

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Ingénierie des Systèmes Electriques

Mémoire de Master

Présenté par :

Mr. AYADI FATAH

Mr. BOUDJELTI MOHAMMED AMIN

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Conception d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents : Application à une Eolienne

Membre de jury :

Mme. M'ZIOU	Nassima	Professeur	UMBB	Président
Mlle. LARABI	Zina	MAA	UMBB	Encadreur
Mme. ABDESELAME	Djamila	MAA	UMBB	Examinateur
Mr. HAMEL	Meziane	MCB	UMBB	Examinateur

Année Universitaire : 2018/2019

Remerciements

Remerciements

Notre travail de mémoire a été réalisé au Département d'Ingénierie des Systèmes Electriques de l'Université M'Hamed Bougara de Boumerdès.

Nous tenons à remercier notre promotrice Mademoiselle Zina LARABI, MAA à l'UMBB d'avoir accepté l'encadrement de ce mémoire, pour ses conseils pertinents et précieux et pour nos discussions très bénéfiques. Nous la remercions de nous avoir orientés vers ce sujet, elle a pris le temps nécessaire pour nous éveiller à la recherche en montrant constamment une très grande rigueur et précision durant le travail. Elle a toujours été disponible, toujours de bonne humeur, elle n'a cessé de nous soutenir et de nous encourager dans tous les moments où nous pouvons douter, de notre travail. Elle nous a poussés en avant malgré ses nombreuses activités. Un très grand merci à elle.

Nos remerciements vont également à Madame Nadjat HACHICHE, Ingénieur à l'entreprise Electro – Industries d'Azazga qui nous a bien encadrés et orientés pendant notre visite. Sans oublier Monsieur AIT TAFATI Idris, Ingénieur à l'entreprise de production de l'électricité de Cap Djenat.

Nous présentons aussi nos remerciements à Madame Nassima M'ZIOU, Professeur à l'UMBB pour l'honneur qu'elle nous a fait en acceptant de présider notre jury de soutenance, à Madame Djamilia ABDESLAME, MAA à l'UMBB et à Monsieur Meziane HAMEL, MCB à l'UMBB d'avoir accepté d'être les membres de jury et d'examiner notre travail.

Nos vifs remerciements vont également à Madame Nacira NACY, Ingénieur de laboratoire automatique (C312) pour sa gentillesse, son bon humeur et son accueil dans le laboratoire pour réaliser ce mémoire.

Nous remercions tous les enseignants de la Faculté des Sciences d'ingénieur, qui ont contribué dans notre formation universitaire.

Sans oublier de remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

Dédicaces

Dédicaces

Je dédie ce travail surtout à mes parents mon cher père et ma chère mère qui ont dépensés pour moi sans compter. En reconnaissance de tous les sacrifices consentis par chacun pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie avec toute leur tendresse.

A mes chères sœurs.

A mes oncles, tantes, cousins et cousines et ma grande mère, et toutes la famille « AYAD ».
Spécial dédicace à ma chère fiancée qui m'a bien aidé le long de mon parcours universitaire et qui m'a donné beaucoup de succès, et aussi à mon cher binôme AMIN et sa famille.

A mes amis, et tous ceux qui m'aiment.

A tous les membres de ma promotion MME 17.

FATAH

Dédicaces

Je dédie ce travail surtout à ma chère mère qui a dépensé pour moi sans compter. En reconnaissance de tous les sacrifices consentis par elle pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie avec toute sa tendresse.

A mes frères et chères sœurs.

*A mes oncles, tantes, cousins et cousines et toutes la famille « BOUDJELTI et GHARBI »
Spécial dédicace à ma chère fiancée et aussi à mon cher binôme FATAH et sa famille.*

A mes amis, et tous ceux qui m'aiment.

A tous les membres de ma promotion MME 17.

Mohammed Amin

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur la conception en génie électrique

I. Introduction.....	3
II. Définition de la conception.....	3
III. Démarche de la conception des machines électriques.....	4
III.1 Analyse du cahier des charges.....	4
III.2 Formulation du problème.....	5
III.2.1 La fonction objectif ou les fonctions objectifs.....	5
III.2.2 Les variables ou paramètres de conception.....	5
III.2.3 Des contraintes liées à la fabrication et à l'utilisation.....	5
III.2.4 Contraintes ajoutées par le concepteur.....	5
III.3 Modélisation du dispositif.....	6
III.4 Résolution du problème.....	6
III.5 Exploitation et analyse des résultats.....	7
IV. Différents types de conception.....	8
V. Problèmes liées à la conception.....	9
VI. Outils de conception.....	10
VII. Méthodes de conception.....	13
VIII. Etapes de conception dans l'industrie.....	17
IX. Conclusion.....	22

Chapitre II : Conception de la machine synchrone à aimants permanents

I Introduction.....	23
II Description d'une machine synchrone à aimants permanents.....	23
III Avantages et inconvénients des MSAP.....	23
III.1 Avantages des MSAP.....	23
III.2 Inconvénients des MSAP.....	24
IV Type des MSAP.....	24
IV.1 Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS).....	24
IV.2 Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI).....	25
IV.3 Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC).....	26

IV.4	Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE).....	26
V	Les aimants permanents	27
VI	Bobinages des MSAP	29
VII	Caractéristiques de la machine à dimensionner	32
VIII	Calcul analytique de la MSAP	33
IX	Calcul numérique de la MSAP.....	41
IX.1	Description de la méthode des éléments finis	44
IX.2	Formulation des équations électromagnétiques.....	45
IX.2.1	Equations de Maxwell	45
IX.2.2	Relations du milieu.....	45
IX.2.3	Loi d'Ohm	45
IX.2.4	Formulation du problème électromagnétique	45
IX.3	Simulation sous l'environnement Ansys Maxwell	47
X	Conclusion	49
Chapitre III: Application de la GSAP à une éolienne		
I	Introduction.....	50
II	Définition d'une éolienne.....	51
III	Différents types des turbines éoliennes.....	51
III.1	Les turbines éoliennes à axe horizontal	51
III.2	Les turbines éoliennes à axe vertical	51
IV	Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne	52
V	Utilisation des machines synchrones dans les énergies éoliennes.....	52
V.1	Générateur synchrone à rotor bobiné	53
V.2	Générateur synchrone à aimants permanents (GSAP).....	54
VI	Modélisation de la turbine.....	56
VII	Modélisation de la GSAP	62
XII	Conclusion.....	72
Conclusion générale.....		73
Bibliographies		

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I : Généralité sur la conception en génie électrique

Figure I.1. Schéma de principe de la conception

Figure I.2. Démarche de conception des machines électriques

Figure I.3. Matrice de la typologie de la conception

Figure I.4. Exemple du logiciel FLUX3D, diffusé par la société CEDRAT, permettant des simulations en 3 dimensions des champs magnétiques – Illustration sur un moteur à aimants permanents et l'inducteur d'un lanceur électromagnétique

Figure I.5. Principe d'outil d'optimisation PASCOSMA

Figure I.6. Structure générale des systèmes experts

Figure I.7. Description globale de l'EDIP développée par B. Belhabib

Figure I.8. Organigramme de calcul d'une machines électrique

Figure I.9. Découpage

Figure I.10. Le compactage

Figure I.11. Réalisation d'une bobine

Figure I.12. Isolation des encoches statorique

Figure I.13. Bobinage du stator

Figure I.14. Pré-montage

Figure I.15. Couronne rotorique

Figure I.16. Arbre rotorique

Figure I.17. Paquet rotorique

Figure I.18. Arbre de paquet rotorique

Figure I.19. Anneaux de court-circuitage

Figure I.20. Soudage des anneaux

Figure I. 21. Montage finale

Chapitre II : Conception de la machine synchrone à aimant permanent

Figure II.1. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface

Figure II.2. Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

Figure II.3. Machine synchrone à aimants permanents chapeautés (MSAPC)

Figure II.4. Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)

Figure II.5. Courbe de désaimantation

Figure II.6. Moteur triphasé à une paire de pôles, enroulement imbriqué à simple couche

Figure II.7. Enroulement imbriqué à une couche, une paire de pôles, 12 encoches

Figure II.8. Schéma simplifié de répartition de bobinages dans les encoches

Figure II.9. Enroulement imbriqué double couches. Moteur 3 phases, 4 pôles, 36 encoches

Figure II.10. Enroulement ondulé d'une phase. Moteur à 4 pôles et 36 encoches

Figure II.11. Enroulement concentrique. Moteur à une paire de pôles et 24 encoches

Figure II.12. Principales dimensions de la MSAP

Figure II.13. Masses des matériaux actifs constituant la MSAP

Figure II.14. Coût de chaque partie de la machine en €

Figure II.15. Masses des matériaux actifs de la MSAP

Figure II.16. Coûts des parties actives de la MSAP

Figure II.17. Éléments de référence du 1er ordre

Figure II.18. Géométrie de la GSAP

Figure II.20. Maillage de la GSAP

Figure II.21. Lignes de champs magnétiques à vide

Figure II.22. Distribution de l'induction magnétique à vide

Figure II.23. Flux magnétique à vide

Figure II.24. Induction magnétique dans l'entrefer à vide

Figure II.25. Lignes de champ magnétiques en charge

Figure II.26. Induction magnétique en charge

Figure II.27. Flux magnétique en charge

Figure II.28. Induction magnétique dans l'entrefer en charge

Figure II.29. Induction magnétique dans l'entrefer

Figure II.30. Flux magnétique d'une phase statorique

Chapitre III :

Figure III.1. Conversion de l'énergie cinétique du vent

Figure III.2. Les différents types de turbines éoliennes

Figure III.3. Système éolien basé sur la machine synchrone à rotor bobiné avec redresseur à diodes

Figure III.4. Système éolien basé sur la machine synchrone à rotor bobiné avec convertisseur de commande

Figure III.5. Systèmes éoliens basés sur la MSAP avec convertisseurs MLI

Figure III.6. Systèmes éoliens basés sur la MSAP avec redresseur, hacheur et convertisseur

Figure III.7. Système éolien à coût minimum basé sur GSAP

Figure. III.8. Théorie de Betz : schéma de principe

Figure. III.9. Transfert de l'énergie éolienne

Figure III.10. Schéma block de la turbine

Figure III.11. Puissance mécanique

Figure III.12. Couple moteur

Figure III.13. Coefficient de puissance

Figure III.14. Puissance mécanique

Figure III.15. Couple mécanique

Figure III.16. Coefficient de puissance

Figure III.17. Puissance mécanique

Figure III.18. Couple moteur

Figure III.19. Coefficient de puissance

Figure III.20. Représentation de la MSAP dans le repère (abc)

Figure III.21. Représentation d'une MSAP dans le repère (d q)

Figure III.22. Organigramme de transformation de Park

Figure III.23. Schéma bloc de GSAP

Figure III.24. Le couple mécanique

Figure III.25. La vitesse mécanique

Figure III.26. Les Tensions des phases

Figure III.27. Les tensions V_{dq}

Figure III.28. Schémas bloc de la GSAP en charge

Figure III.29. Vitesse électrique pour différentes charges

Figure III.30. Couple électromagnétique pour différentes charges

Figure III.31. Courant I_d pour différentes charges

Figure III.32. Courant I_q pour différentes charges

Figure III.33. Courant de phase a pour différentes charges

Figure III.34. Tension de phase a pour différentes charges

Figure III.35. Tension V_d pour différentes charges

Figure III.36. Tension V_q pour différentes charges

Figure III.37. Couple électromagnétique et couple moteur

Figure III.38. Vitesse électrique

Figure III.39. Tensions des phases

Figure III.40. Courants des phases

Figure III.41. Courant Vdq

Figure III.42. Courant Idq

Liste des tableaux

Liste des tableaux

<i>Tableau II.1. Caractéristiques de la MSAP à dimensionner.....</i>	<i>31</i>
<i>Tableau II.2. Résultats de calcul analytique de la MSAP.....</i>	<i>37</i>
<i>Tableau II.3. Coûts des matériaux actifs.....</i>	<i>38</i>
<i>Tableau II.4. Caractéristiques nominales de la GSAP.....</i>	<i>48</i>
<i>Tableau II.5. Comparaison des résultats numériques et analytiques.....</i>	<i>48</i>

Liste des symboles

Liste des symboles

A : Densité linéique de courant

α_1 : Nombre de voies parallèles

α_i : Coefficient de recouvrement polaire ($\alpha_1: \frac{2}{\pi}$)

β : L'angle de calage pales de la turbine

\hat{B} : la valeur crêt d'induction

B_m : la valeur max d'induction

β_r : Induction rémanente d'aimant

$\hat{B}g_1$: L'induction créée par l'aimant dans l'entrefer

b_{1moy} : Largeur moyenne d'une section

b_{enc1} : Largeur de l'encoche statorique

b_{f1} : Largeur de la fent de l'encoche statorique

C_{pmax} : Valeur maximale du coefficient de puissance

C_T : Le couple statique fournie par l'éolienne

C_p : Coefficient de puissance de l'éolienne

\hat{C}_{pmax} : Valeur maximale du coefficient de puissance

C_T : Le couple statique fournie par l'éolienne

C_m : Couple moteur appliqué sur la génératrice

C_{eol} : Couple éolien

C_{em} : Couple électromagnétique

$C_{méc}$: Couple mécanique présent sur l'arbre de la turbine.

$\cos(\theta)$: Facteur de puissance de la machine

D : Diamètre

e : L'entrefer

E_c : L'énergie cinétique de l'air

E : D'énergie cinétique de l'air

E_1 : Force électromotrice

\hat{E}_1 : La valeur crête de la FEM

F : Fréquence

f : Frottement des pôles.

$f\Omega$: Le couple de frottement.

f_m : Coefficient de frottement

J_m : Moment d'inertie de la machine

J : Moment d'inertie de la turbine

h_{K1} : Hauteur de la clavet

h_{f1} : Hauteur de la fente de l'encoche statorique

h_{enc1} : Hauteur de l'encoche statorique

h_{Z1} : Hauteur de la dent statorique

I_{abc} : Courants par phase des axes (abc)

\hat{I} : La valeur crête du courant de phase

I_{abc} : Courants sur des axes (dq)

K_{w1} : Coefficient de bobinage

K_r : Coefficient de remplissage des encoches

K_{enc1} : Coefficient d'enroulement

K_{rr1} : Coefficient donné en fonction de q_1

K_{dd1} : Coefficient de fuite différentielle, il est donné en fonction de $\frac{Z_2}{p}$ et q^1

$K\delta$: Coefficient de KARTER

$K\delta_1$: Coefficient qui prend en considération l'existence des encoches dans le stator

$K\delta_2$: Coefficient qui prend en considération l'existence des encoches dans le rotor

K_f : Facteur de forme de l'inductif dans l'entrefer

K_E : Coefficient de majoration de la f.é.m. (0.9 : 0.98)

Kd_1 : Facteur de distance pour le fondamental

Kr_1 : Facteur de raccourcissement pour le fondamental

K_{0b} : Facteur de d'obliquité des encoches rotorique

L : Inductance

L_d : Inductance statorique selon l'axe d

L_q : Inductance statorique selon l'axe q

L_{ch} : Inductance de charge

L : La longueur active de la génératrice

L_i : Longueur mutuelle de la machine

L_{w1} : Longeure moyenne d'une spire de l'enroulement statorique

L_{f1} : Longueur moyenne de la partie frontale d'une demi spire

L_1 : L'inductance statorique

M_r : La masse du rotor

M_{r_fer} : Masse fer rotorique

M_{aimant} : Masse de l'aimant

M_{MSAP} : Masse totale de la machine

M_s : Masse de stator

M_{s_fer} : Masse de fer statorique

M_{s_cuivre} : Masse de cuivre statorique

m_h : L'épaisseur des aimants

m_w : La largeur des aimants

m : Masse d'air qui traverse l'éolienne

m_1 : nombre de phase de la machine

N_{enc} : Nombre des encoches

N : Nombre de phases

N_{el} : Nombre de conducteur élémentaire

P : Nombres de paires de pôles

P_m : Puissance extrait du volume d'air en mouvement

P_{eol} : Puissance éolienne

P_r : Puissance de la masse d'air

P_{em} : Puissance électromagnétique

P_n : Puissance nominale de la machine

q_1 : Nombre d'encoche par pôle et par phase

q_{eff} : Section effective d'un conducteur

R : résistance d'une phase

R_s : Résistance statorique

R_{ch} : Résistance de charge

r_b : Le rayon d'alésage

r_{rl} : Rapport rayon d'alésage / longueur active

R_t : Rayon de la surface balayée

R_1 : Résistance d'une phase statorique

S : La surface balayée par les pales de la turbine.

S_h : La profondeur des encoches

S_y : La profondeur de la culasse statorique

τ_p : le pas polaire

V_{dq} : Tensions sur des axes (d, q)

V_{abc} : Tensions sur des axes (a, b, c)

V_s : Volume du stator

V_r : Volume du rotor

V_{s_fer} : Volume du fer statorique

V_{s_cuivre} : Volume du cuivre statorique

$V_{s_culasse}$: Volume de la culasse statorique

V_{s_dent} : Volume des dents statorique

V_{f_dent} : Volume du fer de dents statorique

V_{c_dent} : Volume du cuivre de dent statorique

V_{slot_cuivre} : Volume du fer statorique

$V_{tête_cuivre}$: Volume de tête cuivre

V_{r_fer} : Volume de fer rotorique

V_{aimant} : Volume de l'aimant rotorique

V_v : vitesse de vent

V' : vitesse de l'air celle au travers de S

V_1 : vitesse de l'air en amont

V_2 : vitesse de l'air celle en aval

V : vitesse de vent moyenne

W_1 : Nombre de spires en série d'une phase de l'enroulement statorique

w_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

X_1 : La reactance statorique

Y_1 : Pas d'enroulement

Z_1 : Nombre d'encoche statorique

ω : vitesse angulaire électrique

ρ_{fer} : La masse volumique du fer

ρ_{cui} : La masse volumique du cuivre

ρ_{aim} : La masse volumique du aimant

θ_b : L'épanouissement angulaire au pied d'une dent

y_{1moy} : Le pas de raccourcissement

λ : Coefficient de vitesse

$\hat{\phi}$: la valeur crête du flux magnétique

μ_r : Perméabilité relative d'aimant

P_n : Puissance nominale

Ω : Vitesse de rotation

ϕ_{dq} : Flux sur des axes (dq)

ϕ_{abc} : Les flux des axes (abc)

ϕ_f : Flux des aimants permanents

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).

λ : Rapport de vitesse

Ω_r : vitesse de rotation

Ω_{mec} : Vitesse mécanique

μ_0 : Perméabilité de vide

μ_r : Perméabilité de matériau

ε : Permittivité électrique

ε_0 : Permittivité de vide ($\frac{1}{36} 10^{-9}$)

ε_r : Permittivité relative

σ : La densité de courant ($\Omega \cdot m^2$)⁻¹

η : Rendement de la machine

U_1 : Tension simple électrique

τ : Pas polaire

φ : Flux magnétique sous un pôle

Y_{1moy} : Pas moyenne d'un groupe de section

λ_{if1} : Coefficient de perméance frontale au stator

λ_{enc1} : Coefficient de perméance d'encoche

λ_{id1} : Coefficient de perméance différentielle

θr : Angle d raccourcissement

t_1 : Pas dentair statorique

δ : L'épaisseur de l'entrefer de la machine

Introduction générale

Introduction générale

Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements électriques, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir ; absence de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone à rotor bobiné. Ils sont de plus en plus utilisés dans plusieurs applications industrielles tel que, les équipements domestiques (machine à laver le linge), les équipements de technologie de l'information (DVD drives), Les équipements de soins médicaux et de santé, la propulsion des sous marins et des véhicules électriques ainsi que les machines-outils et les applications de l'énergie de l'éolienne.

La conception des machines électriques est en pleine évolution. En effet, l'augmentation de la concurrence économique pousse les entreprises à accélérer le renouvellement de leurs produits et la mise en œuvre de technologies innovantes. Les ingénieurs et chercheurs se trouvent confrontés à ce nouveau défi qui consiste à faire face à une complexité croissante dans des délais d'études toujours plus courts.

Dans le domaine des machines électriques, les progrès ont été considérables et se traduisent par une qualité et une quantité de services rendus importantes dans un encombrement réduit.

L'objectif de ce travail est la conception d'une machine synchrone à aimants permanents de 660 KW destinée aux applications de conversion d'énergie éolienne. Pour ce faire, nous avons organisé notre mémoire comme suit :

Le premier chapitre est consacré pour les généralités sur la conception, dont nous avons donné une description de la conception ainsi que ces différents types, les démarches et les méthodes utilisés.

Après avoir présenté les différents types de machines synchrones à aimants permanents, ainsi que les différents aimants utilisés pour ce type de machines, notre choix c'est focalisé sur la machine synchrone à aimants permanents surfaciques. Un calcul dimensionnel de ce type de MSAP est effectué en utilisant un script Matlab, suivi d'un calcul électromagnétique avec la méthode des éléments finis sous l'environnement Ansys Maxwell, se qui a fait l'objet du second chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous nous avons intéressé à la modélisation dynamique de l'ensemble Machine – Eolienne sous l'environnement Matlab Simulink., et ce, pour conforter la fiabilité de notre modèle pour la production de l'énergie éolienne.

Nous avons terminé par une conclusion générale et des perspectives souhaités pour un travail futur.

Chapitre I
**Généralités sur la conception en génie
électrique**

I. Introduction

La conception des machines électriques est en pleine évolution. En effet, l'augmentation de la concurrence économique pousse les entreprises à accélérer le renouvellement de leurs produits et la mise en œuvre de technologies innovantes. Les ingénieurs et chercheurs se trouvent confrontés à ce nouveau défi qui consiste à faire face à une complexité croissante dans des délais d'études toujours plus courts.

Dans le domaine des machines électriques, les progrès ont été considérables et se traduisent par une qualité et une quantité de services rendus importantes dans un encombrement réduit.

Ce chapitre est consacré pour les généralités sur la conception, dont une brève définition, les différents types, démarches et méthodes de la conception de dispositifs dans le domaine du génie électrique sont décrits.

II. Définition de la conception

La conception est un processus de synthétisation (détermination d'une structure) et de dimensionnement (détermination des paramètres) d'un produit répondant aux exigences d'un cahier des charges, tout en anticipant, par la simulation et l'analyse du produit en cours de conception, les performances et les contraintes de réalisation.

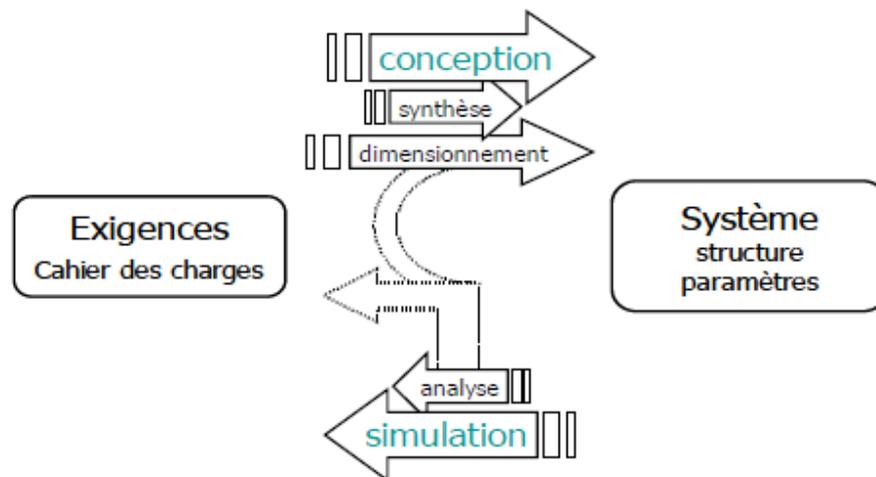


Figure I.1. Schéma de principe de la conception [1]

La conception d'un produit électrotechnique est une étape clé de son cycle de vie dont dépendent le nombre de ses priorités [2]: valeur d'usage, coût, empreinte environnement, fiabilité...etc.

III. Démarche de la conception des machines électriques

La démarche de conception des machines électriques peut comporter les cinq phases principales récapitulées dans la figure I.2. Les phases s'enchaînent séquentiellement, mais les itérations et les retours sont souvent indispensables [3].

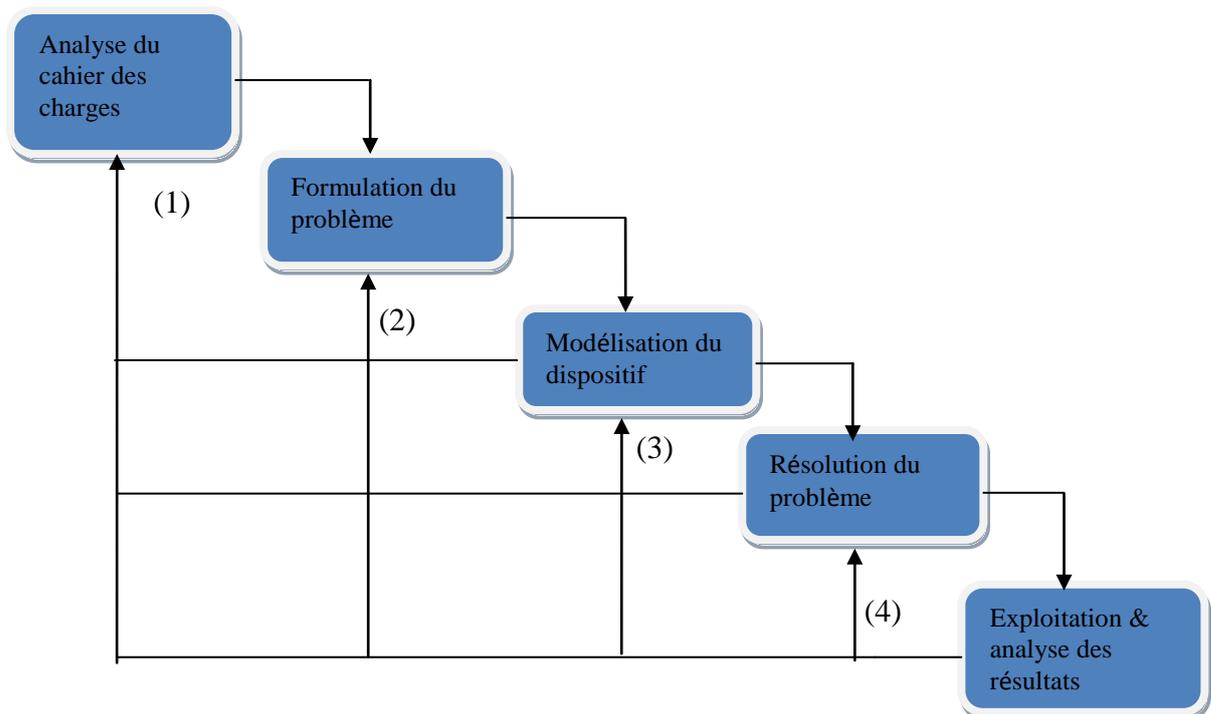


Figure I.2. Démarche de conception des machines électriques

III.1 Analyse du cahier des charges

Le cahier des charges d'un dispositif électromagnétique à concevoir est défini en amont par les fabricants. Il exprime les spécifications de base, de norme d'un dispositif, autrement dit les besoins des utilisateurs en termes de fonctionnement et contraintes à respecter. Par exemple, des indications seront fournies sur la puissance nominale, le couple, la vitesse, le rendement, l'encombrement, la tension nominale, la fréquence de fonctionnement, la classe d'échauffement, le facteur de puissance [3].

Le concepteur doit faire le tri de l'information fournie dans le cahier des charges et la structurer (classification des données, choix des paramètres d'entrée, etc.). Il extrait ensuite les paramètres nécessaires à l'initialisation de son raisonnement

(les performances électriques souhaitées, les zones de fonctionnement du produit, etc.) [1].

III.2 Formulation du problème

Cette phase consiste à traduire le problème de conception, décrit par le cahier des charges en un problème mathématique équivalent. C'est l'étape la plus délicate du processus de conception car la formulation d'un problème n'est jamais unique, en particulier la définition des fonctions caractérisant les performances du système. Elle doit définir de façon précise [3].

III.2.1 La fonction objectif ou les fonctions objectifs sont un ou plusieurs des critères du dispositif qui définissent le but à atteindre. Elles peuvent être un coût à minimiser (coût de fabrication, consommation électrique, ...), des impacts environnementaux à minimiser (épuisement de ressources naturelles, émission de gaz, effet de serre, ...) ou une performance à maximiser (rendement, facteur de puissance, ...).

III.2.2 Les variables ou paramètres de conception sont des entrées qui influencent les performances. Ils devront être changés durant les itérations du processus de conception. Ils peuvent être de natures diverses : dimensions géométriques, propriétés des matériaux, choix structurel, etc. Ces derniers peuvent être quantitatifs ou qualitatifs, continus ou discrets.

III.2.3 Des contraintes liées à la fabrication et à l'utilisation sont exprimées dans le cahier des charges. Par exemple, la température de bobinage ne peut pas être supérieure à une certaine température dépendant de la classe d'échauffement du fil émaillé, le rendement d'un transformateur doit être élevé pour améliorer l'efficacité énergétique ; le courant magnétisant doit être inférieur à 50% du courant primaire d'une machine asynchrone, ou inférieur à 10% du courant primaire d'un transformateur, etc.

III.2.4 Contraintes ajoutées par le concepteur : Durant le processus d'optimisation, le concepteur peut ajouter d'autres contraintes non formulées dans le cahier des charges mais tacites pour les experts. Par exemple une contrainte de remplissage est ajoutée pour que les bobines ne dépassent pas la fenêtre d'un circuit magnétique, ou bien lors qu'un paramètre est calculé en une équation du second degré dont le discriminant doit être supérieur ou égal à zéro. Ces contraintes ajoutées s'assurent de la validité de la modélisation retenue.

III.3 Modélisation du dispositif

Une fois que le problème de conception est transformé en problème mathématique, la modélisation du dispositif sert à calculer les réponses du problème (la fonction objectif, les contraintes). Les phénomènes : électrique, magnétique, thermique, mécanique, acoustique peuvent être modélisés par des équations empiriques, analytiques ou au moyen de la méthode des éléments finis. Des connaissances d'expert sur le dispositif du concepteur sont indispensables afin d'avoir des modèles de bonne précision. Cette phase permet également au concepteur de comprendre davantage les phénomènes physiques au sein du dispositif électromagnétique, notamment avec l'aide des outils de modélisation par la méthode des éléments finis (MEF). Le concepteur peut ainsi observer les lignes de flux circulant dans le circuit magnétique, les gradients de température, etc.

III.4 Résolution du problème

La recherche de la solution optimale d'un problème est réalisée au moyen des méthodes d'optimisation. Le choix des méthodes d'optimisation appliquées sur la formulation mathématique dépend de la nature du problème (taille du problème, problème sans ou avec contraintes, problème à variables continues ou discrètes, problème mono-objectif ou multi objectif, etc.). Il dépend également de la modélisation du dispositif (modèles analytiques, modèles semi-analytiques, modèles éléments finis) pour éviter d'avoir un temps d'optimisation excessif. Généralement, il existe deux grandes familles des méthodes d'optimisation : les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques.

III.4.1 Méthodes déterministes

Dites déterministes conduisent, pour une solution initiale donnée toujours au même résultat final. Pour trouver l'optimum, elles s'appuient sur une direction de recherche qui peut être fournie par les dérivées de la fonction objective. Ces méthodes convergent rapidement. Elles ont la réputation d'être efficaces lorsque la solution initiale est proche de l'optimum recherché. Lorsque le problème possède plusieurs optimums, les méthodes déterministes peuvent, converger vers une solution locale.

III.4.2 Méthodes stochastiques

Comme leurs noms l'indiquent, s'appuient sur des mécanismes de transition probabilistes et aléatoires qui explorent intelligemment l'espace de recherche et peuvent converger vers l'optimum global. Elles ne nécessitent ni point de départ, ni la connaissance du gradient de la fonction objectif pour atteindre la solution optimale.

Leur nature aléatoire implique que plusieurs exécutions successives de ces méthodes conduisent à des résultats différents pour une même initialisation du problème d'optimisation. En plus, elles demandent un nombre important d'évaluation de la fonction objectif, donc un temps de calcul important en comparaison avec les méthodes déterministes [3].

III.5 Exploitation et analyse des résultats

Une fois le problème résolu, il est impératif d'exploiter des résultats et d'évaluer la qualité de la solution obtenue. En cas d'échec, il est indispensable de s'interroger sur les choix adoptés lors des phases précédentes (figure I.2). La boucle (1) dans la figure I.2 est un retour sur la phase de résolution du problème. Elle peut être motivée par un problème de convergence de l'algorithme signalé par un arrêt de la procédure suite à un temps de calcul excessif, ou par l'obtention d'un optimum local ou d'une solution mauvaise. Il est alors possible de modifier les paramètres de réglage de l'algorithme lorsqu'il s'agit des méthodes stochastiques ou du point initial pour les méthodes déterministes. Parfois, il arrive que l'algorithme utilisé ne soit pas ou peu adapté au problème traité, donc il convient de changer de méthode d'optimisation ou de modifier le problème pour en faciliter la résolution.

Lorsque la résolution du problème conduit à une solution non-réalisable ou aberrante, la boucle (2) s'interroge sur la phase de modélisation du dispositif. Il est nécessaire de vérifier qu'il n'y pas d'erreur de calcul et que les équations décrites des phénomènes physiques ont pris des hypothèses raisonnables, donc les réponses sont bien calculées.

De même, si les résultats ne changent pas, la boucle (3) est indispensable. Elle est un retour sur la formulation du problème. Dans ce cas, la démarche permet au concepteur d'affiner son expérience par une série d'essais/erreurs au cours de laquelle il en apprend davantage sur les limites des modèles utilisés et sur la façon de formuler le problème d'optimisation pour atteindre des solutions pertinentes. Il convient alors d'ajouter des contraintes pour éviter des solutions non fiables ou aberrantes, ainsi que d'autres contraintes pour empêcher à l'algorithme d'aller dans les zones d'imprécision ou d'erreurs fatales des modèles. La boucle la plus longue (4) consiste à revenir à l'analyse du cahier des charges lorsque la solution est non faisable, ou qu'il n'y pas de solution à cause de contraintes trop sévères ou parce que la fonction objectif n'est pas pertinente. Il peut se produire que la démarche de conception aboutisse à la conclusion qu'il n'existe pas de solution au cahier des charges exprimé. Dans ce cas, le

concepteur relâche des contraintes pour aboutir à une solution faisable en dialoguant avec le client pour décider des choix possibles [3].

IV. Différents types de conception

Les différentes typologies de conception sont classées selon deux critères : le premier correspond aux connaissances préalablement disponibles sur le produit à concevoir, le second correspond à l'investissement à effectuer pour sa réalisation [1 et 4].

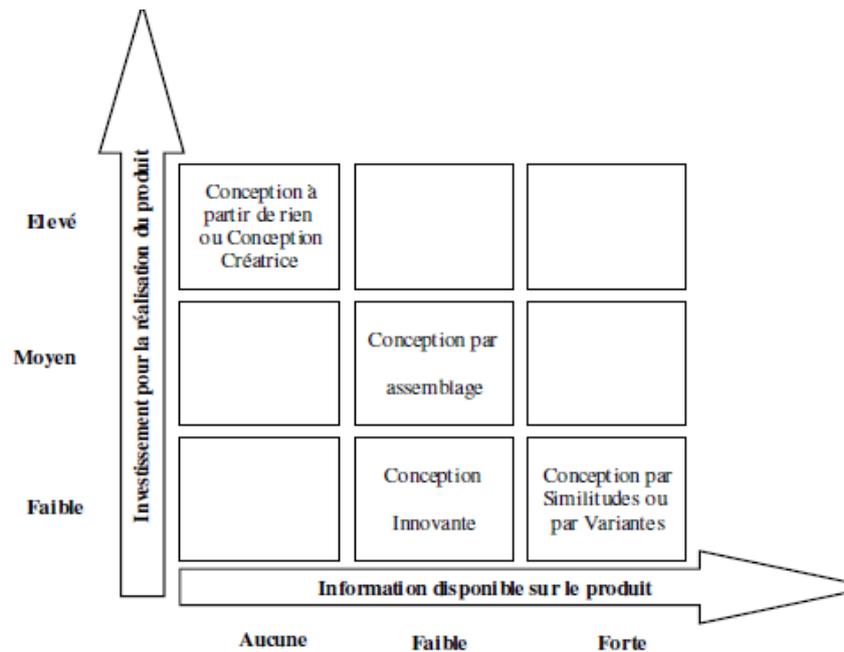


Figure I.3. Matrice de la typologie de la conception

IV.1 Conception par similitude ou par variantes

Il s'agit d'adapter un produit déjà existant à de nouveaux besoins en gardant son concept de base. Les experts s'appuient alors principalement sur leurs précédentes expériences de sa réalisation et réutilisent leur savoir-faire pour déterminer une solution similaire au produit en question. Dans ce cas, ce dernier garde l'essentiel de ses caractéristiques fonctionnelles, structurelles et comportementales. La conception du produit consiste alors : soit à reconduire une solution adoptée lors d'une précédente réalisation, soit à modifier certains paramètres du produit sans modifier sa structure [1], [4].

IV.2 Conception innovante

Les experts doivent formuler un nouveau concept du produit à réaliser. Ceci nécessite généralement l'ajout ou la suppression d'une ou plusieurs caractéristiques du produit afin de répondre à un besoin insatisfait par la première version du produit. L'objet conçu est donc un nouveau produit à l'échelle de l'entreprise [1], [4].

IV.3 Conception créatrice ou « à partir de rien »

Elle consiste à inventer un nouveau produit en définissant la totalité de ses caractéristiques. L'objet conçu est donc perçu comme un nouveau produit que ce soit au niveau du marché ou à l'échelle de l'entreprise [1], [4].

IV.4 Conception par assemblage ou composition

Elle consiste à associer des sous-ensembles bien connus pour construire un ensemble cohérent [1], [4]. Par exemple, un variateur de vitesse d'une machine asynchrone peut être constitué en associant un redresseur et un onduleur. Ces convertisseurs sont de leur côté composés d'interrupteurs.

V. Problèmes liés à la conception

Parmi les problèmes liés à la conception à prendre en compte dans la modélisation, nous pouvons citer ceux qui sont liés à la conception technique en général et au génie électrique en particulier [4].

- Complexité du produit à concevoir
- Extension de l'activité (rarement limité à un seul domaine scientifique)
- Contraintes à respecter
- Problèmes liés à la connaissance (représentation, actualisation, le savoir faire, incomplétude des données du cahier de charges).

VI. Outils de conception

Nous appelons outil de conception tout outil informatique qui apporte une assistance par ordinateur aux concepteurs pendant leurs recherches d'une solution répondant aux cahiers des charges [4].

Trois catégories d'outils de conception ont été classifiées selon une approche conceptuelle : Les outils spécifiques, les outils génériques et les outils méta-génériques [4].

VI.1 Les outils spécifiques

Ce sont des outils destinés à un usage mono-disciplinaire: ils couvrent généralement une compétence spécifique permettant ainsi de se focaliser sur l'étude d'un phénomène local et d'approfondir l'étude d'un problème déterminé. Un tel outil intègre des modèles fortement marqués par le produit à concevoir: généralement la connaissance à manipuler est incluse dans l'outil [4].

Ces outils ne sont généralement adaptés qu'à une conception séquentielle et ils ne peuvent pas gérer plusieurs alternatives de solutions.

Nous citons l'exemple de l'outil Flux/2D/3D, outil de simulation. Le module électromagnétique de cet outil permet d'étudier les phénomènes électromagnétiques présents dans les produits électriques: répartition des lignes de champ, zones de saturation etc. Nous considérons Flux/2D/3D comme un outil spécifique car l'aide qu'il apporte est restreinte aux applications électriques ou thermiques [4].

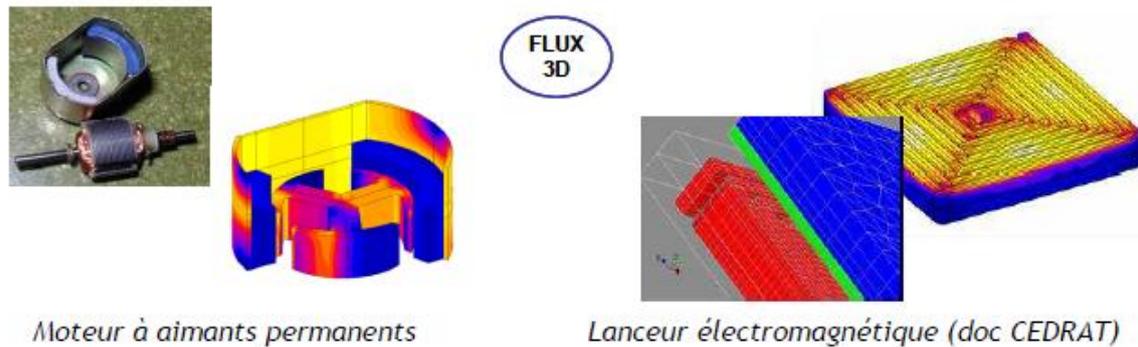


Figure I.4. Exemple du logiciel FLUX3D, diffusé par la société CEDRAT, permettant des simulations en 3 dimensions des champs magnétiques – Illustration sur un moteur à aimants permanents et l'inducteur d'un lanceur électromagnétique

VI.2 Les outils génériques

Un outil générique dépend partiellement de la connaissance qu'il véhicule. Contrairement aux outils spécifiques, les outils génériques ne sont pas destinés à un phénomène bien spécifique. C'est dans le but de s'affranchir de cette restriction que les concepteurs d'outils ont cherché à promouvoir des outils généraux. L'objectif étant de développer un seul outil de conception et dont la version unique permet de supporter des applications issues de différentes disciplines (mécanique, électrique, etc.). En contre partie, un outil générique exige une structure de modélisation puisqu'il impose le format du modèle du produit ainsi que celui du modèle de processus [4].

Comme exemple d'outils génériques on peut citer les outils d'optimisation (PASCOSMA : pour Programme d'Analyse de Synthèse de Conception et d'Optimisation de Systèmes Modélisables Analytiquement) et les systèmes experts (DAMOCLES : Design of Asynchronous Motors Controlled and Led by Expert System).

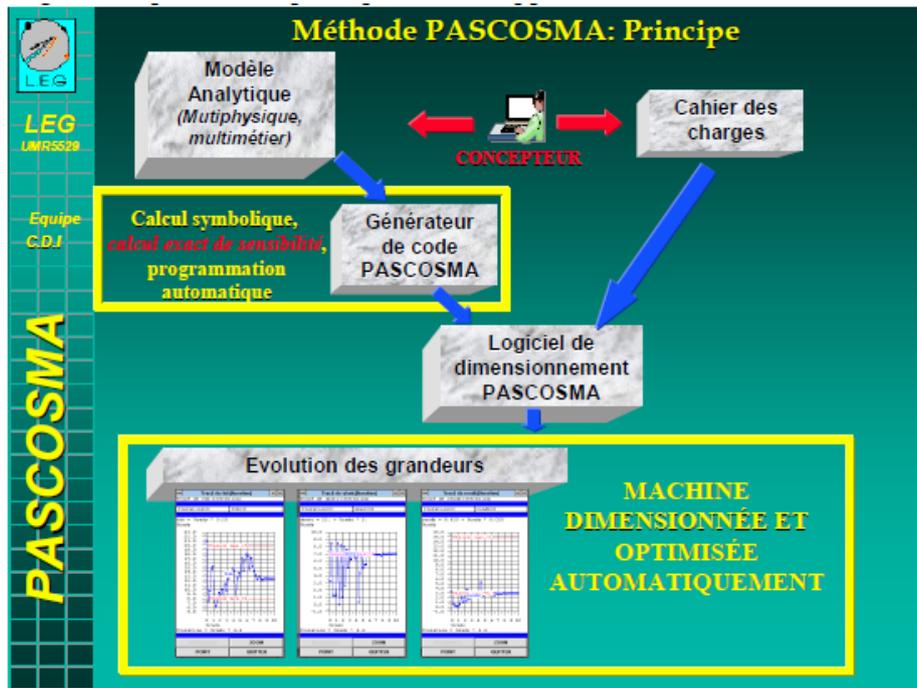


Figure I.5. Principe d'outil d'optimisation PASCOSMA

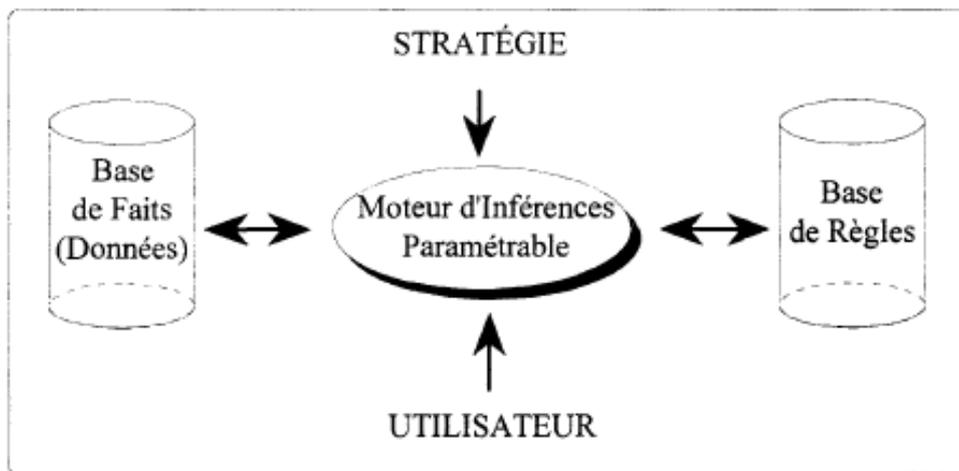


Figure I.6. Structure générale des systèmes experts

VI.3 Les outils méta – génériques

Ceux sont des outils d'un niveau d'abstraction au-dessus des outils génériques, d'où la convention de les qualifier d'outils méta-génériques [1], [4]. Ce type d'outils permet au concepteur non seulement de développer des outils indépendants de la connaissance traitée mais aussi de choisir le modèle de la démarche de conception. Il s'agit dans ce cas de développer des outils complètement indépendants du contenu.

Les outils méta-génériques mettent à la disposition de leurs utilisateurs un contenant vide mais potentiellement prêt à supporter leurs démarches de conception et à les guider dans leurs recherches de solutions à leurs problèmes. Ils permettent ainsi la mise en œuvre d'outils efficaces pour la gestion de connaissances multidisciplinaires, tout en veillant à ce que les outils développés restent indépendants de toute application.

Les plates formes d'intégration d'outils en vue de la conception appartiennent à la catégorie d'outils méta-génériques. On peut ici citer l'exemple de la plate forme, dédiée à la conception en Génie Electrique (EDIP : Electrical Design Integrated Platform), développée par B. Belhabib [4].

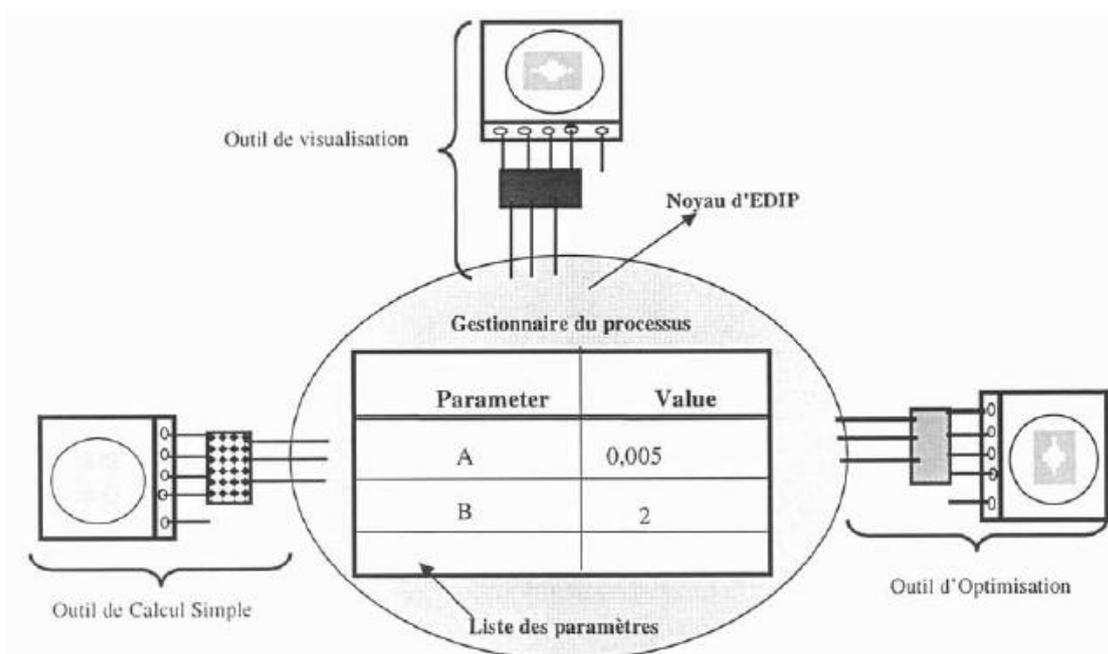


Figure I.7. Description globale de l'EDIP développée par B. Belhabib [4].

VII. Méthodes de conception

Ils existent plusieurs méthodes pour la conception et le dimensionnement des machines électriques, c'est un domaine très large qui nécessite beaucoup d'approches et d'hypothèses. La plupart des procédés disponibles dans la littérature suivent pratiquement la même démarche, la méthode en général ne change pas puisque on remarque toujours un même cheminement qui autorise le dimensionnement du stator suivi par un calcul du rotor. Dans ce qui suit nous proposons une liste de quatre méthodes de calcul non exhaustives rencontrées dans notre recherche bibliographique.

VII.1 Première méthode

Cette méthode proposée par Marcel JUFER et Jean-Claude SABONNADIÈRE, repose sur le calcul en utilisant pour commencer les formules de dimensionnement du Fer statorique ensuite ils entament le calcul rotorique : Le dimensionnement du circuit magnétique, est basé sur les contraintes suivantes :

- Imposer un niveau d'induction correspondant au coude de saturation de façon à limité les chutes de potentiel et les pertes fer, tout en diminuant le volume et la masse du fer ; puis définir ce niveau d'induction par la géométrie et le principe de conservation du flux magnétique.
- Le diamètre d'alésage et la longueur active sont les dimensions caractéristiques du processus de dimensionnement. Mais le facteur clé associé est l'induction radiale dans l'entrefer, sa distribution sera admise sinusoïdale. [5], [6].

VII.2 Deuxième méthode

Cette deuxième méthode à caractère pédagogique utilisé à l'école polytechnique de MONREAL est une méthode à but didactique, La méthode suggérée offre une certaine marge de manœuvres, des compromis doivent être faits pour le choix de certains paramètres comme le diamètre d'alésage du moteur par exemple, le résultat obtenu doit quelquefois faire l'objet de changement afin de satisfaire les exigences visées, Cette méthode inclue aussi les dispersions due à la disposition en biais des encoches rotoriques[3].

VII.3 Troisième méthode

Cette procédure réuni le calcul et la conception assistée par ordinateur d'une machine, et emprunte différentes phases de calcul suivant un ordre chronologique. Cette approche est basée sur le principe de conception de G.KOUSKOFF et LIWSCHITZ. Sauf qu'on impose les données géométriques d'une machine industrielle déjà existante, comme contraintes auxquelles nous devons nous soumettre. Les résultats numériques du calcul sont comparés avec ceux donnés par la méthode des essais classiques puis traités par une analyse dynamique simulée du comportement de la machine en vue de mettre au point la corrélation et la concordance de ces résultats de conception avec ceux délivrés par le constructeur du moteur à induction étudié [5].

VII.4 Quatrième méthode (Méthode classique : Calcul de LIWSCHITZ)

C'est la méthode classique la plus utilisée, son principe est basé sur l'organigramme représenté par la figure I.8.

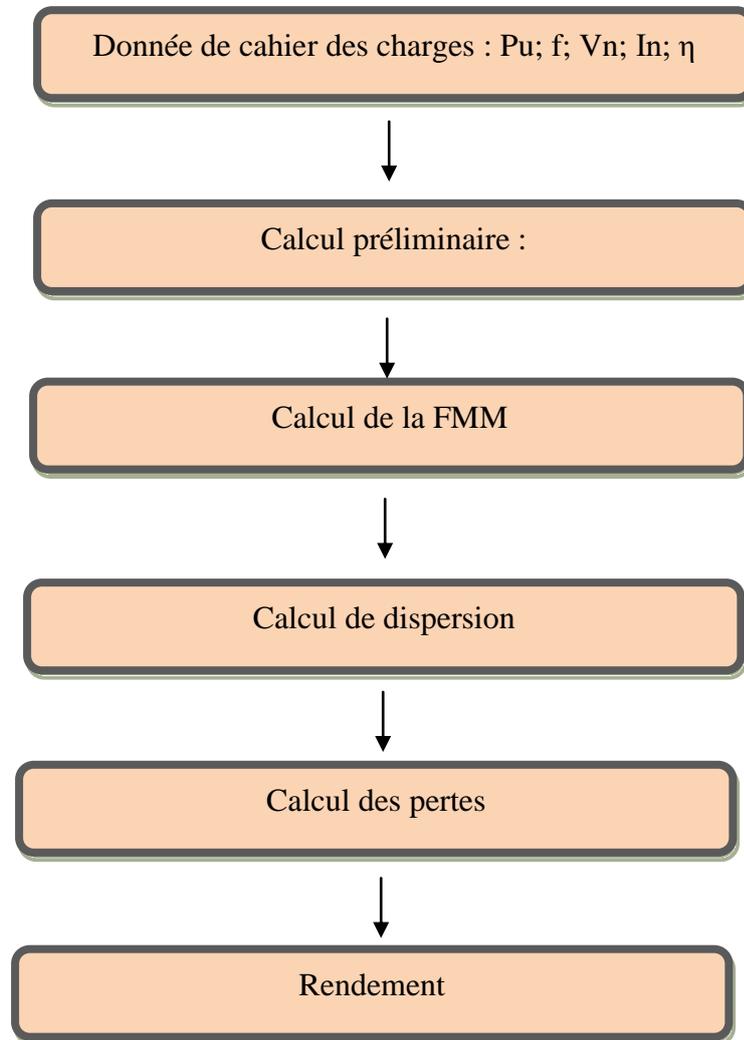


Figure I.8. Organigramme de calcul d'une machines électrique.

VII.4.1 Définition du cahier des charges

La définition du cahier des charges est l'étape fondamentale du processus de conception. Elle permet au concepteur du produit de définir les exigences de l'utilisateur final qui seront traduits en besoins et contraintes sur le produit à concevoir. Les besoins expriment généralement des exigences qualitatives qui décrivent les fonctionnalités que doit assurer le dispositif conçu, alors que les contraintes sont plutôt des critères quantitatifs qui fixent les limites que doit respecter le système pendant son fonctionnement [4].

Chaque cahier des charges peut être défini à priori, mais peut aussi être remis en cause pendant le processus de conception en cas d'échec dans la recherche de la structure ou d'impossibilité à respecter tous les critères. Dans ce cas il est nécessaire de modifier ou de relâcher des contraintes ou des besoins.

VII.4.2 Calcul préliminaire

Le calcul préliminaire doit être débuté par le choix et la détermination des dimensions principales des machines électriques, pour le faire, il est indiqué de prendre pour base la puissance apparente. La liaison entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par l'équation définissant le coefficient d'utilisation de la machine.

a- Choix de type des encoches

Le choix du type d'encoches pour une machine dépend : de la tension de service, de la puissance et de type de bobinage.

Le stator des petites et moyennes machines, à basse tension, est exécuté avec des encoches trapézoïdales semi-ouvertes. Le choix de ce type d'encoches doit assurer une meilleure insertion des conducteurs et obtenir un meilleur coefficient de remplissage de l'encoche. Puisque lors de la mise en encoche des enroulements, les conducteurs n'occupent pas tout l'espace qui leur ai réservé. Le rapport de surface des conducteurs et d'encoches est appelé coefficient de remplissage. Ce rapport varie selon la capacité des ouvriers spécialisés dans la mise en place du bobinage. Il peut être, dans les meilleures conditions égales à 0.7 pour des machines de faibles puissances.

b- Détermination du nombre d'encoches

La détermination du nombre d'encoches par pôle et par phase au niveau du stator, sachant le nombre de paires de pôles et le nombre de phases, nous permet de déterminer le nombre d'encoches statorique.

Pour le nombre d'encoches rotorique, il n'existe aucune théorie qui nous permet de faire son calcul. Cependant il existe des tableaux établis à partir d'essais ou résultats pratiques pour le choix en fonction du nombre de paires de pôles et du nombre d'encoches statorique. Ces tableaux sont établis pour atténuer les vibrations et assurer une bonne caractéristique mécanique de la machine [7].

c- L'entrefer

Pour des raisons mécaniques, on choisit l'entrefer aussi grand que possible. Un entrefer assez grand est également avantageux pour ce qui est des pertes

supplémentaires dans le fer, produites par les pulsations du champ, et de la dispersion provoquée par les champs harmoniques supérieurs. En revanche, eu égard au courant magnétisant (facteur de puissance), l'entrefer doit être maintenu aussi faible que possible [8].

VII.4.3 Calcul de la force magnétomotrice (FMM)

Le calcul de la F.M.M s'effectue de la manière suivante : connaissant la valeur de l'induction dans l'entrefer et les dimensions du moteur, on calcule le flux par pôle. On peut ensuite déterminer aisément les valeurs de l'induction et du champ magnétique dans chaque tronçon du circuit magnétique par conservation du flux [6].

VII.4.4 Calcul de Dispersion :

Il est très difficile de calculer la dispersion avec exactitude car pour cela il faut des formules qui établissent des relations exactes avec les différents paramètres. Cependant, il existe des formules qui donnent des résultats avec une bonne approximation dans la pratique et qui s'approche assez de la réalité [6].

VII.4.5 Calcul des pertes et du rendement

Les pertes dans une machine électrique peuvent être divisées en trois parties:

- Pertes par effet Joule ou pertes dans le cuivre,
- Pertes dans le fer (Hystérésis, courant de Foucault et pulsation du flux),
- Pertes par frottement et ventilation, qui sont très petites par rapport aux autres pertes.

Les pertes les plus fondamentales et les plus dominantes dans une machine électrique, sont les pertes Joule et les pertes fer. L'étude des pertes et celle du rendement sont étroitement liées. Les moteurs électriques avec rendement élevé peuvent être relativement petits. En d'autres termes, un rendement élevé correspond à une densité de puissance élevée. À une vitesse réduite, le rendement est critique, ceci est dû au fait que la plupart des entraînements électriques fonctionnent la plupart du temps avec 40% à 80% de la vitesse nominale [9].

VIII. Etapes de conception dans l'industrie

Pour s'informer sur les étapes de conception dans une industrie, nous avons fait une visite à l'entreprise ELECTRO-INDUSTRIE d'AZAZGA de Tizi – Ouzou, où ils fabriquent les moteurs asynchrone. Et grâce à la collaboration de l'équipe de l'industrie et leur suivi à la zone de l'industrie, nous avons fait un rapport des principales étapes de conception des machines asynchrone.

VIII.1 Le stator

La production du stator est constituée des étapes suivantes :

➤ **Le découpage**

Est un procédé de fabrication de pièces qui consiste à découper un sous-produit en plusieurs parties (Figure I.9.a) tel que, chaque type de moteur il faut respecter le diamètre qu'il lui faut, et on le met dans une presse rapide pour qu'on obtient une couronne statorique encochée (Figure I.9.b).



a) Rouleaux de tôle magnétique



b) Couronne statorique

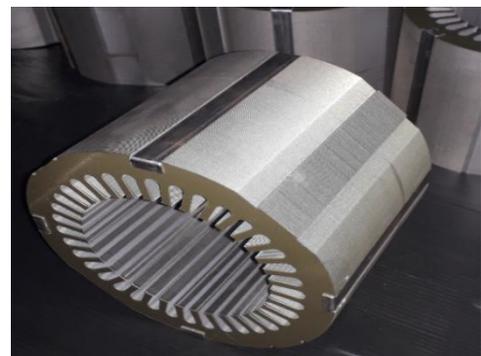
Figure I.9. Le découpage

➤ **L'empaquetage**

Dans cette étape on empaquette plusieurs feuilles statorique encochée (couronnes) avec une pression de 100 bar et des agrafes (Figure I.10.a) pour obtenir un stator feuilletée (Figure I.10.b).



a) Compactage de plusieurs feuilles



b) stator feuilletée

Figure I.10. Le compactage

➤ **Préparation des bobines**

La bobine est un ensemble de fil en cuivre isolé, elle est composée de plusieurs faisceaux, on utilise un bobinage concentrique avec deux brins de conducteur (Figure I.11.b), et un gabarit spécial pour chaque machine (Figure I.11.a).



a) Gabarit de la bobine



b) Bobine

Figure I.11. Réalisation d'une bobine

➤ **Isolation et bobinage des encoches statorique**

On utilise l'isolation statorique pour éviter les courts circuits entre les encoches et les faisceaux des bobines, et tous les isolants qui doivent être utilisés lors du bobinage du paquet statorique sont fabriqués dans le secteur de préparation des isolants.

Après l'isolation des encoches statorique, ces derniers vont être occupés par les bobines réalisées qui peuvent être à une seule couche (un seul faisceau par encoche), ou à deux couches (02 faisceaux par encoche).

**Figure I.12.** Isolation des encoches statorique**Figure I.13.** Bobinage du stator

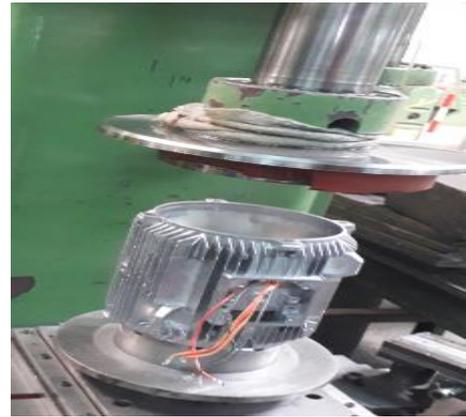
➤ **Pré-montage**

Dans cette étape de fabrication du stator on fait l'emplacement du paquet statorique bobiné dans la carcasse qui se réalise sur des presses de pré montage.

La fabrication de la carcasse s'effectue par le moulage sous pression d'alliage de l'aluminium.



a) Une carcasse et un stator



b) Presse de pré montage

Figure I.14. Pré-montage

VIII.2 Le rotor

➤ La fabrication des tôles (couronnes) et des arbres rotorique

La tôle rotorique est fabriquée à partir de tôle magnétique à grain non orienté qui est sous forme de rouleaux pour les petites et les moyennes couronnes d'épaisseur de 0.5 mm (figure I.15).

La fabrication des arbres (figure I.16) se fait dans le secteur de l'aluminium de l'atelier de l'usinage, à partir des barres rondes en acier de longueur de 06 mètre et de diamètre différents.

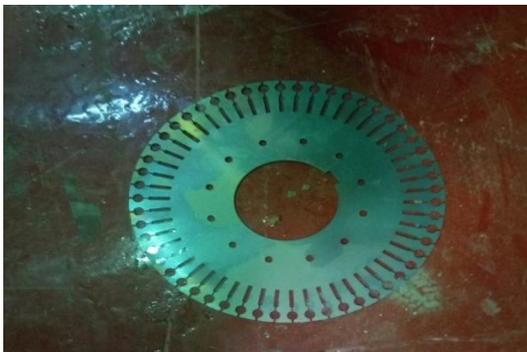


Figure I.15. Couronne rotorique



Figure I.16. Arbre rotorique

➤ L'empaquetage du paquet rotorique

Après la fabrication des couronnes rotoriques et des arbres, ces derniers vont être distribués sur les presses à empaqueter pour l'empaquetage des petits, moyens et grands paquets rotorique (figure I.17), ainsi l'emmanchement des arbres dans ces paquets (figure I.18).



Figure I.17. Paquet rotorique



Figure I.18. Arbre dans le paquet rotorique

➤ **Fabrication et soudage des anneaux de court-circuitage**

Les anneaux de court-circuitage du rotor sont fabriqués à partir des barres plates en cuivre d'épaisseur différentes (figure I.19) et le soudage des anneaux de court-circuitage sur les barres rondes externe et les barres plates internes des deux côtés du rotor (02 anneaux sur chaque côté) par le soudage par induction (figure I.20).

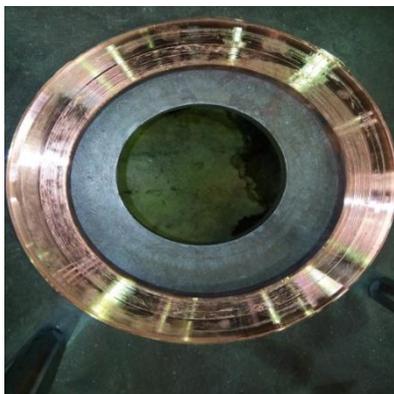


Figure I.19. Anneaux de court-circuitage



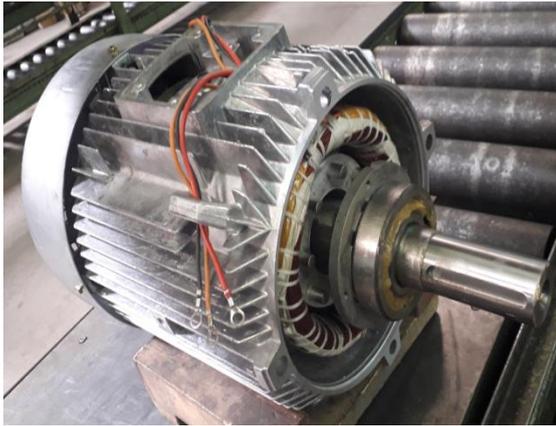
Figure I.20. Soudage des anneaux.

VIII.3 Montage finale

On monte les flasques, les boîtes à borne, les capots de ventilateurs, les pales de ventilateur, la carcasse, le stator et le rotor.

VIII.4 Contrôle

Est la dernière étape de la fabrication, qui consiste à réaliser plusieurs essais spéciaux (en court-circuit, en charge, échauffement et résistance statorique, etc....) pour la machine fabriqué, et ce là dans le but de valider son efficacité, et de remplir sa plaque signalétique.



*a) Moteur sans flasque et sans
boite à borne*



b) Moteur complet

Figure I. 21. Montage finale

IX. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné quelques généralités sur la conception en génie électrique ; la définition, les différentes étapes et les méthodes retrouvées dans la littérature, ainsi que les différents outils utilisés pour la conception.

Dans notre étude, nous avons opté pour la méthode de calcul de LIWSCHITZ pour faire le pré-dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents.

Chapitre II

Conception de la machine synchrone à aimants permanents

I. Introduction

Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements électriques, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir ; absence de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone à rotor bobiné.

Après avoir présenté les différents types de machines synchrones à aimants permanents, ainsi que les différents aimants utilisés pour ce type de machine, un calcul dimensionnel de la MSAP choisi est effectué en utilisant un script Matlab, suivi d'un calcul électromagnétique avec la méthode des éléments finis sous l'environnement Ansys Maxwell.

II. Description d'une machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique d'énergie réversible, dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Elle peut fonctionner en mode moteur tout comme en mode générateur. Sa particularité par rapport aux autres machines conventionnelles, réside au niveau du champ magnétique produit par les aimants permanents au rotor. Mais son bobinage statorique reste identique à celui des autres machines.

Comme tout actionneur électrique, la machine synchrone à aimants permanents est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie mobile (rotor). Le stator renferme un bobinage alimenté en triphasé, et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation. Quant au rotor, son champ magnétique produit est généré par des aimants permanents. Le stator de structure ordinairement lisse, porte des encoches à l'intérieur desquels sont disposés des enroulements de phases. En mode générateur la machine fournit de l'énergie au réseau, tandis qu'en mode moteur elle en consomme plutôt. Le rotor est généralement à pôles lisses ou à pôles saillants.

III. Avantages et inconvénients des MSAP

Comme dans toutes les autres machines électriques, la machine synchrone à aimants permanents présente des avantages et des inconvénients.

III.1 Avantages des MSAP

Parmi les avantages de la MSAP, nous pouvons citer les suivants :

- Moins de pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré,
- Une faible inertie et un couple massique élevé,

- Une meilleure performance dynamique,
- Construction et maintenance simple,
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacte bague balais dans ces machines,
- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joule au niveau du rotor.

III.2 Inconvénients des MSAP

Les inconvénients majeores de la MSAP sont :

- Commutateur mécanique remplacé par une autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et couteux que celui d'un moteur courant continue,
- Prix des aimants le rend plus cher,
- Présence de pulsation de couple,
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les contraintes comme la température max, courant max....etc,
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants,
- Problème de tenu en température des aimants (250°C pour les samarium-cobalt).

IV. Type des MSAP

Dans les machines synchrones à aimants permanents, le rotor a une conception spécifique et trois structures se présentent selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques.

IV.1 Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS)

Des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor (figure II.1). Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. La construction de ce type de machine est simple et plus économique. Pour améliorer la tenue mécanique et la fixation des aimants, ces derniers peuvent être insérés sous une frette amagnétique, généralement en fibre de verre. Comme les aimants permanents ont une perméabilité proche de celle du vide, l'entrefer magnétique équivalent vu par le stator est important et constant [10], [11], [12].

Une configuration à rotor extérieur est possible. La tenue mécanique des aimants est facilitée par la force centrifuge. Cette configuration a aussi l'avantage de diminuer le poids total. Si on compare deux machines de même nombre d'encoches et de pôles, la configuration à rotor extérieur est toujours plus intéressante que celle à rotor intérieur, et

elle offre un meilleur rendement. Ce gain peut s'expliquer par la réduction des pertes magnétiques qui est liée directement à la diminution significative du volume de fer du stator [13].

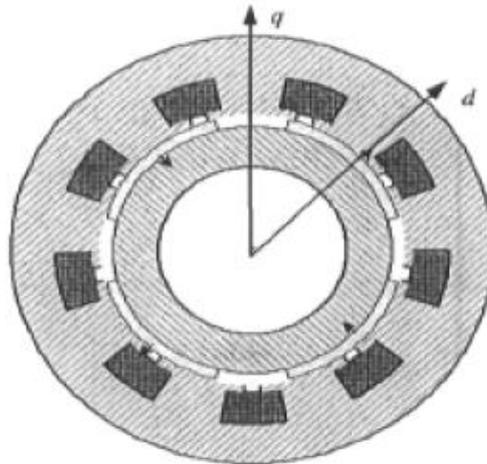


Figure II.1. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface

IV.2 Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

Dans cette structure, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique (figure II.2). Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. La valeur de cette saillance dépend de la hauteur des aimants par rapport au fer et à l'ouverture des aimants. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS. Les références [14] et [15] démontrent, dans une modélisation confrontée à des résultats expérimentaux, que le couple maximal par unité de courant statorique peut être supérieur à celui des aimants montés en surface. Les morceaux de fer dans l'axe inter polaire diminuent l'entrefer dans l'axe, et augmentent les fuites de flux des aimants [10].

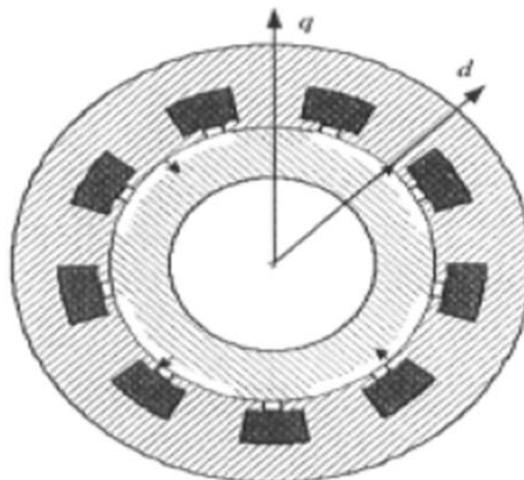


Figure II.2. Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

IV.3 Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC):

Cette structure est dérivée de la structure MSAPS (figure II.3). Des pièces polaires généralement en acier doux sont placés sur les aimants permanents, cette combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.é.m. au stator en agissant sur le profil de la pièce. On peut rajouter un léger effet de concentration de flux avec les pièces polaires. Comme ces pièces polaires sont massives et conductrices, elles peuvent jouer le rôle d'amortisseurs et influencer ainsi le choix du convertisseur statique, en particulier lorsque les formes d'ondes sont riches en harmoniques [16].

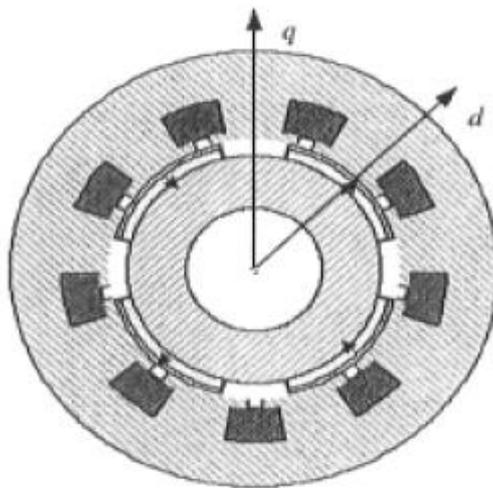


Figure II.3. Machine synchrone à aimants permanents chapeautés (MSAPC)

IV.4 Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)

Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents (figure II.4). Il y a donc un effet de concentration de flux vers l'entrefer. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer. Le rapport de concentration est défini par le ratio de ces deux surfaces. La surface est propre aux dimensions des aimants, alors que celle de la pièce polaire est inversement proportionnelle au nombre de pôles. Cette structure est intéressante pour des aimants à faible induction rémanente, (par exemple des aimants ferrites). Pour éviter un court-circuit magnétique, il faut utiliser un matériau amagnétique à la base des aimants. Ceci va compliquer la construction de cette structure de machine qui comporte beaucoup de pièces. On remarque qu'une configuration à rotor extérieur n'est pas intéressante en raison des problèmes d'assemblage [16].

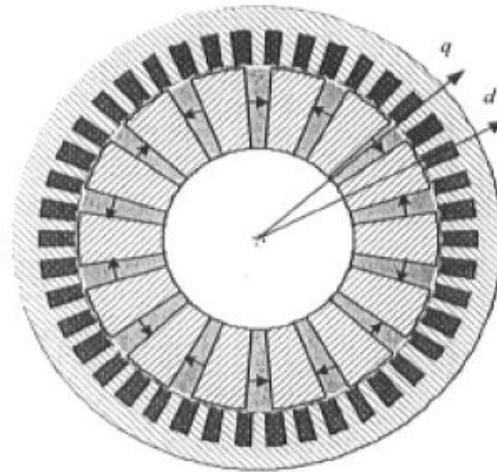


Figure II.4. Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)

V. Les aimants permanents

On appelle un aimant permanent tout corps ayant la capacité ou la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente, et qui se désaimantent difficilement lorsqu'ils ont été aimantés [17].

V.1 Propriétés des aimants permanents

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycle d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (B-H) comme le montre la figure II.5, cette courbe est caractérisée par [17] :

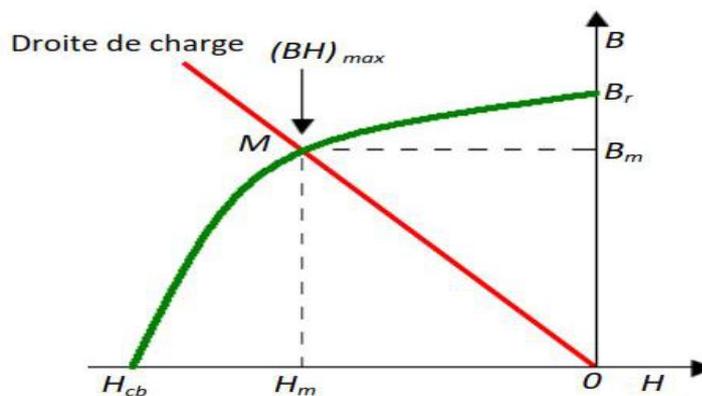


Figure II.5. Courbe de désaimantation

- **L'induction rémanente (B_r)**, c'est -à-dire l'induction résiduelle au circuit fermé,
- **Le champ coercitif (H_{cb})**, qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable,
- **Produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$** , qui est couramment appelé énergie spécifique de l'aimant, cette énergie caractérise la qualité du matériau. En effet, pour un entrefer donné, le volume est d'autant plus faible, que l'énergie spécifique est élevée [18].

V.2 Différents types des aimants permanents

On peut classer les différents types d'aimant en fonction de leurs caractéristiques comme suit :

V.2.1 Aimants terres-rares

- **Samarium Cobalt (Sm-Co)**, qui sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (Jusqu'à 300 °C) mais, ils sont très coûteux en raison de la présence de cobalt dans leur composition. Les Sm-Co sont utilisés dans des applications particulières (télécommunication, aéronautique), dont les propriétés de haute températures et la résistance à l'oxydation sont supérieures [17].
- **Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B)**, qui ont des performances supérieures au Samarium Cobalt et, ils sont beaucoup moins coûteux mais, leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160 °C). Ce type d'aimant est utilisé principalement dans la micro-informatique et les télécommunications. Ils constituent en particulier l'élément central des têtes de lecture [17].

V.2.2 Aimants en ferrite

Les ferrites sont des composés d'oxyde de Fer, de Baryum et de Strontium. Ils sont obtenus par frittage. Ils sont beaucoup plus robustes et relativement peu coûteux. Les ferrites trouvent l'essentiel de leurs applications dans les moteurs de faible puissance, utilisés dans l'industrie automobile [17].

V.2.3 Aimants métalliques (AlNiCo)

Ce sont des alliages à base d'Aluminium et de Nickel, avec des additions de Cobalt, Cuivre ou de Titane. Ils ont un champ rémanent très élevé mais, un champ coercitif très faible ce qui pose de gros problèmes de désaimantation. Les aimants AlNiCo sont utilisés dans les instruments de mesure où leur grande stabilité thermique constitue un paramètre essentiel, ainsi que comme capteurs [17].

VI. Bobinages des MSAP

Trois types de bobinage de stator sont habituellement utilisés : l'imbriqué, le concentrique et l'ondulé, chacun d'entre eux présentant ses propres avantages. L'enroulement imbriqué s'utilise pour le bobinage de moteurs à partir de quelques dizaines de kW, l'enroulement concentrique est généralement employé dans les petits moteurs et, l'enroulement ondulé est appliqué pour les moteurs à bagues.

Les enroulements imbriqué et ondulé sont le plus souvent à double couches, de manière que chaque encoche contient deux côtés de bobines et le nombre de conducteurs par encoche doit forcément être pair. Pour utiliser le moteur sous plusieurs tensions différentes,

on peut répartir les bobines en un certain nombre de groupes qu'on peut relier en série ou en parallèle [19].

VI.1 Bobinage imbriqué à simple couche

Dans ce type de bobinage, chaque bobine qui forme l'enroulement occupe deux encoches. Alors le nombre d'encoches doit être multiple de deux fois le nombre de phases. Le nombre d'enroulements par phase est égale au nombre de paires de pôles [19].

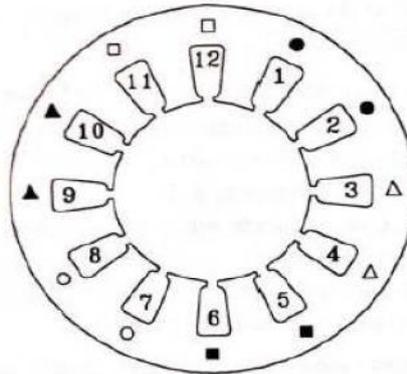


Figure II.6. Moteur triphasé à une paire de pôles, enroulement imbriqué à simple couche.

Une paire de pôles indique qu'il doit y avoir un seul enroulement par phase. Dans l'exemple de la figure II.6, le nombre d'encoches étant 12, on trouve qu'il doit y avoir quatre encoches par phase, donc deux bobines par enroulement.

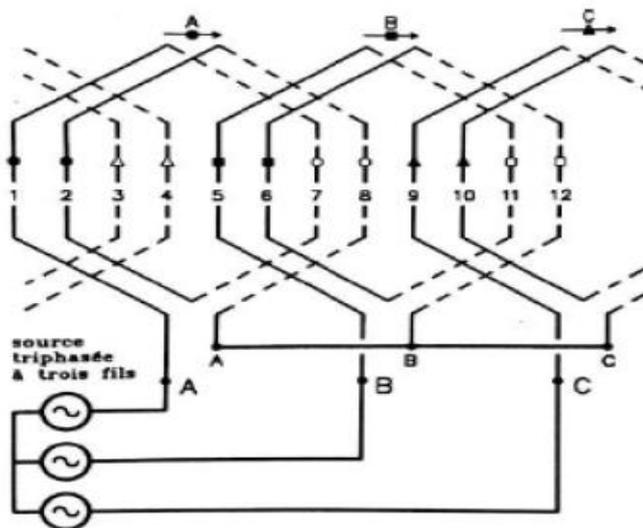


Figure II.7. Enroulement imbriqué à une couche, une paire de pôles, 12 encoches.

VI.2 Bobinage imbriqué à double couche

L'enroulement imbriqué est le plus utilisé pour les stators des moteurs à grande puissance. Le plus souvent un enroulement à double couches est employé, de manière que chaque bobine est composée de la moitié des conducteurs qui passent par une encoche, et les

conducteurs sont placés dans l'encoche de manière qu'une bobine occupe la partie supérieure et l'autre la partie inférieure [19].

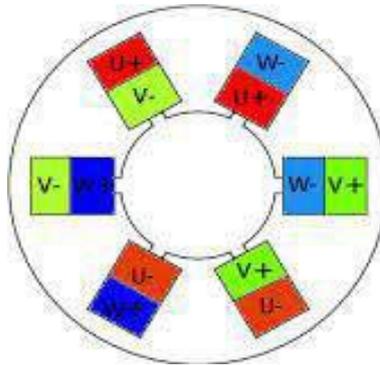


Figure II.8. Schéma simplifié de répartition de bobinages dans les encoches

Dans ce type le pas d'encoche peut être modifié : on parle du pas raccourci ou fractionnaire. Si on prend le cas d'un moteur 4 pôles-36 encoches avec un pas raccourci de 7 encoches, on obtient la distribution donnée par la figure II.9.

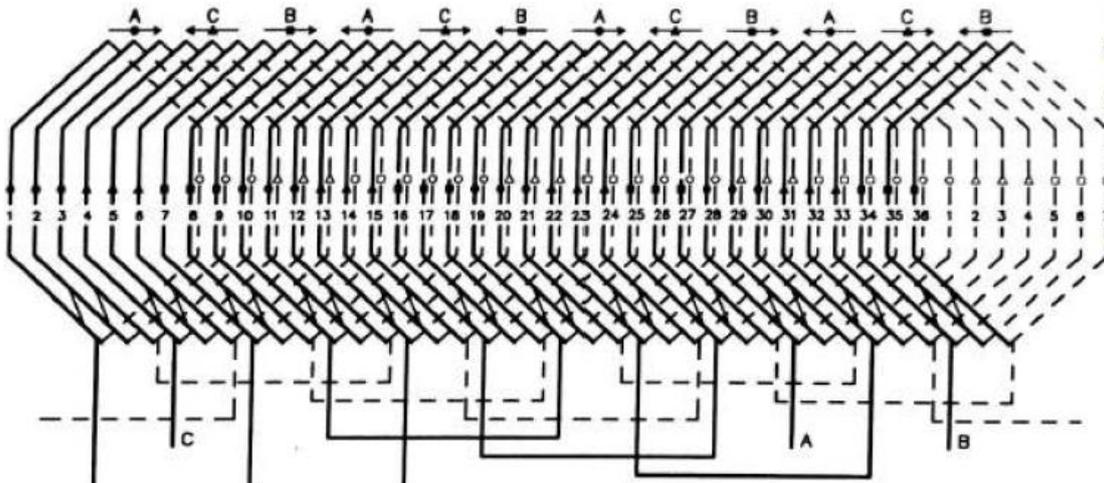


Figure II.9. Enroulement imbriqué double couches. Moteur 3 phases, 4 pôles, 36 encoches.

VI.3 Enroulement ondulé

Comme le bobinage imbriqué, il s'agit d'un type d'enroulement habituellement fait à double couches. Dans ce type d'enroulement, les conducteurs qui occupent les encoches sous deux pôles consécutifs sont connectés en série. Le circuit fait le tour du stator une ou plusieurs fois, sans revenir en arrière, en allant d'un pôle à l'autre. On nomme tronçon le circuit formé lorsque toutes les encoches d'une même phase contiennent un conducteur. Comme il s'agit d'un circuit à double couches, il est possible de superposer un deuxième tronçon au premier, mais ceci doit se faire en sens inverse [19].

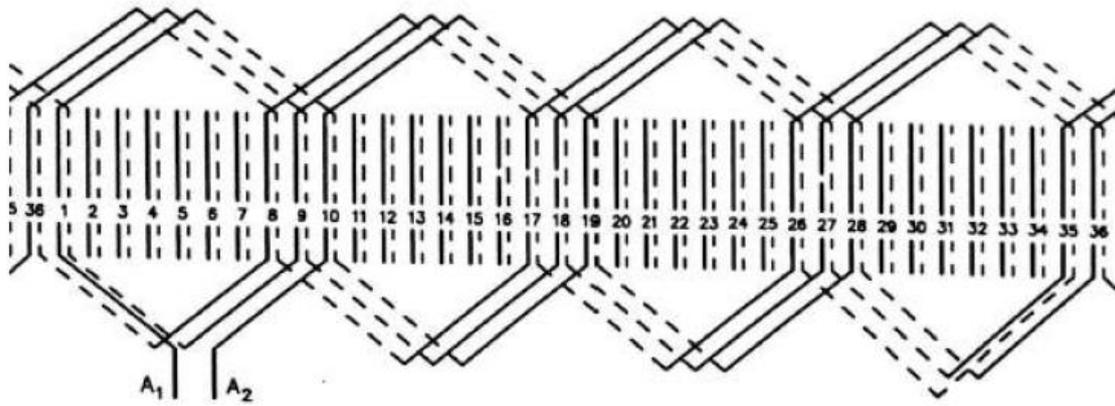


Figure II.10. Enroulement ondulé d'une phase. Moteur à 4 pôles et 36 encoches

La figure II.10 montre deux tronçons qui forment une phase complète. Les lignes complètes représentent les conducteurs supérieurs et les lignes pointillées représentent les conducteurs inférieurs. Le nombre de tronçons est deux fois le nombre de phases. Dans un tronçon, un conducteur supérieur est connecté à un conducteur inférieur et vice-versa. Entre le début et la fin de chaque tronçon il y a un nombre de pas raccourcis égal au nombre d'encoches par pôle et par phase moins un. Pour le bobinage des autres phases, le même principe s'applique avec un décalage de 120° électriques [19].

VI.4 Bobinage concentrique

C'est le type de bobinage à simple couche le plus connu, chaque bobine occupe et remplit deux encoches. La différence réside dans le fait que, pour une phase, les bobines sont de dimensions différentes et placées les unes autour des autres. Pour un moteur à une paire de pôles et douze encoches, plutôt que 1 et 7 pour la première bobine et 2 et 8 pour la seconde, la première bobine est agrandie et occupe les encoches 1 et 8, alors que la seconde est réduite et occupe les encoches 2 et 7. Aucune des deux n'est à pas normal (6), au contraire que dans le bobinage imbriqué, car l'une est à pas 5 et l'autre à pas 7. Cependant, la moyenne correspond au pas normal [19].

Considérant un moteur à une paire de pôles et 24 encoches, les bobines pour la phase occupant les encoches 1 et 16, 2 et 15. Le même raisonnement s'applique aux autres phases. Ce type d'enroulement est à simple couche.

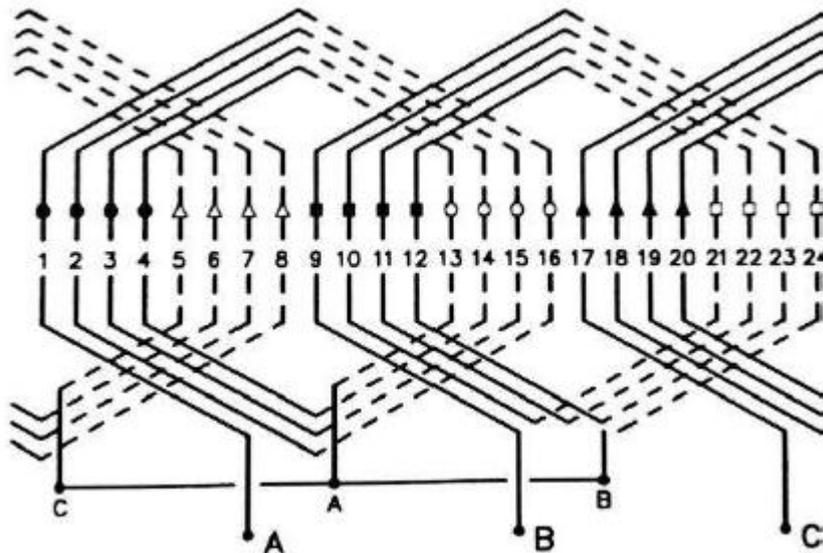


Figure II.11. Enroulement concentrique. Moteur à une paire de pôles et 24 encoches.

VII. Caractéristiques de la machine à dimensionner

Pour une application à une éolienne et, pour des machines synchrones à aimants permanents à grand nombre de paires de pôles, nous avons choisi un cahier des charges correspondant à ce type de MSAP qui est donné par le tableau II.1.

Paramètres de conception	Notations	Valeurs	Unités
Puissance nominale	P_n	660	KW
Vitesse de rotation	Ω	4.9	rad/s
Nombre de phases	m	3	-
Fréquence	f	50	Hz
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	0.95	-
Type d'aimant permanent	NdFeB	-	-
Induction rémanente d'aimant	β_r	1.1	T
Perméabilité relative d'aimant	μ_r	1.05	-

Tableau II.1. Caractéristiques de la MSAP à dimensionner

VIII. Calcul analytique de la MSAP

V. B. Honsinger a développé en 1987 une équation de dimensionnement pour les machines à induction [20]. Dans ce travail, nous avons appliqué cette approche de dimensionnement pour notre machine synchrone à aimants permanents car il serait difficile de disposer d'une formule générale valable pour toutes les machines.

VIII.1 Pré-dimensionnement de la MSAP

La valeur crête de la FEM fondamentale d'une phase dans l'entrefer est donnée par la relation (II.1).

$$\hat{E}_1 = N_t K_{w1} \omega \phi_1 \quad (\text{II.1})$$

ω : est la pulsation électrique liée au nombre de paires de pôles p et à la vitesse angulaire Ω par l'équation (II.2).

$$\omega = p\Omega \quad (\text{II.2})$$

$\hat{\phi}$: Est la valeur crête du flux magnétique par pôle produit par les aimants et qui est exprimée par l'équation (II.3).

$$\hat{\phi} = \hat{B}_{g1} L \tau_p \quad (\text{II.3})$$

τ_p : est le pas polaire donné par la relation (II.4).

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \quad (\text{II.4})$$

La valeur crête du fondamental de l'induction créée par l'aimant dans l'entrefer \hat{B}_{g1} est liée à la valeur max d'induction B_m et au demi-angle de pôle α (angle choisi voisin de $\frac{\pi}{3}$) ; elle est donnée, suite à une décomposition en séries de Fourier, par l'expression (II.5).

$$\hat{B}_{g1} = \frac{\pi}{4} B_m \sin(\alpha) \quad (\text{II.5})$$

La valeur crête du courant de phase est donnée par l'équation (II.6).

$$\hat{I} = \frac{(\hat{A}_1 \pi D)}{2N_t m_i} \quad (\text{II.6})$$

Sachant que l'expression de la puissance de sortie d'une machine de m phase est :

$$P_{MSAP} = \eta_1 \frac{m}{2} \hat{E}_1 \hat{I}_1 \cos \varphi_1 \quad (\text{II.7})$$

En combinant les équations précédentes, nous retrouverons l'équation générale de dimensionnement de la MSAP (Formule II.8) qui est développée en fonction des principales dimensions représentées par le volume $D^2 L$.

$$P_{MSAP} = \eta_1 \frac{\pi^2}{8} K_{w1} \hat{B}_{g1} \hat{A}_1 D^2 L \Omega \cos \varphi_1 \quad (II.8)$$

Le rayon d'alésage sera décrit par l'expression (II.9).

$$r_b = \left(\frac{2r_{r1} P_1}{\pi^2 K_{w1} \hat{B}_{g1} \hat{A}_1 \cos \varphi} \right)^{1/3} \quad (II.9)$$

La longueur active de la génératrice L est calculée par la relation (II.10).

$$L = \frac{r_b}{r_{rl}} \quad (II.10)$$

L'entrefer e est déterminé par une relation empirique (II.11).

$$e = 0.001 + 0.003 \sqrt{r_b L} \quad (II.11)$$

La profondeur de la culasse statorique est choisie égale à la profondeur de la culasse rotorique, elle est estimée selon (II.12).

$$S_y = \frac{\pi r_b}{2p} \frac{\hat{B}_{g1}}{B_y} \alpha_m \quad (II.12)$$

Où α_m est l'angle correspondant au coefficient de remplissage d'un pôle d'aimant.

La profondeur des encoches est donnée par la relation (II.13).

$$S_h = \frac{A_1}{J_s K_r K_{enc}} \quad (II.13)$$

Les largeurs d'une dent et d'une encoche sont supposées égales, elles sont données par la relation (II.14).

$$S_w = \frac{\pi r_b}{N_{enc}} \quad (II.14)$$

La figure II.12 représente le modèle géométrique de la MSAP à dimensionner.

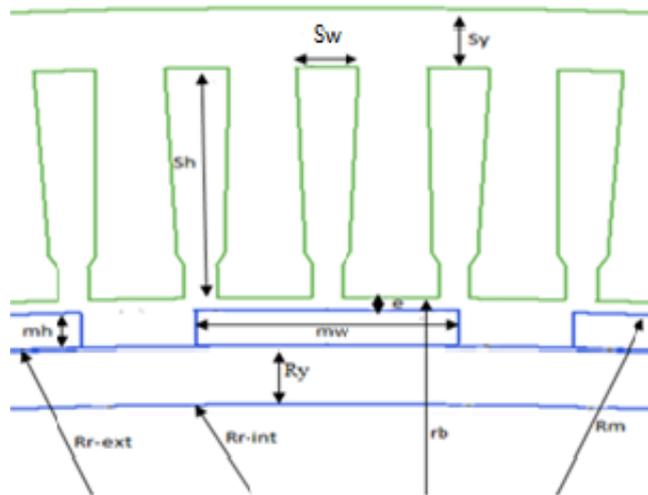


Figure II.12. Principales dimensions de la MSAP

Concernant les aimants permanents utilisés pour ce type de machine, il est important de faire le bon choix selon leurs caractéristiques et leurs propriétés physiques.

L'épaisseur et la largeur des aimants permanents sont donnés par les expressions (II.15) et (II.16) respectivement.

$$m_h = K_c e \frac{\mu_r}{\frac{B_r}{B_{g1}} - 1} \quad (\text{II.15})$$

$$m_w = \frac{0.7(\pi(r_b - m_h - e))}{p} \quad (\text{II.16})$$

VIII.2 Volumes et masses des différentes parties de la MSAP

Le modèle et les dimensions géométriques de la machine établis précédemment vont nous permettre d'estimer les volumes et les masses de chaque partie de la MSAP (stator, rotor, aimant), ainsi que le coût des parties actives.

VIII.2.1 Volume et masse du stator

Le stator est décomposé en deux matériaux distincts : le fer et le cuivre, son volume est donc donné par la relation (II.17).

$$V_s = V_{s_fer} + V_{s_cuivre} \quad (\text{II.17})$$

A leur tour, le volume du fer peut être décomposé en deux parties distinctes (culasse, dents) et, le volume du cuivre se distinct en deux autres parties (slots, têtes de bobines) ; selon les expressions (II.18), (II.19), (II.20).

$$V_{s_fer} = V_{s_culasse} + V_{s_dent} \quad (\text{II.18})$$

$$V_{s_dent} = V_{f_dent} + V_{c_dent} \quad (\text{II.19})$$

$$V_{s_cuivre} = V_{slot_cuivre} + V_{tête_cuivre} \quad (\text{II.20})$$

Ces formules peuvent être approchées par les relations (II.21).

$$\left\{ \left\{ \begin{array}{l} V_{s_culasse} = 2\pi L S_y (r_b + S_h + \frac{S_y}{2}) \\ V_{f_dent} = N_{enc} r_b \theta_b (2h_2 + h_3) (\frac{L}{2}) \\ V_{c_dent} = \pi L \left(r_b \left(S_h - (h_2 + h_3) + (S_h^2 + (h_2 + h_3))^2 \right) / 2 \right) \end{array} \right. \right. \quad (\text{II.21})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{slot_cuivre} = \pi L S_h K_r (S_h + \frac{r_b}{2}) \\ V_{tête_cuivre} = \pi l_{wh} S_h W_y N_{enc} K_r \end{array} \right.$$

Où θ_b représente l'épanouissement angulaire au pied d'une dent qui est estimé pour calculer le volume des pieds de dents *f-dents* selon l'expression (II.22).

$$\theta_b = \frac{2\pi}{N_{enc}} - \frac{b_3}{r_s} \quad (\text{II.22})$$

Et K_r définissant le coefficient de remplissage des encoches.

Le volume des têtes de bobines $V_{\text{têtes-cuivre}}$ est calculé à partir de leur longueur l_{wh} et s'exprime par la relation (II.23).

$$l_{wh} = \pi^2 \frac{r_b + 0.5 S_h}{2p} \quad (\text{II.23})$$

Finalement, la masse totale du stator s'exprime facilement en fonction de la masse volumique du fer ρ_{fer} et du cuivre ρ_{cui} selon la formule (II.24).

$$M_s = M_{s_fer} + M_{s_cuivre} \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Avec :} \quad \begin{cases} M_{s_fer} = V_{s_fer} \rho_{fer} \\ M_{s_cuivre} = M_{s_cuivre} \rho_{cui} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

VIII.2.2 Volume et masse du rotor

Le rotor est décomposé en deux matériaux distincts : le fer (culasse) et le matériau magnétique (aimant permanents), ainsi, le volume du rotor est donné par la relation (II.26).

$$V_r = V_{r_fer} + V_{aimant} \quad (\text{II.26})$$

Où les volumes de fer du rotor et des aimants permanents sont calculés par la formule (II.27).

$$\begin{cases} V_{r_fer} = \pi L (R_{r_ext}^2 - R_{r_int}^2) \\ V_{aimant} = \pi L K_p (R_m^2 - R_{r_int}^2) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\text{Avec} \quad \begin{cases} R_{r_ext} = r_b - (e + m_h) \\ R_{r_int} = R_{r_ext} - r_y \\ R_m = r_b - e \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

La masse totale du rotor s'exprimera facilement en fonction de la masse volumique du fer et d'aimant selon la relation (II.29).

$$M_r = M_{r_fer} + M_{aimant} \quad (\text{II.29})$$

$$\begin{cases} M_{r_fer} = V_{r_fer} \rho_{fer} \\ M_{aimant} = V_{aimant} \rho_{aim} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

VIII.2.3 Masse totale de la MSAP

La masse active de la MSAP est la somme des masses des différents éléments actifs statorique et rotorique selon la formule (II.31).

$$M_{MSAP} = M_s + M_r \quad (\text{II.31})$$

VIII.3 Calcul des paramètres électriques

Le calcul de la résistance d'une phase est primordial, c'est à partir de celle-là que les pertes joule de la machine peuvent être évaluées. L'expression de son calcul est donnée par la formule (II.32).

$$R = \rho_{cu} \frac{w_1 L_{w1} 10^3}{a_1 N_{e1} q_{eff}} \quad (\text{II.32})$$

Tel que :

$$L_{w1} = 2(L_1 + L_{f1}) \quad (\text{II.33})$$

$$L_{f1} = (1.16 + 0.14p)b_{1moy} + 15 \quad (\text{II.34})$$

$$b_{1moy} = \frac{\pi(D_1 + h_{z1})}{Z_1} y_{1moy} \quad (\text{II.35})$$

$$y_{1moy} : \text{est le pas de raccourcissement donnée par : } y_{1moy} = \frac{Z_1}{2p} \quad (\text{II.36})$$

Le calcul de l'inductance d'une phase statorique est donné par la relation (II.37).

$$L = \frac{X_1}{2\pi f} \quad (\text{II.37})$$

Avec :

$$X_1 = \frac{1,58 \cdot f \cdot l_i \cdot w_1^2}{p q_1 10^8} (\lambda_{if1} + \lambda_{enc1} + \lambda_{id1}) \quad (\text{II.38})$$

$$\lambda_{if1} = \frac{0,34 q_1}{L_i} (L_{f1} - 0,64 \theta_r \tau) \quad (\text{II.39})$$

$$\lambda_{id1} = \frac{0,9 t_1 (q_1 k_{enc1})^2}{\sigma \cdot K_\sigma} K_{rrl} K_{ddl} K_{f1} \quad (\text{II.40})$$

$$\lambda_{enc1} = \frac{h_1}{3b_{enc1}} K_{b1} + \left[\frac{h_{11}}{b_{enc1}} + \frac{3h_{k1}}{b_{enc1} + 2b_{f1}} + \frac{h_{f1}}{b_{f1}} \right] K_{b2} \quad (\text{II.41})$$

$$K_{enc1} = K_{dl} K_{rl} K_{d0} \quad (\text{II.42})$$

$$K_{d1} = \frac{\sin \frac{\theta}{2}}{q_1 \sin \frac{\theta}{2q_1}} \quad (\text{II.43})$$

Où :

$$\theta = \frac{2\pi}{Z_1} p q_1 \quad (\text{II.46})$$

$$q_1 = \frac{z_1}{2p \cdot m_1} \quad (\text{II.47})$$

$$K_{r1} = \sin \beta \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.48})$$

$$\beta = \frac{y_1}{\tau} \quad (\text{II.49})$$

$$\tau = \frac{\pi D_1}{2p} \quad (\text{II.50})$$

Sachant que :

$$K_{f1} = 1 - \left(\frac{0.033}{\delta t_1} b_{f1}^2 \right) \quad (\text{II.51})$$

$$t_1 = \frac{\pi D_1}{Z_1} \quad (\text{II.52})$$

$$K_\delta = K_{\delta 1} K_{\delta 2} \quad (\text{II.53})$$

$$K_{\delta 1} = 1 + \frac{b_{f1}}{t_1 + b_{f1} + 5 \frac{\delta t_1}{b_{f1}}} \quad (\text{II.54})$$

$$K_{\delta 2} = 1 + \frac{b_{f2}}{t_2 + b_{f2} + 5 \frac{\delta t_2}{b_{f2}}} \quad (\text{II.55})$$

$$h_1 = h_{enc1} - (h_{f1} + h_{k1}) \quad (\text{II.56})$$

$$h_{11} = h_{enc1} - h_1 \quad (\text{II.57})$$

VIII.4 Analyse des résultats analytiques

Les résultats analytiques obtenus à l'aide d'un code de calcul effectué sous l'environnement MATLAB sont résumés dans le tableau (II.2).

Paramètres	Notation	Valeur	Unités
Rayon d'alésage	r_b	1.466	m
Longueur active	L	0.293	m
Epaisseur de la culasse statorique	S_y	0.0144	m
Profondeur des encoches	S_h	0.0567	m
Largeurs des dents et d'encoches	S_w	0.024	m
Entrefer	e	0.003	m
Epaisseur de l'aimant	m_h	0.0087	m
Largeur d'aimant	m_w	0.05	m
Résistance de phase	R_s	0.023	Ohm
Inductance de phase	L	0.806	mH
Masse du fer statorique	M_{s_fer}	995.6044	Kg
Masse du fer rotorique	M_{r_fer}	301.3192	Kg
Masse du cuivre statorique	M_{s_cuivre}	211.1085	Kg
Masse de l'aimant	M_{aimant}	123.6416	Kg
Poids total	M_{MSAP}	1631.7	Kg

Tableau II.2. Résultats de calcul analytique de la MSAP

La figure II.13 représente un histogramme comparatif des différentes masses des parties actives constituant la machine.

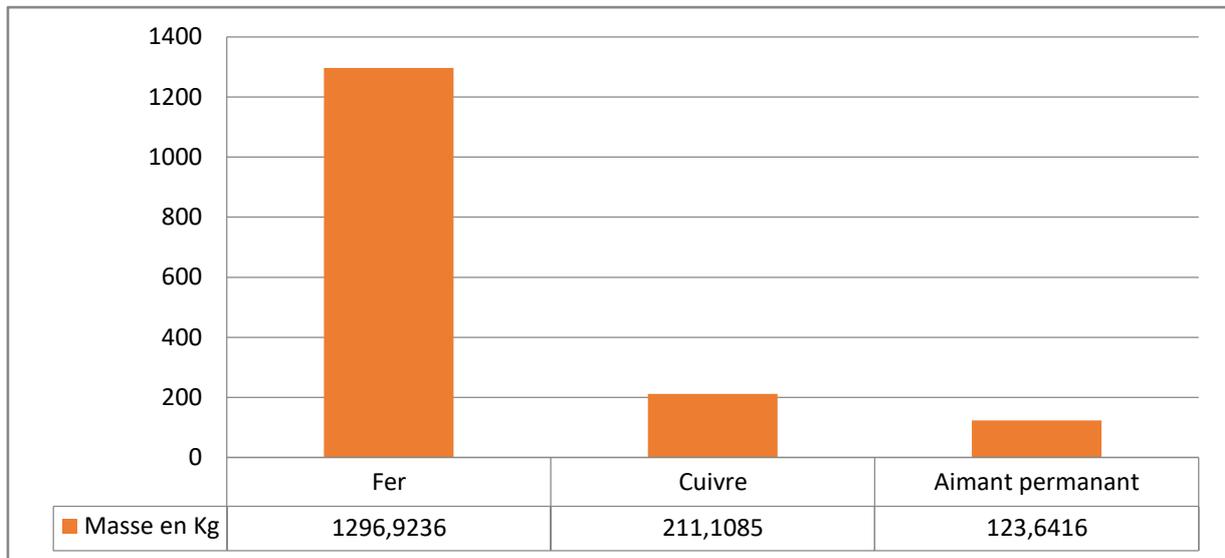


Figure II.13. Masses des matériaux actifs constituant la MSAP

En utilisant les coûts des parties actives estimés dans le tableau II.3, nous avons tracé un histogramme comparatif des différents résultats obtenus (Figure II.14).

Cuivre	6	€/kg
Fer	0.5	€/kg
Aimant	87	€/kg

Tableau II.3. Coûts des matériaux actifs

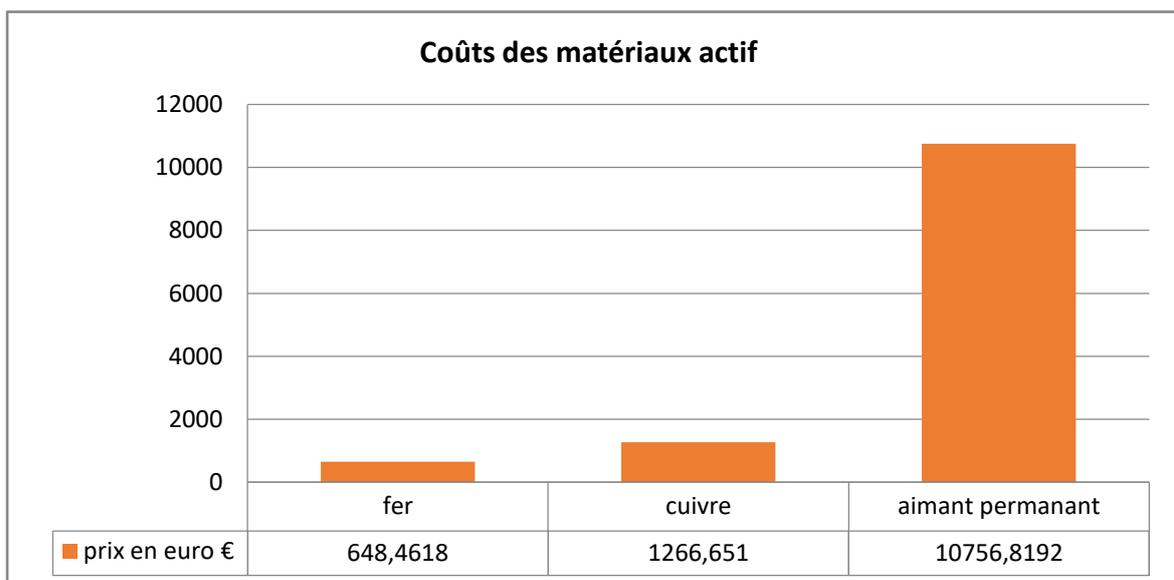


Figure II.14. Coût de chaque partie de la machine en €

L'étude comparative des masses des différents matériaux actifs de la MSAP, illustre bien, que le fer représente 79% de la masse totale de la machine, alors que 13% représente le cuivre, et seulement 8% représente l'aimant permanent (Figure II.15).

Concernant le coût des différents matériaux actifs de la MSAP, nous remarquons que, l'aimants permanents est le plus chère, il représente 85% du coût total de la machine, alors que seulement 10% représente le cuivre et, seulement 5% représente le fer (Figure II.16).

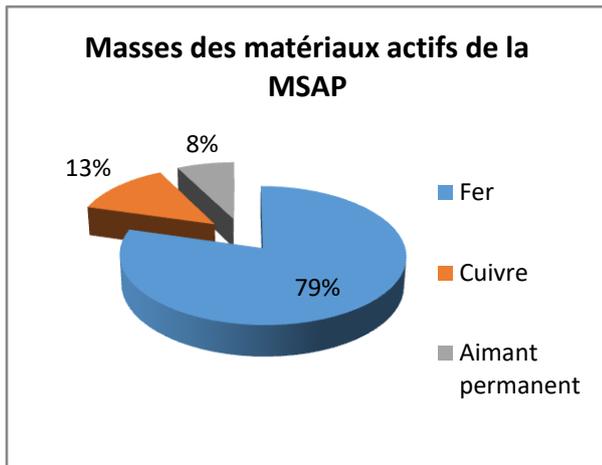


Figure II.15. Masses des matériaux actifs de la MSAP

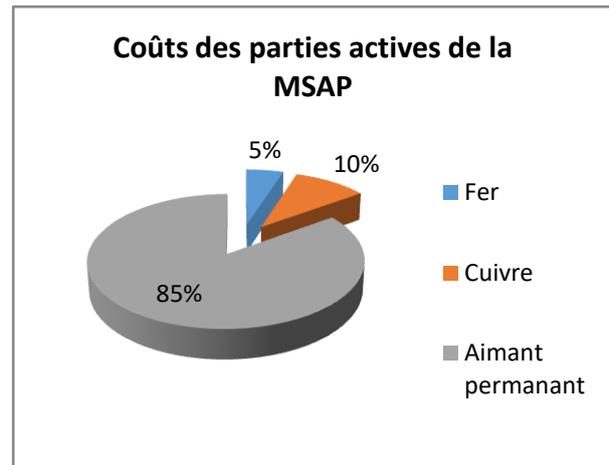


Figure II.16. Coûts des parties actives de la MSAP

IX. Calcul numérique de la MSAP

Le calcul numérique de la machine pré-dimensionnée est nécessaire pour valider les résultats analytiques obtenus. La méthode des éléments finis et la méthode des différences finies sont des exemples de méthodes numériques les plus utilisées, permettant la prise en compte des phénomènes électriques, magnétiques, mécaniques ou thermiques, souvent couplés.

IX.1 Description de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées pour résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques.

Le principe bien connu de la méthode est de discrétiser le domaine d'étude en de multiples éléments puis de résoudre localement, dans chacun de ceux-ci, les équations associées à la formulation retenue. Les inconnues élémentaires sont alors définies par une combinaison linéaire, pondérée par des polynômes d'interpolation. La précision du calcul est liée à la finesse du maillage et au degré de ces polynômes. Leurs coefficients ne dépendent que de la géométrie et de sa discrétisation. Finalement, on obtient après assemblage un

système matriciel d'équations, pouvant tenir compte de certains non linéarités, comme celle intervenant dans le noyau ferromagnétique [17].

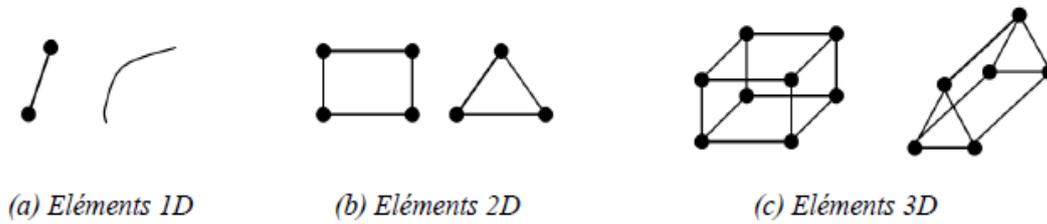


Figure II.17. Eléments de référence du 1er ordre

IX.2 Formulation des équations électromagnétiques

Tous les phénomènes électromagnétiques que nous voulons généralement étudier au sein des dispositifs électrotechniques sont régis par les quatre équations de Maxwell, les relations du milieu et la loi d'Ohm.

IX.2.1 Equations de Maxwell

➤ Équation de Maxwell-Faraday : $rot \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ (II.58)

➤ Équation de Maxwell-Ampère : $rot \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ (II.59)

➤ Équation de conservation de flux magnétique : $Div(\vec{B}) = 0$ (II.60)

➤ Équation de Maxwell-Gauss : $Div \vec{D} = \rho$ (II.61)

IX.2.2 Relations du milieu

➤ Pour les matériaux magnétiques : $\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r$ (II.62)

➤ Pour les matériaux diélectriques : $\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$ (II.63)

Avec: $\mu = \mu_0 \mu_r$ et $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$

IX.2.3 Loi d'Ohm

$$\vec{j} = \vec{j}_s + \sigma \vec{E} \quad (II.64)$$

IX.2.4 Formulation du problème électromagnétique

Pour les fréquences utilisées en électrotechnique, les courants de déplacement $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ sont négligeables devant les courants de conduction, l'équation (II.59) s'écrit alors :

$$rot \vec{H} = \vec{j} \quad (II.65)$$

A partir de l'équation (II.60), on peut introduire un potentiel vecteur magnétique (A) tel que :

$$\vec{B} = rot \vec{A} \quad (II.66)$$

L'unicité de la solution est souvent garantie par la jauge de Coulomb:

$$\text{Div } \vec{A} = 0 \quad (\text{II.67})$$

En combinant toutes ces relations, nous aboutissons à l'équation bien connue de Poisson, régissant le fonctionnement d'un système magnétostatique vectoriel :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (\text{II.68})$$

Par ailleurs, les relations (II.58) et (II.66) conduisent à:

$$\text{rot} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{II.69})$$

D'où l'existence d'un potentiel scalaire V , tel que :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\overrightarrow{\text{grad } V} \quad (\text{II.70})$$

On parlera alors d'une formulation \mathbf{A} - V très utilisée par les électrotechniciens.

En remplaçant l'expression du champ électrique \vec{E} donnée par (II.58) dans la loi d'Ohm, l'équation de Poisson (II.68) devient :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \vec{A} \right) = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma \overrightarrow{\text{grad } V} \quad (\text{II.71})$$

Le système étudié étant supposé être excité à partir d'une densité de courant source J_s dirigée selon l'axe Oz , on montre qu'il en sera de même pour le potentiel vecteur magnétique $\mathbf{A}(x, y)$ qui représente l'inconnue de notre problème, nous pouvons dès lors assimiler ces deux grandeurs vectorielles à des scalaires. Dans ce cas, l'équation (II.71) deviendra :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu (|\vec{B}|) \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu (|\vec{B}|) \frac{\partial A}{\partial y} \right) = J \quad (\text{II.72})$$

Où J est égal à J_s ou 0 suivant que l'on se trouve dans un conducteur statorique ou dans un milieu où la densité de courant est nulle. La relation $(\nu (|\vec{B}|))$ tient compte de la courbe de saturation du matériau magnétique utilisé et crée une relation non linéaire.

Pour compléter la résolution du problème, on spécifie des conditions aux limites qui décrivent le comportement du potentiel vecteur et de ses dérivées sur les frontières du domaine d'étude (type Dirichlet, Neumann, mixtes,...).

IX.3 Simulation sous l'environnement Ansys Maxwell

Dans cette partie, nous avons étudié le comportement électromagnétique de la machine en mode générateur, à vide et en charge, en utilisant le logiciel de calcul par éléments finis Ansys Maxwell qui nous permet également de déterminer les caractéristiques électromagnétiques de la génératrice pré-dimensionnée.

La géométrie de la machine ainsi qu'une ébauche du bobinage du système triphasé statorique sont représentées par les figures (II.18) et (II.19) respectivement.

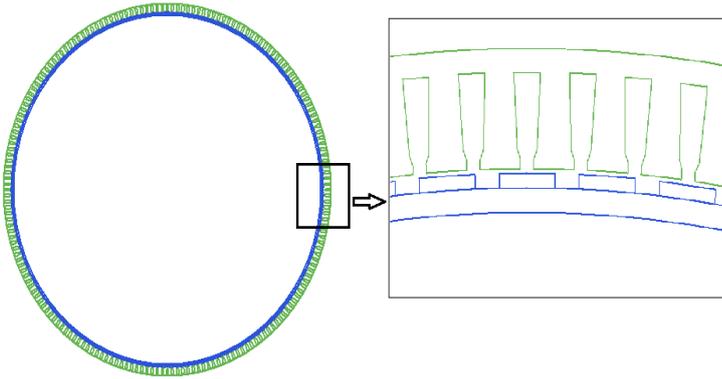


Figure II.18. Géométrie de la GSAP

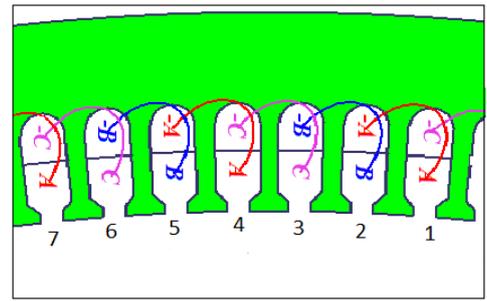


Figure II.19. Bobinage de la GSAP

Vue la taille du générateur à simulé, et pour des raisons de temps de calcul, nous avons tenu compte des symétries existantes pour simuler une partie seulement du générateur.

La figure II.20 représente le maillage éléments finis réalisé pour notre modèle.

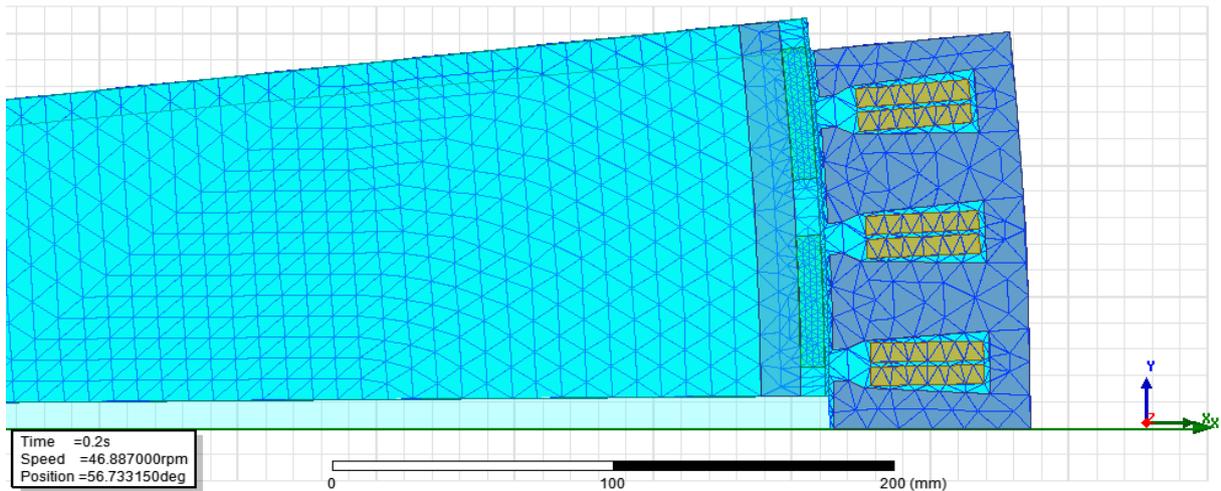


Figure II.20. Maillage de la GSAP

IX.3.1 Etude à vide

La simulation du générateur à vide a été effectuée en annulant les courants de phases statorique. Les résultats obtenus pour la répartition des lignes de champ magnétique ainsi que la distribution de l'induction magnétique sont représentés sur les figures (II.21) et (II.22) respectivement.

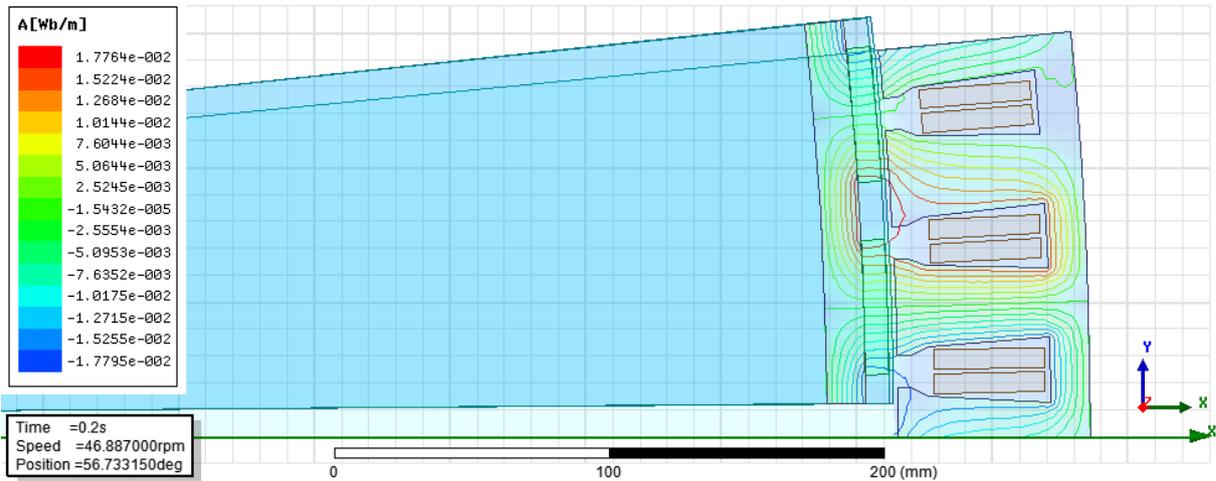


Figure II.21. Lignes de champs magnétiques à vide

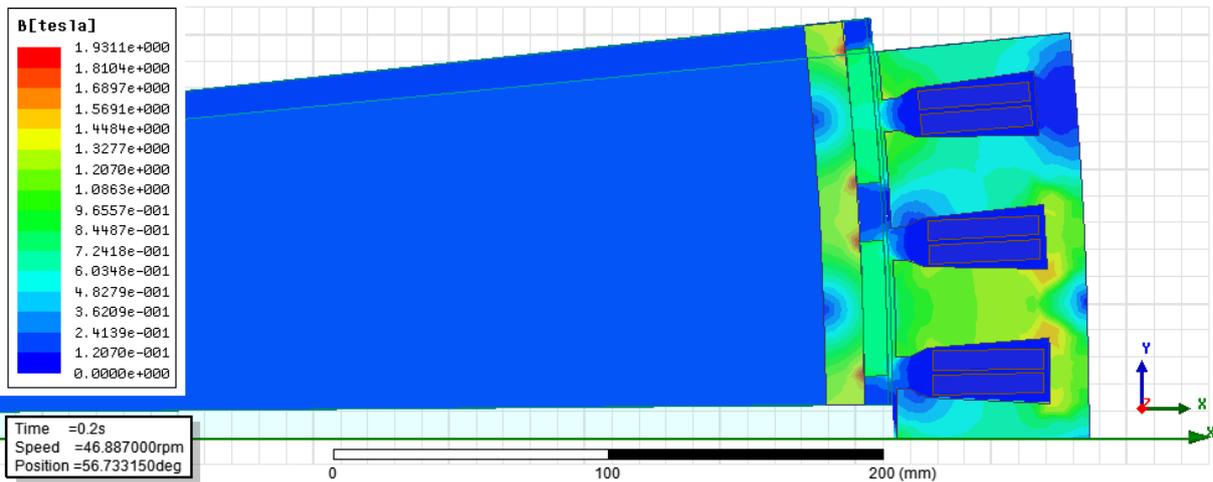


Figure II.22. Distribution de l'induction magnétique à vide

D'après l'analyse de ces deux cartographies, nous remarquons bien clairement les deux pôles de la partie de la machine simulée. La valeur maximale du vecteur potentiel magnétique est de 1.7764×10^{-2} [wb/m] et, celle de l'induction magnétique est de 1.93 [T], ce qui concorde bien avec les normes de l'électrotechnique.

Les allures de flux magnétique et, de l'induction magnétique dans l'entrefer sont représentées sur les figures (II.23) et (II.24) respectivement.

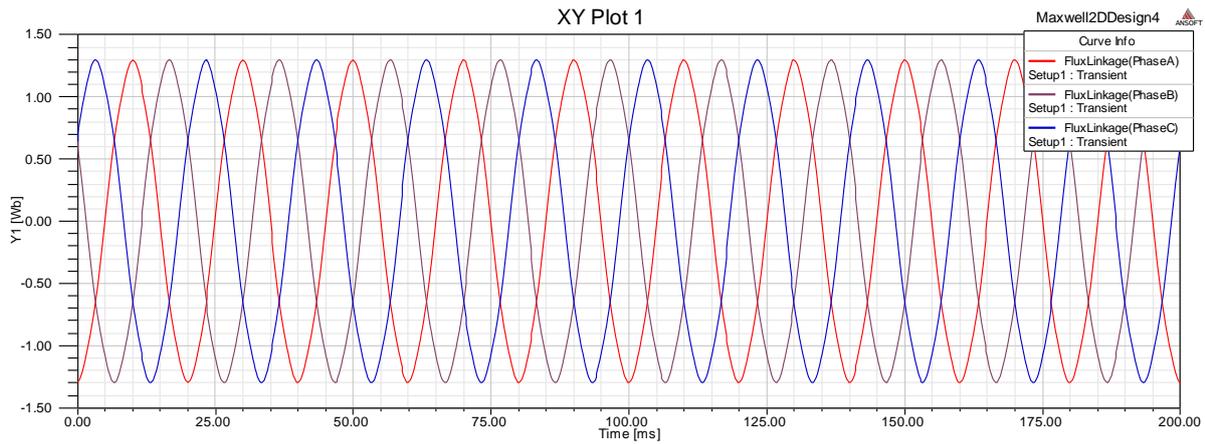


Figure II.23. Flux magnétique à vide

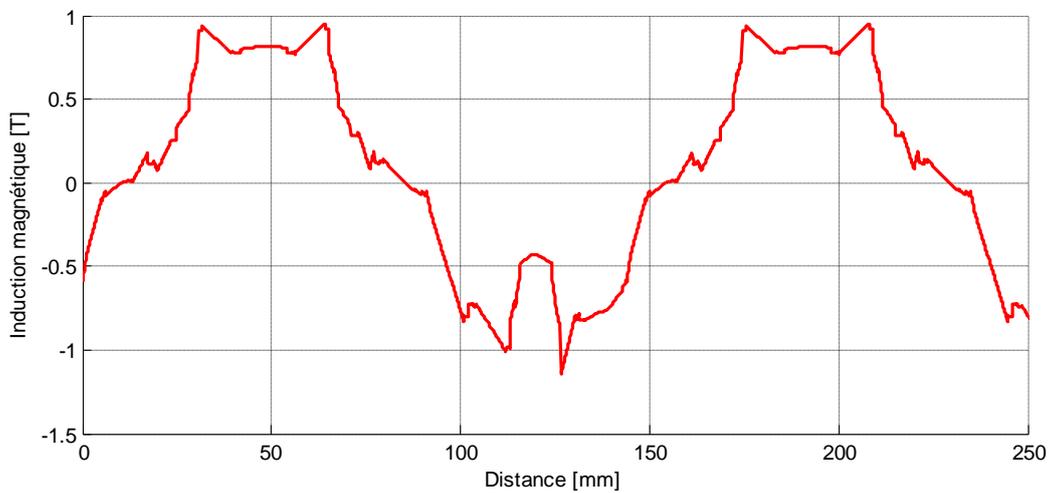


Figure II.24. Induction magnétique dans l'entrefer à vide

Nous remarquons bien que, le flux magnétique forme un système triphasé équilibré sinusoïdal, de valeur crête égale à 1.3 [wb], et l'induction magnétique dans l'entrefer est alternative et périodique, de valeur maximale égale à 0.85 [T].

IX.3.2 Etude en charge

La simulation du générateur en charge, nous a permis d'étudier l'influence de la charge sur ces caractéristiques électromagnétiques. Les résultats obtenus pour la répartition des lignes de champ magnétique et la distribution de l'induction magnétique, sont représentés sur les figures (II.25) et (II.26) respectivement.

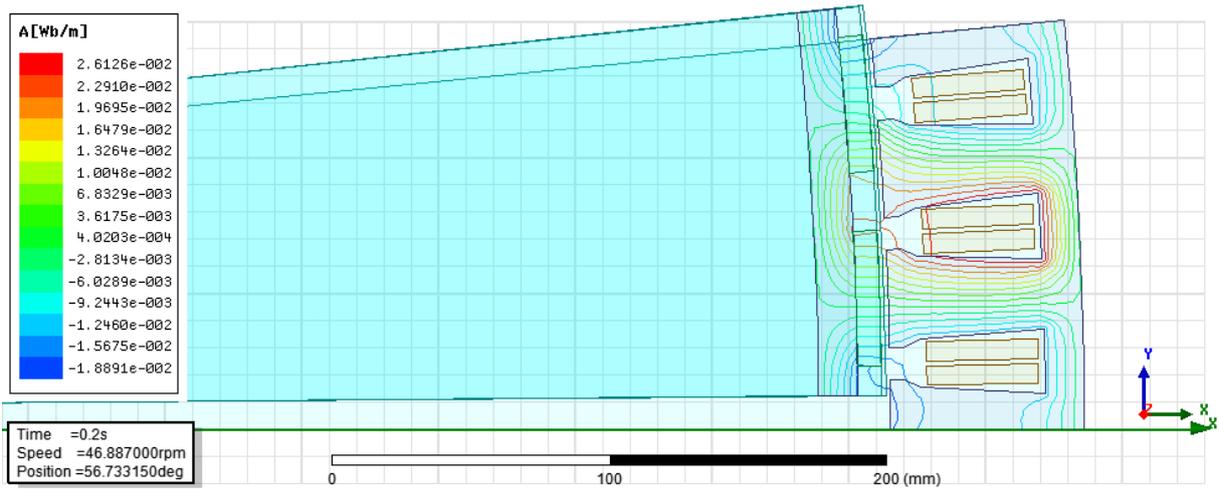


Figure II.25. Lignes de champ magnétiques en charge

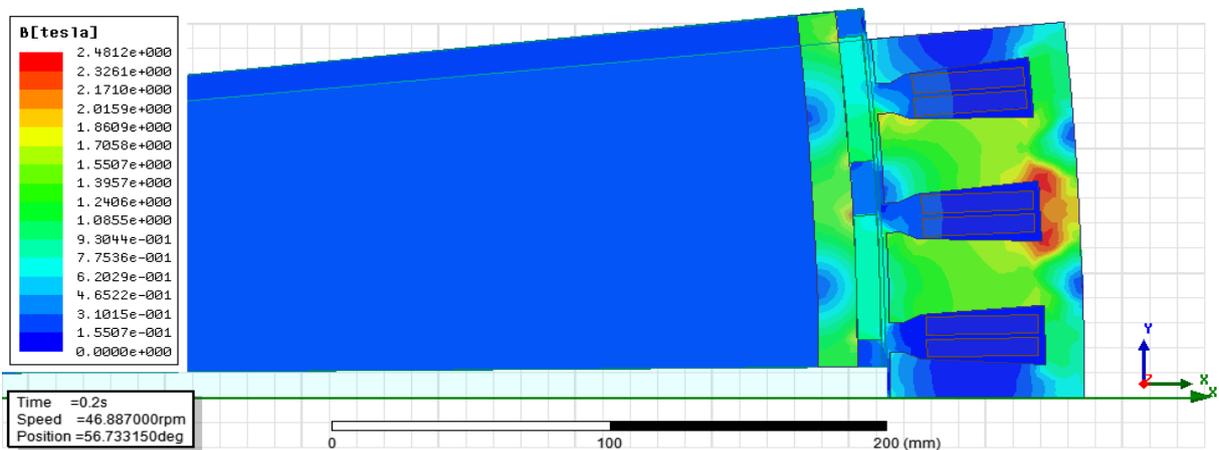


Figure II.26. Induction magnétique en charge

Ces résultats montrent que les deux grandeurs sont améliorées, en effet, le potentiel vecteur magnétique atteint la valeur maximale de $2.61 \cdot 10^{-2}$ [Wb/m], et l'induction magnétique augmente jusqu'à 2.48 [T].

Les figures (II.27) et (II.28) respectivement, illustrent les allures de flux magnétique et, de l'induction magnétique dans l'entrefer.



Figure II.27. Flux magnétique en charge

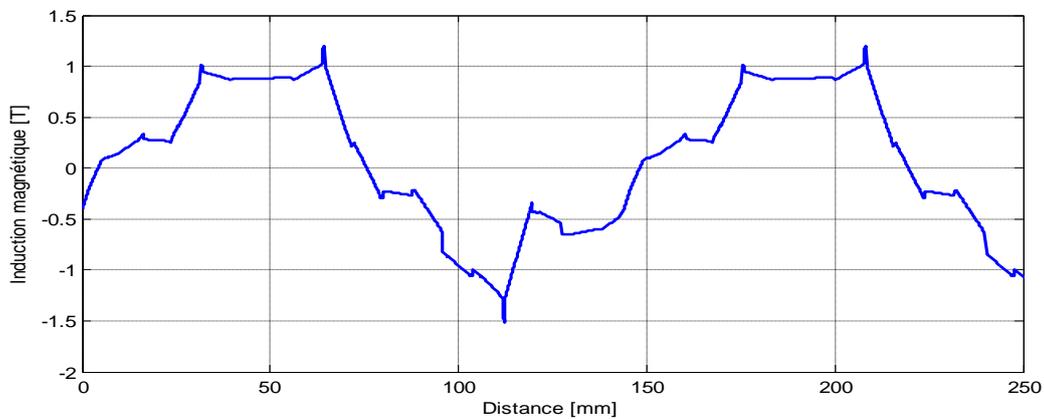


Figure II.28. Induction magnétique dans l'entrefer en charge

Les graphes obtenus montrent que, le flux magnétique et l'induction magnétique gardent leurs allures après l'application d'une charge, mais leurs valeurs crêtes sont augmentées jusqu'à 1.8 [wb] pour le flux magnétique et 1.39 [T] pour l'induction magnétique.

IX.3.3 Etude comparative

Pour une étude comparative du comportement du générateur en charge et à vide, nous avons confronté les différentes allures obtenues qui sont données par, la figure II.29 pour l'induction magnétique et la figure II.30 pour le flux magnétique.

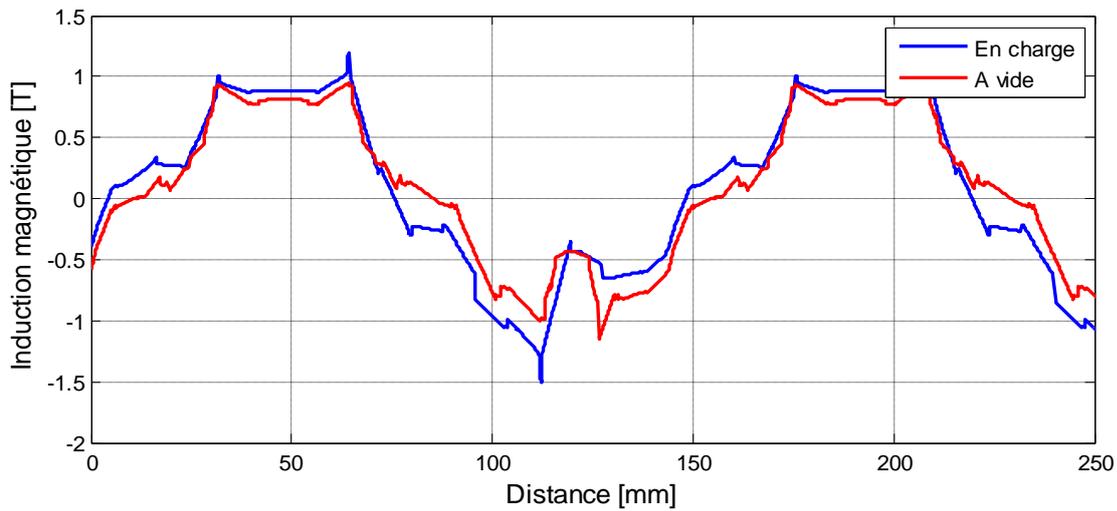


Figure II.29. Induction magnétique dans l'entrefer

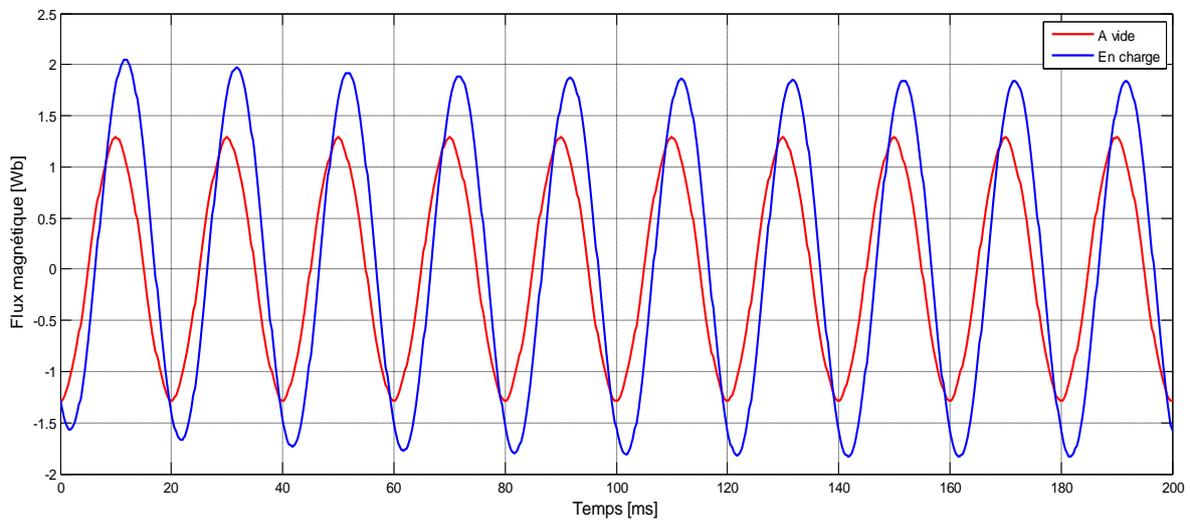


Figure II.30. Flux magnétique d'une phase statorique

Les figures II.29 et II.30 montrent bien clairement que les allures du flux et de l'induction magnétiques sont les mêmes, mais leurs valeurs crête augmentent après l'application de la charge.

IX.3.4 Résultats de calcul numérique des caractéristiques du générateur

Le tableau II.4 représente le calcul numérique obtenu pour une simulation dynamique de la GSAP sous l'application RMXpert qui nous permet la vérification et la validation du modèle du générateur avant de l'exporter vers l'environnement Ansys Maxwell.

	Valeurs	Unités
Puissance d'entrée	698.141	Kw
Puissance de sortie	660.227	Kw
Pertes de cuivre	37.9146	Kw
Pertes fer	0.098	W
Pertes totale	37.91558	Kw
Rendement	94.57	%
couple nominal	134.466	KN.m
Inductance réactive Lad	0.265083	mH
Inductance réactive Laq	0.265083	mH
Inductance L1+Lad sur l'axe d	0.861944	mH
Inductance L1+Laq sur l'axe q	0.861944	mH
Inductance de fuite L1	0.596861	mH
Résistance de phase R1	0.118281	Ohm

Tableau II.4. Caractéristiques nominales de la GSAP

Le tableau II.5 représente une étude comparative des calculs analytiques avec les calculs numériques de la GSAP. Pour un écart < 10%, nous pouvons dire que les résultats obtenus sont très satisfaisants.

	Calcul numérique	Calcul analytique	Erreur %	Unité
Résistance	0.021	0.023	8.7	ohm
L'inductance	0.862	0.806	6.5	mH
Poids fer statorique	1001.64	995.6044	0.6	Kg
Poids fer rotorique	286.62	301.3192	5.13	Kg
Poids de cuivre statorique	223.215	211.1085	5.42	Kg
Poids de l'aimant	123.386	123.6416	0.21	Kg
Poids total	1634.86	1631.7	0.19	Kg

Tableau II.5. Comparaison des résultats numériques et analytiques

X. Conclusion

Suite à un cahier des charges imposés, nous avons fait un pré-dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents en utilisant la méthode de LIWSCHITZ, puis nous avons validé les résultats obtenus par une étude électromagnétique sous l'environnement de calcul par éléments finis Ansys Maxwell, et les résultats obtenus sont très satisfaisants.

Cette machine a été pré-dimensionnée pour une application à une éolienne. Une association Turbine – Gsap sera donc nécessaire pour conforter les performances de cette machine, ce qui sera l'objet du troisième chapitre.

Chapitre III

Application de la GSAP à une éolienne

I. Introduction

Les alternateurs triphasés sont la source primaire de toute l'énergie électrique. Entraînées par des turbines hydrauliques, à vapeur ou éoliennes, ces machines constituent les plus gros convertisseurs d'énergie au monde. Elles transforment l'énergie mécanique en énergie électrique avec des puissances allant jusqu'à 1500 MW [21].

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser à l'association de la GSAP pré-dimensionnée à une éolienne, et ce, pour conforter la fiabilité de notre modèle pour la production de l'énergie éolienne.

Après avoir donné quelques généralités sur la turbine éolienne, nous avons modélisé l'ensemble Turbine – GSAP sous l'environnement Matlab Simulink.

II. Définition d'une éolienne

Une éolienne, ou un aérogénérateur est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (Figure III.1) [22], [23].



Figure III.1. Conversion de l'énergie cinétique du vent

III. Différents types des turbines éoliennes

Il existe deux grandes catégories d'éoliennes selon la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice.

III.1 Les turbines éoliennes à axe horizontal

Ce sont les éoliennes les plus répandues actuellement, sans doute à cause de leurs avantages remarquables à savoir : rendement aérodynamique plus élevé, démarrage autonome et faible encombrement au niveau du sol. Elles comportent généralement des hélices à deux ou trois pales face ou sous le vent [21], [24].

III.2 Les turbines éoliennes à axe vertical

Ce type d'éolienne a fait l'objet de nombreuses recherches. Il présente l'avantage de ne pas nécessiter de système d'orientation des pales et de posséder une partie mécanique (multiplicateur et génératrice) au niveau du sol, facilitant ainsi les interventions de maintenance. En revanche, certaines de ces éoliennes doivent être entraînées au démarrage et le mat, souvent très lourd, subit de fortes contraintes mécaniques poussant ainsi les

constructeurs à pratiquement abandonner ces aérogénérateurs (sauf pour les très faibles puissances) au profit d'éoliennes à axe horizontal [24], [25], [26].



a) Horizontal



b) Vertical

Figure III.2. Les différents types de turbines éoliennes

IV. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

La croissance de l'énergie éolienne est évidemment liée aux avantages de l'utilisation de ce type d'énergie. Cette source d'énergie présente des inconvénients qu'il est nécessaire de palier pour qu'elles ne constituent pas un frein à son développement [27].

Parmi les avantages, nous pouvons citer :

- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable contrairement aux énergies fossiles.
- L'énergie éolienne est une énergie propre. Elle n'a aucun impact néfaste sur l'environnement comme les autres sources d'énergie qui ont causé un changement radical du climat par la production énorme et directe du CO₂
- L'énergie éolienne ne présente aucun risque. Et ne produit évidemment pas de déchets radioactifs contrairement à l'énergie nucléaire.

Et parmi les inconvénients, nous citons :

- La nature stochastique du vent a une influence sur la qualité de la puissance électrique produite, ce qui représente une contrainte pour le raccordement au réseau.
- Le coût de l'énergie éolienne reste plus élevé par rapport aux autres sources d'énergie classique surtout sur les sites moins ventés.

- Impact visuel : les éoliennes installées sur terre ont tendance à défigurer le paysage.
- Les oiseaux : Les éoliennes, selon certains, pourraient constituer pour la migration des oiseaux un obstacle mortel. En effet, les pales en rotation sont difficilement visibles par mauvais temps ou la nuit. Les oiseaux peuvent alors entrer en collision avec celles-ci.

V. Utilisation des machines synchrone dans les énergies éoliennes

Le champ magnétique du générateur synchrone peut être obtenu par des aimants ou par un bobinage d'excitation conventionnel. Si le générateur possède un nombre suffisant de pôles, il peut être utilisé pour les applications d'entraînement direct qui ne nécessitent pas de boîte de vitesses. Le générateur synchrone est toutefois mieux adapté à la connexion indirecte au réseau de puissance à travers un convertisseur statique, lequel permet un fonctionnement à vitesse variable. Pour des unités de petites tailles, le générateur à aimants permanents est plus simple et moins coûteux [28], [29].

V.1 Générateur synchrone à rotor bobiné

Ce type de machine est utilisé dans la plupart des procédés traditionnels de production d'électricité. Le champ créé par la rotation du rotor doit tourner à la même vitesse que le champ statorique. Ainsi, si la génératrice est directement connectée au réseau, sa vitesse de rotation doit être rigoureusement proportionnelle à la fréquence du réseau. Ces machines sont en effet bien adaptées à des vitesses de rotation relativement importantes et un couple insuffisant pour un couplage mécanique direct sur la turbine. Par contre, les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants à dimensions géométriques convenables. Elles peuvent donc être utilisées avec un entraînement direct sur les turbines éoliennes. Ceci pose le problème d'adaptation de ce type de machines avec le système éolien pour maintenir la vitesse de rotation de l'éolienne strictement fixe et pour synchroniser la machine avec le réseau. En conséquence de cette grande rigidité de la connexion génératrice - réseau, les fluctuations du couple capté par l'aérogénérateur se propagent sur tout le train de puissance, jusqu'à la puissance électrique. C'est pourquoi les machines synchrones ne sont pas utilisées dans les aérogénérateurs directement connectés au réseau, et nécessitent une interface d'électronique de puissance entre le stator de la machine et le réseau (Figure III.3 et III.4) ce qui permet d'autoriser un fonctionnement à vitesse variable dans une large plage de variation [28].

Les machines synchrones à rotor bobiné demandent un entretien régulier du système de contacts glissants au rotor. Le circuit d'excitation est assuré par l'intermédiaire d'un redresseur connecté au réseau.

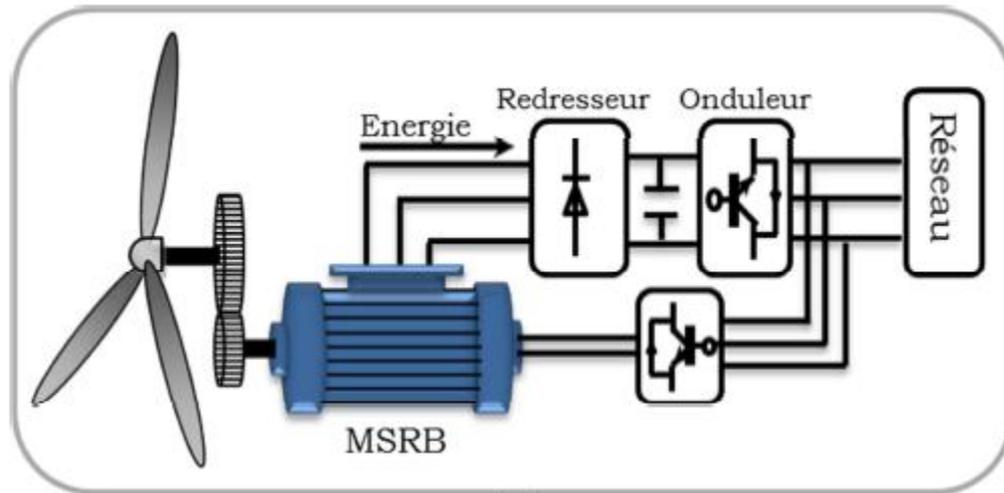


Figure III.3. Système éolien basé sur la machine synchrone à rotor bobiné avec redresseur à diodes

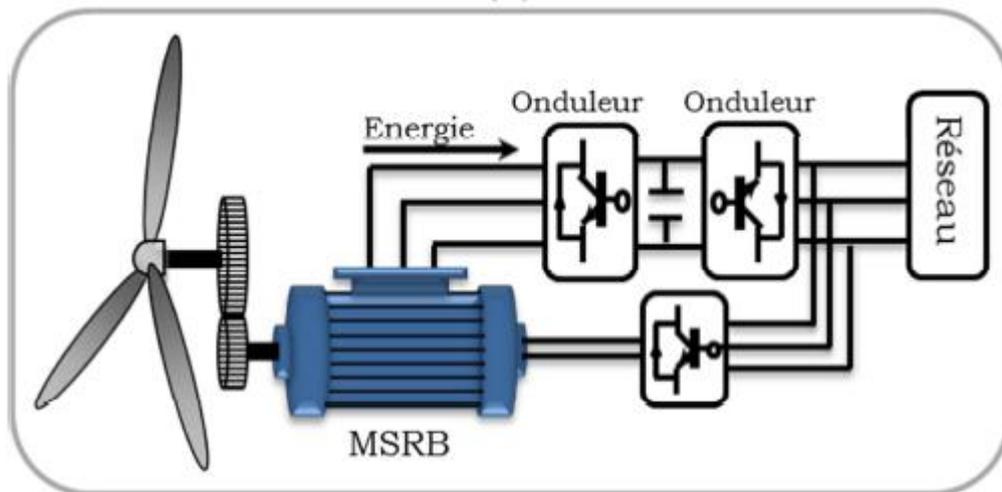


Figure III.4. Système éolien basé sur la machine synchrone à rotor bobiné avec convertisseur de commande

V.2 Générateur synchrone à aimants permanents (GSAP)

Le développement des matériaux magnétiques a permis la construction des machines synchrones à aimants permanents à des coûts qui deviennent compétitifs. Les machines de ce type sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables. Il existe plusieurs concepts de machines synchrones à aimants permanents dédiées aux applications éoliennes, des machines de construction standard (aimantation radiale) ou génératrices discoïdes (champs axial), ou encore à rotor extérieur.

Le couplage de ces machines avec l'électronique de puissance devient de plus en plus viable économiquement, ce qui en fait un concurrent sérieux des génératrices asynchrones à double alimentation. Les systèmes de ce type ont un taux de défaillance jugé faible grâce à la suppression de certaines sources de défauts : suppression du multiplicateur de vitesse et du système de bague et balais (figure III.5 et III.6). Les frais d'entretien sont alors minimisés. La présence obligatoire de l'électronique de puissance permet enfin une régulation simple de la vitesse de rotation et donc une optimisation énergétique efficace [30].

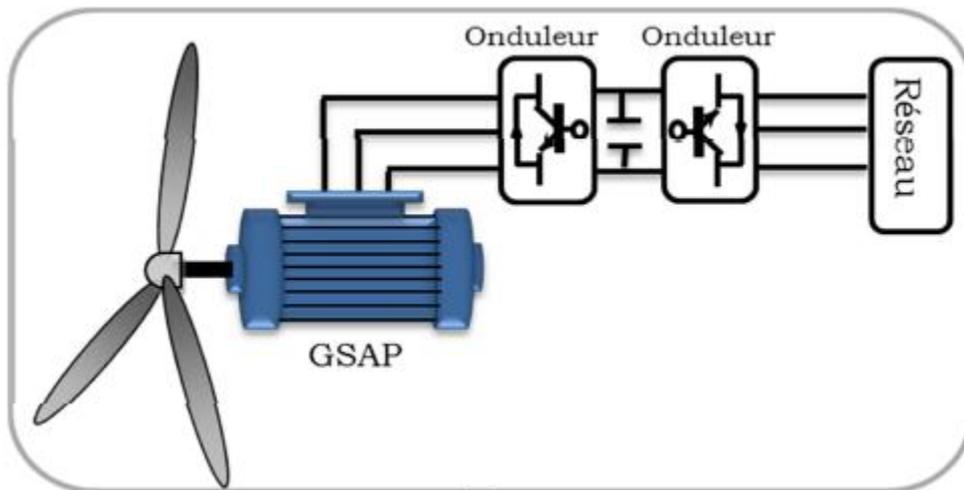


Figure III.5. Systèmes éoliens basés sur la MSAP avec convertisseurs MLI

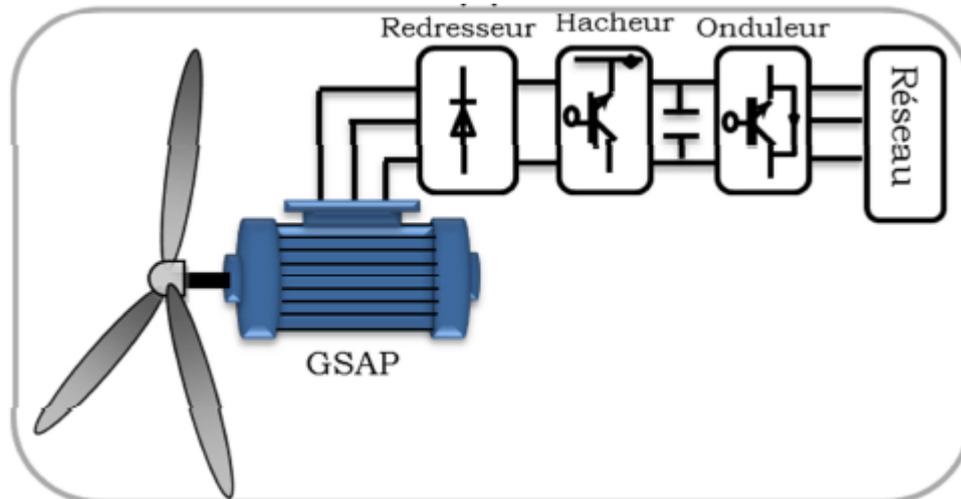


Figure III.6. Systèmes éoliens basés sur la MSAP avec redresseur, hacheur et convertisseur

L'inconvénient majeur de l'utilisation de la GSAP est le coût des aimants utilisés. Toutefois certains d'entre eux sont réalisés à l'aide de terres rares et sont par conséquent très coûteux, bien que leur utilisation de plus en plus fréquente tende à faire baisser leur prix. De

plus, les variations importantes de couples électromagnétiques qui peuvent avoir lieu dans un système éolien risquent d'entraîner une démagnétisation des aimants lorsqu'ils sont constitués de matériaux classiques. Ceci contribue largement à la diminution de leur durée de vie [22].

Dans la configuration de la GSAP de la figure (III.6), la génératrice est connectée à un redresseur triphasé suivi d'un hacheur, qui a pour rôle de contrôler le couple électromagnétique. La liaison au réseau est assurée par un onduleur MLI qui assure la régulation de la tension du bus continu aussi bien qu'il contrôle le facteur de puissance [30].

Dans la configuration de la Figure (III.5), un redresseur MLI est placé entre la génératrice et le bus continu, et la liaison au réseau est assurée par un onduleur MLI. L'avantage de cette configuration par rapport à la configuration précédente est l'utilisation de la commande vectorielle ce qui permet à la génératrice de fonctionner au voisinage du point optimal. Cependant, ces performances dépendent de la bonne connaissance des paramètres de la génératrice qui dépendent de la température et la fréquence [30]. En choisissant judicieusement les paramètres du système représenté sur la Figure (III.7), un système à vitesse « Non constante », à coût minimum et énergétiquement assez performant peut être obtenu [31].

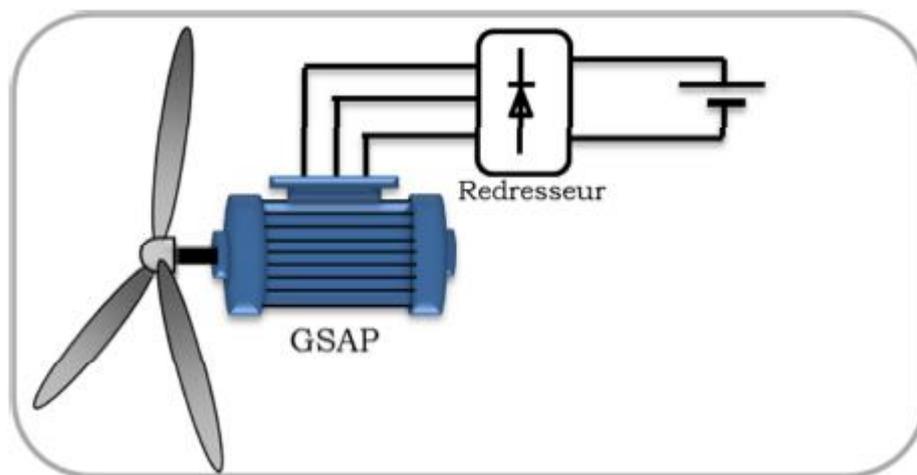


Figure III.7. Système éolien à coût minimum basé sur la GSAP

VI. Modélisation de la turbine

La modélisation de la turbine consiste à exprimer la puissance extractible en fonction de la vitesse incidente du vent et des conditions de fonctionnement, cela permettra de connaître le couple de l'éolien [21].

VI.1 Théorème de Betz

La théorie globale du moteur éolien à axe horizontal a été établie par « Albert Betz » (figure III.8), il suppose que le moteur éolien soit placé dans un air animé à l'infini en amont d'une vitesse V_1 et à l'infini en aval d'une vitesse V_2 . La production d'énergie ne pouvant se faire que par la conversion de l'énergie cinétique, la vitesse V_2 est nécessairement inférieure à V_1 . Il en résulte que la veine de fluides traverse le générateur éolien en s'élargissant [24].

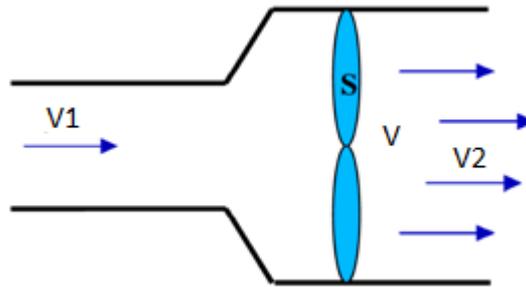


Figure III.8. Théorie de Betz : schéma de principe

La variation d'énergie cinétique de l'air ΔE s'exprime par la relation (III.1).

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot m \cdot (V_1^2 - V_2^2) \quad (III.1)$$

La puissance de l'éolienne P_T est alors :

$$P_T = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V \cdot (V_1 - V_2) \quad (III.2)$$

La force de l'air F sur l'éolienne est :

$$F = \rho \cdot S \cdot V \cdot (V_1 - V_2) \quad (III.3)$$

D'où :

$$P_T = F \cdot V = \rho \cdot S \cdot V^2 (V_1 - V_2) \quad (III.4)$$

En identifiant les équations II.2 et II.4, il vient :

$$V = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (III.5)$$

Et donc :

$$P_T = \frac{1}{4} \cdot \rho \cdot S (V_1^2 - V_2^2) \cdot (V_1 + V_2) \quad (III.6)$$

La puissance de l'éolienne sera alors maximale quand sa dérivée sera nulle, soit pour $V_2 = \frac{V_1}{3}$.

La puissance est alors maximale et vaut :

$$P_T = P_{T_{max}} = \frac{16}{27} \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V_1^3}{2} \quad (III.7)$$

On peut donc en déduire que même si la forme des pales permet d'obtenir $V_2 = \frac{V_1}{3}$. Le coefficient C_p est une grandeur variable en fonction de λ , la valeur maximale théorique possible du coefficient de puissance C_p , appelée limite de Betz est de '16/27=0.593' [24],

0.593 fois l'énergie cinétique de la masse d'air amont. On écrira en notant la vitesse du vent amont V .

$$P_T = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot C_P(\beta, \lambda) \cdot V^3 \quad (III.8)$$

$$\lambda = \frac{R_T \cdot \Omega_T}{V} \quad (III.9)$$

L'expression du coefficient de puissance est donnée par [27] :

$$C_P = 0.5 \left(\frac{116}{\lambda} - 0.43\beta - 5 \right) e^{\left(\frac{-21}{\lambda} \right)} \quad (III.10)$$

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (III.11)$$

Le couple capté par la turbine sera :

$$C_T = \frac{P_T}{\Omega_T} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot C_P(\beta, \lambda) \cdot V^3 \cdot \frac{1}{\Omega_T} \quad (III.12)$$

VI.2 Modélisation du couplage mécanique entre la turbine et la génératrice

Les éléments mécaniques de l'aérogénérateur et les forces subies ou transmises à travers ces éléments sont nombreux. Il faut par conséquent faire un choix des éléments et des grandeurs liées à ces éléments que l'on souhaite intégrer dans le modèle [32].

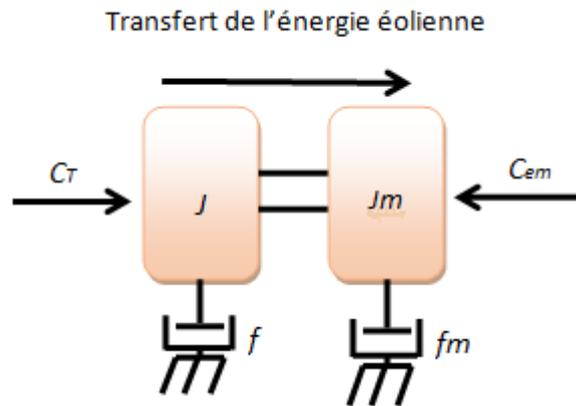


Figure III.9. Couplage de la turbine à la génératrice

L'équation différentielle qui caractérise le comportement mécanique de l'ensemble turbine et génératrice est exprimée par :

$$\Delta C = C_T - C_{méc} = (J + J_m) \left(\frac{d\Omega_T}{dt} \right) + (f + f_m) \cdot \Omega_T \quad (III.13)$$

L'équation mécanique qui gère un tel ensemble est:

$$C_T = C_{méc} + J \left(\frac{d\Omega_T}{dt} \right) + f \cdot \Omega_T \quad (III.14)$$

D'où, après le réarrangement des termes, la valeur de la vitesse obtenue par :

$$\Omega_T = \frac{1}{J} \int (\Delta C - C_f) dt \quad (III.15)$$

Avec :

$$C_f = f \cdot \Omega_T \quad (III.16)$$

VI.3 Résultats de simulation de la turbine

Dans l'objectif de trouver les différentes caractéristiques optimum de la turbine (La puissance et le couple mécanique ainsi que le coefficient de puissance), nous avons réalisé une simulation sur Matlab Simulink pour différentes valeurs de l'angle de calage en première partie, puis pour différentes vitesses du vent en seconde partie.

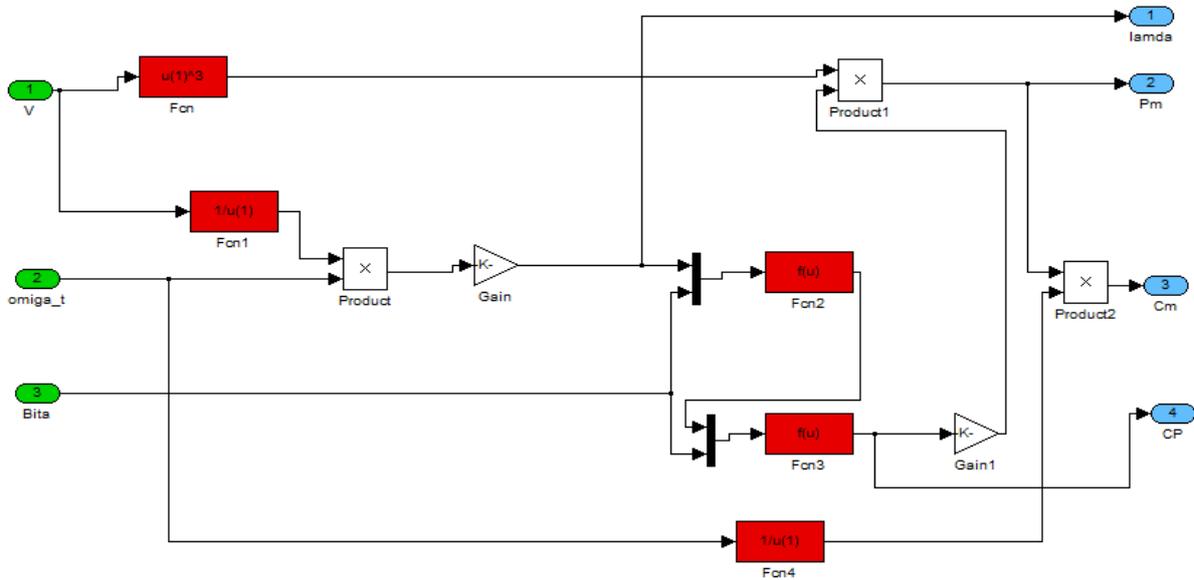


Figure III.10. Schéma bloc de la turbine

Les caractéristiques obtenues pour un angle de calage $\beta = 0$ et une vitesse du vent variable sont représentées par les figures (III.11), (III.12) et (III.13).

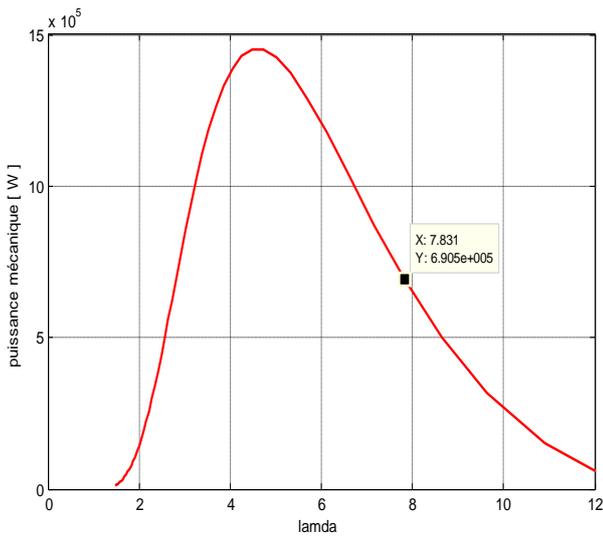


Figure III.11. La puissance mécanique

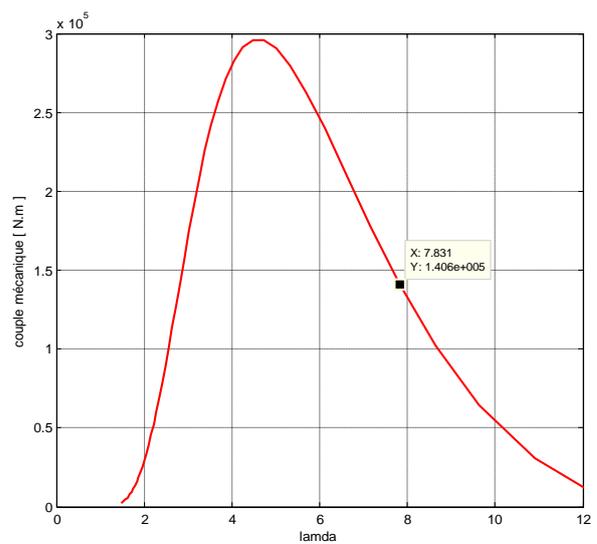


Figure III.12. Le couple mécanique

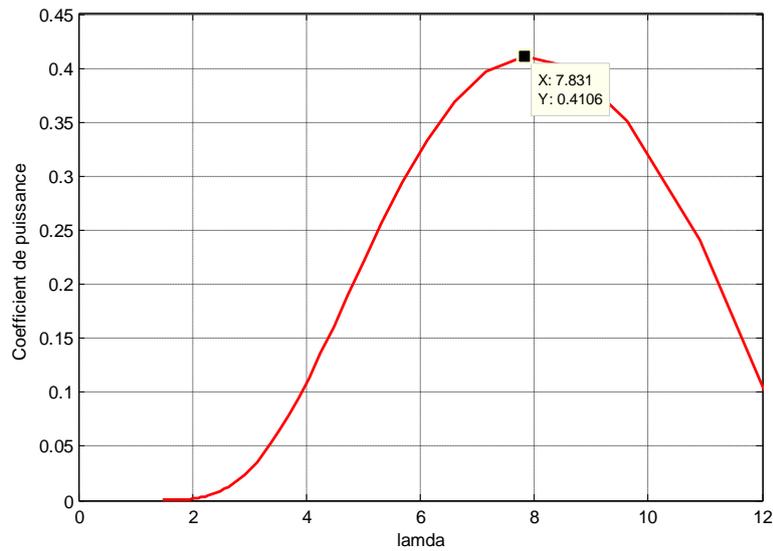


Figure III.13. Coefficient de puissance

Selon la figure III.13, nous remarquons que les valeurs optimales du coefficient de puissance C_{p_opt} et, du rapport de vitesse λ_{opt} valent 0.41 et 7.83 respectivement. Et sur les figures (III.11) et (III.12), nous déduisant celles de la puissance mécanique (690 Kw) et du couple mécanique de la turbine (140 KN.m).

Les résultats de simulations obtenus pour les différentes valeurs de l'angle de calage β , sont représentés sur les figures (III.14), (III.15) et (III.16).

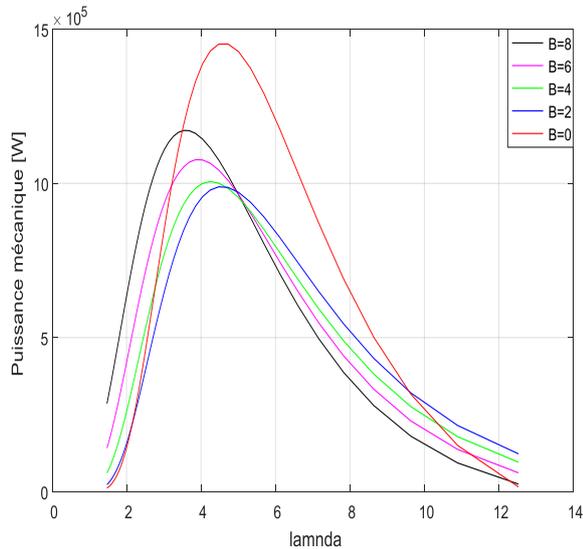


Figure III.14. La puissance mécanique pour différent angle de calage

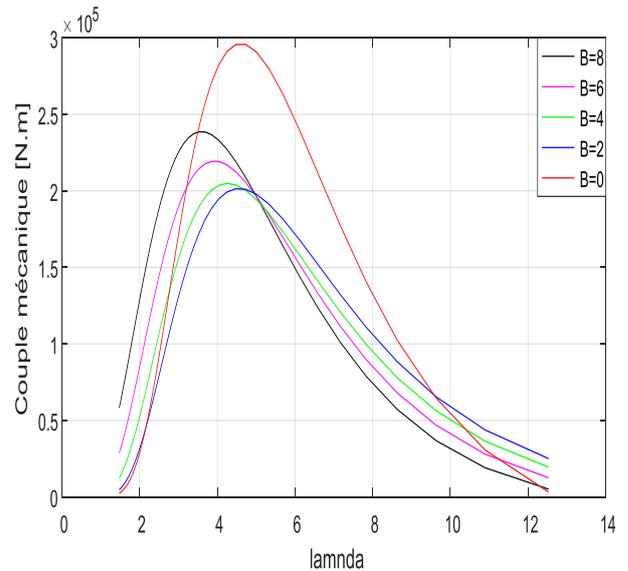


Figure III.15. Le couple mécanique pour différent angle de calage

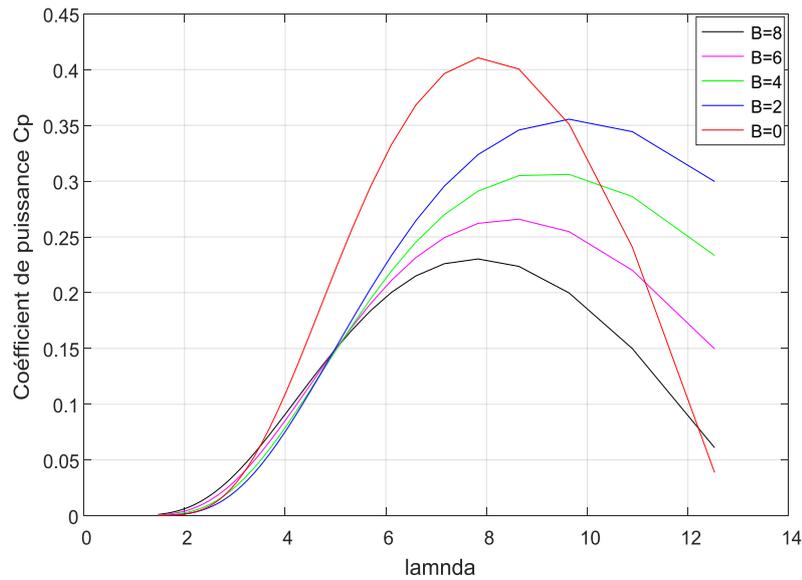


Figure III.16. Le coefficient de puissance pour différent angle de calage

Ces figures illustrent bien l'influence de l'angle de calage sur les différentes caractéristiques de la turbine à savoir : La puissance mécanique, le couple mécanique le coefficient de puissance. Nous remarquons que les valeurs optimales sont atteintes pour un angle de calage nul.

A cet angle de calage ($\beta = 0$), nous avons représenté les caractéristiques précédentes pour différentes vitesses du vent, les résultats sont donnés par les figures (III.17), (III.18) et (III.19).

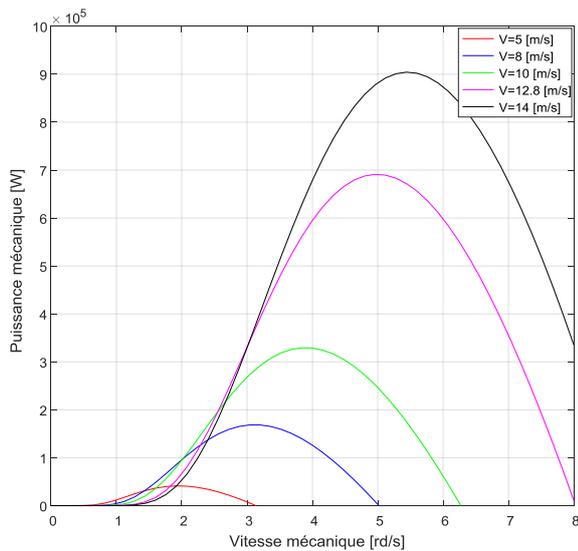


Figure III.17. Puissance mécanique pour différente vitesse du vent

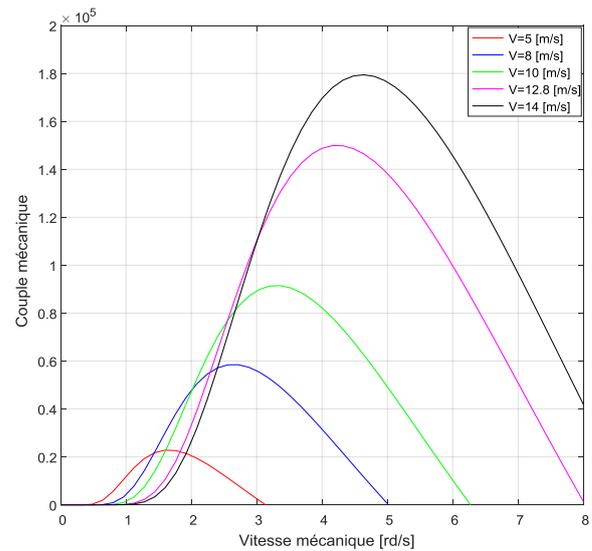


Figure III.18. Couple moteur pour différente vitesse du vent

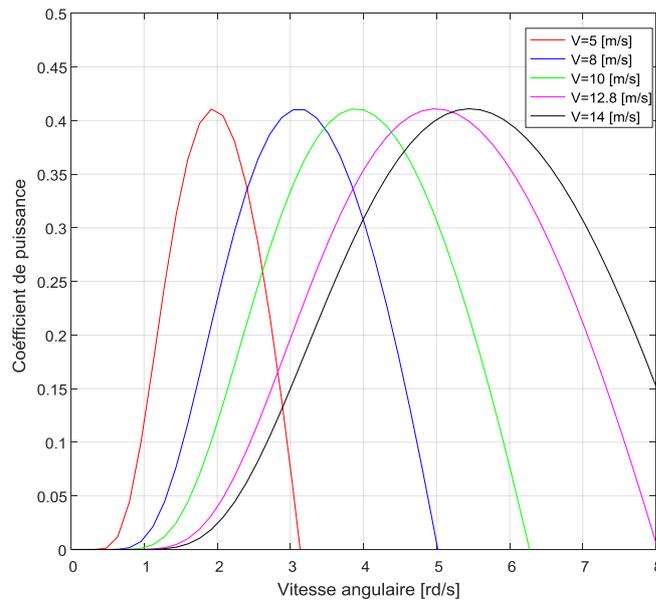


Figure III.19. Coefficient de puissance pour différente vitesse du vent

Ces résultats montrent que la vitesse du vent nécessaire pour atteindre les valeurs optimales des différentes grandeurs mécaniques (Puissance, couple et coefficient de puissance) de la turbine est de 12,8 [m/s].

VII. Modélisation de la GSAP

Après avoir défini la turbine qui entraînera la GSAP, nous allons passer à la modélisation de cette dernière, et pour ce faire, des hypothèses simplificatrices ont été imposées.

VII.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit certaines hypothèses essentielles :

- La distribution sinusoïdale de la FMM créée par les enroulements du stator.
- La répartition de l'inductance dans l'entrefer est quasi – sinusoïdale.
- La GSAP est supposée symétrique et linéaire.
- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes par courant de Foucault, ceci permet l'établissement des relations linéaires entre le flux et le courant.

VII.2 Equations de la machine électrique généralisée triphasée

Les équations de tensions des phases statoriques servent au point de départ pour l'élaboration du modèle dynamique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

La structure électrique d'une MSAP triphasée est constituée au stator d'un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) décalés, l'un par rapport à l'autre, d'un angle de

120° électrique, ainsi que l'illustre la figure III.20, et au rotor des aimants permanents assurant son excitation.

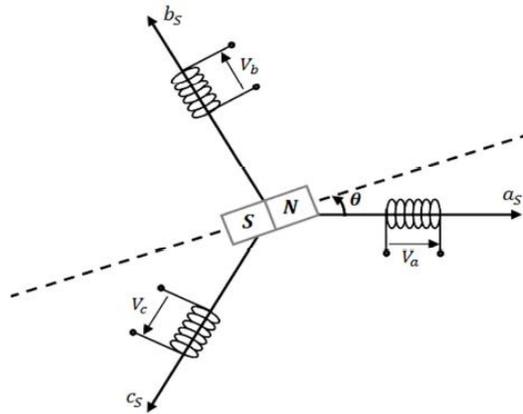


Figure III.20. Représentation de la MSAP dans le repère (abc)

Les tensions s'expriment en fonction des courants et des flux par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d}{dt} \varphi_a \\ V_b = R_s i_b + \frac{d}{dt} \varphi_b \\ V_c = R_s i_c + \frac{d}{dt} \varphi_c \end{cases} \quad \text{(III.17)}$$

La mise sous forme matricielle est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.18)}$$

VII.3 Equations électriques dans le repère de Park (d q)

Afin de simplifier le modèle dynamique de la machine, on applique un changement de repère. Cette transformation mathématique, transforme les trois bobines statoriques déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\frac{\pi}{2}$ et situées sur le rotor (figure III.21).

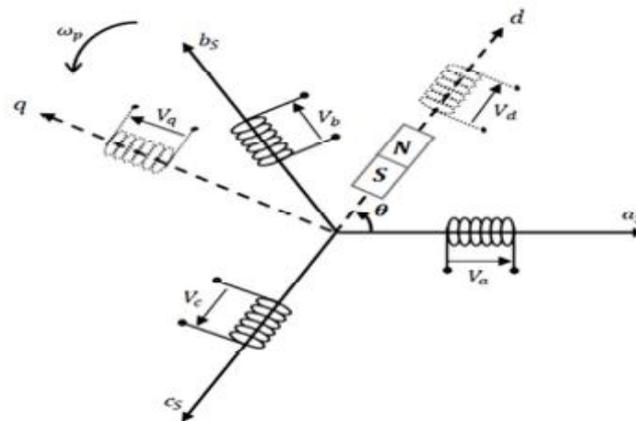


Figure III.21. Représentation d'une MSAP dans le repère (d q)

Sachant que le passage triphasé-biphasé est donné comme suit :

$$X_{dq0} = [p(\theta_p)] \cdot X_{abc} \Rightarrow X_{abc} = [p(\theta_p)]^{-1} \cdot X_{dq0} \quad (III.19)$$

X : tension, courant ou flux

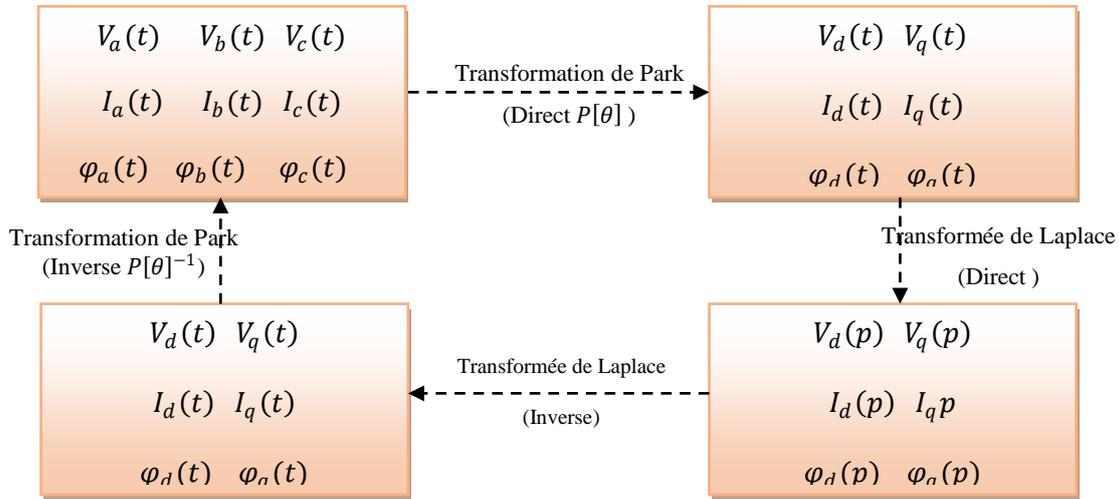


Figure III.22. Organigramme de la transformation de Park

Où $[P(\theta)]$ est la matrice de Park normalisée, elle est définie par :

$$[p(\theta_p)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & \cos(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_p - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_p) & -\sin(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_p - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (III.20)$$

Et la transformée de Park inverse est définie par :

$$[p(\theta_p)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & -\sin(\theta_p) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_p - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_p - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (III.22)$$

Les équations des tensions statoriques sont données par :

$$\begin{cases} V_d = -R_s \cdot i_d - L \frac{\varphi_d}{dt} - \omega_p \cdot \varphi_q \\ V_q = -R_s \cdot i_q - L \frac{\varphi_q}{dt} + \omega_p \cdot \varphi_d \end{cases} \quad (III.23)$$

Les équations des flux sont définis par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (III.24)$$

En remplaçant les équations des flux (III.24) dans le système des tensions (III.23) on obtient le système (III.25)

$$\begin{cases} V_d = -R_s \cdot i_d - L \frac{d(L_d I_d + \varphi_f)}{dt} - \omega_p \cdot L_q I_q \\ V_q = -R_s \cdot i_q - L \frac{dL_q I_q}{dt} + \omega(L_d I_d - \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Le couple électromagnétique C_{em} est exprimé par la dérivée de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [33].

$$P_e(abc) = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{III.26})$$

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dw_e}{d\theta_e} \quad (\text{III.27})$$

L'expression de la puissance transmise dans le repère de Park est donnée par:

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q)$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions, on obtiendra :

$$p(t) = \frac{3}{2} \left[-R_s (I_d^2 - I_q^2) - \left(I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_d - \varphi_q I_q) \right] \quad (\text{III.28})$$

$\frac{3}{2} [-R_s (I_d^2 - I_q^2)]$: Représente la puissance dissipée en pertes joule dans les enroulements statoriques.

$\frac{3}{2} (I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt})$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements statoriques.

$\frac{3}{2} [\frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_d - \varphi_q I_q)]$: Représente la puissance électromagnétique.

$$\text{Sachant que : } p\Omega = W \quad \text{et} \quad P_e = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{III.29})$$

L'expression du couple électromagnétique peut être exprimée par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(\varphi_d I_d - \varphi_q I_q)] \quad (\text{III.30})$$

Après affectation des opérations nécessaire, on peut écrire :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q] \quad (\text{III.31})$$

L'équation mécanique sera donnée par :

$$C_m - C_{em} - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.32})$$

VII.4 Simulation de la GSAP

La simulation de la GSAP sera effectuée sur trois cas distincts :

- A vide : La GSAP sera entraînée par un couple nominale de la turbine simulée précédemment (140.6 KN.m) durant 0.03 s, puis on la laisse tourner librement.
- A charge variable : La GSAP sera entraînée par un couple nominale, et débite sur une charge variable.

- A couple d'entraînement réduit : La GSAP débite sur une charge nominale, et entraînée par le couple nominale initiale, mais à 3 s, le couple sera réduit de la moitié.

VII.4.1 A vide

Les expressions des courants, des tensions et du couple sont données par :

$$\begin{cases} I_d = 0 \\ I_q = 0 \end{cases} \tag{III.33}$$

$$\begin{cases} V_d = 0 \\ V_q = \omega \varphi_f \\ C_{em} = 0 \end{cases} \tag{III.34}$$

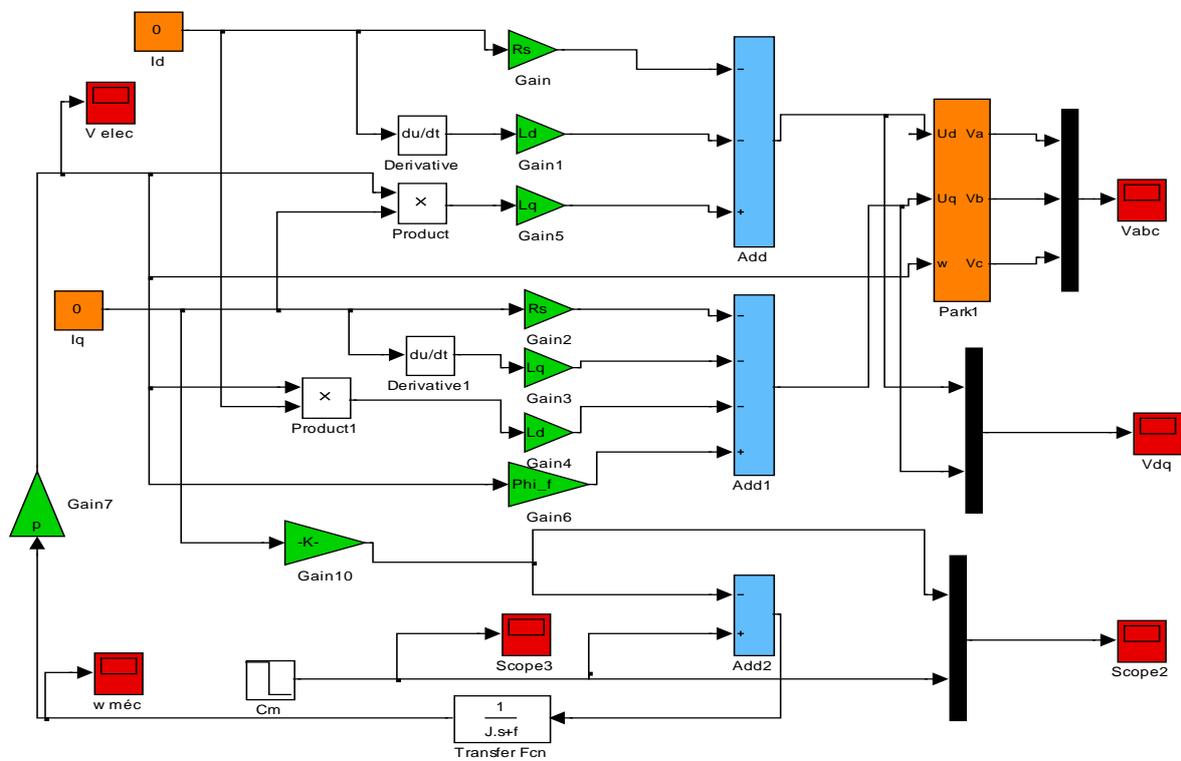


Figure III.23. Schéma bloc de la GSAP

Les résultats de simulation obtenus sont représentés sur les figures (III.25), (III.26) et (III.27).

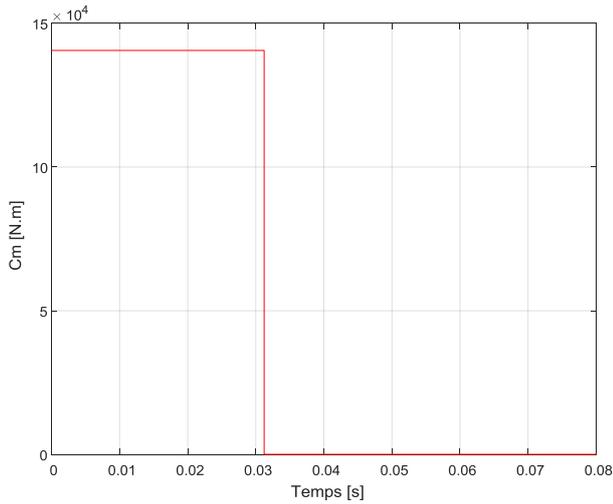


Figure III.24. Le couple mécanique

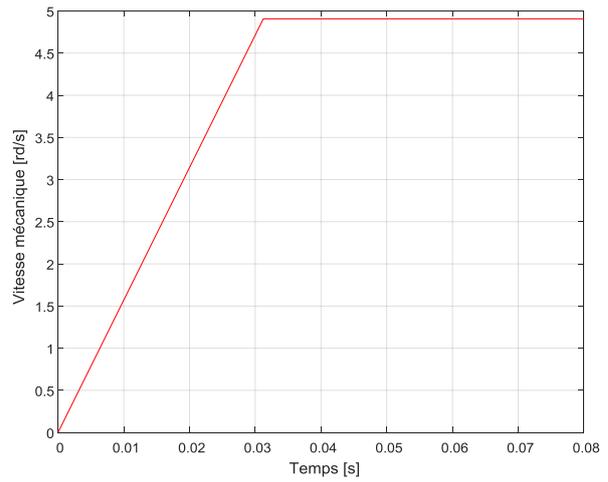


Figure III.25. La vitesse mécanique

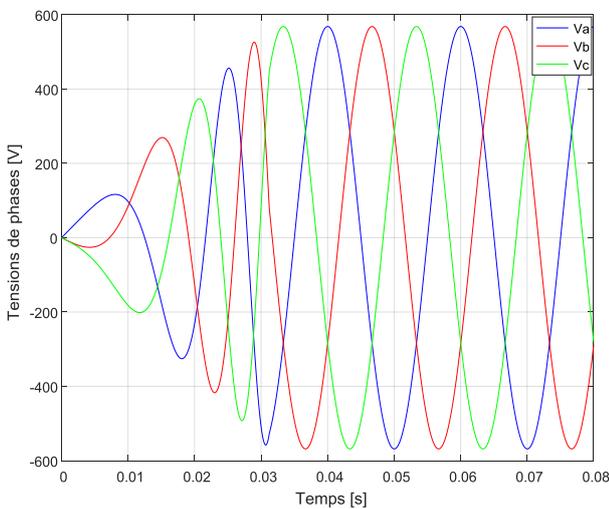


Figure III.26. Les tensions de phases

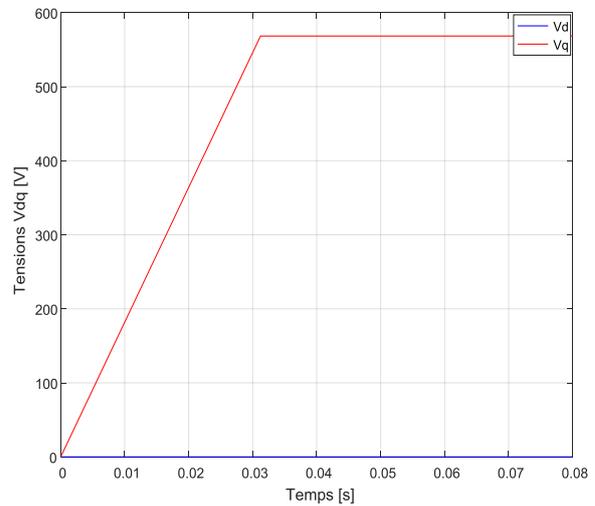


Figure III.27. Les tensions Vdq

D'après l'analyse de ces résultats, nous constatons que la la vitesse mécanique est stabilisée à une valeur de 4.91 rad/s, alors que les tensions des phases sont parfaitement sinusoïdales en régime permanent, avec une valeur crête de 568 V et une fréquence de 50 Hz.

VII.4.2 A charge variable

L'application des tensions Vd et Vq sur la charge donne :

$$\begin{cases} V_d = R_{ch} \cdot I_d + L_{ch} \frac{dI_d}{dt} - \omega L_{ch} I_q \\ V_q = R_{ch} \cdot I_q + L_{ch} \frac{dI_q}{dt} + \omega L_{ch} I_d \end{cases} \quad (III.35)$$

En remplaçant les expressions de Vd et Vq dans (III.25), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} 0 = (R_s + R_{ch})I_d - (L_d + L_{ch}) \frac{dI_d}{dt} - \omega(L_q + L_{ch})I_q \\ 0 = (R_s + R_{ch})I_q - (L_q + L_{ch}) \frac{dI_q}{dt} - \omega(L_d + L_{ch})I_d + \omega\phi_f \end{cases} \quad (III.36)$$

Considérant le flux d'excitation φ_f comme grandeur de commande, et les courants I_d , I_q comme variables d'états. Le modèle d'état des équations électriques obtenu est donné par (III.38).

$$\begin{bmatrix} \frac{d I_d}{dt} \\ \frac{d I_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s+R_{ch}}{L_d+L_{ch}} & \omega \frac{L_q+L_{ch}}{L_d+L_{ch}} \\ -\omega \frac{L_d+L_{ch}}{L_d+L_{ch}} & \frac{R_s+R_{ch}}{L_q+L_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \frac{\varphi_f}{L_q+L_{ch}} \end{bmatrix} \quad (III.37)$$

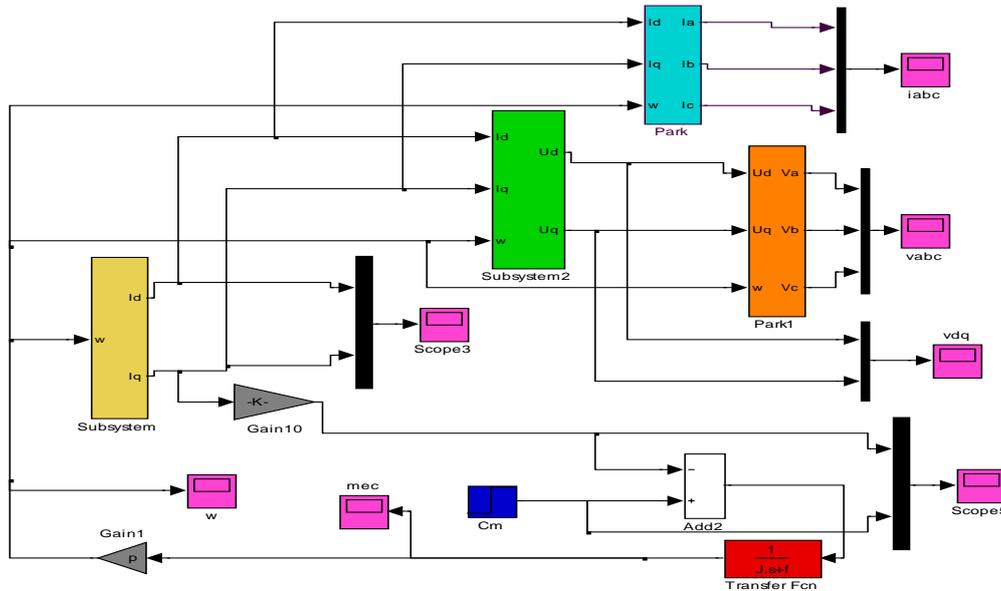


Figure III.28. Schéma bloc de la GSAP en charge

Dans cette étude, nous avons simulé la GSAP pour différentes charges résistives, en gardant le couple moteur à sa valeur nominale.

Les résultats de simulation obtenus, pour la vitesse électrique de la machine et, le couple électromagnétique sont représentés sur les figures (III.29 et III.30) respectivement.

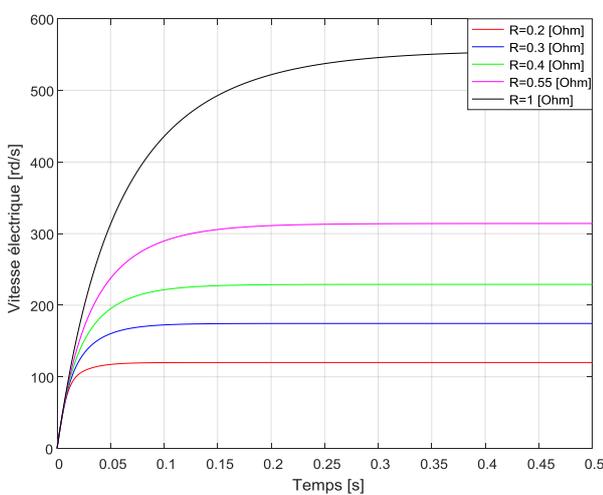


Figure III.29. Vitesse électrique pour différentes charges

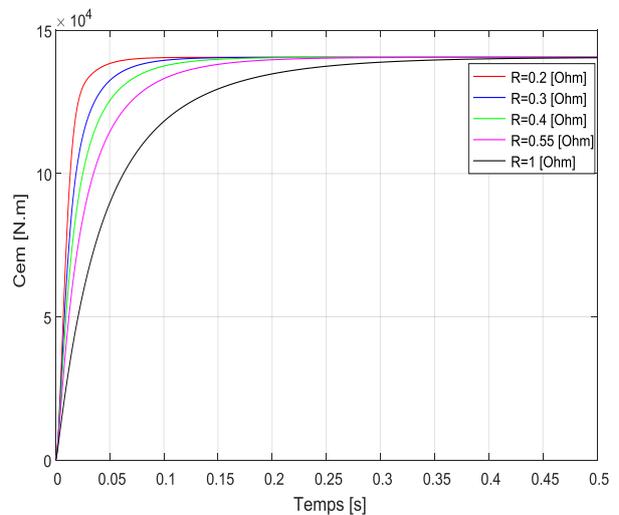


Figure III.30. Couple électromagnétique pour différentes charges

La vitesse évolue avec l'augmentation de la résistance de charge, jusqu'à sa valeur nominale (314 rad/s) pour une résistance de 0.55 [Ω]. Alors que le couple électromagnétique atteint sa valeur nominale à différents temps de réponse pour chaque valeur de la résistance de manière proportionnelle.

Les résultats des courants et des tensions des phases, ainsi que celles en quadrature et direct sont représentés sur les figures (III.31) jusqu'à (III.36).

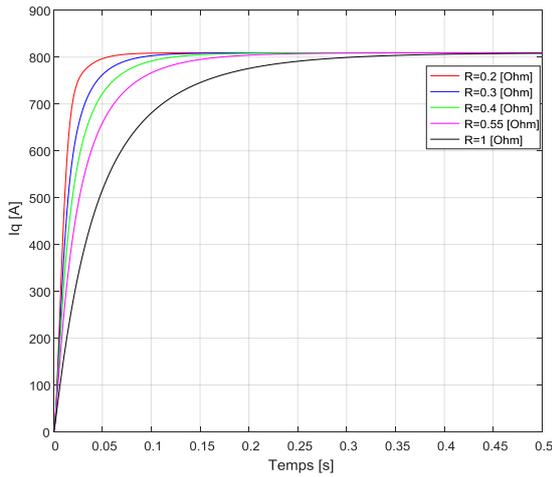


Figure III.31. Courant I_d pour différentes charges

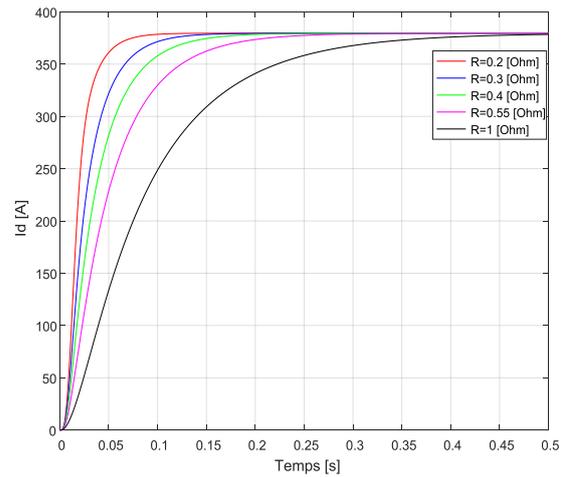


Figure III.32. Courant I_q pour différentes charges

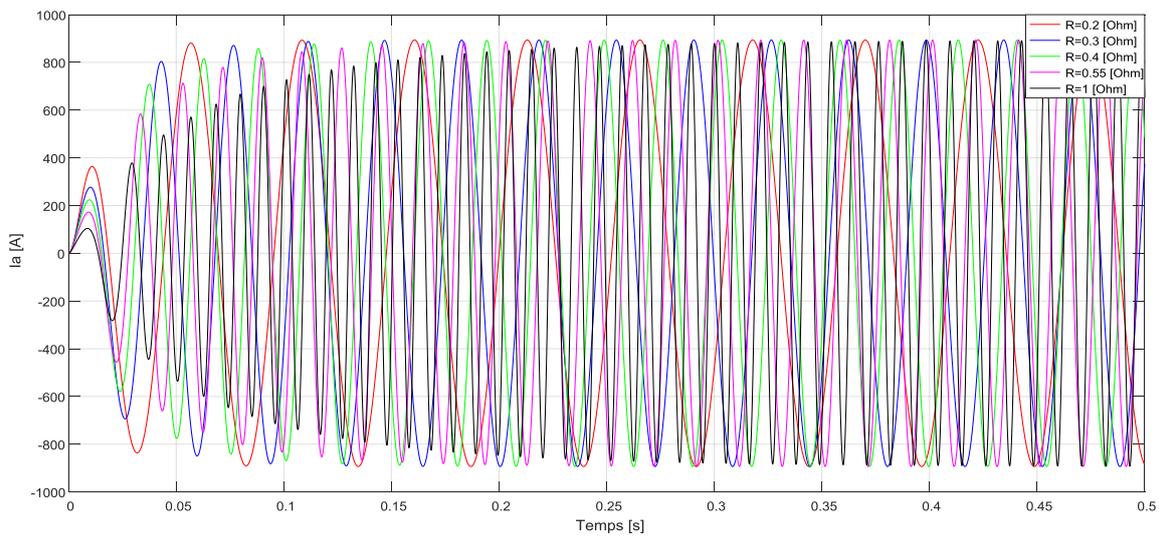


Figure III.33. Courant de la phase a pour différentes charges

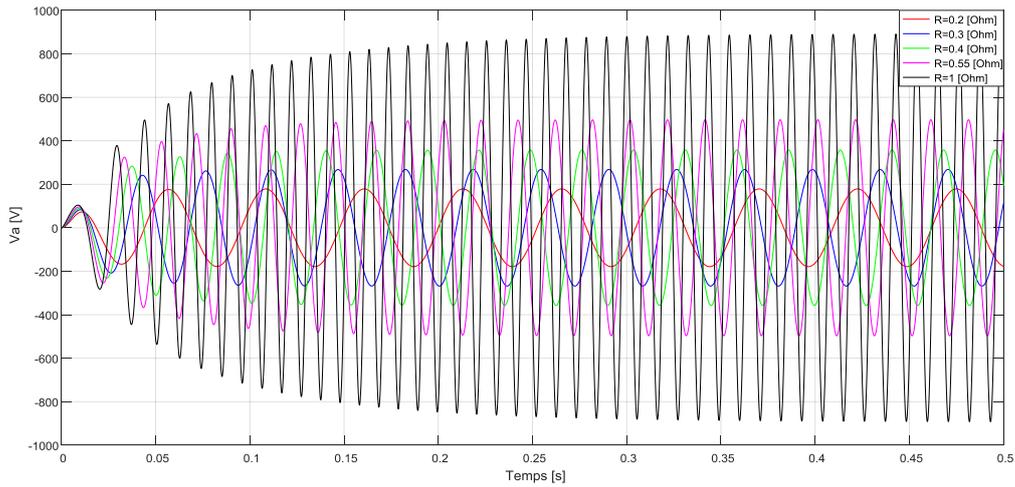


Figure III.34. Tension de la phase a pour différentes charges

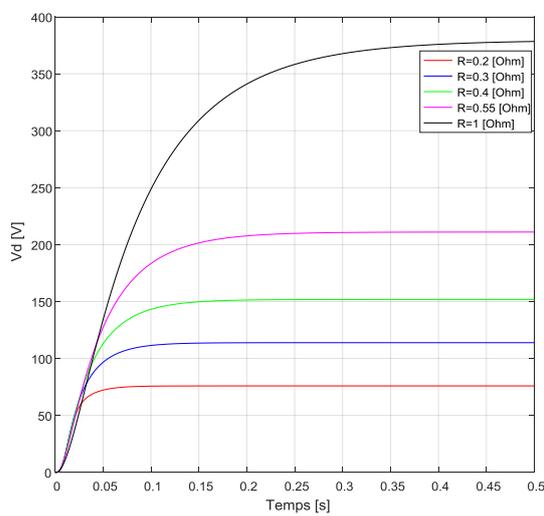


Figure III.35. Tension V_d pour différentes charges

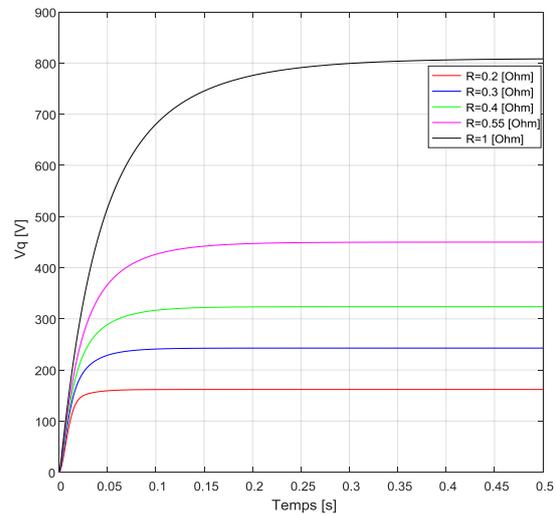


Figure III.36. Tension V_q pour différentes charges

L'analyse de ces résultats montre l'influence de la résistance de charge sur les amplitudes et les fréquences des courants et des tensions. En effet, nous remarquons une variation proportionnelle de la fréquence et des amplitudes des tensions, et inversement proportionnelle des amplitudes des courants avec la variation de la résistance de charge.

VII.4.3 A couple d'entraînement réduit

Pour déduire l'effet de la puissance mécanique fournie sur le comportement de la génératrice en charge, nous avons appliqué un couple initial de 140.6 KN.m, puis le couple sera réduit de la moitié à l'instant 0.4 s.

La figure III.37 et III.38 illustrent les allures du couple moteur appliqué à la GSAP avec le couple électromagnétique obtenu en charge, ainsi que la vitesse électrique de la GSAP.

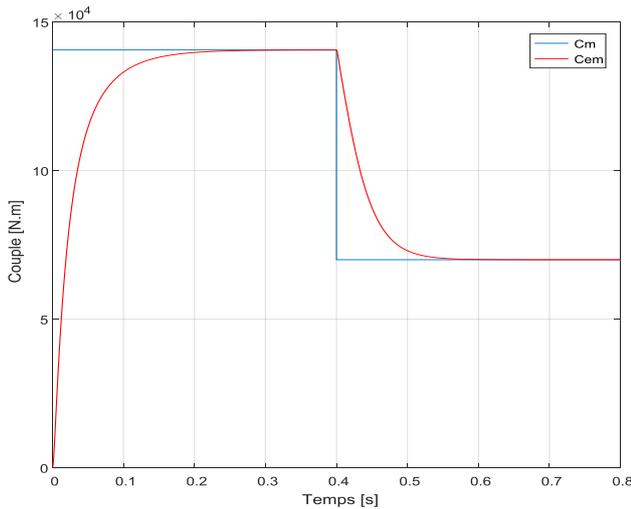


Figure III.37. Couple électromagnétique et couple moteur

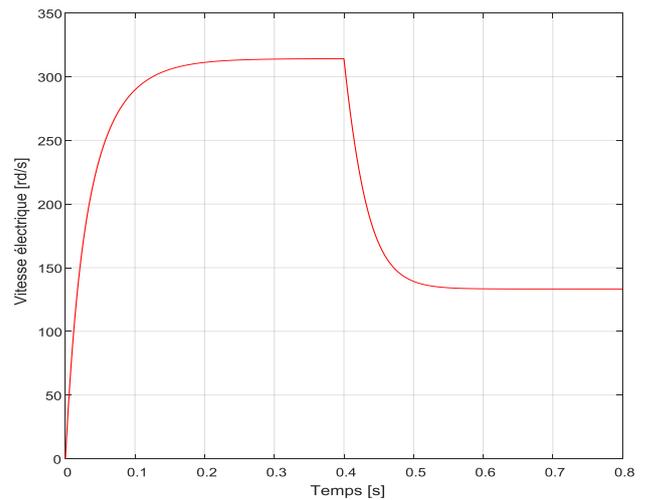


Figure III.38. Vitesse électrique

Concernant les caractéristiques électriques, courants et tensions des phases, sont représentées sur les figures (III.39) et (III.40).

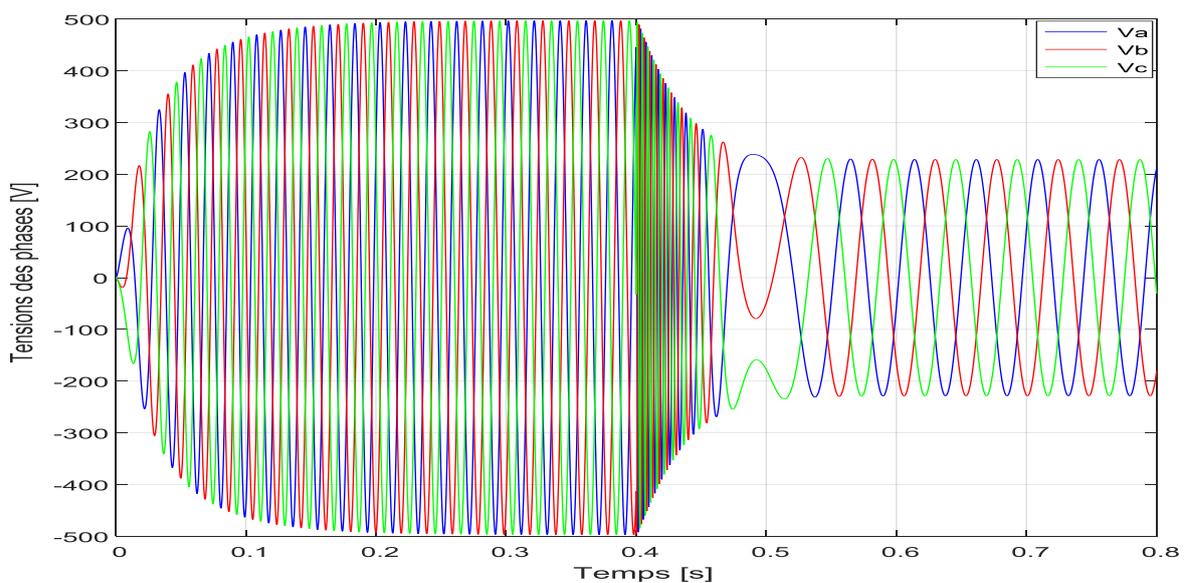


Figure III.39. Tensions des phases

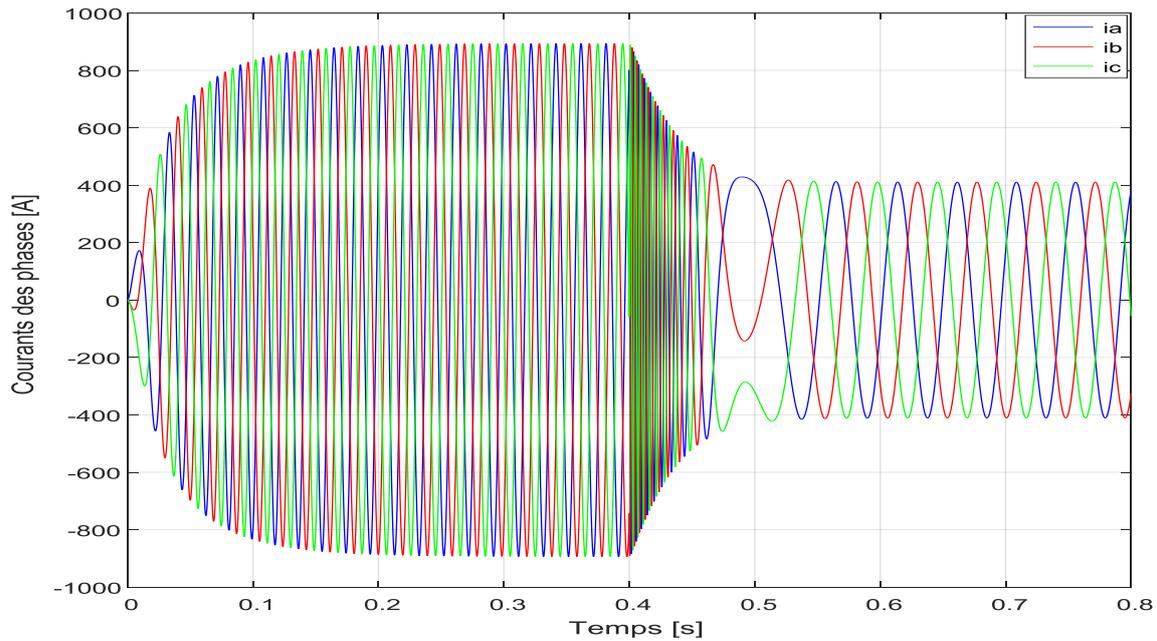


Figure III.40. Courants des phases

Les courants et les tensions directs et en quadratures sont illustrés sur les figures (III.41) et (III.42).

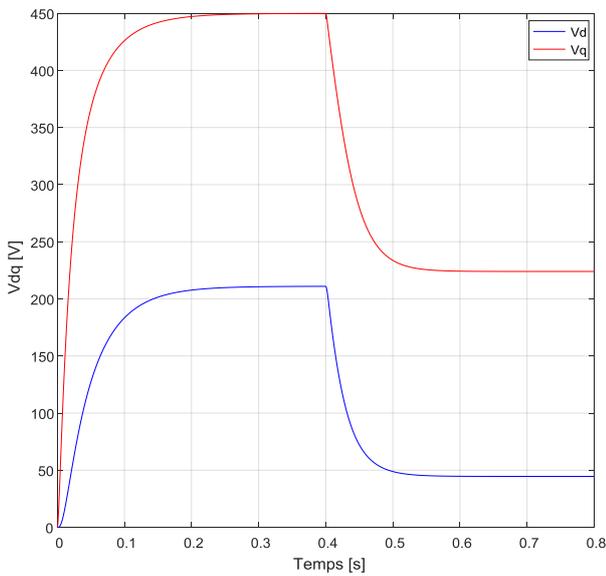


Figure III.41. Courants V_{dq}

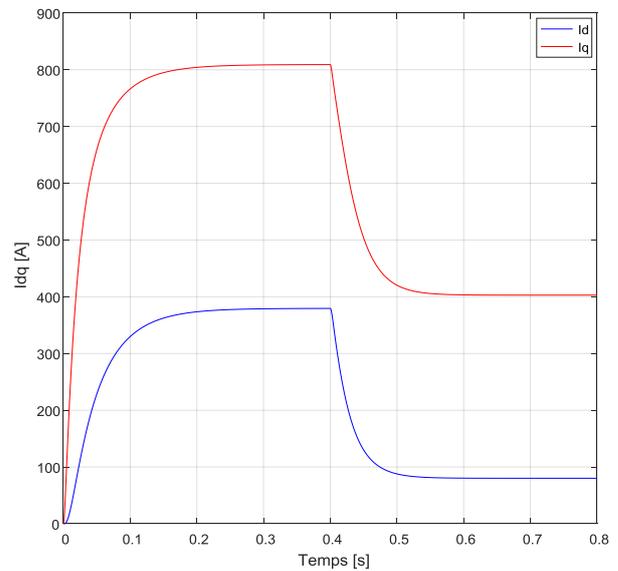


Figure III.42. Courant I_{dq}

D'après l'analyse des résultats, nous constatons que toute les grandeurs sont à leurs valeurs nominales lorsqu'on applique un couple moteur nominale, et lorsqu'on réduit ce couple, toutes les caractéristiques de la génératrice se déminent également. Nous déduisant donc que, la puissance électrique de la charge est directement liée à la puissance mécanique fournie.

VIII. Conclusion

L'application de la GSAP pré-dimensionnée à une éolienne a donnée des résultats acceptables, et a bien conforter l'efficacité de nos calculs analytiques et numériques effectués en respectant le cahier de charge choisi, aussi bien que, la fiabilité de notre modèle pour la production de l'énergie éolienne.

Pour la validation finale de cette GSAP, d'autres calculs doivent être effectués (calcul thermique, d'optimisation, cas du non linéarités...etc) ce que nous suggérons comme perspectives.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire a pour objectif l'étude et la conception d'une machine synchrone à aimants permanents innovante adaptée à la conversion d'énergie éolienne. A cet effet, un calcul analytique de la machine a été effectué en utilisant la méthode de LIWCHITZ, puis un calcul éléments finis sous l'environnement Ansys-Maxwell, suivi d'une validation par simulation dynamique de la machine associée à une éolienne sous l'environnement Matlab Simulink.

Le calcul analytique effectué concerne, les dimensions de la machine, les masses et les volumes des matériaux choisis à sa conception ainsi que leurs prix. Terminant par un calcul de ces paramètres électriques.

L'étude du comportement électromagnétique de la machine est étudiée par un calcul éléments finis à vide et en charge. Dont, nous avons identifié les paramètres électriques, le poids et le prix des matériaux ainsi que les pertes de la machine. Puis une étude comparative a été effectuée.

Nous avons terminé notre étude par un calcul dynamique de l'ensemble Machine – Eolienne pour assurer le bon fonctionnement de la machine pré-dimensionnée pour la conversion d'énergie éolienne.

Les résultats obtenus sont conformes aux normes adaptés à ce type de machine, mais d'autres calculs doivent être effectués (calcul thermique, d'optimisation, cas du non linéarités...etc) pour compléter le dimensionnement de la machine, ce que nous suggérons comme perspectives.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] H.E. Demni, « Conception en Génie Electrique à l'aide d'éléments caractérisés ». Thèse de Doctorat, institue nationale polytechnique de Toulouse, France 2004.
- [2] M. Hecquet, « Contribution a l'instrumentation de la démarche de conception des machines électriques ». Thèse de Doctorat, université de Lille, France 2006.
- [3] T. Vu Tran, « Problèmes combinatoires et modèles multi-niveaux pour la conception optimale des machines électriques ». Thèse de Doctorat, France 2009.
- [4] B. Bel Habib, « Méthodologie pour le développement de Plates Formes Intégrées dédiés à la Conception en Génie Electrique ». Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France 2000.
- [5] M. Jufer, J-C. Sabonnadière, « Conception assistée par ordinateur (CAO) Moteur asynchrone ». Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique.
- [6] R. Rebbah, « Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques Application aux Moteurs Asynchrones », Mémoire de Magister, université Mentouri de Constantine, Algérie 2006.
- [7] A. Charif « Plateforme de conception des systèmes de propulsion électrique dans les véhicules électriques ». Mémoire de Master en génie électrique, université de M'sila, Algérie 2012.
- [8] M. Liwschitz et L. Maret, « Calcul des Machines Electriques », Tome 1, Tome 2, Edition Dunod, Paris, France, 1967.
- [9] A. Boukhelifa, « Les Éléments d'Optimisation du Pilotage d'une Machine Asynchrone en Vue D'un Contrôle Vectoriel ». Thèse de Doctorat de L'école Nationale Polytechnique, Algérie, 2007.
- [10] Zhu Z.Q., Howe D, « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors», IEEE Trans. On magnetics, 1993.
- [11] T. Wildie, G. Sibille, «Électrotechnique», livre 4ème édition, de Boeck, 2005.
- [12] S. Harmim « Étude analytique de machines synchrones à aimants permanents ». Thèse de Doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Grenoble, France 1993.
- [13] Figueroa J., Radaorozandry L., Cros J., Viarouge P, « Comparative analysis of surface mount PM motors structures for a traction application», ICEM'2006, Chania, Crète Island, Greece, 2006.

- [14] Sébastien T. Slemon G, «Transient torque and short circuit capabilities of variable speed permanent magnet motors», IEEE Transactions On Magnetics, Vol. MAG-23, 1987.
- [15] Sébastien T. Slemon G, Rahman M.A., « Modelling of permanent magnet synchronous motors», IEEE Transactions On Magnetics, 1986.
- [16] Liva Eric Radaorozandry, « conception et optimisation des machines synchrones avec des modèles analytique en tenant compte de la saturation magnétique », mémoire, maîtrise es sciences, Université Laval, Québec 2007.
- [17] M. Ounnadi « Elaboration d'un model en régime dynamique d'une machine a aimant permanent ». Mémoire de Magister en électrotechnique, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie 2011.
- [18] A. Tlemssani « Contribution a l'application des commandes adaptives par les systèmes floue a une machine synchrone a aimant permanent alimenté par un convertisseur multicellulaire série », 2006.
- [19] Taibi Mebarek Bensmaine Messaoud, « Dimensionnement et Simulation d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil ». Mémoire de Master académique, université Kasdi Merbah de Ouargla, Algérie 2016.
- [20] V.B. Honsinger, « *Sizing Equation For Electrical Machinery* », IEEE Transaction on Energy Conversion, 1987.
- [21] N. Laverdure, «Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires». Thèse de Doctorat, institut national polytechnique de Grenoble, France 2005.
- [22] F. Poitiers, «Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-Machine asynchrone à cage autonome-Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau». Thèse de Doctorat, université de Nantes, France 2003.
- [23] E. Hau, « Wind-turbines, Fundamentals, technologies, application, économiques ». Livre, Editions Springer, 2000.
- [24] S. Metatla, «Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA ». Mémoire de Magister, école nationale supérieure polytechnique d'Alger, Algérie 2009.
- [25] A. Boyette, «Contrôle et commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec un système de stockage pour la production éolienne». Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 2006.

- [26] : J. Martin, "Energies éoliennes", Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie énergétique, pp. B 8 585 1- B 8 585 21.
- [27] : A. Bouhedda « Contribution à l'étude de systèmes de commande d'une éolienne ». Mémoire de Magister, université Mouloud Mammeri de Tizi – Ouzou, Algérie 2011.
- [28] H. Camblong, « Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable » Thèse de Doctorat, école nationale supérieure d'arts et métiers, Algérie 2003.
- [29] M. Lopez, «Contribution à l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée». Thèse de Doctorat, université de Paris-sud, France 2011.
- [30] M. Messaoud, «Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimants permanents ». Mémoire de Magister, université de Batna, Algérie 2008.
- [31] A. Mirecki, «Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance ». Thèse de Doctorat, INPT de France, 2005.
- [32] A. Abdelli, «Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive». Thèse de Doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, France 2007.
- [33] M. Mayouf, «Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimants permanents ». Thèse de Magistère, université de Al Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2007.
- [34] M. B. Nahid « Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrone à Aimants: Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification en Ligne des Paramètres ». Thèse de Doctorat, INPL, France 2001.

Annexe

Annexe : Régulation de la vitesse de rotation

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel donné par la figure (1).

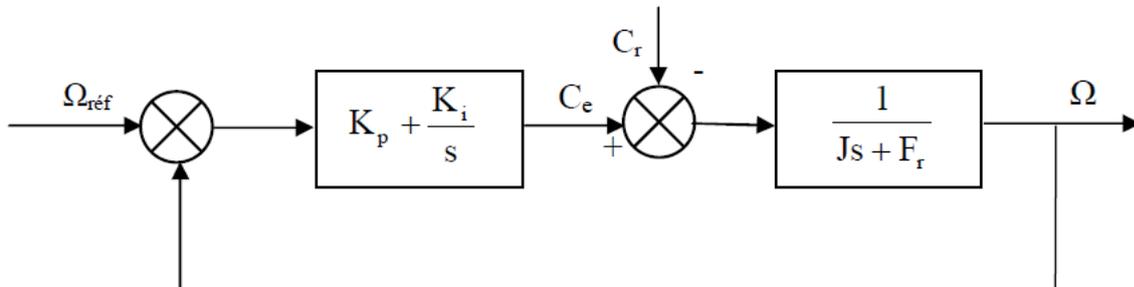


Figure.1. Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique de la machine. En effet, cette équation a la forme suivante (dans le plan de Laplace) :

$$\Omega(s) = K_p + \frac{1}{Js + f} [Ce - Cr]$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit sous forme d'une fonction de transfert de deuxième ordre :

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{k_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \left(\frac{K_p + f}{K_i}\right) s + 1} \Omega_{réf}$$

On néglige les frottements alors la fonction de transfert est donnée par :

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{k_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1} \Omega_{réf}$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système deuxième ordre est donnée par l'expression suivante :

$$G(s) = \frac{1}{\frac{1}{w_n^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{w_n}\right) s + 1}$$

Par identification on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} = \tau$$

ω_n : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

τ : Constant de temps associé au régulateur (PI)

Pour un amortissement critique ($\xi=1$), on obtient :

$$K_p = \frac{4J}{\tau} \quad ; \quad K_i = \frac{4J}{\tau^2} \quad ; \quad K_p = K_i \tau$$

Résume

Ce mémoire a pour objectif la conception d'une machine synchrone à aimants permanents à grand nombre de pôles, pour une application à la conversion d'énergie éolienne. Suite à un cahier des charges imposé, un calcul analytique de la machine a été effectué en utilisant la méthode de LIWSCHITZ, puis un calcul numérique sur le logiciel de calcul éléments finis ANSYS-MAXWELL, suivi d'une validation par simulation dynamique de la GSAP associée à une éolienne sous l'environnement Simulink/MATLAB.

Abstract

The objective of this work is the design of a permanent magnet synchronous machine with a large number of poles to use it in the conversion of the wind energy. Following an imposed specification, an analytical calculation of the machine was performed using the LIWSCHITZ method, and then a numerical calculation with finite elements ANSYS-MAXWELL software, followed by a dynamic simulation of the PMSG associated with a wind turbine under the Simulink/MATLAB environment.

ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو تصميم آلة متزامنة مع مغناطيس دائم وعدد كبير من الأقطاب لاستخدامها في تحويل طاقة الرياح. وفقاً لمواصفات مفروضة، تم إجراء حساب تحليلي للآلة باستخدام طريقة LIWSCHITZ ، ثم حساب رقمي على برنامج حساب العناصر المحدودة ANSYS-MAXWELL ، متبوعاً بالتحقق من خلال المحاكاة الديناميكية لـ GSAP المرتبطة بتربينات الرياح تحت Simulink .MATLAB/