



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

École nationale polytechnique
Département
d'Électrotechnique



Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

Étude et réalisation d'un système éolien à base d'une machine synchrone à aimants permanents

Réalisé par :

M. BOUZIANE Medjed Eddine

M. BENASMANE Imad Eddine

Encadré par :

Pr. BOUGHRARA Kamel

Dr. SAADOUNE Yasmine

Soutenu le 03 juillet 2024, Devant le jury composé de :

Dr. Belkacemi RABIE :

ENP - Président

Pr. Mahmoudi MOHAND-OULHADJ :

ENP - Examineur

Pr. Touhami OMAR :

ENP - Examineur

ENP 2024

10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie.

www.enp.edu.dz



École nationale polytechnique
Département
d'Électrotechnique



Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

Étude et réalisation d'un système éolien à base d'une machine synchrone à aimants permanents

Réalisé par :

M. BOUZIANE Medjed Eddine

M. BENASMANE Imad Eddine

Encadré par :

Pr. BOUGHRARA Kamel

Dr. SAADOUNE Yasmine

Soutenu le 03 juillet 2024, Devant le jury composé de :

Dr. Belkacemi RABIE :

ENP - Président

Pr. Mahmoudi MOHAND-OULHADJ :

ENP - Examineur

Pr. Touhami OMAR :

ENP - Examineur

ENP 2024

10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie.

www.enp.edu.dz

Dédicace

6

À A mes chers parents pour tout leur amour, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

*À mes deux frères **Dia, Ayoub** Mes complices inséparables et mes fidèles compagnons. Ce travail est un hommage à notre complicité, nos rires partagés et nos moments de croissance mutuelle. Votre présence constante dans ma vie a été un soutien inestimable. Merci d'être mes frères, mes alliés et mes confidents. Ce travail est dédié à notre lien indéfectible. ,*

*À ma petite soeur **Maroua** Ma petite étoile, ma source de joie et d'innocence. Ce travail est une dédicace spéciale à toi. Tu es une source constante d'inspiration avec ta curiosité et ta capacité à voir la beauté du monde. Ce travail t'est dédié, ma chère petite sœur, pour te rappeler à quel point tu es précieuse et aimée.*

À mes chers amis À tous ceux que je garde profondément dans mon cœur, Krimo, Nassim, Zikou, Rahim, Belala, Akram, Asil, Djamel, Bkhoukh, Laja, Lgendouz, Aymen, Amel, Chaib, Nipo, Ayoub et Chahla. À tous les membres de ma famille

Merci.

”

- Medjed

Dédicace

‘

À mes chers parents pour tout leur amour, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

*À mes chers frères chams et farouk À **mes chers amis** À tous ceux que je garde profondément dans mon cœur, Krimo, Nassim, salh, Zikou, Rahim, Belala, Akram, Asil, Djamel, Bkhoukh, bachir, sidou, Lgndouz, Aymen, Amel, youns, Nipo, adam, sohaib, wail. À **tous les membres de ma famille***

À tous ceux qui me sont chers, à vous tous

Merci.

”

- Imad

Remerciements

Tout d'abord, nous tenons à remercier Dieu tout puissant de nous avoir donné le courage, la force et la patience pour surmonter les défis et accomplir nos objectifs.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à **Pr. BOUGHRARA Kamel**, encadrant de ce travail à qui nous sommes infiniment reconnaissant pour le temps et l'attention qu'il nous a réservés ainsi que les conseils de valeur qu'il nous a apportés. C'est un honneur pour moi d'être le dernier étudiant que ce professeur de l'Ecole Nationale Polytechnique. Je lui souhaite une bonne santé et une vie pleine de joie et de bonheur.

Nous tenons aussi à remercier **Dr. SAADOUNE Yasmine**, Co-encadrante de ce travail pour sa bienveillance, une personne dotée de grandes qualités. Elle nous a énormément aidé tout au long de notre période de PFE et nous avons beaucoup appris d'elle. Sa contribution et son soutien ont été d'une valeur inestimable. Merci infiniment Mme Yasmine.

Nous tenons également à exprimer nos sincères remerciements à **Pr. Madjid Tegar** et **Dr. Y. Benmahamed** des enseignants de haute facture appréciés par tous ses étudiants, Merci pour votre aide précieuse.

Nous tenons à exprimer ma profonde gratitude envers les membres du jury, **Dr. Belkacemi Rabie**, d'avoir accepté d'assumer la présidence de notre jury. Nous souhaitons également adresser nos chaleureux remerciements à nos examinateurs **Pr. Mahmoudi Mohand-Oulhadj** et **Pr. Touhami Omar**, On est profondément reconnaissant envers eux pour leur excellence en tant qu'enseignants.

Nous ne saurions terminer sans exprimer notre gratitude envers le corps professoral du département Électrotechnique de l'ENP. Leur expertise, leur enseignement et leur soutien ont été d'une importance capitale pour notre formation académique. Nous sommes profondément reconnaissant envers tous les membres du corps professoral pour leur contribution à notre parcours éducatif. Leurs enseignements ont été une source d'inspiration et ont contribué à façonner notre passion pour ce domaine. Nous leur adressons nos sincères remerciements pour leur impact positif dans notre vie académique et professionnelle.

ملخص

ظهرت تقنية محاكاة توربينات الرياح للتعنبؤ بجودة الطاقة في أنظمة تحويل الرياح. تعمل هذه المحاكيات كبنوك تجارب تجريبية لدراسة المولدات الكهربائية المختلفة، واختبار تكاملها، وتقييم كفاءتها في هذه الأنظمة. الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تطوير محاكاة لتوربين رياح يعتمد على آلة تيار مستمر (توربين)، وآلة متزامنة مغناطيسية دائمة مثبتة على سطح الدوار، ومقوم ديود، وعاكس جهد يتم التحكم فيه بواسطة تعديل عرض النبضة (MLI).

تم تحديد الأداء الكهرومغناطيسي لآلة متزامنة مغناطيسية دائمة، التي تم تصميمها وتصنيعها في مختبر بحثي في الهندسة الكهربائية، مسبقاً (القوة الدافعة الكهربائية، العزم، التدفق، الحث المتبادل، الخسائر).

بعد تحديد معالم آلة متزامنة مغناطيسية دائمة باستخدام طريقة العناصر المحدودة (FEM)، تم محاكاة المحاكاة باستخدام برنامج simulink. تمت مقارنة نتائج المحاكاة مع نتائج الاختبار الفعلي للمحاكاة.

كلمات مفتاحية :

محاكاة توربينات الرياح، آلة متزامنة مغناطيسية دائمة، التحجيم التحليلي، حساب الأداء الكهرومغناطيسي، العناصر المحدودة، المحاكاة.

Abstract

Wind turbine emulator technology has emerged to predict the quality of energy in wind conversion systems. These emulators serve as experimental test benches to study different electrical generators, test their integration, and evaluate their efficiency in these systems. The main objective of this work is to develop an emulator for a wind turbine based on a direct current (DC) machine (turbine), a permanent magnet synchronous machine (PMSG) mounted on the rotor surface, a diode rectifier, and a voltage inverter controlled by PWM (Pulse Width Modulation).

The electromagnetic performance of the PMSG, which was designed and built in an electrotechnical research laboratory, has been predetermined (e.m.f., torque, flux, mutual inductance, losses).

After identifying the parameters of the PMSG using the finite element method (FEM), the emulator was simulated using Simulink software. The simulation results were compared with those from the actual test bench emulator.

Keywords :

Wind Turbine Emulators, Permanent Magnet Synchronous Machine, Analytical Sizing, Electromagnetic Performance Calculation, Finite Elements, Simulation.

Résumé

La technologie des émulateurs éoliens a émergé pour prédire la qualité de l'énergie dans les systèmes de conversion éoliens. Ces émulateurs servent de bancs d'essais expérimentaux pour étudier différentes génératrices électriques, tester leur intégration et évaluer leur efficacité dans ces systèmes. L'objectif principal de ce travail est de développer un émulateur pour une éolienne basée sur une machine à courant continu (turbine), une machine synchrone à aimants permanents (PMSG) montée sur la surface du rotor, un redresseur à diodes et un onduleur de tension commandé par MLI.

Les performances électromagnétiques de la PMSG, qui a été dimensionnée et réalisée dans un laboratoire de recherche en électrotechnique, ont été prédéterminées (f.e.m., couple, flux, inductance mutuelle, pertes).

Après identification des paramètres de la PMSG en utilisant la méthode des éléments finis (EF), l'émulateur a été simulé en utilisant le logiciel Simulink. Les résultats obtenus de la simulation ont été comparés avec ceux du banc d'essai de l'émulateur réalisé.

Mots clés : Les émulateurs éolien, Machine Synchrone à aimants permanents, Dimensionnement analytique, Calcul des performances électromagnétique, éléments finis, Simulation.

Table des matières

Table des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale	15
1 Généralités sur les émulateurs éoliens et leurs composants	17
1.1 Introduction	18
1.2 Définition d'énergie éolienne	18
1.2.1 Direct	18
1.2.2 Indirect	18
1.3 Principe de fonctionnement	19
1.4 Les éléments constituant une éolienne	19
1.4.1 La nacelle	20
1.4.2 L'hélice	20
1.4.3 L'ensemble générateur	20
1.4.4 Le mât ou tour	21
1.5 Machines électriques utilisées	21
1.5.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone	21
1.5.2 Systèmes utilisant la machine synchrone	22
1.6 Les Émulateurs éoliens	23
1.7 Émulateur d'une éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents (PMSG)	24
1.8 Les composants d'un émulateur éolien	25
1.8.1 Machine à courant continu	25
1.8.2 Génératrices synchrones à aimants permanents (PMSG)	25
1.8.3 Interface d'électronique de puissance	26
1.8.4 Carte Arduino	26
1.8.5 La carte d'adaptation d'amplificateur	28
1.9 Conclusion	28
2 Dimensionnement analytique de la machine synchrone à aimants permanents de 1.5 kW	29
2.1 Introduction	30
2.1.1 Cahier des charges	30
2.2 Dimensionnement du rotor	31
2.2.1 Calcul du volume du rotor	31
2.2.2 Calcul de l'épaisseur d'entrefer	32
2.2.3 Calcul du diamètre du rotor	32
2.2.4 Choix des aimants permanents	33

2.2.5	Induction magnétique dans l'entrefer	33
2.2.6	Diamètre externe du rotor	34
2.2.7	Le diamètre de l'arbre	34
2.3	Dimensionnement du stator	34
2.4	Conception électromagnétique du stator	35
2.4.1	La longueur du stator	35
2.4.2	Le diamètre interne du stator	35
2.4.3	Le coefficient du bobinage	35
2.4.4	Nombre de spires par phase	35
2.4.5	Nombre de conducteurs par encoche	36
2.4.6	Calcul de la nouvelle induction rectangulaire B_{\max}	36
2.4.7	Largeur de dent statorique	36
2.4.8	Courant initial du stator	37
2.4.9	Section du conducteur	37
2.4.10	Section utile de l'encoche	37
2.4.11	La géométrie de l'encoche	37
2.4.12	Flux d'entrefer	38
2.4.13	Flux traversant chaque phase	38
2.4.14	La hauteur de la culasse statorique et rotorique	38
2.4.15	Épaisseur d'aimant	39
2.4.16	Calcul du facteur de Carter	39
2.4.17	Diamètre externe du stator	39
2.5	Présentaion des données utilisées pour les calculs	39
2.6	Application numérique	40
2.7	Résultats de dimensionnement	44
2.8	Analyse et compariason des résultat	45
2.9	Réalisation de la MSAP	46
2.10	Conclusion	47
3	Calcul des performances électromagnétique par éléments finis : F.e.m, induc-	
	tance, mutuelle, couple et les pertes	48
3.1	Introduction	49
3.2	Méthode des éléments finis	49
3.2.1	Présentation du logiciel FEMM	49
3.3	Calcul des performances électromagnétiques	50
3.3.1	Détermination du flux et de la F.e.m	50
3.3.2	Calcul du Couple Électromagnétique	51
3.3.3	Calcul de la self inductance et de l'inductance mutuelle	51
3.3.4	Calcul du le moment d'inertie	51
3.3.5	Calcul des pertes	53
3.4	Résultats et validation	55
3.4.1	Distribution de l'induction dans l'entrefer	55
3.4.2	Performances électromagnétiques	56
3.4.3	Réalisation d'une Machine Plus Performante avec une Tension de Sortie de 220V	57
3.5	Conclusion	61
4	Simulation de l'émulateur éolien à base d'une machine synchrone à aimants	
	permanents	62

4.1	Introduction	63
4.2	Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	63
4.2.1	Les Hypothèses simplificatrices	63
4.2.2	Équations électriques	64
4.2.3	Modèle biphasé de la GSAP dans le référentiel généralisé	64
4.2.4	Équations électriques	65
4.3	Expression du couple électromagnétique	66
4.4	L'équation mécanique	66
4.5	Équations d'état de la GSAP	66
4.6	Convertisseurs de puissance	67
4.7	Redresseur à diodes	67
4.8	Modélisation du bus continu	68
4.9	L'onduleur	68
4.10	Contrôle de la tension par MLI sinus-triangulaire	69
4.11	Simulation de la chaîne de conversion	70
4.11.1	Simulation de la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) à vide	70
4.11.2	Simulation de l'association GSAP-onduleur-redresseur en charge	77
4.11.3	Résultats de simulation	79
4.11.4	Interprétation des résultats	80
4.12	Conclusion	81
5	Montage de l'émulateur et essais expérimentaux	82
5.1	Introduction	83
5.2	Description du banc d'essai Construction de l'émulateur	83
5.3	Composants Utilisés	84
5.3.1	Machine à Courant Continu (MCC)	84
5.3.2	Interface d'Électronique de Puissance	84
5.3.3	Système de Commande Carte Arduino Due	85
5.3.4	Éléments de Mesure	86
5.4	Expérimentation et Tests	86
5.4.1	Test à Vide de la PMSG	87
5.4.2	Test en charge de la PMSG	88
5.4.3	Test PMSG et onduleur à vide	90
5.4.4	Test PMSG et onduleur en charge	93
5.5	Analyse Globale des Résultats	98
5.6	Comparaison avec les Simulations Matlab Simulink	98
5.6.1	Interprétation des résultats	101
5.7	Conclusion	103
	Conclusion et perspectives	104
	Bibliography	106

Table des figures

1.1	Chaîne de conversion éolienne	19
1.2	Schéma d'ensemble d'une éolienne	20
1.3	Différentes parties d'une éolienne	21
1.4	Système éolien à couplage direct et à vitesse fixe basé sur la GAS	22
1.5	Système éolien basé sur la GADA à couplage électronique par le rotor	22
1.6	Système éolien basé sur la GSAP	23
1.7	Système éolien basé sur la GS	23
1.8	Chaîne de conversion éolienne	24
1.9	Système éolien réalisé	25
1.10	Schéma de principe d'un convertisseur AC/AC	26
1.11	Arduino Due	27
1.12	La carte d'adaptation d'amplificateur	28
2.1	L'induction rectangulaire dans l'entrefer (bleu) et son fondamental	33
2.2	Géométrie de l'encoche	37
2.3	Usinage du rotor avec les aimants.	46
2.4	Le rotor avant et après usinage.	46
2.5	Intégration des Aimants sur la Surface du Rotor.	47
2.6	Stator de la machine réalisée.	47
3.1	Notre machine électrique	50
3.2	Courbes de perte du noyau pour des tôles de calibre 29.	54
3.3	Répartition des composantes radiale et tangentielle de l'induction au milieu de l'entrefer à vider.	56
3.4	Variation du flux en fonction du temps à vide.	56
3.5	Variation de la f.e.m expérimentale.	57
3.6	Variation de la f.e.m. calculée.	57
3.7	Variation de la f.e.m. calculée et expérimentale en fonction du temps à vide	57
3.8	Variation de la f.e.m en fonction du temps à vide avec une valeur d'induction de 1.17 T	58
3.9	Variation de l'inductance propre en fonction du temps.	58
3.10	Variation de l'inductance mutuelle en fonction du temps.	59
3.11	Variation du couple électromagnétique en fonction du temps.	59
3.12	Variation du couple de détente en fonction du temps.	60
3.13	Variation de $b(h)$	60
3.14	Tracé des composants de perte en fonction de la vitesse	61
4.1	Représentation symbolique de la machine synchrone.	64
4.2	Représentation d'une GSAP dans le repère (d, q)	65
4.3	Schéma électrique d'un redresseur à diodes triphasé	67
4.4	Schéma électrique du bus continu	68
4.5	Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.	68

4.6	Commande MLI sinus-triangulaire	70
4.7	Bloc de simulation de la génératrice synchrone à aimant permanent à vide	71
4.8	Vitesse de rotation appliquée au PMSG à vide	71
4.9	Variation de la tension de sortie quadrature V_q en fonction du temps à vide	72
4.10	Variation de la tension de sortie directe V_d en fonction du temps à vide	72
4.11	Figure tension simple statorique en fonction du temps à vide	73
4.12	Figure tension composée statorique en fonction du temps à vide	73
4.13	Schéma bloc de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vide	74
4.14	Bloc de simulation du pont de diode et du bus continu à vide	74
4.15	Tension redressée en fonction du temps à vide	75
4.16	Bloc de simulation de la génératrice synchrone à aimant permanent à vide	75
4.17	Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale	76
4.18	Signaux de commande MLI triangulo-sinusoidale	76
4.19	Tension simple à la sortie de l'onduleur à vide	76
4.20	Tension composée à la sortie de l'onduleur à vide	76
4.21	Bloc de simulation de la génératrice synchrone à aimant permanent en charge	78
4.22	(a) Vitesse de rotation de la GSAP en charge (b) Couple électromagnétique et couple moteur	79
4.23	(a) Tension redressée en fonction du temps en charge V_{abc} (b) Courants statoriques i_{abc}	79
4.24	Tension redressée en fonction du temps en charge V_{red}	79
4.25	Tension simple aux borne de la charge	80
4.26	Tension composée aux borne de la charge	80
5.1	banc expérimental d'une chaîne de conversion éolienne.	83
5.2	Moteur à courant continu.	84
5.3	Onduleur.	85
5.4	Arduino DUE.	86
5.5	outils de mesures	86
5.6	Schéma du montage de la caractéristique à vide	87
5.7	Tension composée à vide.	87
5.8	Tension simple à vide.	88
5.9	Schéma du montage de la caractéristique en charge.	88
5.10	Courbe de tension essai en charge.	89
5.11	Courbe de tension essai en charge.	89
5.12	Courbe du courant essai en charge.	90
5.13	Schéma du montage de la caractéristique à vide.	90
5.14	Tension composée à vide fournie par la PMSG.	91
5.15	Tension redressée aux bornes du bus continu.	91
5.16	Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{12}	92
5.17	Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{13}	92
5.18	Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{23}	93
5.19	Tensions composées à la sortie de l'onduleur U	93
5.20	Schéma du montage de la caractéristique en charge.	94
5.21	Tensions composées aux bornes de la charge U_{12}	94
5.22	Tensions composées aux bornes de la charge U_{13}	95
5.23	Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{23}	95
5.24	Tension composée fournie par la PMSG en charge.	96
5.25	Tensions composées aux bornes de la charge U_{12}	96

5.26	Tensions composées aux bornes de la charge U_{13}	97
5.27	Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{23}	97
5.28	Tensions composées à la sortie de l'onduleur.	98
5.29	la tension redressée simulée et expérimentale	99
5.30	la tension de sortie simulée et expérimentale pour un taux de commande MLI triangulo-sinusoïdale de 0.2 à vide	99
5.31	la tension de sortie ondulée simulée et expérimentale pour un taux de commande MLI triangulo-sinusoïdale de 0.8 à vide	100
5.32	la tension de sortie ondulée simulée et expérimentale en charge	100

Liste des tableaux

1.1	Spécifications techniques de la carte	27
2.1	Specifications Techniques	31
2.2	Paramètres Électriques et Magnétiques	40
2.3	Les paramètres géométriques d'encoche	40
2.4	Les résultats géométriques, électriques et magnétiques du rotor et du stator	44
2.5	Les résultats géométriques de l'encoche	45
2.6	Comparaison entre les dimensions calculées et celles disponibles à l'usine d'Azazga	45
3.1	Paramètres de la Machine	49
3.2	Données	51
4.1	Paramètres de la simulation	63
5.1	Simulation et expérimental des résultats expérimentaux et des simulations Matlab Simulink	102

Introduction générale

Dans un contexte de crise énergétique mondiale, marqué par les impératifs de développement durable tels que les problèmes environnementaux et l'épuisement des ressources fossiles, les défis énergétiques futurs nécessitent le développement d'énergies renouvelables comme sources alternatives, propres et inépuisables [1].

Ces dernières années, grâce aux avancées technologiques, l'énergie éolienne est devenue la plus attractive. La multiplication des éoliennes a conduit les chercheurs en génie électrique à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité de l'énergie fournie [1].

Dans ce cadre, la technologie des émulateurs éoliens a émergé pour prédire la qualité de l'énergie dans les systèmes de conversion éoliens. Ces émulateurs servent de bancs d'essais expérimentaux pour étudier différentes génératrices électriques, tester leur intégration et évaluer leur efficacité dans ces systèmes[1].

L'objectif principal de notre travail est le développement d'un émulateur pour une turbine éolienne basée sur des machines synchrones à aimants permanents (PMSG), afin de reproduire le comportement d'une véritable éolienne dans des conditions contrôlées. Cela permet de simuler et d'analyser les performances d'un système éolien sans les contraintes et les coûts des tests sur le terrain.

Pour atteindre cet objectif, notre travail est réparti sur cinq chapitres :

- **Le premier chapitre** dresse un état de l'art sur les systèmes éoliens et illustre les différentes conversions d'énergie dans ces systèmes. Nous y examinons également l'importance cruciale des émulateurs d'éoliennes dans le développement durable, en détaillant leurs composants essentiels.
- **Le deuxième chapitre** Ce chapitre traite de la conception de la machine synchrone à aimants permanents montée sur la surface rotorique (PMSG). Il consiste à déterminer les paramètres électriques, magnétiques et géométriques de la PMSG. À partir du cahier des charges, certains de ces paramètres seront déterminés empiriquement en se basant sur des machines déjà faites. Après le dimensionnement de la machine, la réalisation de PMSG a été effectuée.
- **Le troisième chapitre** Traite de l'application de la méthode des éléments finis pour le calcul des performances électromagnétiques, en particulier l'inductance, l'inductance mutuelle, le couple électromagnétique et les pertes. Nous utilisons le logiciel FEMM, un outil accessible et gratuit, pour illustrer ces concepts avec une approche en 2D.
- **Le quatrième chapitre** aborde la modélisation et la simulation de la chaîne de conversion étudiée à vide et en charge avec MATLAB/Simulink, en utilisant les paramètres de la PMSG calculés dans le chapitre précédent.
- **Le cinquième chapitre** décrit la réalisation d'un émulateur éolien utilisant une machine à courant continu, une machine synchrone à aimants permanents, un redresseur et un onduleur.

Plusieurs tests ont été effectués à vide et en charge. Enfin, une comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux est réalisée.

Pour conclure, nous terminerons notre travail par une conclusion générale..

Chapitre 1

Généralités sur les émulateurs éoliens et leurs composants

1.1 Introduction

Les simulateurs éoliens sont essentiels pour optimiser le développement et l'efficacité des systèmes éoliens. En reproduisant fidèlement le comportement des éoliennes et des parcs éoliens dans diverses conditions, ces outils offrent une plateforme virtuelle pour évaluer, analyser et améliorer les performances des installations. Cette méthode réduit les coûts et les risques associés aux tests sur le terrain, tout en facilitant la conception de technologies éoliennes plus performantes et fiables. Elle permet également d'accélérer l'innovation en simulant rapidement différents scénarios et configurations.

Dans ce chapitre, nous commencerons par définir les éoliennes, puis nous expliquerons leur principe de fonctionnement, les différents types et les principaux composants, ainsi que les divers générateurs utilisés dans ces systèmes. La deuxième partie mettra l'accent sur l'importance cruciale des émulateurs éoliens dans le développement durable, en examinant en détail les composants essentiels des émulateurs pour comprendre leur fonctionnement. Enfin, ce chapitre se conclura par une synthèse des points abordés [2].

1.2 Définition d'énergie éolienne

L'énergie du vent ou l'énergie éolienne est le résultat des déplacements de l'air et plus spécifiquement, l'énergie tirée du vent au moyen d'un dispositif aérogénérateur comme une éolienne ou un moulin à vent. Elle peut être utilisée de deux manières : directe et indirecte[3].

1.2.1 Direct

Conservation de l'énergie mécanique : le vent est utilisé pour faire avancer un véhicule (navire à voile ou char à voile), pour pomper de l'eau (moulins de Majorque, éoliennes de pompage pour abreuver le bétail) ou pour faire tourner la meule d'un moulin[3].

1.2.2 Indirect

Transformation en énergie électrique : l'éolienne est accouplée à un générateur électrique pour fabriquer un courant continu ou alternatif. Le générateur est relié à un réseau électrique ou bien il fonctionne de manière autonome avec un générateur d'appoint (par exemple un groupe électrogène), un parc de batteries ou un autre dispositif de stockage d'énergie[3].

Les éoliennes sont divisées en trois catégories selon leur puissance nominale :

- Éoliennes de petite puissance : inférieure à 40 KW.
- Éoliennes de moyenne puissance : de 40 kW à quelques centaines de kW.
- Éoliennes de forte puissance : supérieure à 1 MW.

Les éoliennes sont divisées en deux catégories selon l'axe :

- Éoliennes à axe horizontal
- Éoliennes à axe vertical

1.3 Principe de fonctionnement

À l'aide d'un dispositif appelé éolienne (Figure 1.1) ou moulin à vent, l'énergie du vent est convertie de son caractère cinétique en caractère mécanique, assuré par un arbre de transmission, puis de son caractère mécanique en électrique en accouplant un générateur électrique. Cela donne lieu à un courant alternatif transformé par des convertisseurs statiques (courant continu obtenu par un redresseur et courant alternatif grâce à un onduleur), qui alimente soit des batteries ou est relié directement au réseau. On le nomme alors aérogénérateur[3].

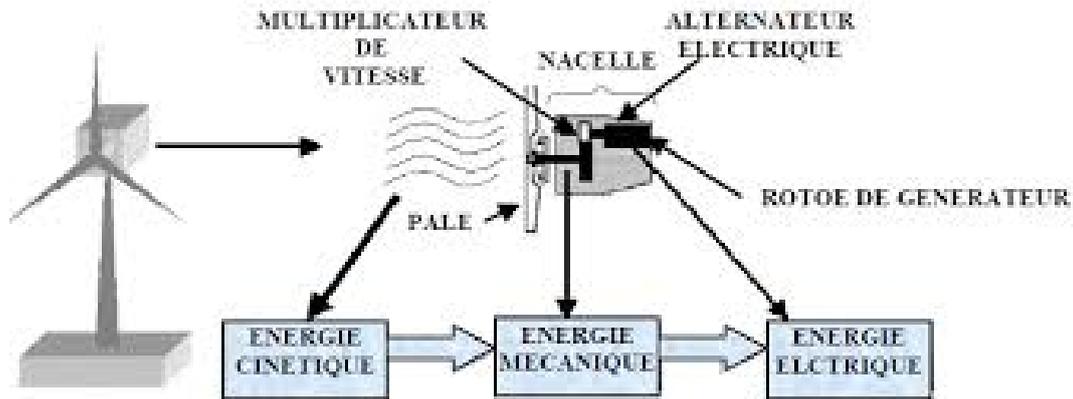


FIG. 1.1 : Chaîne de conversion éolienne

1.4 Les éléments constituant une éolienne

Une éolienne est constituée de divers sous-systèmes sophistiqués qui travaillent de concert pour convertir l'énergie mécanique du vent en énergie électrique. Chaque composant est conçu individuellement, mais une fois intégré aux autres, ils forment un ensemble cohérent destiné à générer de l'électricité[4].

Les éoliennes sont généralement constituées de quatre grandes parties :

- L'hélice
- La nacelle
- L'ensemble générateur
- Le mât

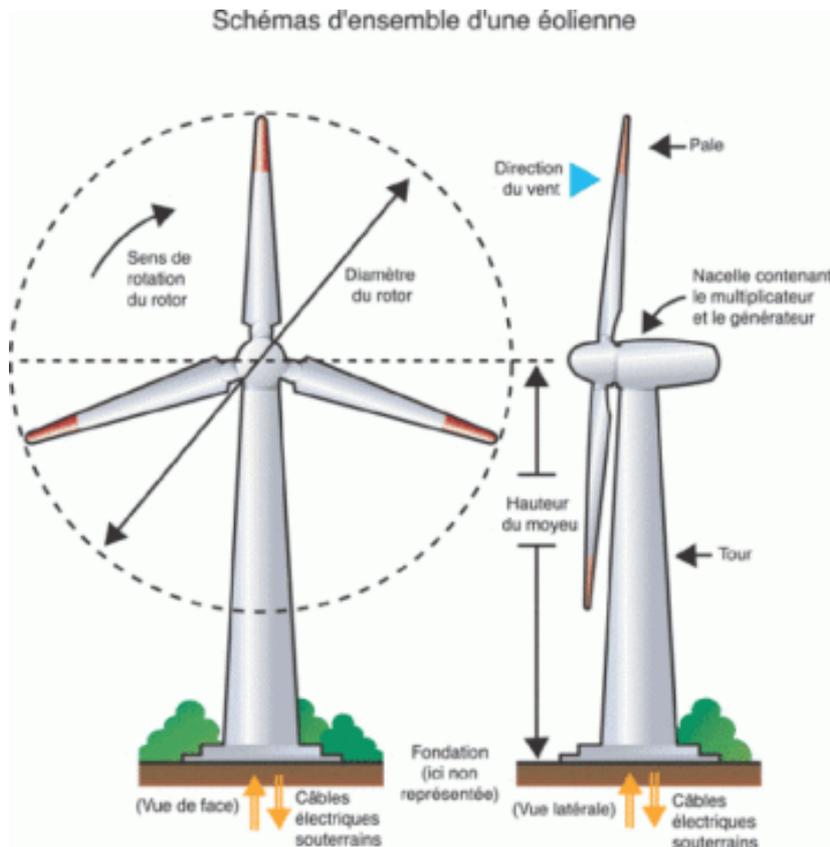


FIG. 1.2 : Schéma d'ensemble d'une éolienne

1.4.1 La nacelle

Structure soutenue par le mât abritant les différents éléments mécaniques, permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique ; elle comprend les éléments suivants : l'arbre, le multiplicateur, le roulement, le générateur[4].

1.4.2 L'hélice

Partie rotative de l'éolienne placée en hauteur afin de capter des vents forts et réguliers. Elle est composée de pales (en général 3) en matériau composite qui sont mises en mouvement par l'énergie cinétique du vent et reliées par un moyeu[4].

1.4.3 L'ensemble générateur

La génératrice est un dispositif permettant de produire de l'énergie électrique à partir d'une autre forme d'énergie. Dans le cas d'une éolienne, c'est l'énergie cinétique du vent qui est transformée en énergie électrique. Le choix du générateur est important. Pour une application éolienne, il existe principalement trois types de machines utilisées [4] :

- Machine asynchrone à cage
- Machine synchrone
- Machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné « MADA »

1.4.4 Le mât ou tour

Un tube d'acier (ou un treillis métallique) qui doit être le plus haut possible afin de bénéficier du maximum de l'énergie cinétique du vent et aussi pour éviter les perturbations près du sol[4].

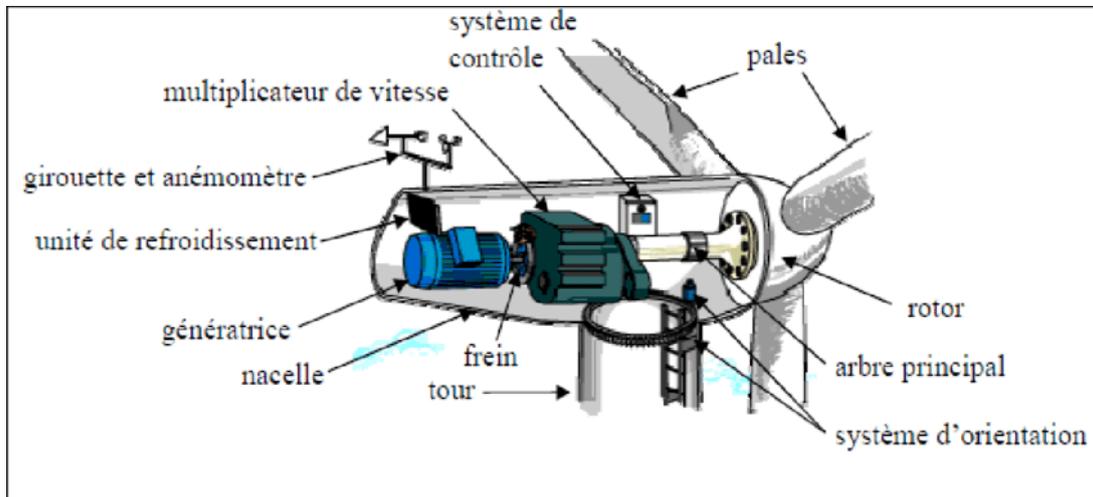


FIG. 1.3 : Différentes parties d'une éolienne

1.5 Machines électriques utilisées

il existe plusieurs types de machines utilisées, chacune ayant ses propres caractéristiques et applications spécifiques.

1.5.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone

Le générateur à induction est largement utilisé dans les turbines éoliennes de moyenne et grande puissance en raison de sa robustesse, sa simplicité mécanique et son coût réduit. Son seul inconvénient est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Ces générateurs asynchrones sont utilisés dans le domaine éolien de moins de 20KW[5].

- **Machine asynchrone à cage d'écureuil**

Les machines électriques asynchrones à cage d'écureuil sont les plus simples à fabriquer et les moins coûteuses. Leur principal inconvénient réside dans l'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable. Une topologie consiste à relier directement une MAS à cage d'écureuil au réseau. Un multiplicateur est associé à la machine et un banc de condensateurs assure sa magnétisation[5].

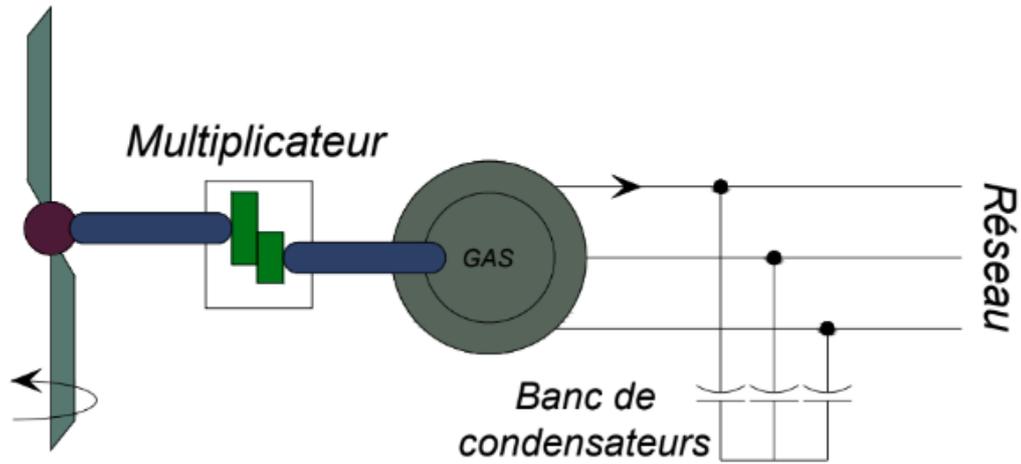


FIG. 1.4 : Système éolien à couplage direct et à vitesse fixe basé sur la GAS

- **Génératrices asynchrones à double alimentation (GADA)**

Ces machines sont un peu plus complexes que des machines asynchrones à cage avec lesquelles elles ont en commun de nécessiter un multiplicateur de vitesse. Ce type d'aérogénérateur s'est développé récemment car la double alimentation de machine asynchrone permet une meilleure exploitation du potentiel de l'éolienne. Le stator est directement relié au réseau tandis que les grandeurs rotoriques sont commandées par un convertisseur statique. Le dimensionnement du convertisseur est proportionnel au glissement maximal du rotor, autrement dit, il dépend de l'écart maximal entre la vitesse de synchronisme et la vitesse réelle du rotor[5].

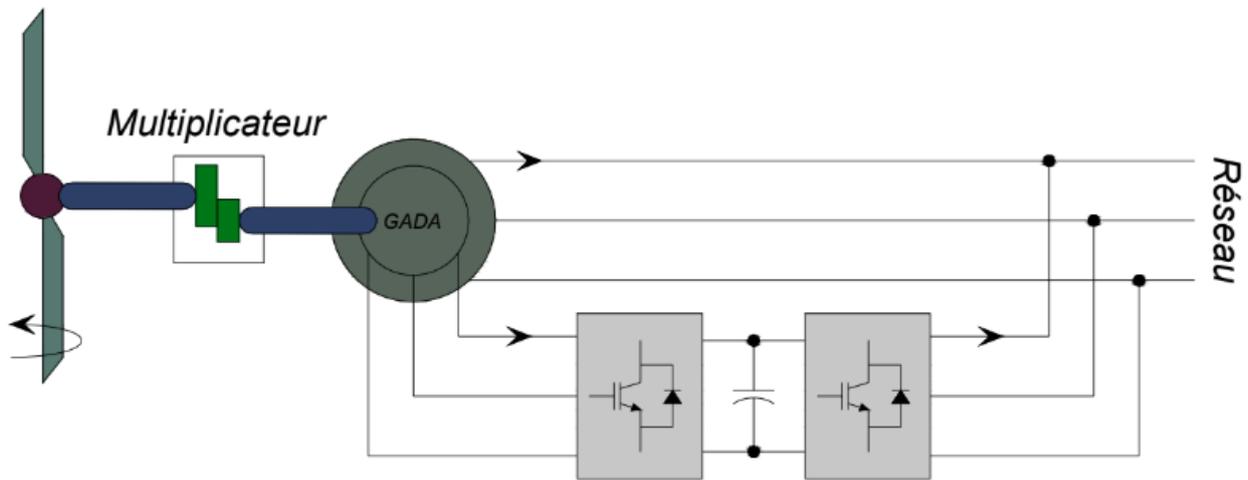


FIG. 1.5 : Système éolien basé sur la GADA à couplage électronique par le rotor

1.5.2 Systèmes utilisant la machine synchrone

Pour des unités de petite taille, le générateur à aimants permanents est caractérisé plus simple et moins coûteux. Au-delà de 20 kW (environ), le générateur synchrone est plus coûteux et complexe qu'un générateur asynchrone. L'avantage du générateur synchrone par rapport au générateur asynchrone est l'absence de courant réactif de magnétisation, il est toutefois mieux adapté à la connexion indirecte au réseau de puissance[5].

- **Générateur Synchrones à Aimants Permanents**

Ces machines fonctionnent à vitesse variable. Elles débitent sur un redresseur, puis la tension continue est convertie à travers un onduleur MLI pour être compatible avec le réseau auquel elles sont connectées comme le montre la figure 1.6 [5]

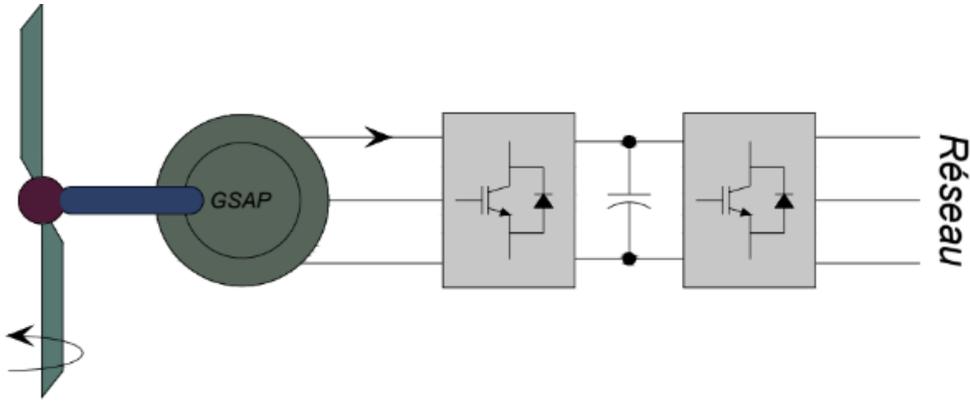


FIG. 1.6 : Système éolien basé sur la GSAP

- **Générateur Synchrones à Rotor Bobiné (GSRB)**

Ce type de machine qui est utilisé dans la plupart des procédés traditionnels de production d'électricité, notamment dans ceux de très grandes puissances (centrales thermiques, hydrauliques ou nucléaires). Les générateurs synchrones de 500 kW à 2 MW la tension continue sont convertis à travers un onduleur MLI pour être compatible avec le réseau[5].

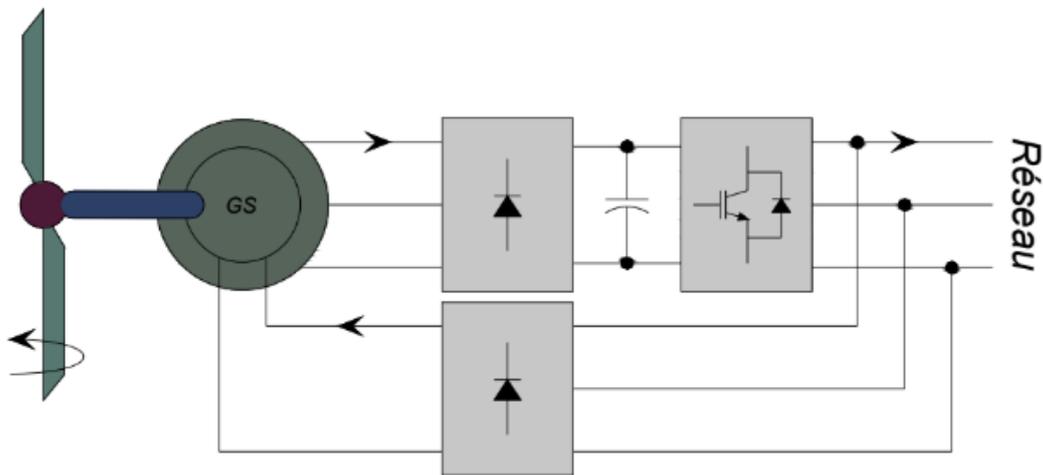


FIG. 1.7 : Système éolien basé sur la GS

1.6 Les Émulateurs éoliens

L'exploitation de l'énergie éolienne et le développement actif de la production d'énergie éolienne ont une grande importance pour résoudre la crise énergétique et environnementale mondiale. La recherche et les expériences sur le système de production d'énergie éolienne sont difficiles à réaliser en raison de la limitation des conditions sévères du parc éolien et du coût élevé[3].

Le système émulateur d'éolienne peut remplacer l'éolienne réelle en calculant le couple de sortie avec le modèle de couple d'éolienne et en produisant rapidement un couple correspondant à la condition de vent actuelle. Il a non seulement la même caractéristique mécanique que l'éolienne réelle, mais fournit également une énergie éolienne équivalente contrôlable. Ainsi, il peut être utilisé dans la conception, l'estimation et l'application de test du système de production d'énergie éolienne, ce qui améliore considérablement l'efficacité et la validité du développement de la recherche [3].

1.7 Émulateur d'une éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents (PMSG)

Le système éolien étudié est un système complexe comprenant une génératrice synchrone à aimant permanent PMSG, l'interface d'électronique de puissance et un système de commande basé sur une carte Arduino. Une machine à courant continu sera utilisée pour simuler le comportement d'une éolienne. Des capteurs et des éléments de mesure seront également intégrés pour permettre une évaluation précise des performances de la chaîne de conversion[3].

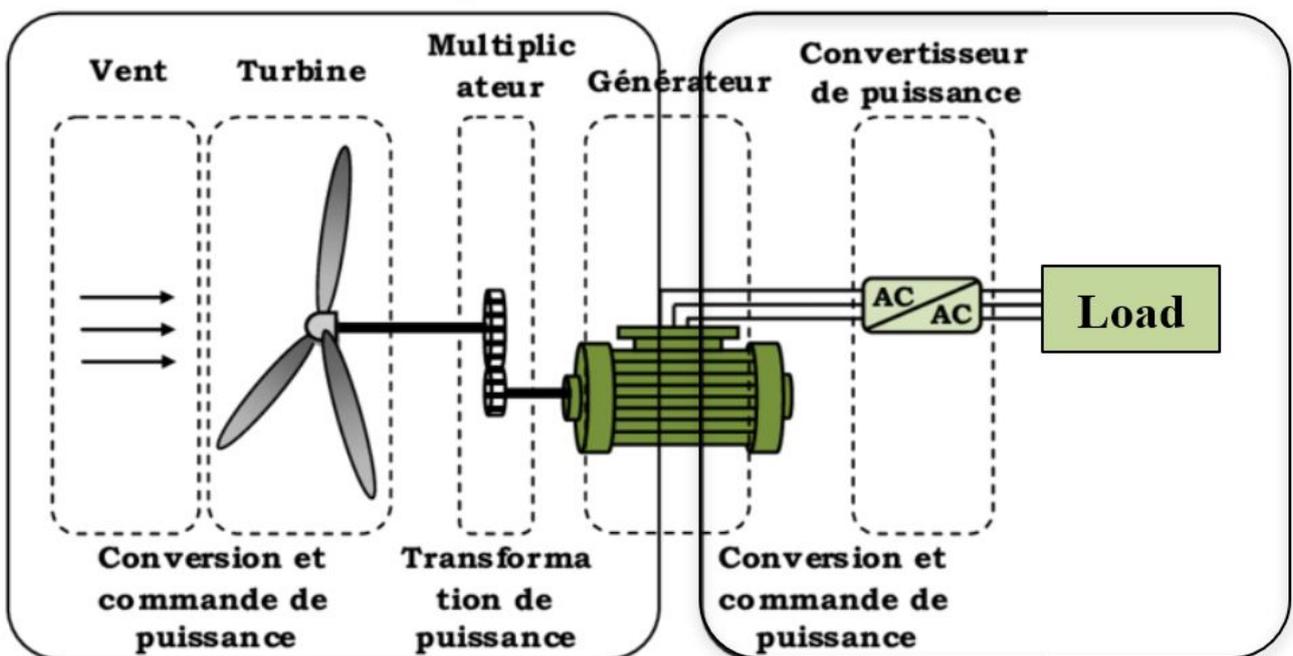


FIG. 1.8 : Chaîne de conversion éolienne

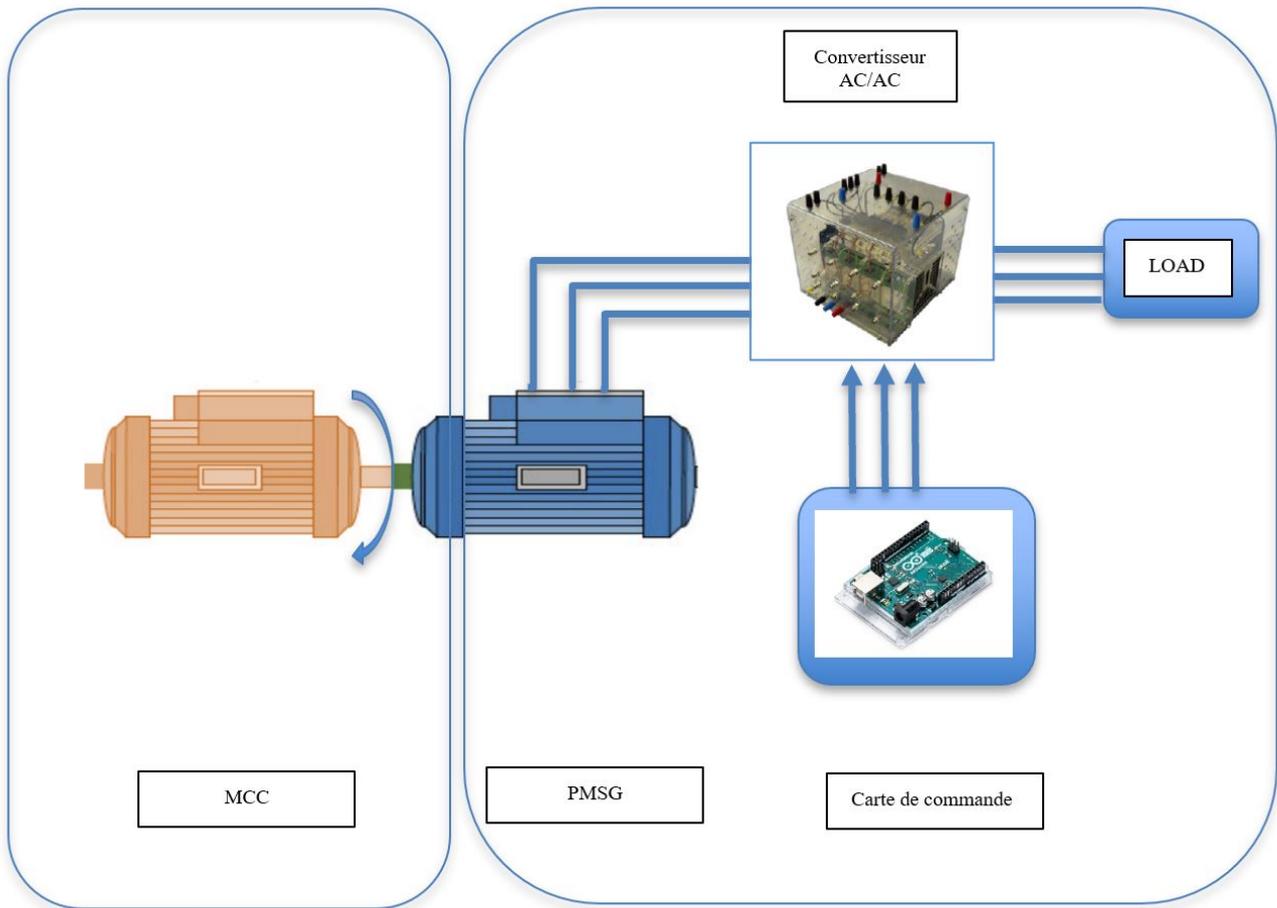


FIG. 1.9 : Système éolien réalisé

1.8 Les composants d'un émulateur éolien

Dans notre émulateur éolien, il contient les composants suivants :

1.8.1 Machine à courant continu

La machine à courant continu est un convertisseur d'énergie, totalement réversible, elle peut fonctionner soit en moteur, convertissant de l'énergie électrique en énergie mécanique, soit en génératrice, convertissant de l'énergie mécanique en énergie électrique. Dans les deux cas un champ magnétique est nécessaire aux différentes conversions. Cette machine est donc un convertisseur électromécanique dans notre cas elle est utilisée en mode moteur pour simuler une éolienne. Elle fournit une entrée mécanique au système, simulant ainsi la rotation des pales de l'éolienne et la production d'énergie éolienne.

1.8.2 Génératrices synchrones à aimants permanents (PMSG)

La génératrice synchrone à aimant permanent (PMSG - Permanent Magnet Synchronous Generator) est un type spécifique de génératrice utilisé dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne.

Contrairement aux génératrices conventionnelles, qui utilisent des enroulements de cuivre pour produire un champ magnétique, la PMSG utilise des aimants permanents pour générer le champ magnétique nécessaire à la production d'électricité.

La génératrice synchrone à aimant permanent PMSG est largement utilisée dans les éoliennes modernes en raison de ses avantages en termes de rendement élevé, de stabilité de la tension de sortie, d'adaptabilité aux variations de vitesse du vent et de maintenance réduite. Elle contribue à l'amélioration de l'efficacité globale des systèmes de conversion d'énergie éolienne et à la production d'électricité renouvelable plus fiable et propre.

1.8.3 Interface d'électronique de puissance

L'émulateur éolien comprend un redresseur à diode et un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour convertir le courant alternatif généré par la génératrice en courant continu puis en alternatif. Cela permet de connecter la génératrice au réseau électrique ou de fournir de l'énergie à d'autres charges.

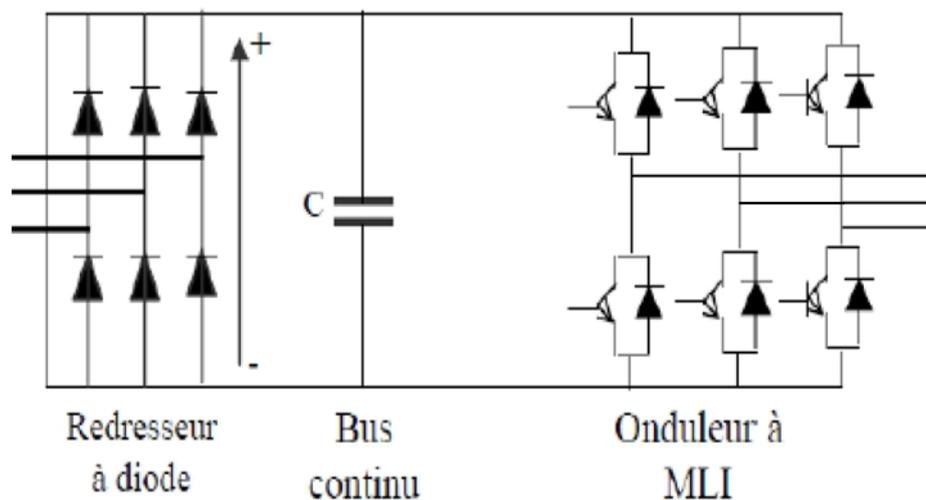


FIG. 1.10 : Schéma de principe d'un convertisseur AC/AC

1.8.4 Carte Arduino

La carte Arduino est une plateforme utilisée pour réaliser des projets électroniques plus développés. Elle est composée d'un circuit physique programmables dit microcontrôleurs et de logiciel utilisé pour créer et télécharger le code de l'ordinateur à la carte.

Dans notre cas elle est utilisée pour la commande de l'onduleur. Elle génère le signal de commande approprié pour contrôler la tension de sortie de l'onduleur et assurer un fonctionnement optimal de la chaîne de conversion.

La carte Arduino utilisé est de type Due basée sur le processeur Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 . Il s'agit de la première carte Arduino basée sur un microcontrôleur ARM core 32 bits. Il dispose de 54 broches d'entrée/sortie numériques (dont 12 peuvent être utilisées comme sorties PWM), 12 entrées analogiques, 4 UART (ports série matériels), une horloge de 84 MHz, une connexion

compatible USB OTG, 2 DAC (numérique à analogique) , 2 TWI, une prise d'alimentation, un en-tête SPI, un en-tête JTAG, un bouton de réinitialisation et un bouton d'effacement.

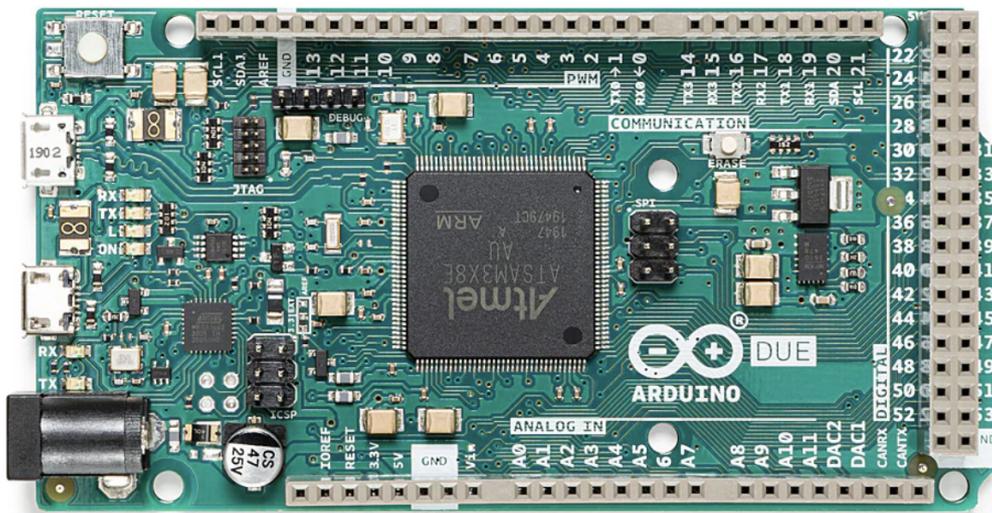


FIG. 1.11 : Arduino Due

Caractéristique	Valeur
Microcontrôleur	AT91SAM3X8E
Tension de fonctionnement	3,3 V
Tension d'entrée (recommandée)	7-12V
Tension d'entrée (limites)	6-16V
Broches d'E/S numériques	54 (dont 12 fournissent une sortie PWM)
Broches d'entrée analogique	12
Broches de sortie analogique	2 (CAD)
Courant de sortie CC total sur toutes les lignes d'E/S	130 mA
Courant CC pour broche 3,3 V	800 mA
Courant CC pour broche 5 V	800 mA
Mémoire flash	512 Ko tous disponibles pour les applications utilisateur
SRAM	96 Ko (deux banques : 64 Ko et 32 Ko)
Vitesse de l'horloge	84 MHz
Longueur	101,52 millimètres
Largeur	53,3 millimètres
Poids	36g

TAB. 1.1 : Spécifications techniques de la carte

1.8.5 La carte d'adaptation d'amplificateur

La carte d'adaptation d'amplificateur pour signaux de commande est un composant essentiel dans les systèmes automatisés. Elle amplifie les petits signaux de commande provenant de capteurs ou d'autres appareils, les rendant assez forts pour contrôler efficacement des machines et des équipements. Cela assure un fonctionnement stable et fiable des systèmes industriels et robotiques, en minimisant les interférences et en garantissant une transmission précise des instructions.

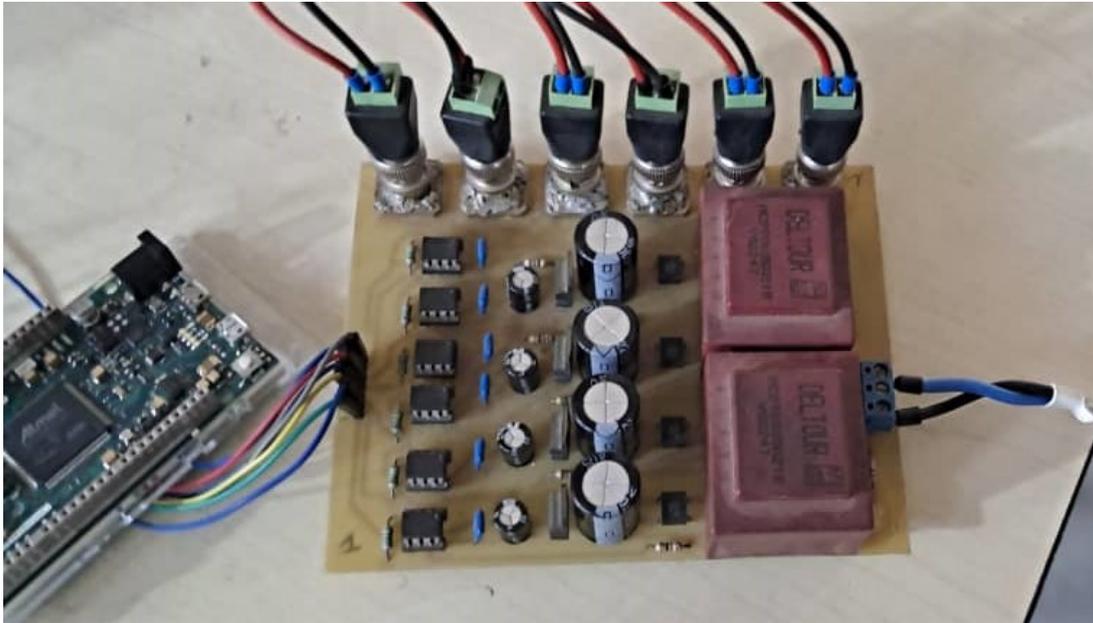


FIG. 1.12 : La carte d'adaptation d'amplificateur

L'émulateur est équipé de capteurs tels que des capteurs de courant, de tension, de vitesse de rotation, de température, etc., pour mesurer et surveiller les différentes grandeurs électriques et mécaniques du système. Ces mesures permettent de caractériser les performances de la chaîne de conversion.

1.9 Conclusion

Ce chapitre a fourni une vue d'ensemble des émulateurs éoliens, mettant en lumière leur importance cruciale dans le développement et l'optimisation des systèmes éoliens. En reproduisant fidèlement le comportement des éoliennes, ces émulateurs permettent de tester et d'améliorer les performances des installations dans des conditions contrôlées, réduisant ainsi les coûts et les risques associés aux essais sur le terrain. Nous avons exploré les différents types et composants des éoliennes, les principes de fonctionnement, ainsi que les diverses méthodes de génération d'énergie éolienne. Les avancées dans le domaine des émulateurs éoliens ouvrent la voie à des technologies plus efficaces et fiables, contribuant ainsi à un avenir énergétique durable.

Chapitre 2

Dimensionnement analytique de la machine synchrone à aimants permanents de 1.5 kW

2.1 Introduction

Dans le domaine de l'Électrotechnique, la construction des machines électriques représente l'un des secteurs les plus anciens. Les premières initiatives dans ce domaine remontent à la découverte des phénomènes d'induction et à la mise en évidence des forces résultant de l'interaction entre les champs électromagnétiques et les courants de conduction. Aujourd'hui, la conception des machines électriques demeure un sujet de recherche très prisé au sein des laboratoires, visant principalement l'optimisation et la création de nouvelles machines adaptées aux exigences du marché pour diverses applications industrielles.

Cette recherche implique la caractérisation des machines, nécessitant la formulation de méthodes de dimensionnement basées sur des équations intégrant les divers phénomènes électromagnétiques, conduisant ainsi à une définition globale du dispositif. Un guide détaillé pour la conception et le dimensionnement des machines électriques rotatives peut être consulté dans la référence [6]. Le processus de dimensionnement débute généralement par la définition des paramètres requis pour la machine. Ce processus ne se limite pas à calculer uniquement la géométrie précise d'une machine, mais il vise également à ajuster la taille de la machine en fonction de quelques paramètres essentiels, tels que :

- la puissance nominale P_{μ} [W].
- la vitesse nominale w [tr /min].
- la tension nominale V [V].
- $\cos \varphi$ souhaité.
- le nombre de phases m .
- le rendement de la machine η .

La conception des machines implique de nombreux paramètres libres, mais pour atteindre une conception optimale, il est crucial de limiter ces paramètres libres. Certains de ces paramètres libres varient légèrement, simplifiant ainsi la tâche de conception, car ils peuvent être considérés comme constants. Étant donné que chaque application a des exigences spécifiques, il est impératif de développer un processus de conception précis et rapide.

2.1.1 Cahier des charges

La machine qu'on veut réaliser a un rotor interne avec aimant en surface, le cahier des charges de cette machine est présenté par le tableau 2.1.

TAB. 2.1 : Specifications Techniques

Puissance utile	1.5 kW
Vitesse de rotation	1500tr/min
Le couple utile	9.54 N.m
Nombre de pair de pôles	2
La fréquence d'alimentation	50 Hz
La tension d'alimentation simple	220 V
Le rendement	90%

2.2 Dimensionnement du rotor

Les étapes du dimensionnement de la machine sont les suivantes :

2.2.1 Calcul du volume du rotor

La première étape du dimensionnement de la machine est le calcul du volume du rotor, ce volume est directement lié au couple de la machine, il est donné par la relation suivante [7], [8] :

$$T = V_r A_{\max} B_{\delta \max} K_{bob} \sin(\beta) \quad (2.1)$$

On tire l'expression du volume :

$$V_r = \frac{T}{A_{\max} B_{\delta \max} K_{bob} \sin(\beta)} = \frac{T}{\sqrt{2} A_{RMS} B_{\delta \max} K_{bob} \sin(\beta)} \quad (2.2)$$

- A_{\max} Valeur maximale de la densité du courant linéaire [A/m]
- $B_{\delta \max}$ Valeur maximale de la densité de flux dans l'entrefer [T]
- A_{RMS} Valeur maximale de la densité du courant linéaire [A/m]
- K_{bob} Coefficient du fondamental de bobinage.
- β Angle entre le flux et le courant, égal à $\pi/2$ pour une PMSM non saillante.

La densité du courant linéaire, une mesure essentielle dans la conception des moteurs électriques, varie significativement en fonction du type de machine et du système de refroidissement utilisé. Par exemple, pour les machines synchrones autopilotées, cette densité se situe généralement entre 7500 et 15000 A/m [9], et selon [6] elle prend des valeurs comprises entre 30000 à 80000 A/m avec un refroidissement par ventilation d'air. Cette grandeur a un impact direct sur le volume du rotor, le nombre de spires, et par conséquent sur la surface d'encoche, étant donné que la géométrie de l'encoche et sa surface sont fixes dans notre cas.

Nous avons opté pour une densité du courant linéaire de 12500 A/m et une valeur maximale de 1.02 T pour l'induction fondamentale dans l'entrefer [10].

Le fondamental de l'induction dans l'entrefer prend des valeurs comprises entre 0.8 et 1.05 T, ces valeurs d'inductions sont choisies selon le matériau de fabrication des tôles du stator et du rotor qui est le M800-50A.

2.2.2 Calcul de l'épaisseur d'entrefer

L'étape suivante consiste à déterminer la largeur de l'entrefer e . Bien que cette valeur soit d'une grande importance, aucune relation théorique n'a pu être établie pour la détermination d'un optimum. Il existe des recommandations pour le choix de cette valeur, données dans [6], selon lesquelles la hauteur de l'entrefer pour les machines synchrones devrait satisfaire la relation suivante :

$$e \geq \gamma \tau \frac{p A_a}{B_{\delta \max}}$$

où :

- γ : Coefficient qui tient compte de l'ouverture de l'aimant par rapport au pas polaire, compris entre $(3.0 : 7.0)10^{-7}$
- τ_p : Pas polaire
- A_a : Densité de courant linéaire dans l'induit
- $B_{\delta \max}$: Valeur maximale de la densité de flux rectangulaire dans l'entrefer

Généralement, la longueur de l'entrefer peut être calculée en mètres par des lois empiriques comme étant une fonction de la puissance de la machine :

Pour $p = 1$:

$$e = \frac{0.2 + 0.01 P_u^{0.4}}{1000} \text{ m}$$

Pour $p > 1$:

$$e = \frac{0.18 + 0.006 P_u^{0.4}}{1000} \text{ m}$$

2.2.3 Calcul du diamètre du rotor

Après avoir déterminé l'épaisseur d'entrefer et calculé le volume du rotor, le diamètre extérieur du fer rotorique est calculé en utilisant l'expression suivante [6] :

$$D_r = \sqrt[3]{\frac{4V_r}{\pi X}} \quad (2.3)$$

où X est un facteur géométrique, qui peut être estimé comme :

$$X = \frac{l}{D_r} \approx \frac{\pi}{4p} \sqrt{p} \quad (2.4)$$

Une fois le diamètre du rotor calculé, sa longueur peut être déterminée à partir de l'expression du volume d'un cylindre :

$$V_r = \frac{\pi}{4} D_r^2 l \quad (2.5)$$

d’où ;

$$l = \frac{4V_r}{\pi D_r^2} \quad (2.6)$$

2.2.4 Choix des aimants permanents

Le choix des aimants permanents ne se limite pas seulement à la sélection du matériau, mais englobe également les dimensions, visant à maximiser les performances de la machine. En augmentant le volume des aimants, on peut augmenter la valeur moyenne de l’induction due aux aimants, conduisant ainsi à une amélioration des performances du couple [7].

Pour les moteurs triphasés, les ondulations du couple résultant des harmoniques de la force électromotrice (f.e.m.) peuvent être réduites en sélectionnant des ouvertures d’aimants appropriées. Ajuster l’ouverture de l’aimant permet d’éliminer spécifiquement les harmoniques de rang particulier, comme expliqué dans [6]. Dans le cas d’une aimantation radiale, et indépendamment du type d’alimentation, le couple moyen atteint un optimum avec une ouverture d’aimant égale à 80% du pas polaire. Au-delà de cette ouverture, le couple varie très peu [11].

Ainsi, afin de réduire la distorsion harmonique totale, nous optons pour une ouverture d’aimant α_{PM} de 0,8 du pas polaire, visant à éliminer l’harmonique 5 et à réduire l’impact de l’harmonique 7 [12].

$$\alpha_{PM} = \frac{p\theta_{PM}}{\pi} \quad (2.7)$$

θ_{PM} : Largeur de l’aimant.

2.2.5 Induction magnétique dans l’entrefer

L’induction créée par les aimants dans l’entrefer a une forme rectangulaire et elle a un fondamental de forme sinusoïdale (Fig 2.1) qu’on a choisi son max de 1.02T. On calcule l’induction rectangulaire max dans l’entrefer avec la relation suivante [6], [7], [11] :

$$B_{\max} = \frac{\pi B_{s\max}}{4 \sin \alpha_{PM} \frac{\pi}{2}} \quad (2.8)$$

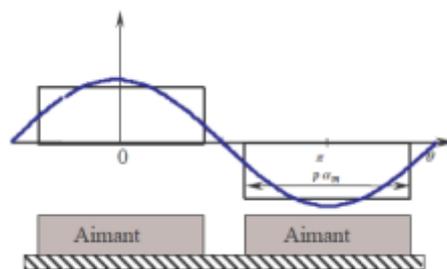


FIG. 2.1 : L’induction rectangulaire dans l’entrefer (bleu) et son fondamental

2.2.6 Diamètre externe du rotor

L'expressions suivante permettent de déterminer le diamètre externe du rotor (D_{ri}) :

$$D_{ri} = D_r - 2h_a \quad (2.9)$$

h_a : l'épaisseur d'aimant

h_{yr} : la hauteur de la culasse statorique

2.2.7 Le diamètre de l'arbre

Le diamètre de l'arbre (D_{ar}) est aussi calculé avec la relation suivante :

$$D_{ar} = D_{ri} - 2h_{yr} \quad (2.10)$$

2.3 Dimensionnement du stator

Pour dimensionner le stator, il est essentiel de définir le type d'enroulement et de calculer les paramètres géométriques.

Les paramètres géométriques tels que le nombre d'encoches (Q), le pas dentaire (τ_u), et le pas polaire (τ_p) sont calculés selon les relations [6] :

Le nombre d'encoches :

$$Q = 2mpq \quad (2.11)$$

Le pas dentaire :

$$\tau_u = \frac{Q}{\pi D_s} \quad (2.12)$$

Le pas polaire :

$$\tau_p = \frac{2p}{\pi D_s} \quad (2.13)$$

Où :

Q est le nombre d'encoches.

m est le nombre de phases.

p est le nombre de paires de pôles.

q est le nombre d'encoches par pôle par phase (choisi ici $q = 3$).

Le type de bobinage revêt également une importance cruciale. Pour les modes de fonctionnement adoptés, différentes options sont envisageables dans le choix du bobinage, conditionnées par le nombre d'encoches et le nombre de paires de pôles. Dans notre cas, le bobinage est simple couche, ce qui simplifie la disposition des conducteurs mais peut nécessiter une attention particulière à l'isolation.. Le choix du nombre d'encoches statoriques est limité dans notre cas par le fabricant qui ne peut pas faire des stators de petite dimension avec plus de 36 encoches.

2.4 Conception électromagnétique du stator

La conception électromagnétique du stator commence par la sélection de la valeur crête de la densité de flux dans l'entrefer $B_{\delta_{\max}}$. Pour les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), en tenant compte de la saturation du fer et de la rémanence limitée des aimants, la densité de flux dans l'entrefer est comprise entre 0.8 et 1.1 T [13].

Dans les MSAP, les aimants sont souvent installés à la surface du rotor. Pour simplifier la fabrication, des aimants permanents rectangulaires sont utilisés dans la construction du rotor.

2.4.1 La longueur du stator

A cause de flux de fuite dans les extrémités des bobines du stator, la longueur du stator doit être plus grande que la longueur du rotor [7] :

$$l_s = l + 2e \quad (2.14)$$

2.4.2 Le diamètre interne du stator

La valeur de l'entrefer est utilisée pour le calcul du rayon intérieur du stator[7] :

$$D_s = D_r + 2e \quad (2.15)$$

2.4.3 Le coefficient du bobinage

Le coefficient de bobinage (K_{bob}) pour un enroulement simple couche est le produit des coefficients de distribution (k_p) et de disposition (k_d), avec $k_d = 1$.

$$K_{\text{bob}} = K_d \cdot K_p \quad (2.16)$$

2.4.4 Nombre de spires par phase

Dans une phase, il y a N spires en série. Une spire est constituée d'un seul conducteur, ce qui fait donc N conducteurs en série dans la phase. Avec m phases dans une machine, le nombre total de conducteurs devient mN . Si l'on a un certain nombre de voies parallèles a dans un enroulement, le nombre de conducteurs est alors amN . On peut en déduire le nombre de conducteurs par encoche[6], [7], [11] :

$$N = \frac{E}{w\sqrt{2}K_{\text{bob}}\alpha_{PM}B_{\max}\tau_p l_s} \quad (2.17)$$

Avec :

$$E = V \cdot 0.9 \quad (2.18)$$

E : La FEM désirée (on estime une chute de tension de 10%).

$w = 2\pi f$: La pulsation de la tension d'alimentation.

2.4.5 Nombre de conducteurs par encoche

Le nombre de conducteurs obtenu doit être réparti, en fonction du bobinage sélectionné, dans les encoches. Le stator a un enroulement à une seule couche, par conséquent, le nombre de conducteurs dans une encoche Z_Q doit être un nombre entier [6],[7],[11] :

$$Z_Q = am \frac{N}{Q} \quad (2.19)$$

Où :

- a : Le nombre de branches parallèles de l'enroulement statorique ($a \in [1 - 2p]$), dans notre cas, nous choisissons une seule branche ($a = 1$).

Après avoir arrondi Z_Q , on recalcule le nouveau nombre de spires connectées en série dans la phase ainsi que la nouvelle valeur maximale de la densité de flux rectangulaire dans l'entrefer : ($Z_{Q_{new}}$) [6],[7], [11] .

Ensuite, nous calculons le nombre de spires en série par phase en utilisant la relation suivante :

$$N_{new} = \frac{Q \cdot Z_{Q_{new}}}{am} \quad (2.20)$$

2.4.6 Calcul de la nouvelle induction rectangulaire B_{max}

Après avoir calculé le nouveau nombre de spires N_{new} , nous calculons la nouvelle induction maximale rectangulaire dans l'entrefer selon la formule :

$$B_{max_{new}} = \frac{Z_Q}{Z_{Q_{new}}} \cdot B_{max} \quad (2.21)$$

2.4.7 Largeur de dent statorique

La largeur de dent statorique qui assure le passage de l'induction désirée (dans notre cas, on a choisi une valeur de 1.7 T) est calculée à partir du rapport des inductions : max et l'induction acceptée dans la dent par la relation suivante [6],[7], [11] :

$$B_d = \frac{\tau_u B_{max_{new}}}{B_{d.app}} \quad (2.22)$$

L'ouverture de l'encoche statorique est ensuite calculée par :

$$b_1 = \tau_u - B_d \quad (2.23)$$

$B_{d.app}$: L'induction acceptée dans la dent

2.4.8 Courant initial du stator

Le courant initial du stator est calculé avec la relation [8] :

$$I_s = \frac{P_u}{mV\eta \cos \phi} \quad (2.24)$$

2.4.9 Section du conducteur

La section du conducteur est calculée à partir de la densité du courant et l'intensité du courant électrique par la relation suivante [8] :

$$S_{cs} = \frac{aI_s}{J_{cs}} \quad (2.25)$$

J_{cs} : La densité du courant [A/mm²] (on a choisi une densité de 5 A/mm²)

2.4.10 Section utile de l'encoche

La section utile de l'encoche est calculée par la relation suivante [6],[7], [11] :

$$S_{cus} = \frac{Z_{Qnew}S_{cs}}{K_{cus}} \quad (2.26)$$

K_{cus} : Le taux de remplissage

2.4.11 La géométrie de l'encoche

La géométrie de l'encoche est représentée dans la figure suivante [6], [11] :

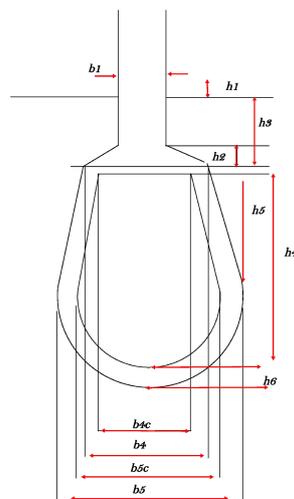


FIG. 2.2 : Géométrie de l'encoche

Avec :

b_1 : L'ouverture d'encoche

$h_1 + h_2$: La hauteur de l'isthme (égale à 2 mm).

b_4, b_{4c} : sont respectivement : la largeur externe et interne en haut d'encoche.

b_5, b_{5c} : sont respectivement : la largeur externe et interne en bas d'encoche.

Les dimensions de l'encoche sont calculées comme suit [11],[7] :

$$\begin{aligned}
 b_1 &= \tau_u - B_d \\
 b_4 &= \frac{\pi (D_s + 2 (h_1 + h_2))}{Q} - B_d \\
 b_{4c} &= b_4 + \frac{2\pi h_3}{Q} - 2h_6 \\
 \left\{ b_{5c} = b_{4c} + \frac{2\pi h_5}{Q}; S_{cus} = \left(\frac{b_{4c} + b_{5c}}{2} \right) h_5 + \frac{\pi}{8} b_{5c}^2 \right\} \\
 \Rightarrow h_5 &= \left(S_{cus} - \frac{\pi}{8} b_{5c}^2 \right) \left(\frac{2}{b_{4c} + b_{5c}} \right) \\
 b_5 &= b_{5c} + 2h_6
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

La surface totale de l'encoche est :

$$S_{\text{slot}} = b_1 h_1 + h_2 \left(\frac{b_1 + b_4}{2} \right) + h_3 \left(b_4 + \frac{\pi h_3}{Q} \right) + h_5 \left(\frac{b_4 + b_5}{2} \right) + \frac{\pi}{8} b_5^2 \tag{2.28}$$

La hauteur totale de l'encoche : $h_{\text{tot}} = h_1 + h_2 + h_3 + h_4 + h_6$

2.4.12 Flux d'entrefer

Le flux d'entrefer est calculé à partir de l'induction d'entrefer avec la relation suivante [8] :

$$\phi_m = \alpha_{PM} B_{\text{maxnew}} \tau_p l_s \tag{2.29}$$

2.4.13 Flux traversant chaque phase

Le calcul du flux traversant chaque phase se fait selon la relation suivante :

$$\phi_{ph} = N \phi_m \tag{2.30}$$

2.4.14 La hauteur de la culasse statorique et rotorique

Pour calculer la hauteur de la culasse statorique et rotorique, on fixe la valeur d'induction acceptée dans la culasse statorique $B_{ys} = 1.5T$ et dans la culasse rotorique $B_{yr} = 1.3T$.

Les hauteurs de la culasse statorique h_{ys} et rotorique h_{yr} sont calculées par les relations suivantes [8] :

$$h_{ys} = \frac{\phi_m}{2k_{fe} B_{ys} l} \tag{2.31}$$

$$h_{yr} = \frac{\phi_m}{2k_{fe}B_{yr}l} \quad (2.32)$$

2.4.15 Épaisseur d'aimant

Elle est déduite de la relation entre l'induction maximale produite par l'aimant, l'induction rémanente et l'épaisseur de l'aimant [14] :

$$h_a = \frac{B_{\max\text{new}}\mu_r e_c}{B_r - B_{\max\text{new}}} \quad (2.33)$$

μ_r : la perméabilité relative de l'aimant

B_r : L'induction rémanente de l'aimant

e_c : Entrefer de calcul

2.4.16 Calcul du facteur de Carter

Pour simplifier les calculs du circuit magnétique de la machine, il est nécessaire de calculer le facteur de Carter (K_c). Ce facteur tient compte de la diminution de la densité de flux au niveau des ouvertures d'encoches en homogénéisant pratiquement la surface du stator et en augmentant légèrement l'entrefer, de manière à calculer un entrefer équivalent comme suit : [6],[7], [11]

$$\begin{aligned} e_c &= eK_c \\ K_c &= \frac{\tau_u}{\tau_u - kb_1} \\ k &= \frac{2}{\pi} \left[\text{atan} \left(\frac{b_1}{2e} \right) - \frac{2e}{b_1} \ln \left(\sqrt{1 + \left(\frac{b_1}{2e} \right)^2} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.34)$$

K_c : Coefficient de Carter

2.4.17 Diamètre externe du stator

Le diamètre externe est calculé à partir du diamètre interne du stator, la hauteur d'encoche, et la hauteur de la culasse statorique avec la relation suivante [13] :

$$D_{se} = D_s + 2h_{\text{tot}} + 2h_{ys} \quad (2.35)$$

2.5 Présentation des données utilisées pour les calculs

Nous avons résumé les paramètres électriques, magnétiques et géométriques choisis dans les tableaux suivant :

TAB. 2.2 : Paramètres Électriques et Magnétiques

Les paramètres électriques	
Densité du courant linéaire (efficace) A_{RMS}	12500 [A/m]
Densité du courant surfacique J	5 [A/m ²]
Tension ligne-ligne U	$220\sqrt{3}$ [V]
Tension simple V	220 [V]
Fréquence d'alimentation f	50 [Hz]
Fréquence angulaire ω	$2\pi f$ [rad/s]
Facteur de qualité $\cos \varphi$	0.95
Les paramètres magnétiques	
Induction rémanente B_r	1.05 [T]
Perméabilité absolue μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ [Vs/Am]
Perméabilité de l'aimant permanent μ_r	1.04
Coefficient de foisonnement (des tôles) k_{fe}	0.97
Fondamental de l'induction dans l'entrefer	1.02 [T]
Induction max dans la culasse statorique B_{ys}	1.5 [T]
Induction max dans la culasse rotorique B_{yr}	1.5 [T]
Induction max dans la dent statorique B_{d-app}	1.7 [T]
Nombre d'encoches/pole/phase m	3
Coefficient de remplissage K_{cus}	0.4

TAB. 2.3 : Les paramètres géométriques d'encoche

Les paramètres géométriques d'encoche	
b_1	$\tau_u - B_d$ [m]
h_1	0.001 [m]
h_2	0.001 [m]
h_3	0.0005 [m]
h_6	0.0005 [m]

2.6 Application numérique

Calcul le coefficient de bobinage

$$K_{bob} = k_d k_p$$

avec $k_d = 1$, nous avons :

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{2Q}\right)}{m \sin\left(\frac{\pi}{2Q}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{3\pi}{236}\right)}{3 \sin\left(\frac{\pi}{236}\right)} = 0.998$$

$$K_{bob} = k_d k_p = (1)(0.998) = 0.998$$

Volume du Rotor

$$V_r = \frac{T}{\sqrt{2}A_{\text{RMS}}B_{\text{smax}}K_{\text{bob}}\sin(\beta)} = \frac{9.54}{\sqrt{2}(12500)(1.02)(0.998)} \approx 0.00053 \text{ m}^3$$

Diamètre du Rotor et Diamètre Interne du Stator

$$D_r = \sqrt[3]{\frac{4V_r}{\pi X}} = \sqrt[3]{\frac{4(0.00053)}{\pi(0.5553)}} \approx 0.108 \text{ m}$$

Avec :

$$X = \frac{l}{D_r} \approx \frac{\pi}{4p}\sqrt{p} = \frac{\pi}{(4)(2)}\sqrt{2} \approx 0.5553$$

$$D_s = D_r + 2e = 0.108 + 2(0.0003) = 0.1086 \text{ m}$$

Longueur du Rotor

$$l = \frac{4V_r}{\pi D_r^2} = \frac{4(0.00053)}{\pi(0.108)^2} \approx 0.0578 \text{ m}$$

Longueur du Paquet Statorique

$$l_s = l + 2e = 0.0578 + 2(0.0003) = 0.0584 \text{ m}$$

Induction Rectangulaire Maximale

$$B_{\text{max}} = \frac{\pi B_{\delta \text{max}}}{4 \sin(\alpha_{PM} \cdot \frac{\pi}{2})} = \frac{\pi(1.02)}{4 \sin(0.8 \cdot \frac{\pi}{2})} \approx 0.842 \text{ T}$$

$$\text{avec } \alpha_{PM} = 0.8$$

Pas Dentaire

$$\tau_u = \pi \frac{D_s}{Q} = \pi \frac{0.1086}{36} \approx 0.00948 \text{ m}$$

Pas Polaire

$$\tau_p = \pi \frac{D_s}{2p} = \pi \frac{0.1086}{4} \approx 0.085 \text{ m}$$

Le nombre de spires en série par phase N

$$N = \frac{E}{w\sqrt{2}K_{\text{bob}}\alpha_{PM}B_{\text{max}}\tau_p l_s} = \frac{198}{314.159\sqrt{2}(0.998)(0.8)(0.842)(0.085)(0.0584)} \approx 273$$

Nombre de Conducteurs par Encoche Z_Q

$$Z_Q = am \frac{N}{Q} = 1(3) \frac{273}{36} \approx 22.75$$

Nombre de Spires par Phase N_{new}

$$N_{\text{new}} = \frac{QZ_{Q \text{ new}}}{am} = \frac{36(23)}{1(3)} = 276$$

Calcul de la nouvelle induction rectangulaire B_{maxnew}

$$B_{\text{maxnew}} = \frac{Z_Q}{Z_{Q \text{ new}}} B_{\text{max}} = \frac{22.75}{23}(0.842) \approx 0.832 \text{ T}$$

Largeur de la Dent Statorique B_d

$$B_d = \frac{\tau_u}{k_{fe}} \frac{B_{\max\text{new}}}{B_{\text{dapp}}} = \frac{0.00948}{0.97} \frac{0.832}{1.7} \approx 0.00575 \text{ m}$$

Courant Initial du Stator

$$I_s = \frac{P_u}{mV\eta \cos \varphi} = \frac{1500}{3(220)(0.9)(0.9)} \approx 2.78 \text{ A}$$

Section du Conducteur

$$S_{cs} = \frac{I_s}{aJ_s} = \frac{2.78}{5} \approx 0.556 \text{ mm}^2$$

Section Utile de l'Encoche

$$S_{\text{cus}} = \frac{Z_{Q \text{ new}} S_{cs}}{K_{\text{cus}}} = \frac{23(0.556)}{0.5} \approx 25.57 \text{ mm}^2$$

Flux d'Entrefer

$$\phi_m = \alpha_{PM} B_{\max\text{new}} \tau_p l_s = 0.8(0.832)(0.085)(0.0584) \approx 0.00328 \text{ Wb}$$

Flux Traversant Chaque Phase

$$\phi_{ph} = N\phi_m = 276(0.00328) \approx 0.905 \text{ Wb}$$

Hauteur de la Culasse Statorique et Rotorique

$$h_{ys} = \frac{\phi_m}{2k_{fe} B_{ys} l_s} = \frac{0.00328}{2(0.97)(1.5)(0.0584)} \approx 0.0193 \text{ m}$$

$$h_{yr} = \frac{\phi_m}{2k_{fe} B_{yr} l} = \frac{0.00328}{2(0.97)(1.3)(0.0578)} \approx 0.0228 \text{ m}$$

Calcul de e_c

$$e_c = eK_c$$

$$K_c = \frac{\tau_u}{\tau_u - kb_1}$$

$$k = \frac{2}{\pi} \left[\text{atan} \left(\frac{b_1}{2e} \right) - \frac{2e}{b_1} \ln \left(\sqrt{1 + \left(\frac{b_1}{2e} \right)^2} \right) \right]$$

Avec :

- $b_1 = 0.00472 \text{ m}$
- $e = 0.0003 \text{ m}$
- $\tau_u = 0.00948 \text{ m}$

$$k \approx 0.891$$

$$K_c \approx 1.095$$

$$e_c = 0.0003(1.095) \approx 0.0003285 \text{ m}$$

Épaisseur d'Aimant

$$h_a = \frac{B_{\max\text{new}} \mu_r e_c}{B_r - B_{\max\text{new}}} = \frac{0.832(1.04)(0.0003285)}{1.2 - 0.832} \approx 0.000775 \text{ m}$$

Diamètre Externe du Rotor

$$D_{ri} = D_r - 2h_a = 0.108 - 2(0.000775) = 0.1064 \text{ m}$$

Diamètre de l'Arbre du Rotor

$$D_{ar} = D_{ri} - 2h_{yr} = 0.1061 - 2(0.0228) = 0.0605 \text{ m}$$

Géométrie de l'Encoche

$$b_1 = \tau_u - B_d \approx 0.00948 - 0.00575 = 0.00373 \text{ m}$$

$$b_4 = \frac{\pi(D_s + 2(h_1 + h_2))}{Q} \approx \frac{\pi(0.1086 + 2(0.001 + 0.001))}{36} \approx 0.00971 \text{ m}$$

$$b_{4c} = b_4 + \frac{2\pi h_3}{Q} - 2h_6 \approx 0.00971 + \frac{2\pi(0.0005)}{36} - 2(0.0005) \approx 0.00998 \text{ m}$$

$$b_{5c} = b_{4c} + \frac{2\pi h_5}{Q} \approx 0.00998 + \frac{2\pi(0.0005)}{36} \approx 0.01023 \text{ m}$$

$$S_{cus} = \left(\frac{b_{4c} + b_{5c}}{2}\right) h_5 + \frac{\pi}{8} b_{5c}^2 \approx \left(\frac{0.00998 + 0.01023}{2}\right) (0.0066) + \frac{\pi}{8} (0.01023)^2 \approx 0.00009 \text{ m}^2$$

$$h_5 = \left(S_{cus} - \frac{\pi}{8} b_{5c}^2\right) \left(\frac{2}{b_{4c} + b_{5c}}\right) \approx \left(0.00009 - \frac{\pi}{8} (0.01023)^2\right) \left(\frac{2}{0.00998 + 0.01023}\right) \approx 0.0066 \text{ m}$$

$$b_5 = b_{5c} + 2h_6 = 0.01023 + 2(0.0005) = 0.01123 \text{ m}$$

La relation pour h_4 est donnée par :

$$h_4 = h_5 + \frac{b_{5c}}{2} h_4 = 0.0066 + 0.002565 = 0.009165 \text{ m}$$

Surface Totale de l'Encoche

$$S_{\text{slot}} = b_1 h_1 + h_2 \left(\frac{b_1 + b_4}{2}\right) + h_3 \left(b_4 + \frac{\pi h_3}{Q}\right) + h_5 \left(\frac{b_4 + b_5}{2}\right) + \frac{\pi}{8} b_5^2 = 0.00009 \text{ m}^2$$

Hauteur Totale de l'Encoche

$$h_{\text{tot}} = h_1 + h_2 + h_3 + h_4 + h_6 = 0.01265 \text{ m}$$

Diamètre Externe du Stator

$$D_{se} = D_s + 2h_{\text{tot}} + 2h_{ys} = 0.1086 + 2(0.01265) + 2(0.0193) = 0.17153 \text{ m}$$

2.7 Résultats de dimensionnement

Après avoir effectué les calculs, les résultats obtenus sont maintenant présentés dans le tableau ci-dessous :

TAB. 2.4 : Les résultats géométriques, électriques et magnétiques du rotor et du stator

Les résultats géométriques du stator	
Le diamètre extérieur du stator D_{se}	0.17153 [m]
Le diamètre interne du stator D_s	0.1086 [m]
La longueur du paquet statorique l_s	0.0584 [m]
Le pas polaire τ_p	0.085 [m]
Le pas dentaire τ_u	0.00948 [m]
L'ouverture d'encoche b_1	0.00472 [m]
La largeur de la dent statorique B_d	0.00575 [m]
La hauteur de la culasse statorique h_{ys}	0.0193 [m]
Le nombre d'encoches Q	36
Les résultats électriques du stator	
Le courant efficace de phase I_S	2.78 A
Le nombre de spires en série par phase N	276
Le nombre de conducteurs par encoche $Z_{Q_{new}}$	23
La section du conducteur S_{cs}	0.556 [mm ²]
La section utile de l'encoche	25.75 [mm ²]
Les résultats géométriques du rotor	
Le diamètre du rotor D_r	0.108 [m]
Le diamètre externe du rotor D_{ri}	0.106 [m]
Le diamètre de l'arbre D_{ar}	0.0605 [m]
La longueur du paquet statorique l	0.0584 [m]
La hauteur de la culasse rotorique h_{yr}	0.0228 [m]
Le rapport entre l'ouverture de l'aimant et le pas polaire	0.8
L'angle de l'ouverture d'aimant θ_{PM}	72°
Épaisseur des aimants h_a	0.00775 [m]
Les résultats magnétiques du rotor	
Le flux magnétique créé par l'aimant ϕ_m	0.00338 Wb
Le flux magnétique qui traverse chaque phase ϕ_{ph}	0.905 Wb
L'induction magnétique rectangulaire max B_{max} new	0.832 T

La valeur calculée de l'entre fer est égale à 0,3 mm, notre moteur étant un moteur de faible puissance donc pour éviter les problèmes mécaniques, l'entrefer est fixée à 1 mm.

Les résultat geometrique de l'encoche sont résumés dans le tableau suivant :

TAB. 2.5 : Les résultats géométriques de l'encoche

b_4	0.00971 [m]
b_{4c}	0.00998 [m]
h_5	0.0066 [m]
h_4	0.009165 [m]
b_5	0.01123 [m]
b_{5c}	0.01023 [m]
Hauteur d'encoche h_{tot}	0.01265 [m]
Section utile d'encoche S_{cus}	25.75 [mm ²]
Section totale d'encoche S_{slot}	90 [mm ²]

2.8 Analyse et comparaison des résultat

En raison des difficultés locales de réalisation des résultats géométriques obtenus, la construction de notre moteur présente certaines contraintes, parmi ces contraintes de fabrication est le diamètre intérieur du stator et la section totale d'une encoche, ce qui permet d'appliquer une densité de courant linéaire appropriée pour obtenir le bon agencement des conducteurs dans l'encoche.

TAB. 2.6 : Comparaison entre les dimensions calculées et celles disponibles à l'usine d'Azazga

Paramètre	Dimensionnés	Disponible à l'usine d'Azazga
Puissance utile (kW)	1.5	1.5
Vitesse de synchronisme (tr/min)	1500	1500
Diamètre extérieur du stator (mm)	171.5	135
Nombre d'encoches au stator	36	36
Diamètre intérieur du stator (mm)	108.6	82.5
Pas dentaire (mm)	9.48	7.2
Pas polaire (mm)	85	64.795
Largeur de la dent statorique (mm)	5.75	3.8
Section totale de l'encoche (mm ²)	25.57	51.3
Hauteur de la culasse statorique (mm)	19.3	15.1
Hauteur totale de l'encoche (mm)	12.65	13.7

2.9 Réalisation de la MSAP

Après avoir finalisé le dimensionnement, en ajustant quelques paramètres qui ont été exigés par le constructeur de la machine, le stator et le rotor de la MSAP ont été fabriqués par Electro-Industries Azazga, nous avons procédé à l'usinage qui est représenté sur la figure 2.3, après ça, en intégrant les aimants sur la surface du rotor .

Le matériau utilisé pour la fabrication du stator et du rotor est le fer M800-50A.



FIG. 2.3 : Usinage du rotor avec les aimants.

Le rotor est représenté sur la figure 2.4 avant et après usinage pour recevoir les aimants .



FIG. 2.4 : Le rotor avant et après usinage.

l'intégration des Aimants montée sur la surface du rotor est représenté sur la figure 2.5 .

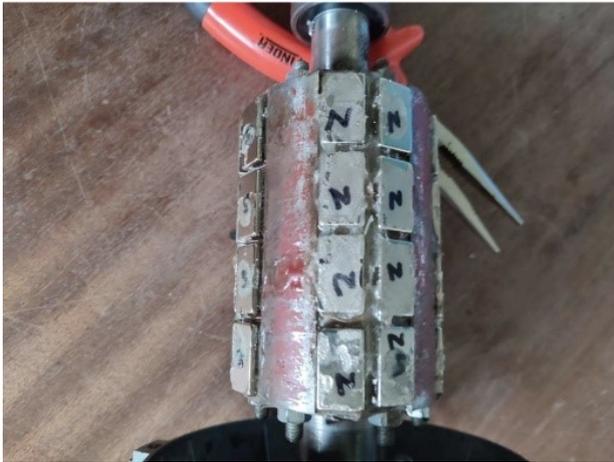


FIG. 2.5 : Intégration des Aimants sur la Surface du Rotor.

Le stator fabriqué avec les dimensions et le bobinage définis dans ce chapitre est représenté sur la figure 2.6 suivante

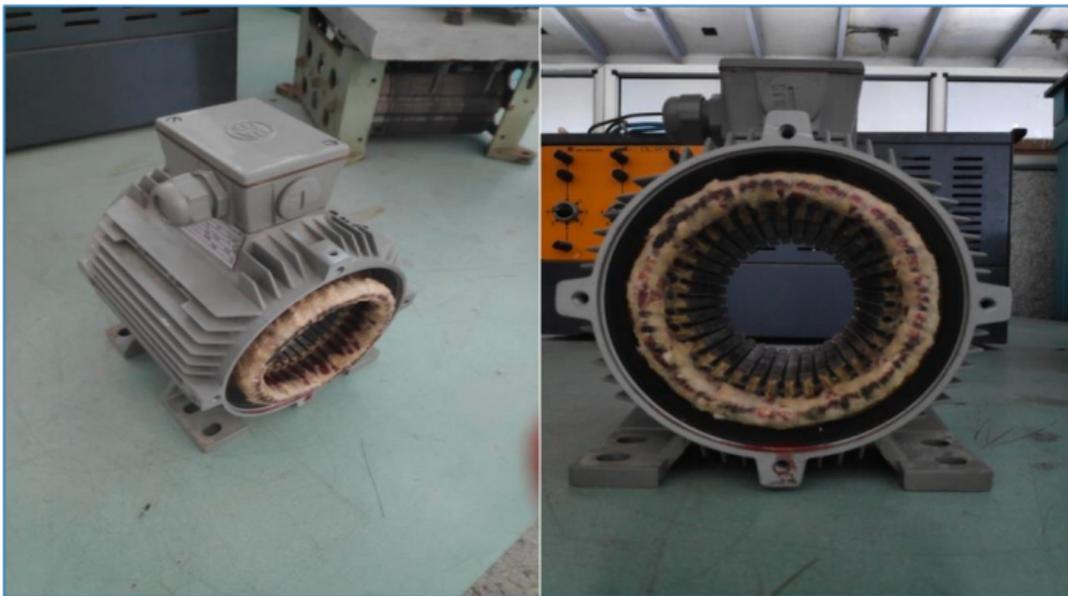


FIG. 2.6 : Stator de la machine réalisée.

2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé les étapes de dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique en se basant sur les équations de construction. Après ce dimensionnement, nous avons réalisé la machine, avec le stator et le rotor fabriqués par Electro-Industries Azazga en respectant les spécifications techniques et les contraintes de fabrication. Les résultats obtenus dans cette étape seront utilisés dans la méthode des éléments finis (MEF) pour le calcul des performances électromagnétiques.

Chapitre 3

Calcul des performances
électromagnétique par éléments finis :
F.e.m, inductance, mutuelle, couple et les
pertes

3.1 Introduction

Après le dimensionnement effectué au chapitre précédent, nous allons maintenant calculer les paramètres de la machine électrique pour évaluer ses performances et son efficacité. Ces calculs incluent le couple, les pertes, la force électromotrice (f.e.m.), l'inductance et l'inductance mutuelle.

TAB. 3.1 : Paramètres de la Machine

Symbole	Valeur	Description
p	2	Nombre de paires de pôles
N_e	36	Nombre d'encoches
m	3	Nombre de phases
E_a	4 mm	Épaisseur de l'aimant
E_f	1 mm	Entrefer
R_s	41.25 mm	Rayon interne du stator
H_e	12.6 mm	Hauteur des encoches
R_m	40.25 mm	Rayon externe du rotor
R_{ri}	36.25 mm	Rayon interne du rotor
R_i	19.8 mm	Rayon de l'arbre
L_u	110.00 mm	Longueur utile du rotor
R_{ext}	69.15 mm	Rayon externe de la machine

3.2 Méthode des éléments finis

La résolution par éléments finis ou « Méthode des éléments finis », au sens premier du terme, représente un ensemble de techniques numériques qui permettant de résoudre approximativement une classe donnée de problèmes mathématiques avec des paramètres non-linéaires qui se basent sur des équations aux dérivées partielles, parfois, nous ne savons pas comment trouver des solutions exactes. La méthode des éléments finis est un outil mathématique, introduit pour la première fois par P.Silvester et M.V.K Chari en 1970, en électromagnétisme. Parmi ces outils nous avons mentionné les plus populaires pour l'analyse mécanique, thermique, ou électromagnétique sont : ANSYS, MAXWELL, COMSOL, FLUX 2D/3D et FEMM, etc.,. Aujourd'hui, cette méthode est l'une des méthodes les plus utilisées afin de résoudre d'une façon efficace les équations différentielles. Et pour notre cas d'étude, nous avons choisi la méthode des éléments finis dont la quelle nous avons utilisé le logiciel FEMM qui est gratuitement disponible avec une approche 2D appréciable [15].

3.2.1 Présentation du logiciel FEMM

FEMM (Finite Element Method Magnetics) est un ensemble de programmes utilisés pour la résolution des problèmes de magnétostatique et d'électrostatique. Il traite des problèmes bidimensionnels, de type plan ou axisymétrique. Celui-ci offre la possibilité d'effectuer des calculs détaillés sur des régions ayant des formes complexes et présentant une non linéarité du matériau magnétique. Il n'est pas surprenant que la dernière décennie ait vu de nombreuses propositions concernant l'utilisation de l'analyse par éléments finis de PMSG. [15]

La machine que nous étudions ici est une machine électrique, souvent utilisée dans des applications

comme les moteurs et les générateurs. Ces machines sont composées de plusieurs éléments clés, chacun ayant des propriétés et des fonctions spécifiques.

Le modèle 2D, représenté ci-dessous, montre la structure interne de cette machine avec un tracé de maillage d'éléments finis (FE). Ce tracé est crucial pour analyser les performances de la machine en simulant son comportement sous différentes conditions.

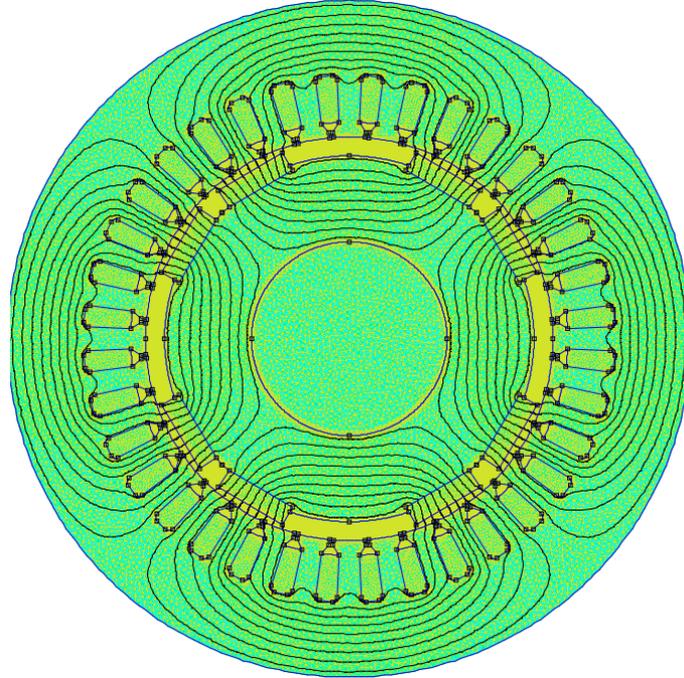


FIG. 3.1 : Notre machine électrique

En utilisant le modèle 2D et le maillage FE, nous pouvons analyser et optimiser la conception de la machine pour améliorer son efficacité, réduire les pertes et prolonger sa durée de vie.

3.3 Calcul des performances électromagnétiques

3.3.1 Détermination du flux et de la F.e.m

La distribution du champ magnétique à vide (due aux aimants seulement) pour différentes positions du rotor permet de déterminer la variation du flux d'induction magnétique traversant une encoche de la phase par [13] :

$$\phi = L_u R_s \int_0^{\frac{\pi}{p}} (B_r(R_s, \theta))_n d\theta \quad (3.1)$$

La force électromotrice (f.é.m.) des trois phases est calculée par la loi de Faraday :

$$\begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} = w_{meca} \frac{d}{d\delta} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

où w_{meca} est la vitesse du rotor en (rad/s).

3.3.2 Calcul du Couple Électromagnétique

Le couple électromagnétique (CEM) est calculé en utilisant les forces générées par les interactions entre les courants et les champs magnétiques dans une machine électrique. La formule générale est :

$$CEM = \frac{1}{w_{mecca}} \sum_{k=A,B,C} (E_k \cdot i_k) \quad (3.3)$$

où :

- E_k est la force électromotrice induite dans la phase k .
- i_k est le courant dans la phase k .

Le couple électromagnétique est alors calculé en sommant les produits des (f.é.m) et des courants pour chaque phase, puis en divisant par la vitesse mécanique :

$$CEM = \frac{E_A \cdot i_A + E_B \cdot i_B + E_C \cdot i_C}{w_{mecca}} \quad (3.4)$$

3.3.3 Calcul de la self inductance et de l'inductance mutuelle

Nous pouvons calculer la self-inductance et l'inductance mutuelle à partir des flux et des courants :

$$L_i = \frac{\varphi_i}{I_i} \quad (3.5)$$

$$M_{ij} = \frac{\varphi_j}{I_i} \quad (3.6)$$

avec L et M sont respectivement l'inductance propre et la mutuelle et les indice i et j indiquent la phase (a, b, c), avec $i \neq j$.

3.3.4 Calcul du le moment d'inertie

TAB. 3.2 : Données

Symbole	Valeur
R	0,0350 m
M_{Aiment}	0,011 kg
R_{Aiment}	0,0330 m
N	32
H	0,11 m
ρ	7,850 kg/m ³

Calcul du volume du cylindre

$$V = \pi R^2 H \quad (3.7)$$

$$V = \pi(0,0350)^2 \cdot 0,11$$
$$V \approx 4,2310^{-4} \text{ m}^3$$

Calcul de la masse du cylindre

$$M = \rho \cdot V \quad (3.8)$$

$$M = 7,850 \text{ kg/m}^3 \cdot 4,2310^{-4} \text{ m}^3$$
$$M \approx 3,32 \text{ kg}$$

Moment d'inertie du cylindre

$$J_{\text{cylindre}} = \frac{1}{2} M R^2 \quad (3.9)$$

$$J_{\text{cylindre}} = \frac{1}{2} \cdot 3,32 \text{ kg} \cdot (0,0350 \text{ m})^2$$
$$J_{\text{cylindre}} \approx 2,0310^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

Moment d'inertie total des aimants

$$J_{\text{aimant total}} = N \cdot M_{\text{Aimant}} \cdot R_{\text{Aimant}}^2 \quad (3.10)$$

$$J_{\text{aimant total}} = 32 \cdot 0,011 \text{ kg} \cdot (0,0330 \text{ m})^2$$
$$J_{\text{aimant total}} \approx 3,8410^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

Moment d'inertie total du rotor

$$J_{\text{total}} = J_{\text{cylindre}} + J_{\text{aimant total}} \quad (3.11)$$

$$J_{\text{total}} \approx 2,0310^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 + 3,8410^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$
$$J_{\text{total}} \approx 2,4110^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

3.3.5 Calcul des pertes

Il existe plusieurs méthodes pour estimer les pertes dans le noyau des machines électriques. Comme expliqué dans [16] et [17], une manière cohérente consiste à intégrer un modèle des mécanismes de perte dans le noyau (courants de Foucault, hystérésis et pertes excédentaires) dans la relation B-H utilisée dans un modèle transitoire temporel, de sorte que les effets des pertes du noyau soient directement visibles comme des perturbations de la tension et du courant aux bornes de la machine. Malheureusement, il peut être très difficile de créer et chronophage d'exécuter un tel modèle. Une approche alternative couramment utilisée (appelée "Technique Traditionnelle" dans [16]) consiste à inférer une estimation des pertes dans le noyau à partir du post-traitement d'une série de simulations essentiellement magnétostatiques qui ignorent les mécanismes de perte dans le calcul du champ magnétique. Cette approche suppose que, puisque le noyau est laminé, les pertes dans le noyau auront un effet négligeable sur la distribution du champ, de sorte que des estimations raisonnablement précises de la distribution du champ peuvent être obtenues en négligeant les pertes.

Dans la "Technique Traditionnelle", les pertes sont ensuite déduites de la distribution du champ magnétostatique calculée en utilisant des données de perte obtenues expérimentalement. Pour faciliter l'application de ces données expérimentales, il est utile d'ajuster les données de perte expérimentales à une forme fonctionnelle empirique simple, de sorte que les pertes puissent être rapidement évaluées en fonction d'une magnitude de flux et d'une fréquence particulières. Cette section prendra les données de perte du noyau à partir des fiches techniques des fabricants et les convertira en une forme empirique qui peut être directement appliquée aux calculs de perte du noyau.

Le matériau de l'aimant est du N42UH avec une coercivité nominale de $H_c = 1\,007\,000$ A/m et une perméabilité relative de 1,0277. La conductivité électrique du matériau magnétique est de $0,556 * 10^6$ S/m.

Le matériau du noyau est constitué de tôles d'acier au silicium non orientées DI-MAX M-19. Les laminations sont de calibre 29 avec une épaisseur de 0,355 mm.

Le fil est un fil magnétique AWG 25 isolé en polyimide-ML de construction lourde.

Pour le calcul des pertes, il est utile de disposer d'une forme simple qui capture approximativement l'ensemble des courbes. Une méthode "traditionnelle" consiste à supposer que les pertes du noyau peuvent être divisées en deux parties : une due à l'hystérésis, qui varie linéairement avec la fréquence, et une due aux courants de Foucault, qui varie avec le carré de la fréquence :

$$P_{\text{core}} = P_h + P_e = C_h w B^2 + C_e w^2 B^2 \quad (3.12)$$

où P_h et P_e représentent respectivement les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Les paramètres C_h et C_e sont des coefficients de pertes par hystérésis et par courants de Foucault, obtenus par régression des données de pertes du noyau. Le B dans la formule est l'amplitude de la densité de flux (c'est-à-dire la valeur maximale).

Une référence pour la dérivation "classique" de la séparation des pertes du noyau se trouve dans [18]. Une discussion plus moderne est présentée dans [19]. La forme simple de (3.12) est utilisée ici car un ajustement de courbe à cette forme donne une précision raisonnable sur la plage d'application du problème étudié.

Un ajustement raisonnable aux données pour le M-19 de calibre 29 de 50 Hz à 600 Hz est :

$$C_h = 0,00844 \text{ Watt}/(\text{lb} \cdot \text{Tesla}^2 \cdot \text{Hz})$$

$$C_e = 31,210^{-6} \text{ Watt}/(\text{lb} \cdot \text{Tesla}^2 \cdot \text{Hz}^2)$$

Pour les calculs par éléments finis, nous nous intéressons aux pertes par unité de volume plutôt qu'aux pertes par unité de poids. La densité du M-19 est :

$$\rho = 7,70 \text{ g}/\text{cm}^3$$

Si la densité est utilisée pour convertir les pertes par unité de poids en pertes par unité de volume, les pertes sont :

$$C_h = 143 \text{ watts}/(\text{m}^3 \cdot \text{Tesla}^2 \cdot \text{Hz})$$

$$C_e = 0,530 \text{ Watt}/(\text{m}^3 \cdot \text{Tesla}^2 \cdot \text{Hz}^2)$$

la formule de perte par le facteur de empilage :

$$P_{\text{stack}} = (151wB_m^2 + 0,558w^2B_m^2) \text{ W}/\text{m}^3 \quad (3.13)$$

L'équation (3.13) est celle à utiliser pour les pertes par volume dans la machine considérée.

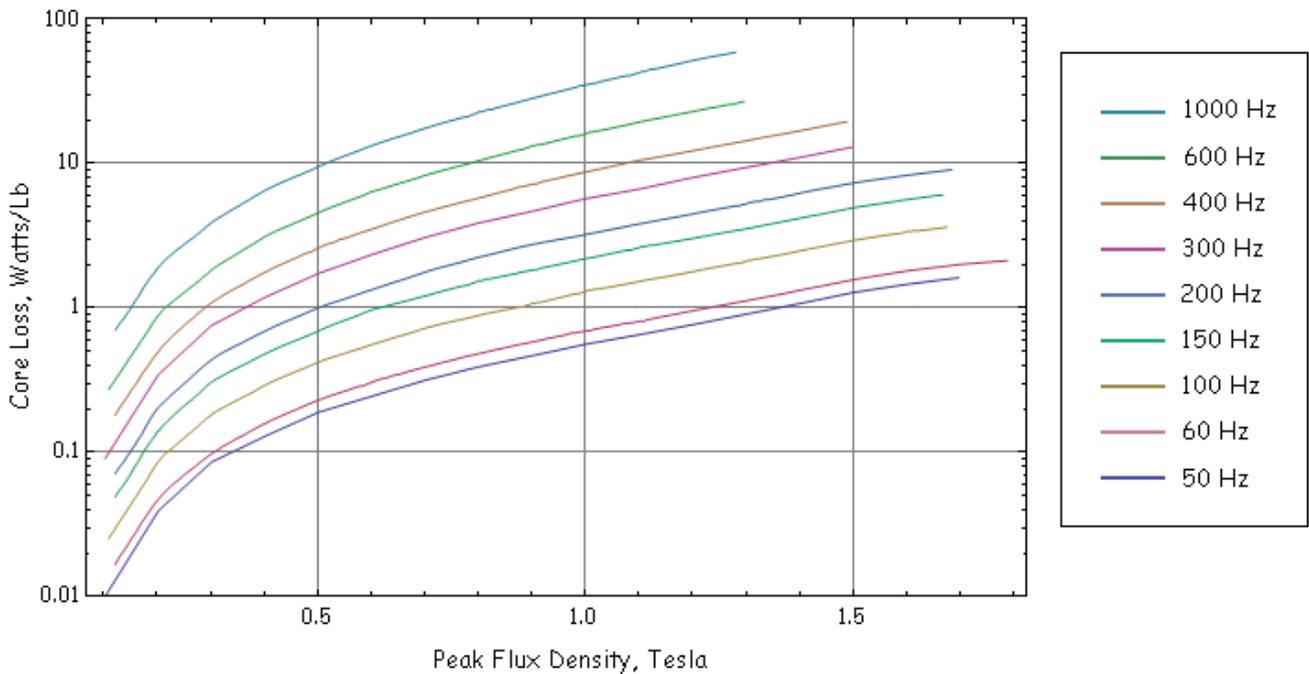


FIG. 3.2 : Courbes de perte du noyau pour des tôles de calibre 29.

L'expression des pertes dans le noyau peut ensuite être appliquée à chaque harmonique et les résultats peuvent être additionnés pour obtenir une approximation de la perte totale dans le noyau. Mathématiquement, cette approche peut être représentée comme suit :

$$P_{\text{total}} = \sum_{m=1}^{\infty} (151mwB_m^2 + 0,558m^2w^2B_m^2) \text{ W}/\text{m}^3 \quad (3.14)$$

où B_m est l'amplitude de la m ème harmonique temporelle de la fréquence de base, w .

Dans le cas des basses fréquences, la perte a une forme beaucoup plus simple. La perte de proximité par unité de volume, P_{prox} , est :

$$P_{\text{prox}} = C_{\text{prox}} w^2 B^2 \quad (3.15)$$

où C_{prox} est un coefficient de perte qui peut être trouvé dans l'annexe de [20] :

$$C_{\text{prox}} = \text{fill} \left(\frac{\pi^2}{8} \right) \sigma_{\text{wire}} \cdot d_{\text{wire}}^2 \quad (3.16)$$

où fill c'est le coefficient de remplissage, σ_{wire} et d_{wire} sont respectivement la conductivité électrique et le diamètre des fils conducteurs. Notez que la forme de (3.15) est très similaire aux pertes par courants de Foucault dans les laminations. En utilisant ce modèle, les pertes dans les régions enroulées peuvent être totalisées en fonction de la fréquence et de l'espace de la même manière que les pertes dans les laminations du noyau, en utilisant simplement des valeurs différentes pour les coefficients de perte du noyau (c'est-à-dire $C_e = C_{\text{prox}}$, $C_h = 0$).

La perte magnétique est calculée comme dans [21]. Dans cette méthode, le champ de réaction des courants de Foucault est ignoré, et la densité de courant, J_m , dans la section transversale de l'aimant est :

$$J_m = -\sigma_m \frac{dA}{dt} + J_c \quad (3.17)$$

où J_c est une densité de courant de contrainte choisie pour que le courant total dans la section transversale de chaque aimant soit nul et σ_m est la conductivité électrique du matériau de l'aimant permanent. La perte est ensuite obtenue en intégrant $\frac{J_c^2}{\sigma_m}$ sur le volume de chaque aimant.

De manière similaire aux pertes du noyau, il est plus facile dans le script de décomposer A en un certain nombre d'harmoniques de sorte qu'à chaque harmonique,

$$J_m = -\sigma_m j\omega A + J_c \quad (3.18)$$

Les pertes sont ensuite calculées pour chaque harmonique et additionnées sur toutes les harmoniques pour obtenir la perte totale.

3.4 Résultats et validation

La méthode analytique présentée précédemment, permet de déterminer la distribution du champ magnétique dans toutes les régions (encoches, semi-encoches, les aimants, l'entrefer, le noyau). Les performances électromagnétiques s'en déduisent. La méthode des éléments finis vient après cette étape pour valider les résultats obtenus analytiquement.

3.4.1 Distribution de l'induction dans l'entrefer

- **Induction radiale et tangentielle due aux aimants permanents (à vide)**

Le calcul du champ magnétique créé uniquement par les aimants permanents pour la position fixe du rotor 0° mec, permet de déterminer les allures de l'induction radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer à vide illustrés dans la figure 3.3 suivante :

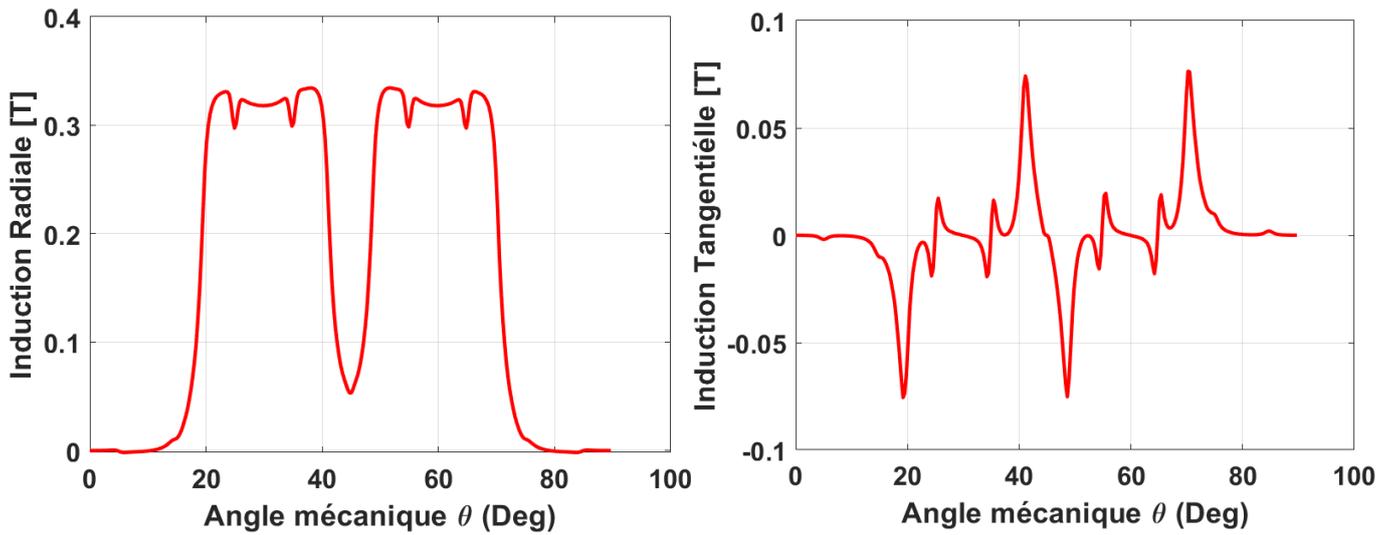


FIG. 3.3 : Répartition des composantes radiale et tangentielle de l'induction au milieu de l'entrefer à vide.

3.4.2 Performances électromagnétiques

- Détermination du flux et la F.e.m

La distribution du champ magnétique à vide (due aux aimants seuls) pour différentes positions du rotor permet de déterminer la variation du flux d'induction magnétique traversant une phase. La force contre électromotrice dans une phase du stator (F.e.m.) est calculée à partir de la loi de Faraday. Elle est égale à la dérivée de ce flux par rapport au temps multiplié par le nombre de spires.

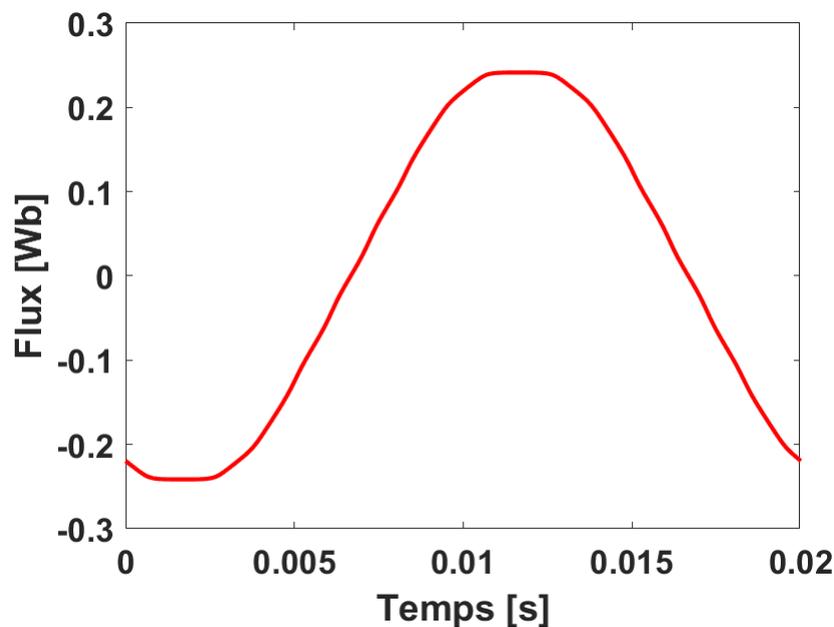


FIG. 3.4 : Variation du flux en fonction du temps à vide.

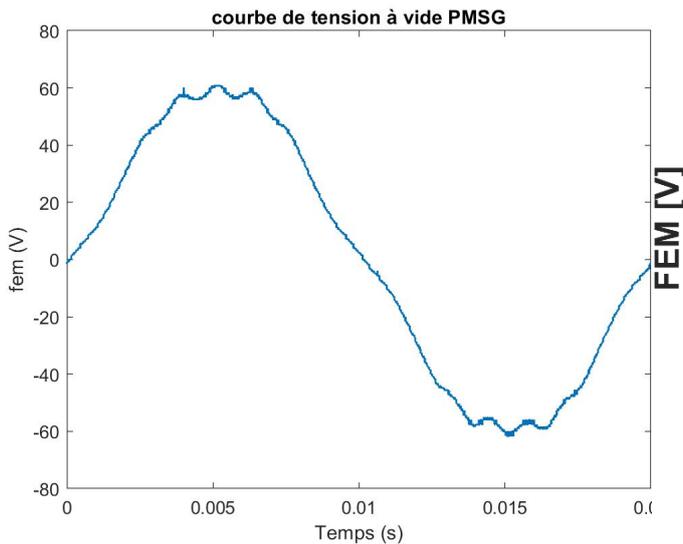


FIG. 3.5 : Variation de la f.e.m expérimentale.

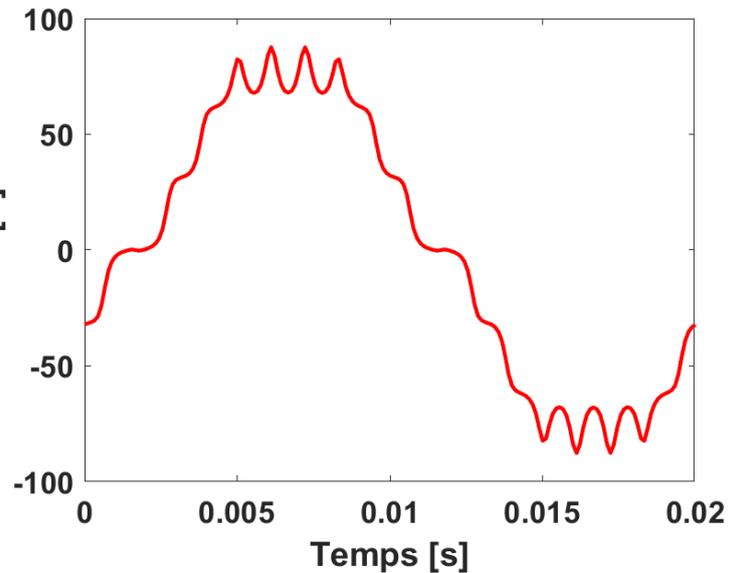


FIG. 3.6 : Variation de la f.e.m. calculée.

FIG. 3.7 : Variation de la f.e.m. calculée et expérimentale en fonction du temps à vide .

La Figure 3.5 illustre la forme de la force électromotrice (FEM) à vide expérimental, tandis que la Figure 3.6 montre la FEM calculée. En comparant la réalisation expérimentale avec le calcul théorique, on observe que la FEM présente une forme quasi sinusoidale, proche d'une sinusoïde, avec une fréquence de 50 Hz et une valeur crête de 60V.

3.4.3 Réalisation d'une Machine Plus Performante avec une Tension de Sortie de 220V

Pour répondre aux exigences de performance accrues et maximiser l'efficacité énergétique, il est envisagé de dimensionner et de réaliser des machines plus performantes avec une tension de sortie de 220V au lieu de 60V. L'augmentation de la tension de sortie présente plusieurs avantages, tels que la réduction des pertes par effet Joule, l'amélioration de l'efficacité globale du système et une meilleure compatibilité avec les réseaux de distribution standards.

Un aspect crucial de cette amélioration est le processus d'usinage du rotor et l'ajout d'aimants permanents sur sa surface. L'usinage du rotor doit être réalisé avec une précision extrêmement élevée pour garantir un équilibrage parfait et minimiser les pertes mécaniques. Les tolérances doivent être strictement contrôlées pour éviter toute désynchronisation ou déséquilibre qui pourrait affecter les performances de la machine.

Les aimants permanents ajoutés à la surface du rotor jouent un rôle clé dans la modification de la valeur d'induction, ce qui permet d'augmenter la tension de sortie. La figure ci-dessus illustre la fem pour une valeur d'induction de 1.17 T Ainsi, non seulement la valeur d'induction des aimants peut être ajustée, mais également d'autres paramètres peuvent être optimisés pour atteindre les objectifs de tension spécifiques. Ces ajustements sont cruciaux pour assurer que les nouvelles configurations répondent aux exigences de performance et de fiabilité, nécessitant des simulations avancées et des validations expérimentales approfondies. Cette approche permettra de développer des solutions plus performantes et durables pour le secteur des énergies renouvelables, contribuant ainsi à relever les défis énergétiques et environnementaux futurs.

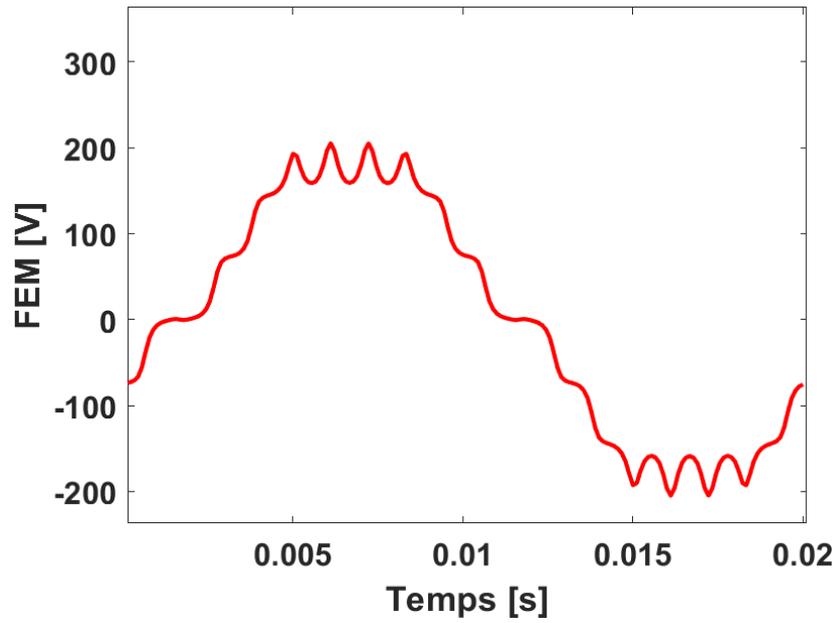


FIG. 3.8 : Variation de la f.e.m en fonction du temps à vide avec une valeur d'induction de 1.17 T

La figure 3.8 représente la variation de la FEM en fonction du temps à vide. On remarque que La valeur crête de la tension était d'environ 140 volts pour une valeur d'induction de 1.17 T

- **Calcul de la self et la mutuelle inductance**

Les self et mutuelle inductances sont déterminées en se basant sur les formules (3.5) et (3.6). Les résultats trouvés sont montrés sur les figures 3.9 et 3.10 où nous pouvons constater qu'elles sont pratiquement constantes. Ceci est attendu vu que la machine est à pôles lisses.

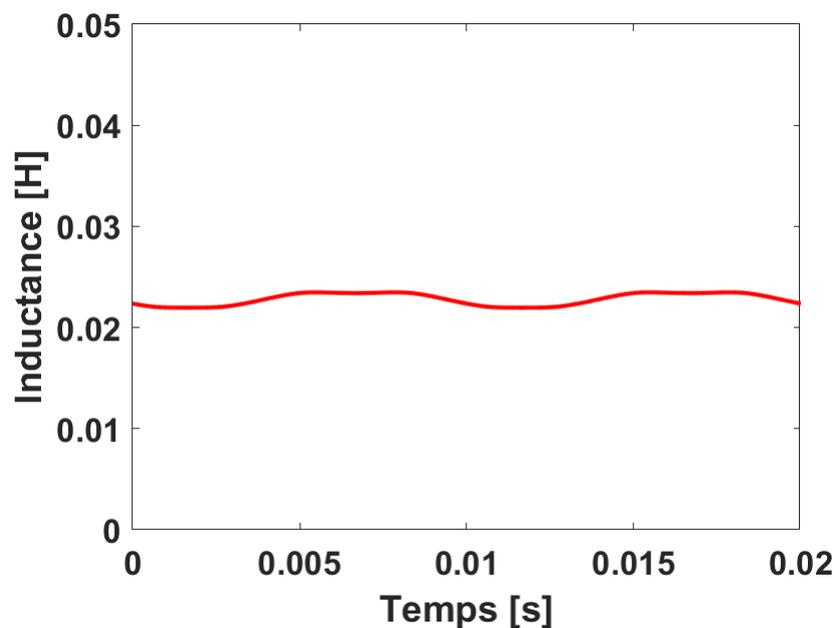


FIG. 3.9 : Variation de l'inductance propre en fonction du temps.

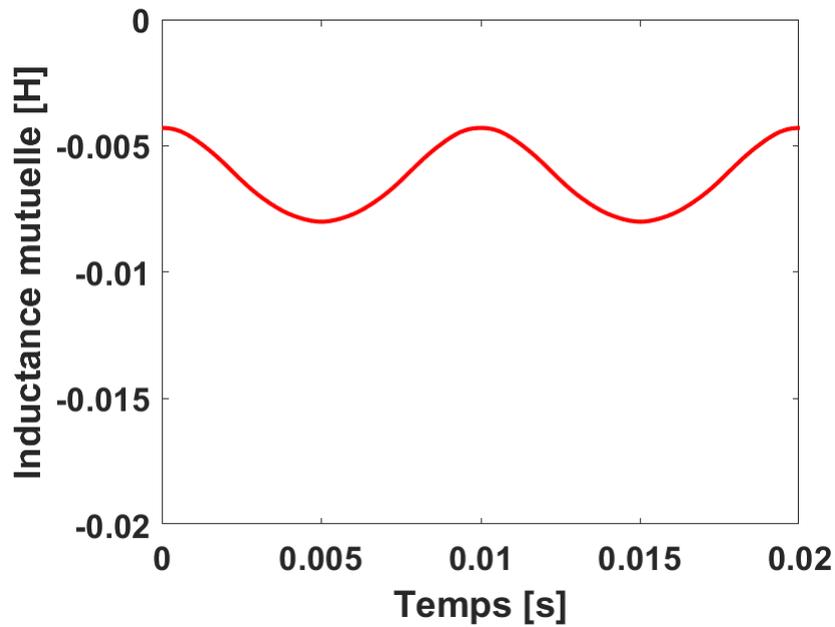


FIG. 3.10 : Variation de l'inductance mutuelle en fonction du temps.

- **Couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique développé par la machine en tenant compte de l'effet d'encochage et une alimentation sinusoïdale en utilisant l'expression (3.4) est représenté sur la figure 3.11. Quelques ondulations du couple sont visibles dues au couple détente et l'interaction de la f.e.m. et l'alimentation sinusoïdale.

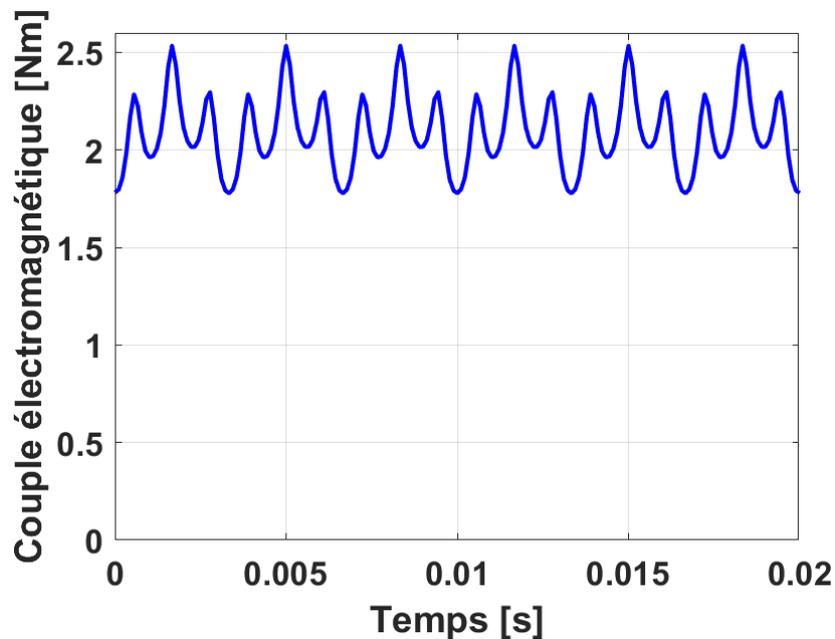


FIG. 3.11 : Variation du couple électromagnétique en fonction du temps.

- **Couple de détente**

Le couple de détente se réfère au couple produit par une machine électrique lorsqu'elle passe d'un état de fonctionnement à un autre, par exemple, lors du démarrage ou de l'arrêt. Ce couple est crucial pour comprendre les performances dynamiques de la machine, en particulier pendant les transitions rapides.

La figure 3.12 montre la variation du couple de détente en fonction du temps. Elle illustre comment le couple évolue lorsque la machine passe d'une condition stable à une autre.

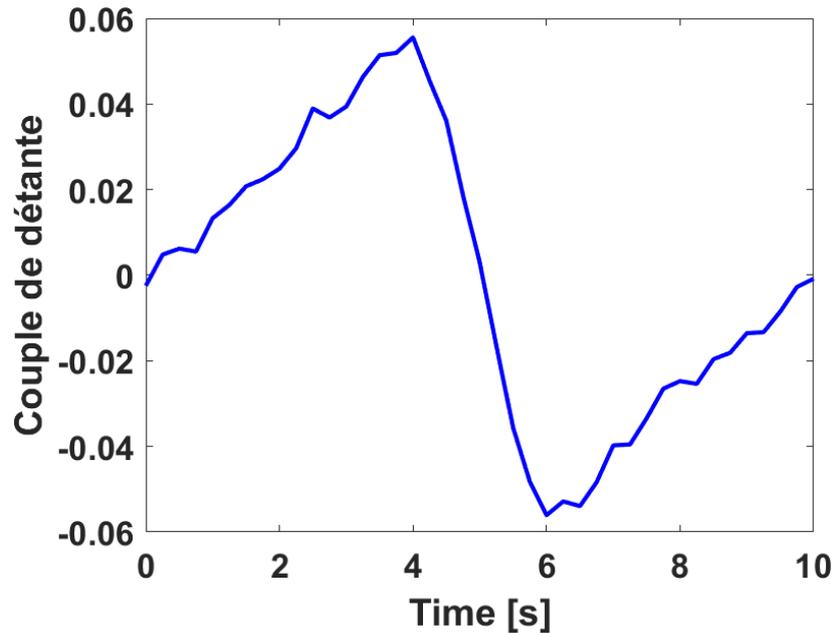


FIG. 3.12 : Variation du couple de détente en fonction du temps.

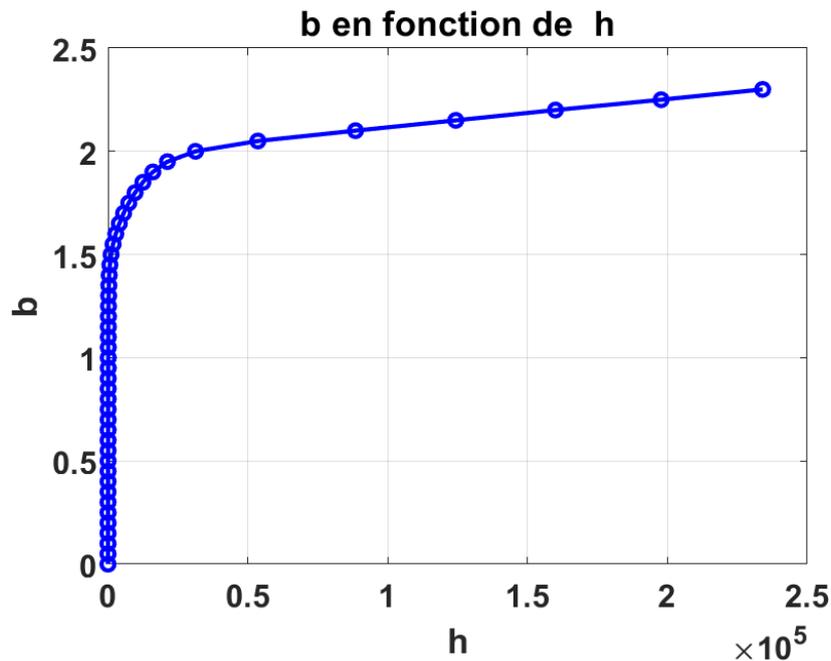


FIG. 3.13 : Variation de $b(h)$

- Calcul des pertes

Les pertes calculées pour par le script sur une large gamme de vitesses sont montrées ci-dessous en tant que Figure 3.14. Une seule série de simulations par éléments finis est nécessaire pour déduire les résultats pour toutes les vitesses.

$$T = 40^\circ \text{C}, \quad R = 7 \Omega$$

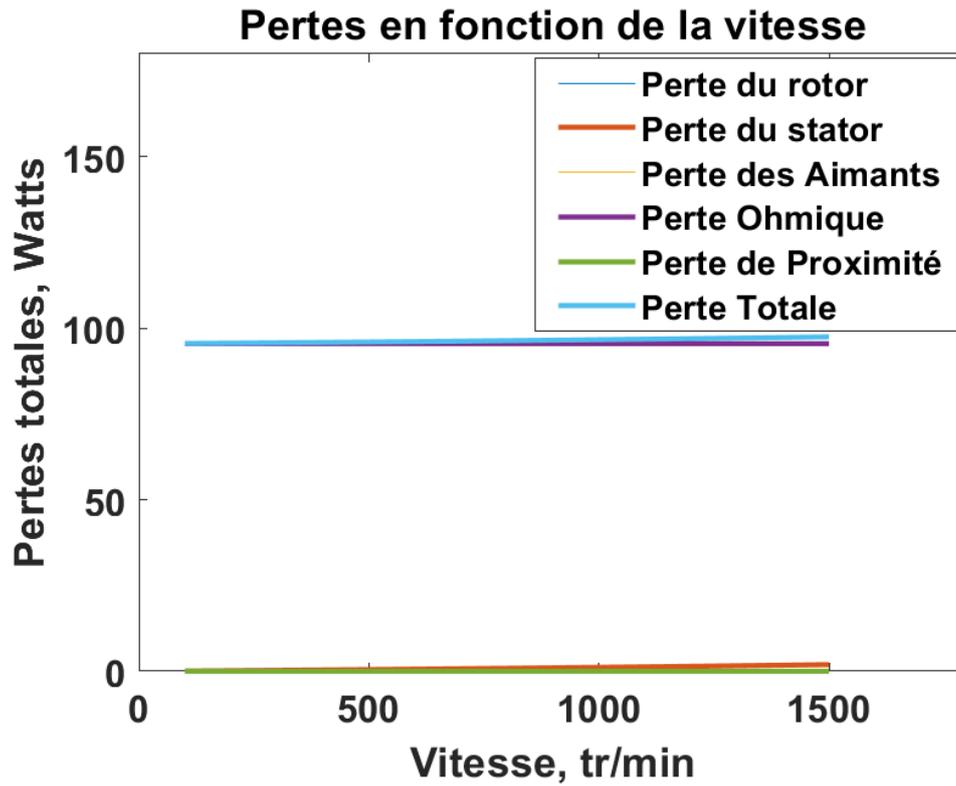


FIG. 3.14 : Tracé des composants de perte en fonction de la vitesse

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons déterminé les performances électromagnétiques de la machine synchrone réalisée. En effet, nous avons calculé la distribution des champs magnétiques dans la machine, le flux par phase, la force électromotrice par phase, le couple de détente, le couple électromagnétique, l'inductance propre, l'inductance mutuelle ainsi que les pertes fer de la machine. Les paramètres d'inductance propre et mutuelle sont utilisés pour la simulation de l'émulateur en utilisant MATLAB/Simulink dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Simulation de l'émulateur éolien à base d'une machine synchrone à aimants permanents

4.1 Introduction

Après avoir présenté les systèmes d'énergie éolienne et dimensionné la génératrice synchrone à aimants permanents (PMSG), ce chapitre se concentre sur la modélisation des composants d'un système d'énergie éolienne.

Nous allons modéliser chaque élément du système, notamment la PMSG ainsi que les dispositifs de contrôle et d'électronique de puissance.

L'objectif est de créer une simulation globale du système pour vérifier ces performances.

TAB. 4.1 : Paramètres de la simulation

Paramètres	Valeur
R_s	7 Ω
p	2
L_d	0.029 H
L_q	0.029 H
φ_f	0.24 Wb
R_{ch}	30 Ω
L_{ch}	0.002 H
j	2.41e-3 Kg.m ²

4.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation des machines est essentielle aussi bien, pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle est généralement utilisée pour l'analyse du comportement du système. Les machines à courant alternatif sont en général modélisées par des équations non linéaires (équations différentielles). Cette non-linéarité est due aux inductances et coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique et du temps. Une transformation triphasée-biphasée est nécessaire pour simplifier le modèle (réduire le nombre des équations) [22].

4.2.1 Les Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique de la génératrice synchrone à aimants permanents nécessite l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices, car cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [23].

- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- La distribution sinusoïdale des f.m.m créés par les enroulements statoriques ;
- L'effet d'encoche est négligé ;
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température ;
- L'hystérésis, l'effet de peau et les courants de Foucault sont aussi négligés.

Mise en équations de la machine synchrone à aimants permanents

Le schéma représentatif de la machine à modéliser est donné par la figure 4.1 [24].

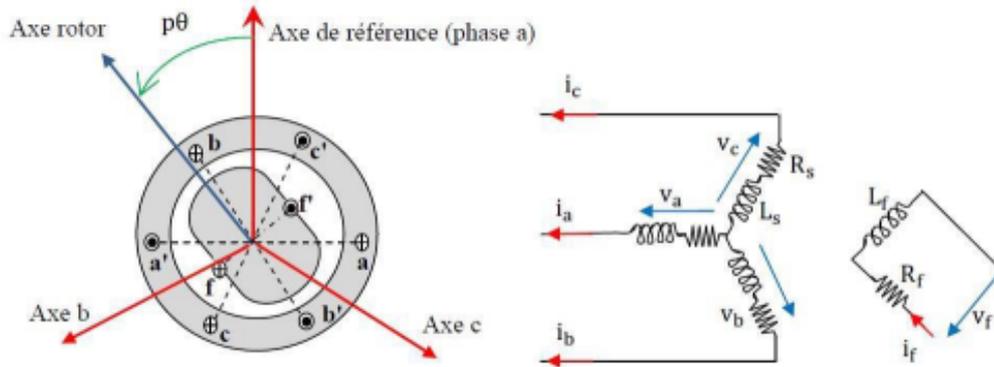


FIG. 4.1 : Représentation symbolique de la machine synchrone.

4.2.2 Équations électriques

Équations électriques dans le repère fixe (a, b, c)

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \quad (4.1)$$

Avec

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, [\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix}$$

où

- $[v_s]$: Vecteur des tensions statoriques.
- $[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.
- $[i_s]$: Vecteur des courants statoriques.
- $[\psi_s]$: Vecteur des flux statoriques.

4.2.3 Modèle biphasé de la GSAP dans le référentiel généralisé

La modélisation de cette machine nécessite aussi comme toute autre machine triphasée de passer du système d'axes triphasés (réel) au système d'axes biphasés [24].

Pour cela il faut utiliser les transformations de Park suivantes [23] :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

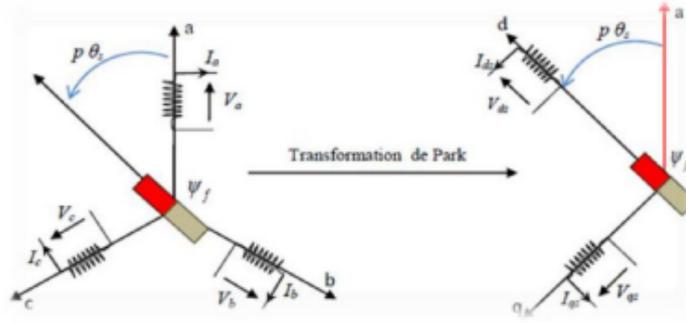


FIG. 4.2 : Représentation d'une GSAP dans le repère (d, q)

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}$$

où

- x_a, x_b, x_c : les valeurs instantanées des grandeurs triphasées ;
- x_d, x_q : les valeurs instantanées des grandeurs biphasées ;
- x_0 : la composante homopolaire ;
- $[P(\theta)]$: la matrice directe de Park ;
- $[P(\theta)]^{-1}$: la matrice inverse de Park.

Les matrices de Park modifiées (matrices orthogonales) sont données ensuite [23] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

avec θ est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.

4.2.4 Équations électriques

$$\begin{aligned} V_d &= -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + L_q \omega i_q \\ V_q &= -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - L_d \omega i_d + \psi_f \omega \end{aligned} \quad (4.4)$$

4.3 Expression du couple électromagnétique

Pour compléter le modèle électromécanique de la GSAP, on doit ajouter l'expression du couple électromagnétique ainsi que l'équation mécanique. L'expression du couple électromagnétique est exprimée par [23] :

$$C_{em} = \frac{3}{2} [(L_q - L_d) i_q i_d + \psi_f i_q] \quad (4.5)$$

4.4 L'équation mécanique

$$J \frac{dW}{dt} - fW = C_m - C_{em} \quad (4.6)$$

où

- C_m : Le couple moteur appliqué sur la génératrice.
- fW : Le couple de frottement.
- J : moment d'inertie total de la machine.
- f : coefficient de frottement visqueux.

4.5 Équations d'état de la GSAP

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et l'équation mécanique sous forme d'équations d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant [25] :

$$\begin{aligned} -\frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{1}{L_d} V_d + \frac{L_q}{L_d} \omega i_q &= \frac{di_d}{dt} \\ -\frac{1}{L_q} V_q - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} \omega i_d + \frac{1}{L_q} \psi_f \omega &= \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (4.7)$$

On cherche à obtenir un système d'équations sous forme d'équations d'état [25] :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BV \\ X &= \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \psi_f \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega \\ \frac{L_d}{L_q} \omega & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & \frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \psi_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.6 Convertisseurs de puissance

Les convertisseurs électroniques, que ce soit un redresseur, un onduleur de tension ou de courant, sont constitués essentiellement de composants semi-conducteurs. Ces composants électroniques peuvent être commandés ou non pour le redressement, mais dans le cas des onduleurs, ils doivent être obligatoirement commandés à l'ouverture et à la fermeture de ces semi-conducteurs [25].

4.7 Redresseur à diodes

Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu. Cependant, en raison de leur conception très simple, ils présentent une robustesse et une capacité de travailler à des puissances élevées [25].

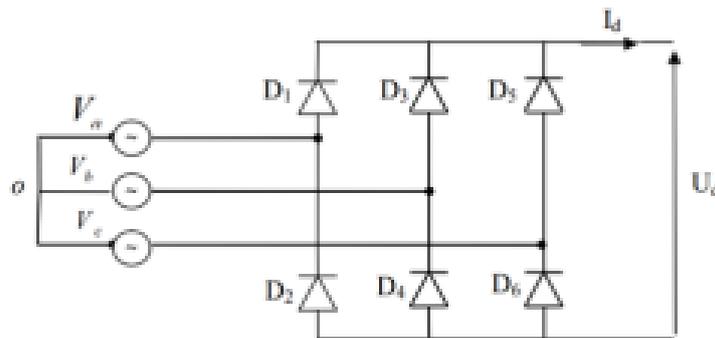


FIG. 4.3 : Schéma électrique d'un redresseur à diodes triphasé

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode comme assurant l'aller du courant (D1, D2, et D3) et trois diodes à anode comme assurant le retour du courant (D4, D5, et D6). Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension et que l'effet de l'empiètement est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par [24] :

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= v_{\max} \sin(\omega t) \\
 v_b(t) &= v_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c(t) &= v_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

La tension redressée à la sortie du redresseur est donnée par :

$$U_{red}(t) = \max[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] - \min[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] \tag{4.10}$$

4.8 Modélisation du bus continu

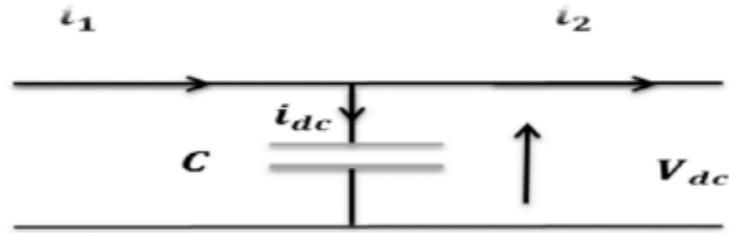


FIG. 4.4 : Schéma électrique du bus continu

Le schéma électrique de la figure 4.4 permet par la loi des nœud d'établir la relation suivante [24] :

$$\frac{dv_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_{dc}(t) \tag{4.11}$$

$$i_{dc} = i_1 - i_2$$

où

- i_1 : Le courant redressé.
- i_2 : Le courant de l'onduleur.
- i_{dc} : Le courant de charge du condensateur.

4.9 L'onduleur

La symétrie des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras. Après avoir modélisé chaque couple transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel "Si", il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur [24].

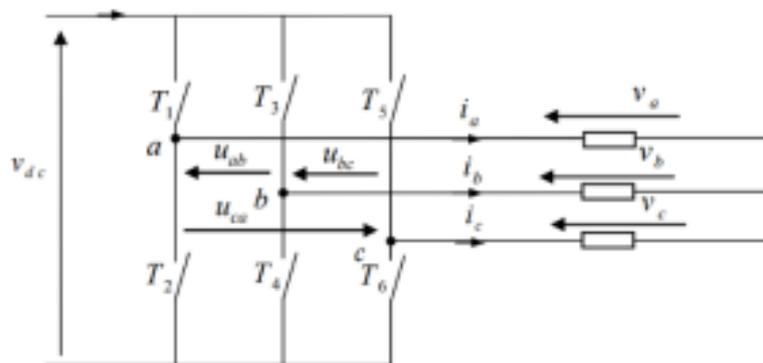


FIG. 4.5 : Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.

L'onduleur de tension peut être représenté selon la figure 4.5, où $T_i (i = 1, 2, 3, 4, 5, 6)$ sont des IGBT. On définit pour cela les variables (S_a, S_b, S_c) en fonction de l'état des commutations dans les trois branches [23], [24] :

Branche 1 :

- $S_a = 0$: si l'interrupteur T1 est fermé et T2 est ouvert.
- $S_a = 1$: si l'interrupteur T1 est ouvert et T2 est fermé.

Branche 2 :

- $S_b = 0$: si l'interrupteur T3 est fermé et T4 est ouvert.
- $S_b = 1$: si l'interrupteur T3 est ouvert et T4 est fermé.

Branche 3 :

- $S_c = 0$: si l'interrupteur T5 est fermé et T6 est ouvert.
- $S_c = 1$: si l'interrupteur T5 est ouvert et T6 est fermé.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_{dc} (S_a - S_b) \\ U_{bc} &= V_{dc} (S_b - S_c) \\ U_{ca} &= V_{dc} (S_c - S_a) \end{aligned} \quad (4.12)$$

On déduit les expressions des tensions simples :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b &= \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c &= \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc}) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Les expressions des tensions simples sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

4.10 Contrôle de la tension par MLI sinus-triangulaire

La méthode de contrôle des tensions par modulation de largeur d'impulsion (MLI) à partir d'une source de tension continue consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence de la tension sinusoïdale [23].

La MLI est obtenue par la comparaison de deux signaux :

- Un signal triangulaire de haute fréquence $F(p)$ appelé "porteuse".
- Un signal de référence appelé "modulatrice", de fréquence $F_m \ll F_p$.

Les intersections de ces deux signaux déterminent les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

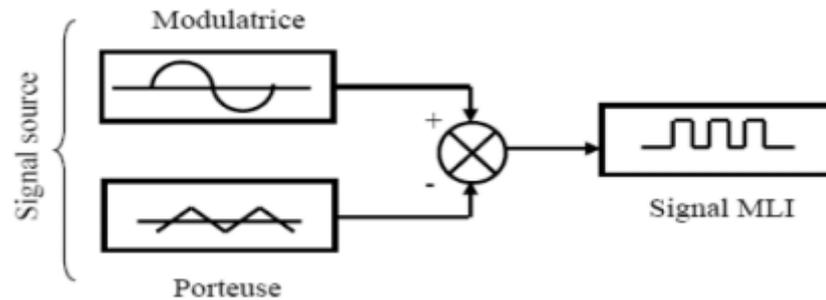


FIG. 4.6 : Commande MLI sinus-triangulaire

Deux principaux paramètres caractérisent la MLI :

- **L'indice de modulation** : qui est défini comme étant le rapport de l'amplitude de l'onde modulatrice à celle de l'onde porteuse.
- **Le rapport de modulation** : qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulatrice.

4.11 Simulation de la chaîne de conversion

Afin de valider notre étude théorique de la chaîne de conversion d'énergie éolienne, la réalisation pratique ou, à défaut, la simulation du processus est nécessaire. La chaîne de conversion a été modélisée et simulée à l'aide du logiciel Matlab-Simulink.

Les convertisseurs électroniques présentés précédemment ont besoin, pour fonctionner, de recevoir des ordres de commande.

A l'aide du logiciel de simulation Matlab-Simulink, on transforme les équations qui constituent le modèle du processus à étudier en schémas bloc.

4.11.1 Simulation de la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) à vide

Pour la simulation, il suffit à présent d'implanter le modèle de la GSAP à vide sous l'environnement Matlab/Simulink.

Fonctionnement à vide

À vide, les courants statoriques sont nuls.

$$i_d = 0$$

$$i_q = 0$$

Les expressions des tensions sont :

$$V_d = 0$$

$$V_q = \psi_f w$$

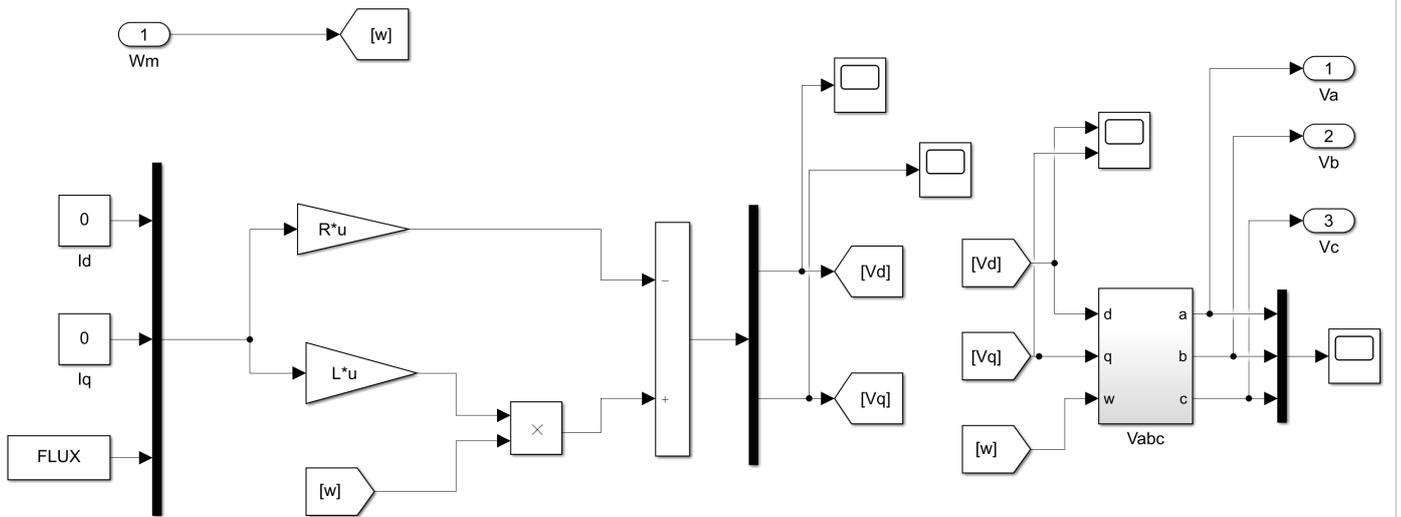


FIG. 4.7 : Bloc de simulation de la génératrice synchrone à aimant permanent à vide

Résultats de simulation GSAP à vide

Les résultats observés sont les suivants :

La figure 4.8 représente la variation de la vitesse de rotation appliquée au PMSG à vide.

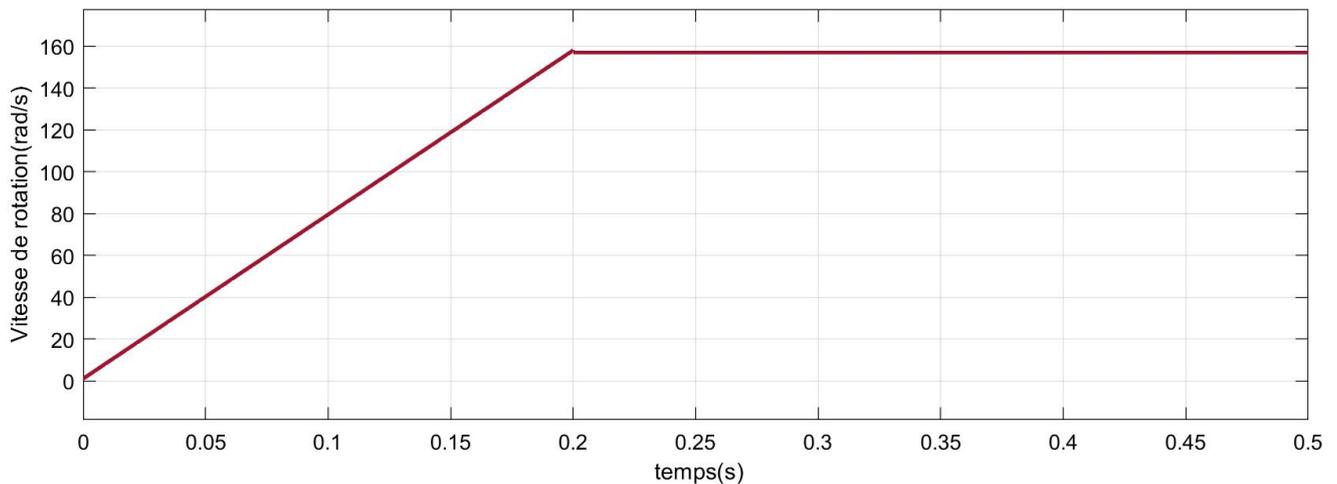


FIG. 4.8 : Vitesse de rotation appliquée au PMSG à vide

La figure 4.9 représente la variation de la tension sortie quadrature (V_q) à vide.

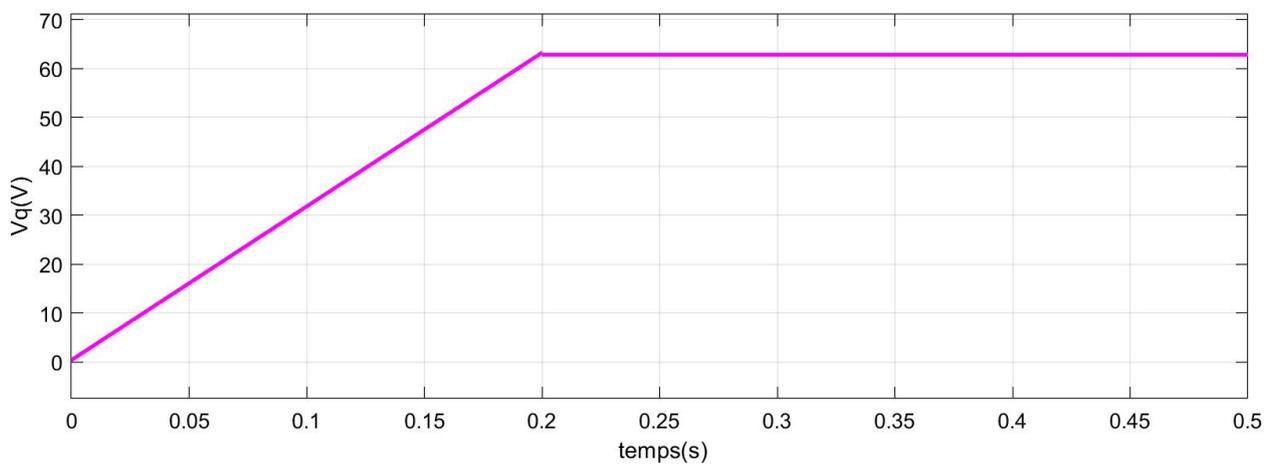


FIG. 4.9 : Variation de la tension de sortie quadrature V_q en fonction du temps à vide

La figure 4.10 représente la variation de la tension sortie directe (V_d) à vide.

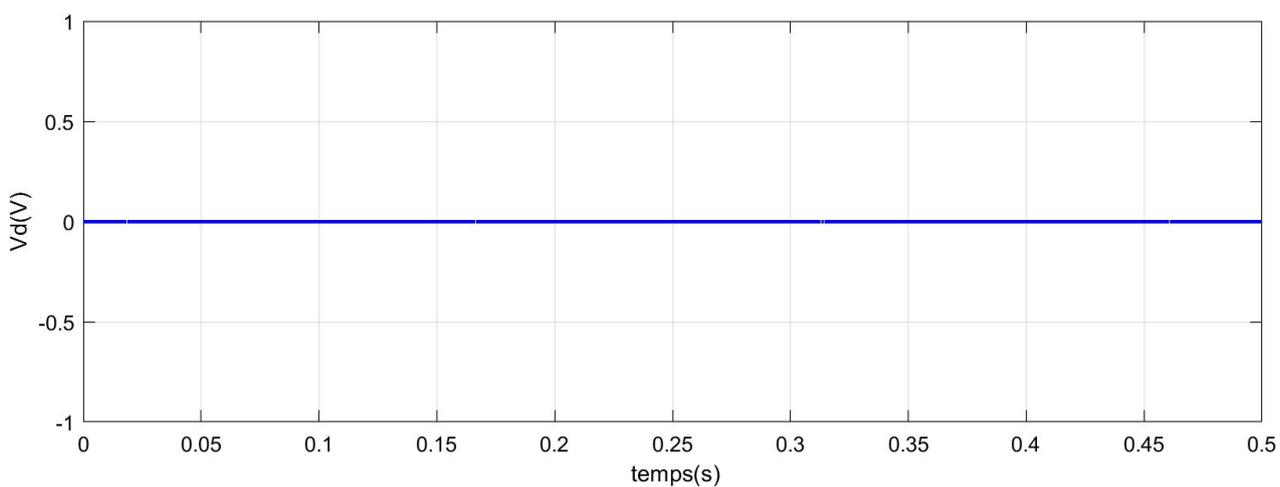


FIG. 4.10 : Variation de la tension de sortie directe V_d en fonction du temps à vide

La figure 4.11 représente la variation des tensions simples statoriques à vide.

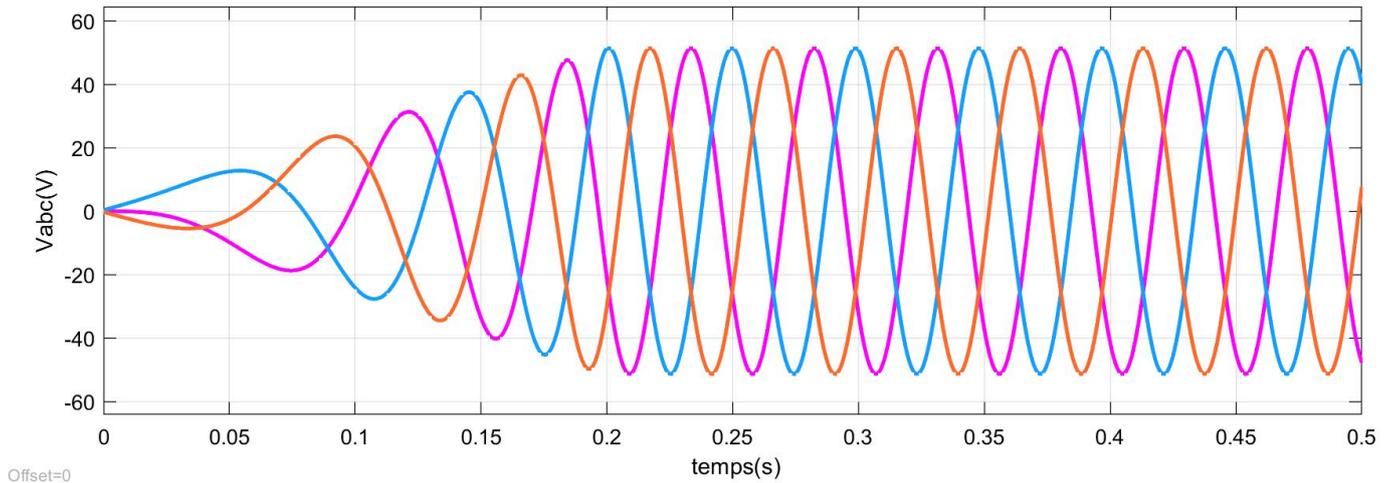


FIG. 4.11 : Figure tension simple statorique en fonction du temps à vide

La figure 4.12 représente la variation des tensions composées statoriques en fonction du temps à vide. On remarque que la forme d'onde de la tension générée était parfaitement sinusoïdale. La valeur crête de la tension était d'environ 82 volts et la fréquence de la tension de sortie était de 50 Hz.

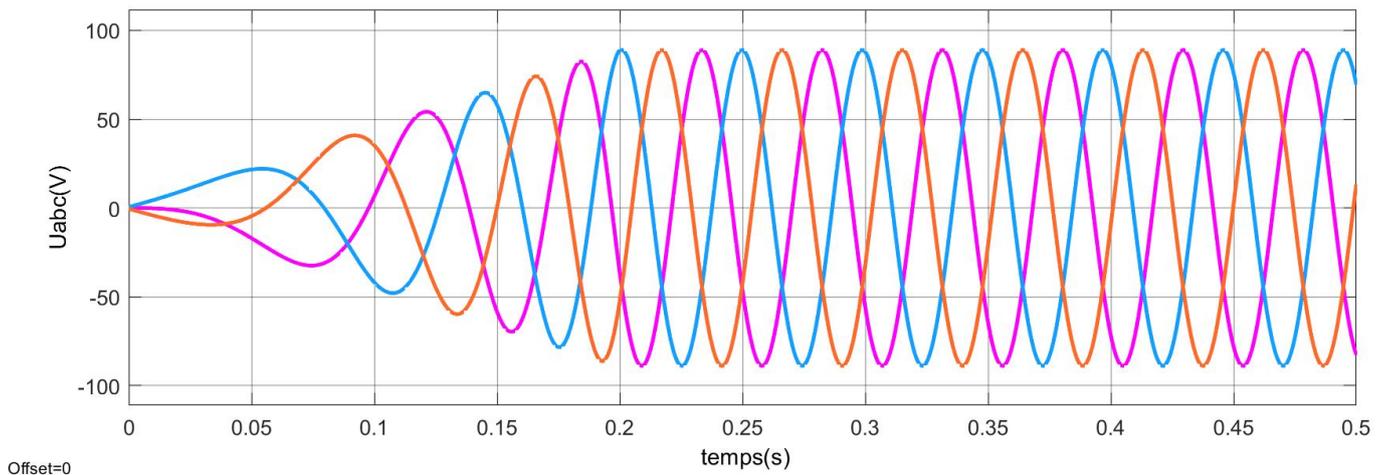


FIG. 4.12 : Figure tension composée statorique en fonction du temps à vide

Interprétation des résultats

La simulation à vide a confirmé que la PMSG produit une tension de sortie sinusoïdale stable avec une valeur crête de 82 V et une fréquence de 50 Hz. L'absence de courants et de couple électromagnétique indique que la génératrice fonctionne correctement sans charge. La stabilité de la tension de sortie valide la précision de notre dimensionnement et de notre modélisation.

Simulation de l'association GSAP-onduleur-redresseur à vide

Après avoir étudié le comportement de la PMSG seule, nous allons maintenant l'associer à une interface électronique de puissance composée d'un redresseur à diode et d'un onduleur MLI. Le modèle global du système simulé est représenté ci-dessous :

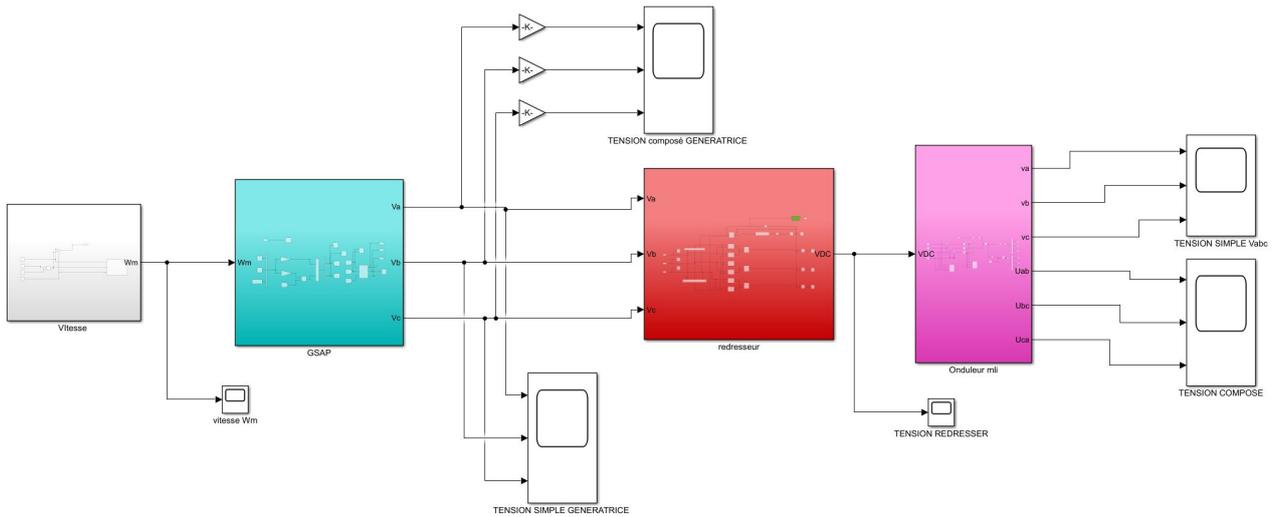


FIG. 4.13 : Schéma bloc de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vide

Bloc de simulation du pont de diode et du bus continu à vide

Pour redresser la tension de sortie du PMSG, nous utilisons le modèle de redresseur présenté ci-dessous.

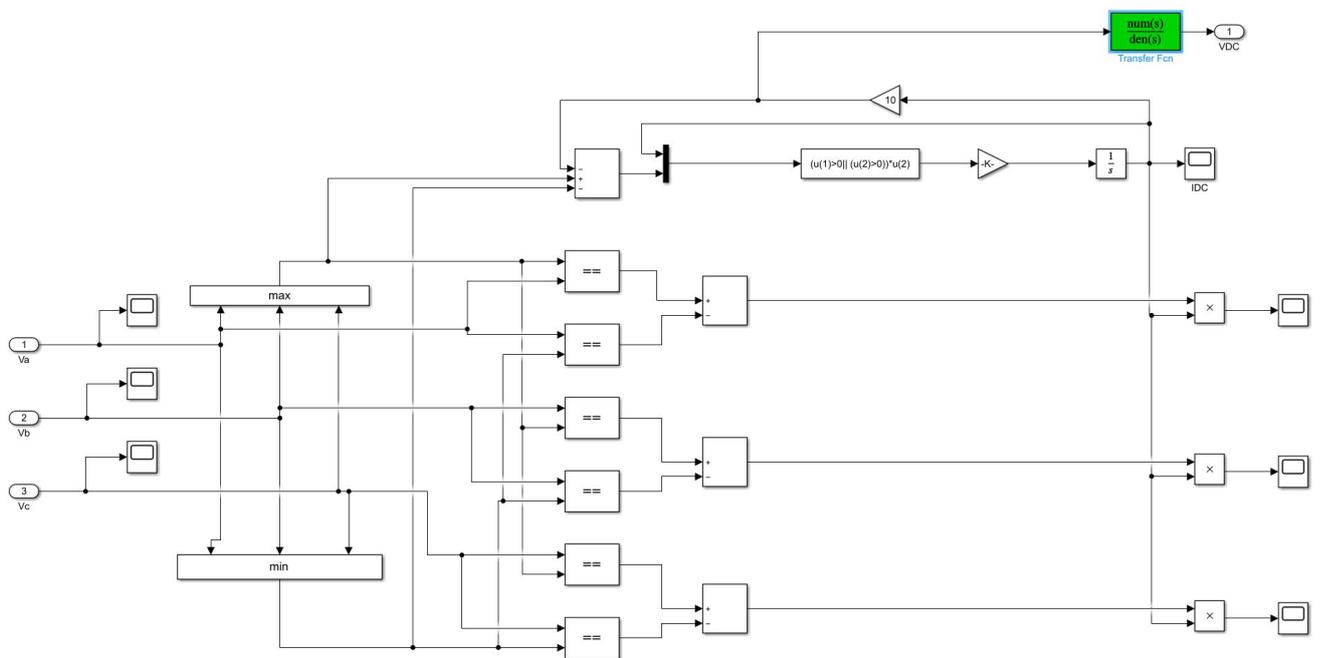


FIG. 4.14 : Bloc de simulation du pont de diode et du bus continu à vide

La figure 4.13 représente la tension redressée à vide.

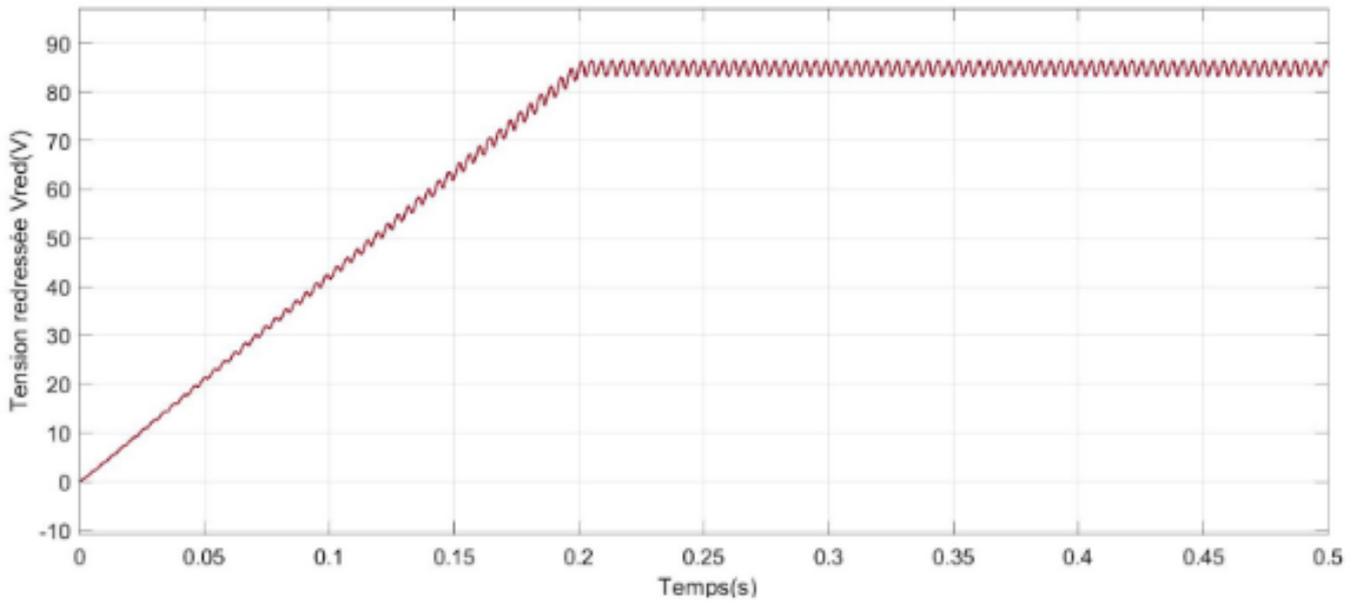


FIG. 4.15 : Tension redressée en fonction du temps à vide

On remarque que la tension redressée est plus proche d'une valeur constante dont l'amplitude est dans notre cas de 85 volts pour une vitesse de 1500 tr/min appliquée à la génératrice.

Bloc de simulation de l'onduleur MLI triangulo-sinusoïdale

La figure 4.14 ci-dessous représente le schéma bloc d'un onduleur de tension triphasé. Il est commandé par MLI triangulo-sinusoïdale.

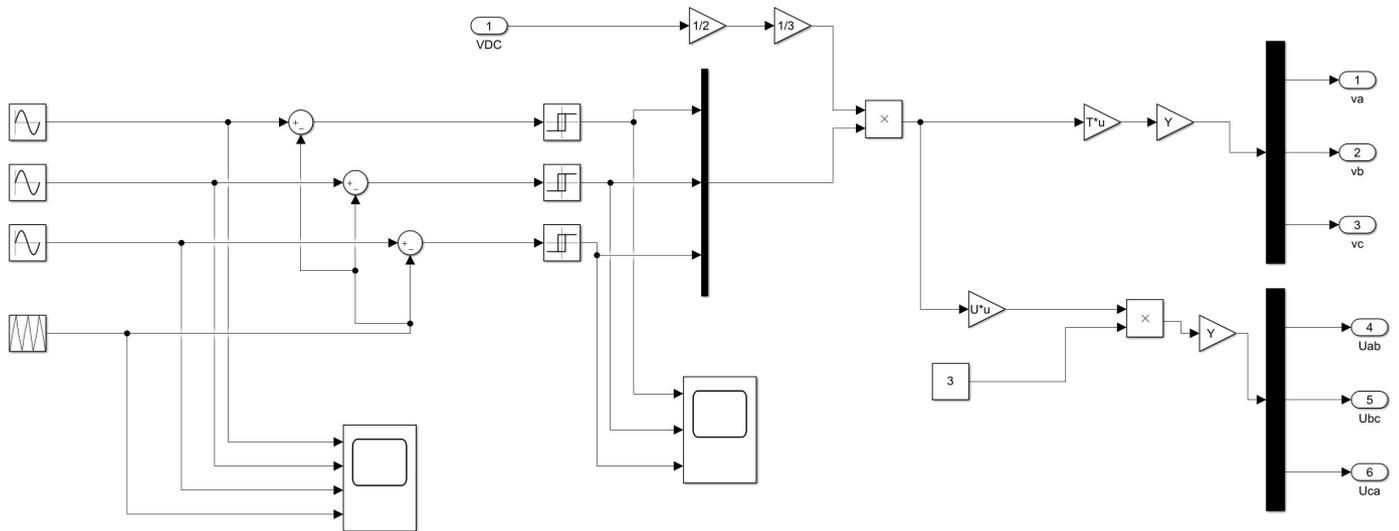


FIG. 4.16 : Bloc de simulation de la génératrice synchrone à aimant permanent à vide

Pour commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs, nous employons la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) triangulo-sinusoïdale. Le principe de cette commande repose sur l'utilisation des intersections entre une onde de référence ou modulante et une onde porteuse triangulaire, comme illustré dans la figure 4.15. Ces deux signaux sont comparés, et le résultat de cette comparaison est montré dans la figure 4.16.

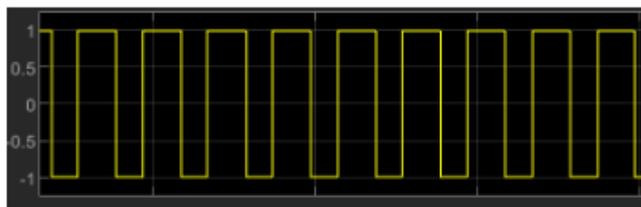
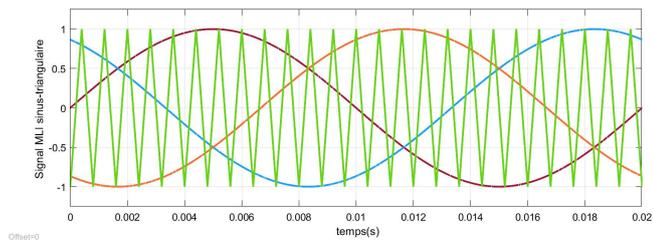


FIG. 4.17 : Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale

FIG. 4.18 : Signaux de commande MLI triangulo-sinusoidale

Résultats de simulation

Les figures 4.17 et 4.18 représentent les résultats de simulation d'un onduleur commandé par MLI triangulo-sinusoidale à vide.

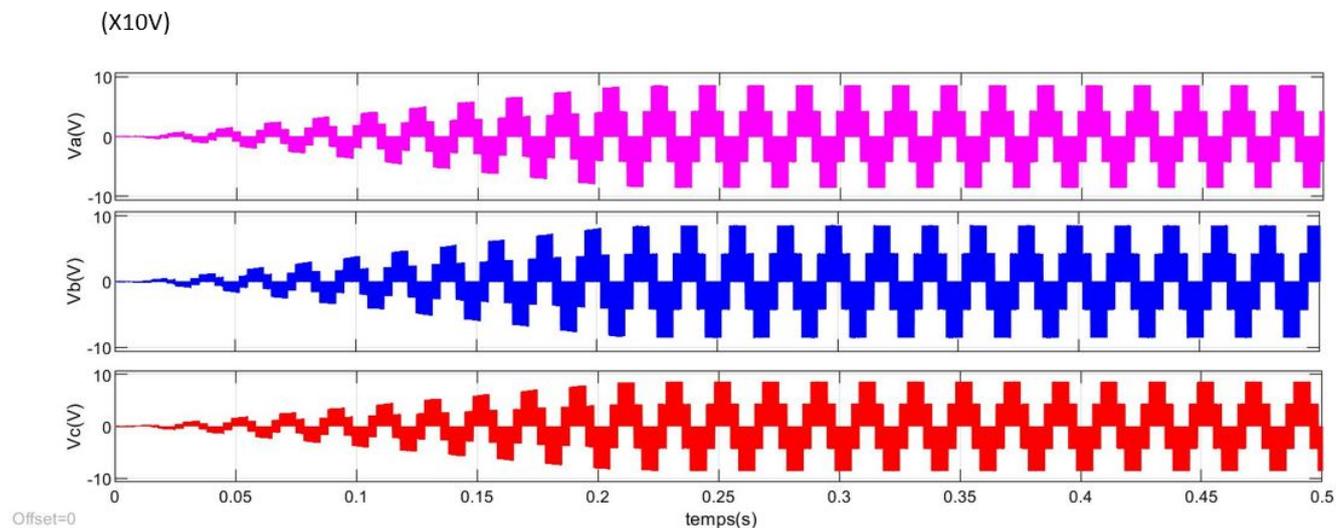


FIG. 4.19 : Tension simple à la sortie de l'onduleur à vide

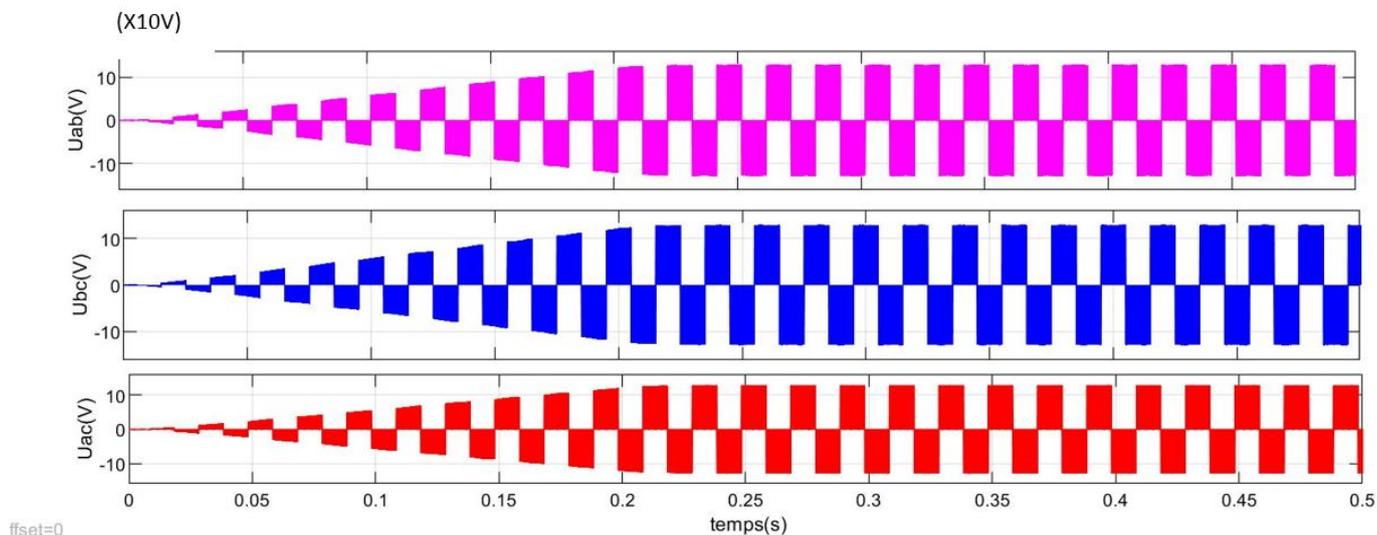


FIG. 4.20 : Tension composée à la sortie de l'onduleur à vide

Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que l'onduleur MLI à onde triangulaire fonctionne correctement dans des conditions à vide, produisant des tensions avec une forme d'escalier en raison de la modulation utilisée. La tension de sortie mesurée de 12V correspond au taux de modulation (r) de 0,2 utilisé dans le système. Ces résultats sont cohérents avec les attentes pour ce type de configuration.

4.11.2 Simulation de l'association GSAP-onduleur-redresseur en charge

Dans ce cas le générateur alimente une charge (R_{ch}, L_{ch}) . Pour voir les tensions et les courants résultants de l'application de cette charge sur le générateur, on applique d'une part, les équations données par (4.4) :

$$\begin{cases} v_d = -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + w L_q I_q \\ v_q = -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - w L_d I_d + w \phi_f \end{cases} \quad (4.15)$$

D'autre part, l'application des tensions v_d et v_q sur la charge :

$$\begin{cases} v_d = R_{ch} i_d + L_{ch} \frac{di_d}{dt} - w L_{ch} I_q \\ v_q = R_{ch} i_q + L_{ch} \frac{di_q}{dt} + w L_{ch} I_d \end{cases} \quad (4.16)$$

En remplaçant les expressions de v_d et v_q dans (4.15), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} 0 = -(R_s + R_{ch}) i_d - (L_d + L_{ch}) \frac{di_d}{dt} + w (L_q + L_{ch}) I_q \\ 0 = -(R_s + R_{ch}) i_q - (L_q + L_{ch}) \frac{di_q}{dt} - w (L_d + L_{ch}) I_d + w \phi_f \end{cases} \quad (4.17)$$

En introduisant la transformée de Laplace dans les équations ci-dessus, on aura :

$$\begin{cases} s I_d = \frac{1}{L_d + L_{ch}} [-(R_s + R_{ch}) I_d + w (L_q + L_{ch}) I_q] \\ s I_q = \frac{1}{L_q + L_{ch}} [-(R_s + R_{ch}) I_q - w (L_d + L_{ch}) I_d] + \frac{w \phi_f}{L_q + L_{ch}} \end{cases} \quad (4.18)$$

Équations d'état

Considérons le flux d'excitation ϕ_f comme grandeur de commande, et les courants i_d, i_q comme variables d'état.

On cherche à obtenir un système d'équations sous la forme générale d'équations d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (4.19)$$

Avec :

$$\begin{cases} X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ U = \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_f \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.20)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \tag{4.21}$$

Les équations (4.18) peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} I'_{sd} \\ I'_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s+R_{ch}}{L_d+L_{ch}} & w \frac{L_q+L_{ch}}{L_d+L_{ch}} \\ -w \frac{L_q+L_{ch}}{L_d+L_{ch}} & -\frac{R_s+R_{ch}}{L_q+L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{w}{L_q+L_{ch}} \phi_f \end{bmatrix} \tag{4.22}$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s+R_{ch}}{L_d+L_{ch}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s+R_{ch}}{L_q+L_{ch}} \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q+L_{ch}}{L_d+L_{ch}} \\ -\frac{L_q+L_{ch}}{L_d+L_{ch}} & 0 \end{bmatrix} \tag{4.23}$$

$$[B][U] = w \frac{1}{L_q + L_{ch}} \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_f \end{bmatrix} \tag{4.24}$$

Bloc de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne en charge

À partir des équations précédentes, on construit le bloc de simulation du générateur suivant (figure 4.21).

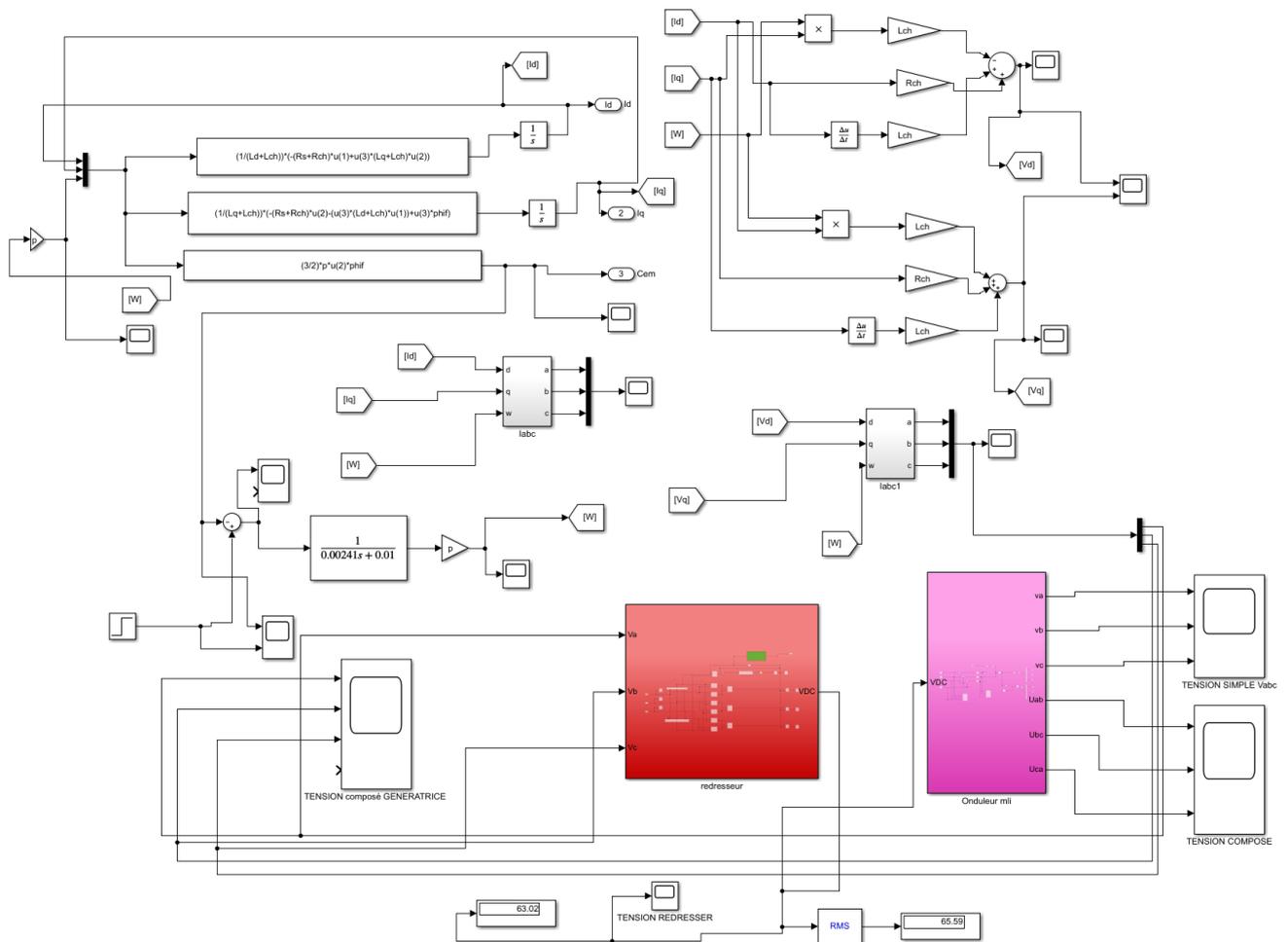


FIG. 4.21 : Bloc de simulation de la génératrice synchrone à aimant permanent en charge

4.11.3 Résultats de simulation

Dans cette partie, le fonctionnement de la chaîne éolienne complète à base du GSAP a été simulé. On lance la génératrice par un couple moteur égale à 1.8N.m. Etant donné que le frottement considéré dans ce cas est nul, On constate sur la figure (4.22 (a)) que la vitesse de la génératrice est proche de celle du synchronisme ceci est expliqué par le fait que le couple moteur appliqué est suffisant. **Rch= 30 Ω, Lch= 0.002 H**

Paramètre de réglage de la commande MLI (r=0.2)

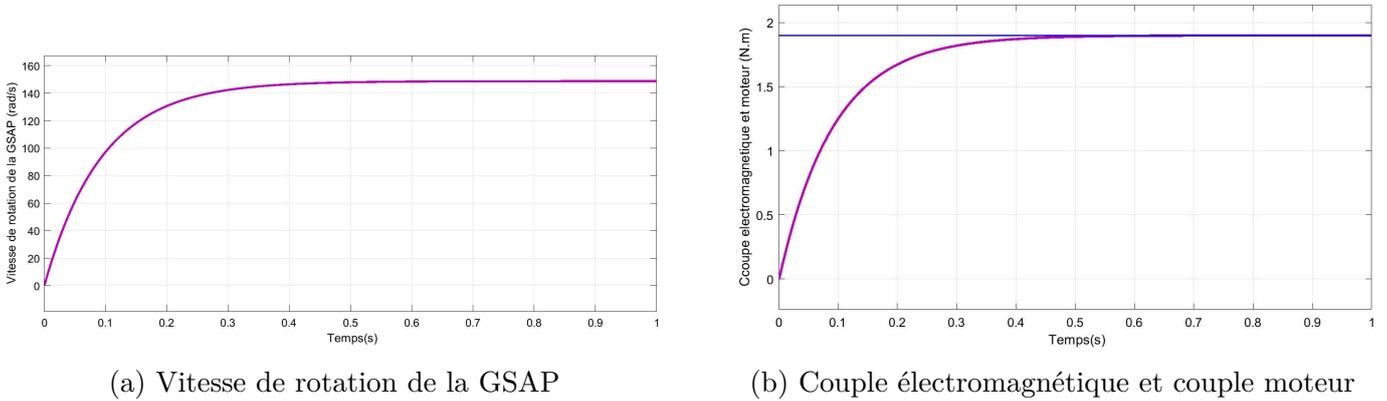


FIG. 4.22 : (a) Vitesse de rotation de la GSAP en charge (b) Couple électromagnétique et couple moteur

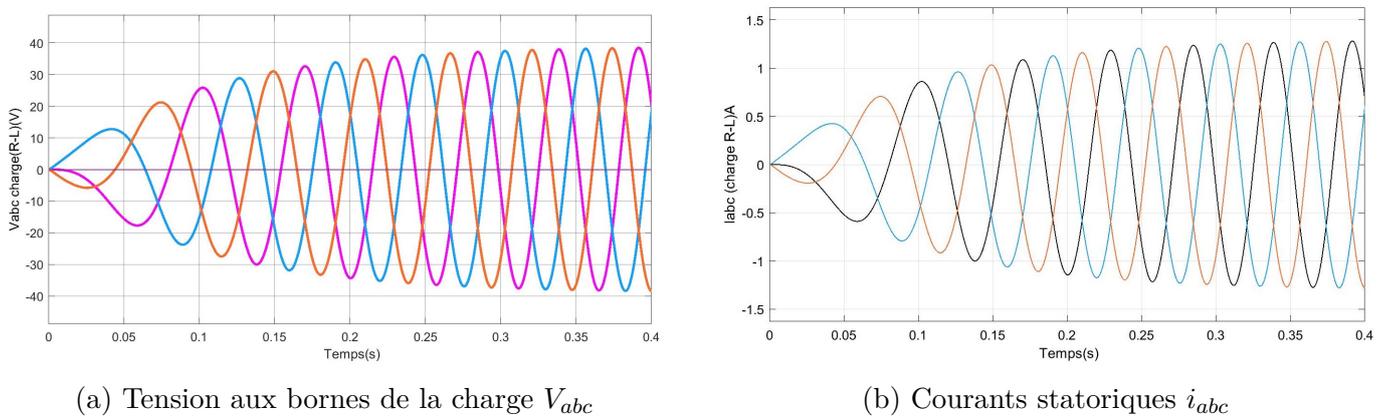


FIG. 4.23 : (a) Tension redressée en fonction du temps en charge V_{abc} (b) Courants statoriques i_{abc}

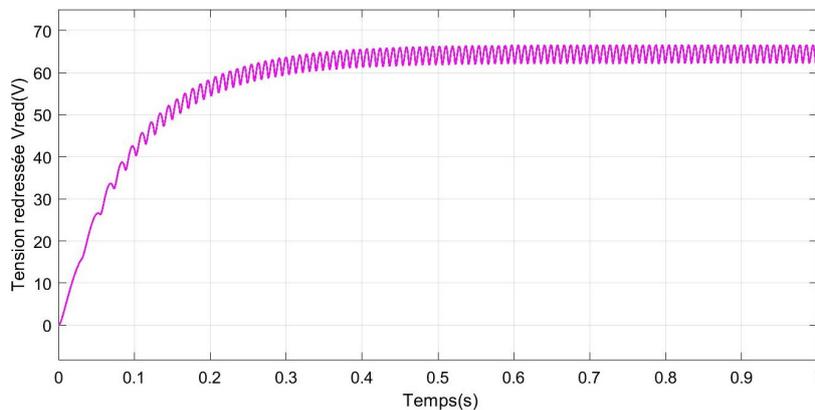


FIG. 4.24 : Tension redressée en fonction du temps en charge V_{red}

Chapitre 4. Simulation de l'émulateur éolien à base d'une machine synchrone à aimants permanents

Les figures 4.25 et 4.26 représentent les résultats de simulation d'un onduleur commandé par MLI triangulo-sinusoidale avec un taux de modulation MLI triangulo-sinusoidale de 0.2 en charge .

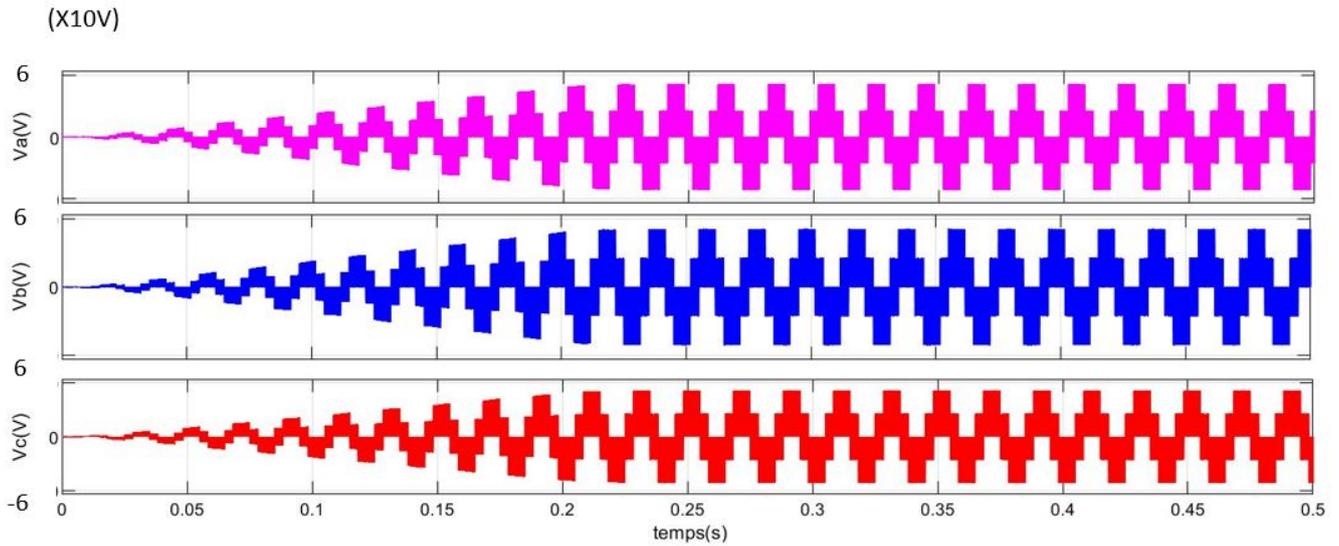


FIG. 4.25 : Tension simple aux borne de la charge

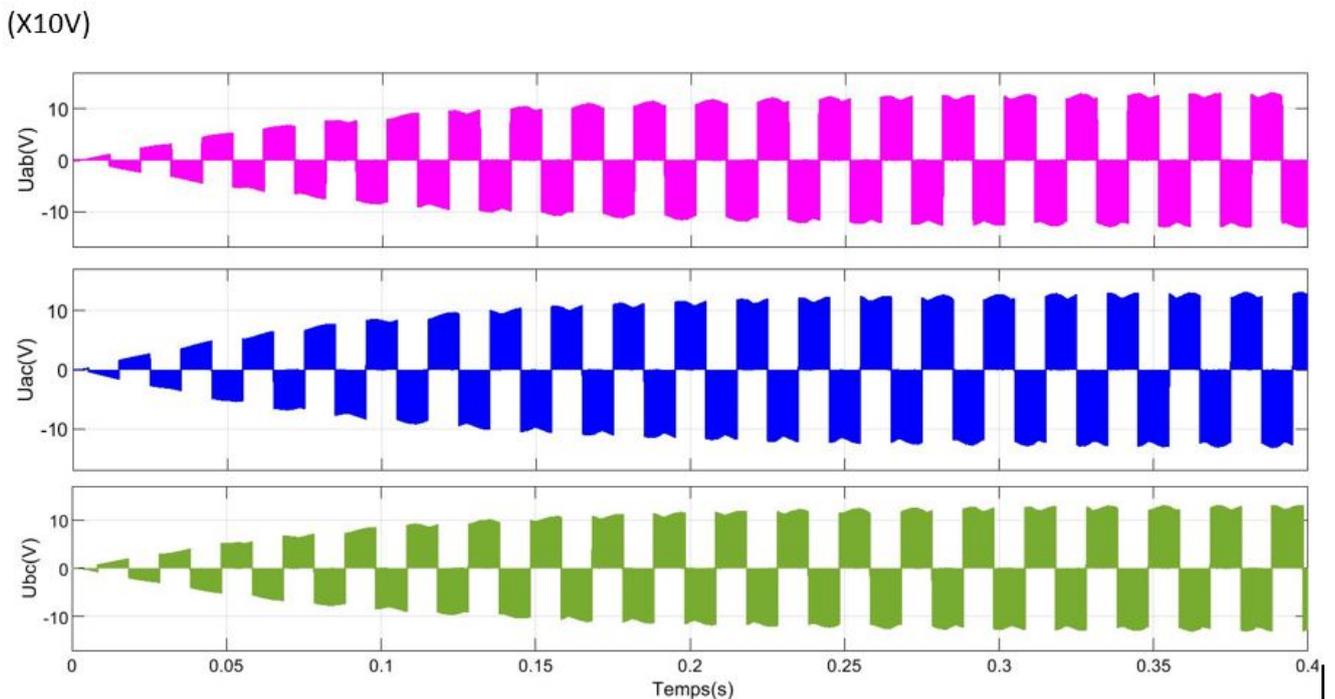


FIG. 4.26 : Tension composée aux borne de la charge

4.11.4 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que l'onduleur MLI à onde triangulaire fonctionne correctement dans des conditions en charge, produisant des tensions avec une forme d'escalier en raison de la modulation utilisée. Ces résultats sont cohérents avec les attentes pour ce type de configuration.

4.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation complète de la chaîne de conversion. Tout d'abord, nous avons effectué un test de fonctionnement à vide, suivi d'un test en charge. Les résultats obtenus valident la précision du modèle Simulink et fournissent une base solide pour des simulations supplémentaires avec différentes charges. Des tests pratiques futurs permettront de vérifier ces résultats de simulation dans des conditions réelles et d'ajuster les paramètres de conception si nécessaire.

Chapitre 5

Montage de l'émulateur et essais expérimentaux

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter et expérimenter le banc expérimental de l'émulateur de la chaîne éolienne que nous avons modélisé et simulé à l'aide du programme Matlab Simulink dans les chapitres précédents. Nous allons d'abord présenter les composants du banc expérimental réalisé au niveau du Laboratoire de recherche en Electrotechnique de l'École nationale polytechnique (ENP), puis nous allons vérifier le comportement de l'émulateur par une série de tests expérimentaux.

Le principal objectif du banc expérimental est :

- ✓ d'étudier le fonctionnement et les performances d'une chaîne de conversion éolienne.
- ✓ réaliser des tests et des mesures pour valider les performances du système.
- ✓ l'étude des performances de l'onduleur et le redresseur a diode.

5.2 Description du banc d'essai Construction de l'émulateur

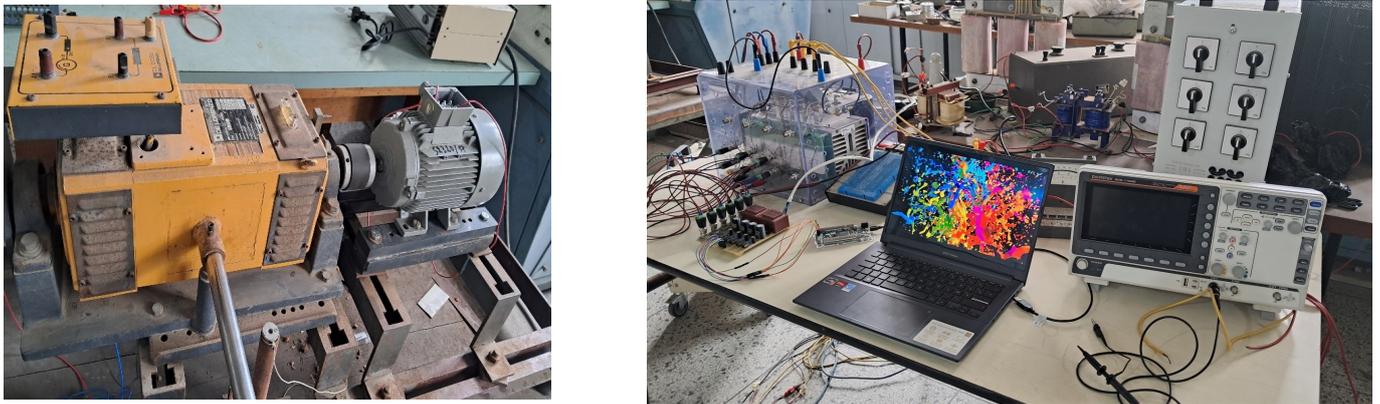


FIG. 5.1 : banc expérimental d'une chaîne de conversion éolienne.

La figure 5.1 présente la structure générale de la plate-forme d'un émulateur d'une chaîne de conversion éolienne que nous avons créée au laboratoire. Les constituants principaux de la plate-forme sont les suivants :

- Émulateur de la Turbine Éolienne : Réalisé à l'aide d'un moteur à courant continu (MCC) fournissant une vitesse fixe.
- Génératrice Synchrone à Aimant Permanent (PMSG) : Dimensionnée et conçue au niveau du laboratoire.
Résistive : Utilisée pour simuler la charge sur la chaîne de conversion.
- Convertisseur Redresseur à Diodes et Onduleur MLI : Utilisé pour la conversion de l'énergie générée par la PMSG.
Arduino Due : Utilisée pour le contrôle et la gestion du système.
- Appareils de mesure : Intégrés pour la surveillance et l'évaluation des performances du système.

5.3 Composants Utilisés

5.3.1 Machine à Courant Continu (MCC)

La MCC est une machine excitée indépendamment, fournissant une vitesse mécanique fixe à la PMSG. Cette configuration permet de simuler une source d'énergie stable et de se concentrer sur l'analyse des performances de la chaîne de conversion.

- Les paramètres de la MCC sont les suivants :

1. Tension d'Excitation : 220 V
2. Courant Nominal : 10.9 A
3. Vitesse Nominale : 1500 tr/min
4. Puissance : 2.4 kW

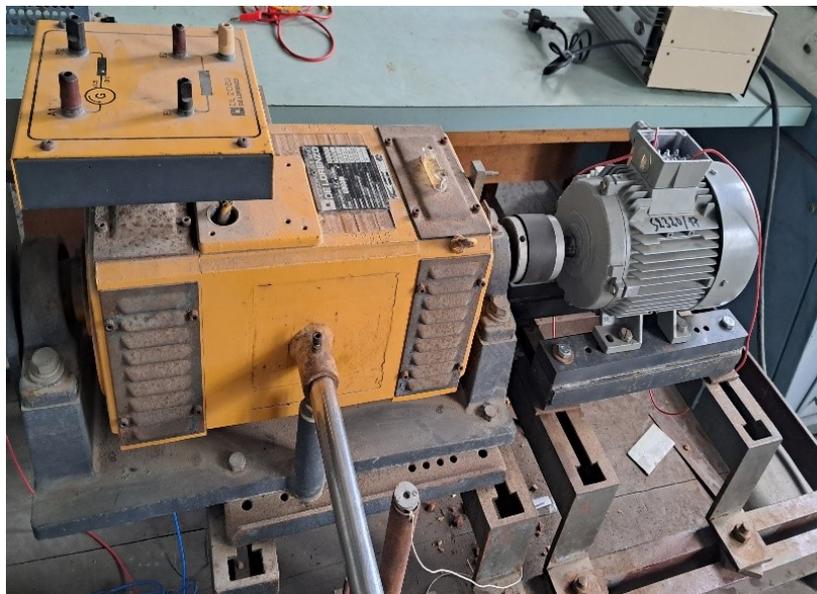


FIG. 5.2 : Moteur à courant continu.

5.3.2 Interface d'Électronique de Puissance

Un onduleur de marque Semikron, connu pour sa robustesse et son efficacité dans les applications industrielles. Il est composé d'un redresseur à Diodes qui convertit le courant alternatif produit par la PMSG en courant continu puis il reconvertit le courant continu en courant alternatif avec un contrôle précis de la forme d'onde.

Les caractéristiques techniques sont les suivants :

1. Tension d'Excitation : 220V/400V
2. Fréquence : 50Hz
3. Tension bus continu V_{red} : 600V
4. Courant Max : 30A

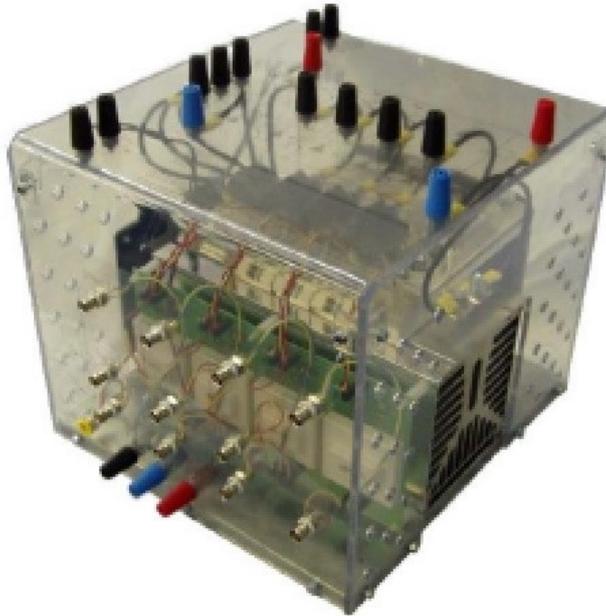


FIG. 5.3 : Onduleur.

5.3.3 Système de Commande Carte Arduino Due

La carte Arduino Due est utilisée pour la commande du système. Les paramètres de la carte incluent :

1. Processeur : Microcontrôleur ARM Cortex-M3 cadencé à 84 MHz.
2. Entrées/Sorties : 54 broches numériques d'entrée/sortie (dont 12 peuvent être utilisées comme sorties PWM), 12 entrées analogiques, et 4 sorties analogiques.
3. Mémoire : 96 Ko de SRAM, 512 Ko de mémoire Flash.
4. Tension de Fonctionnement** : 3.3V.

La carte Arduino Due permet de moduler la largeur des impulsions de l'onduleur pour optimiser la conversion d'énergie. Les algorithmes de commande sont programmés pour s'adapter en temps réel aux conditions de fonctionnement.



FIG. 5.4 : Arduino DUE.

5.3.4 Éléments de Mesure

1. stroboscope : Mesurent la vitesse de rotation de la PMSG.
2. Des instruments de mesure précis, tels que des oscilloscopes, voltmètres, ampèremètres et systèmes d'acquisition de données numériques, sont utilisés pour collecter et analyser les données.



FIG. 5.5 : outils de mesures

5.4 Expérimentation et Tests

Pour vérifier le comportement de l'émulateur, une série de tests expérimentaux a été réalisée. Ces tests ont pour but d'évaluer les performances du système, d'identifier les éventuels dysfonctionnements et d'optimiser les paramètres de commande.

5.4.1 Test à Vide de la PMSG

Le premier test consiste à évaluer le comportement de la PMSG à vide. La PMSG est entraînée par la MCC à vitesse fixe sans aucune charge connectée.

Schéma du montage :

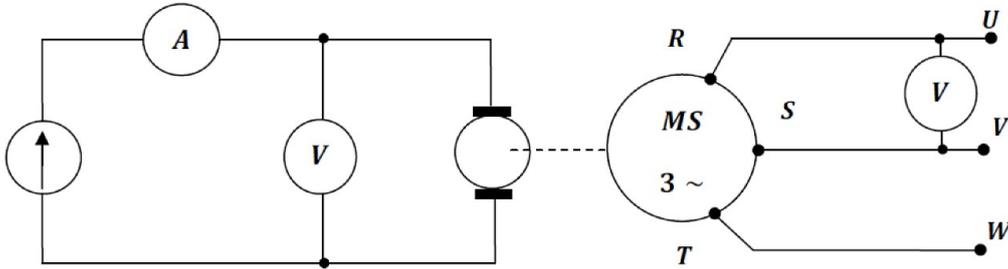


FIG. 5.6 : Schéma du montage de la caractéristique à vide

Mode opératoire :

- On fixe le courant dans l'inducteur de la machine à courant continu à $I_{ex} = 0.7A$, on démarre ensuite la machine à courant continu.
- La vitesse du groupe est maintenue à 1500 tr/min. En agissant sur le courant d'excitation.
- On relève la tension simple et composée fournie par la génératrice.

Résultats de test à vide :

Tension simple : $V_{eff} = 41V$

Tension composée : $U_{eff} = 75V$

Résultats

Les résultats de cet essai sont représentés sur les figures suivantes :

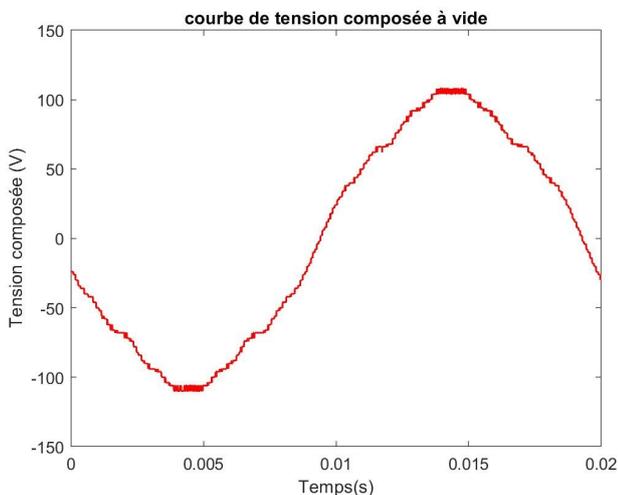


FIG. 5.7 : Tension composée à vide.

D'après la figure 5.8, on a $U_{max} = 108 \text{ V}$ et $U_{eff} = 76,36 \text{ V}$. Ces valeurs montrent le niveau de tension que la PMSG peut générer sans charge.

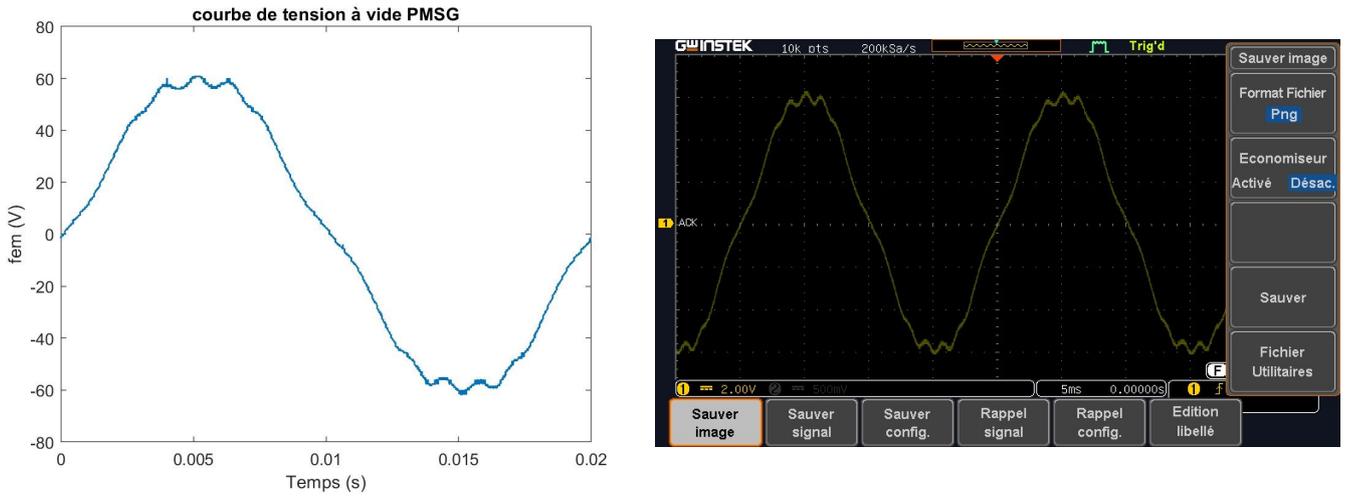


FIG. 5.8 : Tension simple à vide.

D'après la figure 5.9, on a $V_{max} = 60 \text{ V}$ et $V_{eff} = 42,42 \text{ V}$. Ces mesures sont essentielles pour évaluer les performances de la PMSG à vide.

5.4.2 Test en charge de la PMSG

Schéma du montage :

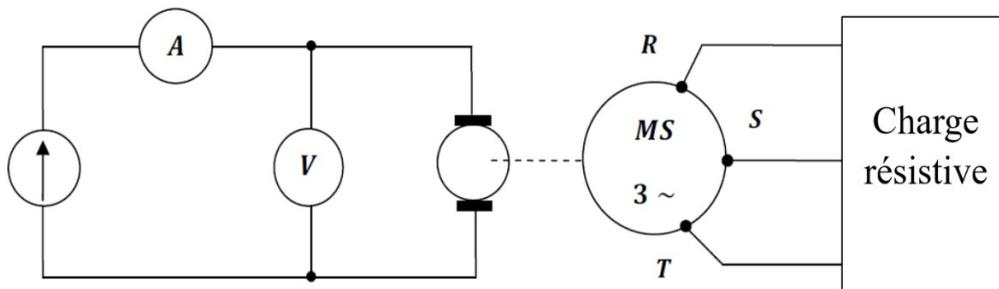


FIG. 5.9 : Schéma du montage de la caractéristique en charge.

Le dispositif entrainant est un moteur à courant continu alimenté par une alimentation de 220V. On règle la tension de façon à obtenir 1500tr/min. On va réaliser deux essais.

1er essai

- On relève la tension simple et le courant de la charge.
- $I_{eff} = 0,5 \text{ A}$
- $V_{eff} = 34 \text{ V}$

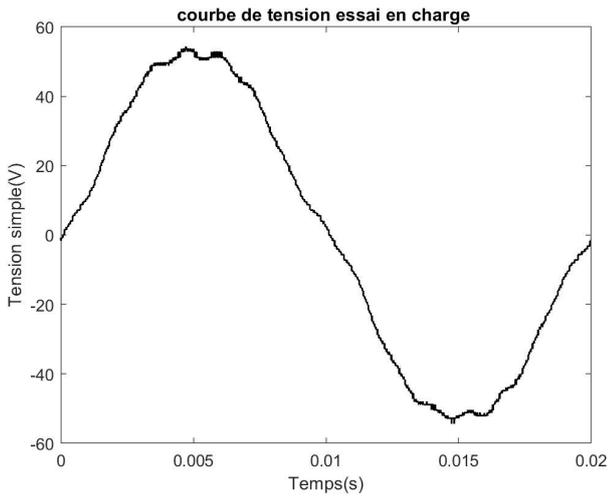


FIG. 5.10 : Courbe de tension essai en charge.

D'après la figure 5.11, on a $V_{max} = 52 \text{ V}$ et $V_{eff} = 36,76 \text{ V}$. Ces valeurs sont importantes pour analyser la capacité de la PMSG à maintenir des tensions sous charge.

2ème essai On relève la tension simple et le courant de la charge.

- $I_{eff} = 1,5 \text{ A}$
- $V_{eff} = 30\text{V}$

La courbe de tension est présentée ci-dessous :

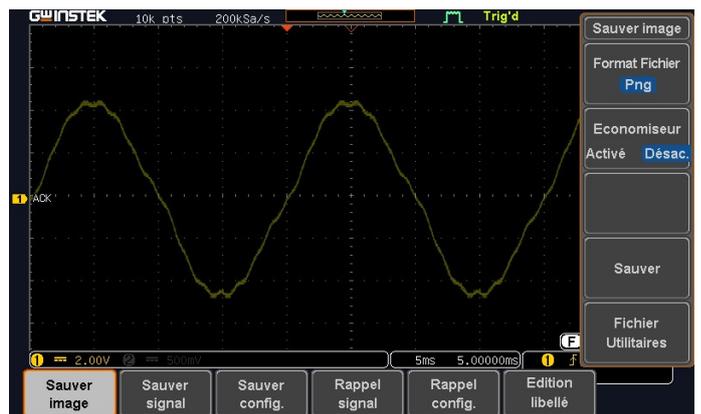
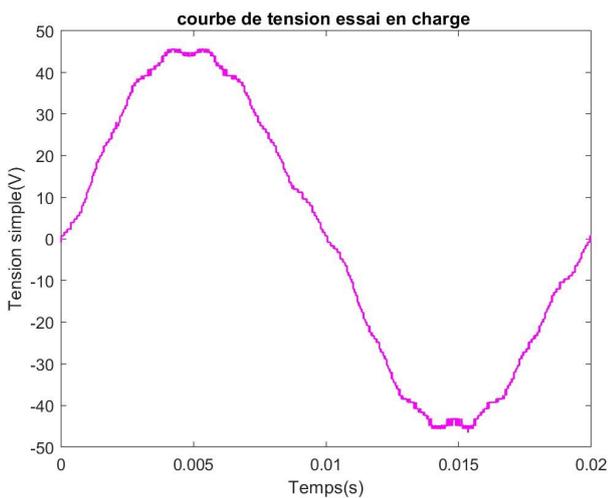


FIG. 5.11 : Courbe de tension essai en charge.

D'après la figure 5.12, on a $V_{max} = 45,6 \text{ V}$ et $V_{eff} = 32,24 \text{ V}$. Ces résultats aident à comprendre le comportement de la PMSG sous différentes charges.

La courbe du courant est présentée ci-dessous :

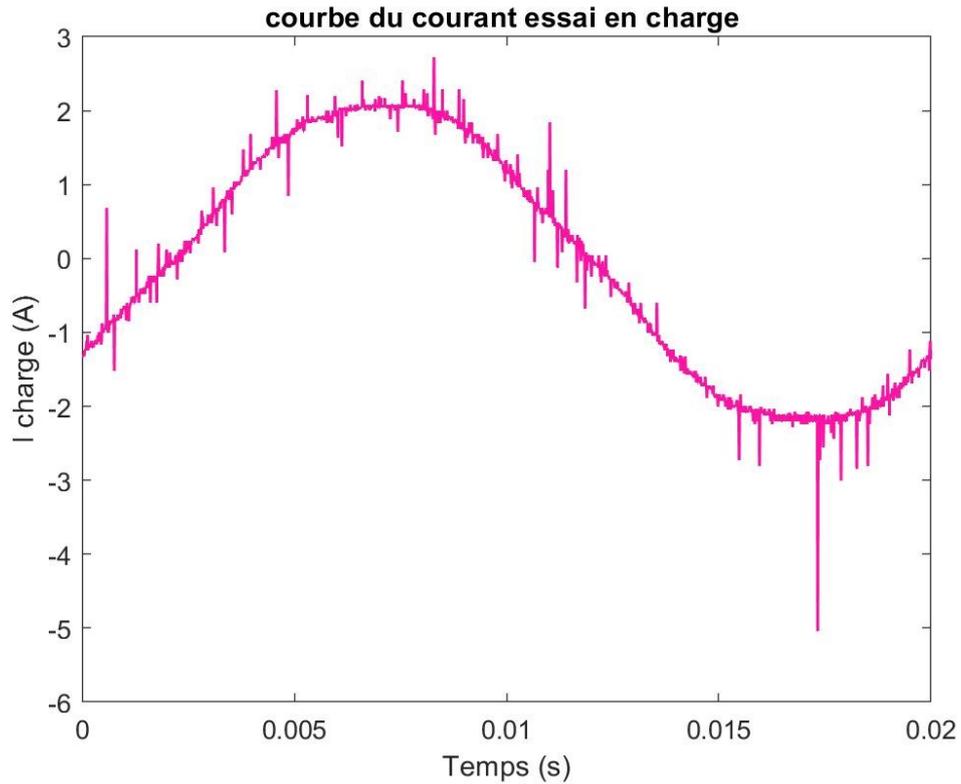


FIG. 5.12 : Courbe du courant essai en charge.

D'après la figure 5.13, on a $I_{max} = 2$ A et $I_{eff} = 1,41$ A. Ces mesures sont cruciales pour évaluer la réponse en courant de la PMSG sous charge.

5.4.3 Test PMSG et onduleur à vide

Le deuxième test est similaire au premier mais avec l'association du convertisseur. Le but de ce test est de vérifier l'interaction entre la PMSG et l'onduleur MLI, en particulier la qualité de la forme d'onde de sortie de l'onduleur et la réponse de la PMSG aux commandes MLI générées par l'Arduino Due.

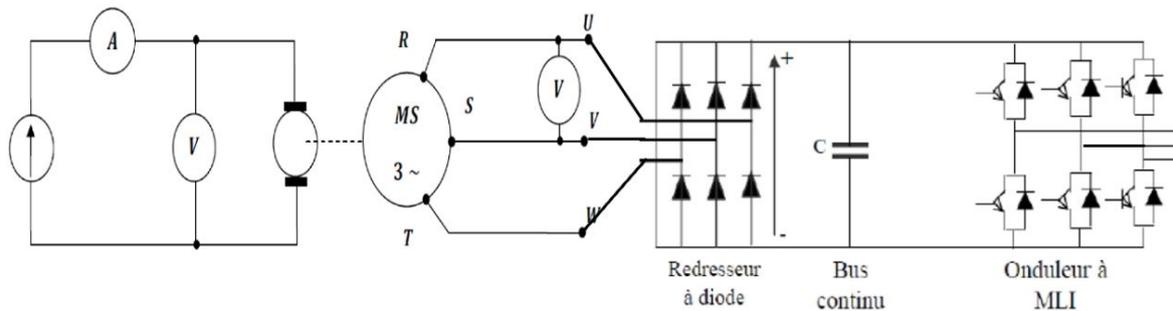


FIG. 5.13 : Schéma du montage de la caractéristique à vide.

Mode opératoire :

- On fixe le courant dans l'inducteur de la machine à courant continu à $I_{ex} = 0.7$ A, on démarre ensuite la machine à courant continu.

- La vitesse du groupe est maintenue à 1500tr/min. En agissant sur le courant d'excitation.
- On lance le programme Arduino sur logiciel IDE.
- On relève la tension composée fournie par la génératrice et la tension de bus continu red.

Résultats :

On relève les différentes mesures :

- Tension de bus continu : $V_{eff-red} = 110 \text{ V}$
- Tension composée PMSG : $U_{eff} = 74 \text{ V}$

Les résultats de cet essai sont représentés sur les figures suivantes :

Tension composée à vide fournie par la PMSG.

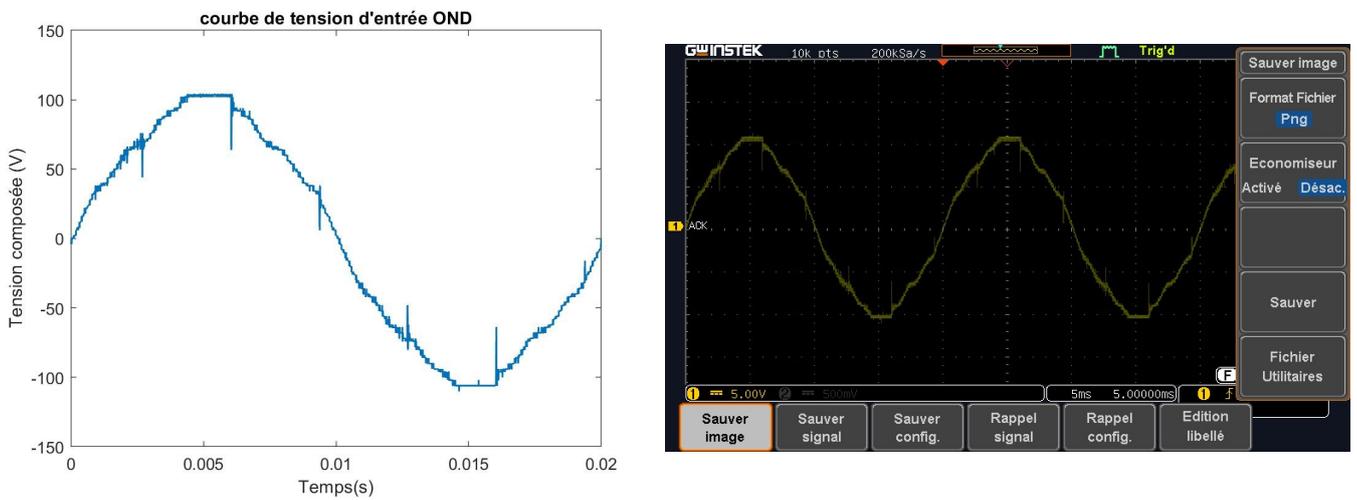


FIG. 5.14 : Tension composée à vide fournie par la PMSG.

D'après la figure 5.14, on a $U_{max} = 106 \text{ V}$ et $U_{eff} = 74,95 \text{ V}$. Ces valeurs sont essentielles pour valider les performances de la PMSG dans des conditions de fonctionnement sans charge.

Tension redressée aux bornes du bus continu.

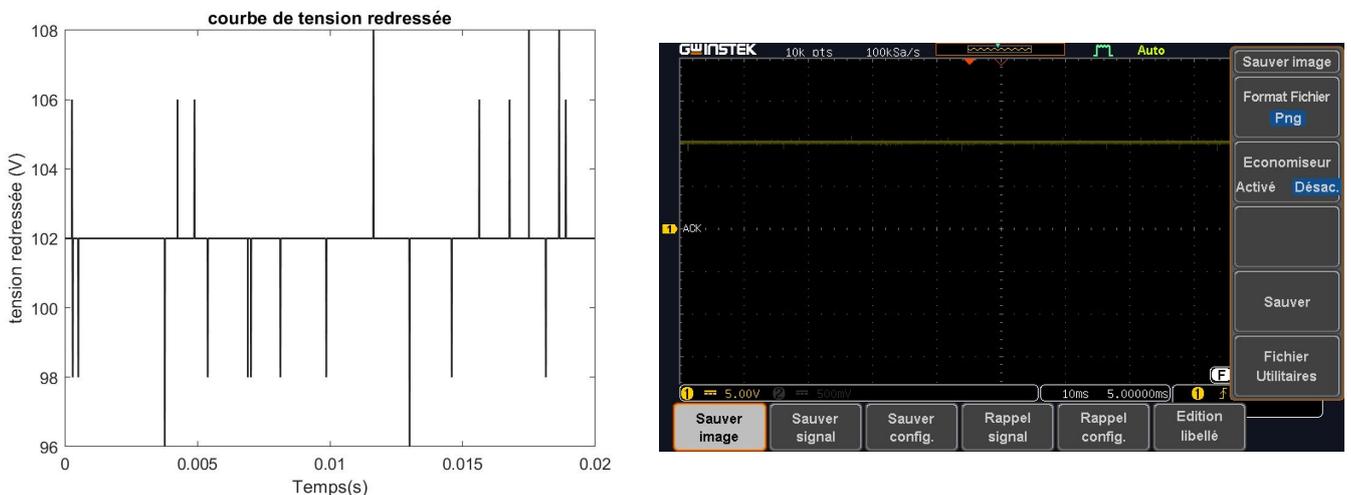


FIG. 5.15 : Tension redressée aux bornes du bus continu.

D'après la figure 5.15, on a $V_{DC} = 102 \text{ V}$. Cette mesure est cruciale pour vérifier l'efficacité du redresseur dans la conversion de la tension.

Tensions composées à la sortie de l'onduleur.

A. Paramètre de réglage de la commande MLI (r=0.2)

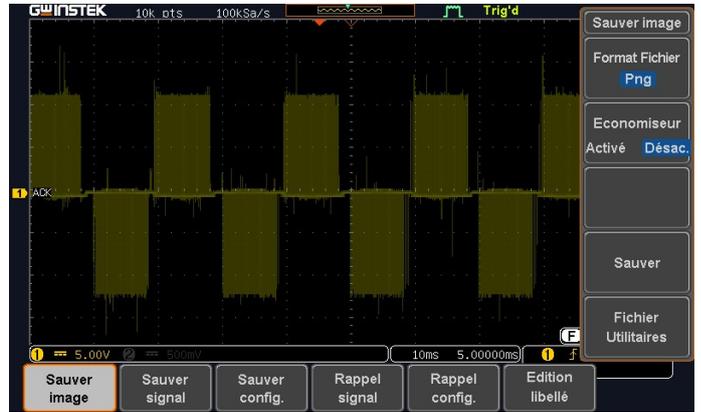
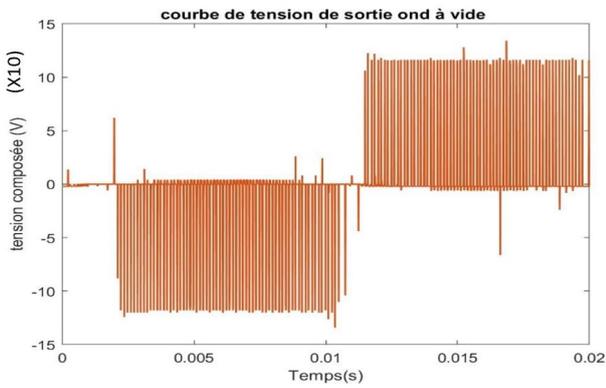


FIG. 5.16 : Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{12} .

D'après la figure 5.16, on a $U_{max} = 120 \text{ V}$. Ces valeurs aident à analyser la performance de l'onduleur et la réponse de la PMSG sous une charge spécifique.

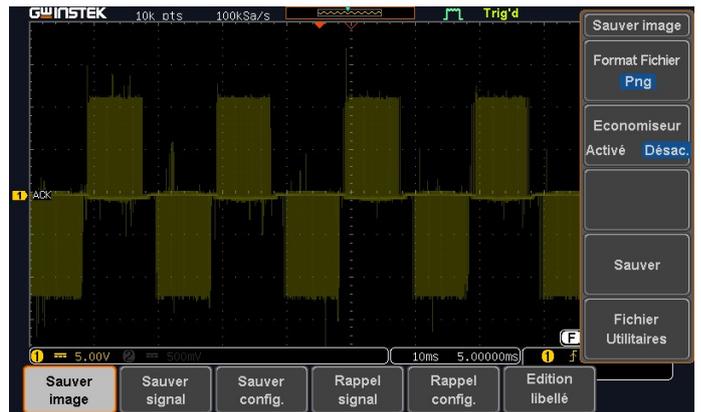
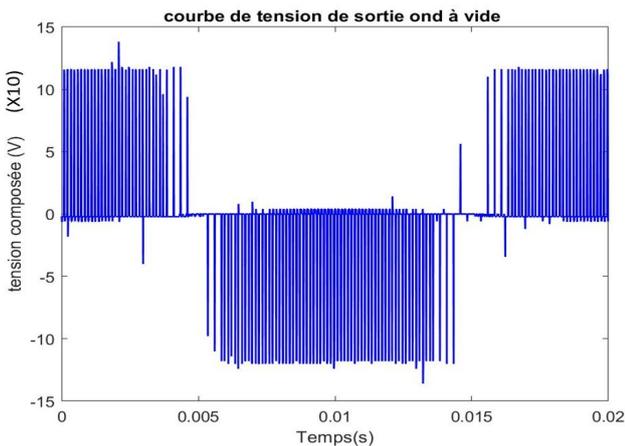


FIG. 5.17 : Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{13} .

D'après la figure 5.17, on a $U_{max} = 116 \text{ V}$. Ces mesures sont importantes pour évaluer la stabilité des tensions fournies par l'onduleur.

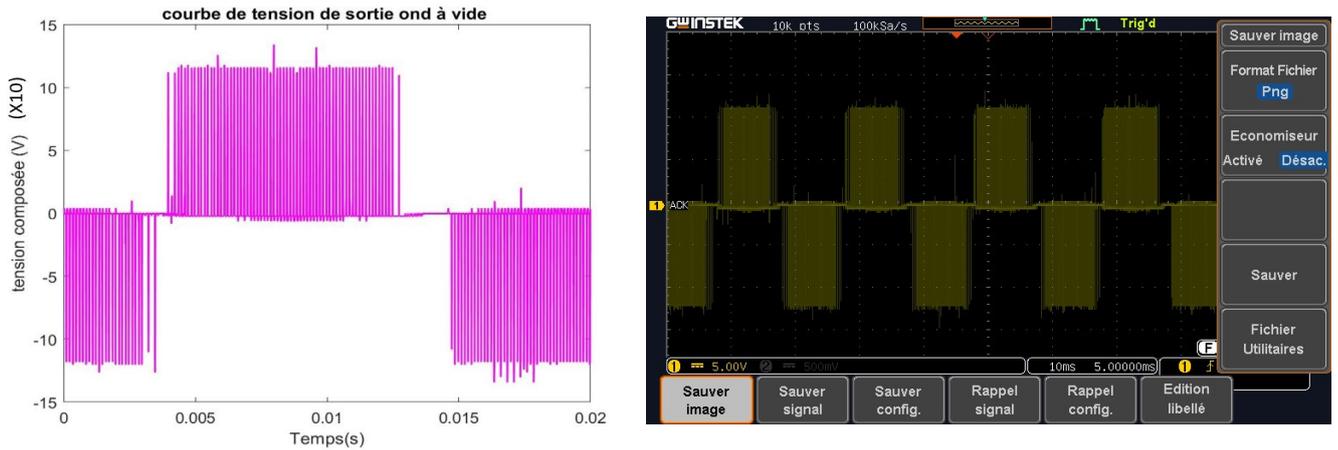


FIG. 5.18 : Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{23} .

D'après la figure 5.18, on a $U_{max} = 120$ V. Cette valeur est essentielle pour vérifier la performance de l'onduleur en termes de tension de sortie.

B. Paramètre de réglage de la commande MLI (r=0.8)

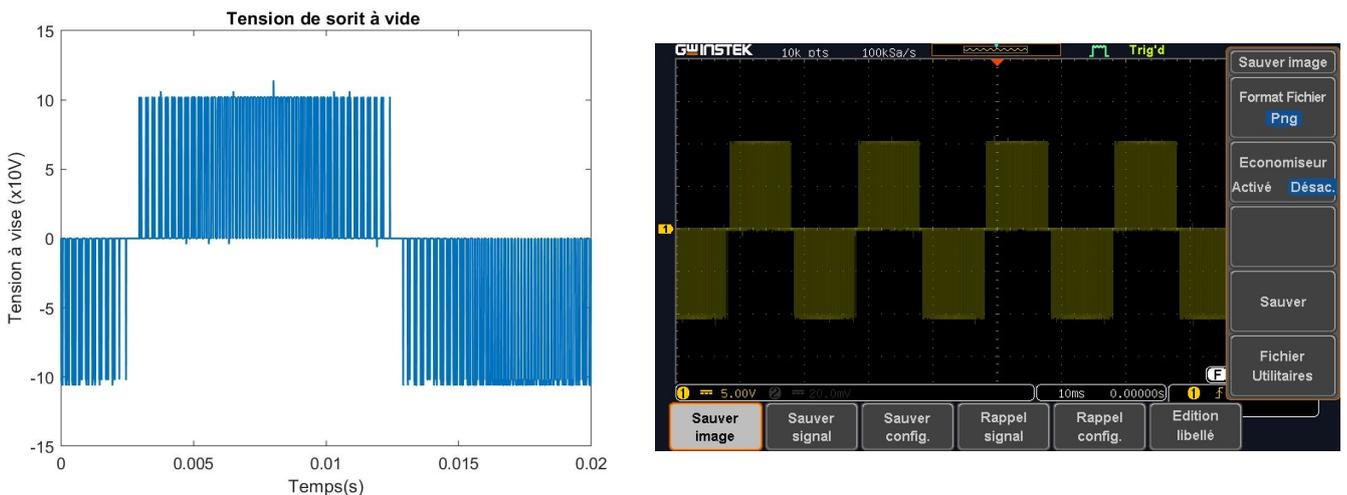


FIG. 5.19 : Tensions composées à la sortie de l'onduleur U .

D'après la figure 5.19, on a $U_{max} = 102$ V.

5.4.4 Test PMSG et onduleur en charge

Le troisième test implique l'association de la PMSG, de l'onduleur MLI et d'une charge résistive. La MCC continue de fournir une vitesse fixe, mais cette fois, la charge est appliquée pour simuler des conditions de fonctionnement réelles. Ce test évalue la performance de la chaîne de conversion sous charge, avec des rapports de modulation (rapport m) différents pour observer l'impact des variations de commande PWM sur l'efficacité de la conversion et la stabilité de la sortie.

Schéma du montage :

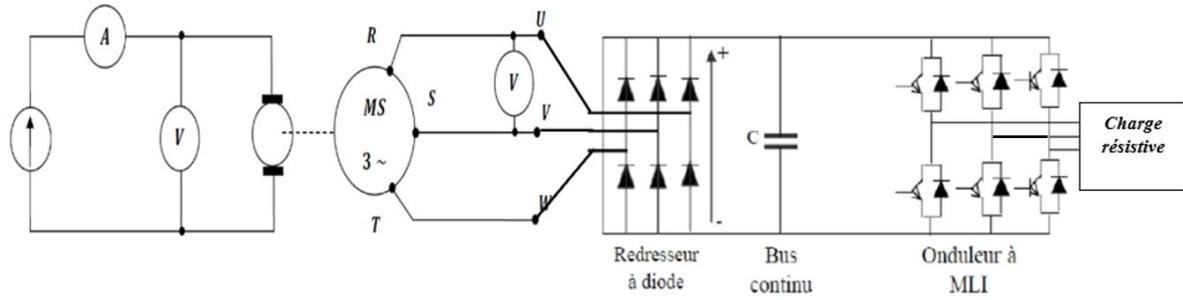


FIG. 5.20 : Schéma du montage de la caractéristique en charge.

Le dispositif entrainant est un moteur à courant continu alimenté par une alimentation de 220V. On règle la tension de façon à obtenir 1500tr/min. On va réaliser deux essais.

A.Paramètre de réglage de la commande MLI (r=0.2)

1er essai

On relève les différentes mesures :

- $I_{eff} = 0,5 \text{ A}$
- $V_{eff-red} = 90 \text{ V}$
- $U_{eff}(PMSG) = 68 \text{ V}$

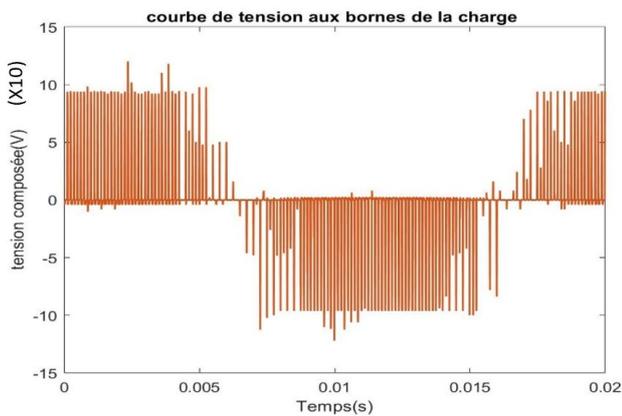


FIG. 5.21 : Tensions composées aux bornes de la charge U_{12} .

D'après la figure 5.21, on a $U_{max} = 94 \text{ V}$. Ces mesures permettent d'évaluer la performance de la PMSG et de l'onduleur sous charge.

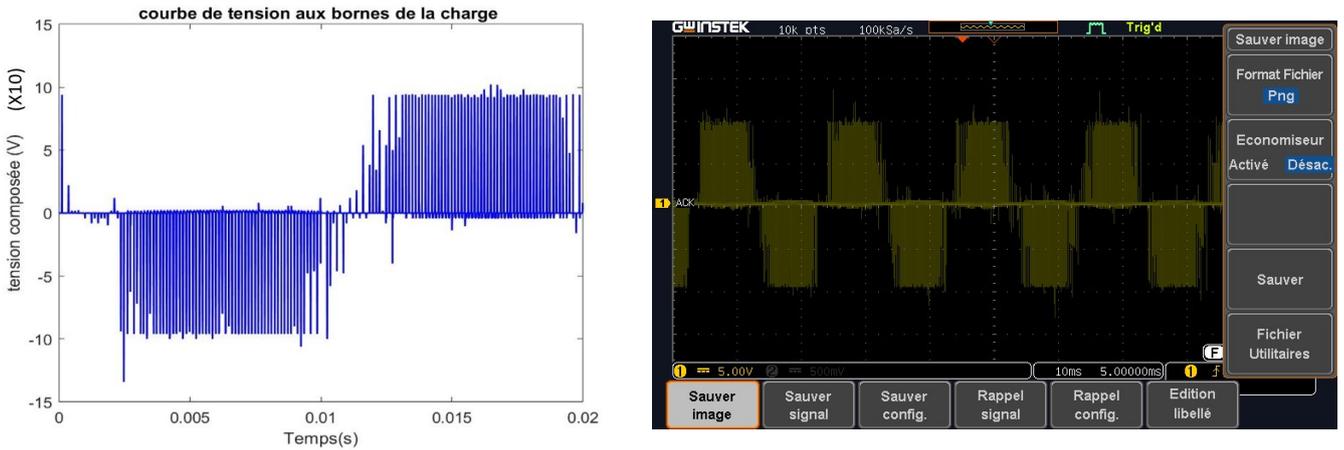


FIG. 5.22 : Tensions composées aux bornes de la charge U_{13} .

D'après la figure 5.22, on a $U_{max} = 94 \text{ V}$. Ces résultats sont importants pour analyser la stabilité de la tension de sortie sous une charge spécifique.

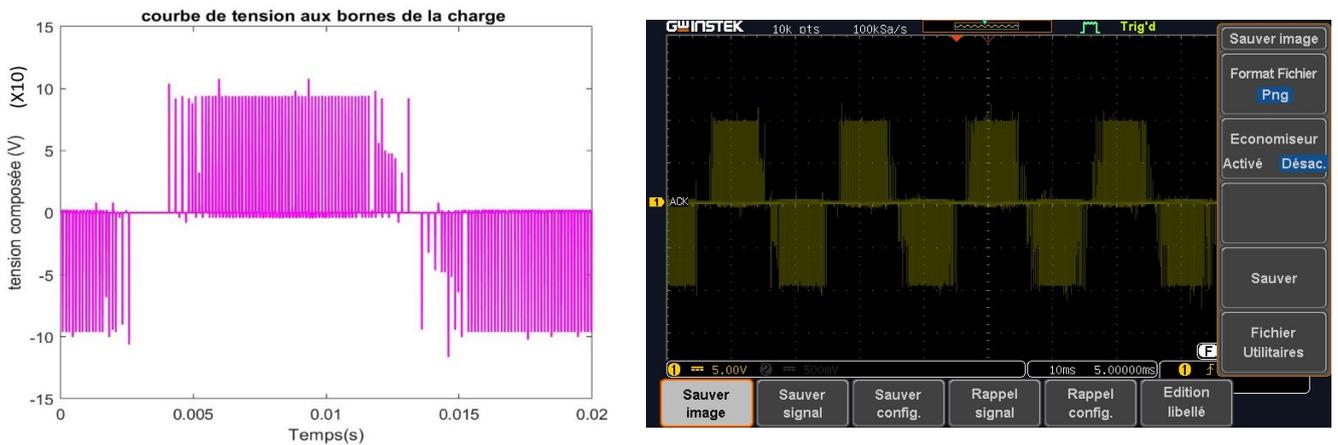


FIG. 5.23 : Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{23} .

D'après la figure 5.23, on a $U_{max} = 94 \text{ V}$. Ces mesures aident à vérifier la performance de l'onduleur en conditions de charge.

La courbe de tension fournie par la PMSG en charge est présentée ci-dessous :

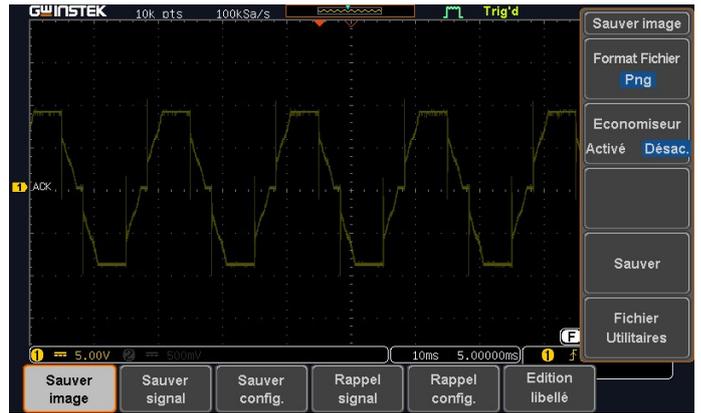
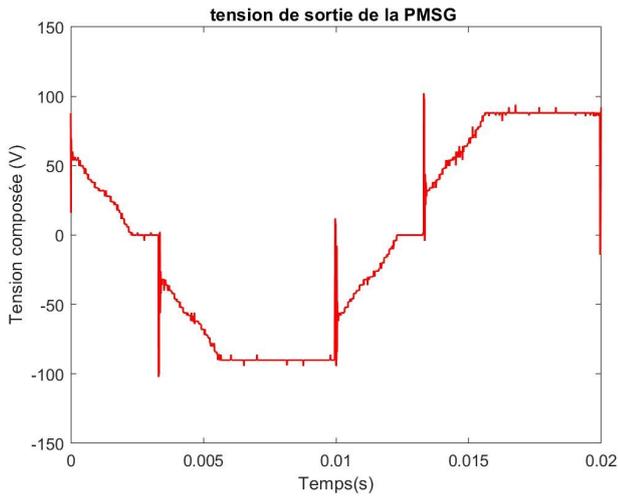


FIG. 5.24 : Tension composée fournie par la PMSG en charge.

D'après la figure 5.23, on a $U_{max} = 92 \text{ V}$ et $U_{eff} = 65 \text{ V}$. Ces valeurs sont essentielles pour évaluer les performances de la PMSG sous charge.

2ème essai

On relève les différentes mesures :

- $I_{eff} = 0,8 \text{ A}$
- $U_{eff-red} = 85 \text{ V}$
- $U_{eff}(PMSG) = 62 \text{ V}$
- $U_{OND} = 8 \text{ V}$

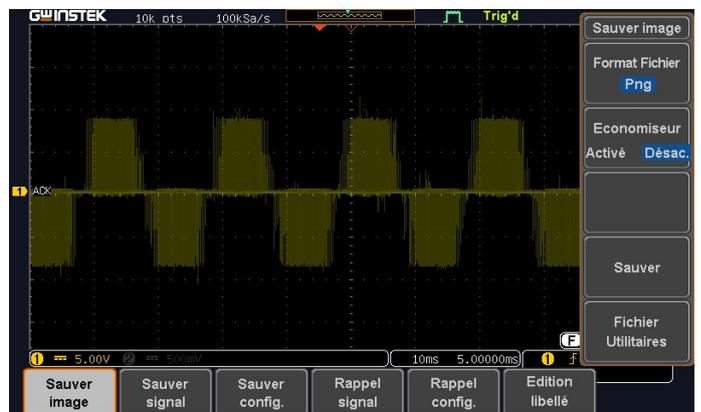
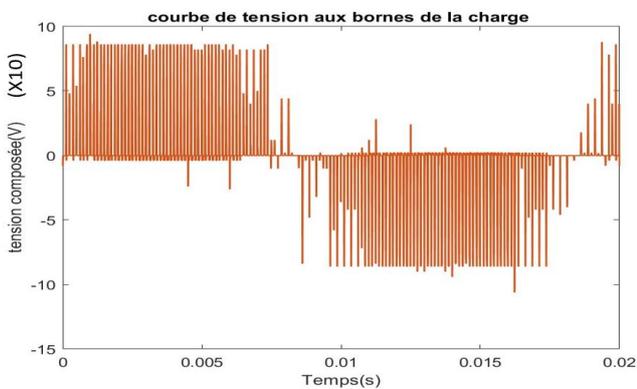


FIG. 5.25 : Tensions composées aux bornes de la charge U_{12} .

D'après la figure 5.25, on a $U_{max} = 86 \text{ V}$. Ces mesures permettent d'évaluer la performance de la PMSG et de l'onduleur sous charge.

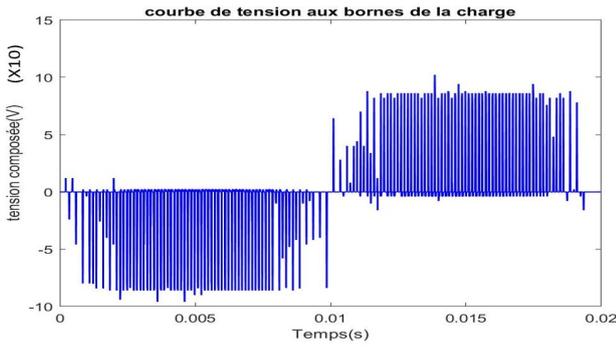


FIG. 5.26 : Tensions composées aux bornes de la charge U_{13} .

D'après la figure 5.26, on a $U_{max} = 86$ V. Ces résultats sont importants pour analyser la stabilité de la tension de sortie sous une charge spécifique.

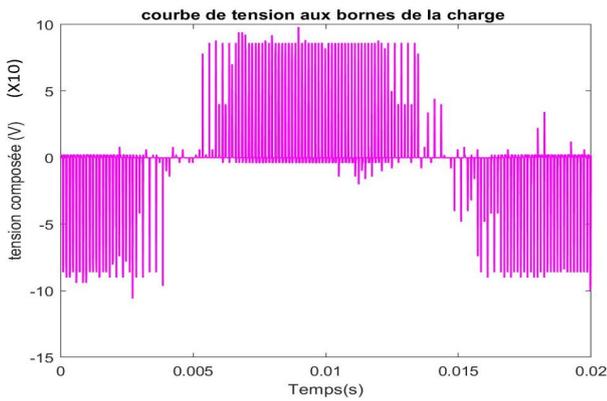


FIG. 5.27 : Tensions composées à la sortie de l'onduleur U_{23} .

D'après la figure 5.26, on a $U_{max} = 86$ V. Ces mesures aident à vérifier la performance de l'onduleur en conditions de charge.

B.Paramètre de réglage de la commande MLI (r=0.8)

On relève les différentes mesures.

$I_{eff-mes} = 0.7$ A , $U_{OND-mes} = 35$ V

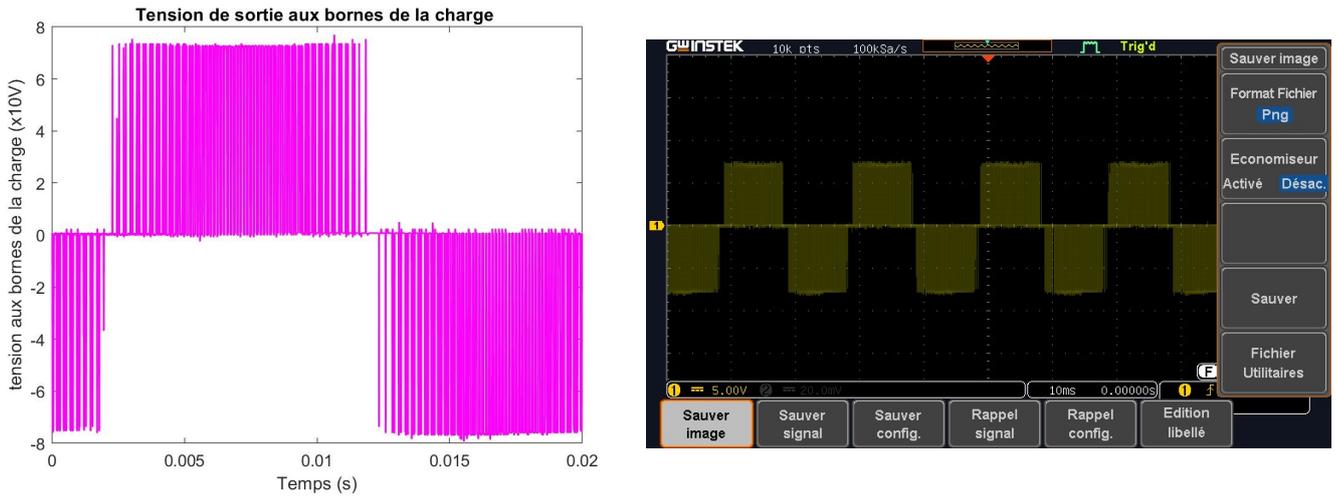


FIG. 5.28 : Tensions composées à la sortie de l'onduleur.

D'après la figure 5.28, on a $U_{max} = 76 \text{ V}$.

5.5 Analyse Globale des Résultats

Les résultats expérimentaux obtenus lors des tests à vide et en charge ont démontré une cohérence significative avec les prédictions théoriques et les simulations. Lors du test à vide de la PMSG, la tension générée a montré une proportionnalité directe avec la vitesse de rotation. L'interaction entre la PMSG et l'onduleur MLI a révélé une forme d'onde en escalier dans la tension de sortie, due à la commande sinus-triangle, ainsi qu'une augmentation de la tension de sortie lorsque le taux de modulation augmentait. Le test en charge a permis d'évaluer la stabilité et l'efficacité de la chaîne de conversion dans des conditions réalistes, avec des variations légères des valeurs de tension et de courant en fonction des différents rapports de modulation ($m = 0.8$, $m = 0.2$), conformément aux attentes théoriques concernant l'impact de la modulation sur la performance de l'onduleur.

5.6 Comparaison avec les Simulations Matlab Simulink

Pour valider les résultats expérimentaux, nous avons comparé les données recueillies avec les simulations réalisées sous Matlab Simulink. Nous présentons une comparaison des résultats pour certains paramètres sous forme de graphiques, tandis que les autres résultats sont récapitulés dans le tableau suivant. la figure 5.29 ci-dessous représente le comparaison de la tension redressée simulée et expérimentale.

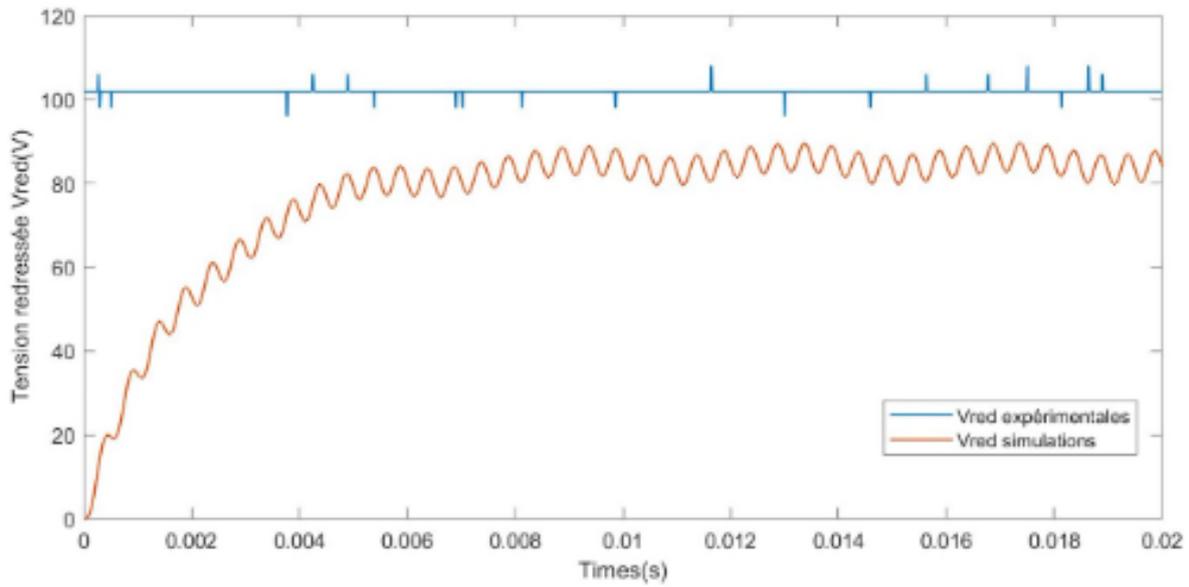


FIG. 5.29 : la tension redressée simulée et expérimentale

la figure 5.29 ci-dessous represente le comparaison de la tension de sortie ondulée simulée et expérimentale pour un taux de commande MLI triangulo-sinusoidale de 0.2 à vide.

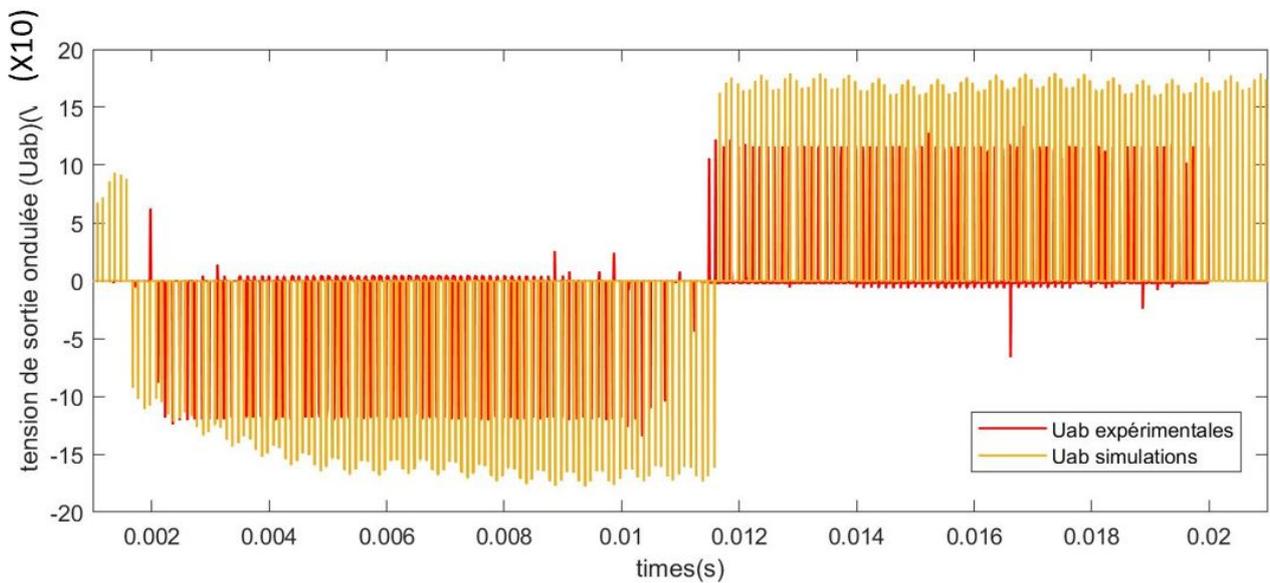


FIG. 5.30 : la tension de sortie simulée et expérimentale pour un taux de commande MLI triangulo-sinusoidale de 0.2 à vide

la figure 5.30 ci-dessous represente le simulation et exprimental de la tension de sortie ondulée simulée et expérimentale pour un taux de commande MLI triangulo-sinusoidale de 0.8 à vide. .

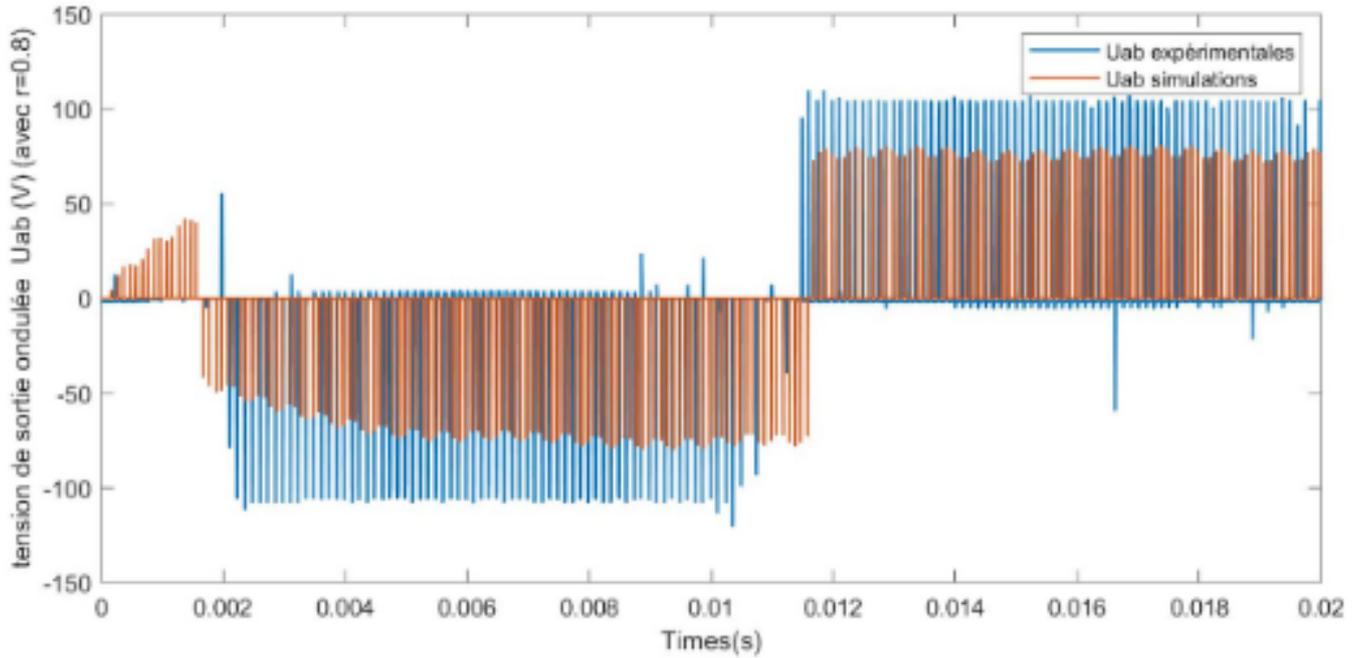


FIG. 5.31 : la tension de sortie ondulée simulée et expérimentale pour un taux de commande MLI triangulo-sinusoidale de 0.8 à vide

la figure 5.31 ci-dessous represente le comparaison de la tension de sortie ondulée simulée et expérimentale pour un taux de commande MLI triangulo-sinusoidale de 0.2 en charge.

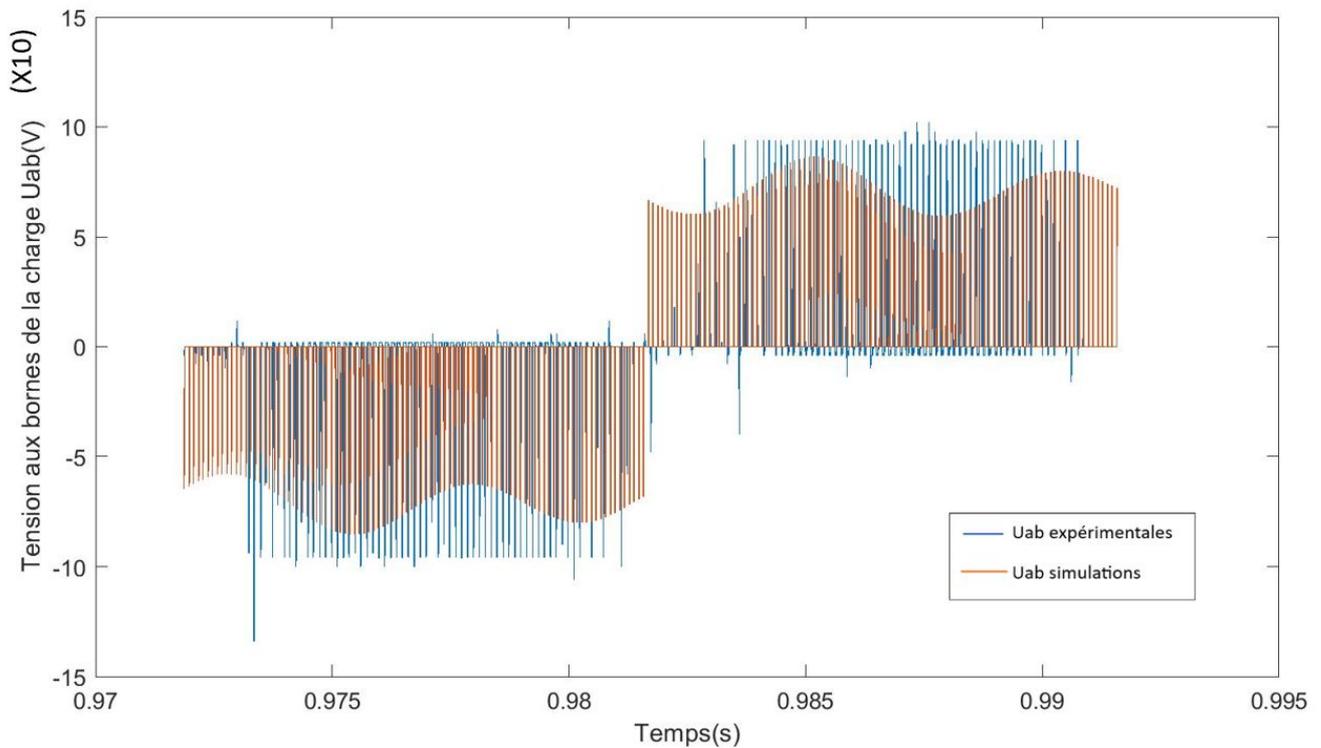


FIG. 5.32 : la tension de sortie ondulée simulée et expérimentale en charge

5.6.1 Interprétation des résultats

Les figures 5.29, 5.30, 5.31, et 5.32 montrent une comparaison détaillée des tensions de sortie et redressée, simulées et expérimentales, pour un taux de commande MLI $r = 0.2$, révélant la cohérence et les différences entre les résultats. Les résultats expérimentaux sont globalement en accord avec les simulations Matlab Simulink, bien que certaines valeurs diffèrent. Les mesures de tension et de courant sous diverses conditions de test confirment la validité du modèle théorique de la chaîne de conversion éolienne. La stabilité des valeurs mesurées, malgré les variations dans les rapports de modulation, démontre la robustesse de la configuration expérimentale. Les différences observées peuvent être dues à des approximations dans les modèles ou à des variations dans les conditions expérimentales. Un tableau de comparaison présente les résultats expérimentaux et de simulation, analysant des paramètres clés comme la tension efficace (U_{eff}), la tension maximale (U_{max}) et le courant efficace (I_{eff}), pour valider les modèles théoriques et évaluer la performance pratique du système.

TAB. 5.1 : Simulation et expérimental des résultats expérimentaux et des simulations Matlab Simulink

Tests	Paramètres	Résultats expérimentaux (V)	Résultats de simulation (V)	Commentaires
PMSG à Vide	Veff sortie PMSG	41V	39.47V	La tension mesurée est très proche de celle prédite.
	Ueff sortie PMSG	75V	68.37V	La tension est conforme aux attentes, avec une légère variation.
PMSG + OND à Vid avec un r=0.2	Ueff sortie PMSG	74V	68.37V	La tension continue est plus élevée expérimentalement.
	Vred-eff	110V	85.62V	La tension maximale est légèrement inférieure.
	Umax sortie OND	12V	17V	La tension maximale est supérieure en expérimental.
PMSG + OND à Vide avec un r=0.8	Umax sortie OND	102V	70V	La tension simulée est inférieure à celle mesurée, indiquant une perte possible ou une différence dans le modèle.
PMSG + OND charge A avec un r=0.2	Ieff	0.5A	0.49A	Le courant mesuré est proche de la simulation, indiquant une bonne correspondance.
	Vred-eff	90V	71.78V	La tension réduite est plus élevée expérimentalement, ce qui peut indiquer une meilleure efficacité en conditions réelles.
	Ueff sortie PMSG	68V	/	/.
	Ueff sortie OND	6.78V	7.5V	La tension simulée est légèrement supérieure.
PMSG + OND + charge B avec un r=0.2)	Ieff	0.8A	0.81A	Le courant mesuré est très proche de la simulation.
	Vred-eff	85V	72.68V	La tension redressée est plus élevée expérimentalement.
	Ueff sortie PMSG	62V	/	/
	Ueff sortie OND	8V	7.3V	La tension mesurée est légèrement supérieure.
PMSG + OND + charge C avec un r=0.8	Ieff	0.7A	0.76A	Le courant mesuré est très proche de la simulation.
	Ueff sortie OND	35V	31V	La tension mesurée est légèrement supérieure.

5.7 Conclusion

L'analyse globale des résultats expérimentaux et leur comparaison avec les simulations Matlab Simulink montrent une bonne cohérence entre les données expérimentales et les prédictions théoriques. La validation expérimentale du modèle théorique confirme la précision des simulations et l'efficacité du banc d'essai pour l'étude des chaînes de conversion éolienne. Ces résultats encouragent l'utilisation de cette plate-forme pour de futures recherches et développements dans le domaine des énergies renouvelables. Les axes d'amélioration identifiés incluent l'optimisation des paramètres de modulation et l'intégration de nouvelles technologies pour améliorer encore la performance et l'efficacité de la chaîne de conversion.

Conclusion et perspectives

Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail était d'étudier et de réaliser un émulateur d'éolienne basé sur une machine synchrone à aimants permanents (PMSG). Cet émulateur comprend une machine à courant continu remplaçant la turbine, ainsi qu'un redresseur à diodes et un onduleur de tension.

La PMSG utilisée a été dimensionnée en utilisant des expressions empiriques et des équations analytiques basées sur des principes électromagnétiques. Cette machine a été réalisée au Laboratoire de recherche en Electrotechnique en collaboration avec Electro Industrielle Azzazga. Après l'étape d'identification des paramètres de la machine, nous avons procédé à la simulation du système complet (émulateur éolien) à vide et en charge.

Une fois la simulation de notre chaîne effectuée, nous sommes passés à la partie expérimentale pour valider et vérifier ces résultats dans des conditions réelles. Cela a impliqué la construction réelle de la chaîne avec une PMSG et un onduleur.

Enfin, nous avons comparé les résultats de simulation avec les résultats expérimentaux pour valider la performance et la robustesse de l'émulateur éolien.

Perspectives Futures :

La machine synchrone à aimants permanents (PMSG) réalisée génère actuellement une force électromotrice (f.e.m.) à vide avec une tension efficace de 42V. Pour atteindre une f.e.m. à vide de 220V ou 240V, des modifications spécifiques doivent être apportées au rotor. Ces modifications peuvent inclure l'augmentation du nombre d'aimants permanents, le changement de leur matériau pour augmenter la densité de flux magnétique

Bibliography

- [1] M. S. G. M. ABDALLAH HEDIR, *Modélisation numérique du sillage généré par une éolienne à axe vertical de type Darrieus tripale*. ,Master., 2012.
- [2] MANELDEY, *Modélisation numérique du sillage généré par une éolienne à axe vertical de type Darrieus tripale*. ,Master., 2023.
- [3] Y. SAADOUNE, *Modélisation d'éolienne sur la base d'un générateur à induction à double alimentation MADA*. ,rapport., 2023.
- [4] J. BONAL et P. ROSSETTI, *Énergies alternatives. Technologies environnement et société : Éditions Ecrin-Omniscience*, ,livre., 2011.
- [5] M. ZOHIR, “Identification parametrique de la machine asynchrone a double alimentation”, ,Mémoire de Magister : Electrotechnique ., 2015.
- [6] J. PYRHÖNEN, T. JOKINEN et V. HRABOVCOVÁ, *Design of Rotating Electrical Machines*. Wiley, ,livre., 2009.
- [7] P. PONOMAREV, *Tooth-coil permanent magnet synchronous machine design for special applications*. oct. , thèse de doct., 2013.
- [8] A. TIKELLALINE, K. BOUGHRARA et N. TAKORABET, “Design and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Transactions on Magnetics*, ,article., 2011.
- [9] *Technique de l'ingénieur, Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)* . ,article., 2010, d3554.
- [10] L. HADJOUT, “Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique”, thèse de doct., ENP, déc. ,Mémoire de Magister : Electrotechnique., 2006.
- [11] S. B. ANDERSEN et I. F. SANTOS, “Evolution strategies and multi-objective optimization of permanent magnet motor”, *Applied Soft Computing*, t. 12, p. 778-792, ,article., 2012.
- [12] O. KROVEL, “Design of Large Permanent Magnetized Synchronous Electric Machines”, thèse de doct., Norwegian University of Science et Technology, fév. ,article., 2011.
- [13] M. DJAMI et M. M. H. SADOK, *Dimensionnement Magnétothermique d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)*. ,PFE., 2019.
- [14] S. MEIER, “Theoretical design of surface-mounted permanent magnet motors with field-weakening capability”, mém. de mast., Royal Institute of Technology, ,Master., 2002.
- [15] M. H. KHANOUCHE OUARDA, *Modélisation et simulation par éléments finis d'un moteur asynchrone*. ,Master., 2021.
- [16] E. DLALA, “Comparison of models for estimating magnetic core losses in electrical machines using the finite-element method”, *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 45, n° 2, p. 716-725, ,article., 2009.

- [17] H. TRABELSI, A. MANSOURI et M. GMIDEN, “On the no-load iron losses calculations of a SMPM using VPM and transient finite element analysis”, *International Journal of Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering*, t. 2, n° 1, p. 470-483, ,article., 2008.
- [18] R. L. STOLL, *The analysis of eddy currents*. Oxford University Press, ,livre., 1974.
- [19] D. M. IONEL et al., “On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 42, n° 3, p. 658-667, ,article., 2006, Available at <http://eprints.gla.ac.uk/3438/>.
- [20] D. C. MEEKER, “An improved continuum skin and proximity effect model for hexagonally packed wires”, *Journal of Computational and Applied Mathematics*, t. 236, n° 18, p. 4635-4644, ,article., 2012.
- [21] D. ISHAK, Z. Q. ZHU et D. HOWE, “Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole”, *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 41, n° 9, p. 2462-2469, ,article., 2005.
- [22] D. FATOU et O. AHMED, *Étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne A base de machine synchrone à aimants permanents*. ,Master., 2018.
- [23] D. SOUHILA et K. SAADIA, “Modélisation et simulation d'une chaîne de conversion éolienne à base d'un générateur synchrone à aimants permanents”, Université Ibn-Khaldoun de Tiaret, thèse de doct., 2016.
- [24] T. ABDERRAZAK et S. MILOUD, “Commande Prédictive d'un Système éolien à base d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent”, Université Mohamed Seddik Ben Yahia - Jijel, thèse de doct., 2019.
- [25] M. ADEL, “Étude et modélisation d'une chaine de production éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent”, Université de M'SILA, thèse de doct., 2012.