis à deux niveaux</i>	<i>135</i>
<i>Figure III. 16 : contrôleur à hystérésis à 3 niveaux pour le contrôle du couple 136</i>	<i>136</i>
<i>Figure III. 17 : L'évolution de l'extrémité de Φ_s pour R_s, I_s négligeable.</i>	<i>137</i>
<i>Figure III.18 : Tension du bus Continue en fonction du temps.....</i>	<i>140</i>
<i>Figure III.19 : Flux statorique.</i>	<i>140</i>
<i>Figure III.20 : Amplitude du flux statorique.</i>	<i>140</i>
<i>Figure III.21 : Composantes du flux statorique 141</i>	<i>141</i>
<i>Figure III.22 : Couple électromagnétique..... 141</i>	<i>141</i>
<i>Figure III.23 : Courants statoriques. 141</i>	<i>141</i>
<i>Figure III.24 : Tension du bus continue en fonction du temps..... 142</i>	<i>142</i>
<i>Figure III.25 : Flux statorique. 143</i>	<i>143</i>
<i>Figure III.26 : Amplitude du flux statorique. 143</i>	<i>143</i>
<i>Figure III.27 : Flux $\Phi_{s\alpha e}$ et $\Phi_{s\beta e}$ en fonction du temps. 143</i>	<i>143</i>
<i>Figure III.28 : Couple électromagnétique en fonction du temps. 144</i>	<i>144</i>
<i>Figure III.29 : Courants statoriques. 144</i>	<i>144</i>

INTRODUCTION

Dans le précédent chapitre, nous avons montré que l'amplitude et la fréquence de la tension produite par une génératrice synchrone à réluctance variable, connectée à un banc de capacités, sont sensibles aux variations de la charge et de la vitesse. En effet, une machine synchrone à réluctance demeure une machine synchrone avant tout et donc avec une fréquence des tensions générées directement proportionnelles à la vitesse de rotation. Par ailleurs, pour un banc de capacités de valeur constante, l'amplitude de la tension diminue en fonction du courant débité dans la charge. Même si cela a un impact sur le prix de revient de l'installation, il est nécessaire d'introduire des convertisseurs statiques (redresseur et onduleur commandés) afin de pouvoir mettre en place un contrôle du système pour pouvoir générer une tension d'amplitude et de fréquence constantes quelles que soient la vitesse de rotation et la valeur de la charge tant que la puissance éolienne en entrée soit suffisante. Pour ce faire, la première étape consiste à contrôler la tension à la sortie du redresseur afin de la maintenir à une valeur constante.

Ce contrôle peut s'effectuer d'une manière similaire aux approches classiques adoptées en fonctionnement moteur en utilisant les deux méthodes de contrôle les plus couramment employées à savoir la commande vectorielle et la commande directe du couple (CDC). L'application de l'une de ces deux techniques vise à optimiser les performances de la machine en assurant une stabilité et une précision accrues. Nous allons donc appliquer ces deux stratégies de contrôle à la machine synchrone à réluctance opérant en générateur autonome. L'objectif est de maintenir une tension constante à la sortie du redresseur et de réagir de manière précise et relativement rapide aux variations de charge et de vitesse.

Dans ce chapitre, nous allons introduire les principes des deux méthodes de contrôle de la génératrice et nous examinerons en détail chacune de ces deux techniques, ainsi que la conception des schémas spécifiques à l'application envisagée. Ensuite, nous quantifierons les performances de chaque méthode de contrôle, en tenant compte des variations de la vitesse et de la charge. Enfin, en se basant sur les résultats issus des simulations, nous effectuerons une synthèse des différents aspects étudiés.

1 Modèle Mathématique du Dispositif

Une solution efficace pour réguler à la fois l'amplitude et la fréquence de la tension fournie à la charge consiste à connecter la génératrice à cette charge par le biais de deux convertisseurs réversibles. Deux techniques de commande vont être appliquées à savoir la commande vectorielle et le contrôle direct du couple.

L'utilisation d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique implique que les enroulements statoriques sont reliés à un redresseur et un onduleur sous contrôle.

Dans ce contexte, l'onduleur est chargé de produire des tensions triphasées destinées à alimenter la charge, avec les amplitudes et fréquences appropriées. La grandeur la plus importante à réguler est la tension continue en sortie du redresseur, notre attention se portera sur le contrôle de cette dernière dans le but de la maintenir constante, même face à des variations de la charge et de vitesse, à l'intérieur d'une plage de faisabilité.

La charge triphasée à la sortie de l'onduleur peut être ramenée du côté continu sous forme d'une résistance équivalente. Par conséquent, le système à commander se limitera à la machine synchrone à réluctance connectée à un redresseur débitant sur une charge résistive.

Le système ne peut s'amorcer seul puisqu'à l'instant de la mise sous tension, aucune énergie réactive n'est disponible, Pour pallier l'absence de cette dernière, une batterie connectée à une diode est introduite du côté continu qui fournit l'énergie réactif grâce à la réversibilité du convertisseur. Cette diode découple la batterie du redresseur dès que la tension générée en sortie du redresseur est supérieure à celle côté batterie. L'ensemble du système correspond alors à celui montré dans la *Figure III. 1*.

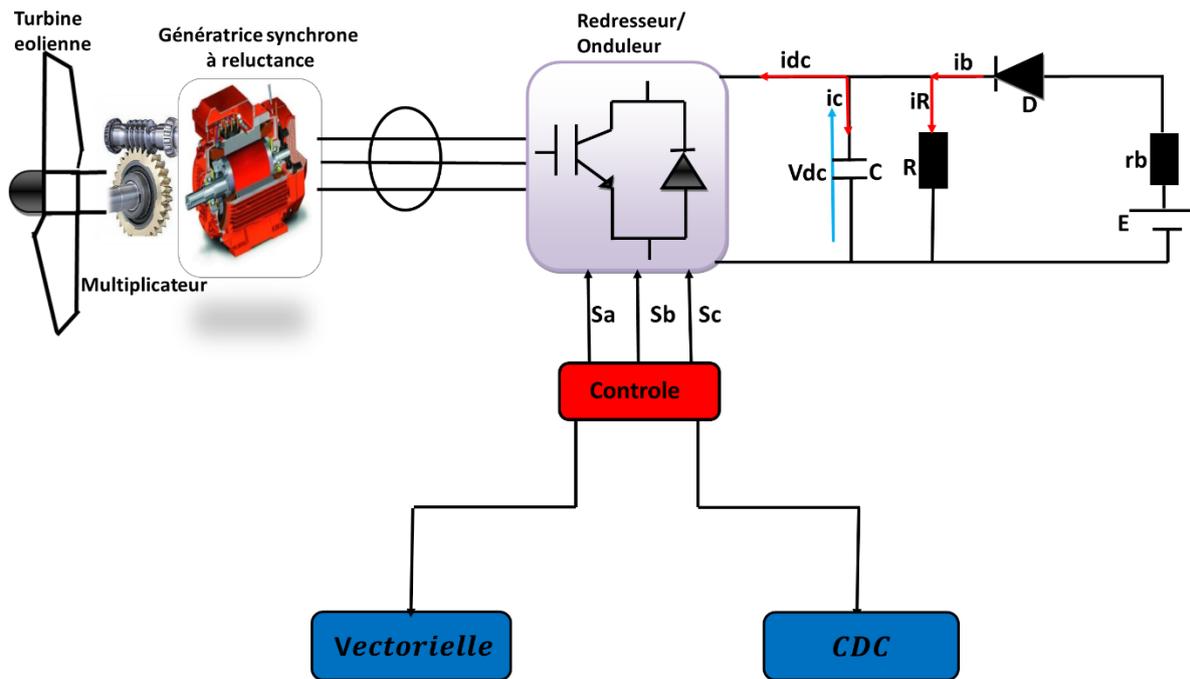


Figure III. 1:Schéma général du dispositif

Pour introduire les équations du circuit électrique à la sortie du redresseur le modèle est représenté ci-dessous sous forme de deux cas de figure :

➤ **1^{er} cas** : lorsque $V_{dc} \leq E$ la diode est passante

On peut écrire les équations suivantes :

$$i_{dc} = i_b - i_R - i_c \quad (1)$$

$$i_{dc} = \frac{E - V_{dc}}{r_b} - C \frac{dV_{dc}}{dt} - \frac{V_{dc}}{R} \quad (2)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C} \left[i_{dc} + V_{dc} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_b} \right) - \frac{E}{r_b} \right] \quad (3)$$

La relation 3 nous permet de déterminer la tension redressée V_{dc} :

$$\Rightarrow V_{dc} = \int -\frac{1}{C} \left[i_{dc} + V_{dc} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_b} \right) - \frac{E}{r_b} \right] \quad (4)$$

➤ **2^{eme} cas** : lorsque $V_{dc} \geq E$ la diode est bloquée

$$i_{dc} = -i_R - i_c \quad (5)$$

$$i_{dc} = -C \frac{dV_{dc}}{dt} - \frac{V_{dc}}{R} \quad (6)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C} \left[i_{dc} + \frac{V_{dc}}{R} \right] \quad (7)$$

La relation de la tension V_{dc} est donnée comme suit :

$$\Rightarrow V_{dc} = \int -\frac{1}{C} \left[i_{dc} - \frac{V_{dc}}{R} \right] \quad (8)$$

Avec :

R : représente la résistance de charge du côté continu.

r_b : Résistance interne de la batterie .

E : Tension aux bornes de la batterie.

V_{dc} : Tension redressée.

i_{dc} : Courant redressé .

i_c : Courant dans la capacité.

i_R : Courant dans la charge résistive.

La commande explicitée ci-dessous sera implémentée sur le dispositif d'étude et des simulations seront réalisées avec une tension batterie de 12V, une résistance interne de 0.1Ω et une capacité du côté continu fixée à $1000 \mu F$.

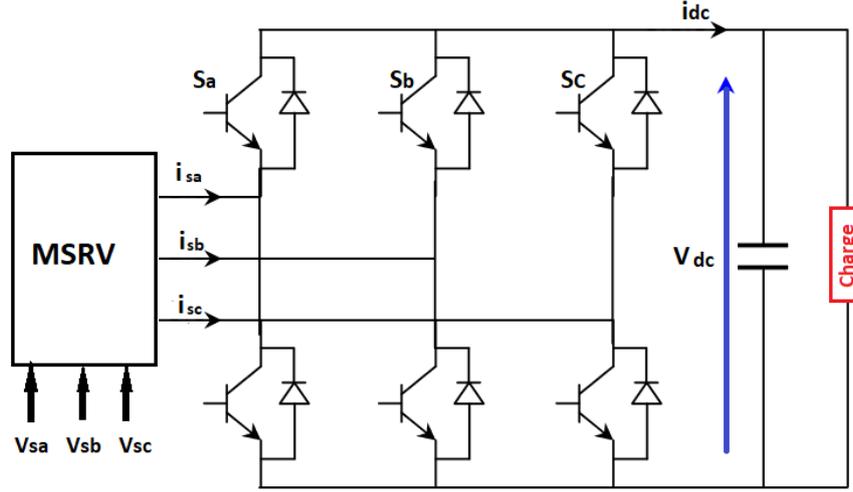


Figure III.2: Schéma du redresseur triphasé.

Nous pouvons déterminer le courant redressé i_{dc} en utilisant la relation suivante :

$$i_{dc} = S_a i_{sa} * S_b i_{sb} * S_c i_{sc} \quad (9)$$

Le vecteur de tension V_s provient de l'onduleur de tension triphasé. Ce vecteur dépend des configurations de commutation des bras de l'onduleur (S_a , S_b , S_c) et peut être exprimé en utilisant les variables booléennes représentant l'état des interrupteurs, comme illustré ci-dessous.

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (10)$$

En procédant à l'expansion du vecteur de tension V_s , l'équation reliant les tensions effectives (V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}) aux variables booléennes (S_a , S_b , S_c) peut être formulée de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

2 Commande Vectorielle:

La commande vectorielle, également connue sous le nom de "Commande par Orientation du Champ", a été proposée par HASSE et BLASCHKE [1] dans les années [1969-1972]. Elle s'inspire du principe de commande des machines à courant continu afin de contrôler les machines à courant alternatif de manière similaire.

En général, la composante du courant statorique d'axe d (excitation) permet de régler la valeur du flux magnétique dans la machine, tandis que la composante d'axe q (induit) permet de contrôler le couple généré. Cette approche de commande vectorielle a été largement utilisée dans le fonctionnement moteur des machines synchrones à réluctance, comme en témoignent les travaux référencés [2] [3] [4], mais très peu en tant que générateurs [5].

Le système que nous étudions et contrôlons est celui montré à la

Figure III.3.

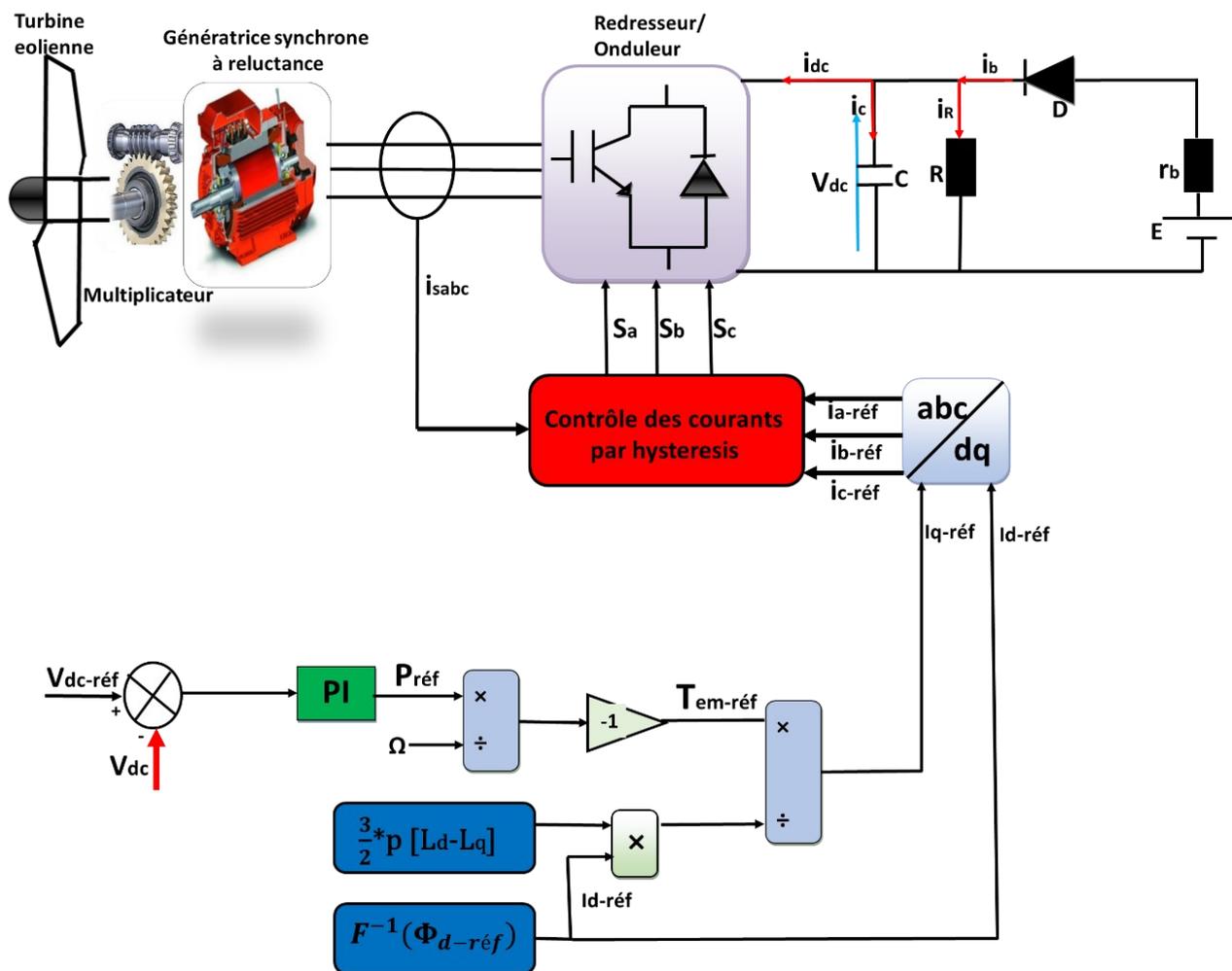


Figure III.3 : Schéma de commande vectorielle [9].

Le système est commandé de manière vectorielle avec comme consigne le maintien de la tension du bus continu constante. Pour cela, on utilise un correcteur PI pour la tension et des correcteurs par hystérésis pour les courants.

Pour le contrôle de la génératrice, nous imposons une tension V_{dc} de référence et un flux Φ_d de référence qui est choisi afin de placer la machine dans un état de magnétisation proche de celui de son point de fonctionnement nominal.

$V_{dc}=465 \text{ V}$; $\Phi_{d-ref}=0.7 \text{ Wb}$.

A partir de la valeur souhaitée du flux il est possible de déduire directement celle du courant i_{dref} à partir de la **Figure III.4**. Dans le cas de la machine étudiée, $i_{d-ref}=4.6 \text{ A}$ Une fois celui-ci maintenu à sa référence, le couple est alors directement proportionnel à i_{sq} .

Maintenir le flux d'axe direct à une valeur constante implique que l'état magnétique de la machine est relativement figé. Par ailleurs, la valeur du flux de référence étant généralement située au-delà du coude de saturation, l'effet du courant suivant l'axe q n'a plus d'impact significatif et donc l'effet croisé devient quasi inexistant.

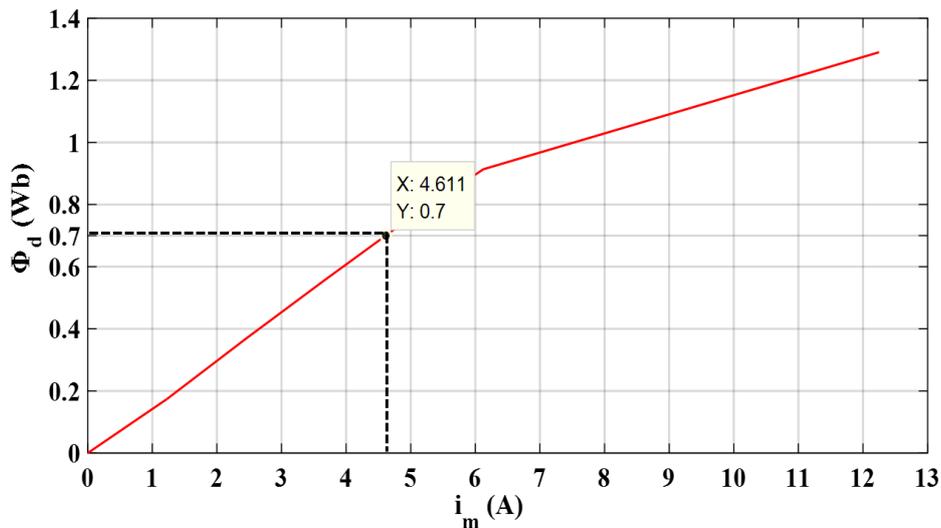


Figure III.4 : Φ_d en fonction du courant i_d .

A partir de la valeur de la charge et de la tension V_{dc} , on détermine la puissance de référence P_{ref} par la relation suivante :

$$P_{ref} = T_{em-ref} * \Omega \quad (12)$$

La vitesse Ω étant ‘mesurée’ et sous l’hypothèse de pertes négligeables, il est possible d’accéder à la valeur du couple de référence :

$$T_{em-ref} = \frac{P_{ref}}{\Omega} \quad (13)$$

Puis au courant selon l’axe q (i_{q-ref}) peut être déduit à partir de l’équation 14.

$$T_{em-ref} = \frac{3}{2} * p * (L_{sd} - L_{sq}) * i_{d-ref} * i_{q-ref} \quad (14)$$

$$i_{q-ref} = T_{em-ref} / \left[\frac{3}{2} * p * (L_{sd} - L_{sq}) * i_{d-ref} \right] \quad (15)$$

i_{d-ref} étant obtenu à partir de la valeur de référence du flux Φ_{d-ref} (**Figure III.4**) et i_{q-ref} déterminé à partir de l’équation (14) comme montré ci-dessus, les trois courants de référence (i_{a-ref} , i_{b-ref} , i_{c-ref}) sont obtenus à partir de la transformation inverse de Park. En comparant ces derniers avec les courants mesurés (i_a, i_b, i_c) et en utilisant des correcteurs à hystérésis des courants, on obtient les états des trois d’interrupteurs (S_1, S_2, S_3).

2.1 Résultats de simulation

Le système composé de la génératrice synchrone à réluctance variable (GSRV) connectée à un redresseur à MLI et commandé suivant la stratégie de commande introduite ci-dessus a été simulé. Plusieurs tests de simulation ont été réalisés. Il est à noter que les simulations ont été menées en utilisant le modèle analytique de la machine qui tient en compte de la saturation selon l’axe d et qui est présenté dans le chapitre II.

Nous effectuons dans ce qui suit, deux tests de simulation afin de quantifier les performances de la stratégie de commande appliquée. Le premier va nous permettre de tester l’influence de variations de la vitesse et le second l’impact de variations de charge, sur l’évolution de la tension à la sortie du redresseur.

2.1.1 Influence de la variation de la Vitesse :

Le système global illustré dans la

Figure III.3 a été simulé. Les régulateurs proportionnel-intégral (PI) employés pour la boucle de la tension continue ont été réglés selon des méthodes conventionnelles.

Dans cette partie, on s'intéresse aux résultats de simulation dans le cas d'une vitesse d'entraînement variable avec une charge de $R=100 \Omega$. Le rotor est entraîné à 650 tr/min de 0 s à 2 s puis il est augmenté à 750 tr/min (vitesse nominale) à 2 s jusqu'à 4 s et à 850 tr/min à $t = 4$ s.

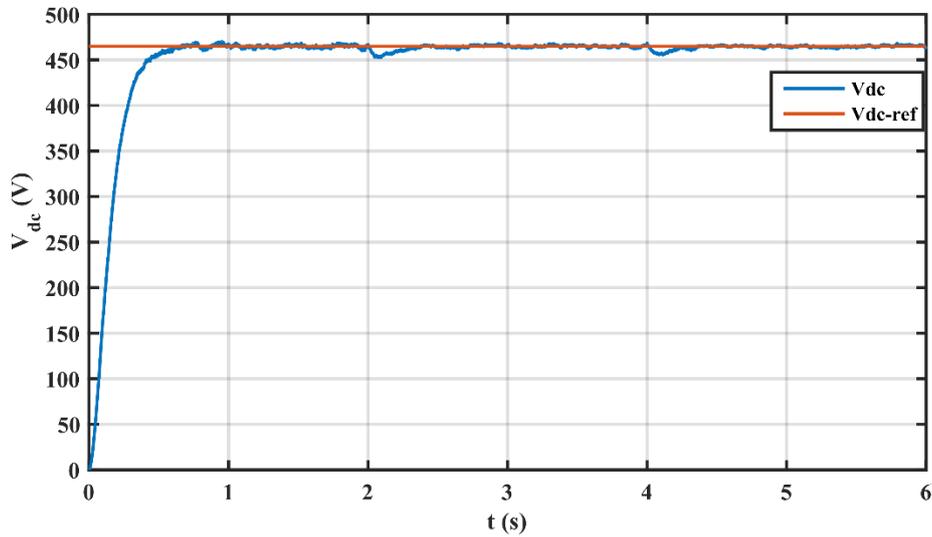


Figure III.5 : Tension redressée V_{dc} .

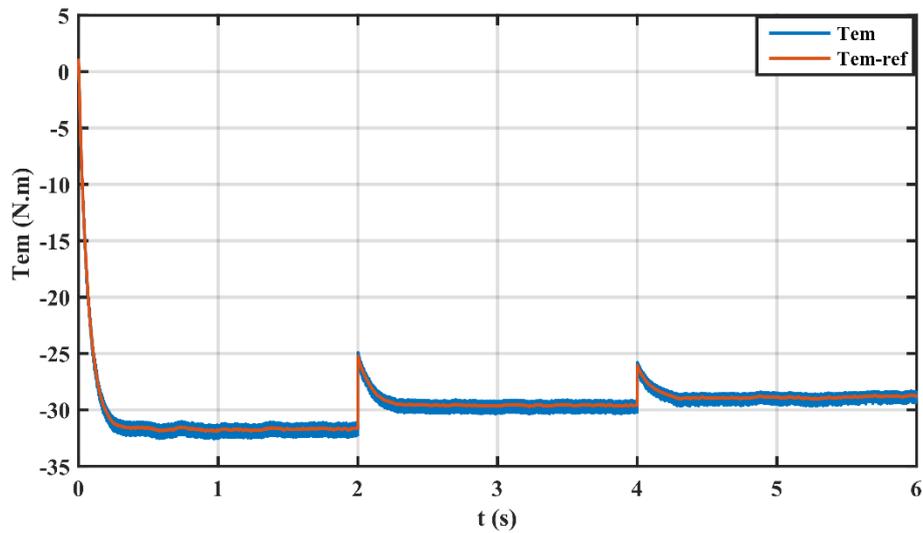


Figure III.6 : Couple électromagnétique.

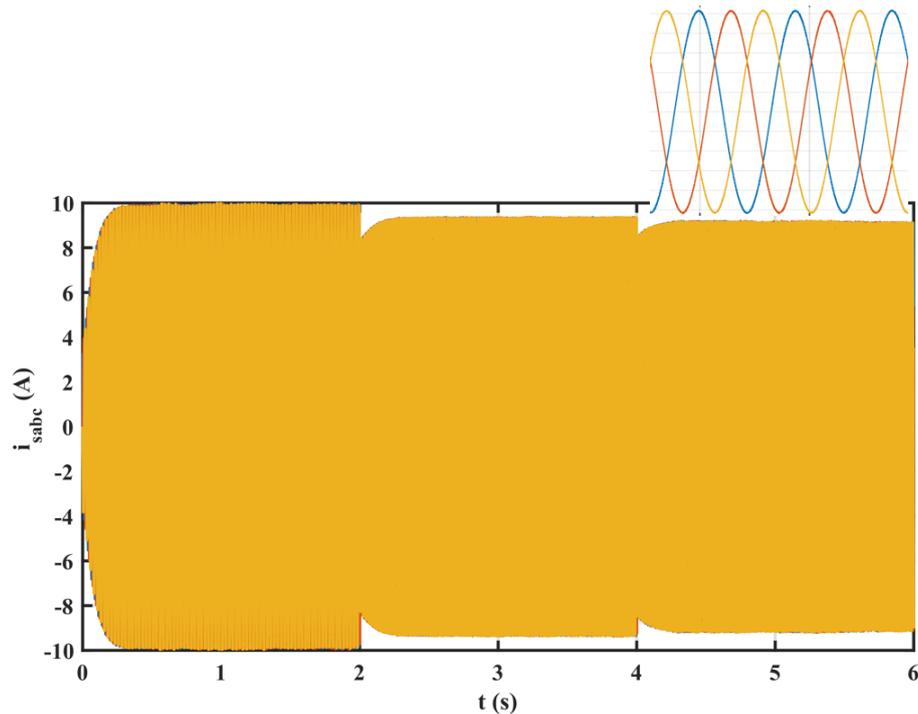


Figure III.7 : Courants statoriques.

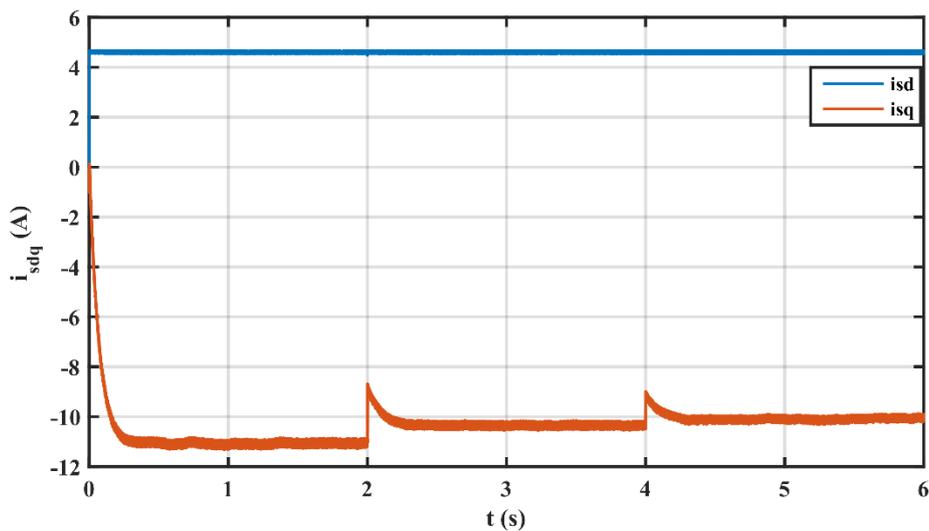


Figure III.8 : Courants i_{sd} et i_{sq} .

Les résultats obtenus montrent que la tension redressée est bien contrôlée (*Figure III.5*) et suit sa référence, comme escompté, le même temps de réponse lors de l'échelon initial. Comme le flux est maintenu constant, la tension est pratiquement insensible aux variations de la vitesse.

Sur la *Figure III.8* sont représentées les allures des courants suivant les deux axes d et q. Les deux courants étant régulés indépendamment l'un de l'autre, l'évolution du courant (i_{sd}) est maintenue constante à sa valeur de référence alors que celle du courant (i_{sq}) est à l'inverse de

celle de la vitesse. Cela est tout à fait cohérent étant donné que, à puissance de charge constante, ce dernier va compenser (resp. Délester), en couple, le déficit (resp. Le surplus) de vitesse de rotation. Cela est visible sur l'évolution temporelle du couple électromagnétique donnée à la **Figure III.6** qui est bien régulé et varie de manière inversement proportionnelle à la vitesse.

La **Figure III.7** montre les allures des courants statorique et qui s'adaptent dans leur évolution avec la puissance fournie étant la tension est maintenu constante.

2.1.2 Influence de la variation de la charge :

Dans cette partie, nous analysons les performances de la commande Vectorielle face à des variations de charge. Dans les sections suivantes, nous montrons les résultats obtenus lorsque la génératrice fonctionne à la vitesse synchrone de 750 tr/min, avec une référence de tension redressée V_{dc-ref} établie à 465V. Les simulations sont exécutées pour une charge initiale résistive de $R = 95\Omega$. Par la suite, cette charge est augmentée à 120Ω à $t=2s$, puis à 135Ω de $t=4s$ à $t=6s$. les résultats obtenus démontrent une bonne régulation de la tension continue à la sortie du redresseur avec une incidence aux instants de la variation de la charge avec des dépassements avoisinants les 2.5% (**Figure III.9**) Le retour à la valeur de référence est tributaire à celui du couple électromagnétique qui doit s'adapter à la nouvelle puissance de charge demandée. Contrairement à une variation de vitesse, qui affecte la puissance d'entrée sans une grande incidence sur la tension continue, une variation de charge affecte la valeur de la puissance demandée, directement liée à la tension V_{dc} , et donc la composante 'active' du courant statorique (i_{sq}) (**Figure III.12**) et le couple électromagnétique (**Figure III.10**) Le courant (i_{sd}) (**Figure III.12**) est bien régulé et il est totalement insensible à la variation de la charge. la **Figure III.11** montre les allures des courants statorique et qui s'adaptent dans leur évolution avec la puissance fournie étant la tension est maintenu constante.

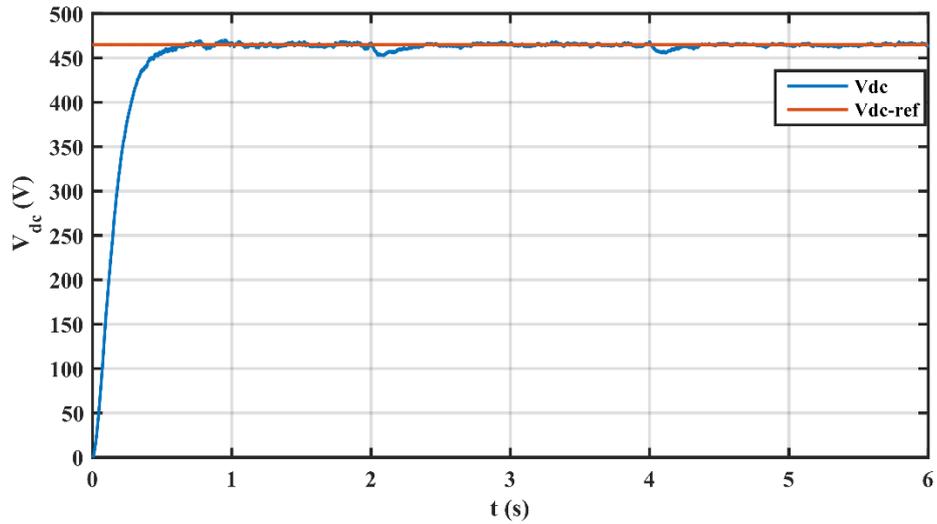


Figure III.9 : Tension redressée V_{dc} .

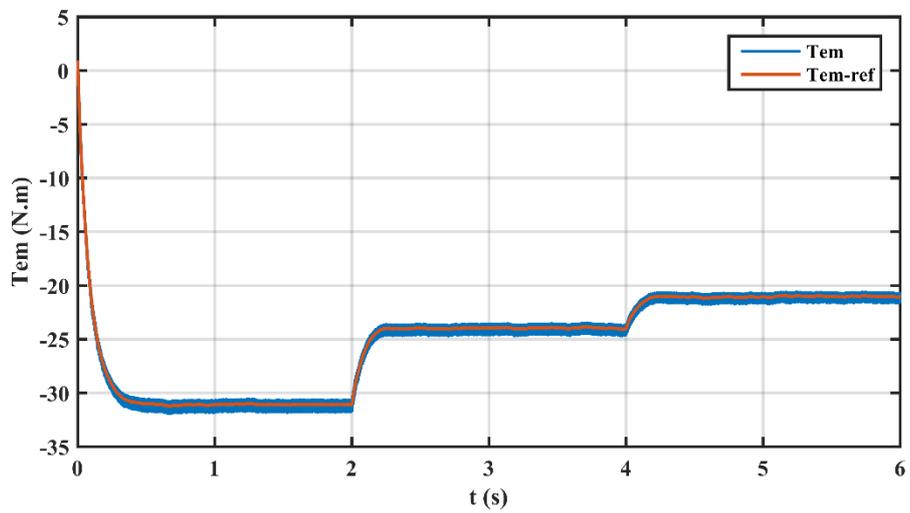


Figure III.10 : Couple électromagnétique.

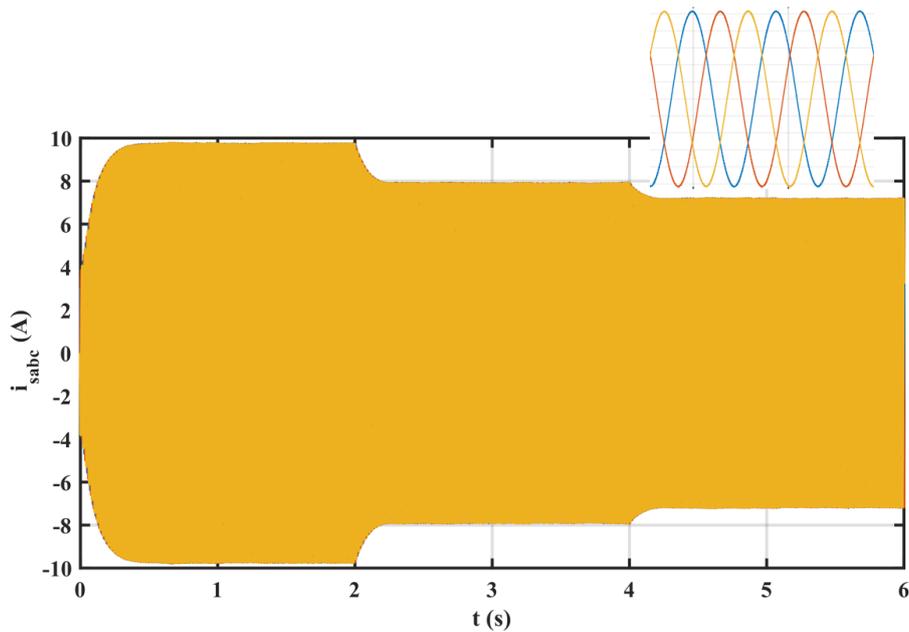


Figure III.11 : Courants statoriques.

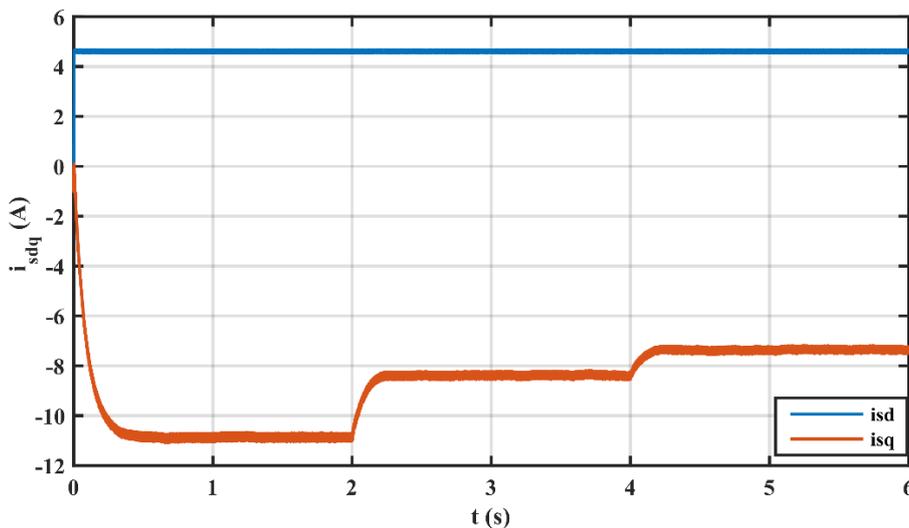


Figure III.12 : Courants i_{sd} et i_{sq} .

3 Commande Directe de Couple (CDC):

La commande vectorielle aboutit à des résultats très satisfaisants. Toutefois, elle nécessite l'utilisation d'un capteur de position pour la mise en place de la transformation de Park. Toujours dans une optique d'utilisation de la MSRVM en générateur isolé avec les meilleures performances et un investissement minimal, on a également appliqué la commande par contrôle direct du couple (CDC) pour tester ses performances pour un tel fonctionnement. Une telle stratégie est assez robuste et ne nécessite aucun capteur de position. Elle a déjà été utilisée pour

le fonctionnement moteur de la MSR_V [6] [7] mais pas dans le cas d'un fonctionnement en générateur et encore moins en autonome.

Les méthodes de contrôle direct du couple des machines électriques ont émergé dans la seconde moitié des années 1980, offrant une alternative compétitive aux méthodes traditionnelles basées sur la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et le découplage du flux et du couple moteur par l'orientation du champ magnétique.

3.1 Principe du control direct de couple (CDC):

L'objectif de la commande directe du couple (CDC) est de réguler directement le couple et le flux magnétique du stator de la machine. Elle consiste à contrôler ces deux grandeurs en ajustant les états de commutation du convertisseur statique de manière à maintenir leurs valeurs dans des bandes d'hystérésis autour des valeurs de référence prédéfinies. Par conséquent, le système de contrôle comprend deux boucles principales : la boucle de contrôle du flux et la boucle de contrôle du couple, qui sont généralement régulées par des régulateurs à hystérésis [8].

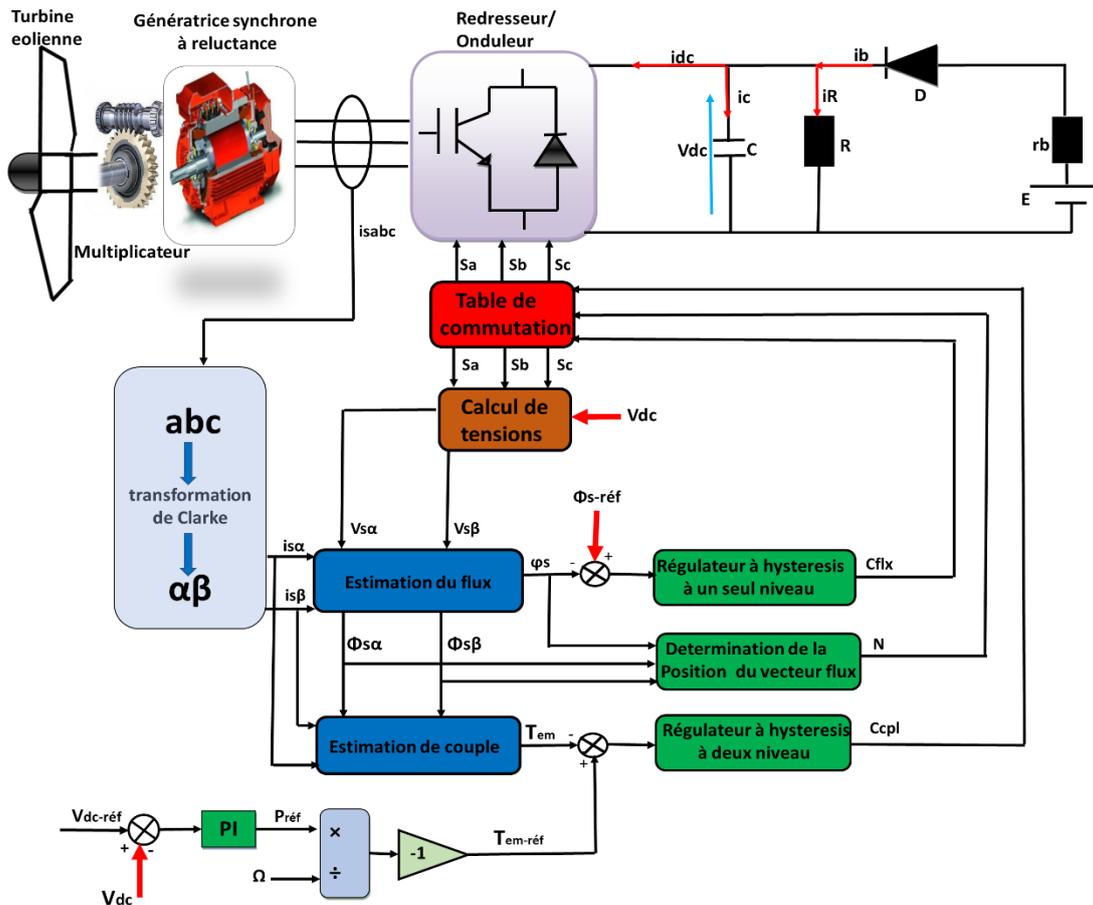


Figure III.13 : Schéma fonctionnel de la MSR_V fonctionnant comme un générateur autonome contrôlé par CDC [9].

3.2 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

A partir de la stratégie de base de la CDC proposée par Takahashi, les tensions d'alimentation sont estimées en fonction de la tension du bus continu et des états de commutation des bras de l'onduleur.

Ces états sont donnés par le groupe (S_a, S_b, S_c) où chacune des trois variables peut prendre les valeurs : 1 ou 0. Ainsi, l'onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur qui peuvent être appliqués aux bornes de la machine synchrone à réluctance :

$V_0(0\ 0\ 0)$, $V_1(1\ 0\ 0)$, $V_2(1\ 1\ 0)$, $V_3(0\ 1\ 0)$, $V_4(0\ 1\ 1)$, $V_5(0\ 0\ 1)$, $V_6(1\ 0\ 1)$, $V_7(1\ 1\ 1)$.

Tous les vecteurs sont actifs sauf les vecteurs V_0 , V_7 qui sont nuls.

L'équation électrique aux bornes de la machine peut s'écrire en fonction des différents vecteurs tension, courant et flux, sous la forme suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (16)$$

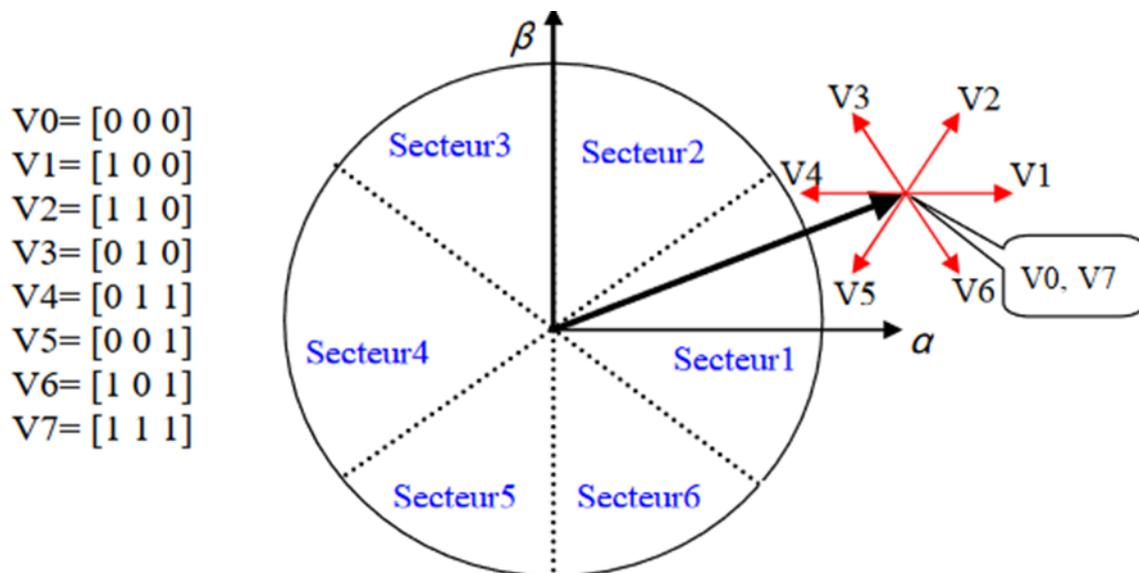


Figure III.14 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires [8].

3.3 Modèle de la machine synchrone à réluctance dans le repère (α, β)

Dans cette approche, un repère (α, β) aligné sur le stator est adopté. Les composantes alpha et beta sont alors indépendantes l'une de l'autre et ne nécessitent pas d'information sur la position rotorique. Il est alors possible de contrôler séparément le flux magnétique et le couple de la machine.

Le modèle électrique de la machine, qui établit des liens entre les vecteurs de flux, les tensions et les courants dans ce repère fixe, peut être formulé de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (17)$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_1, S_2, S_3) et de la mesure de la tension V_{dc} , en appliquant la transformée de CONCORDIA :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} [S_b - S_c] \end{cases} \quad (18)$$

De même, les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont obtenus à partir de l'application de la transformation de Concordia aux courants i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} mesurés:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} [i_{sb} - i_{sc}] \end{cases} \quad (19)$$

Le flux magnétique du stator et le couple électromagnétique sont estimés à chaque fois à partir des mesures des tensions et des courants statoriques de la machine. Ces derniers sont exprimés dans le système de coordonnées α - β conduisant à $V_{s\alpha}, V_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$. Ensuite, les composants des flux magnétiques du stator le long de α et β sont obtenus d'après l'équation 17 par :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha}^e = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta}^e = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (20)$$

Le flux total est obtenu par l'équation (21)

$$\Phi_s^e = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^e{}^2 + \Phi_{s\beta}^e{}^2} \quad (21)$$

Le plan du vecteur de flux du stator est divisé en six secteurs Θ_1 - Θ_6 chacun ayant un angle de 60° . La position du vecteur flux statorique dans ces secteurs est donnée par Θ :

$$\theta_s^e = \tan^{-1} \left(\frac{\Phi_{s\beta}^e}{\Phi_{s\alpha}^e} \right) \quad (22)$$

Le couple est estimé directement à partir des grandeurs estimées du flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ et des grandeurs calculées du courant $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$. par:

$$T_{em}^e = \frac{3}{2}p(\Phi_{s\alpha}^e i_{s\beta} - \Phi_{s\beta}^e i_{s\alpha}) \quad (23)$$

3.3.1 *Elaboration du contrôle de flux*

Dans le but d'obtenir des performances dynamiques de grande qualité, il est avantageux d'utiliser un correcteur à hystérésis à deux niveaux dans la commande étudiée. Ce type de correcteur offre une réponse robuste et une tolérance aux perturbations en n'agissant que lorsque le signal d'erreur dépasse les limites prédéfinies de la bande d'hystérésis. Cela permet d'éviter des actions de régulation excessives et instables.

Avec ce contrôleur, la régulation du flux est précise et il devient facile de maintenir l'extrémité du vecteur de flux magnétique (Φ_s) dans une couronne circulaire autour d'une valeur de référence souhaitée.

Au départ, le flux magnétique est estimé en utilisant une équation d'estimation appropriée. Ensuite, cette valeur estimée est comparée à la valeur de référence, ce qui génère un signal d'erreur représentant la différence entre les deux.

Le signal d'erreur est ensuite traité par un correcteur à hystérésis spécifiquement conçu pour le contrôle du flux. Ce correcteur utilise un seuil de commutation, qui représente la valeur de référence à laquelle le signal d'erreur est comparé, ainsi qu'une bande d'hystérésis qui entoure ce seuil. La sortie du correcteur de flux, généralement exprimée sous forme d'une variable booléenne, indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux par rapport à la valeur de référence.

Lorsque le signal d'erreur dépasse le seuil de commutation et sort de la bande d'hystérésis, le correcteur à hystérésis déclenche une action de commutation appropriée sur le convertisseur statique, ce qui permet de maintenir le flux magnétique du stator à proximité de la valeur de

référence souhaitée. Si le signal d'erreur reste à l'intérieur de la bande d'hystérésis, aucune action de régulation n'est entreprise, ce qui contribue à la stabilité du système. Ce processus de comparaison, de traitement du signal d'erreur et d'action de commutation est répété de manière continue pour maintenir le flux magnétique à proximité de la valeur de référence souhaitée.

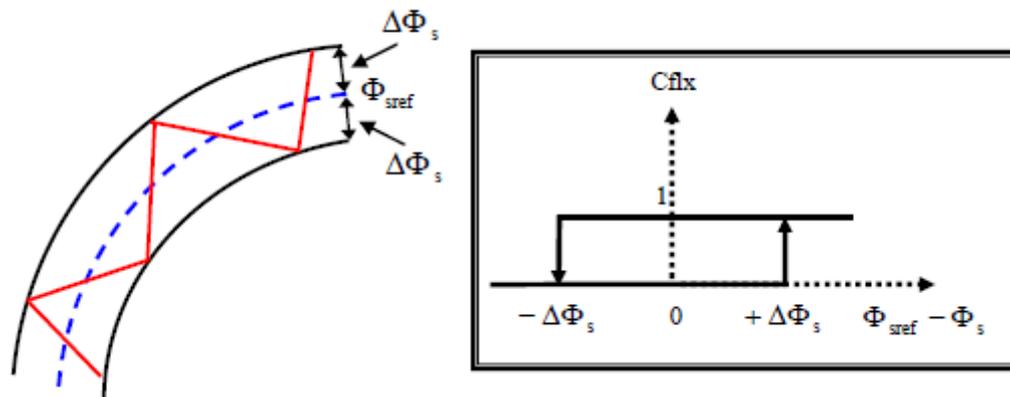


Figure III.15 : Sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux avec un contrôleur d'hystérésis à deux niveaux [9] .

$|\Phi_{\text{ref}} - \Phi_s| < \Delta\Phi$, avec Φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\Phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur

3.3.2 Elaboration du correcteur de couple

Pour le contrôle du couple produit par la machine, on utilise un correcteur à hystérésis à trois niveaux car il permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation avec une bande d'hystérésis plus large pour permettre une régulation plus dynamique en fonction de la variation de charge de ce dernier, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne C_c indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en Valeur absolue ($C_c=1$ pour une consigne positive et $C_c=-1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($C_c=0$).

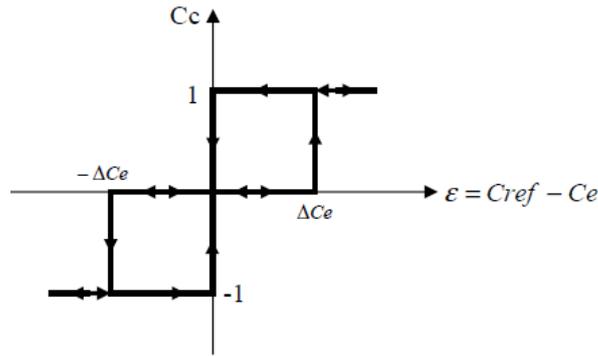


Figure III. 16 : contrôleur à hystérésis à 3 niveaux pour le contrôle du couple [1].

Le correcteur de couple est un élément essentiel pour réguler directement le couple électromagnétique d'une machine électrique. Son fonctionnement repose sur les étapes suivantes :

Estimation du couple : Le couple est estimé en utilisant les grandeurs mesurées de la machine, puis il est comparé à la consigne de référence. La différence entre ces deux valeurs donne le signal d'erreur du couple.

Action du correcteur : Le correcteur de couple intervient pour ajuster le courant statorique de la machine afin de réguler le couple électromagnétique. Il le fait en modifiant les états de commutation du convertisseur pour atteindre le couple désiré, tout en maintenant le couple à l'intérieur d'une bande de tolérance prédéfinie autour de la consigne.

Ce processus se répète de manière cyclique, permettant de maintenir le couple de sortie de la machine aussi proche que possible de la consigne de référence. Le correcteur de couple joue donc un rôle crucial dans la commande de la machine électrique, garantissant un contrôle précis du couple électromagnétique.

3.3.3 Tableau de commutation

La logique de commutation du CDC est présentée dans le tableau 1, où e_{flx} et e_{Te} représentent les erreurs de flux et de couple.

Le choix du vecteur de la table de commutation se fait en fonction de l'erreur de couple et de l'erreur de flux. L'objectif est de sélectionner le vecteur de tension qui réduit ces erreurs et permet d'atteindre les valeurs de couple et de flux de référence. Une fois que le vecteur de tension est sélectionné, les états de commutation correspondants sont activés sur le convertisseur.

statique. Cela permet de générer les courants statoriques nécessaires pour contrôler le couple et le flux de la machine.

Avec l'état des erreurs de flux et de couple, il permet de sélectionner le vecteur de tension de base le plus approprié pour minimiser les erreurs de couple et de flux.

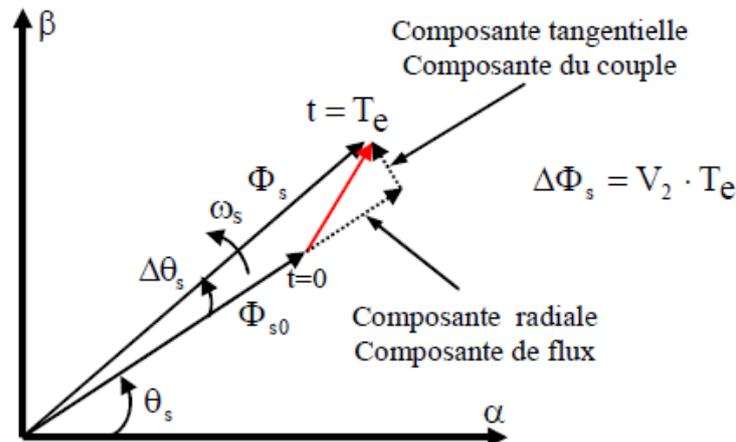


Figure III. 17 : L'évolution de l'extrémité de Φ_s pour R_s, I_s négligeable [9].

La composante du flux du vecteur tension, représentée par sa composante radiale, permet de faire varier l'amplitude du flux magnétique Φ_s . En ajustant cette composante, on peut contrôler l'amplitude du flux dans la machine électrique.

D'autre part, la composante du couple du vecteur tension, représentée par sa composante tangentielle, permet de faire varier la position du flux magnétique Φ_s . En modifiant cette composante, on peut influencer sur le couple de la machine électrique.

Ainsi, en manipulant à la fois la composante du flux et la composante du couple du vecteur tension, on peut contrôler à la fois l'amplitude et la position du flux magnétique Φ_s , ce qui permet d'ajuster les caractéristiques de fonctionnement de la machine électrique selon les besoins spécifiques de l'application. D'après la *Figure III. 17* on remarque que si on veut augmenter le flux et le couple à la fois il faut utiliser le flux V_3 car ses deux composante radiale et tangentielle sont au sens positive

Lorsque le flux (Φ_s) se trouve dans une zone i ($i=1\dots6$) le contrôle du flux statorique et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des vecteurs tensions suivantes

- Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et T_{em} croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et T_{em} décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et T_{em} croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et T_{em} décroît ;
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés alors l'amplitude du flux demeure constante et le couple décroît si la vitesse est positive, et croît si la vitesse est négative.

Tableau III. 1 : Tableau de commutation avec correcteur de couple à 3 niveaux

N		Θ_1	Θ_2	Θ_3	Θ_4	Θ_5	Θ_6
$e_{flx}=1$	$e_{Te}=1$	$V_2 (110)$	$V_3 (010)$	$V_4 (011)$	$V_5 (001)$	$V_6 (101)$	$V_1 (100)$
	$e_{Te}=0$	$V_7 (111)$	$V_0 (000)$	$V_7 (111)$	$V_0 (000)$	$V_7 (111)$	$V_0 (000)$
	$e_{Te}=-1$	$V_6 (101)$	$V_1 (100)$	$V_2 (110)$	$V_3 (010)$	$V_4 (011)$	$V_5 (001)$
$e_{flx}=0$	$e_{Te}=1$	$V_3 (010)$	$V_4 (011)$	$V_5 (001)$	$V_6 (101)$	$V_1 (100)$	$V_2 (110)$
	$e_{Te}=0$	$V_0 (000)$	$V_7 (111)$	$V_0 (000)$	$V_7 (111)$	$V_0 (000)$	$V_7 (111)$
	$e_{Te}=-1$	$V_5 (001)$	$V_6 (101)$	$V_1 (100)$	$V_2 (110)$	$V_3 (010)$	$V_4 (011)$

Pour fonctionner comme un générateur autonome, la MSRVR est connectée à un redresseur et à un onduleur. Comme ce dernier fonctionne principalement pour fournir des tensions alternatives de bonne amplitude et de bonne fréquence, le contrôle du redresseur est le plus critique afin de maintenir la tension du bus continu à une valeur donnée. La stratégie CDC est donc appliquée à la machine connectée au redresseur tandis que la charge triphasée est amenée du côté continu.

Dans le cas réel, la tension aux extrémités des enroulements du stator de la machine est initialement augmentée grâce à la tension résiduelle délivrant un courant magnétisant. Dans le cas étudié, tout comme dans la commande vectorielle, une batterie de faible tension en série avec une diode est mise en parallèle avec la capacité du bus DC.

Le système étudié ainsi que l'ensemble du schéma de commande sont représentés à la *Figure III.13*, où les deux grandeurs de référence sont l'amplitude du flux magnétique du stator et la tension du bus continu, Ce dernier conduit à la référence de couple de la machine qui doit être contrôlée grâce à la stratégie CDC.

3.4 Résultats de simulations

Pour illustrer le fonctionnement de la configuration de contrôle par commande directe de couple (CDC), l'ensemble du système est étudié au moyen de simulations Matlab-Simulink. Le modèle d-q de la machine est utilisé pour simuler le fonctionnement de la MSR_V tout en tenant compte de l'effet de saturation le long de l'axe d. Différents tests significatifs sont effectués pour voir l'influence des variations de charge et de vitesse sur la tension du bus continu.

3.4.1 Influence de la variation de la vitesse :

Dans le cas de l'analyse de la variation de la vitesse de rotation sur les performances du système simulé, les mêmes cas que ceux simulés en commande vectorielle sont repris, à savoir la valeur de référence de la tension du bus continu est fixée à $V_{dc-ref} = 465$ V et la résistance de la charge est de 100Ω . Le rotor de la machine est d'abord entraîné à 650 tr/min, puis il est augmenté à 750 tr/min (vitesse nominale) à 2 s et à 850 tr/min à $t = 4$ s.

Les différents résultats obtenus sont donnés dans les figures ci-dessous. L'évolution temporelle (*Figure III.18*) montrent que, la tension continue en sortie du redresseur est bien contrôlée et quasi insensible aux variations de la vitesse.

Figure III.19 et *Figure III.20* montrent les allures du flux statorique et son amplitude respectivement. Comme on pouvait le prévoir, l'allures du flux statorique est circulaire. Les allures circulaires du flux statorique induisent des flux ($\Phi_{s\alpha}$) et ($\Phi_{s\beta}$) d'allures sinusoïdales (*Figure III.21*) De par la commande directe du flux et du couple, l'évolution temporelle du couple électromagnétique est représentée sur la *Figure III.22*. Nous noterons qu'il bien régulé et que la dynamique de sa réponse dans le cas de la CDC est meilleure que dans le cas de la commande vectorielle.

Concernant les courants (*Figure III.23*) comme dans le cas de commande vectorielle, allures des courants statorique s'adaptent dans leur évolution avec la puissance fournie étant la tension est maintenu constante et avec une dynamique de sa réponse dans le cas de la CDC.

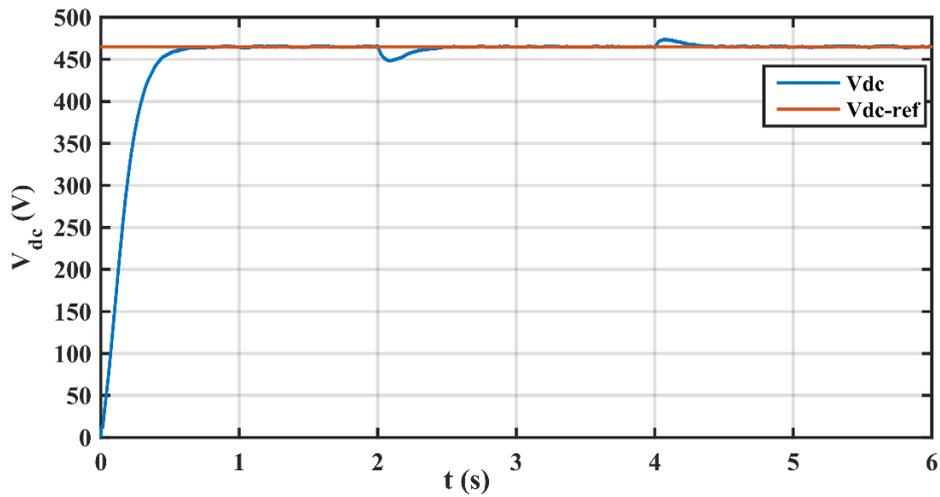


Figure III.18 : Tension du bus Continue en fonction du temps.

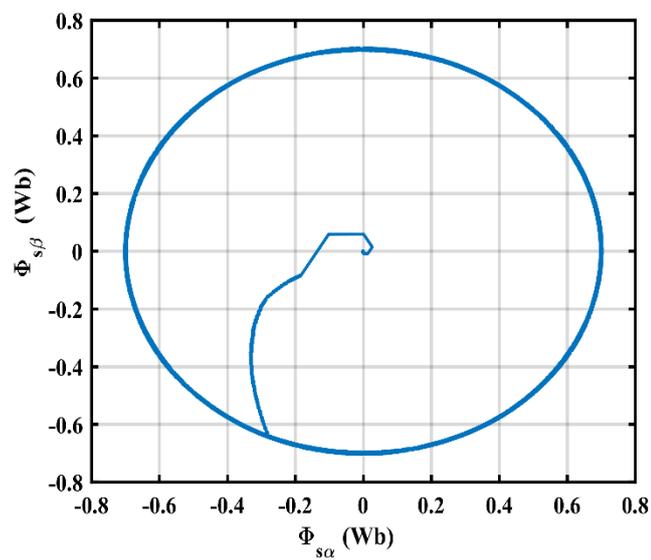


Figure III.19 : Flux statorique.

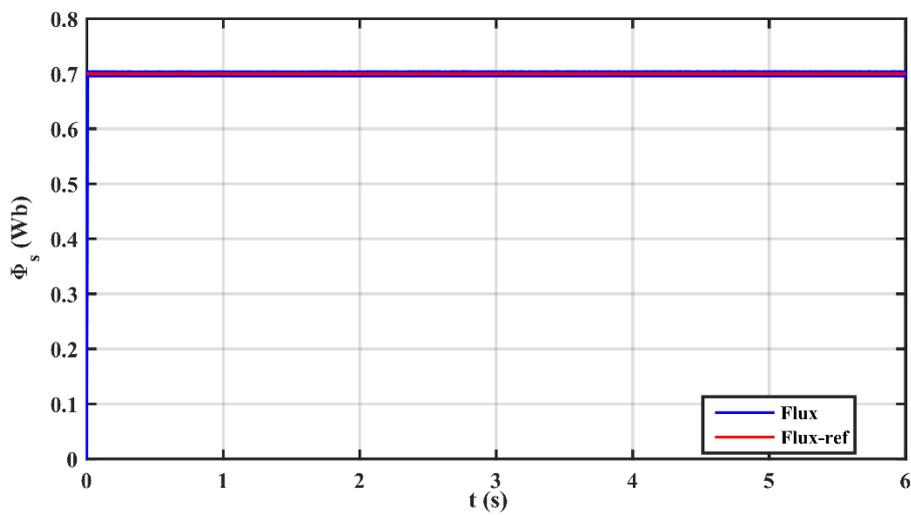


Figure III.20 : Amplitude du flux statorique.

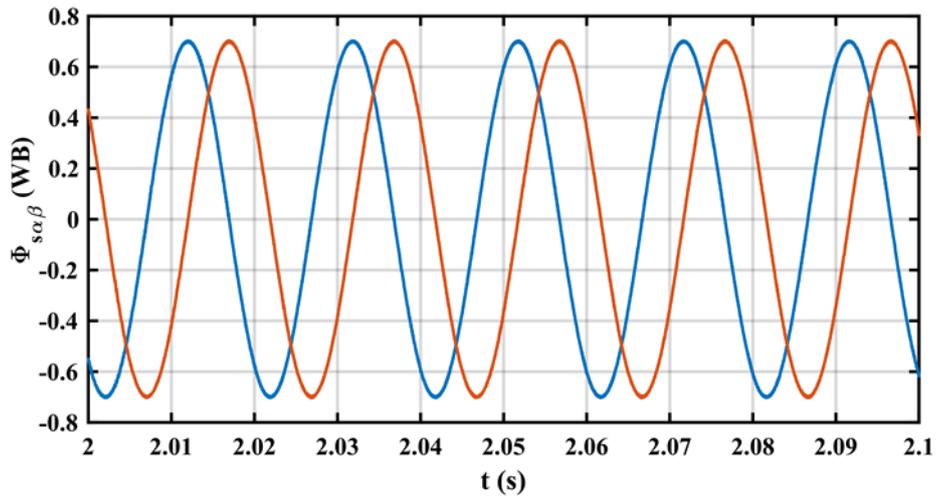


Figure III.21 : Composantes du flux statorique

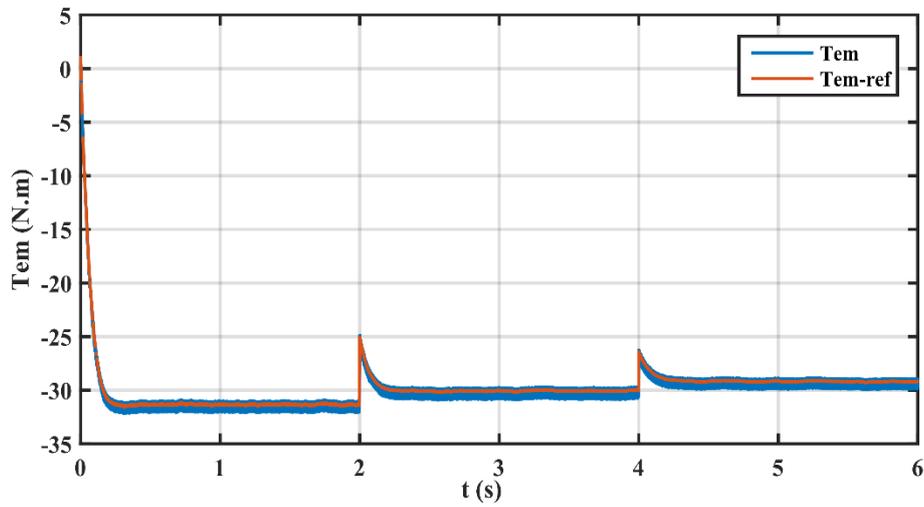


Figure III.22 : Couple électromagnétique.

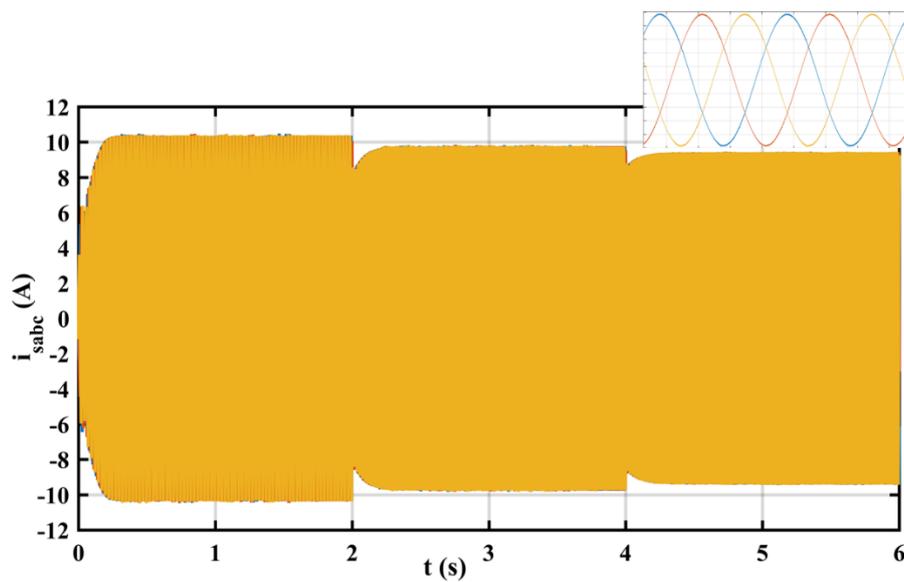


Figure III.23 : Courants statoriques.

3.4.2 Influence de la variation de charge :

Dans le cas du test de variation de charge, le générateur est entraîné à la vitesse synchrone de (750 tr/min) et la référence de la tension du bus continue est fixée à 465 V. Les simulations sont d'abord effectuées avec une charge résistive de $R = 95\Omega$. Cette dernière est ensuite augmentée à 120Ω à $t=2s$ et à 135Ω à $t=4s$.

Les différents résultats obtenus sont donnés dans les figures ci-dessous. L'évolution temporelle (**Figure III.24**) montrent que, la tension continue en sortie du redresseur est bien contrôlée et impactée par les variations de la charge avec des dépassements. Le retour à la valeur de référence est tributaire à celui du couple électromagnétique (**Figure III.28**) qui doit s'adapter à la nouvelle puissance de charge demandée.

Les **Figure III.25** et **Figure III.26** montrent les allures du flux statorique et son amplitude respectivement et qui sont totalement insensibles aux variations de la charge. Comme on pouvait le prévoir, l'allures du flux statorique est circulaire. Les allures circulaires du flux statorique induisent des flux ($\Phi_{s\alpha}$) et ($\Phi_{s\beta}$) d'allures sinusoïdales (**Figure III.27**) De par la commande directe du flux et du couple, l'évolution temporelle du couple électromagnétique est représentée sur la **Figure III.28**. Nous noterons qu'il bien régulé et que la dynamique de sa réponse dans le cas de la CDC est meilleure que dans le cas de la commande vectorielle.

Concernant les courants (**Figure III.29**) comme dans le cas de commande vectorielle, l'allures des courants statoriques s'adaptent dans leur évolution avec la puissance fournie étant la tension est maintenu constante et avec une dynamique de sa réponse dans le cas de la CDC.

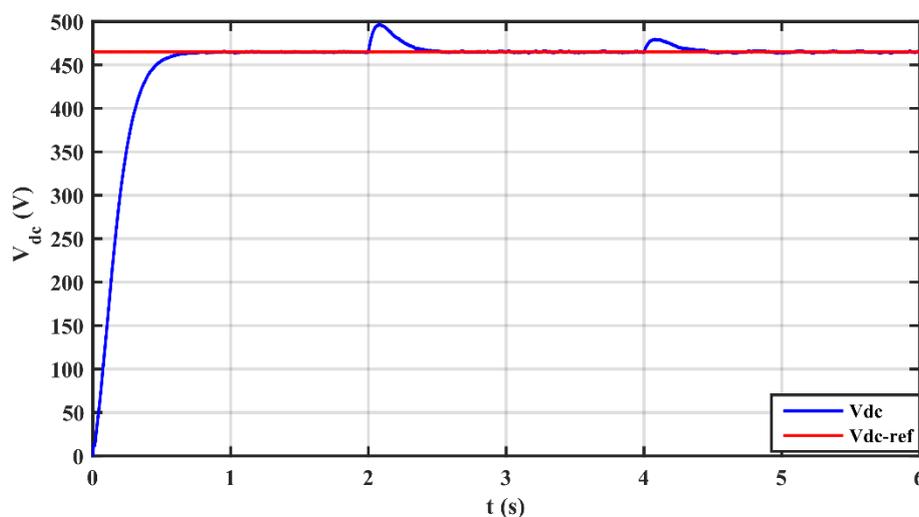


Figure III.24 : Tension du bus continue en fonction du temps.

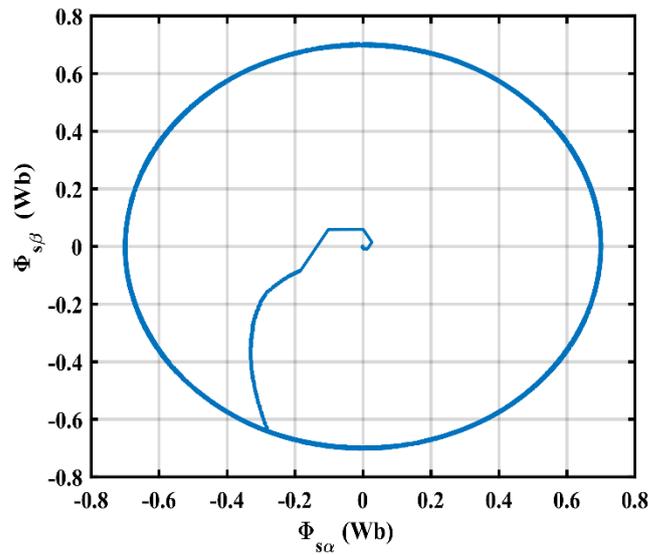


Figure III.25 : Flux statorique.

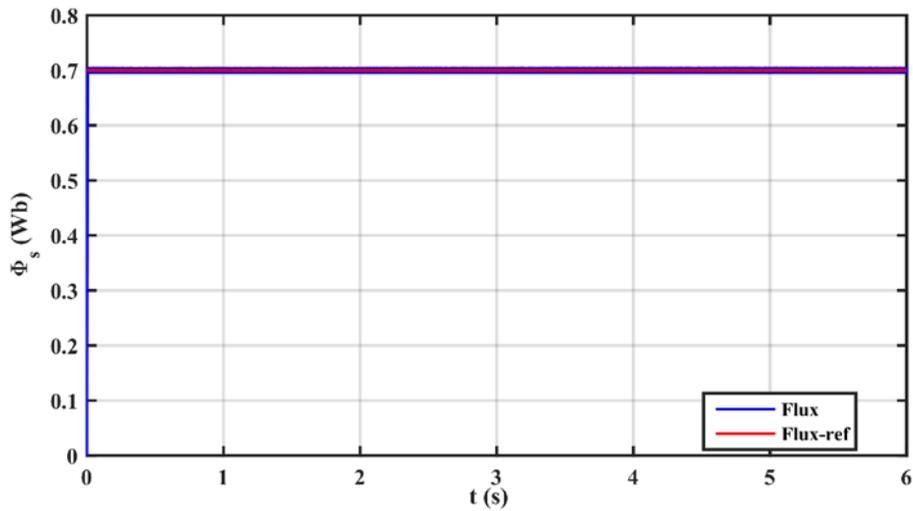


Figure III.26 : Amplitude du flux statorique.

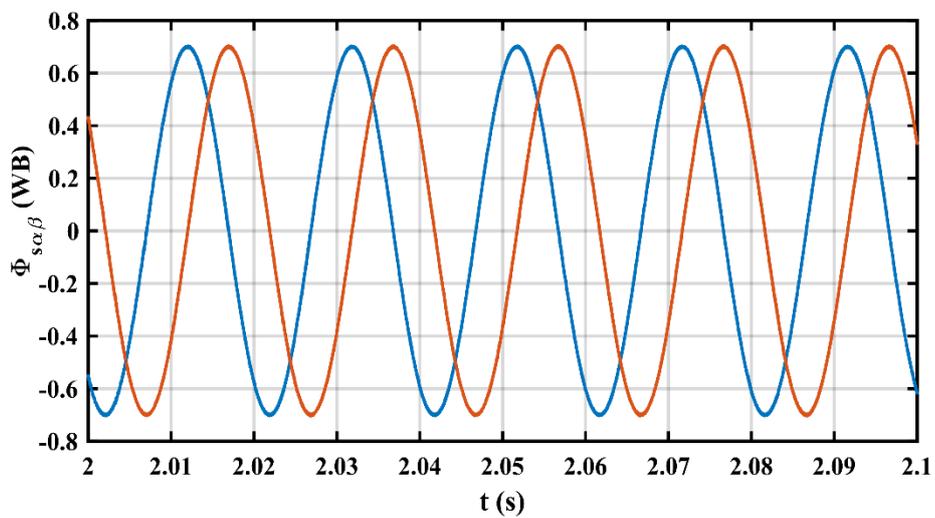


Figure III.27 : Flux $\Phi_{s\alpha}^e$ et $\Phi_{s\beta}^e$ en fonction du temps.

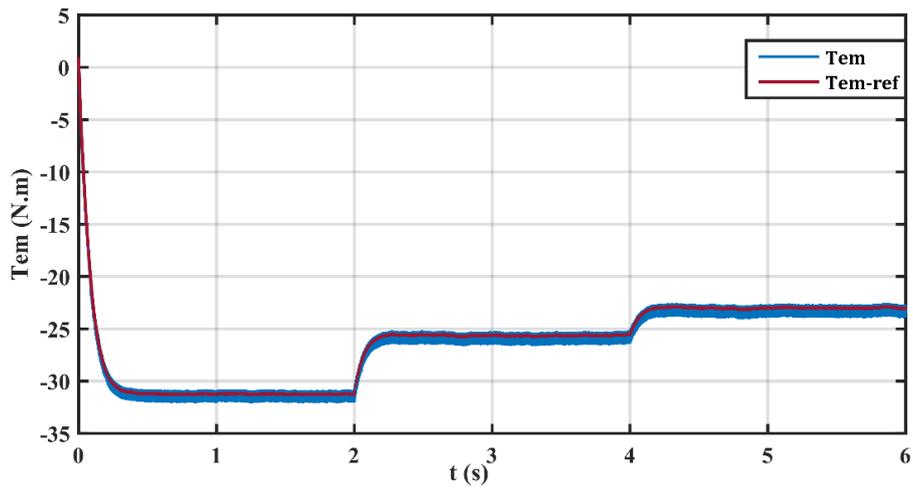


Figure III.28 : Couple électromagnétique en fonction du temps.

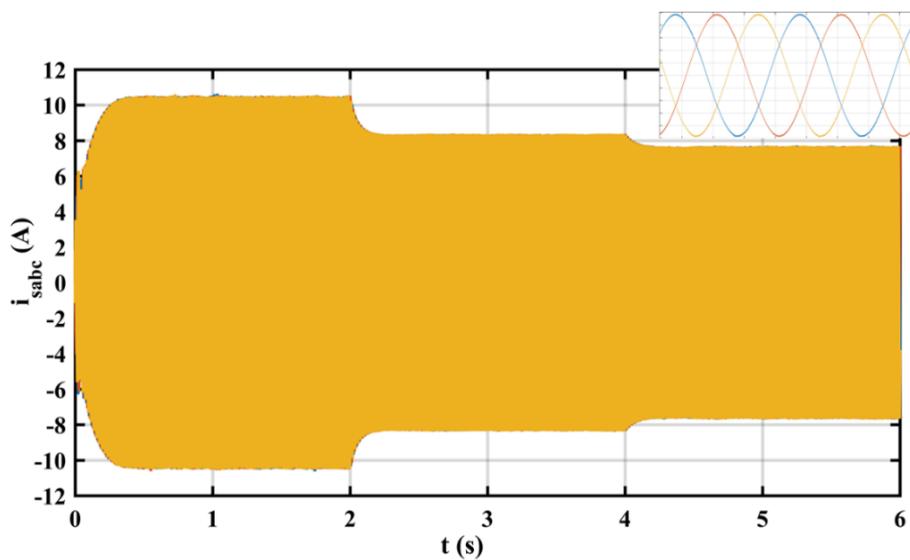


Figure III.29 : Courants statoriques.

CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la commande de la génératrice synchrone à réluctance variable débitant sur un redresseur commandé afin de maintenir la tension continue à la sortie du redresseur constante pour des variations de vitesse et/ou de charge.

Pour atteindre cet objectif, deux techniques de commande ont été appliquées à savoir la commande vectorielle et la commande par contrôle direct du couple (CDC). Ces deux techniques, largement étudiées et utilisées pour des fonctionnements moteurs de la machine synchrone à réluctance variable n'ont, à notre connaissance, pas été souvent utilisées pour des applications en fonctionnement générateur. Les deux techniques de commande ont alors été appliquées en fonctionnement en générateur autonome. Ces techniques de commande ont été implantées sur le logiciel Matlab-Simulink simulant la machine synchrone à réluctance variable dont le modèle analytique utilisé est exprimé dans le cadre rotatif d-q tout en tenant compte de l'effet de saturation selon l'axe d, le convertisseur statique et la charge du côté continu.

Des résultats de simulation pour des variations de vitesses et de charge ont été réalisés pour quantifier leurs performances. Ces résultats ont montré, d'une manière générale, une bonne régulation de la tension redressée pour les variations de vitesses mais une certaine sensibilité aux variations de la charge. Enfin, en comparaison des deux techniques de commande, la CDC aboutit, globalement, à de meilleures performances que la commande vectorielle.

BIBLIOGRAPHE

- [1] N. Assas, « Modélisation et contrôle du couple d'une machine à réluctance variable ». mémoire de magister . Université Mohamed Khider Biskra,2009.
- [2] T. Lubin, « Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable: prise en compte de la saturation magnétique » 2003. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré; Nancy I.
- [3] A. Tounzi, «Contribution à l'étude de la commande vectorielle de machines à reluctance variable : prise en compte de l'amortissement et de la saturation». 1993. Thèse de doctorat.
- [4] P. R. Ghosh, A. Das, et G. Bhuvanewari, « Performance comparison of different vector control approaches for a synchronous reluctance motor drive », in 2017 6th International Conference on Computer Applications In Electrical Engineering-Recent Advances (CERA), Roorkee: IEEE, oct. 2017, p. 320-325. doi: 10.1109/CERA.2017.8343348.
- [5] D. Vijay M., B. Singh, et G. Bhuvanewari, « Position Sensor-Less Synchronous Reluctance Generator Based Grid-Tied Wind Energy Conversion System With Adaptive Observer Control », IEEE Trans. Sustain. Energy, vol. 11, n° 2, p. 693-702, avr. 2020, doi: 10.1109/TSTE.2019.2903891.
- [6] S. Haghbin et T. Thiringer, « Impact of inverter switching pattern on the performance of a direct torque controlled synchronous reluctance motor drive », in 2009 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Lisbon, Portugal: IEEE, mars 2009, p. 337-341. doi: 10.1109/POWERENG.2009.4915173.
- [7] T. Imen, K. Amor, S. Oussamal, C. Abdelkader, et B. Mohamed, « Performance analysis of FOC and DTC for Synchronous Reluctance Motor », in 2016 17th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), Sousse, Tunisia: IEEE, déc. 2016, p. 260-264. doi: 10.1109/STA.2016.7952109.
- [8] H. Serhoud, «Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable» 2016. Thèse de doctorat. Batna, Université El Hadj Lakhder. Faculté des sciences de l'ingénieur.
- [9] K. Idjdarene, 'Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes'. 2010. Thèse de doctorat. Lille 1 en cotutelle avec université de Bejaia Algérie.

Chapitre IV :
Machine synchrone à
reluctance variable
assistée d'aimants

TABLE DES MATIERES

TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	148
INTRODUCTION.....	151
1 Machine Synchro-Réductante Assistée d'Aimants Permanents	152
1.1 Modèle analytique de la Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents.....	153
1.2 Matériaux utilisés dans la Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents.....	155
2 Machine Synchro-Réductante Assistée d'Aimants Permanents en Mode Générateur	155
2.1 Machine initiale	155
2.2 Topologie des bobinages statoriques	161
2.3 Machine synchrone à reluctance assistée par aimant avec un bobinage dentaire	163
2.3.1 Etude à vide	163
2.3.2 Etude sur charge résistive.....	174
2.4 Etude en charge sur redresseur commandé.....	176
2.4.1 Résultats de simulation.....	177
CONCLUSION.....	181
Bibliographie.....	182

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure IV. 1 : Machine synchrone assisté par aimant 153

Figure IV. 2 : Distribution du champ d'une MSRVA-AP. 154

Figure IV. 3 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 1 et 2 b) Distribution du champ à vide..... 156

Figure IV. 4 : a) fems générées b) Couple de détente..... 156

Figure IV. 5 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 2 et 3 b) Distribution du champ à vide..... 157

Figure IV. 6 : a) fems générées b) Couple de détente..... 157

Figure IV. 7 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 1,2 et 3 b) Distribution du champ à vide..... 158

Figure IV. 8 : a) fems générées b) Couple de détente..... 158

Figure IV. 9 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 1,2,3, et 4 b) Distribution du champ à vide..... 159

Figure IV. 10 : a) Flux généré b) Couple de détente 159

Figure IV. 11 : Les fems induites et leurs FFT 159

Figure IV. 12 : a) MSRVA assistée par aimants dans toutes les barrières b) Distribution du champ à vide..... 160

Figure IV. 13 : a) Flux générée b) Couple de détente 160

Figure IV. 14 : Les fems induites et leurs FFT 161

Figure IV. 15 : Les différents cas de figure testés pour la MSRVA assistée par aimants avec un bobinage dentaire..... 163

Figure IV. 16 : Les différentes configurations testées pour la structure à 48 encoches..... 164

Figure IV. 17 : a) MSRVA avec bobinage dentaire non décalé b) Flux généré..... 164

Figure IV. 18 : Les fems induites et leurs FFT. 165

Figure IV. 19 : a)MSRVA avec bobinage dentaire décalé b) Flux généré..... 165

Figure IV. 20 : Les fems induites et leurs FFT. 166

Figure IV. 21 : a)MSRVA avec bobinage dentaire décalé de 4 encoches b) Flux généré..... 166

Figure IV. 22 : Les fems induites et leurs FFT 167

Figure IV. 23 : a)MSRVA avec bobinage dentaire à simple couche b) Flux généré..... 167

Figure IV. 24 : Les fems induites et leurs FFT 168

Figure IV. 25 : Les différentes configurations testées pour la structure à 24 encoches..... 168

<i>Figure IV. 26 : a) MSRV avec bobinage dentaire non décalé b) Distribution du champ à vide.</i>	169
<i>Figure IV. 27 : a) Flux généré b) Couple de détente</i>	169
<i>Figure IV. 28 : Les fems induites et leurs FFT</i>	169
<i>Figure IV. 29 : a)MSRV avec bobinage dentaire décalé b) Flux généré</i>	170
<i>Figure IV. 30 : Les fems induites et leurs FFT</i>	170
<i>Figure IV. 31 : a)MSRV avec bobinage dentaire simple b) Flux généré</i>	171
<i>Figure IV. 32 : Les fems induites et leurs FFT.</i>	171
<i>Figure IV. 33 : a)MSRV avec bobinage dentaire à 12 encoches b) Distribution du champ à vide.</i>	172
<i>Figure IV. 34 : a) Flux généré b) Couple de détente</i>	172
<i>Figure IV. 35 : Les fems induites et leurs FFT</i>	173
<i>Figure IV. 36 : a)MSRV avec bobinage dentaire à 12 encoches b) Flux généré</i>	173
<i>Figure IV. 37 : Les fems induites et leurs FFT</i>	174
<i>Figure IV. 38 : courants dans la charge a) machine initiale b) machine à bobinage dentaire avec 48 encoches.</i>	175
<i>Figure IV. 39 : courants dans la charge a) machine 24 encoches b) machine à 12 encoches</i>	175
<i>Figure IV. 40 : Comparaison des puissances générées.</i>	176
<i>Figure IV. 41 : Schéma de commande vectorielle.</i>	177
<i>Figure IV. 42 : Tension redressée V_{dc}.</i>	178
<i>Figure IV. 43 : Couple électromagnétique.</i>	178
<i>Figure IV. 44 : Courants i_{sd} et i_{sq}.</i>	178
<i>Figure IV. 45 : Courants statoriques.</i>	179
<i>Figure IV. 46 : Tension redressée V_{dc}.</i>	179
<i>Figure IV. 47 : Couple électromagnétique.</i>	180
<i>Figure IV. 48 : Courants i_{sd} et i_{sq}.</i>	180
<i>Figure IV. 49 : Courants statoriques.</i>	180

INTRODUCTION

Malgré les nombreux avantages de la machine synchrone à reluctance mentionnés dans les chapitres I et II, le facteur de puissance de cette structure demeure relativement limité et le rapport de saillance tend à diminuer avec l'effet de la saturation. Par conséquent, il est intéressant de pouvoir améliorer les performances de la machine tout en gardant à l'esprit de ne pas induire une augmentation du prix de revient de l'installation. Une possibilité consiste à ajouter des aimants permanents dans les barrières de flux de la machine. Ainsi, des études ont proposé de fusionner les avantages de la machine synchrone à reluctance à ceux de la machine synchrone à aimants permanents et ainsi exploiter les caractéristiques spécifiques et les avantages de chacune des deux structures. L'intégration d'aimants de type terre rare ou ferrite permet d'augmenter la puissance, le rendement et le couple de la machine [1].

Dans ce chapitre, nous allons étudier l'intérêt de munir la machine synchrone à reluctance d'aimants permanents dans l'optique d'une application en générateur autonome.

Après un état de l'art des machines assistées par aimants permanents, le modèle analytique de ce genre de machine est introduit.

Ensuite, en se restreignant à des aimants en ferrite pour des raisons évidentes de prix, une étude sera effectuée sur les emplacements et la quantité d'aimants adéquats pour le but projeté. Elle sera menée en utilisant le même stator et le même bobinage que la machine initiale.

Une fois la disposition et le volume adéquat d'aimants permanents retenus, une seconde étude est conduite pour analyser différentes dispositions des bobinages (distribués et concentrés) avec de potentielles modifications de la géométrie du stator.

Enfin, après une synthèse des avantages et inconvénients des machines analysées, une ébauche de la commande de ce type de structure pour un fonctionnement en générateur autonome est proposée.

1 Machine Synchro-Réductante Assistée d'Aimants Permanents

De nombreux travaux de recherche ont porté sur la conception, l'étude et l'optimisation de la machine synchrone à réductance variable assistée d'aimants permanents (MSRV-AP) afin d'augmenter le couple et la puissance tout en réduisant les ondulations de couple. Parmi ces travaux, quelques-uns se sont principalement intéressés à l'emplacement des aimants à l'intérieur des barrières de flux. Ainsi, [2] a étudié quatre conceptions possibles de MSRV-AP avec différentes quantités d'aimant dans les barrières. Leurs caractéristiques sont ensuite comparées à celles d'une MSRV de base avec des barrières linéaires. L'article propose ensuite une nouvelle topologie d'optimisation pour optimiser la machine synchrone à réductance à aimants permanents afin d'améliorer les performances de la machine.[3] propose une conception avec différentes dimensions d'aimants de type AlNiCo. Il a montré que seule la longueur de l'aimant a un impact sur le couple électromagnétique produit alors que la largeur de l'aimant n'a pas d'impact significatif. Il compare par la suite les résultats obtenus de la MSRV-AP à ceux d'une MSRV classique, où il montre une amélioration de la densité de puissance et du facteur de puissance pour des conditions similaires de fonctionnement. Dans [4], une étude est effectuée sur l'influence de plusieurs facteurs, tels la position et la taille des aimants intégrés, sur les performances de la MSRV-AP. L'objectif principal de [5] est de présenter une comparaison des caractéristiques de performance pour quatre topologies présentées et d'analyser les avantages et les inconvénients des MSRV et des MSRV-AP. Les résultats montrent que la MSRV peut concurrencer les machines asynchrones et que la MSRV-AP pourrait même devenir une alternative aux machines synchrones à aimants permanents, en particulier lorsque la réduction des coûts est mise en avant. D'autres travaux [6] [7] [8] [9] [10] [11] se sont focalisées sur l'optimisation des barrières de flux.

En particulier, dans [12], les auteurs ont non seulement optimisé les barrières de flux, mais ont également examiné l'influence de l'ouverture des encoches sur la réduction des ondulations du couple.

Ces études se sont exclusivement intéressées au fonctionnement moteur de cette machine dans le but d'améliorer les performances. Dans notre cas, nous nous focalisons plus particulièrement à leur fonctionnement en mode générateur. Plus précisément, nous nous concentrons sur la quantité et l'emplacement des aimants dans les barrières de flux et sur le bobinage de l'induit. En effet, ces deux points jouent un rôle très important sur les performances et le prix de revient de la machine. Leurs optimisations en fonction du but visé permettraient d'aboutir à une structure avec des performances intéressantes et un prix limité.



Figure IV. 1 : Machine synchrone assistée par aimant [13].

1.1 Modèle analytique de la Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents

Le modèle triphasé de la machine synchrone à réductance assistée d'aimants permanents est similaire à celui d'une machine synchrone à aimants permanents enterrés. En convention de moteur, il s'exprime donc sous la forme suivante :

$$v_{s\ abc} = R_s i_{s\ abc} + \frac{d\Phi_{s\ abc}}{dt} \quad (1)$$

Où R_s est la résistance de phase du stator, $i_{s\ abc}$ et $\varphi_{s\ abc}$ sont respectivement les courants et les flux dans chaque phase de la machine.

Le flux statorique s'écrit comme suit :

$$\Phi_{s\ abc} = L_{abc}(\theta) i_{s\ abc} + \Phi_{m\ abc} \quad (2)$$

D'où $\Phi_{m\ abc}$ est la composante de flux des aimants.

Il est à noter que le fait d'inclure des aimants permanents dans les barrières de flux induit un changement dans les appellations des axes d et q. En effet, l'axe direct est celui de la polarité d'un aimant et donc celui de la réductance d'entrefer la plus élevée. L'axe q étant en quadrature électrique, il est alors celui inter-aimant et donc celui de l'entrefer minimal.

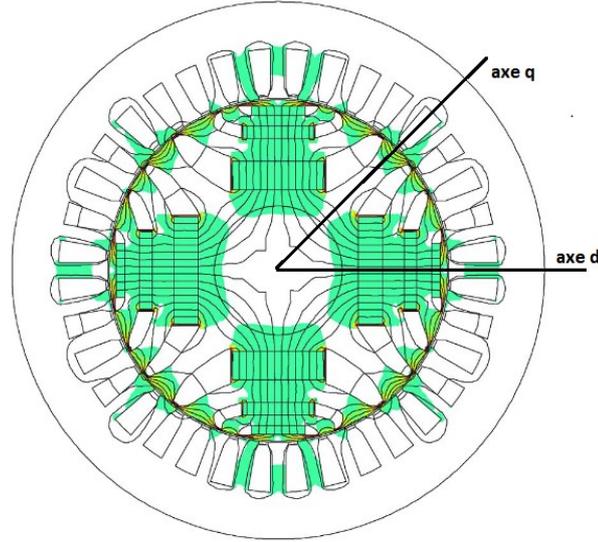


Figure IV. 2 : Distribution du champ d'une MSRV-AP [8].

La transformation de Park s'applique alors de manière classique aux équations triphasées (1)(2) aboutissant aux relations suivantes dans le repère diphasé d-q lié au rotor :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_e \Phi_{sq} \quad (3)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_e \Phi_{sd} \quad (4)$$

Où v_{sd} , v_{sq} , i_{sd} et i_{sq} représentent respectivement les tensions et les courants le long des axes d-q. Φ_{sd} et Φ_{sq} , sont les flux de totaux le long de ces deux axes

$$\Phi_{sd} = L_{sd} i_{sd} = (L_{md} + l_s) i_{sd} + \Phi_m \quad (5)$$

$$\Phi_{sq} = L_{sq} i_{sq} = (L_{mq} + l_s) i_{sq} \quad (6)$$

Ainsi, le système matriciel des équations de circuit de la MSRV-AP exprimées dans le repère d-q rotatif prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_{sq} \\ \omega_e L_{sd} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Phi_m \end{bmatrix} \quad (7)$$

De par l'ajout d'aimants, le couple de la machine est constitué de deux composantes principales. La première est le couple de réductance, qui est généré grâce à la modulation de l'énergie magnétique d'induit par la réductance d'entrefer et la seconde composante est la contribution due à l'interaction entre le champ des aimants et celui de l'induit, l'expression mathématique du couple total est déterminée en prenant en compte ces deux composantes

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + \Phi_m i_{sq}] \quad (8)$$

1.2 Matériaux utilisés dans la Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents

Les aimants de type ferrite, découverts dans les années 1950, sont de prix modique et ont une induction rémanente et un champ coercitif relativement faibles. Toutefois, ils offrent un avantage significatif par rapport à d'autres types d'aimants dans la mesure où leur champ coercitif de polarisation augmente avec la température de fonctionnement. Le risque de démagnétisation à haute température est donc minimal avec une température de Curie atteint environ 460 °C [14].

Dans le cas de notre application et des contraintes qui y sont liées, nous avons choisi d'utiliser des ferrites pour leurs prix et aussi leur disponibilité dans le marché [15]. Le matériau utilisé dans la suite des travaux est le MQP_14_12_180DEG qui a une induction magnétique de 0.462 T et une perméabilité relative de 1.2416.

2 Machine Synchro-Réductante Assistée d'Aimants Permanents en Mode Générateur

2.1 Machine initiale

Dans un premier temps, nous avons gardé le même stator que le prototype initial utilisé dans le chapitre II qui dispose de 48 encoches contenant des enroulements triphasés à double couche répartis sur 8 pôles et le même rotor du point de vue géométrie et caractéristiques magnétiques. L'insertion d'aimants dans les barrières de flux a un impact significatif sur les performances de la machine, comme le démontrent les recherches effectuées dans [2] [16] [17]. Toutefois, nous essayons, dans notre cas de figure, de déterminer quelle serait la quantité 'minimale' d'aimants qui permettrait d'avoir une force électromotrice significative et donc des performances légèrement améliorées. De manière intuitive, des barrières de flux totalement munies d'aimants devraient aboutir aux fems d'amplitude les plus élevées. De manière didactique, nous procédons à la comparaison de différentes configurations, en commençant par celle incluant un volume d'aimants très réduit puis en augmentant ce dernier par étapes successives, les tests sont réalisés sur la force électromotrice à vide et le couple de détente à l'aide d'une modélisation par éléments finis en 2D. Pour chaque cas, le rotor est entraîné à la vitesse de synchronisme et les fems et le couple électromagnétique sont déterminés.

La première configuration dispose d'aimants dans la première et deuxième barrière comme le montre *Figure IV. 3.a*. La distribution du champ (*Figure IV. 3.b*) est concentrée uniquement sur les parties autour des aimants intégrés ce qui limite le flux capté par la phase et

donc la Fem générée qui présente un fort harmonique 3 comme illustré à la *Figure IV. 4.a*. De manière similaire, la faible densité de flux induit un couple de détente de très faible amplitude (*Figure IV. 4.b*).

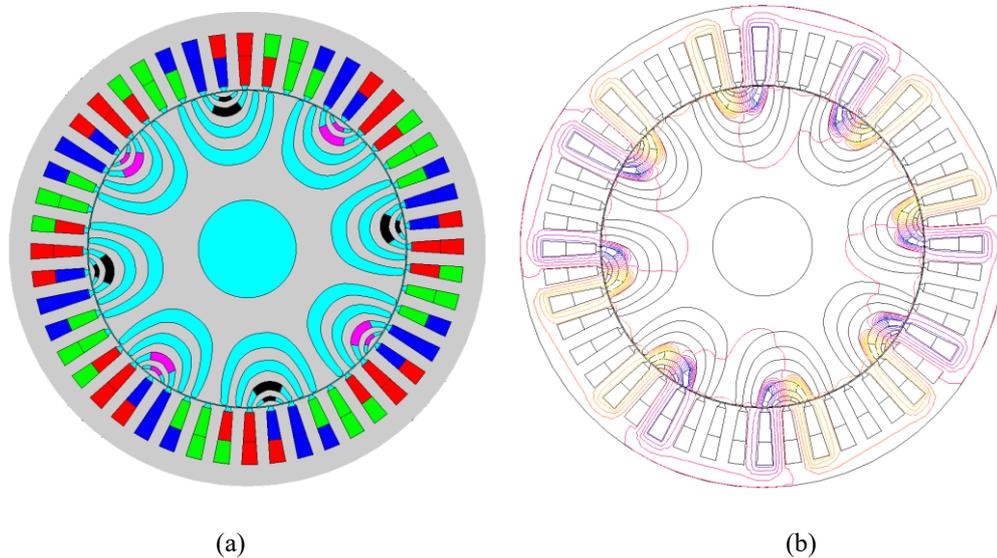


Figure IV. 3 : a) MSRVR assistée par aimants dans les barrières 1 et 2 b) Distribution du champ à vide.

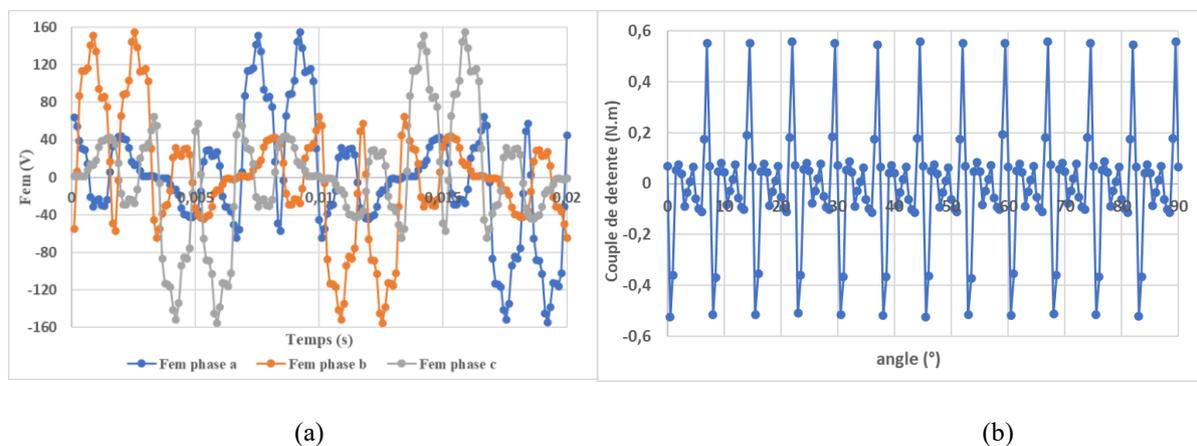


Figure IV. 4 : a) fems générées b) Couple de détente

Le décalage de l'emplacement des aimants aux barrières 2 et 3 (*Figure IV. 5.a*), avec un volume d'aimants plus élevé, permet de générer une distribution de champ plus dense avec une répartition plus large (*Figure IV. 5.b*), ce qui aboutit à une fem d'amplitude plus élevée mais avec des harmoniques d'amplitudes non négligeables (*Figure IV. 6.a*). Le couple de détente a quasiment doublé d'amplitude par rapport à la configuration précédente (*Figure IV. 6.b*).

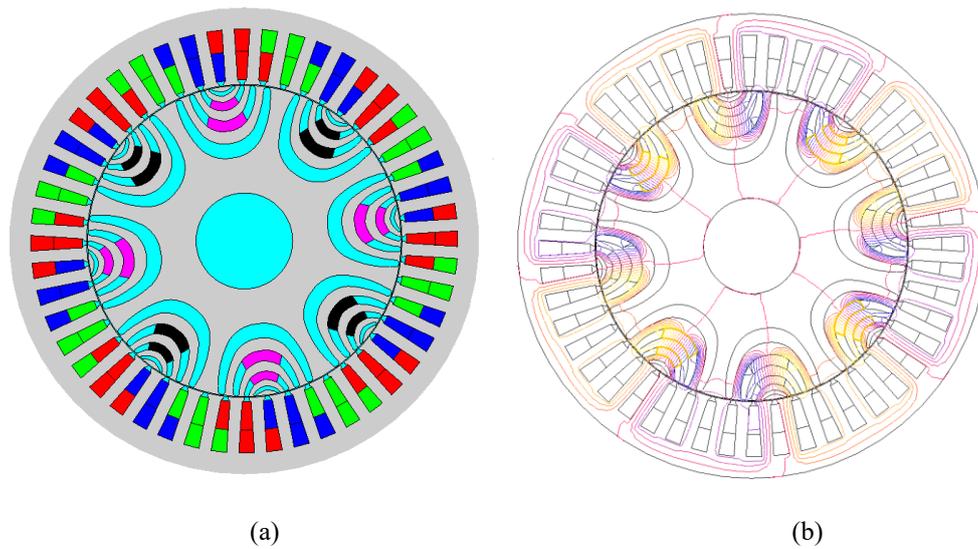


Figure IV. 5 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 2 et 3 b) Distribution du champ à vide.

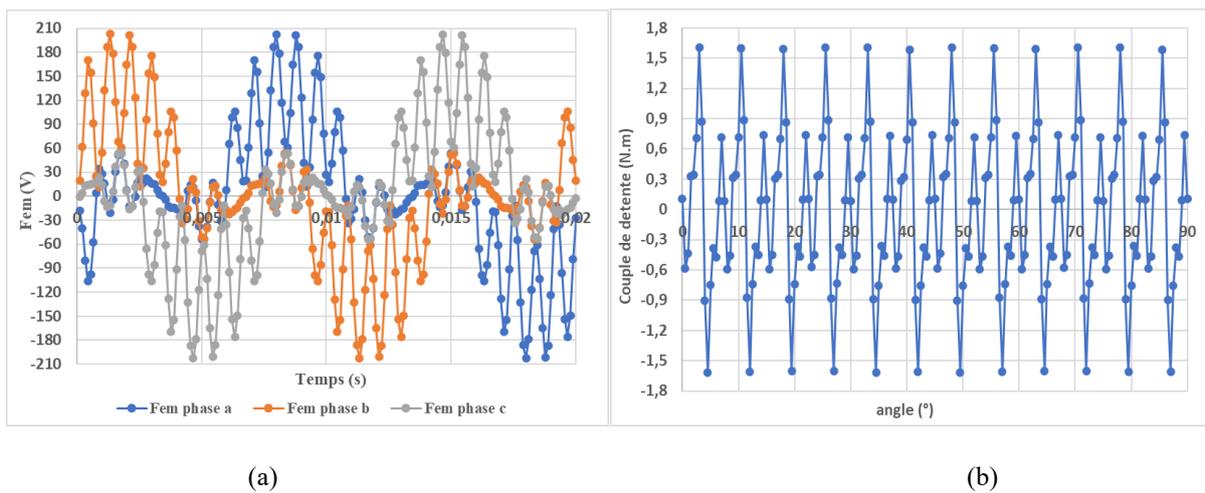


Figure IV. 6 : a) fems générées b) Couple de détente.

La ‘fusion’ des deux configurations précédentes (Figure IV. 7.a) permet d’avoir une distribution encore plus dense et mieux répartie (Figure IV. 7.b) avec des harmoniques de Fem plus réduits (Figure IV. 8.a) autant que l’amplitude du couple de détente (Figure IV. 8.b). Toutefois, même si la machine est destinée à être connectée à un redresseur commandé pour le fonctionnement visé, le contenu harmonique de la Fem demeure très riche, ce qui induirait des pertes fer non négligeables.

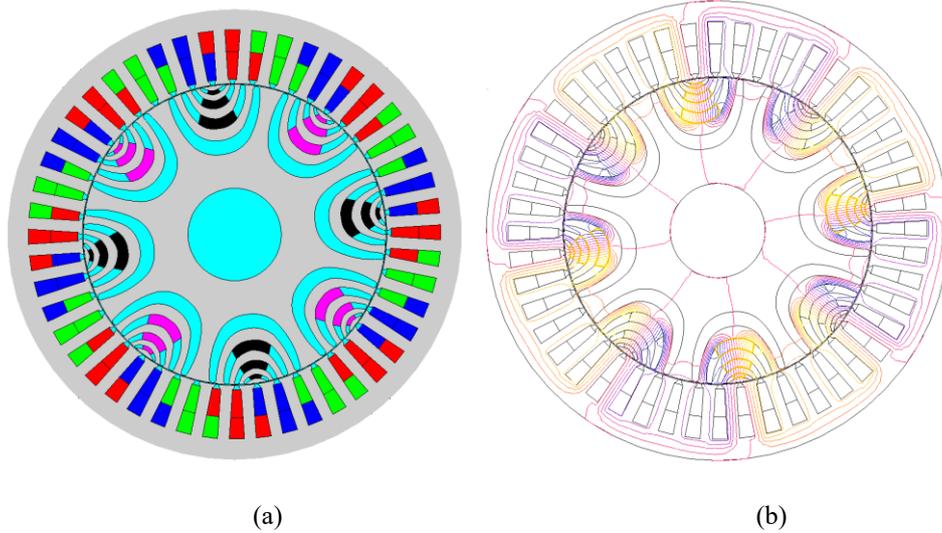


Figure IV. 7 : a) MSRVR assistée par aimants dans les barrières 1, 2 et 3 b) Distribution du champ à vide.

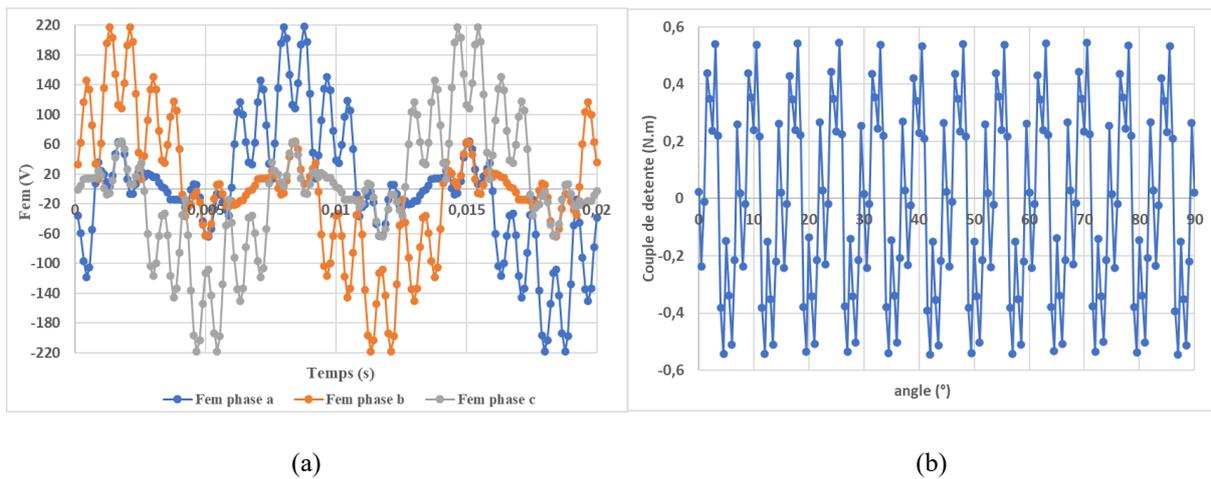


Figure IV. 8 : a) fems générées b) Couple de détente.

Les résultats des trois premières configurations n'étant pas concluants, on s'est alors orienté vers la solution classiquement adoptée, à savoir des aimants permanents insérés dans toutes les barrières de flux. Toutefois, nous avons limité le volume de ces barrières à un angle réduit comme dans le cas des prototypes antérieurs (voir *Figure IV. 9.a*). Comme on pouvait l'escompter, de par l'ajout d'un aimant dans la dernière barrière, la distribution du champ (*Figure IV. 9.b*) est plus proche de celle d'une machine synchrone à aimants permanents classique, ce qui se traduit par un flux d'allure pratiquement sinusoïdale (*Figure IV. 10.a*) et une Fem (*Figure IV. 11.a*) avec peu d'harmoniques (*Figure IV. 11.b*). De plus, le couple de détente voit son amplitude diminuer de manière significative (*Figure IV. 10.b*).

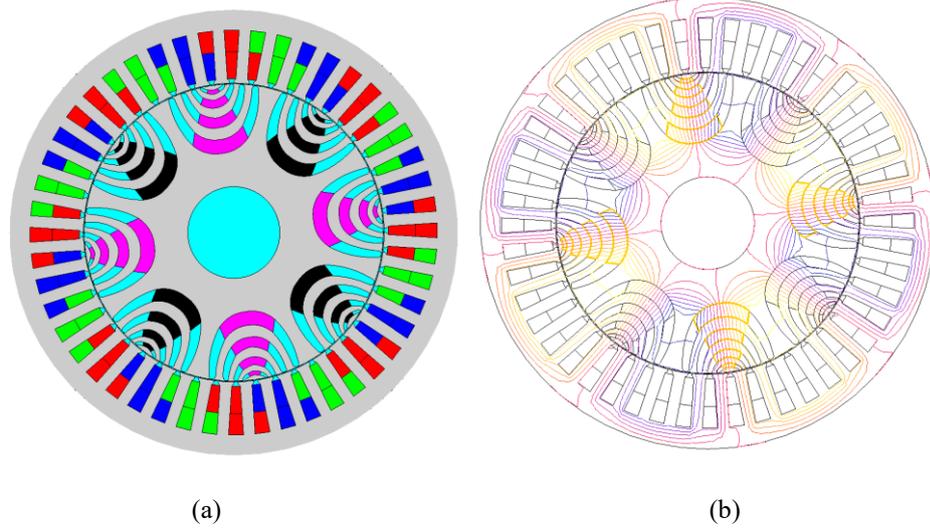


Figure IV. 9 : a) MSRVA assistée par aimants dans les barrières 1,2,3, et 4 b) Distribution du champ à vide.

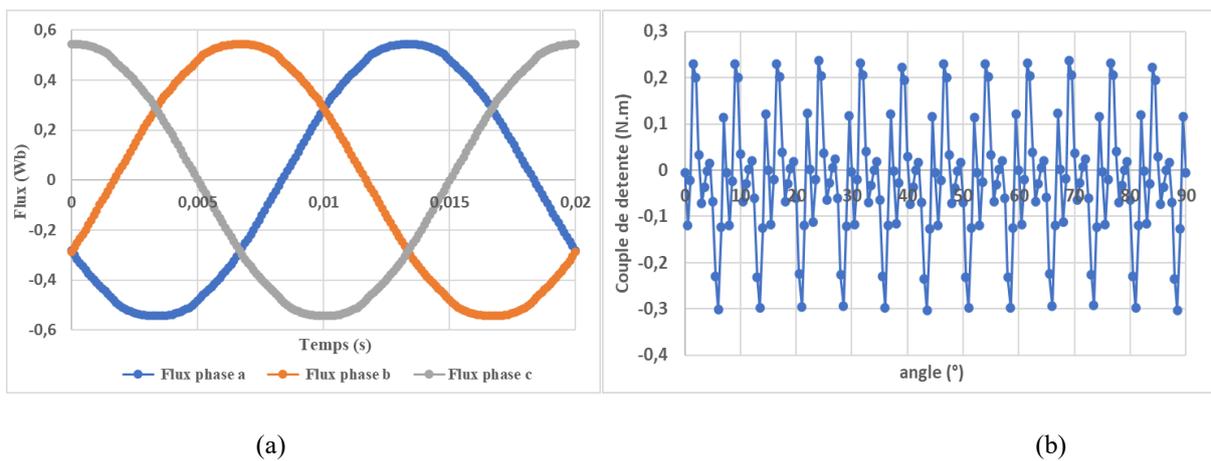


Figure IV. 10 : a) Flux généré b) Couple de détente

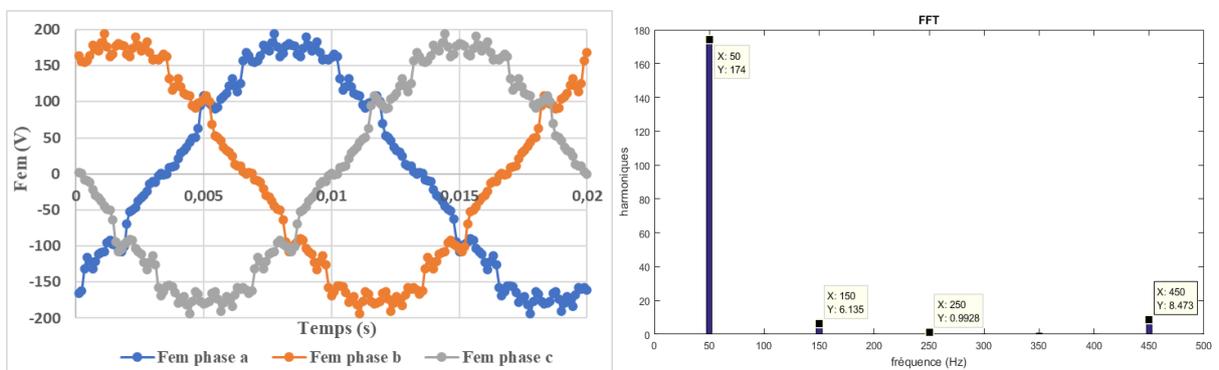


Figure IV. 11 : Les fem induites et leurs FFT

Afin de juger de l'intérêt de cette dernière configuration par rapport à celle classiquement adoptée où les aimants sont insérés dans la totalité des volumes des barrières de flux, nous avons étudié cette dernière également. La *Figure IV. 12.a* montre la structure étudiée et la distribution du champ est illustré dans la *Figure IV. 12.b*. Pour un volume d'aimants quasiment doublé, l'augmentation de l'amplitude du flux et de la Fem est modeste.

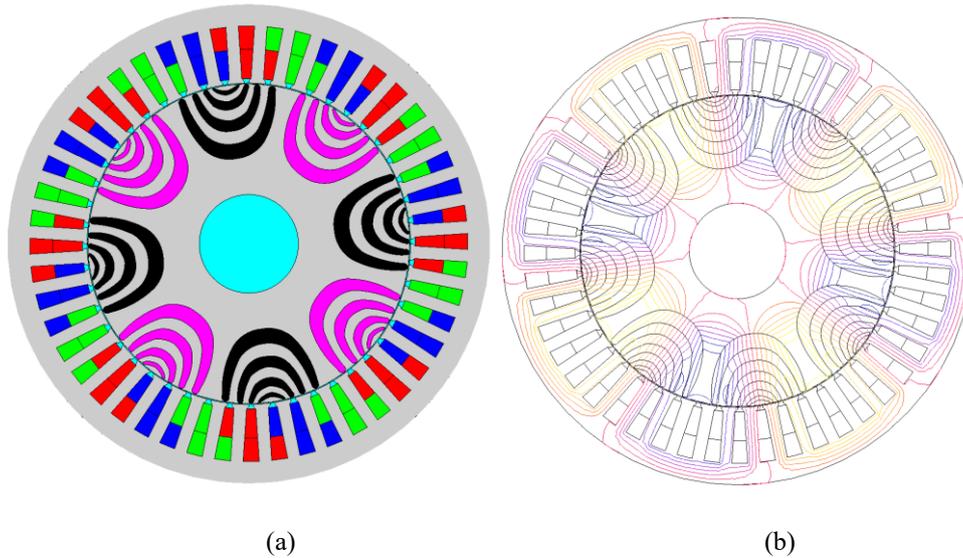


Figure IV. 12 : a) MSRVA assistée par aimants dans toutes les barrières b) Distribution du champ à vide.

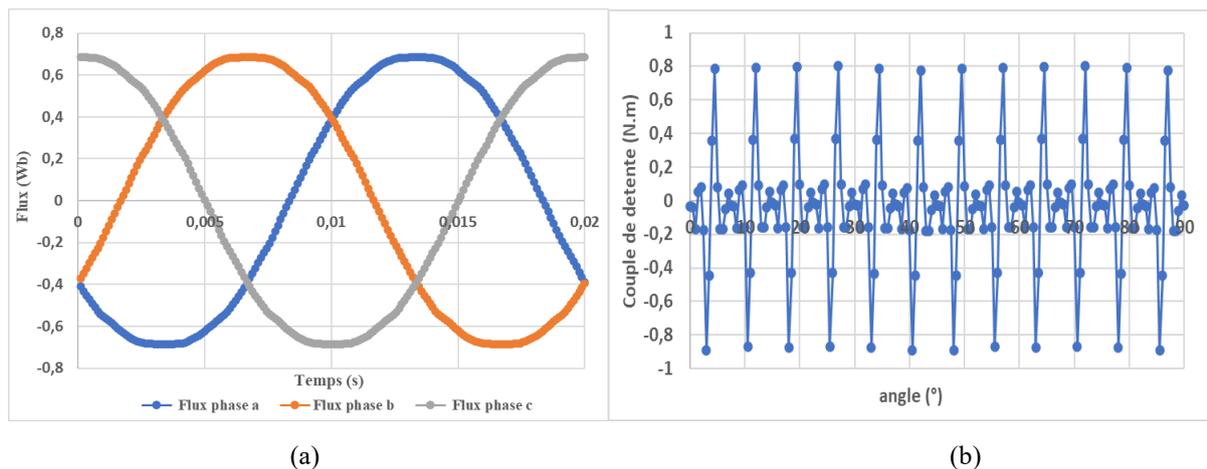


Figure IV. 13 : a) Flux générée b) Couple de détente

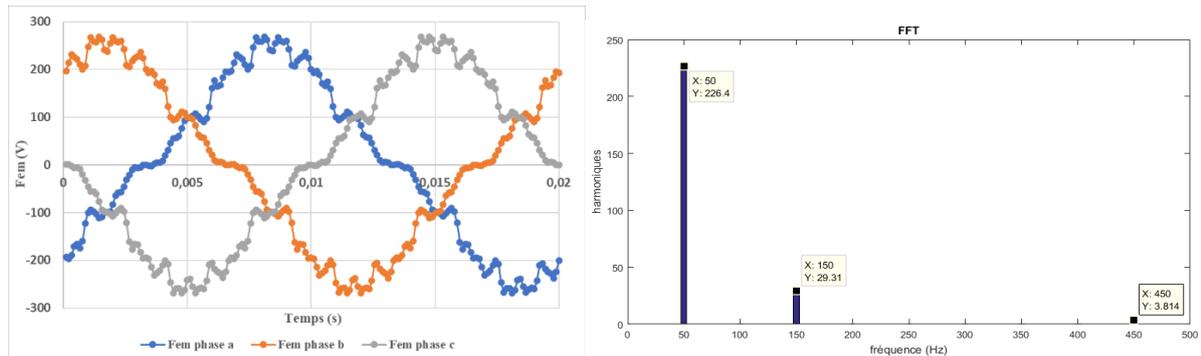


Figure IV. 14 : Les fems induites et leurs FFT

De par le faible apport de cette dernière configuration, nous choisissons la machine dotée d'aimants positionnés au centre des quatre barrières pour le reste de notre étude, en raison de son faible couple de détente et de sa fem suffisante.

Le positionnement des aimants étant choisi, une deuxième analyse est menée sur le bobinage de la machine toujours dans le but d'aboutir à la structure qui présenterait les meilleures performances à moindre coût pour notre application. Dans les paragraphes suivants, plusieurs combinaisons de bobinages, principalement dentaires, sont étudiées sur les performances de la machine en termes de fems à vide.

2.2 Topologie des bobinages statoriques

Il existe deux grandes familles de bobinages utilisés dans les machines électriques. Le bobinage distribué, appelé aussi réparti ou imbriqué est largement utilisé dans l'industrie des machines électriques. Les conducteurs aller retour sont disposés dans des encoches non adjacentes afin de couvrir un pôle [18]. Traditionnellement, la machine à reluctance synchrone (MSRV) est basée sur des enroulements distribués, identiques à ceux utilisés pour les moteurs à induction à cage d'écureuil [19].

Le bobinage dentaire, ou concentré, est disposé autour d'une dent statorique de sorte que chaque bobine occupe deux encoches adjacentes [18]. Les enroulements concentrés sont devenus attrayants ces dernières années en raison de leur fabrication simple et pour la réduction de la longueur des têtes de bobines avec les avantages d'une réduction des pertes cuivre et de la longueur axiale de la machine [19].

Le tableau ci-dessous présente une comparaison générale des deux bobinages.

Tableau IV. 1: Comparaison bobinage distribué et bobinage concentré [20].

	<i>Bobinage distribué</i>	<i>Bobinage dentaire</i>
Coefficient de remplissage	<i>35% - 55% (-)</i>	<i>50%-75%</i>
Volume tête de bobine	<i>Important (-)</i>	<i>Réduit (+)</i>
Cout de fabrication	<i>Elevé (-)</i>	<i>Réduit (+)</i>
Tolérance aux fautes	<i>Faible (-)</i>	<i>Elevée (+)</i>
Inductance de fuite	<i>Faible</i>	<i>Elevée</i>
Couplage mutuel phase-phase	<i>Elevé</i>	<i>Faible</i>
FEM à vide	<i>Perturbé (-)</i>	<i>Sinusoïdale (+)</i>
Isolation	<i>Elevée (-)</i>	<i>Réduite (+)</i>

Dans cette partie, nous examinons les différentes possibilités de bobinage qu'il est possible d'adopter dans la machine d'étude afin de diminuer la quantité de cuivre utilisé ainsi que les pertes Joule. On rappelle que le prototype initial est muni d'un bobinage triphasé réparti à double couche. Le bobinage de chaque couche est inséré en deux encoches par pôle et par phase. De manière 'symétrique' à la partie précédente, nous gardons le rotor avec des guides de flux et des aimants disposés dans une fraction du volume de ces dernières et procédons à plusieurs aménagements des bobinages statoriques pour étudier leur effet sur les fems à vide. Des études ont déjà été effectuées sur le choix des enroulements statoriques de la MSR_V assistée par aimants. Ainsi, [21] présente une nouvelle structure assistée par aimants avec un bobinage dentaire qui permet d'augmenter à la fois le couple et la puissance. Il montre qu'elle est comparable à la machine initiale à enroulements distribués en termes de densité de couple et de pertes mais qu'elle est beaucoup plus facile à fabriquer. Dans [22], différents types de bobinages avec des nombres d'encoches variés sont examinés et le couple et ses fluctuations sont comparés entre les différentes structures. Enfin, l'étude [23] met l'accent sur le passage d'un bobinage distribué à simple couche à un bobinage dentaire à double couche et déduit que la machine synchrone à reluctance assistée par aimants à enroulement concentré proposée peut atteindre un meilleur rendement et un coût inférieur à celui de la machine à enroulement distribué, car le volume de cuivre et d'aimant peut être réduit.

2.3 Machine synchrone à reluctance assistée par aimant avec un bobinage dentaire

La machine d'étude présente un nombre de saillance rotorique $N_r=8$ et $p=4$ paires de pôles. Le stator initial dispose de $Z=48$ encoches.

Par conséquent, il est possible de tester plusieurs combinaisons de bobinages dentaires à une ou 2 couches dans la mesure où q , le nombre d'encoches par pôle et par phase, est lié au nombre de phases m , à p et Z par la relation :

$$q = \frac{Z}{2pm} \quad (9)$$

Dans un premier temps, nous analyserons les possibilités de bobinage concentré avec les 48 encoches de la structure initiale. Ensuite, nous adapterons le stator de sorte à disposer de 24 et 12 encoches. Des études seront alors menées sur les bobinages dentaires dans le cas de ces deux derniers. Enfin, une comparaison des résultats sera effectuée pour déterminer la machine qui offre les meilleurs résultats. La figure ci-dessous, récapitule les différents cas de figure testés.

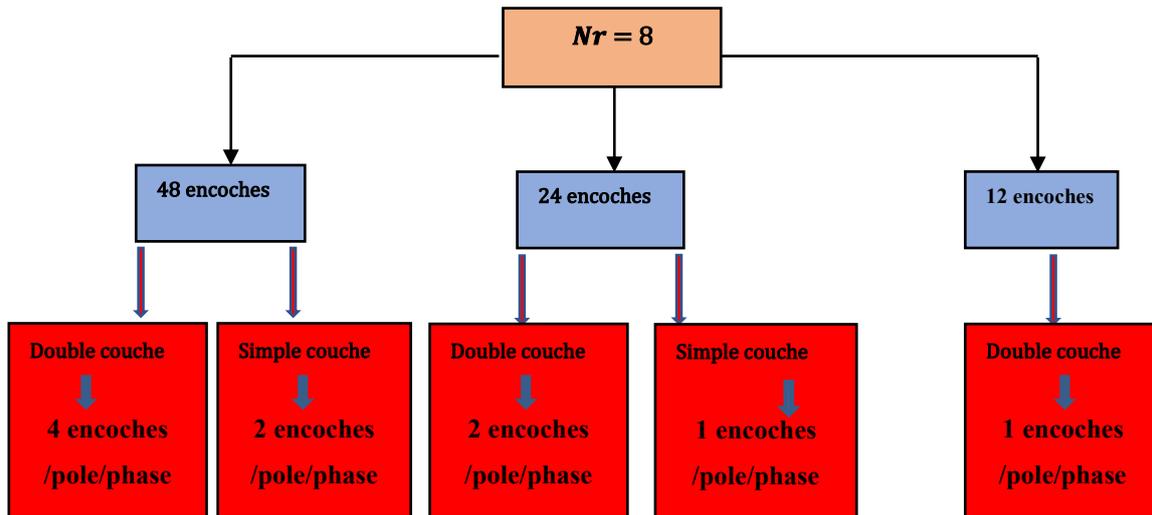


Figure IV. 15 : Les différents cas de figure testés pour la MSR_V assistée par aimants avec un bobinage dentaire.

2.3.1 Etude à vide

2.3.1.1 48 encoches dentaire

Avec une polarité de 8 pôles, le stator de 48 encoches permet d'envisager plusieurs combinaisons de bobinage dentaire à simple ou double couches. En gardant le même nombre de conducteurs que le bobinage distribué initial, nous résumons ci-dessous les différentes possibilités testées.

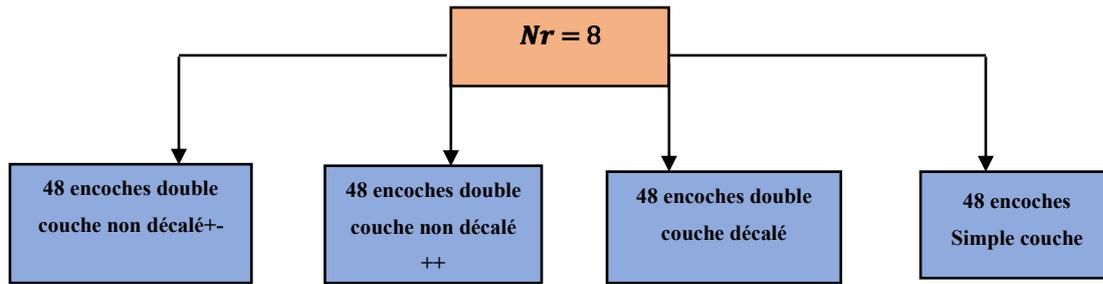


Figure IV. 16 : Les différentes configurations testées pour la structure à 48 encoches

➤ 48 encoches 2^{ième} couche non décalée

Dans le cas du premier prototype testé, le bobinage est distribué comme indiqué sur la figure ci-dessous.

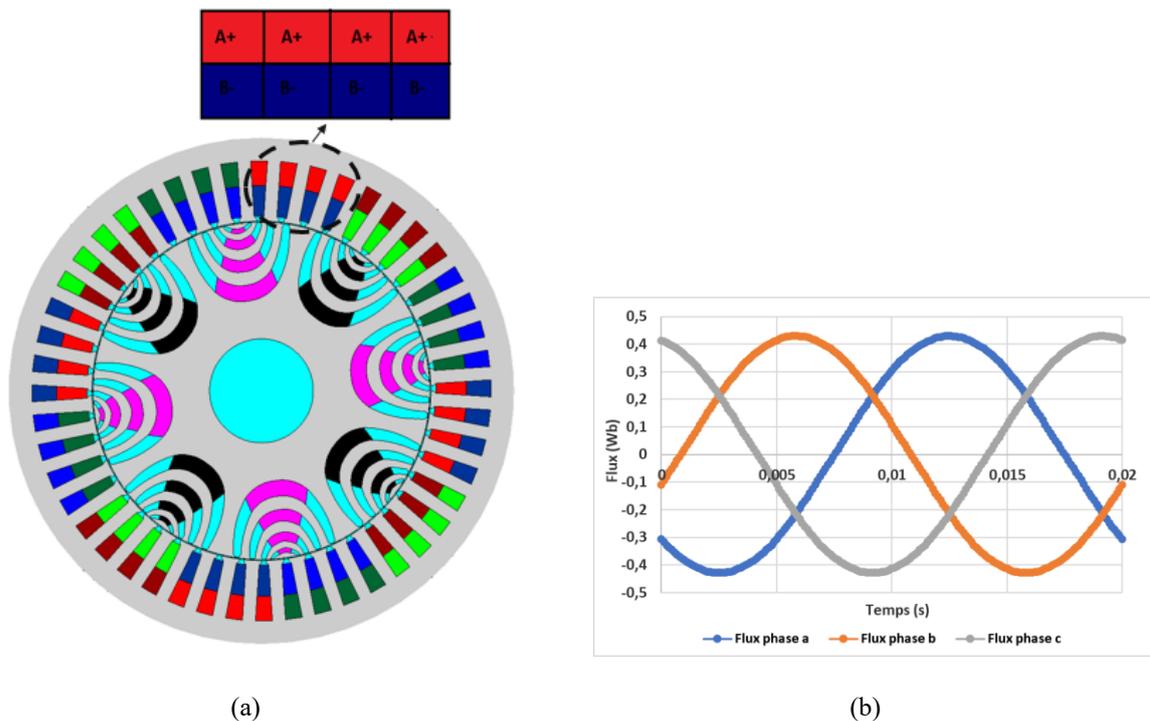


Figure IV. 17 : a) MSR avec bobinage dentaire non décalé b) Flux généré

Les pôles statoriques à bobinage concentré avec 4 encoches par pôle et par phase sont régulièrement distribués. Si la distribution du champ magnétique et le couple à vide sont similaires à ce qui a été montré à la [Figure IV. 9.b](#) et la [Figure IV. 10.b](#), les flux captés à vide, qui ont une variation quasi sinusoïdale comme illustré à la [Figure IV. 17.b](#), ont une amplitude plus faible que ceux captés dans le cas d'un bobinage distribué. Les fems ([Figure IV. 18](#)) ont

des allures très similaires dans les deux cas de bobinages mais avec une atténuation du fondamental (135V vs 174V) en bobinage concentré.

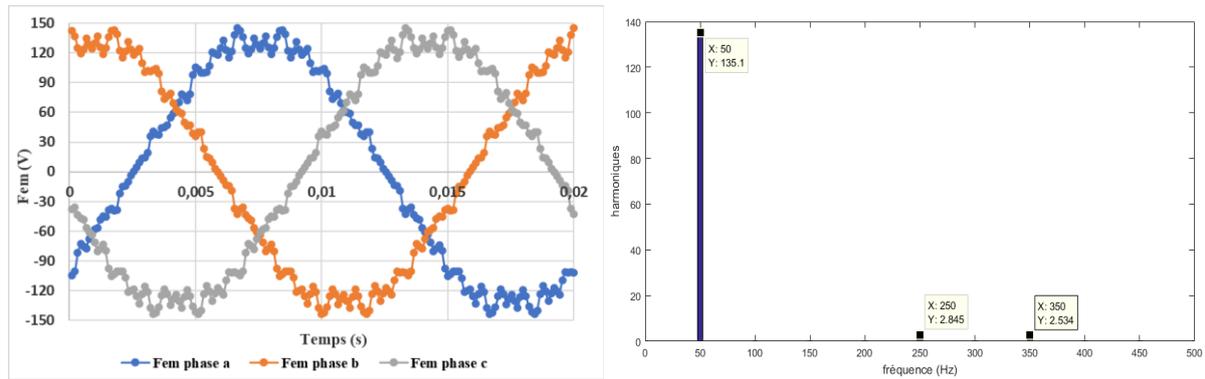


Figure IV. 18 : Les fem induites et leurs FFT.

➤ 48 encoches 2^{ième} couche décalée de 2 encoches

En utilisant le même bobinage ci-dessus tout en décalant une des deux couches de deux encoches (*Figure IV. 19.a*), le flux est encore plus réduit tout autant que les fems (*Figure IV. 20*).

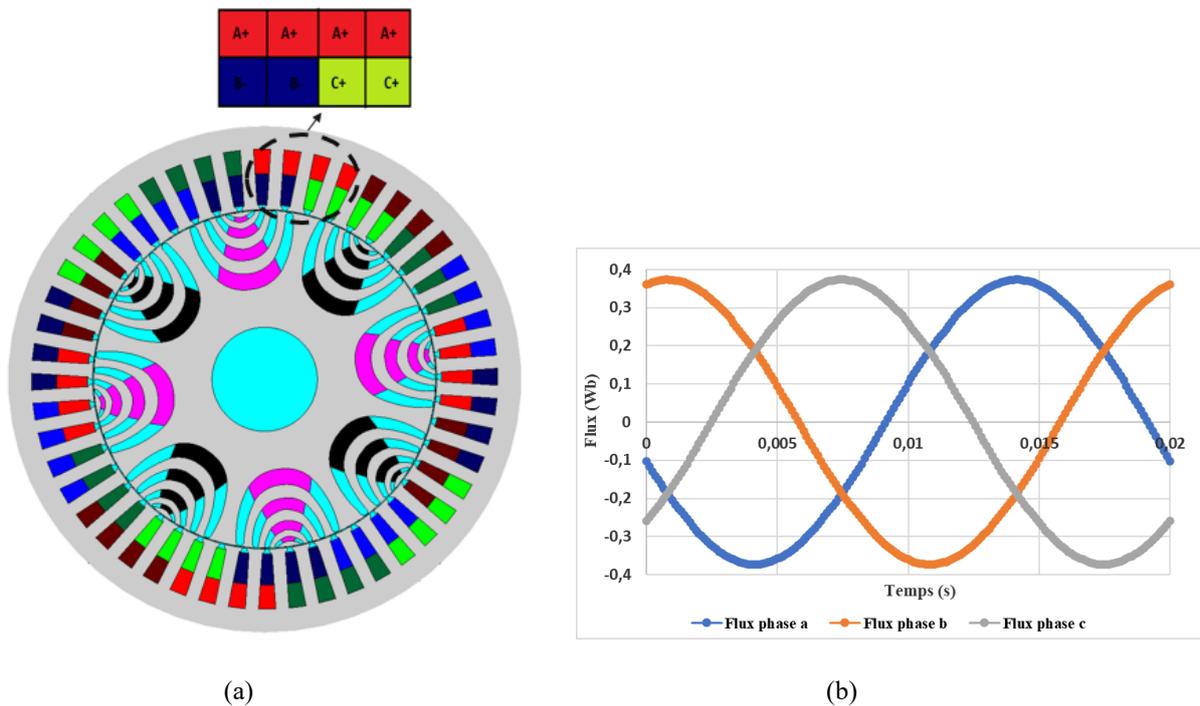


Figure IV. 19 : a) MSRVR avec bobinage dentaire décalé b) Flux généré.

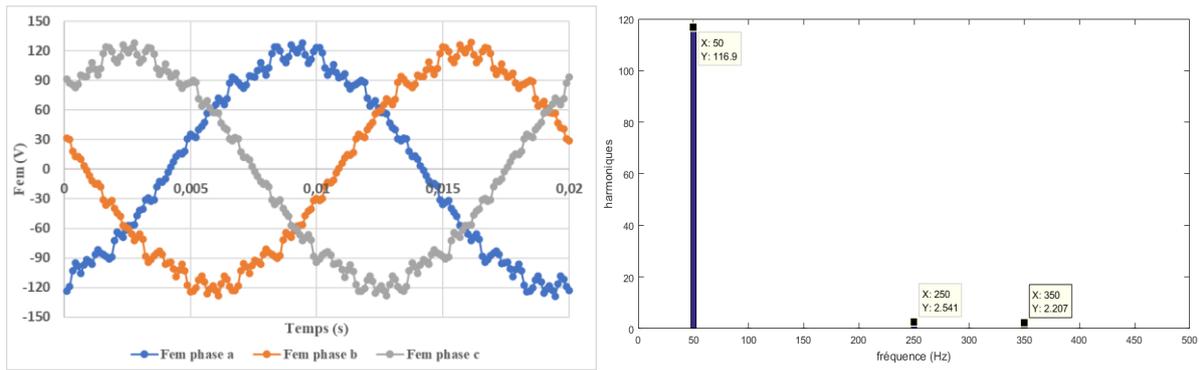


Figure IV. 20 : Les fem induites et leurs FFT.

- 48 encoches 2^{ième} couche décalée de 4 encoches

Un décalage de 4 encoches d'une des deux couches (*Figure IV. 21.a*) aboutit à des amplitudes encore plus faibles (*Figure IV. 21.b*) et (*Figure IV. 22*).

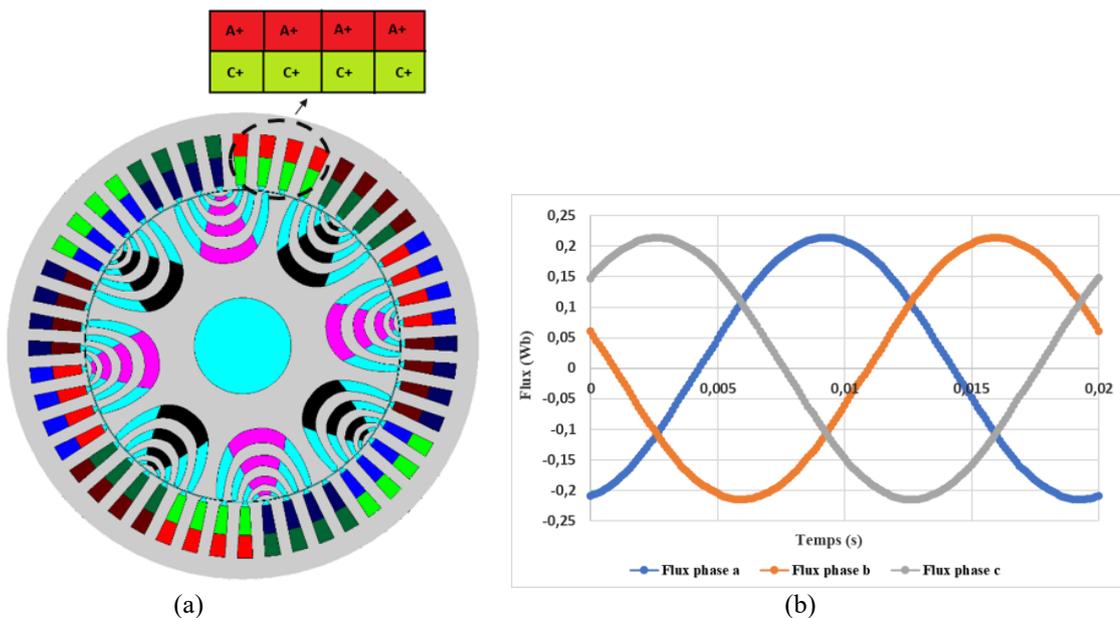


Figure IV. 21 : a) MSRVM avec bobinage dentaire décalé de 4 encoches b) Flux généré.

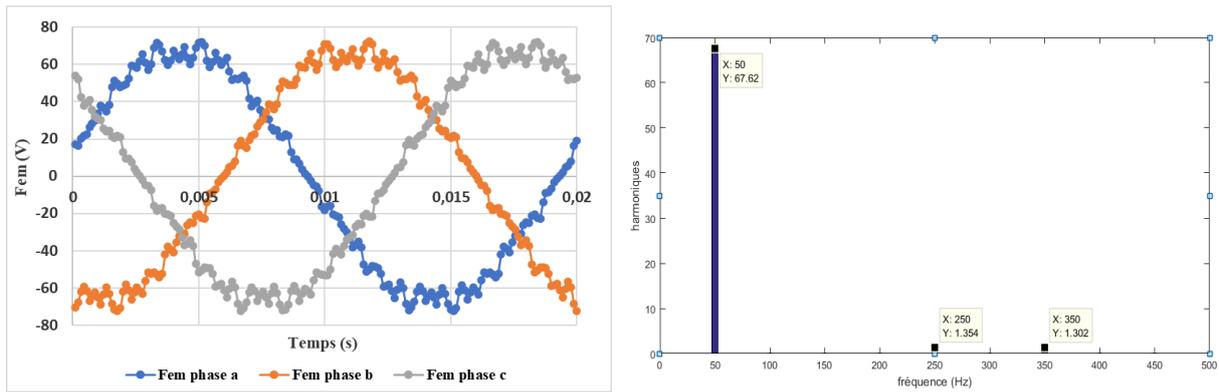
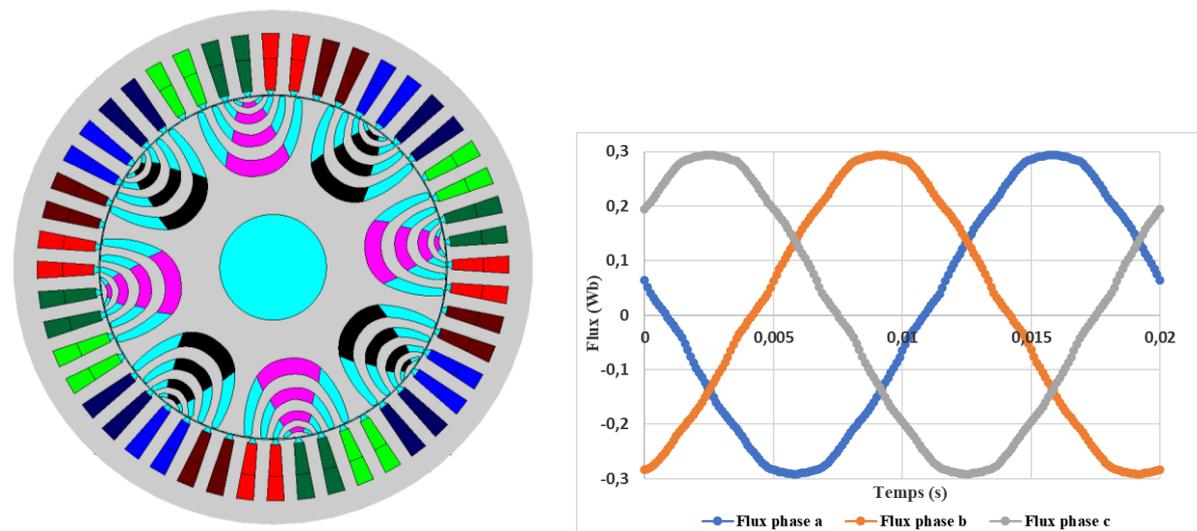


Figure IV. 22 : Les fems induites et leurs FFT

Une seconde configuration de bobinage concentré tout en gardant 48 encoches consiste à utiliser une simple couche comme décrit sur la *Figure IV. 23.a*. La mise en place industrielle serait plus simplifiée. Toutefois, une telle distribution, dans le cas de la machine étudiée, aboutit à des fems à vide (*Figure IV. 24*) avec un contenu harmonique plus riche. De ce fait, non seulement le fondamental est plus atténué mais les amplitudes des harmoniques deviennent plus significatives.

➤ 48 encoches simple couche

En gardant le stator initial, les bobinages concentrés pourraient permettre de diminuer les têtes de bobines de l'induit mais au détriment, dans le cas le plus favorable (double couche avec 4 encoches par pôle et par phase régulièrement réparties), d'une diminution des amplitudes de plus de 20%.



(a) MSR/V avec bobinage dentaire à simple couche (b) Flux généré
Figure IV. 23 : a) MSR/V avec bobinage dentaire à simple couche b) Flux généré

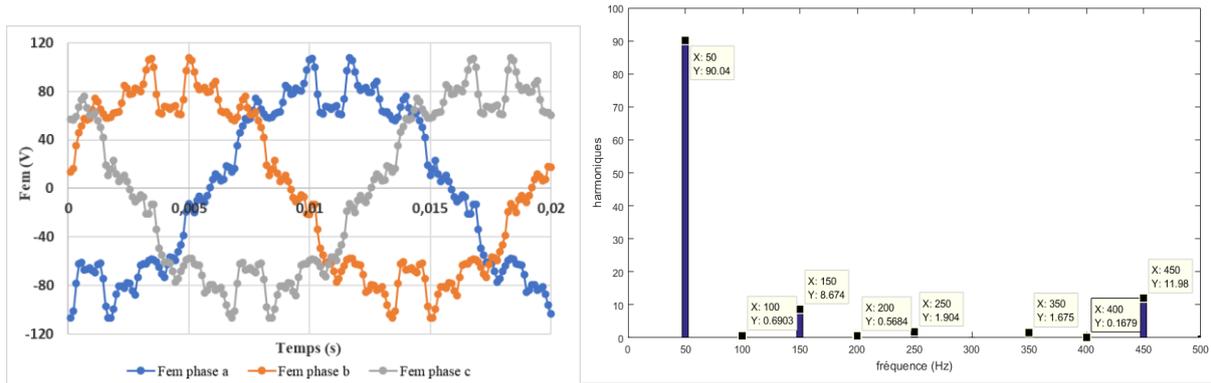


Figure IV. 24 : Les fems induites et leurs FFT

2.3.1.2 24 encoches

Comme indiqué précédemment, le stator a été adapté pour ne disposer que de 24 encoches. Chacune a une surface double de celle du stator initial avec 48 encoches afin de pouvoir disposer le même nombre de conducteurs par phase. Il est alors possible de procéder à une étude avec des bobinages dentaires similaires à ceux de la version à 48 encoches avec un nombre d'encoches par pôle et par phase divisé par 2. La *Figure IV. 25* ci-dessous récapitule les différentes configurations testées. Toutefois nous n'allons présenter que les résultats de 3 configurations.

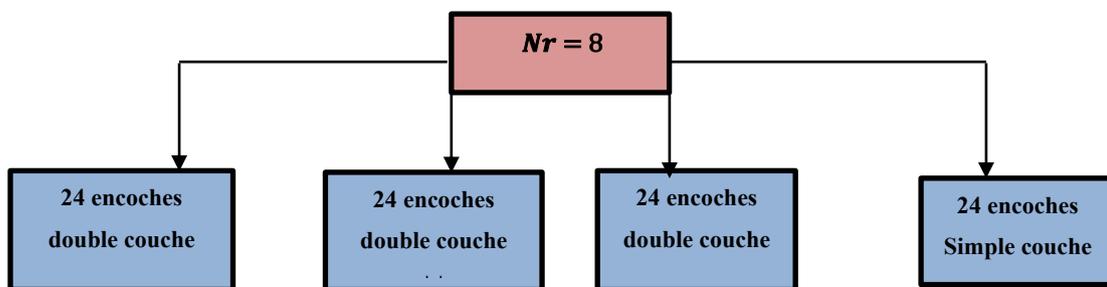


Figure IV. 25 : Les différentes configurations testées pour la structure à 24 encoches.

- 24 encoches 2^{ième} couche non décalée

Le premier prototype étudié (*Figure IV. 26.a*) est similaire à celui de la *Figure IV. 17.a* hormis le nombre d'encoches. La *Figure IV. 26.b* présente la distribution du champ à vide sur la surface de coupe de la machine. Le changement du nombre d'encoches a évidemment peu d'effet sur cette distribution mais une légère sur le couple de détente qui augmente comme on peut le constater sur la *Figure IV. 27.b*.

En termes de flux à vide (*Figure IV. 27.b*), il est entaché d'un harmonique 5 qui lui donne une allure relativement trapézoïdale mais qui se traduit par un harmonique d'amplitude significative dans le cas de la fem à vide (*Figure IV. 28*).

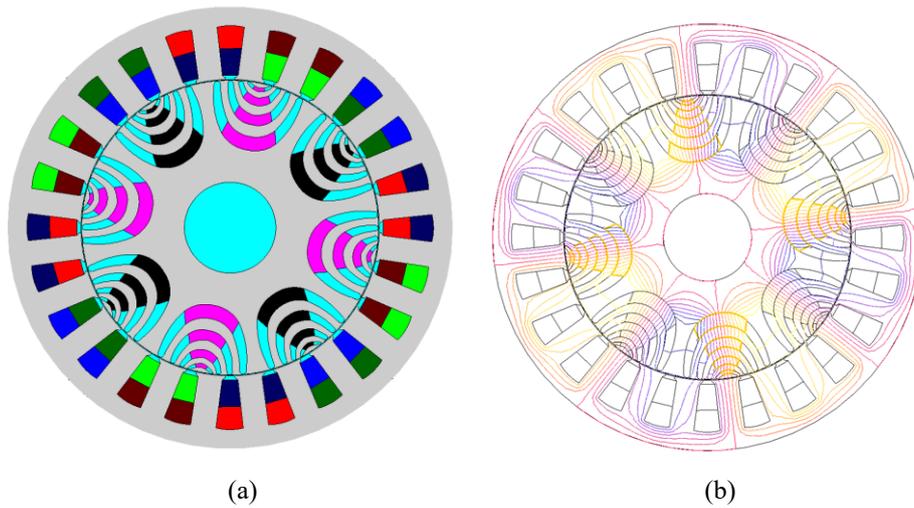


Figure IV. 26 : a) MSRVL avec bobinage dentaire non décalé b) Distribution du champ à vide.

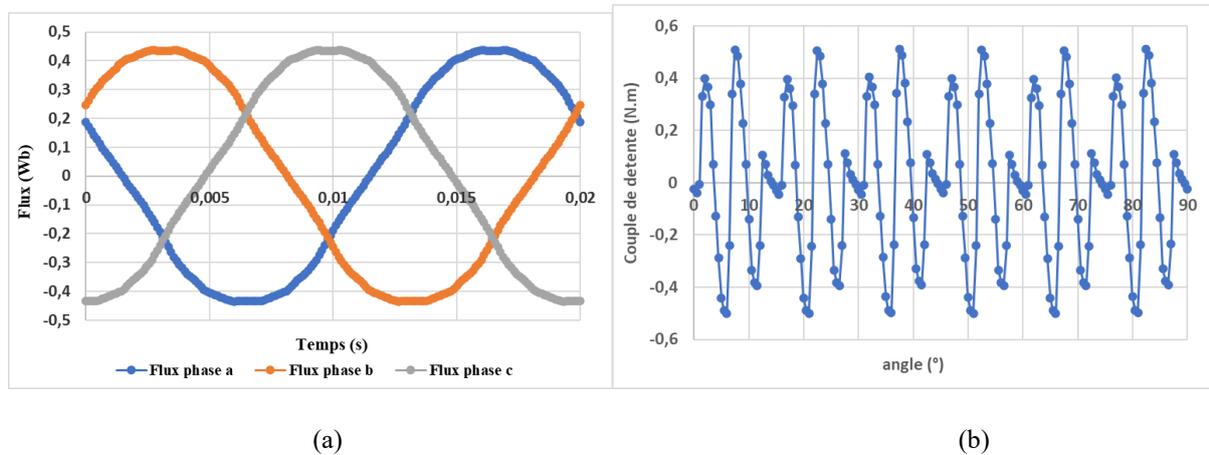


Figure IV. 27 : a) Flux généré b) Couple de détente

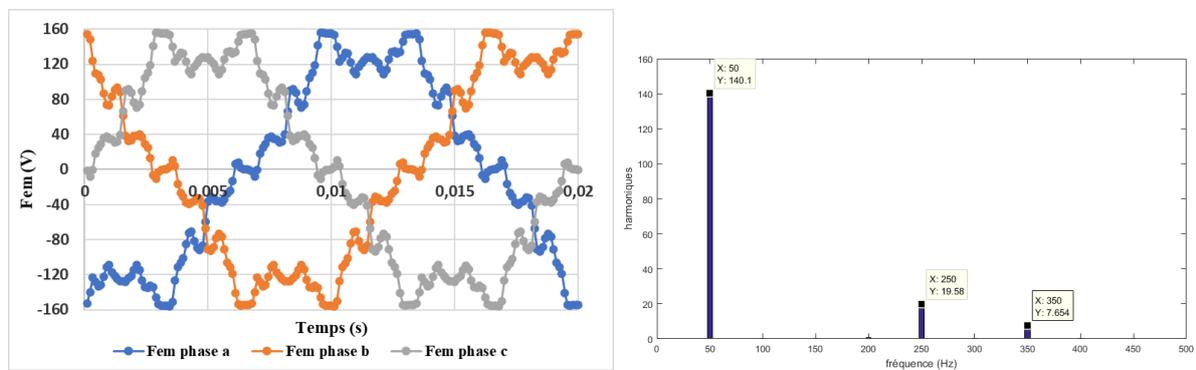


Figure IV. 28 : Les fem induites et leurs FFT

➤ 24 encoches 2^{ème} couche décalée

En décalant la seconde couche du bobinage concentré d'une encoche (*Figure IV. 29.a*), l'allure du flux se rapproche d'une sinusoïde mais l'harmonique 5 reste présent comme illustré sur l'allure temporelle de la Fem corroboré par le contenu harmonique (*Figure IV. 30*).

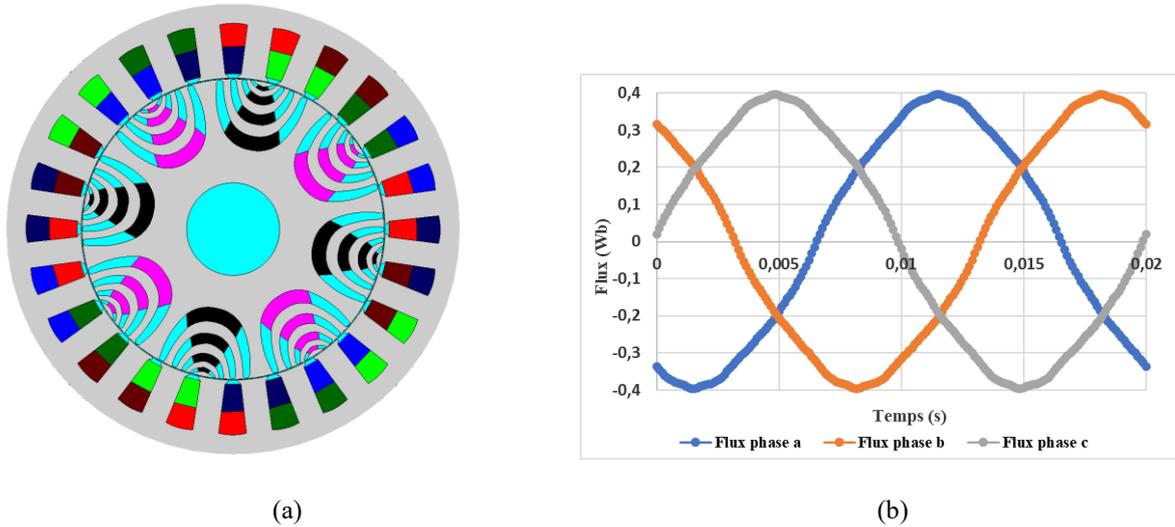


Figure IV. 29 : a) MSRVM avec bobinage dentaire décalé b) Flux généré

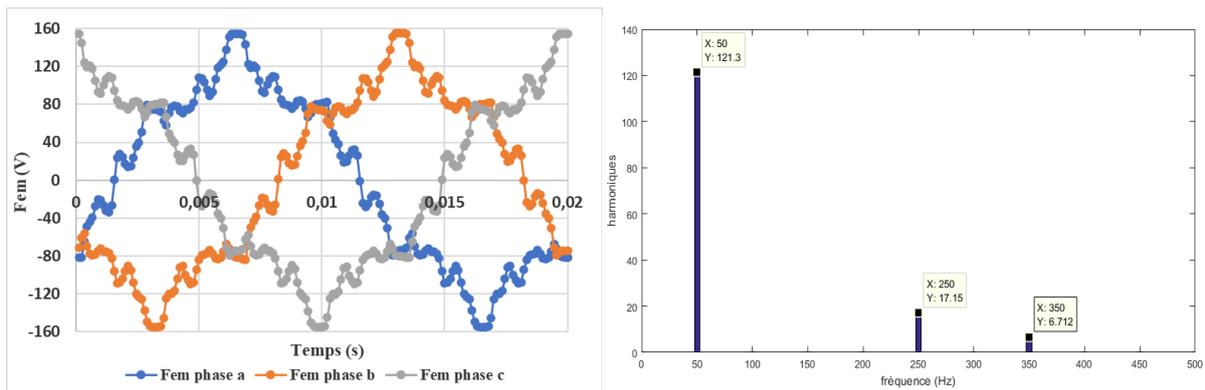


Figure IV. 30 : Les fem induites et leurs FFT

➤ 24 encoches simple couche

Dans cette dernière configuration, le bobinage dentaire est effectué sur une unique couche (*Figure IV. 31.a*). Comme dans le cas précédent de 48 encoches, l'amplitude du flux (*Figure IV. 31.b*) comme celle de la fem (*Figure IV. 32*) sont atténués avec un contenu harmonique relativement riche.

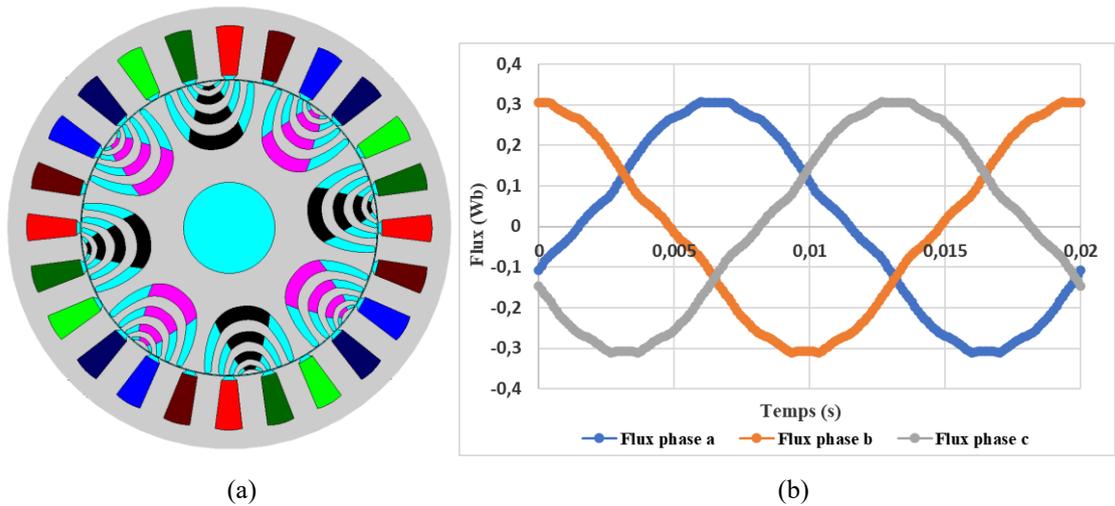


Figure IV. 31 : a) MSRVM avec bobinage dentaire simple b) Flux généré

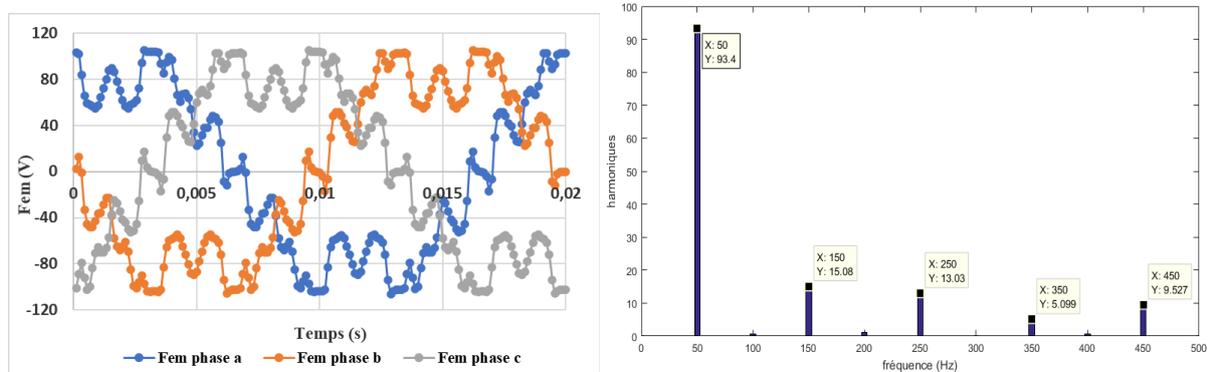


Figure IV. 32 : Les fem induites et leurs FFT.

En se basant sur le fondamental et le contenu harmonique de la fem à vide, il est clair que la version à 48 encoches à double couche avec 4 encoches par pôle et par phase est la structure qui propose les meilleures performances. Toutefois, afin d'être le plus exhaustif possible, nous examinons, dans un dernier paragraphe, l'apport potentiel en réduisant le nombre d'encoches statoriques à 12.

2.3.1.3 12 encoches

Pour que la comparaison soit rigoureuse, le nombre de conducteurs par phase est maintenu constant. Pour ce faire, la surface de chaque encoche du stator adapté avec 12 encoches représente 4 fois celle de stator à 48 encoches. Deux configurations sont possibles pour avoir 8 pôles au stator avec un bobinage dentaire. Elles sont étudiées ci-dessous.

- 12 encoches double couche à pôles régulièrement répartis

Dans le premier cas de figure, les pôles des bobinages sont régulièrement répartis sur la surface statorique (*Figure IV. 33.a*). Le fait de modifier la topologie du stator a évidemment un effet

sur la distribution du champ dû à l'excitation mais également sur le couple à vide comme on peut le voir sur les *Figure IV. 34.a* et *Figure IV. 34.b* respectivement. Là aussi, le flux capté à vide par le bobinage est entaché d'harmonique 5, ce qui induit bien entendu un harmonique 5 de fem d'amplitude significative (*Figure IV. 35*). En revanche, l'amplitude du fondamental de la fem est très intéressante. En effet, il y a à peine 5% d'écart avec ce que donne la configuration à 48 encoches avec 4 encoches par pôle et par phase, ce qui fait de cette structure, après une éventuelle optimisation, une option intéressante en termes de performances et de prix de revient pour l'application visée.

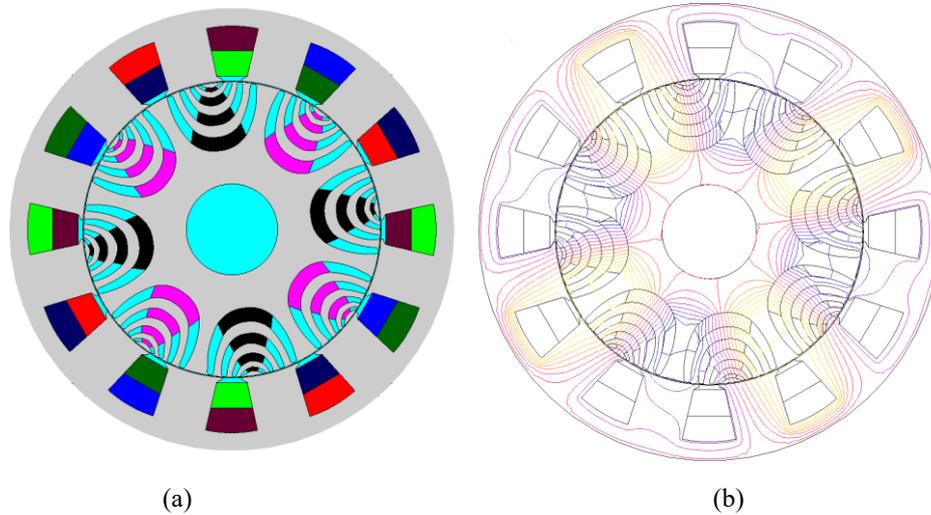


Figure IV. 33 : a) MSRVR avec bobinage dentaire à 12 encoches b) Distribution du champ à vide.

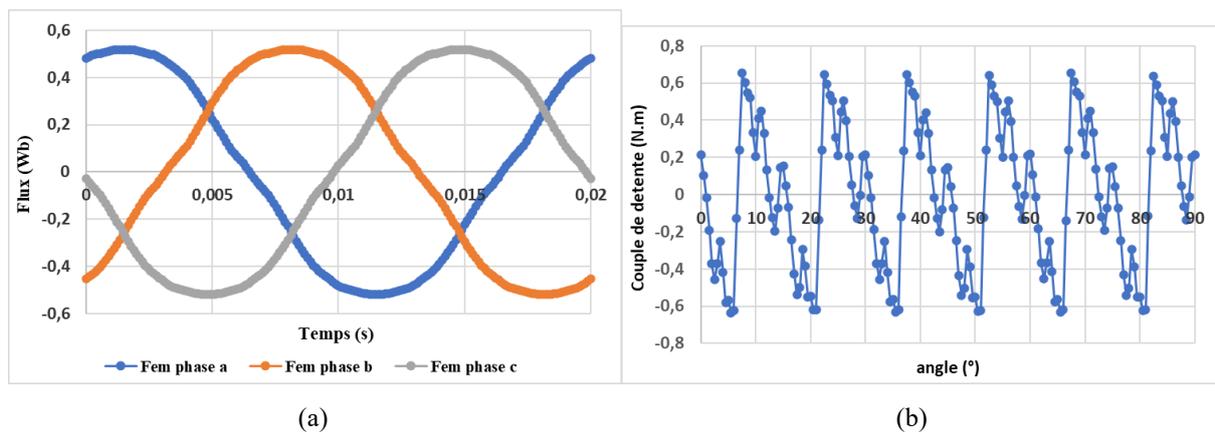


Figure IV. 34 : a) Flux généré b) Couple de détente

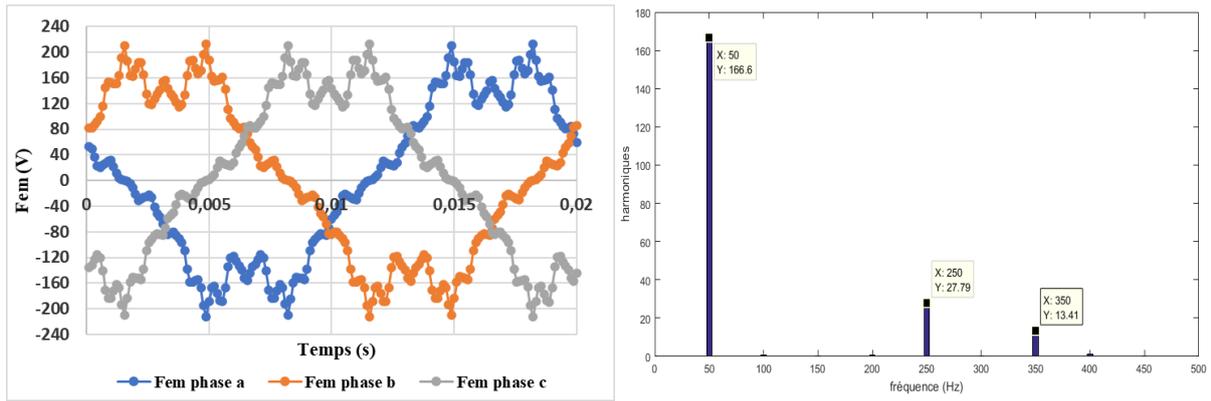


Figure IV. 35 : Les fem induites et leurs FFT

- 12 encoches double couche à pôles non régulièrement répartis

La dernière configuration examinée est une variante de la précédente où les pôles statoriques ne sont pas régulièrement répartis (*Figure IV. 36.a*). Comme escompté, les amplitudes des flux captés sont réduites, ainsi que celles des fems tout en ayant des harmoniques de rang 5 non négligeables (*Figure IV. 37*).

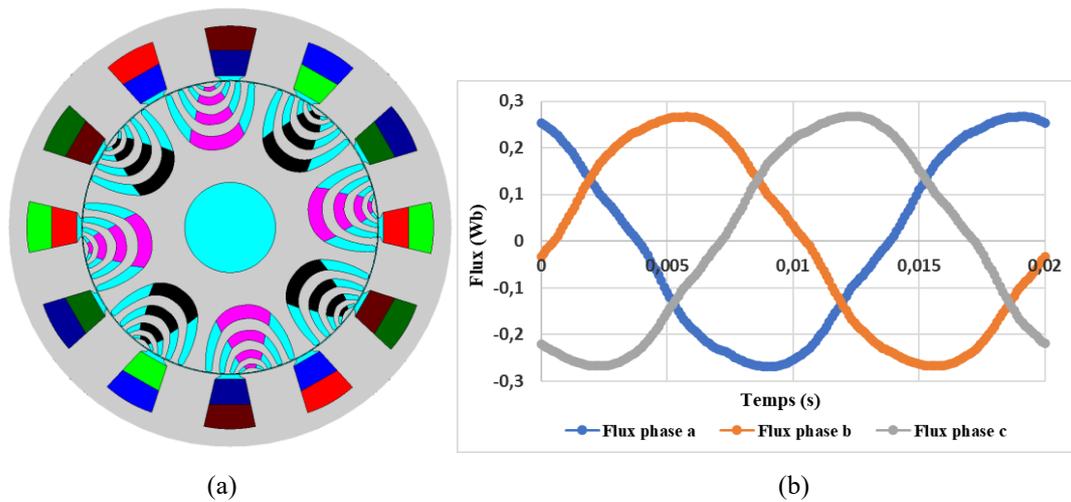


Figure IV. 36 : a) MSRVM avec bobinage dentaire à 12 encoches b) Flux généré

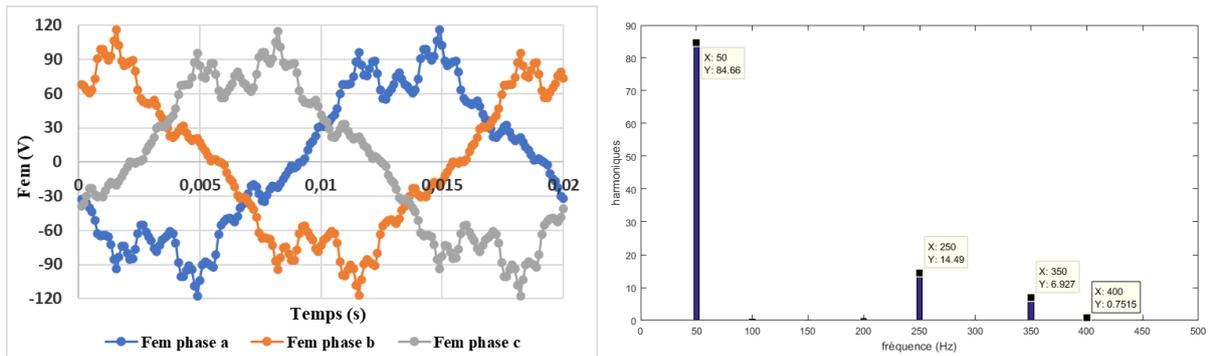


Figure IV. 37 : Les fems induites et leurs FFT

2.3.1.4 Discussion

Différentes structures ont été étudiées ci-dessus avec des configurations variées des bobinages. Les performances à vide sont évidemment variables en fonction de ces configurations. De manière synthétique, en plus de la structure avec le bobinage initial, nous pouvons faire ressortir 3 structures qui présentent des aptitudes intéressantes pour une application dans la conversion de l'énergie éolienne :

- Structure à 48 encoches avec un bobinage dentaire non décalé
- Structure à 24 encoches bobinage non décalé
- Structure à 12 encoches à pôles régulièrement répartis

Nous allons, dans un premier temps, étudier de leurs performances dans le cas d'un débit sur charges résistives puis présenter la possibilité de commander une structure de ce genre avec une commande vectorielle en fonctionnement générateur.

2.3.2 Etude sur charge résistive

L'étude sur charge résistive équilibrée est effectuée à l'aide du modèle numérique par éléments finis en 2D. Plusieurs tests ont été faits avec différentes valeurs de charge de 10Ω jusqu'à 130Ω

Les résultats obtenus pour un l'exemple d'une résistance de 110Ω et à la vitesse de synchronisme qui est 750tr/min pour les différentes configurations sont montrés ci-dessous :

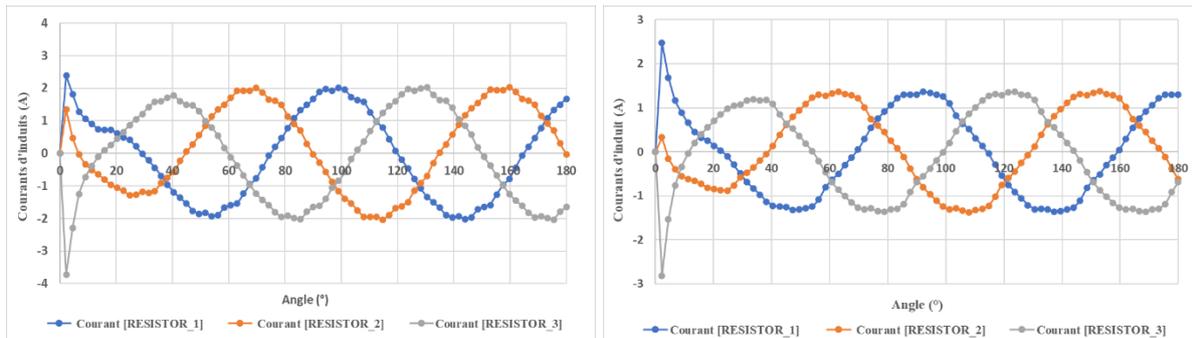


Figure IV. 38 : courants dans la charge a) machine initiale b) machine à bobinage dentaire avec 48 encoches.

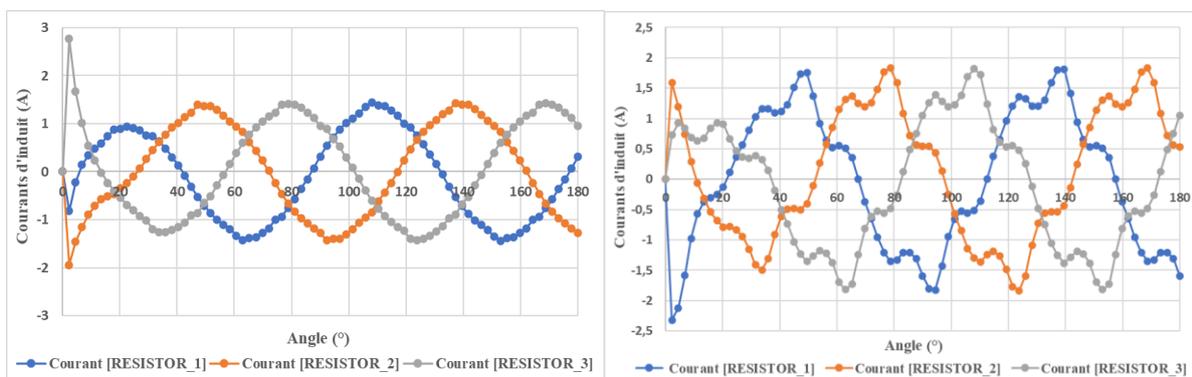


Figure IV. 39 : courants dans la charge a) machine 24 encoches b) machine à 12 encoches

Les allures temporelles des courants sont à l'image des tensions statoriques qui ont des allures relativement proches des sinusoïdes dans le cas des machines avec 48 et 24 encoches. Les puissances générées en fonction des charges sont tracées dans la figure suivante pour les 4 structures étudiées. Les valeurs sont relativement limitées ce qui est logique de par les réactances synchrones des machines. Une configuration avec un début sur un convertisseur statique commandé est donc à prévoir. C'est l'objet du paragraphe suivant.

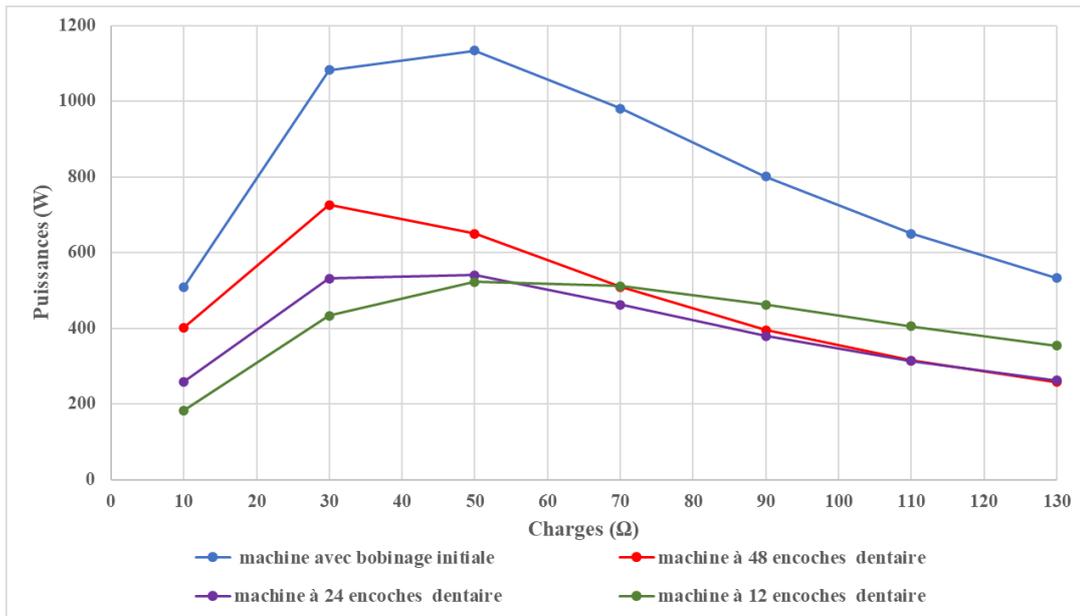


Figure IV. 40 : Comparaison des puissances générées.

2.4 Étude en charge sur redresseur commandé

Dans cette partie, nous proposons une étude sur la commande vectorielle de la MSR_V-AP, débitant sur un redresseur à MLI (*Figure IV. 41*).

Le système comprend un contrôleur proportionnel-intégral PI qui a été réglé selon des méthodes conventionnelles et qui permet de réguler la tension continue V_{dc} , et un contrôleur à hystérésis pour réguler les courants statoriques.

La structure obtenue étant similaire à une machine synchrone à aimants permanents, la commande adoptée s'en inspire. Par conséquent, la référence du courant i_d est fixée à 0 dans le but de minimiser les pertes Joule. La référence du courant i_q est, quant à elle, obtenue directement à partir de l'équation (8).

$V_{dc-ref}=465$ V et $\Phi_m=0.338$ Wb.

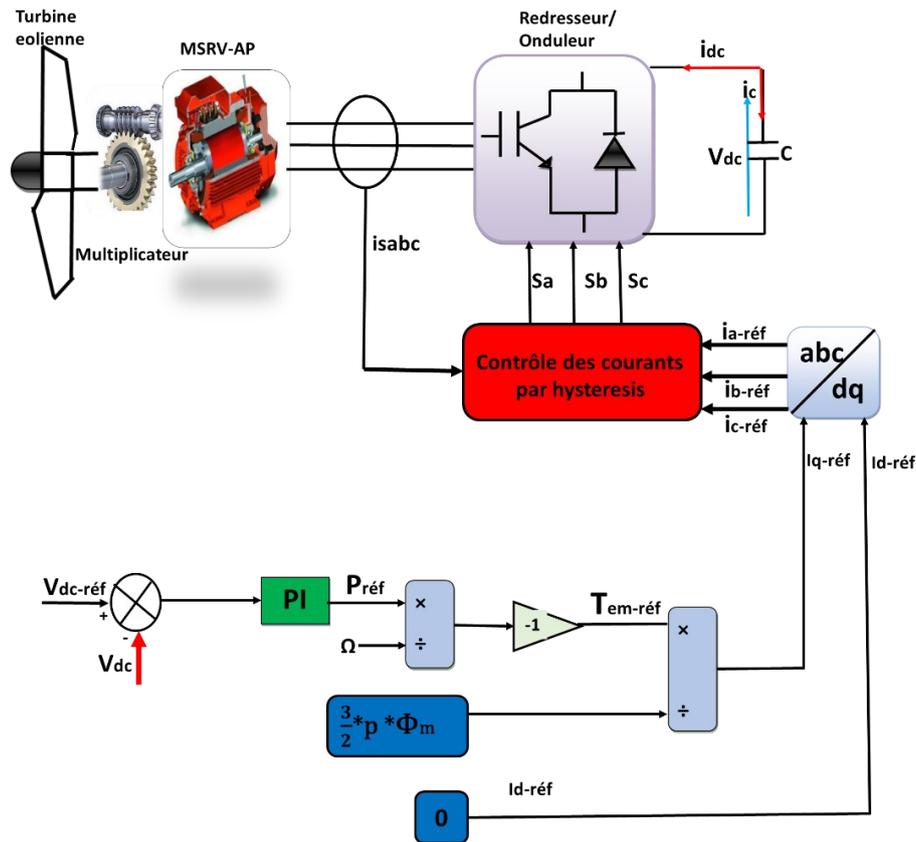


Figure IV. 41 : Schéma de commande vectorielle

2.4.1 Résultats de simulation

Le système, composé de la MSR-AP avec le bobinage à 48 encoches distribué de la machine initiale connectée à un redresseur à (MLI) et contrôlée selon la stratégie de commande précédemment décrite, a été simulé en utilisant le modèle analytique de la machine prenant en compte la saturation selon l'axe d. Les résultats de simulation de deux tests distincts sont présentés ci-dessous. Dans le premier, la charge reste constante, tandis que la vitesse est modifiée pour évaluer son impact. Dans le second test, la vitesse est maintenue constante, mais la charge varie. Dans les deux cas, l'objectif principal est d'analyser la réponse en termes de tension continue et de couple.

2.4.1.1 Influence de la variation de la Vitesse :

Dans cette section, nous examinons les résultats de simulation lorsque la vitesse de l'entraînement varie, tout en maintenant une charge de 100Ω . Plus précisément, le rotor démarre à 650 tr/min à partir de $t = 0 \text{ s}$, puis cette vitesse est augmentée à 750 tr/min (vitesse nominale) à $t = 2 \text{ s}$, et enfin portée à 850 tr/min à $t = 4 \text{ s}$.

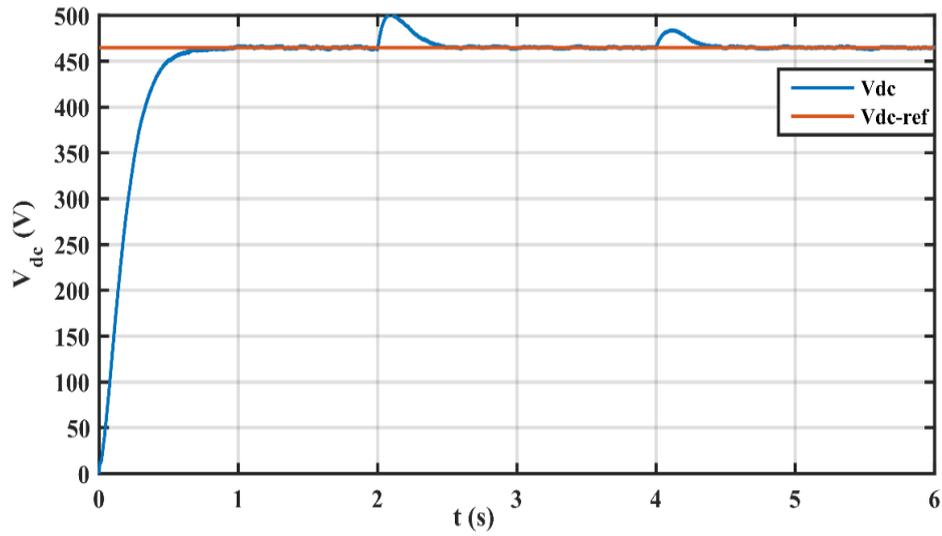


Figure IV. 42 : Tension redressée V_{dc} .

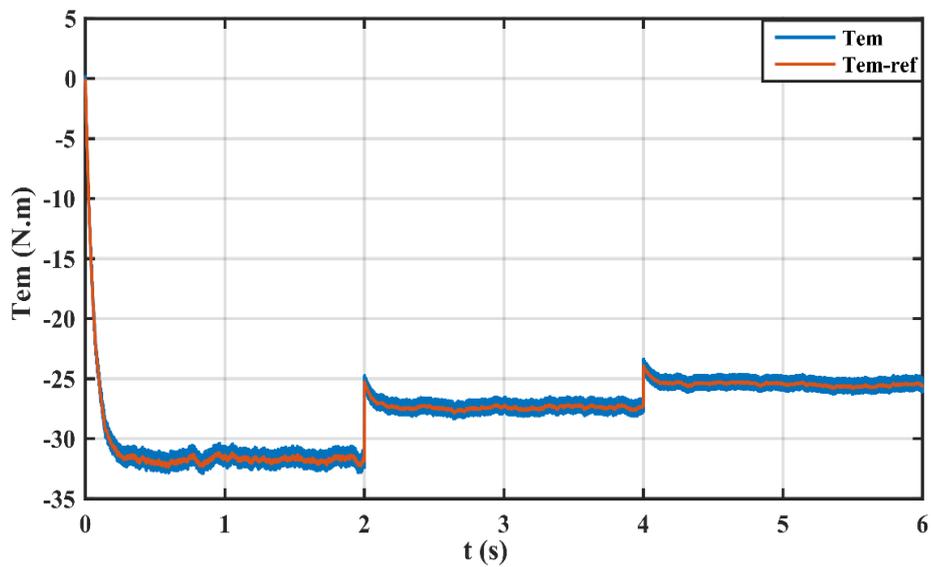


Figure IV. 43 : Couple électromagnétique.

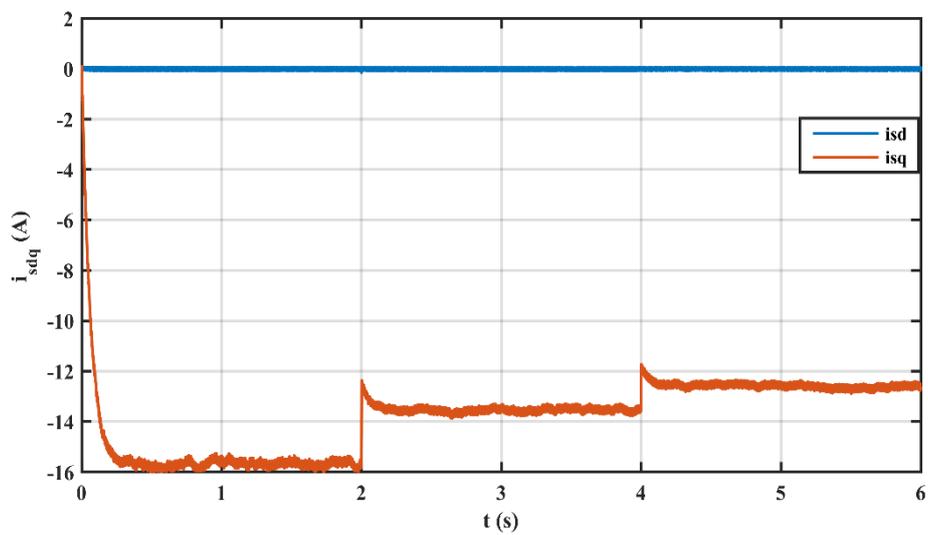


Figure IV. 44 : Courants i_{sd} et i_{sq} .

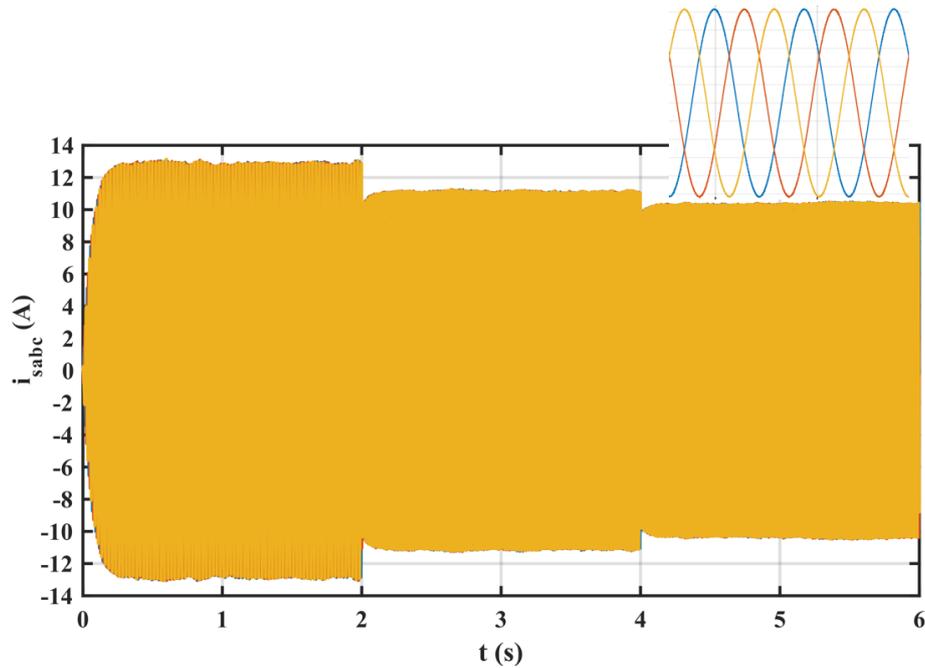


Figure IV. 45 : Courants statoriques.

2.4.1.2 Influence de la variation de la charge :

Dans cette section, nous concentrons notre analyse sur les performances de la commande vectorielle en réponse aux variations de charge., nous présentons les résultats obtenus lorsque la génératrice fonctionne à une vitesse synchrone de 750 tr/min, avec une tension redressée de référence V_{dc-ref} à 465V. Les simulations ont été réalisées initialement avec une charge résistive de 95Ω . Par la suite, cette charge a été augmentée à 120Ω à $t = 2s$, puis à 135Ω de $t = 4s$ à $t = 6s$.

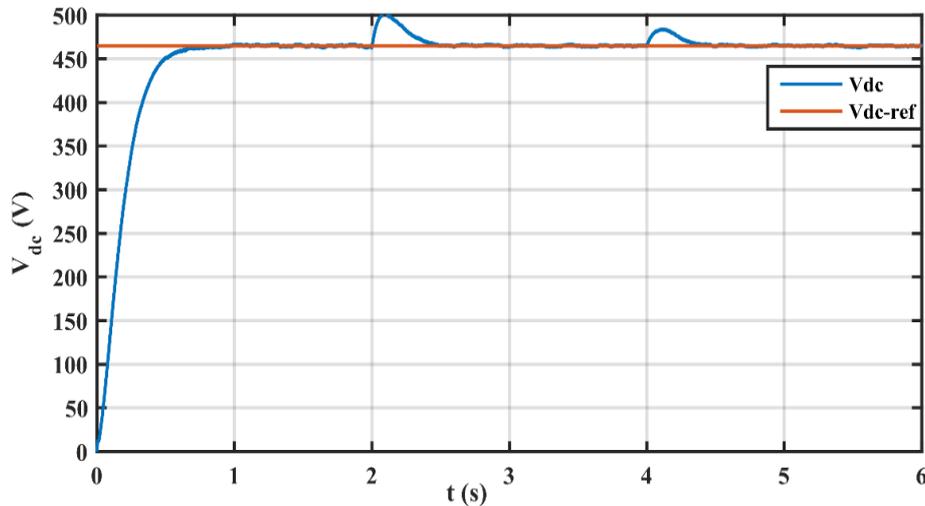


Figure IV. 46 : Tension redressée V_{dc} .

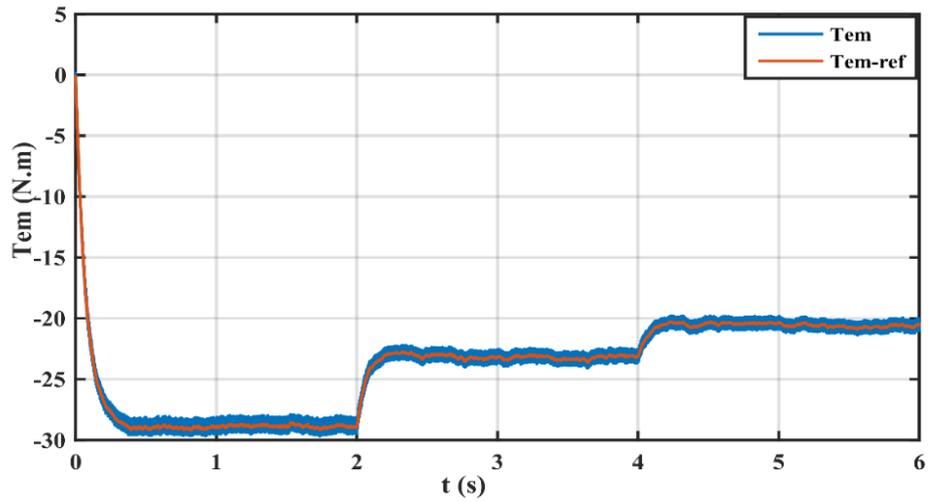


Figure IV. 47 : Couple électromagnétique.

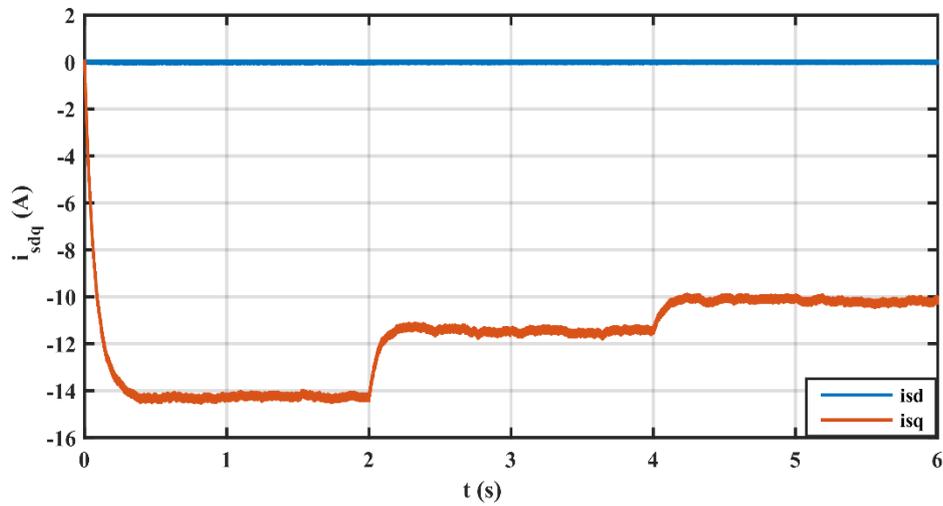


Figure IV. 48 : Courants i_{sd} et i_{sq} .

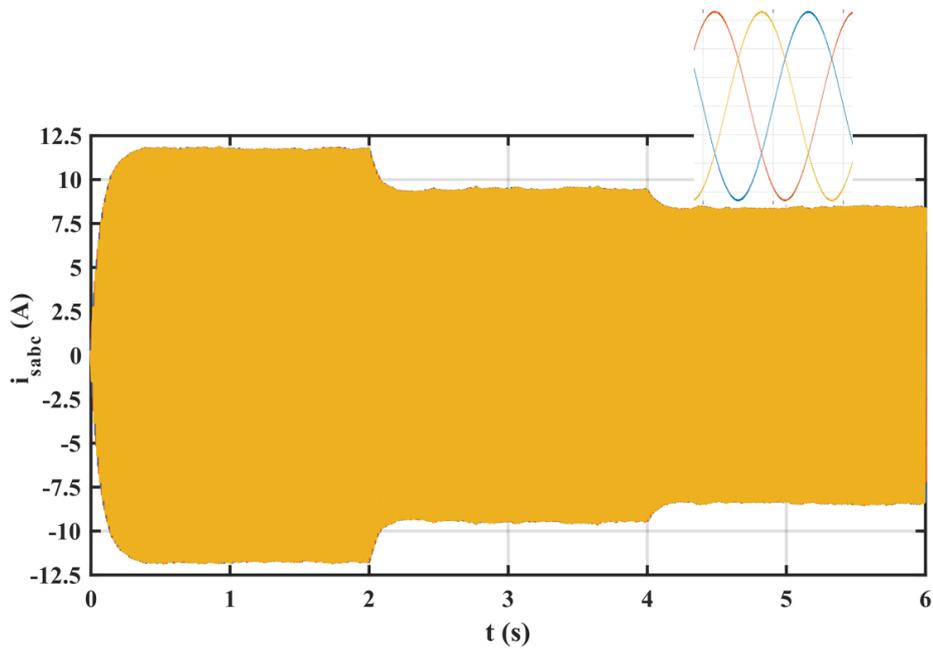


Figure IV. 49 : Courants statoriques.

De manière similaire, les données présentées que ce soit en modifiant la charge ou en ajustant la vitesse démontrent une très bonne régulation de la tension continue (V_{dc}) ainsi que du couple, témoignant ainsi les performances de la commande.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons débuté par un état de l'art sur les machines synchrones à réluctance variable assistées par aimants permanents, puis nous avons abordé leur modélisation analytique en prenant la saturation selon l'axe d (axe des aimants). Ensuite, nous avons examiné la sensibilité concernant l'emplacement et la quantité d'aimants à intégrer dans les barrières de flux ,la machine avec des aimant au milieu des barrières de flux a été retenue pour tester plusieurs configurations de bobinages dentaires avec 48 encoches ,24 encoches et 12 encoches en conservant le même nombre de spire que la machine initiale , des simulations par éléments finis 2D sur la MSR_V-AP à vide et en charge sont effectuer ,enfin la machine avec le bobinage initiale (distribuer à 48 encoches) est débiter sur un redresseur à MLI afin de contrôler le tension redressé V_{dc} .

Bibliographie

- [1] G. B. Mariani. «Machine synchrone à réductance : modèles équivalents à réseau de réductances pour la simulation et l'optimisation» 2016. Thèse de doctorat. Université Grenoble Alpes.
- [2] T. Mohanarajah, M. Nagrial, J. Rizk, et A. Hellany, « A Novel Method to Optimize Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines », *Electric Power Components and Systems*, vol. 48, n° 9-10, p. 933-943, juin 2020, doi: 10.1080/15325008.2020.1821837.
- [3] S. S. Maroufian et P. Pillay, « Design and Analysis of a Novel PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine Topology with AlNiCo Magnets », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 55, n° 5, p. 4733-4742, sept. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2925784.
- [4] T. A. Huynh, M.-F. Hsieh, K.-J. Shih, et H.-F. Kuo, « Design and analysis of permanent-magnet assisted synchronous reluctance motor », in *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Sydney, Australia: IEEE, août 2017, p. 1-6. doi: 10.1109/ICEMS.2017.8056462.
- [5] E. S. Calvo et D. Potoradi, « Synchronous reluctance motors with and without permanent magnets for high performance low cost electrical drives », in *2015 5th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, Nuremberg, Germany: IEEE, sept. 2015, p. 1-7. doi: 10.1109/EDPC.2015.7323220.
- [6] H. Heidari et al., « A Review of Synchronous Reluctance Motor-Drive Advancements », *Sustainability*, vol. 13, n° 2, p. 729, janv. 2021, doi: 10.3390/su13020729.
- [7] D. Barman, V. R. Chowdhury, M. T. Iqbal, et D. Barman, « Analysis of a PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine for Electric Vehicles », in *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy (PESGRE)*, Trivandrum, India: IEEE, janv. 2022, p. 1-5. doi: 10.1109/PESGRE52268.2022.9715939.
- [8] M. Ferrari, N. Bianchi, et E. Fornasiero, « Analysis of Rotor Saturation in Synchronous Reluctance and PM-Assisted Reluctance Motors », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 51, n° 1, p. 169-177, janv. 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2326056.
- [9] F. Xing, W. Zhao, et B. Kwon, « Design of a novel rotor structure for PM-assisted synchronous reluctance machines to improve torque characteristics », in *2016 IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, Miami, FL: IEEE, nov. 2016, p. 1-1. doi: 10.1109/CEFC.2016.7816344.
- [10] Haiwei Cai, Bo Guan, et Longya Xu, « Low-Cost Ferrite PM-Assisted Synchronous

- Reluctance Machine for Electric Vehicles », IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, n° 10, p. 5741-5748, oct. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2304702.
- [11] M. Al-Ani et al., « Multi-physics Design Optimisation of PM-assisted Synchronous Reluctance Motor for Traction Application », in IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lisbon, Portugal: IEEE, oct. 2019, p. 4353-4359. doi: 10.1109/IECON.2019.8926697.
- [12] B. Gaussens, J. Boisson, A. Abdelli, L. Favre, et D. Bettoni, « Torque ripple mitigation of PM-assisted synchronous reluctance machine: Design and optimization », in 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, Australia: IEEE, août 2017, p. 1-6. doi: 10.1109/ICEMS.2017.8056074.
- [13] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon, et M. Dai Pre, « Rotor Flux-Barrier Design for Torque Ripple Reduction in Synchronous Reluctance and PM-Assisted Synchronous Reluctance Motors », IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 45, n° 3, p. 921-928, 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2018960
- [14] D. P. Rodriguez, « Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique. ». 2015. Thèse de doctorat. CentraleSupélec.
- [15] N. Ayache, Z. Belli. Optimisation d'une machine synchrone à aimant permanent à bobinage dentaire. 2018. Thèse de doctorat. Université de Jijel.
- [16] M. Muteba, « Surface-Mounted V-shapes PM assisted-Synchronous Reluctance Motor for Light Electric Vehicles », in 2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC), Anaheim, CA, USA : IEEE, juin 2022, p. 409-413. doi: 10.1109/ITEC53557.2022.9813836.
- [17] S. S. Maroufian et P. Pillay, « PM assisted synchronous reluctance machine design using AlNiCo magnets », in 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), Miami, FL, USA: IEEE, mai 2017, p. 1-6. doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002163.
- [18] J. Marault, «Conception de machines asynchrones triphasées à bobinages statoriques dentaires». 2021. Thèse de doctorat. Université de Lille.
- [19] M. Gamba, G. Pellegrino, E. Armando, et S. Ferrari, « Synchronous reluctance motor with concentrated windings for IE4 efficiency », in 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH: IEEE, oct. 2017, p. 3905-3912. doi: 10.1109/ECCE.2017.8096686.
- [20] M. Fakam, M. Hecquet, V. Lanfranchi, P. Brochet, et A. Randria, « Etude vibro-acoustique de machines synchrones à aimants à bobinage dentaire », 2011.
- [21] M. Gamba, G. Pellegrino, et A. Vagati, « A new PM-assisted Synchronous Reluctance

- machine with a nonconventional fractional slot per pole combination », in 2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), Bran, Romania: IEEE, mai 2014, p. 268-275. doi: 10.1109/OPTIM.2014.6850937.
- [22] S. Zhu, T. Cox, Z. Xu, et C. Gerada, « A PM-Assisted Synchronous Reluctance Motor with Two Slot-Pitch Winding », in 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hamamatsu, Japan: IEEE, nov. 2020, p. 206-211. doi: 10.23919/ICEMS50442.2020.9291090.
- [23] J. Baek, M. M. Rahimian, et H. A. Toliyat, « Optimal design of PM assisted synchronous reluctance generators using lumped parameter model and Differential Evolution Strategy », in 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA: IEEE, sept. 2009, p. 2453-2459. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316225.

Chapitre IV :
Machine synchrone à
reluctance variable
avec une excitation
par courant au stator

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	187
INTRODUCTION.....	189
1 Étude des Performances sur des Structures Excitées	190
1.1 Répartition des bobinages statoriques.....	190
1.1.1 48 encoches :	191
1.1.2 24 encoches :	192
1.1.3 12 encoches :	193
1.2 Etude à vide.....	194
1.2.1 48 encoches avec bobinage d'induit distribué.....	194
1.2.2 48 encoches avec un bobinage dentaire d'induit $Nr = 6 + 2$	200
1.2.3 24 encoches avec un bobinage d'induit distribué $Nr = 6 + 2$	201
1.2.4 24 encoches avec un bobinage dentaire d'induit $Nr = 6 + 2$	203
1.2.5 12 encoches avec un bobinage induit distribué $Nr = 6 + 2$	204
1.2.6 12 encoches avec un bobinage dentaire d'induit $Nr = 6 + 2$	206
1.2.7 Conclusion et discussion	207
1.3 Caractéristiques à vide des machines choisies.....	207
1.4 Etude en charge	210
1.5 Identification des inductances :$L_{md}(i_{md})$ et $L_{mq}(i_{md})$.....	211
CONCLUSION.....	212
BOBLOGRAPHIE	213

TABLE DES ILLUSTRATIONS

<i>Figure V. 1: a) Machine à 48 encoches avec les bobinages non décalés b) Distribution du champ à vide.....</i>	<i>195</i>
<i>Figure V. 2: (a) Flux magnétique induit dans les 3 phases (b) Couple à vide.</i>	<i>196</i>
<i>Figure V. 3: Les fems induites et leurs FFT.....</i>	<i>196</i>
<i>Figure V. 4: a) Machine à 48 encoches decaler b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.</i>	<i>197</i>
<i>Figure V. 5: Les fems induites et leurs FFT.....</i>	<i>197</i>
<i>Figure V.6: a) Bobinages induit et inducteur non décalés b) Distribution du champ à vide.</i>	<i>198</i>
<i>Figure V.7: (a) Flux magnétique induit dans les 3 phases (b) couple à vide.</i>	<i>198</i>
<i>Figure V.8: Les fems induites et leurs FFT.....</i>	<i>199</i>
<i>Figure V.9: a) Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases</i>	<i>199</i>
<i>Figure V.10: Les fems induites et leurs FFT.....</i>	<i>200</i>
<i>Figure V.11: Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.</i>	<i>200</i>
<i>Figure V.12: Les fems induites et leurs FFT.....</i>	<i>201</i>
<i>Figure V.13: a) Bobinages induit et inducteur non décalés b) Distribution du champ à vide.</i>	<i>202</i>
<i>Figure V.14: (a) Flux magnétique induit dans les 3 phases (b) couple à vide.</i>	<i>202</i>
<i>Figure V.15: Les fems induites et leurs FFT.....</i>	<i>202</i>
<i>Figure V.16: a) Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.</i>	<i>203</i>
<i>Figure V.17: Les fems induites et leurs FFT.....</i>	<i>203</i>
<i>Figure V.18: a) Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.</i>	<i>204</i>
<i>Figure V.19: Les fems induites et leurs FFT.....</i>	<i>204</i>
<i>Figure V.20: a) Bobinages induit et inducteur b) Distribution du champ à vide</i>	<i>205</i>
<i>Figure V.21: (a) Bobinages induit et inducteur non décalés (b) Couple à vide.</i>	<i>205</i>
<i>Figure V.22: Les fems induites et leurs FFT</i>	<i>206</i>
<i>Figure V.23: a) Machine à 12 encoches+- b) tracé de champ.</i>	<i>206</i>
<i>Figure V.24: Les fems induites et leurs FFT.....</i>	<i>207</i>
<i>Figure V.25: a) Fem à 1 A b) a) Fem à 3.5 A.</i>	<i>208</i>

Figure V.26: Fem en fonction du coutant d'excitation..... 208

Figure V.27: a) Fem à 1 A b) a) Fem à 3.5 A 209

Figure V.28: Fem en fonction du coutant d'excitation 209

Figure V.29: a) Fem à 1 A b) a) Fem à 3.5A 209

Figure V.30: Fem en fonction du coutant d'excitation 210

Figure V.31: Comparaison des puissances générées..... 211

Figure V.32: Les inductances Lmd et Lmq en fonction de im..... 212

INTRODUCTION

L'utilisation de la machine synchrone à réluctance variable en fonctionnement générateur nécessite de fournir de l'énergie réactive pour magnétiser la structure.

Dans le deuxième chapitre, la solution la plus simple et la plus largement adoptée a été explorée. Elle consiste tout simplement à connecter les bobinages statoriques à un banc de capacité, ce qui se révèle être une option fiable et attrayante en termes de coûts et de performances. Cependant, cette solution admet des limites principalement en termes de dépendance de la fréquence des grandeurs statoriques à la vitesse de rotation. La connexion à un redresseur commandé, puis à un onduleur, permet de s'affranchir de cette limite mais les performances demeurent limitées de par le facteur de puissance de ce genre de machine.

Afin de remédier à cela, nous avons, dans le chapitre précédent, étudié l'option d'une intégration d'aimants en ferrite dans les barrières du rotor tout en limitant le volume de ces matériaux. La machine assistée d'aimants permet alors d'obtenir des performances satisfaisantes. Néanmoins, même si le prix des ferrites ne constitue pas un investissement additionnel élevé, le risque de démagnétisation, en particulier en présence de champs magnétiques inverses pourraient constituer un problème. Par ailleurs, le champ créé par les aimants est fixe sans aucune possibilité de le faire varier.

Il s'avère que la machine à réluctance synchrone peut également être dotée d'une excitation par courant. Le circuit d'excitation peut alors être constitué d'un bobinage monophasé alimenté en continu ou d'un second bobinage triphasé alimenté en alternatif pour créer un second champ tournant. Ces deux possibilités d'excitation peuvent en plus être installées au stator ce qui permet de doter la machine d'un système d'excitation par courant, donc avec un ou deux degrés de liberté, tout en évitant les problèmes mécaniques inhérents à une excitation au rotor.

Dans la mesure où un second bobinage triphasé serait relativement compliqué à ajouter, nous nous intéressons, dans ce chapitre, à l'analyse de l'ajout d'un circuit d'excitation à courant continu au stator aux performances de la MSR.V d'étude. Pour cela, en gardant le rotor de la structure initiale, différentes configurations de polarités de bobinages d'excitation et d'induit ainsi que la possibilité d'utiliser un bobinage distribué ou dentaire pour ce dernier seront examinées.

1 Étude des Performances sur des Structures Excitées

Insérer un circuit d'excitation à la machine synchrone à réductance variable (MSRV) disposé au rotor reviendrait à une machine synchrone à pôles saillants à rotor bobiné avec ce que cela impliquerait en termes de contraintes mécaniques [1]. Comme indiqué dans l'introduction, la MSRV peut être munie d'un bobinage d'excitation au stator alimenté par un courant continu. La polarité de ce dernier est évidemment différente de celle du bobinage d'induit et la conversion s'effectue au travers de l'interaction des deux champs induit et inducteur qui sont modulés, et adaptés en termes de polarité, par la réductance d'entrefer. La première étape consiste donc à déterminer la ou les combinaisons des polarités conjuguée(s) à celle des saillances rotoriques qui permettent d'assurer un fonctionnement de qualité et de convertir l'énergie de la manière la plus efficace.

Dans ce qui suit, nous allons d'abord introduire le principe de conversion de l'énergie dans cette machine et, dans la mesure où on garde le même rotor que la machine initiale, donc avec un nombre de saillances rotoriques $N_r = 8$, déterminer les combinaisons des polarités d'induit et d'excitation qui conviendraient. On analysera ensuite les performances de ces combinaisons en gardant la géométrie initiale du stator puis en l'adaptant, comme dans le cas du paragraphe précédent, afin d'utiliser 24 ou 12 encoches. De même, nous essayerons, dans la mesure du possible, de tester l'utilisation d'un bobinage distribué et dentaire pour le circuit induit.

1.1 Répartition des bobinages statoriques

Comme indiqué ci-dessus, le fonctionnement d'une machine à réductance synchrone excitée repose sur l'interaction des champs magnétiques créés par les deux bobinages au travers de leurs modulations par la réductance variable due aux saillances rotoriques.

En définissant p_i comme le nombre de paires de pôles de l'induit et p_{ex} celui du bobinage d'excitation, on peut montrer qu'une conversion de l'énergie est possible si la condition suivante est respectée [2] :

$$N_r = |\pm p_i \pm p_{ex}| \quad (1)$$

Avec les deux contraintes suivantes :

$$N_r \neq 2p_i \neq 2p_{ex} \quad (2)$$

Et

$$p_{ex} \neq p_i \quad (3)$$

Dans ce cas, la vitesse de rotation de la machine synchrone Ω , est liée à la pulsation des grandeurs d'induit ω par la relation suivante :

$$\Omega = \frac{\omega}{N_r} \quad (4)$$

Dans le cadre de nos travaux, nous gardons le même rotor à barrières de flux sans pont dimensionné lors du deuxième chapitre. En ce qui concerne le stator, le bobinage induit est concentré dans une couche et la seconde est réservée au bobinage d'excitation. Il est évident que cette configuration est une première approche pour quantifier qualitativement les performances de la machine dans le cas d'une excitation par courant continu au stator. Une potentielle analyse plus approfondie nécessiterait une étude plus spécifique et complète des surfaces d'encoches qui seraient allouées à chaque bobinage avec les contraintes de densité de courant maximale et échauffement limité.

Dans le présent contexte, diverses études seront menées à vide et en charge pour différentes configurations de bobinages d'induit et d'excitation alimenté en courant continu. Dans un premier temps, à partir du nombre de saillances rotoriques de la machine d'étude $N_r = 8$, il faut déterminer les combinaisons des paires de pôles d'induit et d'excitation qui rempliraient les conditions (1), (2) et (3) tout en ayant comme contrainte le nombre initial d'encoches statoriques $N_s = 48$. Comme pour le cas de l'excitation par aimants au rotor, d'autres configurations d'encoches statoriques (24 et 12) seront par la suite examinées. Ainsi, pour définir la répartition du bobinage d'induit, nous devons choisir le nombre de paires de pôles " p_i " et un nombre entier positif " n_i " afin de respecter la relation suivante :

$$N_s = 3.2. n_i. p_i \quad (5)$$

L'excitation, quant à elle, est alimentée en continu. Pour définir la répartition de son bobinage, la condition suivante est à respecter :

$$N_s = 2. n_{ex}. p_{ex} \quad (6)$$

1.1.1 48 encoches :

En gardant la géométrie initiale du stator (48 encoches), on déduit les deux contraintes suivantes :

$$n_i \times p_i \text{ doit être égal à } 8.$$

$$\text{et } n_{ex} \times p_{ex} \text{ doit être égal à } 24.$$

En accord avec les équations (5) et (6), on aboutit aux possibilités suivantes :

Tableau V. 1: possibilités de répartitions du nombre de paires de pôles de l'induit et de l'excitation.

	Induit		Excitation	
	n_i	p_i	n_{ex}	p_{ex}
Possibilité n°1	4	2	1	24
Possibilité n°2	2	4	2	12
Possibilité n°3	1	8	3	8
Possibilité n°4			4	6

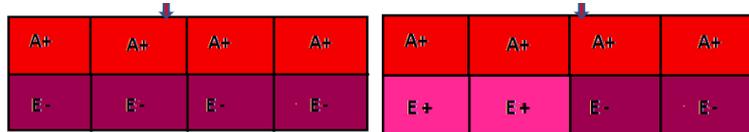
Par conséquent, afin de répondre aux contraintes de la machine synchrone à reluctance excitée au stator, seuls les deux types de bobinages suivants sont possibles :

$$p_{ex}=12 \text{ et } p_i=4 \quad \text{et donc} \quad N_r = p_{ex} - p_i$$

Ou
$$p_{ex}=6 \text{ et } p_i=2 \quad \text{et donc} \quad N_r = p_{ex} + p_i$$

Sachant que p_{ex} est un multiple entier de p_i , pour chacun des cas, nous avons analysé les deux dispositions suivantes :

- $N_r = 6 + 2$



- $N_r = 12 - 4$



1.1.2 24 encoches :

Dans le cas de figure avec 24 encoches, comme dans le cas du chapitre précédent, chacune a une surface double de celle du cas initial à 48 encoches.

Le même raisonnement que celui tenu dans le précédent paragraphe aboutit aux possibilités de répartitions suivantes :

Tableau V. 2:possibilités de répartitions du nombre de paires de pôles de l'induit et de l'excitation

	Induit		Excitation	
	n_i	p_i	n_{ex}	p_{ex}
Possibilité n°1	2	2	1	12
Possibilité n°2	1	4	2	6
Possibilité n°3			3	4

Et donc aux deux configurations :

$$p_{ex}=12 \text{ et } p_i=4$$

Ou

$$p_{ex}=6 \text{ et } p_i=2$$

- $Nr = 6 + 2$

Pour ce cas, comme précédemment, les deux dispositions des bobinages d'induit et d'excitation illustrées ci-dessous ont été étudiées.



- $Nr = 12 - 4$

De par le nombre d'encoches statoriques, il n'y a qu'une seule disposition des bobinages possible.

1.1.3 12 encoches :

Avec une surface d'encoche quatre fois plus élevée que celle de la machine initiale, nous avons étudié le cas d'une excitation par courant continu. Un nombre d'encoches statoriques égal à 12 ne permet qu'une seule combinaison des polarités remplissant les conditions (1) à (3), $Nr = 6 + 2$, avec $p_{ex}=6$ et $p_i=2$. Dans les deux cas $n_i=n_{ex}=1$

1.1.3.1 Répartition du nombre d'encoches pour chaque configuration :

Contrairement aux structures étudiées jusqu'à maintenant, les encoches statoriques doivent, dans le cas de la structure excitée par un courant continu au stator, accueillir les conducteurs de l'inducteur et de l'induit. Afin de pouvoir effectuer des comparaisons avec les machines précédentes, nous avons gardé le même nombre de conducteurs pour l'induit. Cela induirait, dans un cas réel, des densités de courants très élevées mais dans le cas de la présente étude, le

but est principalement d'analyser l'apport de l'excitation statorique. De même, nous avons gardé le même nombre de conducteurs d'excitation pour les structures à 48, 24 ou 12 encoches. Seuls les nombres de conducteurs par demi encoche sont adaptés en fonction de la structure étudiée. Le tableau ci-dessous récapitule le nombre de conducteurs utilisés pour chacun des cas de figure investigué.

Tableau V. 3: le nombre de conducteurs utilisés pour les trois cas de figure

	Induit	Excitation
48 encoches	$n_i = 24$ conducteurs /demi encoche	$n_{ex} = 96$ conducteurs /demi encoche
24 encoches	$n_i = 48$ conducteurs /demi encoche	$n_{ex} = 192$ conducteurs /demi encoche
12 encoches	$n_i = 96$ conducteurs /demi encoche	$n_{ex} = 384$ conducteurs /demi encoche

1.2 Etude à vide

Dans un premier temps et pour chaque bobinage, une étude à vide est menée sur les différentes structures pour déterminer les flux, les forces électromotrices (FEM) et le couple à vide. On rappelle que dans le cas de la machine à réluctance synchrone excitée par un courant continu au stator, la fréquence des grandeurs statoriques est liée à la vitesse de rotation par la relation suivante

$$f = \frac{N}{60} N_r \quad (7)$$

Par conséquent, pour une vitesse de rotation de 750 tr/min, la fréquence des variables d'induit sera de 100Hz.

1.2.1 48 encoches avec bobinage d'induit distribué

La structure avec 48 encoches a été étudiée avec les différentes configurations retenues ci-dessus.

1.2.1.1 $Nr = 6 + 2$

- Bobinage induit et inducteur non décalés.

La **Figure V. 1.a** présente une surface de coupe de la structure étudiée avec la disposition des deux bobinages et la **Figure V. 1.b** illustre la distribution du champ magnétique à vide quand le bobinage d'excitation est alimenté avec $I_{ex}=1.25A$. Comme on peut le constater, le champ inducteur à 6 paires de pôles est modulé par la réluctance rotorique avec, par conséquent, une répartition résultante qui s'apparente à celle de 2 paires de pôles laquelle serait 'compatible' avec celle de l'induit d'où la possibilité d'interaction entre les deux champs.

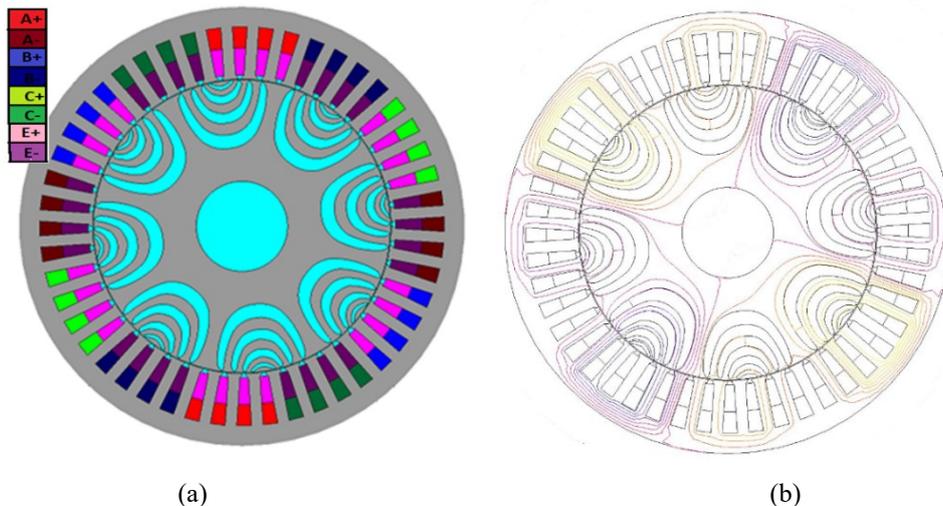


Figure V. 1: a) Machine à 48 encoches avec les bobinages non décalés b) Distribution du champ à vide.

Le bobinage d'excitation étant disposé au stator et les bobinages n'étant pas décalés, les flux induits dans les enroulements d'induit sont triphasés mais avec une composante continue non nulle comme on peut le voir sur les résultats montrés à la **Figure V. 2.a** De même, pour la vitesse de rotation de 750 tr/min, la période de ces flux est bien de 10ms comme attendu.

Concernant le couple à vide (**Figure V. 2.b**), ce n'est pas à proprement parlé de couple de détente car il n'y a pas de présence d'aimants. Néanmoins, son allure en fonction de la position y ressemble avec une valeur moyenne nulle.

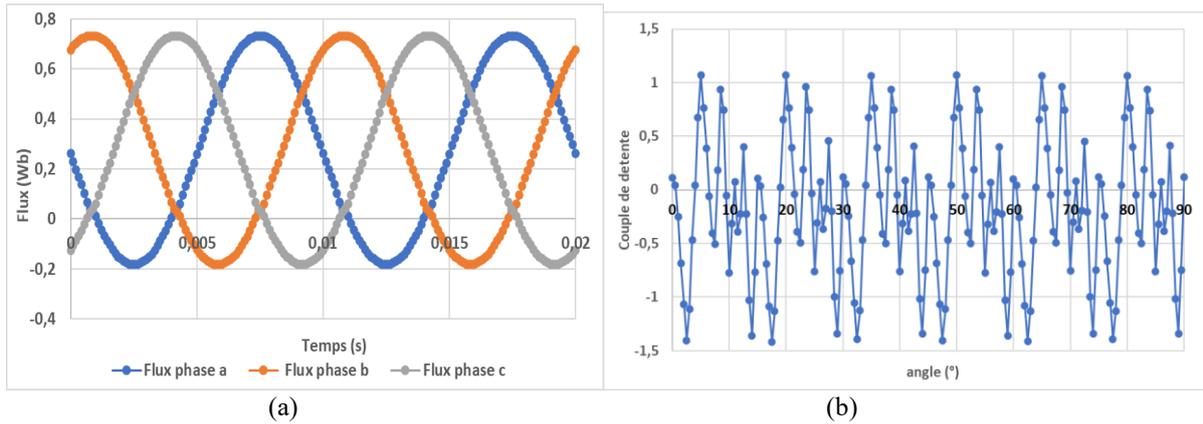


Figure V. 2: (a) Flux magnétique induit dans les 3 phases (b) Couple à vide.

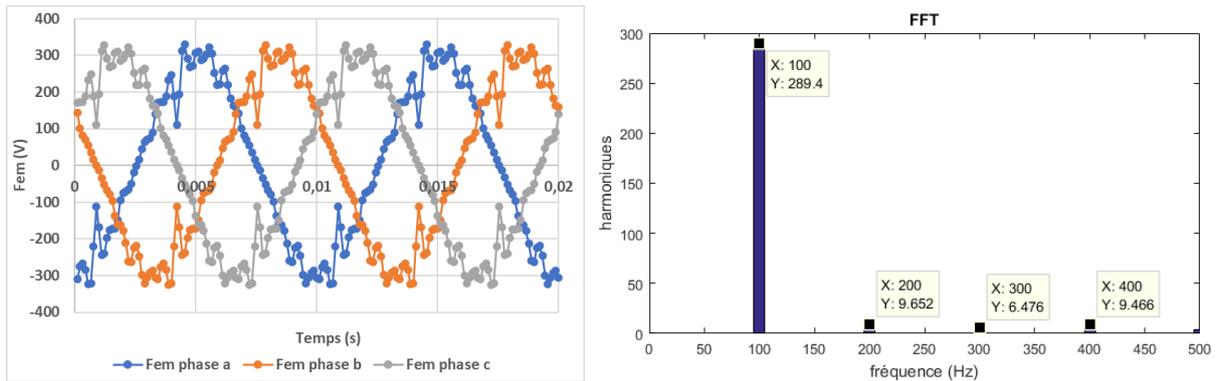


Figure V. 3: Les fem induites et leurs FFT

Contrairement aux flux, les forces électromotrices induites ne présentent aucune valeur comme on pouvait l'escompter. L'amplitude du fondamental est relativement élevée et le contenu harmonique est plutôt réduit par rapport à ce que le laisse penser l'allure temporelle.

- Bobinage induit et inducteurs décalés

La deuxième configuration se distingue de la première par un simple décalage du bobinage d'excitation par rapport à celui de l'induit comme on peut le constater sur la *Figure V. 4.a*. La distribution du champ magnétique à vide et l'évolution du couple à vide en fonction de la position demeurent bien entendu identiques à ceux du cas précédent. Par contre, les flux au travers des bobinages d'induits (*Figure V. 4.b*) différent dans le sens où ils ne présentent plus de valeur moyenne. Leur amplitude crête à crête est très proche du cas des bobinages non décalés.

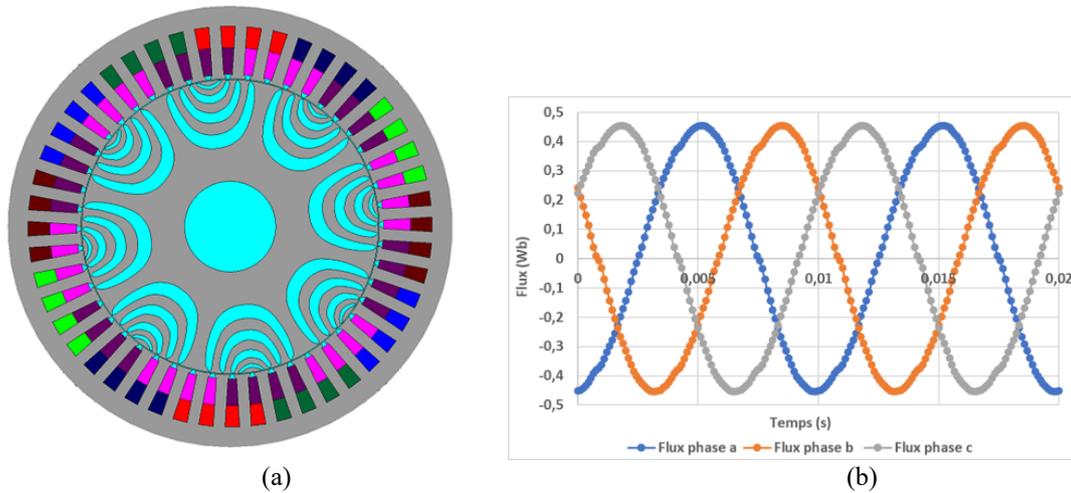


Figure V. 4: a) Machine à 48 encoches décaler b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.

Les Fems induites ont des allures très similaires au cas précédent avec une amplitude du fondamental quasi identique et les raies d'harmoniques avec des amplitudes légèrement plus élevées (Figure V. 5).

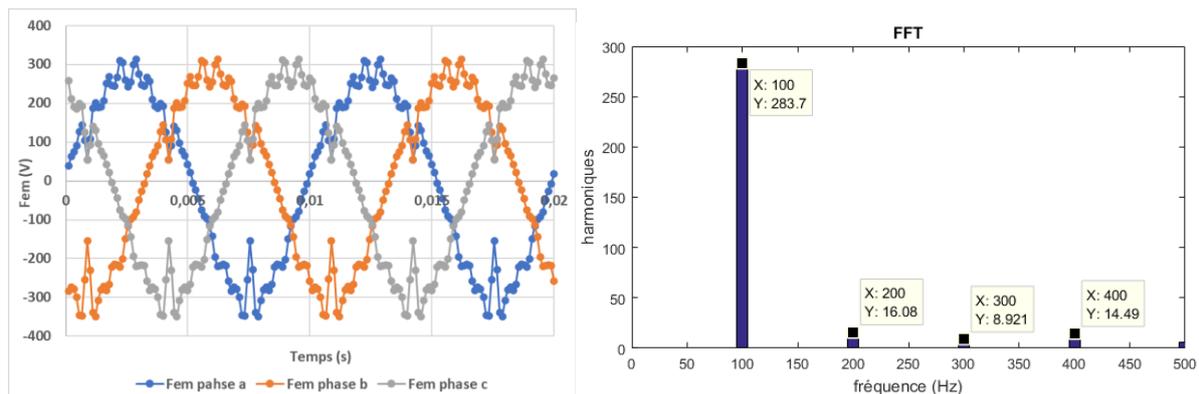


Figure V. 5: Les fems induites et leurs FFT.

1.2.1.2 $Nr = 12-4$

Toujours avec un stator à 48 encoches à bobinage réparti, nous avons analysé les performances à vide dans le cas de la deuxième combinaison qui obéit aux relations (1) à (3) dans le cas de notre machine avec 8 saillances rotoriques. Là aussi, les deux configurations avec des bobinages non décalés puis décalés sont investigués.

- Bobinages induit et inducteur non décalés

La première structure étudiée dispose de bobinages d'induit et d'excitation qui ne sont pas décalés. Une surface de coupe donnée à la *Figure V.6.a* montre la disposition de ces derniers et la *Figure V.6.b* présente la distribution du champ à vide. Même si on aperçoit une modulation du champ par la réluctance des saillances rotoriques, elle est moins prononcée que dans le cas précédent ($p_{ex}=6$ et $p_i=2$).

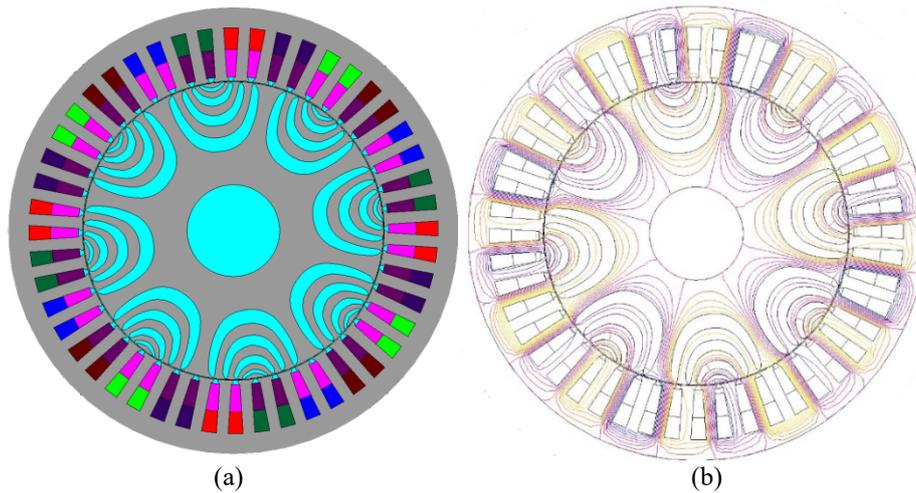


Figure V.6: a) Bobinages induit et inducteur non décalés b) Distribution du champ à vide.

Le non décalage des bobinages aboutit là encore à des flux au travers les circuits induits avec une valeur moyenne non nulle (*Figure V.7.a*). Par ailleurs, la démultiplication des pôles d'excitation fait que l'amplitude des flux captés par les bobinages d'induit sont en fin de compte de faible amplitude et leur évolution temporelle alternative est riche en harmoniques. Enfin, la périodicité de 10ms est bien respectée comme le prédit la relation (7). Le couple à vide (*Figure V.7.b*) est d'amplitude quasiment le double du cas précédent avec une valeur moyenne nulle.

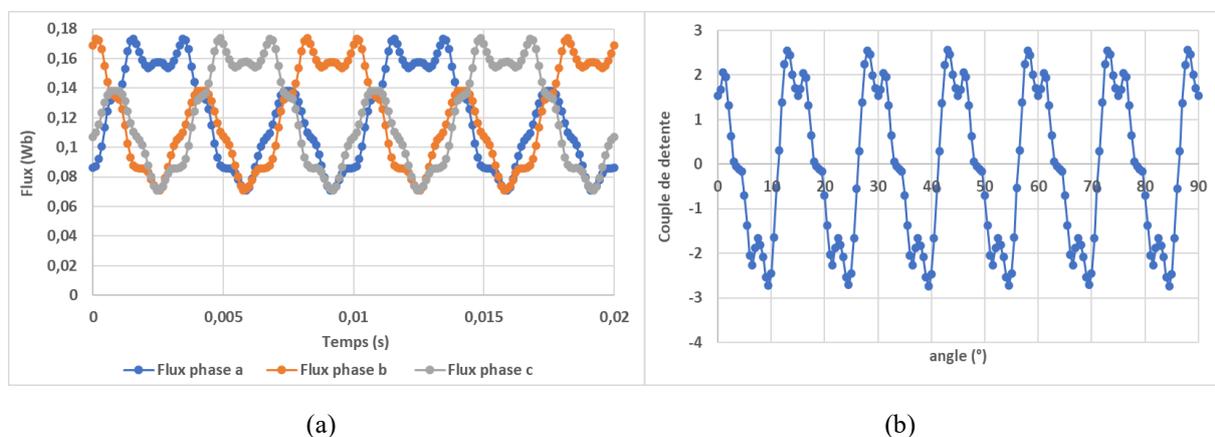


Figure V.7: (a) Flux magnétique induit dans les 3 phases (b) couple à vide.

La richesse fréquentielle des flux et leur faible amplitude aboutissent à des Fems induites avec un contenu harmonique tout aussi riche et un fondamental d'amplitude inexploitable.

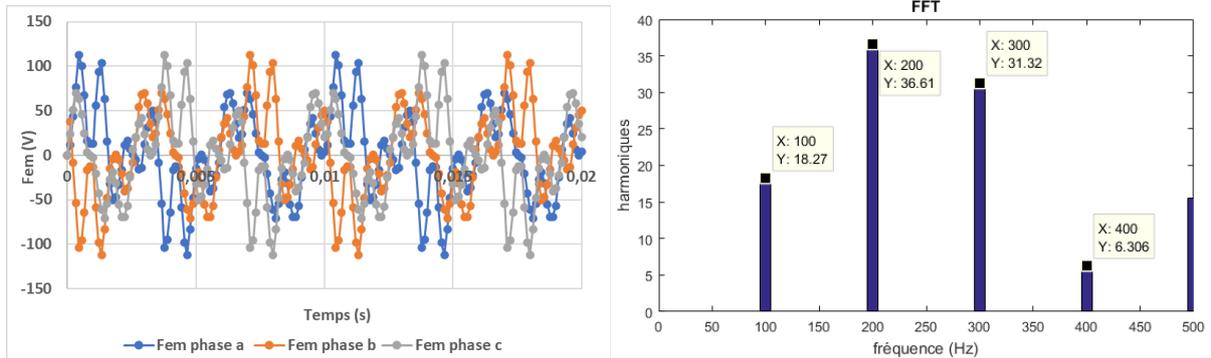


Figure V.8: Les fems induites et leurs FFT.

- Bobinages induit et inducteur décalés

Le décalage des bobinages, illustré à la *Figure V.9.a* élimine la valeur moyenne des flux captés par les bobinages induits tout en gardant la même amplitude crête à crête que précédemment (*Figure V.9.b*). Toutefois, cela n'améliore pas les résultats concernant les fems. En effet, ces dernières sont légèrement différentes du cas avec bobinages non décalés mais demeurent entachées de beaucoup d'harmoniques rendant leur exploitation relativement délicate.

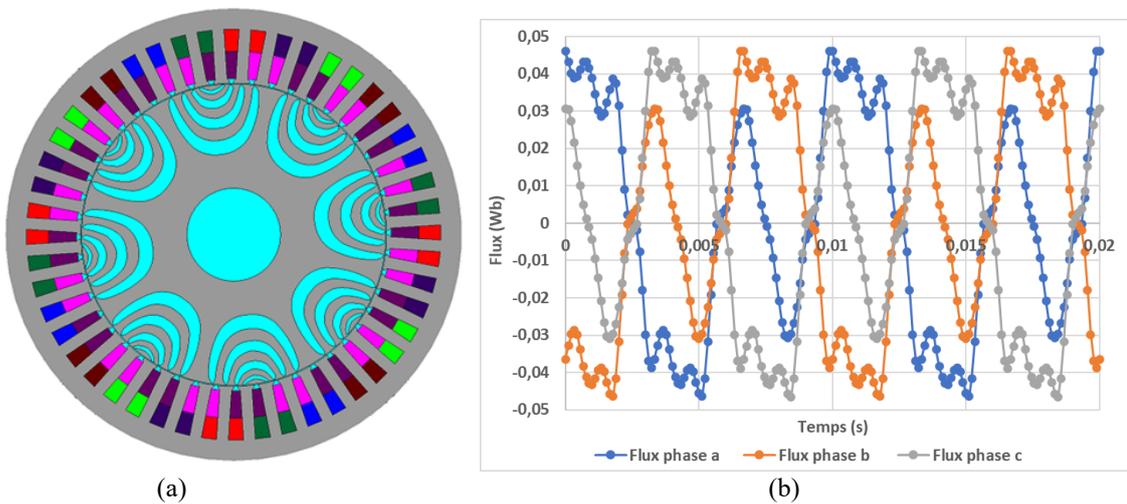


Figure V.9: a) Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases

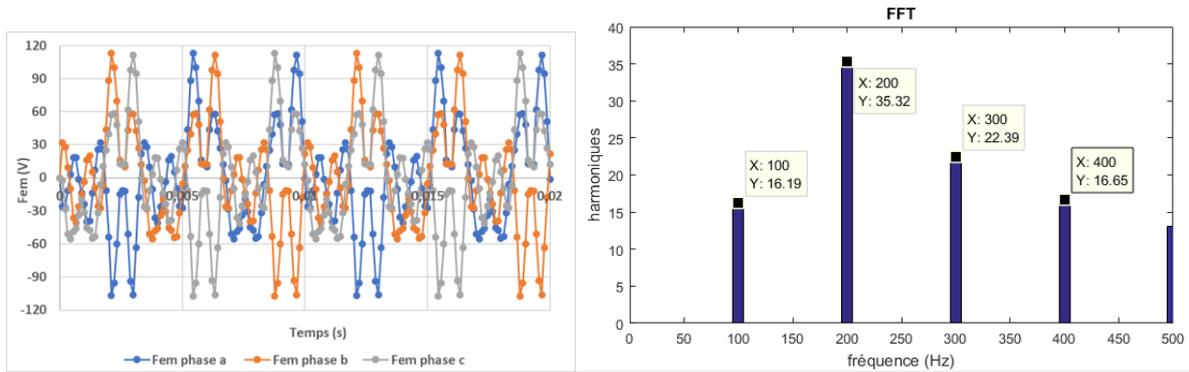


Figure V.10: Les fem induites et leurs FFT.

Au travers des résultats ci-dessus, il apparaît que la combinaison $p_{ex}=12$ et $p_i=4$ n'aboutit pas à des résultats concluants dans le cas d'un bobinage d'induit réparti quelles que soient la disposition de l'induit et de l'excitation. Par conséquent, nous abandonnons cette configuration et n'étudierons, par la suite, que celle avec $p_{ex}=6$ et $p_i=2$

1.2.2 48 encoches avec un bobinage dentaire d'induit $Nr = 6 + 2$

- Bobinages induit et inducteur décalés

La

Figure V.11.a présente la distribution des circuits avec un bobinage dentaire d'induit décalé du circuit d'excitation et la

Figure V.11.b les 3 flux captés par les circuits induits. La distribution de champ et le couple à vide sont évidemment similaires à ceux de la version à bobinage distribué.

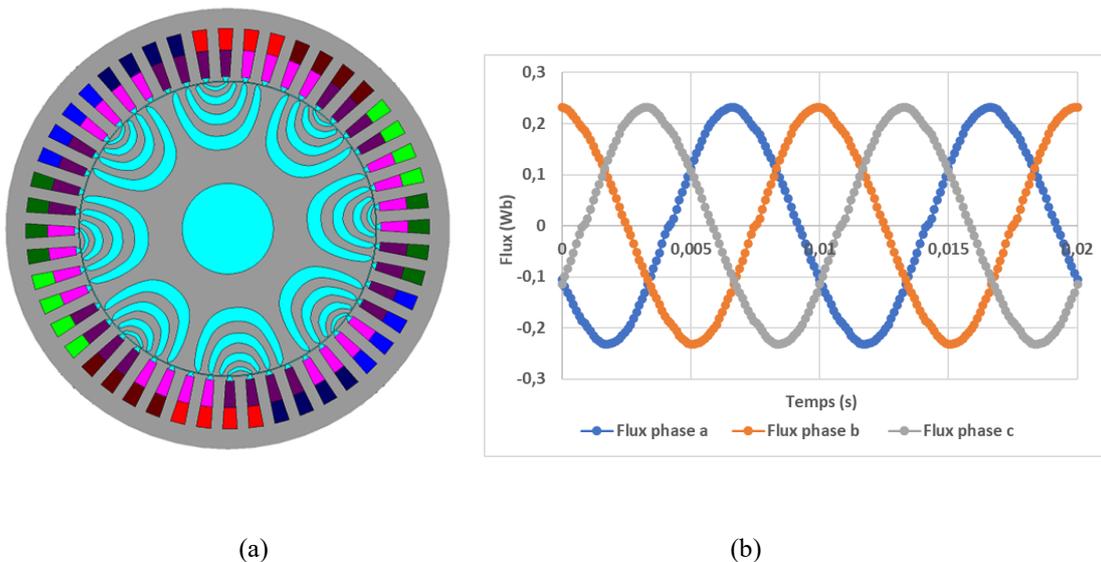


Figure V.11: Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.

Comme on pouvait le prédire, la valeur moyenne des flux est nulle et les amplitudes sont plus faibles que dans le cas du bobinage distribué, en fait, c'est exactement la moitié. De ce fait, les Fem induites ont les mêmes allures, et donc les mêmes harmoniques, deux fois plus réduits (*Figure V.12*).

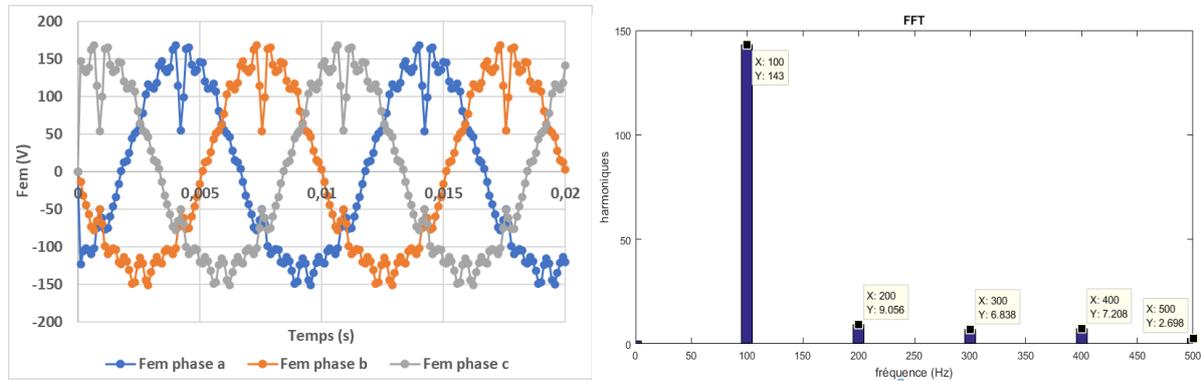


Figure V.12: Les fem induites et leurs FFT.

1.2.3 24 encoches avec un bobinage d'induit distribué $Nr = 6 + 2$

Comme indiqué précédemment, on procède également à l'étude des performances dans le cas d'un stator avec 24 encoches. La procédure adoptée est identique à celle utilisée pour le cas du stator avec 48 encoches.

- Bobinages induit et inducteur non décalés

La configuration avec les bobinages d'induit et d'excitation non décalés est illustrée à la *Figure V.13.a* et la distribution du champ à vide à la *Figure V.13.b*. On peut remarquer que la modulation du champ inducteur par la réluctance des saillances rotoriques est encore plus visible dans le cas des 24 encoches ce qui a pour conséquence un couple à vide d'amplitude légèrement plus élevé que précédemment (*Figure V.14.b*).

Comme dans le cas précédent, les bobinages non décalés résultent en une valeur moyenne non nulle des flux dans les enroulements induits (*Figure V.14.a*) mais avec des fem qui en sont bien entendu démunies avec une amplitude fort intéressante du fondamental et un contenu harmonique limité (*Figure V.15*).

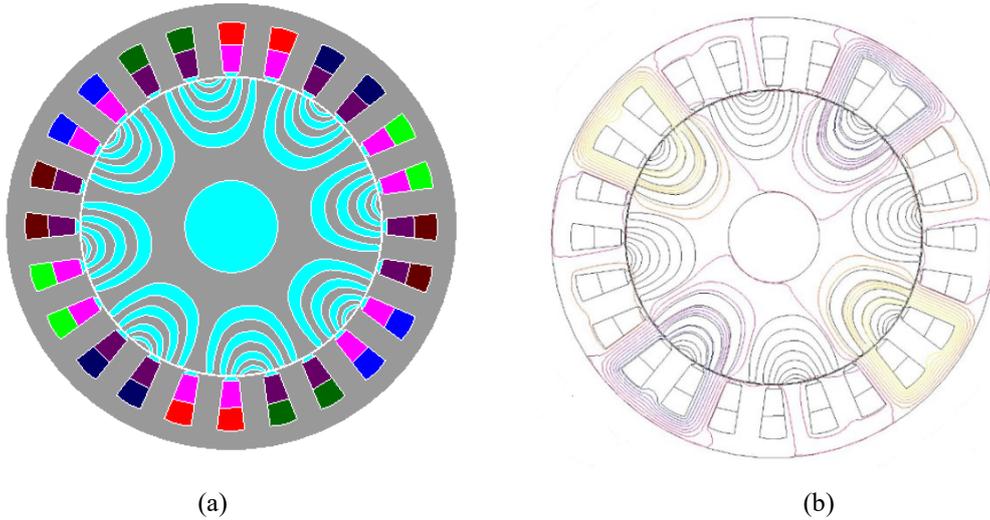


Figure V.13: a) Bobinages induit et inducteur non décalés b) Distribution du champ à vide.

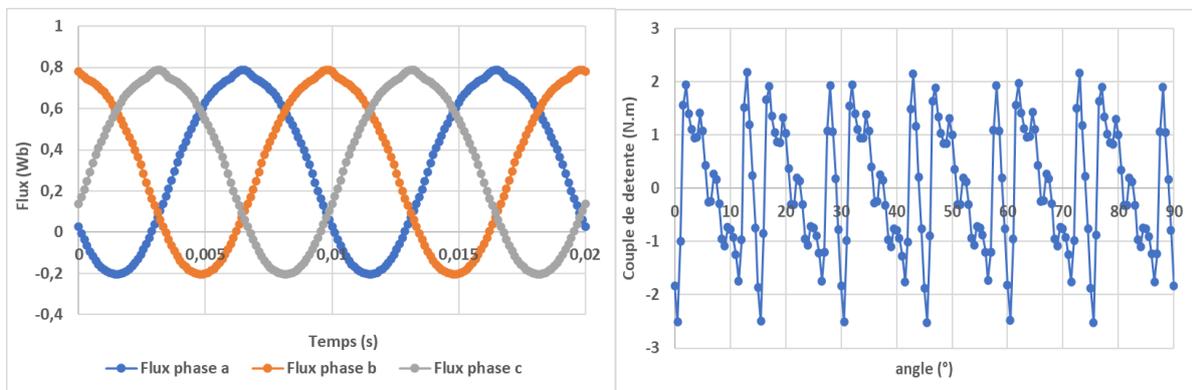


Figure V.14: (a) Flux magnétique induit dans les 3 phases (b) couple à vide.

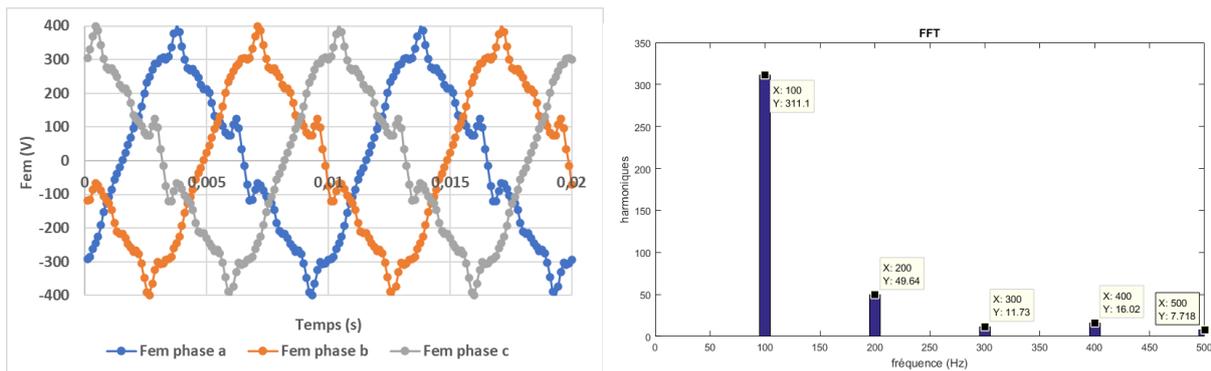


Figure V.15: Les fem induites et leurs FFT.

- Bobinages induit et inducteur décalés

Le cas décalé, montré à la *Figure V.16.a*, permet de centrer les flux sans valeur moyenne (*Figure V.16.b*) avec une amplitude crête à crête quasi identique au cas précédent.

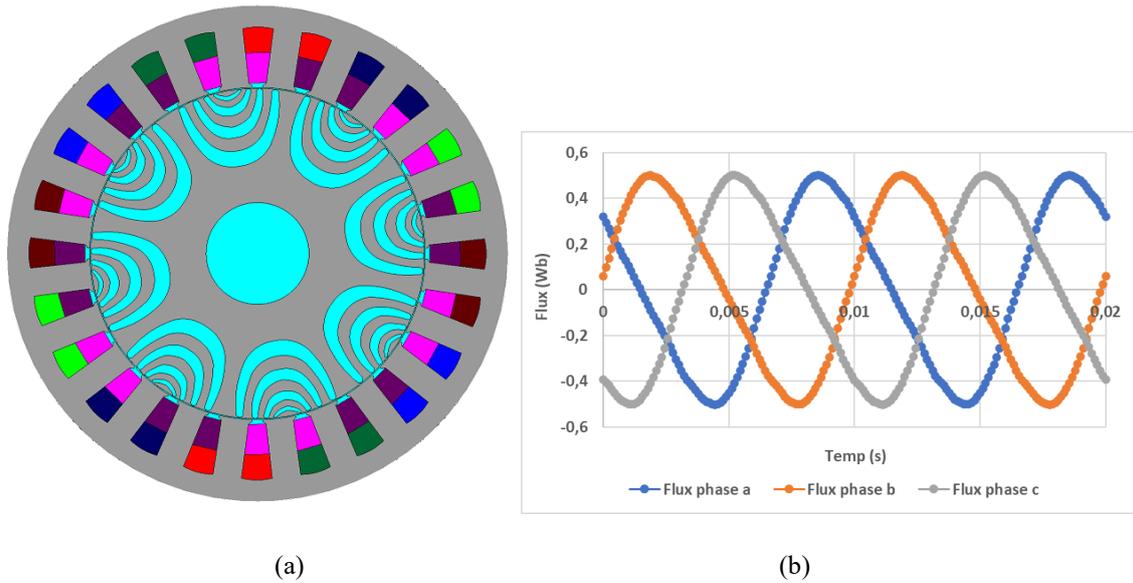


Figure V.16: a) Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.

Cela n'améliore pas forcément le contenu harmonique des fems induites comme on peut le constater au travers des allures temporelles de ces dernières (Figure V.16.a) ou encore de la distribution des harmoniques illustrée à la Figure V.17.

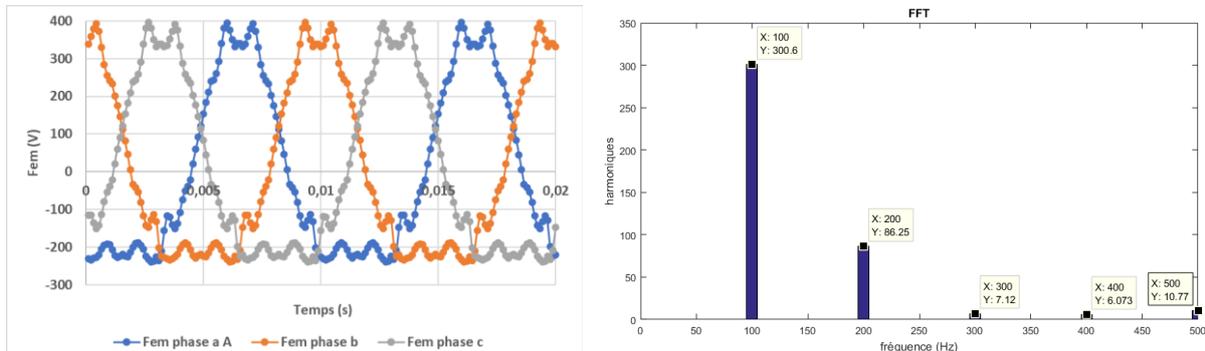


Figure V.17: Les fems induites et leurs FFT.

1.2.4 24 encoches avec un bobinage dentaire d'induit $Nr = 6 + 2$

La Figure V.18.a donne un aperçu de la localisation des bobinages d'induit et d'inducteurs qui sont non décalés dans ce cas alors que la Figure V.18.b présente les flux magnétiques dans les 3 phases d'induit.

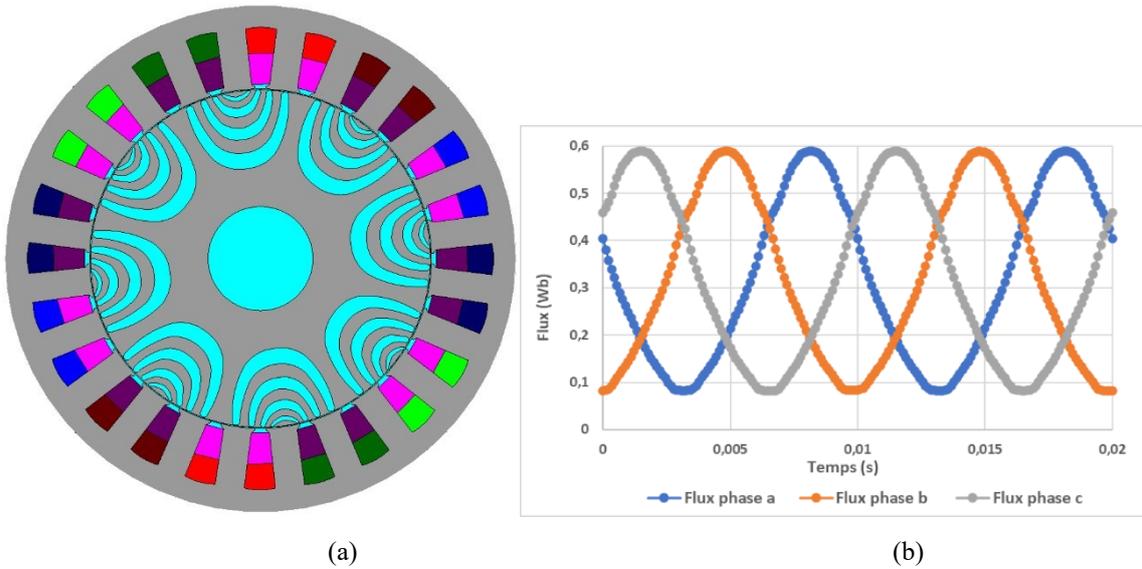


Figure V.18: a) Bobinages induit et inducteur décalés b) Flux magnétique induit dans les 3 phases.

Les fems générées ont toutefois une allure trapézoïdale avec un fondamental d'amplitude moitié de celle du cas avec bobinage distribué et un contenu harmonique similaire non négligeable (Figure V.19).

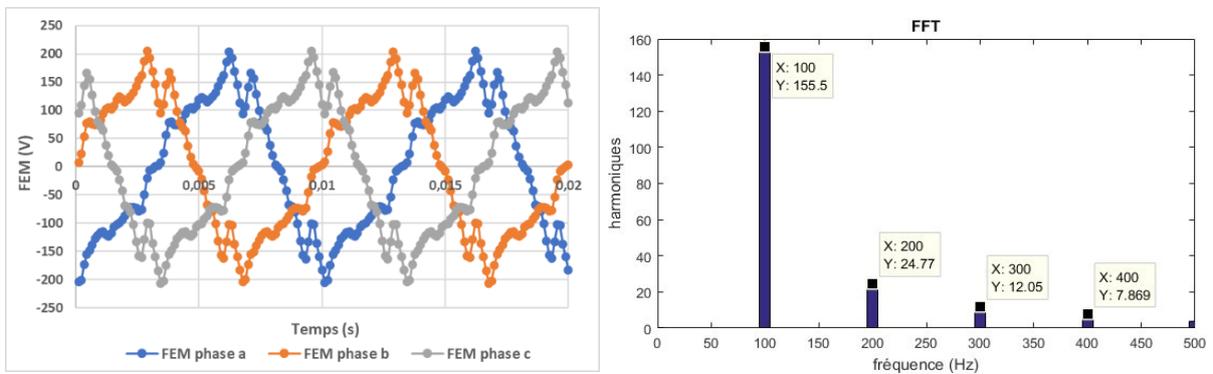


Figure V.19: Les fems induites et leurs FFT

1.2.5 12 encoches avec un bobinage induit distribué $Nr = 6 + 2$

Dans le dernier cas avec un stator muni de 12 encoches, la combinaison $Nr = 6 + 2$ est étudiée d'abord avec un bobinage distribué comme illustré sur la Figure V.20.a . La distribution du champ à vide dû à l'inducteur (Figure V.20.b) montre que ce dernier est modulé de manière encore plus visible que dans les deux cas précédents avec 48 et 24 encoches.

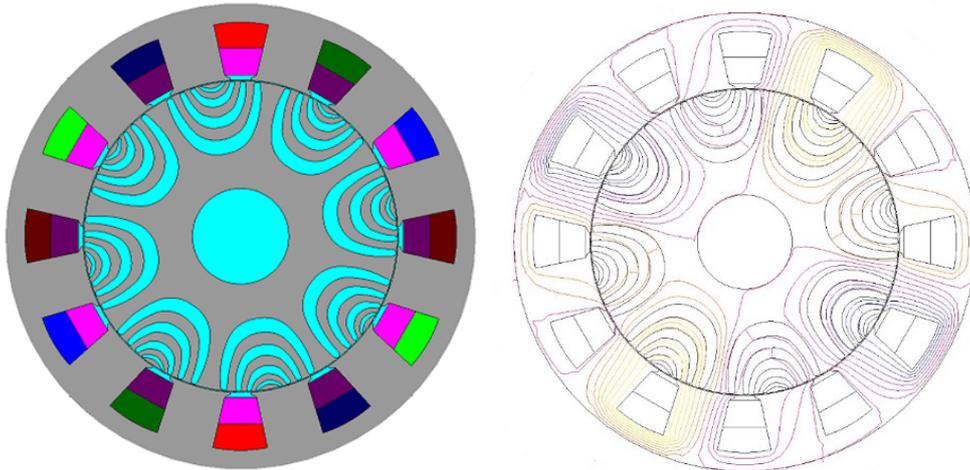


Figure V.20: a) Bobinages induit et inducteur b) Distribution du champ à vide

Les flux captés par les enroulement induits sont présentés à la *Figure V.21.a* De par le faible nombre d'encoches et la disposition des bobinages induits et inducteur qui en résulte, les flux présentent une valeur moyenne non nulle et un contenu harmonique conséquent. Le couple à vide a une allure en fonction de la position rotorique très similaire à celle du cas avec 24 encoches.

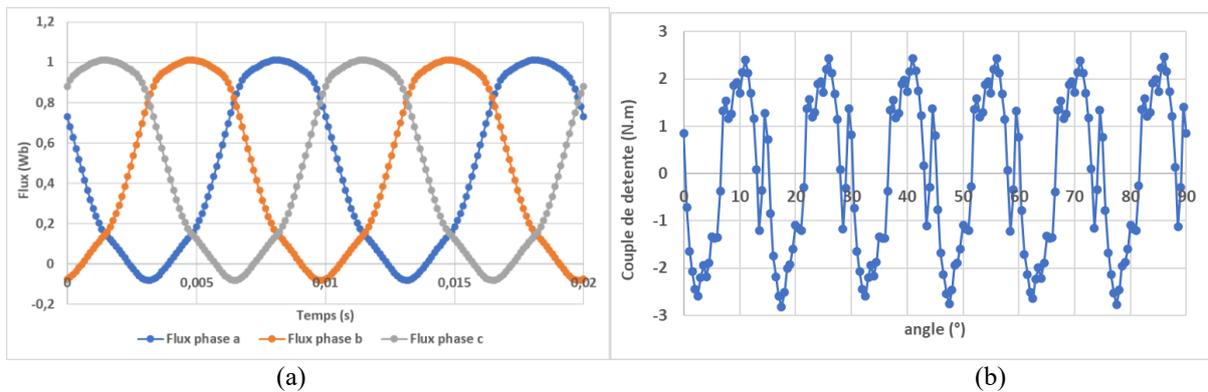


Figure V.21: (a) Bobinages induit et inducteur non décalés (b) Couple à vide.

Contrairement à ce qui aurait pu être supposé, les fems induites ont un fondamental d'une amplitude bien supérieure aux différentes configurations précédentes mais malheureusement accompagné de nombreux harmoniques d'amplitudes significatives (*Figure V.22*).

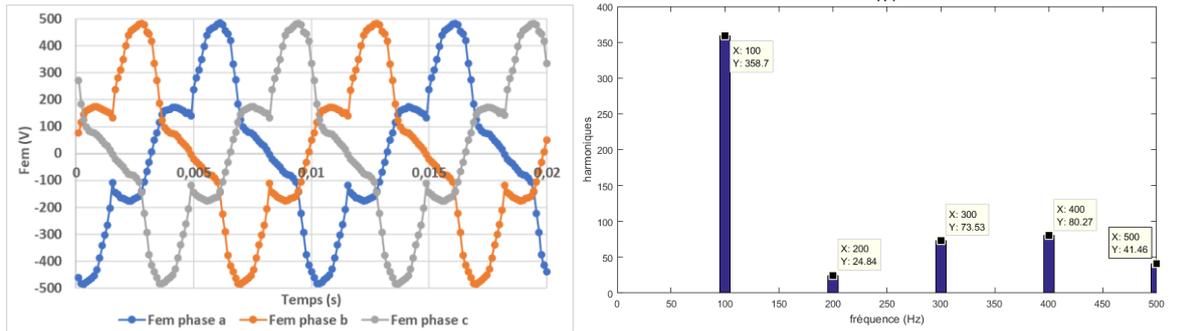


Figure V.22: Les fems induites et leurs FFT.

1.2.6 12 encoches avec un bobinage dentaire d'induit $Nr = 6 + 2$

La distribution des deux bobinages dans le cas d'une configuration d'enroulement d'induit concentré est donnée à la *Figure V.23.a*. Une telle configuration aboutit à des flux captés dont les allures temporelles sont montrées à la *Figure V.23.b*. Par rapport au cas précédent, ces derniers présentent là encore une valeur moyenne non nulle et une amplitude crête à crête moindre. Les fems qui en sont issues sont tout aussi entachées d'harmoniques avec un fondamental nettement réduit d'un rapport 2.

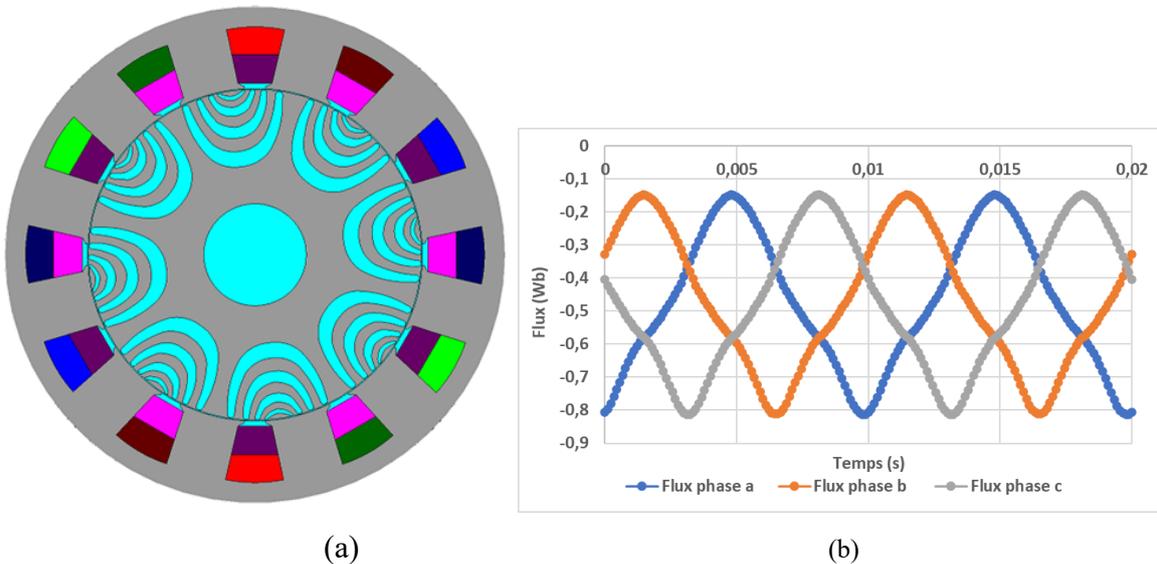


Figure V.23: a) Machine à 12 encoches+- b) tracé de champ.

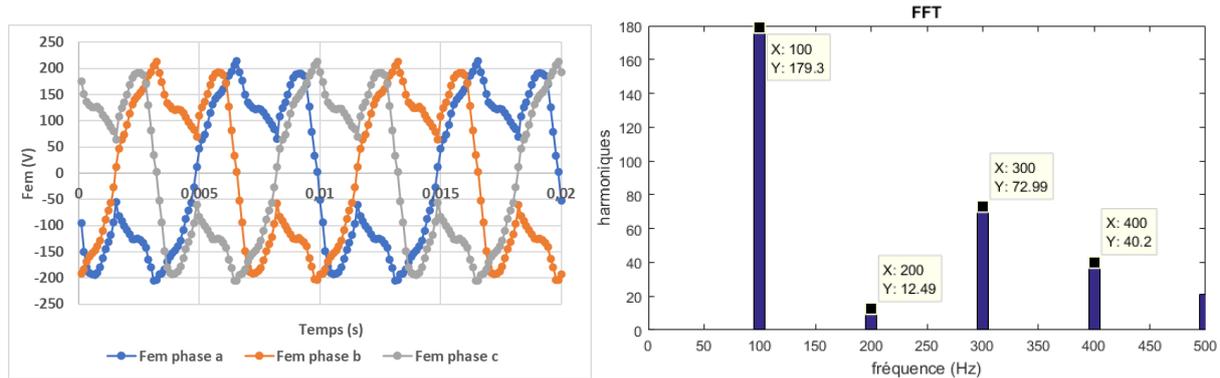


Figure V.24: Les fems induites et leurs FFT.

1.2.7 Conclusion et discussion

L'étude à vide menée ci-dessus s'est voulue être la plus complète possible avec les différentes configurations en termes de polarités remplissant les conditions de fonctionnement des machines à réluctance synchrones excitées au stator, de dispositions et de distributions des bobinages induits. Les structures étudiées présentent des résultats très disparates pour les fems induites tant du point d'amplitude du fondamental que de celui du contenu harmonique. A l'opposé, le couple à vide présente des allures en fonction de la position rotorique variables mais avec une valeur moyenne nulle et des amplitudes crête à crête de même ordre de grandeur. Enfin, la combinaison $N_r=12-4$ semble définitivement inappropriée quel que soit le cas étudié. Par conséquent, dans le cas de nos travaux, le choix se porterait sur une structure $N_r=6+2$ et reposera principalement sur l'amplitude du fondamental et le contenu harmonique le plus faible possible.

Parmi les configurations étudiées, on pourrait retenir les 3 suivantes

- 48 encoches, bobinage d'induit réparti et décalé par rapport à celui de l'inducteur
- 24 encoches, bobinage induit distribué non décalé avec l'inducteur
- 12 encoches, bobinage d'induit distribué.

1.3 Caractéristiques à vide des machines choisies

Les trois structures retenues ont été étudiées de manière plus approfondie. Dans ce qui suit, nous allons présenter d'abord les caractéristiques à vide de chacune de ces machines obtenues par la modélisation par éléments finis en 2D. Pour ce faire, le rotor est entraîné à la vitesse de 750tr/min et l'amplitude du courant d'excitation est varié. Nous traçons ensuite la valeur du fondamental de la fem en fonction du courant d'excitation.

Cela permet de comparer les apports de chacune des machines en termes de fem induite. Nous allons également, pour chacune d'elle, présenter la fem en fonction du temps pour deux valeurs du courant d'excitation, une relativement faible et l'autre nettement plus élevée afin d'analyser l'effet de la saturation du matériau magnétique sur l'allure temporelle de la fem et donc du contenu harmonique. Enfin, cela permettra de déterminer le courant d'excitation 'nominal' qui sera utilisé pour une étude en charge ultérieure.

- 48 encoches : bobinage d'induit réparti et décalé par rapport à celui de l'inducteur

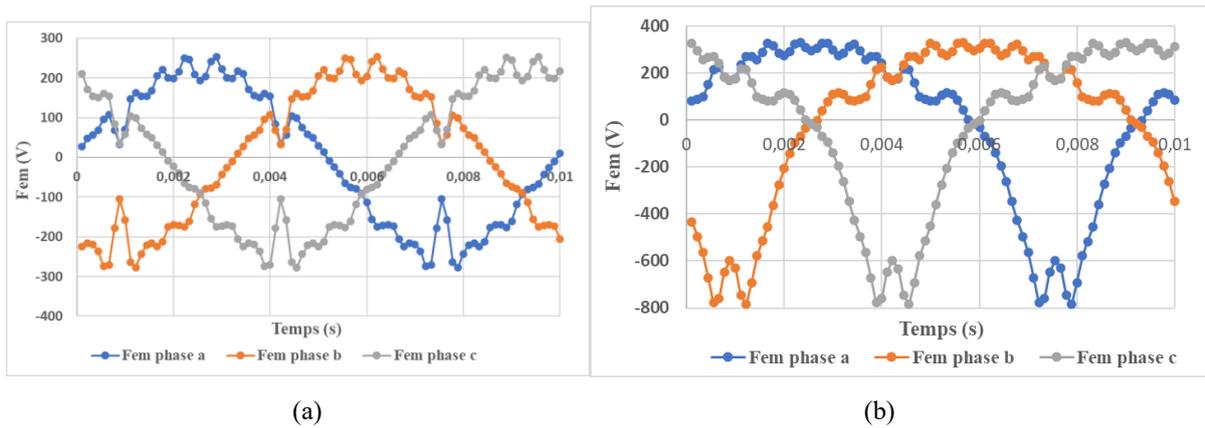


Figure V.25: a) Fem à 1 A b) Fem à 3.5 A.

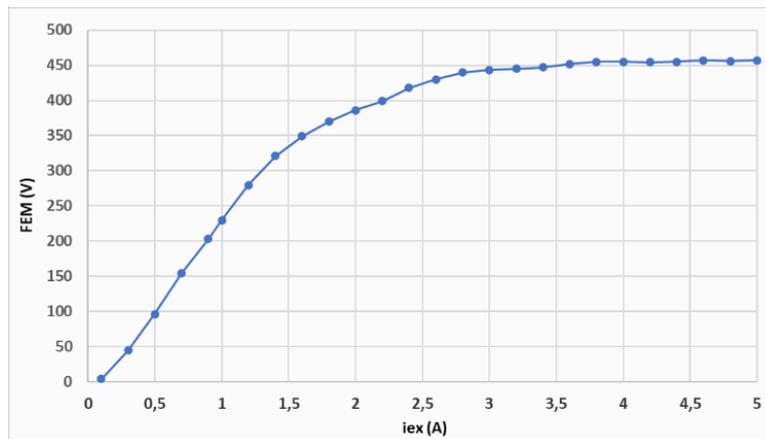
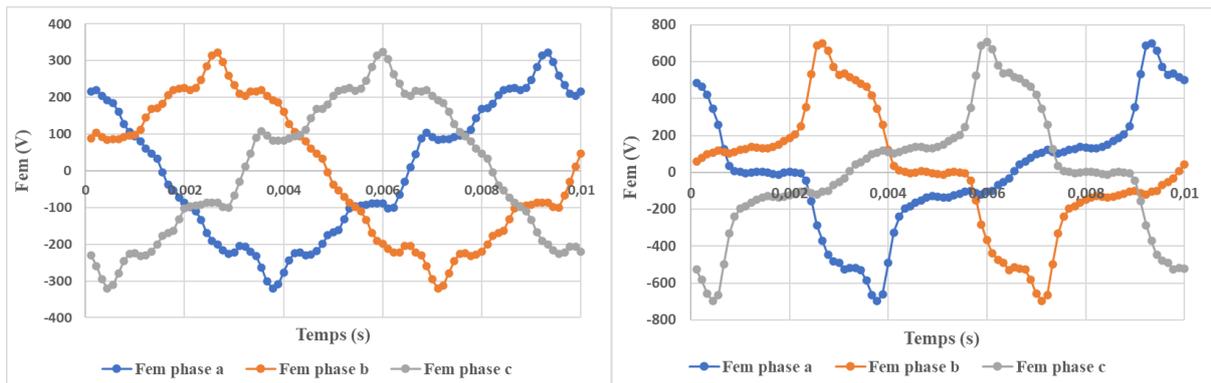


Figure V.26: Fem en fonction du courant d'excitation.

- 24 encoches : bobinage induit distribué non décalé avec l'inducteur



(a)

(b)

Figure V.27: a) Fem à 1 A b) Fem à 3.5 A

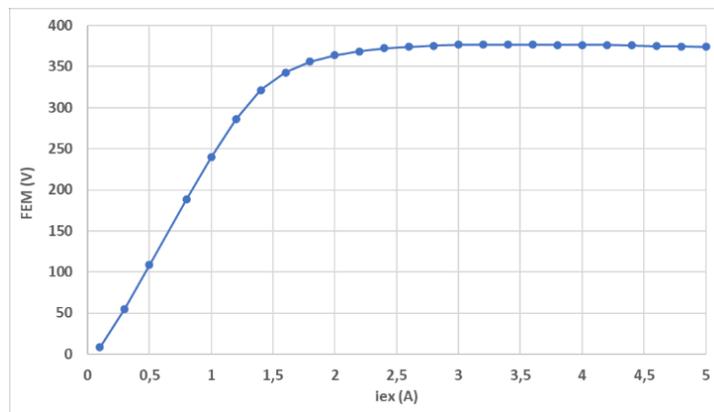


Figure V.28: Fem en fonction du courant d'excitation

- 12 encoches : bobinage d'induit distribué

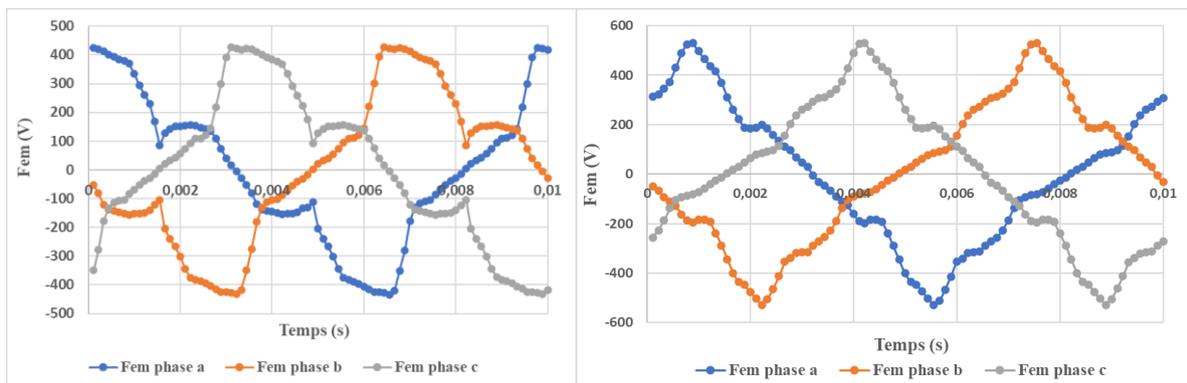


Figure V.29: a) Fem à 1 A b) Fem à 3.5 A

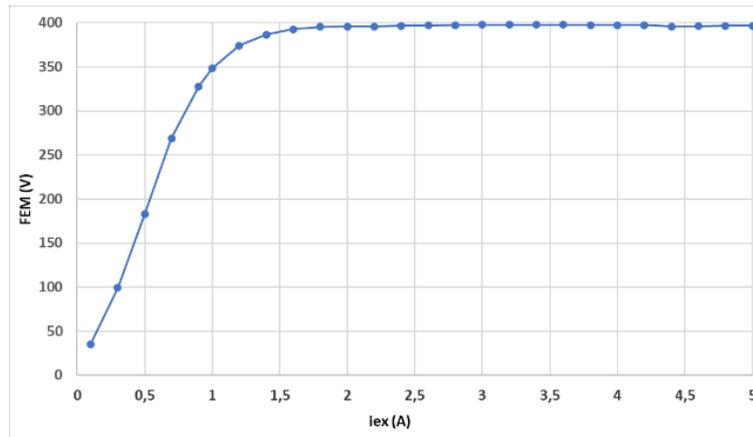


Figure V.30: Fem en fonction du courant d'excitation

Pour chacune des 3 structures retenues, nous montrons sur les figures ci-dessus, l'allure de la fem en fonction du temps pour deux valeurs du courant d'excitation. Hormis dans le cas de la machine à 12 encoches, un courant d'excitation élevée accentue les harmoniques de la fem. Par ailleurs, en analysant les caractéristiques à vide traçant la valeur du fondamental de la fem en fonction du courant d'excitation on remarque que cette caractéristique passe par un maximum puis elle a tendance à décroître en fonction du courant d'excitation. Ce phénomène, vérifié dans d'autres machines à double denture à excitation statorique [3], est dû à la sursaturation du matériau statorique. Il faut donc veiller à ne pas utiliser une valeur du courant d'excitation élevée.

1.4 Etude en charge

Comme dans le cas des machines assistées par aimants permanents, nous avons étudié, de manière prospective, la puissance débitée par chacune des machines dans le cas d'une connexion directe sur une charge résistive. Là aussi, des simulations en charge avec une charge équilibrée variable de 10Ω à 130Ω ont été effectuées par modélisation numérique par éléments finis avec un courant d'excitation de 3A:

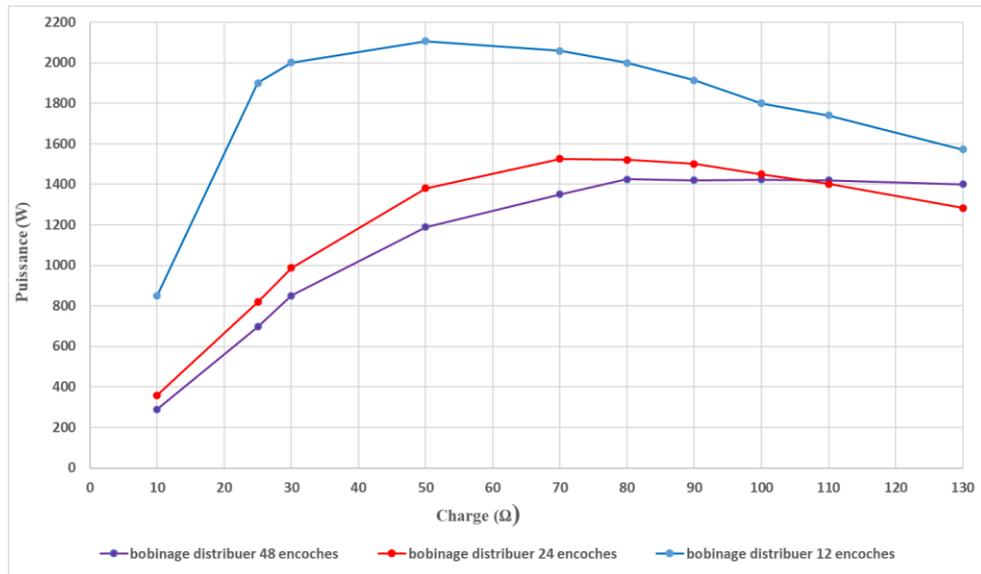


Figure V.31: Comparaison des puissances générées.

Les résultats obtenus montrent que le machine à 12 encoches avec un bobinage distribué abouti aux meilleures performances en termes de puissance débitée. Il est à noter que les structures avec un courant d'excitation par courant continu au stator génèrent plus de puissance que celles assistées d'aimants permanents même si la fréquence des structures excitées par courant est de 100Hz à la vitesse de 750 tr/min.

1.5 Identification des inductances: $L_{md}(i_{md})$ et $L_{mq}(i_{md})$

Une identification des inductances $L_{md}(i_{md})$ et $L_{mq}(i_{md})$ a été faite pour le cas de la machine synchrone avec excitation courant avec 48 encoches à bobinage distribué. Cette identification est faite de la même manière que celle montrée en chapitre II et les résultats sont montrés dans la figure ci-dessous :

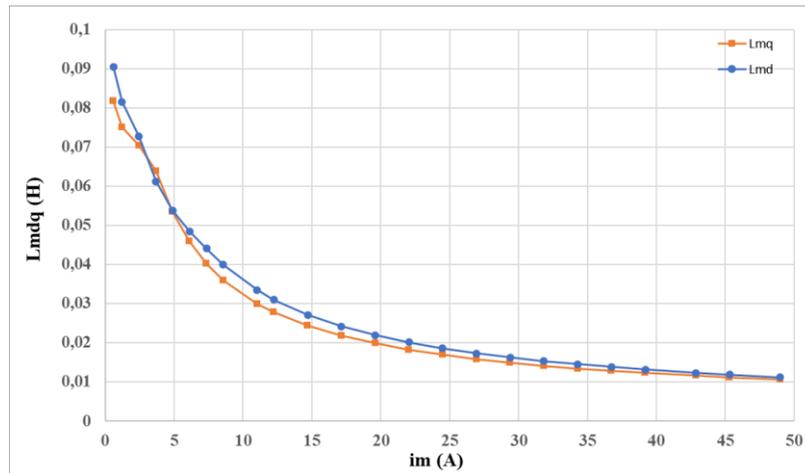


Figure V.32: Les inductances L_{md} et L_{mq} en fonction de i_m

D'après la courbe *Figure V.32* on remarque que les inductances ont la même allure. Ceci est tout à fait normal car dans cette structure, le nombre de paires de pôles de l'induit est égal à 2 (au lieu de 4 dans les deux cas sans excitation et assisté par AP). Par conséquent, quelle que soit la position du rotor, la réluctance vue par le bobinage d'induit est identique. En fin de compte, cette machine est similaire à une machine synchrone à rotor lisse avec un bobinage d'excitation rotorique. Il n'y a plus de couple de réluctance et la conversion électromagnétique s'effectue au travers de l'interaction des deux champs induit et inducteur qui sont modulés, et adaptés en termes de polarité, par la réluctance d'entrefer.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, une excitation de la machine synchrone à reluctance a été faite en utilisant un bobinage supplémentaire placé au stator et alimenté en continu. Différentes configurations du bobinage d'induit (distribué et dentaire) avec différents nombres d'encoches (48, 24 et 12) ont été testées d'abord à vide puis en charge.

Dans le cas de nos travaux, le choix s'est porté sur la structure $N_r=6+2$ qui se justifie par l'amplitude du fondamental de la fem et le contenu harmonique limité.

Parmi les configurations retenues, celle à 48 encoches et à bobinage d'induit réparti et décalé par rapport à celui de l'inducteur, 24 encoches à bobinage induit distribué non décalé avec l'inducteur, et la 12 encoches avec un bobinage d'induit distribué pour une étude en charge.

BOBLIOGRAPHIE

- [1] S. Taibi, A. Tounzi, et F. Piriou, « Study of a Stator Current Excited Vernier Reluctance Machine », IEEE Trans. Energy Convers., vol. 21, n° 4, p. 823-831, déc. 2006, doi: 10.1109/TEC.2005.853721.
- [2] A. Tounzi (2020). Variable reluctance generators (Cours d'électrotechnique en Master ASE, Cité Scientifique de Lille).
- [3] S. Taibi 'Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à réluctance variable de type Vernier'. 2002. Thèse de doctorat. Lille

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal des travaux de cette thèse est la génération de l'Énergie éolienne avec un prix réduit en se basant sur la faisabilité de la génération de cette dernière avec les machines synchrones à réluctance (MSRV), notamment sur leur application dans l'alimentation de sites isolés ou de systèmes de micro-réseaux autonomes.

Dans le premier chapitre, nous avons donné une brève description des systèmes éoliens, suivi d'une présentation des diverses chaînes de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique, notamment celles intégrées aux réseaux électriques, ainsi que celles employées dans les installations autonomes et isolées. Un état de l'art a ensuite été effectué sur les différents générateurs pouvant être utilisés dans une éolienne en fonctionnement autonome. Enfin, pour des raisons de fiabilité, robustesse et prix de revient, nous avons retenu le système utilisant la machine synchrone à réluctance variable pour effectuer son étude dans le cas d'un système éolien de petite puissance.

Le second chapitre a été dédié au choix du générateur synchrone à réluctance. Pour le stator, on a gardé un stator d'une machine asynchrone à cage dont on dispose et le rotor a été choisi en se basant sur des résultats relatifs aux variations des inductances et du couple en charge obtenus par éléments finis. Un modèle analytique de la machine dans le repère de PARK a été développé en tenant compte de la saturation et du phénomène d'effet croisé. Ce modèle étant basé sur des inductances variables en fonction des courants, nous avons procédé à l'identification des inductances selon les deux axes, en prenant également en compte l'effet croisé, en fonction du courant de magnétisation. Cette identification a été réalisée à partir de simulations numériques basées sur les éléments finis en 2D, Une fois les paramètres de la machine déterminés, nous avons effectué une étude de son fonctionnement en tant que générateur autonome en utilisant un banc de capacité d'excitation connecté au stator de la machine, ainsi que différentes charges, qu'elles soient équilibrées ou déséquilibrées. Une dernière partie a porté sur une comparaison des résultats obtenus avec ceux de la machine asynchrone à cage dans les mêmes conditions.

Le troisième chapitre a été dédié au contrôle de la machine avec deux approches de commande, à savoir la commande vectorielle et la D.T.C. Le but de ces deux techniques de commande est de garantir le maintien constant de la tension à la sortie du redresseur à

modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les deux approches de commande, lorsqu'elles ont été appliquées pour gérer les variations de vitesse et de charge, ont démontré une très bonne capacité à maintenir une régulation adéquate de la tension redressée et du flux, et elles ont fait preuve d'une bonne robustesse face à ces variations.

Le quatrième chapitre de cette thèse se subdivise en deux sections distinctes. Nous avons commencé par une analyse de l'état actuel des machines synchrones à réluctance variable assistées par aimants permanents, suivi de leur modélisation analytique, et elle est finit par une analyse de sensibilité portant sur l'emplacement et la quantité d'aimant à mettre dans les barrières de flux.

La seconde section se concentre sur les différentes configurations de bobinages dentaires qui ont été soumis à des simulations par éléments finis 2D sur la MSRV-AP. Enfin, une commande vectorielle de ce genre de machine en fonctionnement générateur autonome est présentée à la fin du chapitre.

Le cinquième et dernier chapitre de cette thèse a été consacré à l'étude de prototypes de la machine synchrone à reluctance excitée à l'aide d'un bobinage supplémentaire placé au stator et alimenté par un courant continu. Différentes topologies et configurations de bobinages ont été évaluées, qu'elles soient de type distribué ou dentaire.

Perspectives de la thèse

Les travaux effectués sont évidemment à compléter par différentes perspectives. Ainsi, la commande de la machine synchrone à excitation courant continu au stator, il serait aussi intéressant d'effectuer une optimisation de quelques-unes des structures étudiées, assistées par AP ou excitées par un courant continu au stator, en termes de géométrie des guides de flux pour aboutir à des fems qui soient moins entachées d'harmoniques. Par ailleurs, lors de notre étude, nous n'avons pas porté d'intérêt au rendement des machines. Ce point pourrait être investigué en déterminant les pertes Fer ou en analysant l'apport d'autre grades de matériaux ferromagnétiques.

Enfin, nous n'avons pas eu l'opportunité de tester les études et commandes sur une machine réelle. Un prototype de ce genre de structure serait intéressant afin de montrer et valider les différentes pistes qui ont été étudiées dans cette thèse.

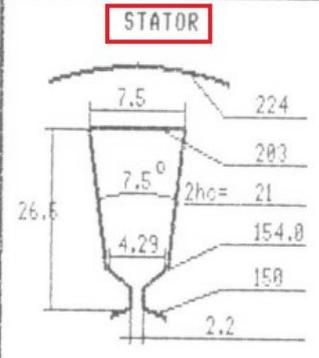
Publications :

- Y. Djouadi, A. Tounzi, S. Taibi, K. idjdarene "Identification of magnetizing inductance of squirrel cage induction machine using FEM", Intermag 2022, New Orleans, USA
- Y. Djouadi, A. Tounzi, K. Idjdarene, T. Rekioua and D. Rekioua, "DTC of a synchronous reluctance machine for an autonomous generator operating," *2022 IEEE International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Tunis, Tunisia, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/CISTEM55808.2022.10044080.
- Y. Djouadi, A. Tounzi and K. Idjdarene, "Effect of cross-saturation on the performance of synchronous reluctance machine operating as autonomous generator," *2023 IEEE International Magnetic Conference Sendai, Japan, 2023*, pp. 1-2, doi: 10.1109/INTERMAGShortPapers58606.2023.10228216.
- Y. Djouadi, A. Tounzi and K. Idjdarene, "Effect of cross-saturation on the performance of synchronous reluctance machine operating as autonomous generator," in *IEEE Transactions on Magnetics*, doi: 10.1109/TMAG.2023.3293569.

Annexe A

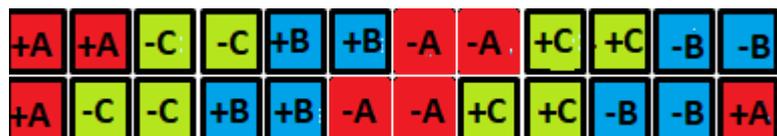
Grandeur géométrique de la machine asynchrone que nous avons utilisé pour la modélisation par élément fini du stator de la machine synchrone à réluctance.

Nom du client		N de Cde		Puiss kW	Volts	Fréq.	Ampères	Tours/mn.	Rend. %	Fact. de puissance	CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES NANCY																																																																
ADRINORD		486682		5.5	231/400	50	22.9/13.2	678	81	.74																																																																	
Moteur Asynchrone Triphasé Type: T 160 M-8 8 pôles Folio: 15004 8																																																																											
Delai: STATOR Cn= 7.90mKg																																																																											
D2L= 8.52 x10 ⁶ FER FORME: 2						BOBINAGE																																																																					
Tôle		D.ext.	D.int.	Long.	Encoches			N.fils /enc.	Diam. du fil	Section cuivre	Schéma																																																																
		224	150	170	Nb.	Dimensions	Isol.	24 +	1 f de .85 1 f de .9	57.77 mm2	SB 5740 1 a 6 2 C// -6B																																																																
Entrefer : P8 Pr-c=2.1592 ROTOR K0= .391																																																																											
D4L= 3.78 x10 ⁶ FER FORME: 11						CONDUCTEURS																																																																					
Tôle		D.ext.	D.int.	Long.	Encoches incl.: i=17.6mm			N.fils /enc.	Diam. du fil	Mat.	dimensions couronnes																																																																
		149.3	46	170	Nb.	Dimensions	Isol.	1	42.1mm2	AL 300 mm2																																																																	
<table border="1"> <thead> <tr> <th colspan="2"></th> <th colspan="2">Encoches</th> <th>Ø</th> <th>t</th> <th>Z</th> <th>B</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>$t = 58.98$</td> <td>$N_s = \frac{48 \times (24 + 24)}{6 \times 2} = 192$</td> <td>$K_b = .333$</td> <td colspan="5"></td> </tr> <tr> <td>$t = 9.81$</td> <td>$\phi = \frac{231}{222 \times .933 \times 192} \times 10^6 = .5808 \times 10^6$</td> <td colspan="5"></td> </tr> <tr> <td>$D_{hd} = \frac{203}{154.0}$</td> <td>$B_e = \frac{.5808}{0.7 \times 5.89 \times 17} \times 10^6 = 8286$</td> <td colspan="5"></td> </tr> <tr> <td>$t_{hd} = \frac{13.28}{10.08}$</td> <td>$B_d = \frac{8286 \times 9.81}{0.92 \times 2d} = 15282$</td> <td colspan="5"></td> </tr> <tr> <td>$Z_d = \frac{5.786}{5.790}$</td> <td>$B_c = \frac{.5808}{0.92 \times 2.1 \times 17} \times 10^6 = 17685$</td> <td colspan="5"></td> </tr> <tr> <td>$R_1 = 1.07131$</td> <td>$R_2 = 1.2951$</td> <td colspan="5"></td> </tr> <tr> <td>$X_1 = 2.80802$</td> <td>$X_2 = 1.52725$</td> <td colspan="5"></td> </tr> <tr> <td>$X_M = 33.61599$</td> <td colspan="5"></td> </tr> </tbody> </table>														Encoches		Ø	t	Z	B	$t = 58.98$	$N_s = \frac{48 \times (24 + 24)}{6 \times 2} = 192$	$K_b = .333$						$t = 9.81$	$\phi = \frac{231}{222 \times .933 \times 192} \times 10^6 = .5808 \times 10^6$						$D_{hd} = \frac{203}{154.0}$	$B_e = \frac{.5808}{0.7 \times 5.89 \times 17} \times 10^6 = 8286$						$t_{hd} = \frac{13.28}{10.08}$	$B_d = \frac{8286 \times 9.81}{0.92 \times 2d} = 15282$						$Z_d = \frac{5.786}{5.790}$	$B_c = \frac{.5808}{0.92 \times 2.1 \times 17} \times 10^6 = 17685$						$R_1 = 1.07131$	$R_2 = 1.2951$						$X_1 = 2.80802$	$X_2 = 1.52725$						$X_M = 33.61599$					
		Encoches		Ø	t	Z	B																																																																				
$t = 58.98$	$N_s = \frac{48 \times (24 + 24)}{6 \times 2} = 192$	$K_b = .333$																																																																									
$t = 9.81$	$\phi = \frac{231}{222 \times .933 \times 192} \times 10^6 = .5808 \times 10^6$																																																																										
$D_{hd} = \frac{203}{154.0}$	$B_e = \frac{.5808}{0.7 \times 5.89 \times 17} \times 10^6 = 8286$																																																																										
$t_{hd} = \frac{13.28}{10.08}$	$B_d = \frac{8286 \times 9.81}{0.92 \times 2d} = 15282$																																																																										
$Z_d = \frac{5.786}{5.790}$	$B_c = \frac{.5808}{0.92 \times 2.1 \times 17} \times 10^6 = 17685$																																																																										
$R_1 = 1.07131$	$R_2 = 1.2951$																																																																										
$X_1 = 2.80802$	$X_2 = 1.52725$																																																																										
$X_M = 33.61599$																																																																											



Annexe B :

Le bobinage statorique de la machine initiale (issue de la machine asynchrone) est un bobinage distribué à double encoche comme le montre la figure :



Annexe C :

L'expression des polynôme $L_{md}(i_{md})$ et $L_{mq}(i_{mq})$ est donnée par :

$$L_{md}(i_{md}) = -2.95 \cdot 10^{-17} \cdot i_{md}^{12} + 9.96 \cdot 10^{-15} \cdot i_{md}^{11} - 1.47 \cdot 10^{-12} \cdot i_{md}^{10} + 1.25 \cdot 10^{-10} \cdot i_{md}^9 - 6.72 \cdot 10^{-9} \cdot i_{md}^8 + 2.39 \cdot 10^{-7} \cdot i_{md}^7 - 5.68 \cdot 10^{-6} \cdot i_{md}^6 + 8.95 \cdot 10^{-5} \cdot i_{md}^5 - 9.08 \cdot 10^{-4} \cdot i_{md}^4 + 0.0057 \cdot i_{md}^3 - 0.022 \cdot i_{md}^2 + 0.046 \cdot i_{md} + 0.11$$

$$L_{mq}(i_{mq}) = -6.57 \cdot 10^{-18} \cdot i_{mq}^{12} + 2.25 \cdot 10^{-15} \cdot i_{mq}^{11} - 3.37 \cdot 10^{-13} \cdot i_{mq}^{10} + 2.91 \cdot 10^{-11} \cdot i_{mq}^9 - 1.60 \cdot 10^{-9} \cdot i_{mq}^8 + 5.86 \cdot 10^{-8} \cdot i_{mq}^7 - 1.45 \cdot 10^{-6} \cdot i_{mq}^6 + 2.38 \cdot 10^{-5} \cdot i_{mq}^5 - 2.55 \cdot 10^{-4} \cdot i_{mq}^4 + 1.64 \cdot 10^{-3} \cdot i_{mq}^3 - 5.3 \cdot 10^{-3} \cdot i_{mq}^2 + 2.96 \cdot 10^{-3} \cdot i_{mq} + 0.054$$

Annexe D :

$L_{md}(i_{md})$ des deux machines asynchrone et synchrone à reluctance obtenue par Element finie sont montrés sur la figure ci-dessous:

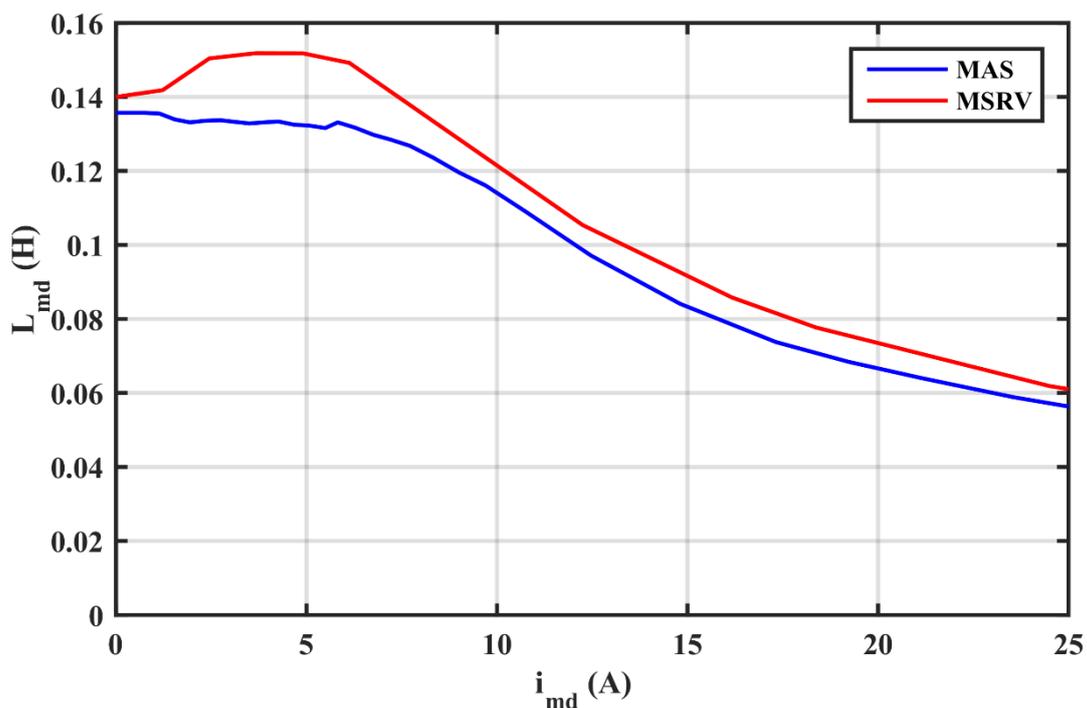


fig.annexe 1: $L_{md}(i_{md})$ des deux machines asynchrone et synchrone à reluctance

Annexe E:

Cas charge déséquilibrée :

Les résultats relatifs à un exemple de charge déséquilibrée ($R_a=100 \Omega$, $R_b=40 \Omega$, $R_c=180 \Omega$, $C_b=50 \mu F$ et $L_c=50 \text{ mH}$) sont donnés ci-dessous dans le cas de la vitesse nominale et d'un banc de capacité de $80 \mu F$

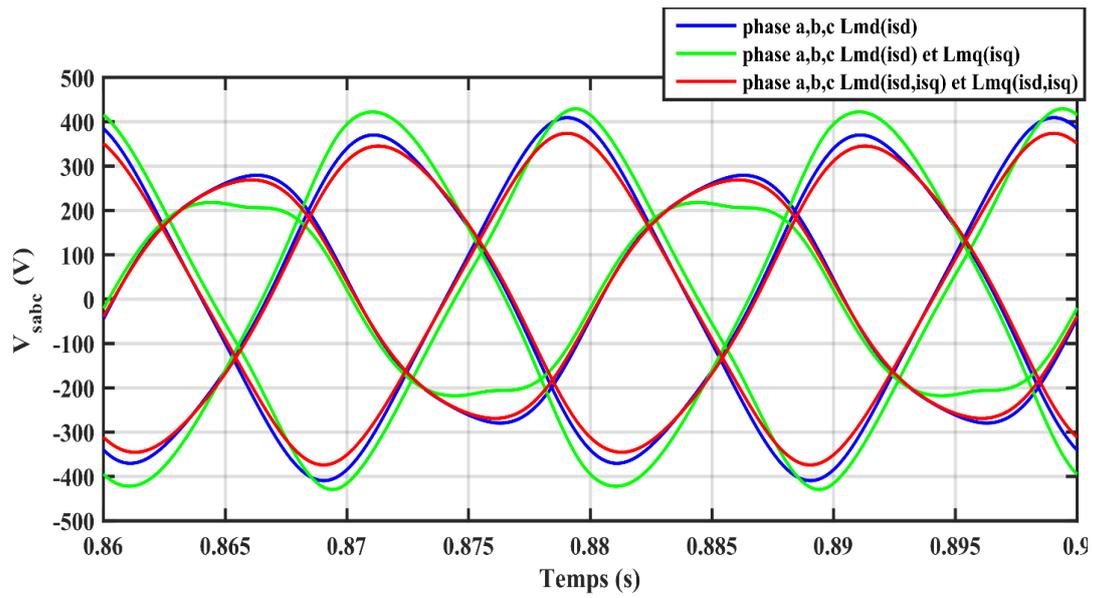


fig.annexe 2: Tensions dans le cas d'une charge déséquilibrée

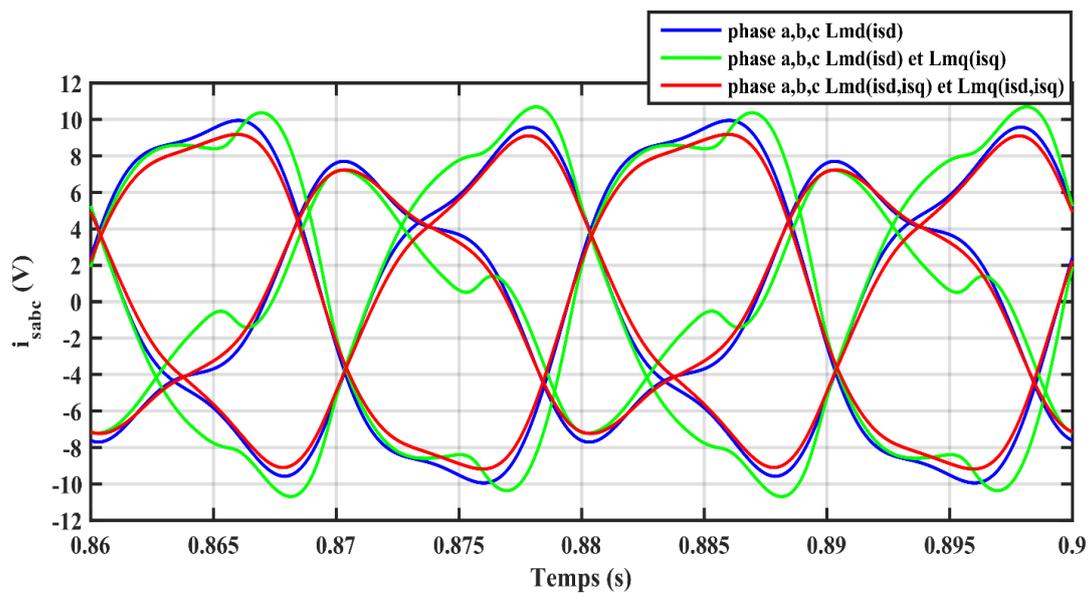


fig.annexe 3: Courants d'induit dans le cas d'une charge déséquilibrée.

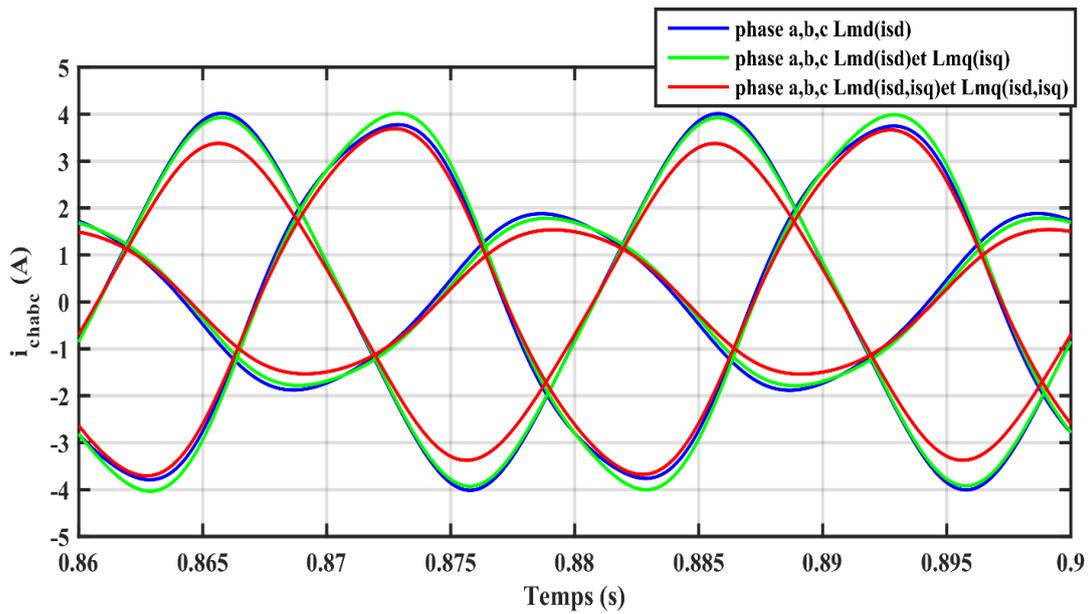


fig.annexe 4: Courants de charges dans le cas d'une charge déséquilibrée.

Annexe F:

Résultats obtenus avec machine synchrone à aimant dans les coins.

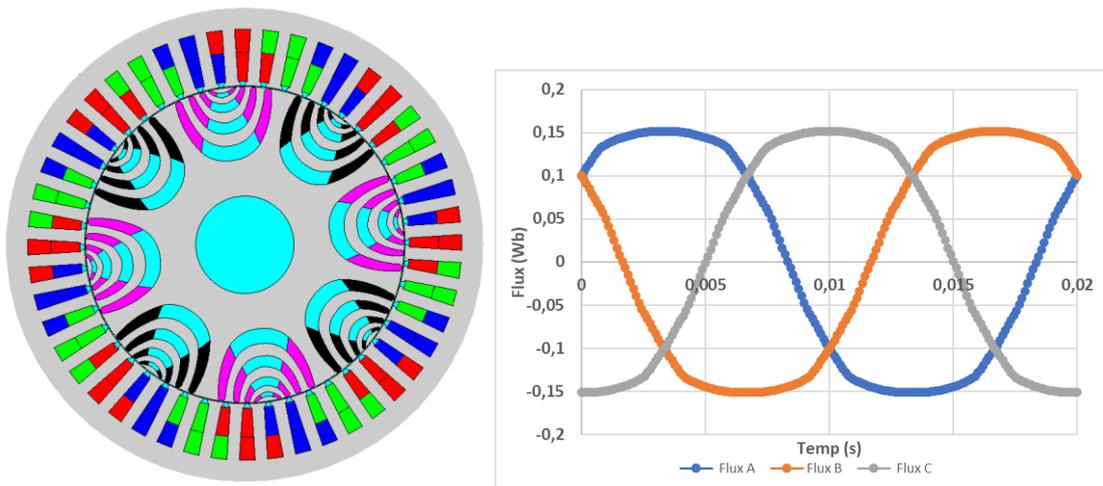


fig.annexe 5: Machine synchrone assisté par aimant dans les pointes des barrières et les Flux induits .

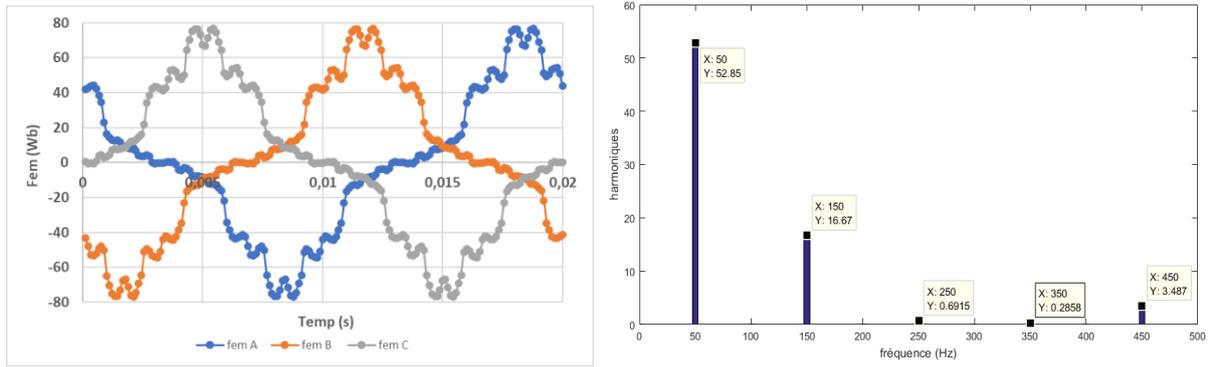


fig.annexe 6: FEM généré et sa FFT

Annexe G:

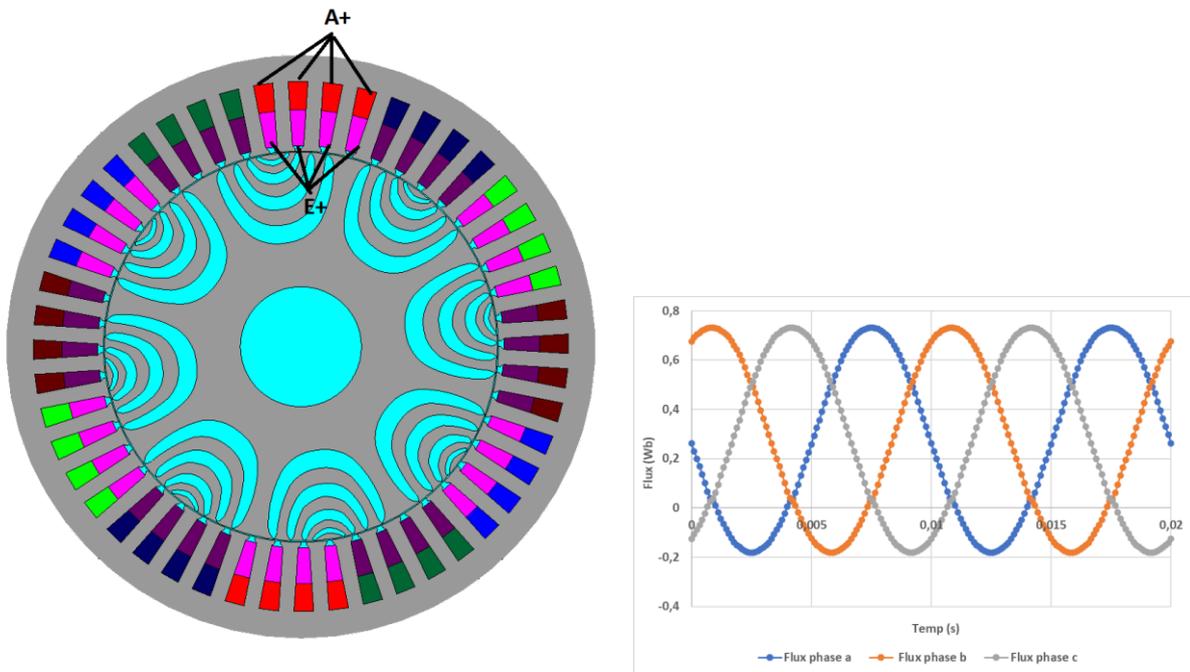


fig.annexe 7: Machine à 48 encoches induit et inducteur ont le même signe et les flux induits.

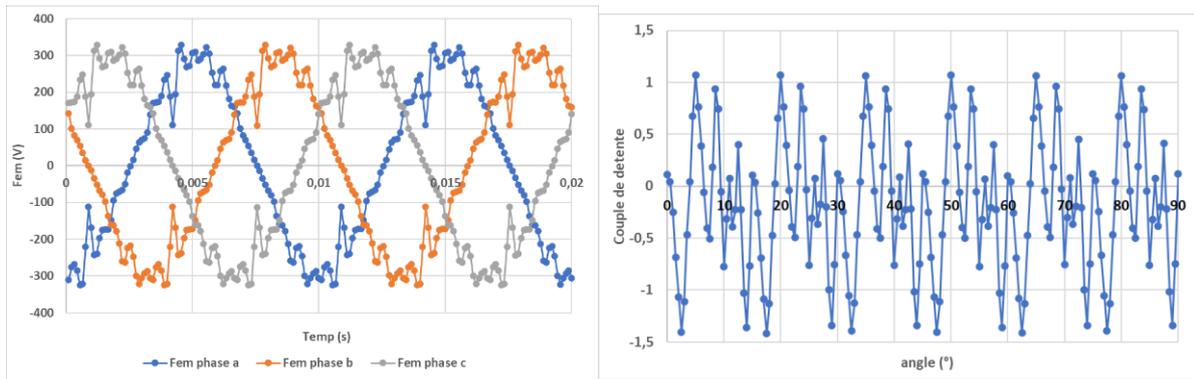


fig.annexe 8: La Fem et le couple à vide de Machine à 48 encoches induit et inducteur ont le même signe.

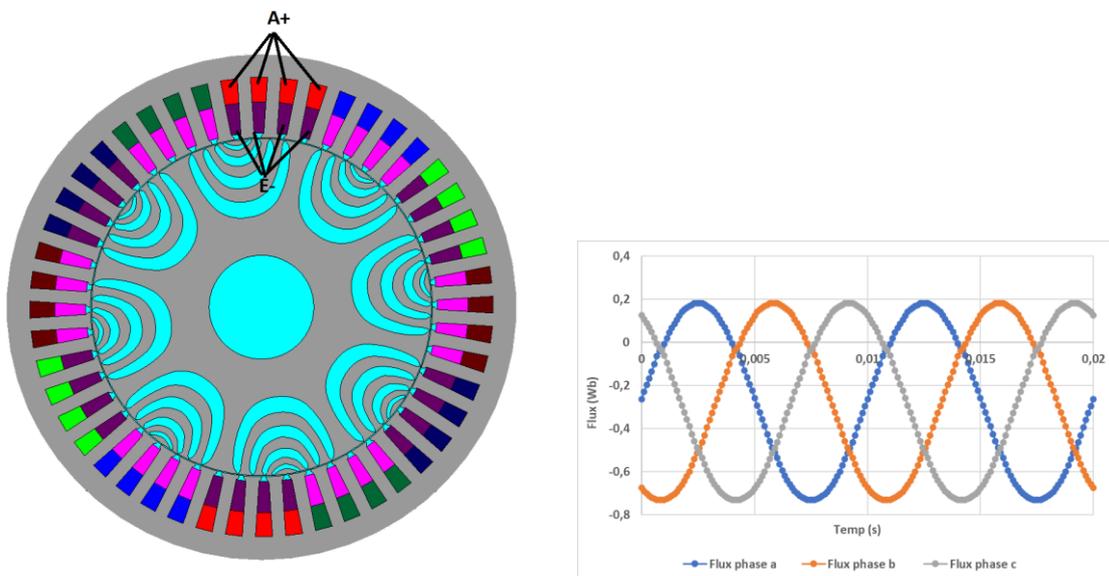


fig.annexe 9: Machine à 48 encoches induit et inducteur ont des signe différents et les flux induits.

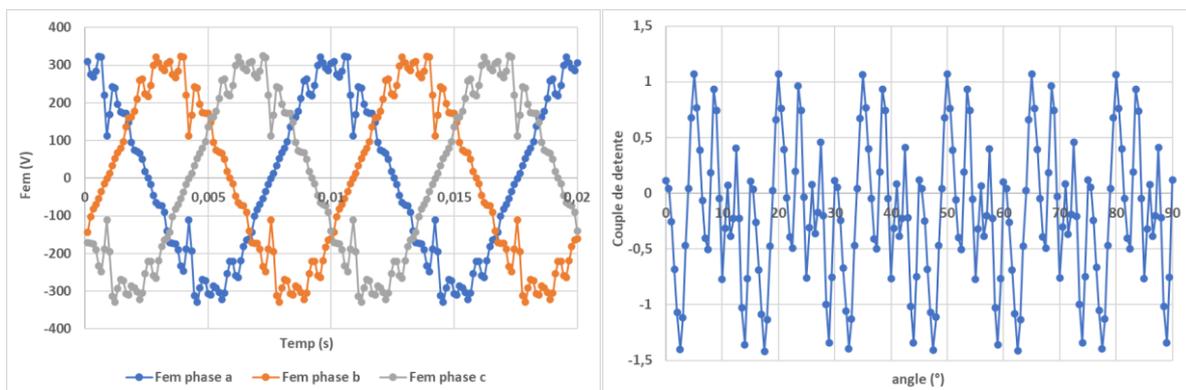


fig.annexe 10: La Fem et le couple à vide de Machine à 48 encoches induit et inducteur ont des signes différents