

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE

M. Ing.

PAR
MAGUIRAGA MOHAMADOU

DIMENSIONNEMENT
DES EXCITATRICES À DIODES TOURNANTES

MONTRÉAL, LE 18 DECEMBRE 2006

© droits réservés de Maguiraga Mohamadou

**CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

**M. Eric David, directeur de mémoire
Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure**

**M. Séraphin Abou, codirecteur
Université de Minnesota**

**M. Jean-Pierre Kenné, président du jury
Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure**

**M. Martin Viens, membre du jury
Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure**

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 01 NOVEMBRE 2006

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

DIMENSIONNEMENT DES EXCITATRICES À DIODES TOURNANTES

Maguiraga Mohamadou

SOMMAIRE

L'objectif de ce travail est d'une part, de connaître et d'identifier les paramètres de construction qui engendrent, le plus, le phénomène d'empiétement des diodes tournantes des excitatrices brushless. D'autre part, il vise à proposer une structure de contrôle PID afin d'améliorer le temps de réponse en tension des excitatrices à diodes tournantes. Les résultats attendus vont contribuer à un meilleur dimensionnement des excitatrices pour des générateurs hydrauliques.

Pour traiter ce problème, nous avons mis à contribution une revue de littérature détaillée et développé un modèle mathématique de l'excitatrice brushless qui tient compte des hypothèses de son analyse fonctionnelle. Par ailleurs, l'influence des paramètres de construction de la brushless sur l'angle d'empiétement a été évaluée (réactance synchrone, nombre de phases, nombre de pôles, courant d'excitation de l'excitatrice, courant d'excitation de l'alternateur principal, entrefer, diamètre et longueur de l'armature, nombre et géométrie des encoches, etc...)

Une des tâches importantes de ce travail est l'amélioration du temps de réponse en charge de l'excitatrice. Le chapitre 4 de cette étude propose une structure simple de contrôle PID. Le contrôleur proposé doit permettre, entre autre, d'éviter la surexcitation de l'excitatrice brushless.

Les résultats de cette étude permettent de conclure que les paramètres les plus influents de l'empiétement sont :

- Le courant redressé absorbé par l'inducteur de l'alternateur principal,
- La réactance synchrone,
- La force électromotrice de la brushless.

Nous déduisons des principes établis de cette étude, qu'un dimensionnement adéquat de l'excitatrice réduirait de façon suffisante les effets de l'empiétement et maintiendrait une valeur sûre et constante de la tension de sortie de l'excitatrice.

BRUSHLESS DIMENSIONING

Maguiraga Mohamadou

ABSTRACT

This work aims to develop insight knowledge and identification of the design parameters which causes overlapping angle of the brushless. In this work, focus is also put on the development of a PID control structure in order to decrease the time response of the brushless voltage. Overall, this contribution should help to improve the design of the brushless exciter for large hydro-generators.

To achieve this goal, literature review helped developments in this domain. We have developed a mathematic model of the brushless that takes into account assumptions encountered in the functional analysis. Moreover, the influence of the design parameters such as (synchronous reactance, poles and phases number, excitation current, air-gap, diameter, length, notches number and geometry, etc...), which causes overlapping angle of the brushless have been evaluated.

One of the most significant tasks of this work is the time response improvement of the brushless. Chapter 4 of this study proposes a simple PID control strategy that is also used to monitor an abnormal excitation of the brushless.

The conclusion drawn on this work indicates clearly parameters which influence the overlap angle of the brushless as follow:

- The rectified current absorbed by the inductor of the main alternator,
- The synchronous reactance, and,
- The brushless electromotive force.

With the established principles in this work, we concluded that an appropriate choice of the geometric parameters should significantly reduce the overlap angle and maintain a constant output voltage of the brushless.

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier sincèrement mon directeur de recherche, Monsieur Eric David, professeur au département de génie mécanique, pour son soutien moral et technique, ses conseils judicieux tout au long de cette recherche.

Je voudrais également remercier de façon particulière mon codirecteur de recherche, Monsieur Séraphin Abou, pour la qualité de son encadrement et pour ses recommandations techniques pertinentes et son aimable disponibilité.

Je tiens à remercier M. Thierry Godin ingénieur à Hydro Québec pour son support et sa disponibilité fortement appréciée tout au long de l'élaboration de ce mémoire.

Je tiens à remercier également les autres membres du jury pour leurs opinions et commentaires pertinents lors de leur révision du mémoire.

Je remercie finalement tous les membres de ma famille qui m'ont apporté tout leur soutien lors de la réalisation de ce mémoire.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT.....	ii
REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES	iv
LISTE DES FIGURES	vi
LISTE DES GRAPHIQUES.....	vii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	ix
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LITTÉRATURE	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Mise en contexte du phénomène d'empietement.....	5
1.3 Mise en contexte de la modélisation des excitatrices brushless	11
1.4 Étude du modèle de l'excitatrice	12
1.4.1 Caractéristiques générales du système d'excitation.....	12
1.4.2 Caractéristiques mesurées lors des essais	13
1.4.3 Caractéristiques statiques.....	13
1.4.4 Caractéristiques dynamiques	18
1.4.5 Représentation du système d'excitation	19
1.4.6 Diagramme de fonctionnement.....	20
1.4.7 Représentation fonctionnelle	21
1.4.8 Prise en compte de la réaction d'induit.....	21
1.4.9 Modèle de la brushless.....	23
1.4.10 Influence de la réaction d'induit	24
1.5 Conclusion.....	25
CHAPITRE 2 ÉTUDE DE L'EMPIÈTEMENT	26
2.1 Calcul de l'empietement	26
2.2 Conditions de validité	34
2.3 Paramètres de l'empietement.....	35
2.4 Expression de la chute de tension	37
2.5 Influence des facteurs raccourcissement et de distribution sur le taux d'harmonique	38
2.7 Conclusion	43

CHAPITRE 3 ÉTUDE DE L'INFLUENCE DES PARAMÈTRES	44
DE CONSTRUCTION	44
3.1 Influence du facteur de répartition des conducteurs rotoriques	46
3.2 Influence du nombre de pôles.....	48
3.3 Influence de la réactance synchrone de l'excitatrice	51
3.4 Influence du nombre d'encoches rotoriques.....	54
3.5 Influence du nombre de conducteurs	54
3.6 Influence du taux de remplissage des encoches.....	54
3.7 Influence de la profondeur des encoches.....	57
3.8 Influence de la distance entre 2 encoches consécutives	60
3.9 Influence de l'entrefer.....	61
3.10 Influence du courant d'excitation de l'alternateur principal.....	64
3.11 Influence du nombre de phases.....	65
3.12 Influence du courant d'excitation de l'excitatrice	69
3.13 Influence de la fmm de l'excitatrice	72
3.14 Dimensionnement de l'excitatrice brushless	72
3.15 Conclusion	78
CHAPITRE 4 ÉTUDE ET AMÉLIORATION DU TEMPS DE RÉPONSE DE L'EXCITATRICE BRUSHLESS.....	80
4.1 Réponse en boucle ouverte	83
4.2 Réponse en boucle fermée	86
4.2.1 Étude de la stabilité du système	87
4.2.2 Cas d'un contrôleur Proportionnel.....	91
4.2.3 Cas d'un contrôleur Proportionnel Intégral	94
4.2.4 Cas d'un contrôleur Proportionnel Intégral Dérivé	97
4.3 Conclusion	99
CONCLUSION.....	101
RECOMMANDATIONS	102
TABLEAU I Table de Routh dans le cas d'un contrôleur PID	91
TABLEAU II Table de Routh dans le cas d'un contrôleur P	92
TABLEAU III Table de Routh dans le cas d'un contrôleur PI	95
BIBLIOGRAPHIE.....	103

LISTE DES FIGURES

	Page	
Figure 1	Système d'excitation par brushless.....	4
Figure 2	Excitatrice brushless SR.....	6
Figure 3	Montage Essais à vide.....	14
Figure 4	Schéma équivalent à vide	14
Figure 5	Montage Essais en charge.....	16
Figure 6	Schéma équivalent en charge.....	16
Figure 7	Montage Essais en court-circuit.....	17
Figure 8	Schéma équivalent en court circuit.....	17
Figure 9	Diagramme de fonctionnement de l'ensemble alternateur - redresseur ..	20
Figure 10	Diagramme vectoriel.....	22
Figure 11	Encoches rotoriques de la brushless	27
Figure 12	Contrôle de l'excitation de l'alternateur principal	81
Figure 13	Contrôle en boucle ouverte de l'excitation de l'alternateur principal	83
Figure 14	Schéma bloc en boucle ouverte	83
Figure 15	Contrôle en boucle fermée de l'excitation de l'alternateur principal	86
Figure 16	Schéma bloc en boucle fermée. Cas d'un contrôleur PID	87
Figure 17	Schéma bloc en boucle fermée de la partie 1 du système.....	88
Figure 19	Schéma bloc en boucle fermée. Cas d'un contrôleur P	92
Figure 20	Schéma bloc en boucle fermée. Cas d'un contrôleur PI.....	94

LISTE DES GRAPHIQUES

	Page
Graphique 1 Allure des forces électromotrices.....	6
Graphique 2 Empiètement des diodes	6
Graphique 3 Caractéristique à vide de la brushless	15
Graphique 4 Allure de l'induction au stator de l'excitatrice	28
Graphique 5 Distribution de l'induction au niveau de l'entrefer.....	30
Graphique 6 Taux des harmoniques de l'induction.....	32
Graphique 7 Influence du nombre d'encoches sur le taux d'harmonique cas $N_e = 96$	40
Graphique 8 Influence du nombre d'encoches sur le taux d'harmonique cas $N_e = 19241$	
Graphique 9 Influence du facteur de raccourcissement sur le taux d'harmonique.....	42
Graphique 10 Influence du facteur de raccourcissement sur le taux d'harmonique.....	43
Graphique 11 Influence du facteur de répartition des conducteurs rotoriques sur l'empietement	47
Graphique 12 Influence du facteur de répartition des conducteurs rotoriques sur la chute de tension.....	47
Graphique 13 Influence du facteur de répartition des conducteurs rotoriques sur la longueur d'armature.....	48
Graphique 14 Influence du nombre de paires de pôles sur l'empietement.....	49
Graphique 15 Influence du nombre de paires de pôles sur la chute de tension.....	50
Graphique 16 Influence du nombre de paires de pôles sur la longueur de l'armature ..	50
Graphique 17 Influence de la réactance synchrone sur l'empietement	52
Graphique 18 Influence de la réactance synchrone sur la chue de tension.....	52
Graphique 19 Influence de la réactance synchrone sur la longueur d'armature.....	53
Graphique 20 Influence de la réactance synchrone sur le diamètre d'armature	53
Graphique 21 Influence du taux d'occupation des encoches sur l'empietement.....	55
Graphique 22 Influence du taux d'occupation des encoches sur la chue de tension.....	56
Graphique 23 Influence du taux d'occupation des encoches sur la longueur	56

Graphique 24 Influence du taux d'occupation des encoches sur le diamètre	57
Graphique 25 Influence de la profondeur des encoches sur l'empiètement.....	58
Graphique 26 Influence de la profondeur des encoches sur la chute de tension	58
Graphique 27 Influence de la profondeur des encoches sur la longueur d'armature	59
Graphique 28 Influence de la profondeur des encoches sur le diamètre armature	59
Graphique 29 Influence de l'entrefer sur l'empiètement.....	62
Graphique 30 Influence de l'entrefer sur la chute de tension	62
Graphique 31 Influence de l'entrefer sur la longueur de l'armature	63
Graphique 32 Influence de l'entrefer sur l'induction max	63
Graphique 33 Influence du courant d'excitation de l'AP l'empiètement.....	64
Graphique 34 Influence du courant d'excitation de l'AP sur la chute de tension	65
Graphique 35 Influence du nombre de phases sur l'empiètement.....	66
Graphique 36 Influence du nombre de phases sur la chute de tension	67
Graphique 37 Influence du nombre de phases sur la longueur armature.....	67
Graphique 38 Influence du nombre de phases sur le diamètre de l'armature.....	68
Graphique 39 Influence du courant d'excitation I_e sur l'empiètement	70
Graphique 40 Influence du courant d'excitation sur la chute de tension.....	70
Graphique 41 Influence du courant d'excitation I_e sur la longueur armature	71
Graphique 42 Influence du courant d'excitation de l'excitatrice sur l'induction max ...	71
Graphique 43 Réponse en boucle ouverte de l'excitatrice	85
Graphique 44 Réponse en BF de l'excitatrice dans le cas d'un contrôleur P	93
Graphique 45 Réponses en BF de l'excitatrice pour un contrôleur PI	96
Graphique 46 Réponses en BF de l'excitatrice pour contrôleur PID	98
Graphique 47 Réponses groupées des 3 contrôleurs	99

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

<i>b</i>	Largeur d'une encoche, <i>m</i>
<i>B</i>	Induction maximale au niveau de l'entrefer, <i>T</i> (Tesla)
<i>C</i>	Coefficient de construction, <i>H</i> (Henry)
<i>d</i>	Densité du courant dans les conducteurs, A/mm^2
<i>D</i>	Diamètre d'alésage du rotor de l'excitatrice, <i>m</i>
<i>d_e</i>	Distance entre 2 encoches consécutives, <i>m</i>
<i>e</i>	Épaisseur de l'entrefer, <i>mm</i>
<i>E</i>	Force électromotrice rotorique RMS, <i>V</i>
<i>E_M</i>	Force électromotrice rotorique maximale, <i>V</i>
<i>E_i</i>	Force électromotrice rotorique instantanée de la phase <i>i</i> , <i>V</i>
<i>f</i>	Fréquence de sortie, <i>Hz</i>
<i>I_c</i>	Courant débité sur l'inducteur de l'alternateur principal, <i>A</i>
<i>I_{CC}</i>	Courant de court-circuit, <i>A</i>
<i>I_{d_inv}</i>	Courant inverse <i>I_{d_inv}</i> des diodes, <i>A</i>
<i>I_e</i>	Courant d'excitation de l'excitatrice, <i>A</i>
<i>I_{eff}</i>	Courant efficace aux bornes d'une phase, <i>A</i>
<i>i_i</i>	Courant instantané de la phase <i>i</i> , <i>A</i>
<i>i_p</i>	Courant statorique de l'alternateur pilote, <i>A</i>
<i>I_{pp}</i>	Courant dans les conducteurs connectés en parallèle par encoche, <i>A</i>
<i>J_{Left}</i>	Densité linéique du courant, A/m
<i>k_c</i>	Coefficient de carter, <i>SU</i>
<i>K_{cc}</i>	Rapport de court-circuit, <i>SU</i>
<i>k_d</i>	Coefficient dérivé du contrôleur PID, <i>SU</i>

k_i	Coefficient intégral du contrôleur PID, SU
k_p	Coefficient proportionnel du contrôleur PID, SU
K_{thy}	Coefficient du pont de thyristor, SU
l	Inductance d'une phase rotorique, H
L	Longueur du rotor de l'excitatrice, m
l_f	Inductance de l'inducteur de l'excitatrice, H
L_f	Inductance de l'inducteur de l'alternateur principal, H
n	Nombre d'encoches par pôle par phase, SU
N	Rang maximal des harmoniques, SU (sans unité)
n_c	Nombre de conducteurs par encoche, SU
N_c	Nombre de conducteurs par phase rotorique, SU
N_e	Nombre d'encoches rotoriques, SU
n_{pp}	Nombre de conducteurs connectés en parallèle par encoche, SU
N_{ind}	Nombre de tours d'une bobine portée par un pôle inducteur de l'excitatrice, SU
N_r	Vitesse de rotation de l'excitatrice, tr/s
N_T	Nombre total de conducteurs rotoriques, SU
p	Nombre de pôles, SU
P	Nombre de paires de pôles, SU
P_r	Profondeur d'une encoche, m
q	Nombre de phases rotoriques, SU
R	Résistance d'une phase rotorique, Ω
r_f	Résistance de l'inducteur de l'excitatrice, Ω
R_f	Résistance de l'inducteur de l'alternateur principal, Ω
S_{cp}	Section de conducteur(s) parcouru(s) par le courant efficace par phase, mm^2
S_e	Section d'une encoche, mm^2

T	Période de la tension alternative d'une phase rotorique, s
T_E	Constante de temps à vide de l'excitatrice, s
T_o	Taux de remplissage des encoches en tenant compte de l'épaisseur des isolants et du foisonnement des conducteurs, SU
$t_{r2\%}$	Temps de réponse dans un seuil de précision de 2%, s
$t_{r5\%}$	Temps de réponse dans un seuil de précision de 5%, s
$t_{r10\%}$	Temps de réponse dans un seuil de précision de 10%, s
T_{d0}	Constante de temps à vide de l'excitatrice, s
T_{dz}	Constante de temps en charge de l'excitatrice, s
U	Tension redressée en charge, V
U_{cde}	Tension de commande de la brushless, V
U_{consigne}	Tension de consigne de la brushless, V
μ_0	Perméabilité magnétique du vide, Tm/A
U_0	Tension redressée à vide, V
U_α	Tension de sortie du convertisseur, V
X	Réactance synchrone d'une phase rotorique, Ω
V	Tension efficace d'une phase-neutre, V
v_i	Tension instantanée de la phase i , V
V_{LL}	Tension à vide entre 2 phases rotoriques, V
V_m	Tension maximale d'une phase-neutre, V
β	Une constante ≈ 0.78 , SU
φ	Déphasage, en degré, entre la tension et le courant rotorique, $^\circ$
κ	Coefficient de division de la tension U , SU
μ	Angle d'empietement en degré, $^\circ$
ν	Coefficient d'Hopkinson, SU

- σ Rapport entre l'inductance de fuite l et l'inductance correspondant au flux embrassé par l'une des q phases, SU
- τ Constante du temps du système, s
- ω Pulsation des phases rotoriques, rd/s
- ω_n Fréquence naturelle du système, rd/s
- ξ Taux d'amortissement du système, SU
- ΔU_d Chute de tension des diodes dans le sens direct, V

INTRODUCTION

Les excitatrices brushless sont des systèmes d'excitation à diodes tournantes pour différents types de turboalternateurs. Elles sont calées sur le même arbre que les inducteurs de ces turboalternateurs et par conséquent tournent à la même vitesse que ceux-ci. Elles ont plusieurs avantages par rapport aux excitatrices statiques à courant continu dont :

1. La suppression des collecteurs et bagues ainsi qu'accessoires coûteux correspondants.
2. Un service pratiquement sans entretien, ce qui est exigé par les installations fortement automatisés.
3. L'échauffement est réduit car le bobinage dans lequel passe le courant inductif est placé près de la paroi extérieure, donc les échanges thermiques sont facilités.
4. Les risques de parasitage dus aux arcs électriques sont supprimés.

Ces avantages ont conduit à leur utilisation en masse en Europe occidentale depuis les années 50.

Cependant, ces excitatrices ont aussi certains inconvénients qui sont essentiellement :

1. Le phénomène d'empietement.
2. Le temps, relativement important, de la réponse de la tension d'excitation de l'alternateur principal ou turboalternateur.

Notre objectif sera de permettre la réduction du phénomène d'empietement et le temps de réponse en choisissant adéquatement les paramètres de construction et les contrôleurs.

Notre contribution est de parvenir à une relation faisant sortir l'angle d'empiétement en fonction de ces paramètres. Une fois cette relation déterminée il s'agira de faire ressortir par des graphiques le degré de variation de l'empiétement en fonction des paramètres les plus importants. Par la suite il faut proposer une méthode brève de dimensionnement des excitatrices brushless. Enfin nous verrons comment différents contrôleurs peuvent améliorer le temps de réponse de l'excitatrice brushless.

On supposera dans tout le mémoire que la commutation des diodes est simple que les autres pertes sont négligeables par rapport à celles dues à l'empiétement que l'excitatrice dispose d'un entrefer e constant, que le point de fonctionnement de l'excitatrice se situe dans les zones non saturées et que le nombre d'encoches est un multiple du nombre de pôles et de phases.

On supposera aussi que le contrôleur qui doit être proposé aura pour principale tâche de réduire le temps de réponse tout en s'approchant le plus possible de la tension désirée d'excitation de l'alternateur principal.

Ce contrôleur supposera que le réseau électrique multi machine est stable et dispose d'une tension de sortie et d'une fréquence bien définies. En bref, le réseau dispose de toutes les performances requises.

La méthodologie utilisée dans ce projet de recherche se détaille comme suit. Le premier chapitre présente une revue de littérature sur certains travaux entrepris sur les excitatrices brushless. Le deuxième chapitre fait état d'un calcul détaillé de l'empiétement permettant de faire sortir les paramètres de construction dont il dépend. Le troisième chapitre permet de montrer par différents graphiques le degré d'influence de ces paramètres sur l'empiétement. Ce même troisième chapitre propose une brève procédure de dimensionnement des excitatrices brushless. Enfin le quatrième chapitre

propose des contrôleurs permettant de réduire le temps de réponse en tension de l'excitatrice.

CHAPITRE 1

REVUE DE LITTÉRATURE

1.1 Introduction

L'excitatrice brushless est un alternateur inversé dont le circuit d'excitation, alimenté par l'alternateur pilote, est placé sur le stator (voir figure 1 ci-dessous). L'alternateur pilote est monté à l'extrémité de l'arbre de l'excitatrice, du côté opposé à l'attaque de l'alternateur principal. L'inducteur de l'alternateur pilote est constitué d'aimants permanents en rotation et l'induit placé au stator est bobiné en triphasé. Cette tension de sortie statorique est redressée à l'aide d'un pont à thyristors. La tension continue ainsi obtenue alimente l'enroulement d'excitation de la brushless. La tension triphasée produite au rotor de la brushless est appliquée à un pont de diodes tournantes calé sur l'arbre de l'alternateur principal.

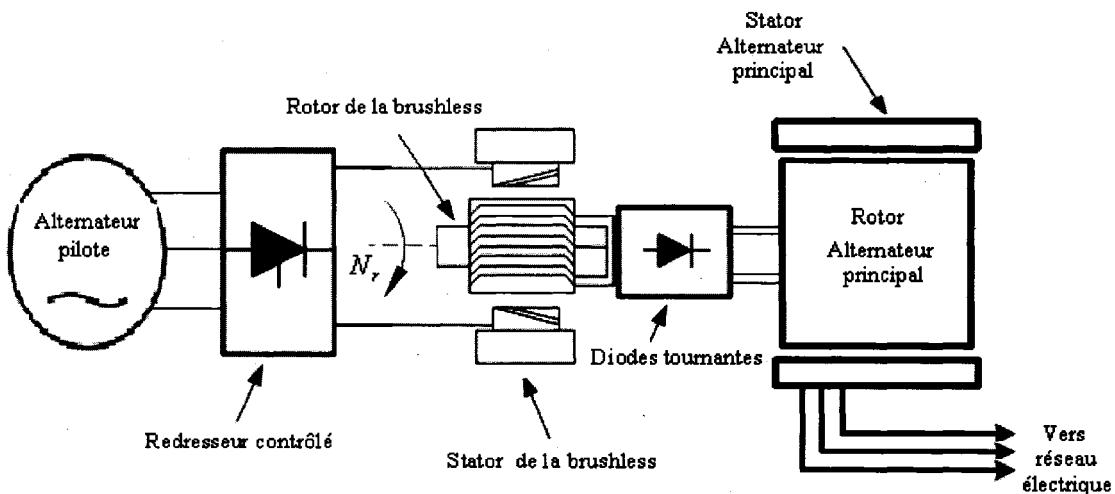


Figure 1 Système d'excitation par brushless

Comme déjà noté, l'objectif de ce mémoire sera d'étudier la cause du phénomène d'empiètement responsable de chutes de tension et de proposer des solutions pour réduire ce phénomène et le temps de réponse.

Cette revue de littérature fait état des travaux de certains chercheurs qui ont travaillé sur les excitatrices brushless.

Dans un premier temps, une mise en contexte du phénomène d'empiètement sera faite. Par la suite, une revue de littérature de quelques recherches sur la modélisation de ces excitatrices brushless sera présentée. Le modèle obtenu par ces auteurs sera utilisé pour améliorer le temps de réponse de l'excitatrice brushless au chapitre 4.

1.2 Mise en contexte du phénomène d'empiètement

L'empiètement, illustré par le graphique 2, est le recouvrement des séquences de conduction des diodes dans les redresseurs.

Il est à l'origine de pertes non négligeables dans les systèmes de redressement et les excitatrices à diodes tournantes. Considérons la figure 2.

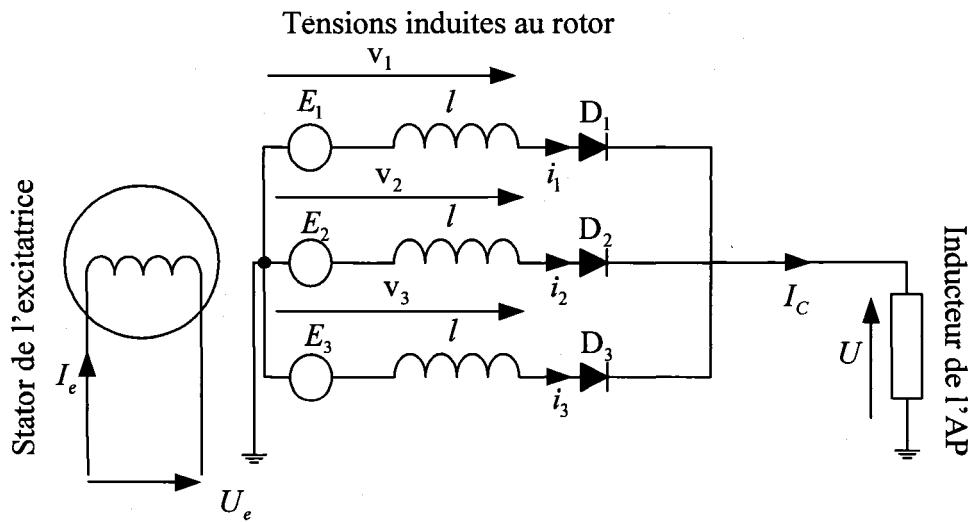
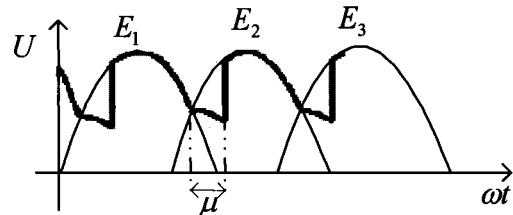


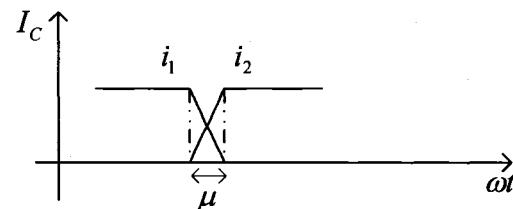
Figure 2 Excitatrice brushless SR

$$\text{Avec } E_1 = E_M \sin(\omega t); E_2 = E_M \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}); E_3 = E_M \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (1.1)$$

Les allures approximatives de E_1, E_2, E_3, i_1, i_2 sont illustrées dans les graphiques 1 et 2.



Graphique 1 Allure des forces électromotrices



Graphique 2 Empiètement des diodes

Lors du passage de conduction de la diode D_1 à la diode D_2 , le courant ne commute pas instantanément à cause de l'inductance l . Il y aura donc un intervalle de temps pendant lequel deux diodes seront simultanément en conduction (la durée de cet intervalle, sous forme angulaire, sera notée μ).

Durant cette conduction simultanée, la loi des mailles, permet d'écrire que :

$$E_1 - l \frac{di_1}{dt} = U \quad (1.2)$$

$$E_2 - l \frac{di_2}{dt} = U \quad (1.3)$$

La loi des nœuds, nous permet d'écrire que :

$$i_1 + i_2 = I_C \quad (1.4)$$

On supposera que le courant I_C est sans ondulation résiduelle, c'est-à-dire constant.

En ajoutant les équations (1.2) et (1.3) ensemble, on trouve :

$$2U = E_1 + E_2 - l\left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt}\right) = E_1 + E_2 - l\left(\frac{dI_C}{dt}\right) = E_1 + E_2. \text{ Car } \frac{dI_C}{dt} = 0.$$

$$\text{Cela donne } U = \frac{1}{2}(E_1 + E_2) \quad (1.5)$$

En remplaçant U par sa valeur de l'équation (1.2) on trouve :

$$E_1 - l \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{2}(E_1 + E_2) \text{ ce qui donne } E_1 - \frac{1}{2}(E_1 + E_2) = l \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{2} E_1 - E_2$$

En remplaçant E_1 , E_2 par leurs valeurs on trouve :

$$E_1 - E_2 = E_M \left[\sin(\omega t) - \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \right] = \sqrt{3} E_M \left[\sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \right] = 2l\omega \frac{di_1}{d(\omega t)} \quad (1.6)$$

L'empietement commence à $\frac{5\pi}{6}$. En ce moment $E_1 = E_2$

En intégrant entre $\frac{5\pi}{6}$ et $\frac{5\pi}{6} + \mu$, on trouve que :

$$\int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}+\mu} \sqrt{3}E_M \left[\sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \right] d(\omega t) = \sqrt{3}E_M \left[-\cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) \right]_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}+\mu} = 2l\omega \int_0^{I_C} di_1$$

Ce qui donne :

$$\sqrt{3}E_M \left[-\cos(\mu + \pi) + \cos(\pi) \right] = -2l\omega \int_0^{I_C} di_1 = -2l\omega I_C$$

C'est à dire :

$$1 - \cos \mu = \frac{l\omega I_C}{E_M \frac{\sqrt{3}}{2}} \quad (1.7)$$

Dans le cas du DR, pour $q = 3$, si l'angle d'empietement μ est tel que $0 \leq \mu \leq \pi - \frac{2\pi}{3}$,

la commutation des diodes est simple. Au maximum deux diodes conduisent simultanément. Pour démonstration complète, le lecteur peut consulter la littérature, par exemple,[1].

q est le nombre de phases rotoriques, SU .

Si l'angle d'empietement μ est tel que $60^\circ \leq \mu \leq 120^\circ$, la commutation des diodes du pont redresseur est multiple. Plusieurs diodes conduisent simultanément.

Le phénomène d'empietement est naturel, en général, les pertes qui lui sont dues, dans les systèmes de redressement, sont négligeables devant les puissances débitées.

C'est peut être quelques unes des raisons qui font que les chercheurs se sont peu intéressés à la réduction de ce phénomène.

Cependant pour certains paramètres de construction ce phénomène peut devenir très important entraînant des rendements faibles donc de mauvaises performances de ces excitatrices donc du réseau électrique. Notre objectif est de savoir comment éviter de tels cas.

Même s'ils ne sont pas intéressés à une étude détaillée permettant de réduire ce phénomène, M. Rober, P. & al.[2] ont proposé des relations faisant intervenir l'angle d'empietement.

Pour ces auteurs dans le cas du couplage étoile simple redressement (SR) illustré par la figure 2, l'angle d'empietement vérifie :

$$1 - \cos \mu = \frac{XI_c}{E_M} \cdot \frac{1}{\sin \frac{\pi}{q}}$$

E_M Force électromotrice rotorique maximale, V .

X Réactance synchrone d'une phase rotorique, Ω

On remarque que (1.7) est un cas particulier de l'équation ci-dessus pour $q = 3$.

La valeur efficace du courant de phase vérifie les relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{eff} = \frac{I_c}{\sqrt{q}} \sqrt{1 - q\phi_1(\mu)} & \text{si } 0 \leq \mu \leq \frac{2\pi}{q} \\ I_{eff} = \frac{I_c}{\sqrt{q}} \sqrt{1 - q\phi_2(\mu)} & \text{si } \frac{2\pi}{q} \leq \mu \leq \frac{4\pi}{q} \end{cases} \quad (1.8)$$

Dans ces expressions :

$$\phi_1(\mu) = \frac{(2 + \cos \mu) \sin \mu - (1 + 2 \cos \mu) \mu}{2\pi(1 - \cos \mu)^2} = \frac{2\mu}{15\pi} \left(1 + \frac{\mu^2}{84} + \dots\right) \quad (1.9)$$

$$\begin{aligned} \phi_2(\mu) &= \frac{\frac{2\sin \frac{2\pi}{q}}{q} + \frac{1}{2} \sin 2\mu \frac{2\pi}{q} (1 + 2 \cos \mu) - (\mu - \frac{2\pi}{q})(1 - \cos \frac{2\pi}{q}) - \cos \mu \sin(\mu - \frac{2\pi}{q})}{2\pi(1 - \cos \mu)^2} \\ &= \phi_1(\mu) + \frac{(\mu - \frac{2\pi}{q})(2 \cos \mu + \cos \frac{2\pi}{q}) - (\sin \mu - \sin \frac{2\pi}{q}) - \cos \mu \sin(\mu - \frac{2\pi}{q})}{2\pi(1 - \cos \mu)^2} \end{aligned} \quad (1.10)$$

La tension redressée à vide vérifie la relation suivante :

$$U_0 = \frac{q}{\pi} E_M \sin \frac{\pi}{q} \quad (1.11)$$

Dans le cas du couplage étoile double redressement (DR), l'angle d'empietement vérifie :

$$1 - \cos \mu = \frac{XI_c}{E_M} \cdot \frac{1}{\sin \frac{\pi}{q}} \quad (1.12)$$

La valeur efficace du courant de phase vérifie les relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{q}} I_c \sqrt{1 - q\phi_1(\mu)} & \text{si } 0 \leq \mu \leq \frac{2\pi}{q} \\ I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{q}} I_c \sqrt{1 - q\phi_2(\mu)} & \text{si } \frac{2\pi}{q} \leq \mu \leq \frac{4\pi}{q} \end{cases} \quad (1.13)$$

La tension redressée à vide vérifie la relation suivante :

$$U_0 = \frac{2q}{\pi} E_M \sin \frac{\pi}{q} \quad (1.14)$$

Dans le cas du couplage en polygone, pour q pair et $0 \leq \mu \leq \frac{\pi}{q}$

$$1 - \cos \mu = \frac{XI_c}{E_M} \quad (1.15)$$

$$I_{eff} = \frac{I_c}{2} \sqrt{1 - \phi_1(\mu)} \quad (1.16)$$

$$U_0 = \frac{q}{\pi} E_M \quad (1.17)$$

Dans le cas du couplage en polygone, pour q impair et $0 \leq \mu \leq \frac{\pi}{q}$

$$1 - \cos \mu = \frac{Xl_c}{V_M} \left(1 - \frac{1}{q}\right) \quad (1.18)$$

$$I_{eff} = \frac{I_c}{2} \sqrt{1 - \frac{1}{q^2}} \sqrt{1 - \frac{q+3}{q+1} \phi_1(\mu)} \quad (1.19)$$

$$U_0 = \frac{q}{\pi} E_M \quad (1.20)$$

Pour ces chercheurs quel que soit le mode de couplage et quel que soit le type de commutation des diodes pour autant que μ reste inférieur à $\pi - \frac{2\pi}{q}$, la tension redressée moyenne en charge est : $U = U_0 \cos^2 \frac{\mu}{2}$ [2]. (1.21)

1.3 Mise en contexte de la modélisation des excitatrices brushless

La modélisation des excitatrices a soulevé de l'intérêt pour plusieurs chercheurs[3-8]. Car elle permet, entre autre, de déterminer les tensions d'excitation adéquates de l'alternateur principal ce qui peut entraîner une meilleure stabilité et performance du réseau électrique.

Mais cette modélisation a souvent été délicate, car l'excitatrice brushless, avec ses diodes tournantes, constitue un système non linéaire. La modélisation des systèmes non linéaires a toujours posé un problème aux automaticiens. Si en plus de cela, le point de fonctionnement de l'excitatrice se situe dans les zones saturées ou que la commutation des diodes est multiple, la modélisation devient encore plus délicate.

Cependant dans ce cas de commutations multiples des diodes, M. Maguiraga & al. [9;10] ont proposés des études.

Ces études localisent le point de fonctionnement de l'excitatrice brushless et déterminent le mode fonctionnement du pont redresseur.

Il a été démontré par Bollinger, K.E., & al. [10] que ces ponts opèrent en l'un des 3 différents modes suivant la valeur du courant rotorique qui varie de 0 au courant de court-circuit. Le premier mode correspond à une commutation simple des diodes. Le second et le troisième mode correspondent à une commutation multiple des diodes.

Chaque mode est caractérisé par des équations qui sont exploitées pour déterminer le modèle correspondant. Ce modèle tient compte aussi d'un coefficient de saturation qui est nul si l'excitatrice opère dans les zones non saturées.

Cependant pour tenir compte de nos hypothèses, On tiendra compte du modèle proposé par L. Pierrat et M. Maguiraga [11;12].

1.4 Étude du modèle de l'excitatrice [11;12]

Pour établir ce modèle, les auteurs en question ont utilisé la méthode des petites variations autour d'un point de fonctionnement de l'excitatrice brushless étoile double redressement (PD3) qui est la plus utilisée. Ce qui permet de supposer que l'excitatrice est un système linéaire autour de ce point de fonctionnement.

1.4.1 Caractéristiques générales du système d'excitation

L'ensemble du système d'excitation dont il sera question comporte un alternateur triphasé inversé et un convertisseur en pont de diodes embarqué sur deux ou plusieurs frettes rotatives.

Une réduction sensible de la constante de temps est obtenue grâce à l'utilisation conjointe de plusieurs dispositions de construction :

- Un circuit magnétique d'induit feuilletté.
- Une tension de commande de l'inducteur de l'excitatrice fournie par un alternateur auxiliaire à aimant permanent, généralement à travers un convertisseur à thyristors placé sous la dépendance des signaux de régulation.
- La fréquence et le nombre de phases de cet alternateur, le mode de redressement et la loi de commande du convertisseur sont tels que l'on peut considérer que la tension appliquée à l'inducteur de l'excitatrice est constante, étant entendu que le modèle des sous ensembles de régulation est connu et accessible à la mesure sans difficulté.

1.4.2 Caractéristiques mesurées lors des essais

Les caractéristiques utilisables pour l'établissement du modèle sont relevées au cours des essais en usine des dispositifs d'excitation.

Comme signalé, on supposera que le point de fonctionnement de l'excitatrice se situe dans les zones non saturées.

1.4.3 Caractéristiques statiques

Il s'agit, dans tous les cas, des grandeurs moyennes redressées, mesurées en aval du redresseur en pont de diodes.

La caractéristique en charge est relevée pour un débit sur une résistance égale à celle de l'inducteur du turboalternateur. Le point de fonctionnement nominal de l'alternateur principal requiert un courant d'excitation I_e correspondant à une tension d'excitation U_e .

L'examen des caractéristiques nous montre, généralement qu'à cette valeur de tension U_e en charge, l'excitatrice fonctionne encore sur une partie non saturée de la caractéristique à vide. Ce qui nous permet de linéariser valablement les caractéristiques pour tout point de fonctionnement situé en deçà du point nominal, ce qui correspond au domaine utile d'action de la régulation de tension.

1.4.3.1 Caractéristique à vide

La caractéristique à vide peut être obtenue avec le montage illustré à la figure 3. Le schéma équivalent correspondant est illustré à la figure 4.

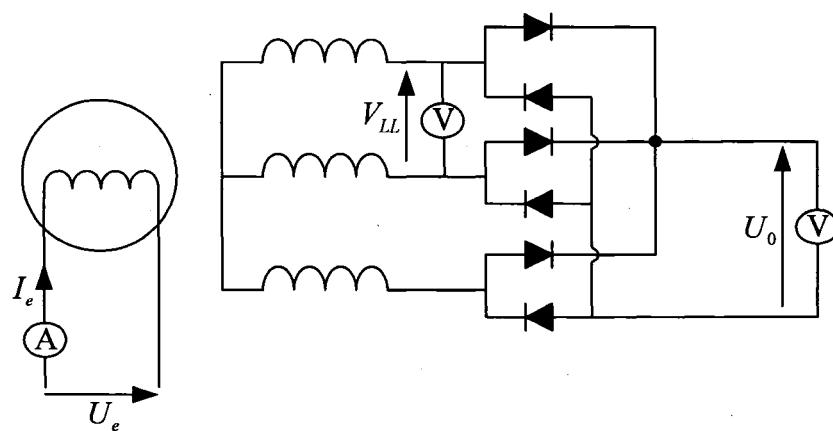


Figure 3 Montage Essais à vide

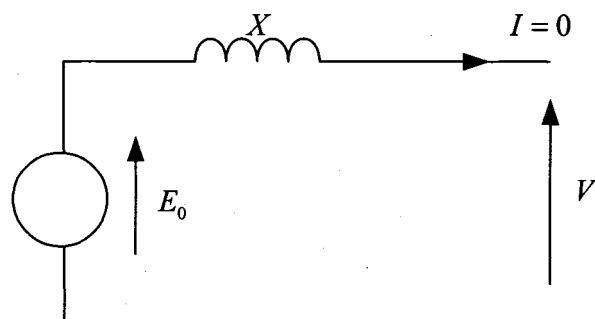
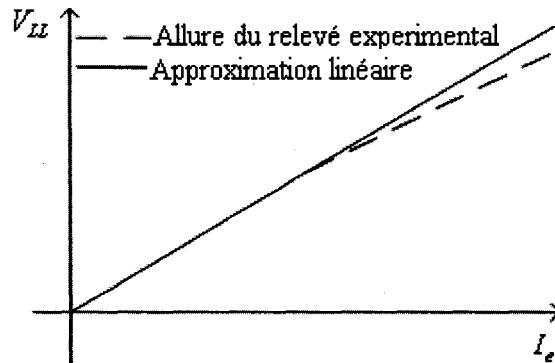


Figure 4 Schéma équivalent à vide

L'allure de la caractéristique à vide est illustrée par la courbe du graphique 3.



Graphique 3 Caractéristique à vide de la brushless

Tel que illustré par le graphique 3, l'allure de la courbe expérimentale entre la tension de ligne et le courant d'excitation n'est pas linéaire. Cela est dû au phénomène de saturation magnétique.

Notre hypothèse du fonctionnement de la brushless dans la zone non saturée, permet d'écrire la relation linéaire suivante :

$$E = E_0 = V = \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} = R_0 I_e \quad (1.22)$$

On peut donc tirer de la relation (1.22) la pente R_0 de la caractéristique à vide.

$$R_0 = \frac{(V_{LL})_{\text{mesuré}}}{\sqrt{3} (I_e)_{\text{mesuré}}} \quad (1.23)$$

La pente R_0 est une constante qui a les unités d'une résistance mais elle n'a rien à avoir avec une résistance physique.

À partir de la relation (1.14), on peut donc déduire la relation entre la tension redressée à vide U_0 de la brushless à vide et le courant d'excitation I_e .

$$U_0 = \left(\frac{2q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \right) E = \left(\frac{2q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \right) R_0 I_e = d_0 I_e \quad (1.24)$$

1.4.3.2 Caractéristique en charge

La caractéristique en charge peut être obtenue avec le montage illustré à la figure 5. Le schéma équivalent correspondant est illustré à la figure 6.

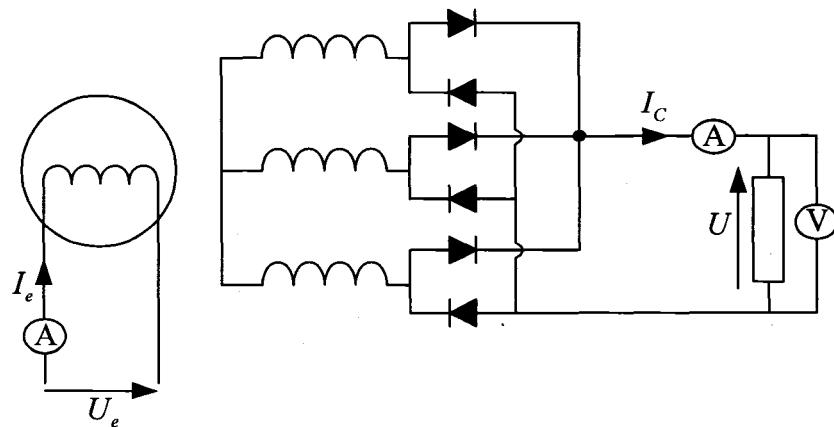


Figure 5 Montage Essais en charge

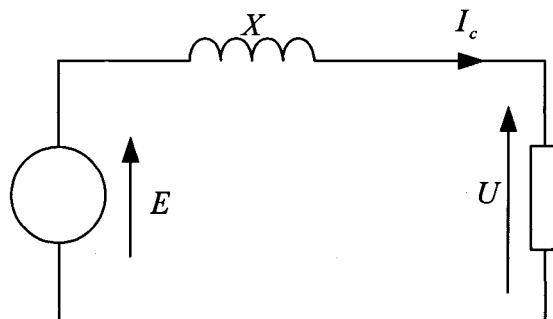


Figure 6 Schéma équivalent en charge

Les relations (1.14), (1.21) et (1.22) nous permettent de déduire :

$$U = \left(\frac{2q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \right) E \cos^2 \frac{\mu}{2} = \left(\frac{2q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \right) R_0 I_e \cos^2 \frac{\mu}{2} = d_1 I_e \quad (1.25)$$

1.4.3.3 Caractéristique en court-circuit

La caractéristique en court-circuit peut être obtenue avec le montage illustré à la figure 7. Le schéma équivalent correspondant est illustré à la figure 8.

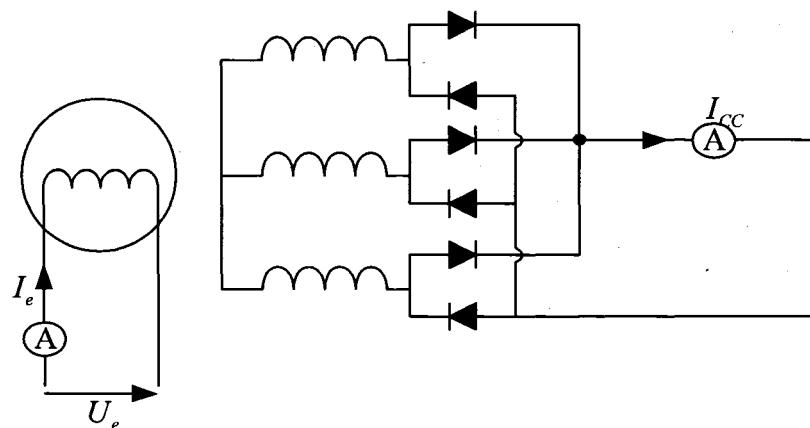


Figure 7 Montage Essais en court-circuit

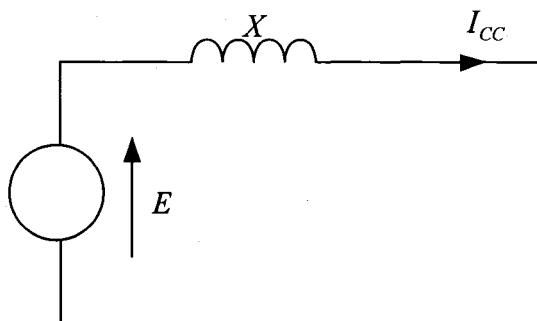


Figure 8 Schéma équivalent en court circuit

$$\text{En court circuit on a } I_{CC} = \frac{E}{X} \quad (1.26)$$

$$\text{On en tire } X = \frac{E}{(I_{CC})_{\text{mesuré}}} = \frac{R_0(I_e)_{\text{mesuré}}}{(I_{CC})_{\text{mesuré}}} \quad (1.27)$$

$$I_{CC} = \frac{E}{X} = \frac{R_0 I_e}{X} = d_2 I_e \quad (1.28)$$

Avec $d_2 = \text{cte.}$

Les points de fonctionnement étant relativement dispersés, on retiendra les équations suivantes obtenues dans le cas d'une excitation par groupe séparé.

$$\begin{cases} U_0 = \left(\frac{2q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \right) R_0 I_e = d_0 I_e \text{ à vide} \\ U = \left(\frac{2q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \right) R_0 I_e \cos^2 \frac{\mu}{2} = d_1 I_e \text{ en charge avec } d_0 \geq d_1 \geq d_2 \\ I_{CC} = \frac{R_0 I_e}{X} = d_2 I_e \text{ en court - circuit} \end{cases} \quad (1.29)$$

1.4.4 Caractéristiques dynamiques

La seule constante de temps qu'il est possible de déduire des essais transitoires à vide et en charge, est celle de l'inducteur de l'excitatrice T_{d0}' .

Notons que cette constante de temps est sensiblement identique pour les régimes à vide et en charge de l'alternateur principal (ce qui confirme que la machine n'est pas saturée au point de fonctionnement nominal), et que la valeur de la résistance de l'inducteur est celle qui correspond à la température de fonctionnement en charge.

1.4.5 Représentation du système d'excitation

Il est nécessaire, à partir des seules caractéristiques statiques mesurées aux essais, d'établir un diagramme de fonctionnement relatif à l'ensemble du système d'excitation.

1.4.5.1 Hypothèses simplificatrices

Il est évident que la réduction d'un tel ensemble à un générateur équivalent implique la prise en compte d'hypothèses simplificatrices, dont la validité pourra, d'ailleurs, être vérifiée à posteriori. Ces hypothèses se situent au niveau de la machine et du redresseur.

1.4.5.1.1 Brushless

On assimile la brushless à un générateur de tension parfaitement sinusoïdale, en série avec la seule réactance interne, égale à la réactance synchrone par phase, invariante par définition.

La prise en compte des réactances subtransitoires n'est pas nécessaire puisque les enroulements ne seront pas munis d'amortisseurs. Quant aux résistances pures, on peut les négliger.

1.4.5.1.2 Pont redresseur

On suppose que le courant redressé d'excitation est parfaitement constant, ce qui est vérifié puisque la période de la tension alternative $T = \frac{1}{f}$ de la brushless est très faible devant la constante de temps en charge de l'excitatrice ($T \ll T_{dx}'$).

D'autre part, on suppose que l'empietement des diodes s'effectue en commutation simple et que les chutes supplémentaires de tension dues aux résistances et aux diodes sont négligeables devant celles provoquées par le phénomène d'empietement.

En ce qui concerne les chutes de tension des diodes dans le sens direct ΔU_d , on obtient, généralement au point nominal $2\Delta U_d \ll U$.

Les diodes sont réputées avoir une résistance inverse infinie ce qui est vérifié pratiquement puisque $I_{d_inv} \ll I_C$, I_{d_inv} étant le courant inverse et I_C le courant direct.

1.4.6 Diagramme de fonctionnement

Le diagramme de fonctionnement de l'ensemble du système d'excitation est illustré à la figure 9.

En courant continu, la tension aux bornes de l'inductance étant nulle, on aura, en plus de la relation (1.22), la relation suivante :

$$U = R_f I_C \quad (1.30)$$

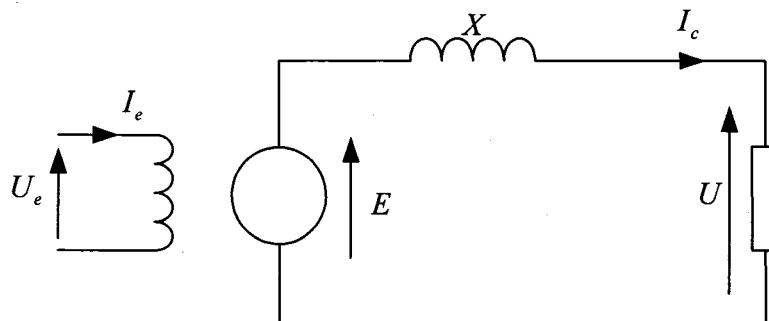


Figure 9 Diagramme de fonctionnement de l'ensemble alternateur - redresseur

1.4.7 Représentation fonctionnelle

Certaines relations opérationnelles sont immédiates :

- Au niveau de l'inducteur de la brushless

$$\Delta U_e = r_f (1 + sT_{d0}) \Delta I_e \quad (1.31)$$

r_f : Résistance de l'inducteur de l'excitatrice

T_{d0} : Constante de temps à vide de l'excitatrice, s

- Au niveau de l'inducteur de l'alternateur principal

$$\Delta U = R_f (1 + sT_{dz}) \Delta I_C \quad (1.32)$$

R_f : Résistance de l'inducteur de l'alternateur principal, Ω

T_{dz} : Constante de temps en charge de l'excitatrice, s

- Au niveau de l'entrefer de la brushless

$$\Delta E = R_0 \Delta I_e \quad (1.33)$$

1.4.8 Prise en compte de la réaction d'induit

Le diagramme de fonctionnement de la figure 10 permet d'écrire, en module, la relation suivante :

$$E^2 = U^2 + X^2 I_C^2 \quad (1.34)$$

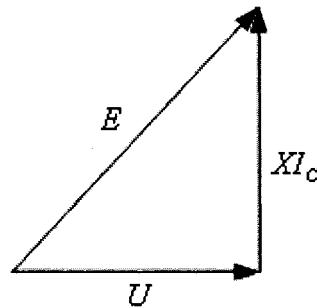


Figure 10 Diagramme vectoriel

$$\frac{\partial E}{\partial U} = \frac{1}{2E} 2U = \frac{U}{E} \text{ et } \frac{\partial E}{\partial I_C} = \frac{1}{2E} 2X^2 I_C = \frac{X^2 I_C}{E}$$

La différentielle totale de la fem interne $E = f(U, I_C)$ de la brushless s'écrit :

$$dE = f(U + dU, I_C + dI_C) - f(U, I_C) = \frac{\partial E}{\partial U} dU + \frac{\partial E}{\partial I_C} dI_C \quad (1.35)$$

Ce qui peut se traduire au point de fonctionnement p par :

$$\Delta E \Big|_{\text{point } p} = \frac{\partial E}{\partial U} \Big|_{\text{point } p} \Delta U + \frac{\partial E}{\partial I_C} \Big|_{\text{point } p} \Delta I_C \quad (1.36)$$

$$\text{Or } \frac{\partial E}{\partial U} \Big|_{U_p, E_p} = \frac{U_p}{E_p} \text{ et } \frac{\partial E}{\partial I_C} \Big|_{E_p, I_p} = \frac{X^2 I_{Cp}}{E_p}$$

Ce qui donne au point de fonctionnement p la relation suivante :

$$\Delta E = \frac{\Delta U}{E_p} U_p + X^2 \frac{\Delta I_C}{E_p} I_{Cp} \quad (1.37)$$

1.4.9 Modèle de la brushless

$$\text{Posons } K_{cc} = \frac{R_f}{X} \quad (1.38)$$

K_{cc} représente le rapport de court-circuit de la machine équivalente précédemment définie.

$$\text{La relation (1.37) nous donne : } \Delta U = \frac{E_p}{U_p} \Delta E - X^2 \frac{E_p}{U_p} \frac{I_{Cp}}{E_p} \Delta I_C \quad (1.39)$$

$$\text{En considérant : } \begin{cases} U_p = R_f I_{Cp} \\ E_p = \sqrt{U_p^2 + X^2 I_{Cp}^2} = U_p \frac{\sqrt{1+K_{cc}^2}}{K_{cc}} = R_f I_{Cp} \frac{\sqrt{1+K_{cc}^2}}{K_{cc}} \end{cases} \quad (1.40)$$

La relation (1.36) devient :

$$\Delta U = \frac{\sqrt{1+K_{cc}^2}}{K_{cc}} \Delta E - X^2 \frac{\sqrt{1+K_{cc}^2}}{K_{cc}} \frac{K_{cc}}{R_f \sqrt{1+K_{cc}^2}} \Delta I_C = \frac{\sqrt{1+K_{cc}^2}}{K_{cc}} \Delta E - \frac{X}{K_{cc}} \Delta I_C \quad (1.41)$$

Or la relation (1.32) donne :

$$\Delta I_C = \frac{\Delta U}{R_f (1+sT_{d0})} \quad (1.42)$$

Et les relations (1.31) et 1.33) donnent :

$$\Delta E = R_0 \Delta I_e = R_0 \frac{\Delta U_e}{r_f (1+sT_{d0})} \quad (1.43)$$

La relation (1.37) devient :

$$\begin{aligned}\Delta U &= \frac{\sqrt{1+K_{cc}^2}}{K_{cc}} R_0 \frac{\Delta U_e}{r_f(1+sT_{d0}')} - \frac{X}{K_{cc}} \frac{\Delta U}{R_f(1+sT_{dz}')} \\ \Delta U(1+\frac{X}{K_{cc}R_f(1+sT_{dz}')}) &= \frac{\sqrt{1+K_{cc}^2}}{K_{cc}} R_0 \frac{\Delta U_e}{r_f(1+sT_{d0}')}\end{aligned}\quad (1.44)$$

On déduit :

$$\begin{aligned}\frac{\Delta U}{\Delta U_e} &= \frac{\frac{R_0 \sqrt{1+K_{cc}^2}}{K_{cc} r_f(1+sT_{d0}')}}{\left(1+\frac{X}{K_{cc} R_f(1+sT_{dz}')}\right)} = \frac{(R_0 \sqrt{1+K_{cc}^2})(1+sT_{dz}')}{\frac{K_{cc}^2 + 1}{K_{cc}} \left(1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT_{dz}'\right) r_f(1+sT_{d0}')}\end{aligned}\quad (1.45)$$

$$\frac{\Delta U}{\Delta U_e} = \frac{R_0 K_{cc} (1+sT_{dz}')}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} \left(1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT_{dz}'\right) (1+sT_{d0}')}$$

C'est donc un modèle de second ordre.

1.4.10 Influence de la réaction d'induit

Le rapport de court-circuit de la machine équivalente, K_{cc} , joue un rôle prépondérant. En ce qui concerne le gain statique, par rapport au modèle de premier ordre, sans réaction d'induit, on note une réduction de la constante de temps T_{dz} dans le rapport

$$\frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1}.$$

L'influence de la réaction d'induit sur le comportement dynamique peut être analysée en considérant la transmittance $\frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}$.

$$\begin{aligned}\Delta I_C &= \frac{\Delta U}{R_f(1+sT_{dz}')} = \frac{R_0 K_{cc} (1+sT_{dz}') \Delta U_e}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT_{dz}') (1 + sT_{d0}) R_f (1 + sT_{dz}')} \\ &= \frac{R_0 K_{cc} \Delta I_e}{\sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT_{dz}') R_f}\end{aligned}\quad (1.46)$$

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_e} = \frac{R_0 K_{cc}}{\sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT_{dz}') R_f} \quad (1.47)$$

On voit qu'au dominateur de la transmittance, correspondant à l'équation (1.47), une nouvelle constante de temps réduite par le facteur multiplicatif $\frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1}$ par rapport à T_{dz}' .

1.5 Conclusion

Avec cette méthode d'approche globale et un minimum de résultats expérimentaux, on peut affiner la représentation des excitatrices brushless utilisant des diodes tournantes.

Le modèle du second ordre obtenu par cette méthode, prend en compte la réaction d'induit, ce qui permet une amélioration sensible des performances lors de la réduction du temps de réponse en tension de la brushless.

CHAPITRE 2

ÉTUDE DE L'EMPIÈTEMENT

Ce chapitre fait état d'un calcul détaillé de l'empiètement. Ce qui permettra de faire sortir plusieurs paramètres de construction de la brushless dont il dépend.

2.1 Calcul de l'empiètement

Étant donné que notre système comporte des diodes, il sera forcément question d'empiètement lorsque la brushless alimente l'inducteur de l'alternateur principal.

Comme signalé, l'un de nos objectifs sera de chercher les moyens pour réduire cet empiètement. Cela permettra de rendre la brushless plus performante et disposant d'un meilleur rendement.

Dans le cas de l'étoile double redressement, on a signalé dans la revue de littérature que l'expression du courant efficace par phase est donnée par la relation (1.11).

Dans le cas d'une excitatrice brushless triphasée, cette relation devient :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c \sqrt{1 - q\phi_l(\mu)} \text{ si } 0 \leq \mu \leq \frac{2\pi}{3}.$$

Pour des angles d'empiètement μ tel que $0 \leq \mu \leq \frac{2\pi}{3}$, $\phi_l(\mu)$ est négligeable. On

$$\text{suppose donc souvent que : } I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c \quad (2.1)$$

L'expression du diamètre de l'armature de l'excitatrice en fonction de la largeur des encoches b , de la distance entre 2 encoches consécutives d_e et du nombre d'encoches

$$N_e \text{ est : } D = \frac{N_e(b + d_e)}{\pi} \quad (2.2)$$

La figure 11 ci-dessous montre les différents paramètres faisant ressortir la géométrie des encoches.

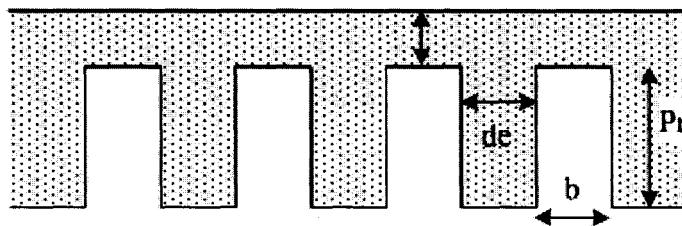


Figure 11 Encoches rotoriques de la brushless

$$\text{La densité linéique est la suivante : } J_{L_{eff}} = \frac{bP_r d T_o}{b + d_e} \quad (2.3)$$

d étant la densité du courant dans les conducteurs et T_o le taux de remplissage des encoches en tenant compte de l'épaisseur des isolants et du foisonnement des conducteurs.

$$\text{On supposera que } b + d_e = 2b. \quad (2.4)$$

$$\text{Le nombre total de conducteurs est: } N_T = qN_C. \quad (2.5)$$

N_C étant le nombre de conducteurs par phase.

$$\text{La vitesse de rotation est : } N_r = \frac{f}{P}. \quad (2.6)$$

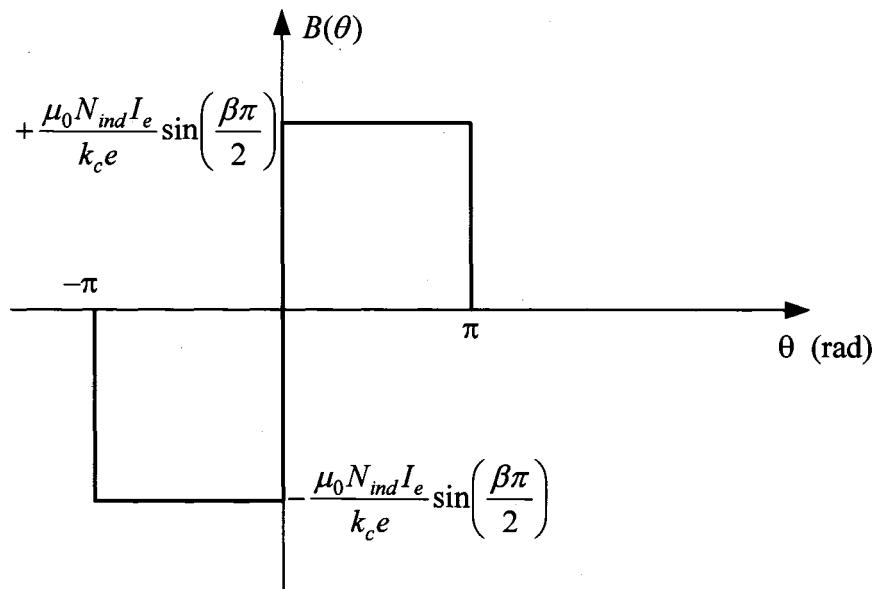
Où N_r est la vitesse de rotation, en tour/s, de l'alternateur principal et P est le nombre de paire de pôles.

Pour simplifier les développements, on admettra que l'induction générée par le circuit inducteur de l'excitatrice s'identifie à une onde carrée qui prend les valeurs.

$$B = \pm \frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) [13] \quad (2.7)$$

μ_0 étant la perméabilité magnétique du vide, e l'épaisseur de l'entrefer de l'excitatrice, N_{ind} le nombre de tours d'une bobine portée par un pôle inducteur de l'excitatrice dont l'épanouissement couvre $\frac{\beta\pi}{P}$, I_e le courant d'excitation de l'excitatrice, k_c le coefficient de carter.

Le graphique de B en fonction de θ est représenté au graphique 4.



Graphique 4 Allure de l'induction au stator de l'excitatrice

On peut décomposer $B(\theta)$ en série de Fourier comme suit :

$$B(\theta) = a_0 + \sum_{\infty} [a_k \cos(k\theta) + b_k \sin(k\theta)] \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned}
a_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\theta) d\theta ; \quad a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\theta) \cos(k\theta) d\theta ; \quad b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\theta) \sin(k\theta) d\theta \\
a_0 &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\pi}^0 B(\theta) d\theta + \int_0^{\pi} B(\theta) d\theta \right) \\
&= \frac{1}{2\pi} \left(-\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \pi + \frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \pi \right) = 0 \\
a_k &= \frac{1}{\pi} \left(\int_{-\pi}^0 B(\theta) \cos(k\theta) d\theta + \int_0^{\pi} B(\theta) \cos(k\theta) d\theta \right) \\
&= \frac{1}{\pi} \left(-\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \left[\frac{\sin(k\theta)}{k} \right]_{-\pi}^0 + \frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \left[\frac{\sin(k\theta)}{k} \right]_0^\pi \right) = 0 \\
b_k &= \frac{1}{\pi} \left(\int_{-\pi}^0 B(\theta) \sin(k\theta) d\theta + \int_0^{\pi} B(\theta) \sin(k\theta) d\theta \right) \\
&= \frac{1}{\pi} \left(-\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \left[\frac{-\cos(k\theta)}{k} \right]_{-\pi}^0 + \frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \left[\frac{-\cos(k\theta)}{k} \right]_0^\pi \right) \\
&= \frac{1}{k\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) [1 - \cos(k\pi)] + \frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) [-\cos(k\pi) + 1] \right) \\
&= \frac{2}{k\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) [1 - \cos(k\pi)] \right)
\end{aligned} \tag{2.9}$$

$$\begin{aligned}
B(\theta) &= a_0 + \sum_{\infty} [a_k \cos(k\theta) + b_k \sin(k\theta)] = \sum_1^{\infty} b_k \sin(k\theta) \\
&= \sum_1^{\infty} \frac{2}{k\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) [1 - \cos(k\pi)] \right) \sin(k\theta) \\
&= \sum_1^{\infty} \frac{2}{k\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) [1 - (-1)^k] \right) \sin(k\theta) \\
&= \frac{4}{\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \right) \left[\sin(\theta) + \frac{1}{3} \sin(3\theta) + \frac{1}{5} \sin(5\theta) + \dots + \frac{1}{2k+1} \sin((2k+1)\theta) + \dots \right] \\
&= \frac{4}{\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \right) \sum_{k=1,3,5,\dots} \left(\frac{1}{2k+1} \sin((2k+1)\theta) \right)
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Les harmoniques de $B(\theta)$ sont représentés dans le graphique 5. Les taux d'harmoniques sont représentés dans le graphique 6.

Notons que le nombre d'encoches rotoriques par pôle par phase n_{epq} est défini par

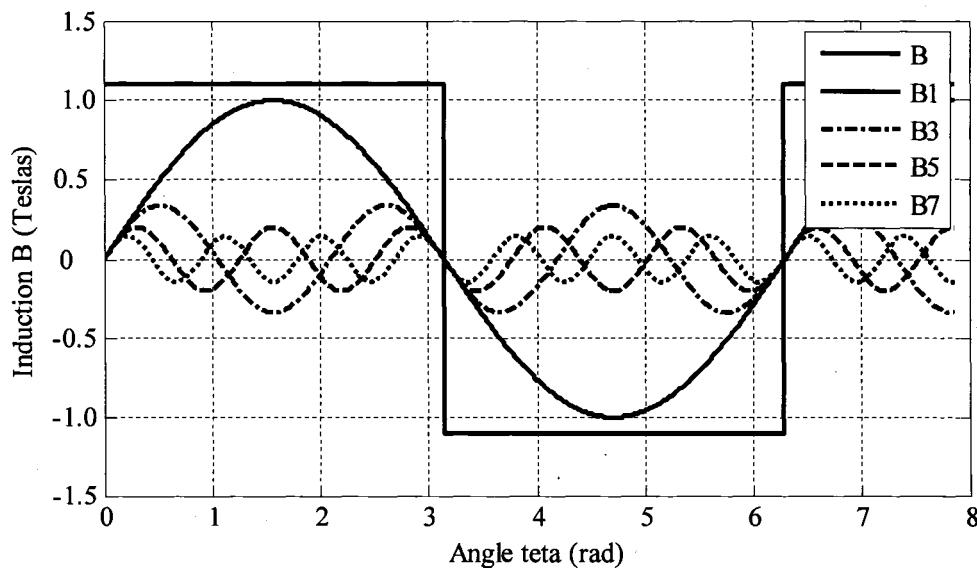
$$n = \frac{N_e}{pq}. \quad (2.11)$$

L'angle mécanique entre 2 encoches adjacentes est défini par $\alpha_m = \frac{2\pi}{N_e}$. (2.12)

L'angle électrique entre 2 encoches adjacentes est défini par $\alpha_e = P\alpha_m$. (2.13)

On peut déduire de (2.11), (2.12) et (2.13) la valeur de α_e . On obtient :

$$\alpha_e = \frac{2\pi}{N_e} \frac{p}{2} = \pi \frac{p}{N_e} = \frac{\pi}{nq} \quad (2.14)$$



Graphique 5 Distribution de l'induction au niveau de l'entrefer

On notera par la suite $\alpha = \alpha_e$. L'angle de répartition des conducteurs des encoches est $\gamma = \pi(1 - cp)$ où cp est le facteur de répartition des conducteurs des encoches.

Le facteur de distribution pour l'harmonique h est K_{dh} tel que :

$$K_{dh} = \frac{\sin(nh\alpha/2)}{n\sin(h\alpha/2)} [14]. \quad (2.15)$$

Le facteur de raccourcissement de l'harmonique h est $K_{ph} = \cos(h\gamma/2)$ [14]. (2.16)

Le facteur de bobinage correspondant à l'harmonique h est défini comme suit :

$$K_{wh} = K_{dh} K_{ph}. \quad (2.17)$$

La tension induite par la composante fondamentale de la densité du flux est définie comme suit :

$$E_1 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_1 K_{w1} [15]. \quad (2.18)$$

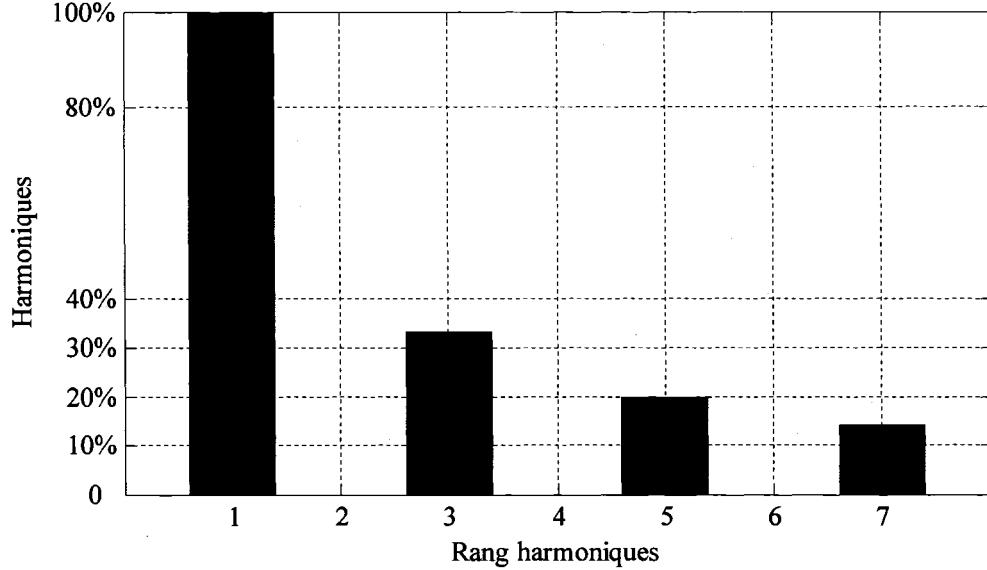
ϕ_1 est le flux par pôle correspondant à la fondamentale.

Le facteur d'enroulement correspond à cette fondamentale est défini comme suit :

$$K_{w1} = K_{d1} K_{p1}. \quad (2.19)$$

La tension induite par l'harmonique h est définie par $E_h = \frac{\pi}{\sqrt{2}} h f N_c \phi_h K_{wh}$. (2.20)

Le flux induit par l'harmonique h est défini par $\phi_h = \frac{2DLB_{h(\max)}}{ph}$. (2.21)



Graphique 6 Taux des harmoniques de l'induction

La tension rms totale induite dans les enroulements est définie comme suit :

$$E = (E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + E_7^2 + \dots)^{1/2} [14]. \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned}
 E &= \left[\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_1 K_{w1} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} 3 f N_c \phi_3 K_{w3} \right)^2 + \dots + \left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} h f N_c \phi_h K_{wh} \right)^2 + \dots + \left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} N f N_c \phi_N K_{wN} \right)^2 \right]^{1/2} \\
 &= \left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} f N_c \right) \left[\left(\frac{2DLB_1(\max)}{2P} K_{w1} \right)^2 + \dots + \left(h \frac{2DLB_h(\max)}{2Ph} K_{wh} \right)^2 + \dots + \left(N \frac{2DLB_N(\max)}{2PN} K_{wN} \right)^2 \right]^{1/2} \\
 &= \left(\frac{\pi f N_c D L}{\sqrt{2} P} \right) \left[\sum_{k=1}^{N-1} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.23)
 \end{aligned}$$

Dans le cas de l'Étoile double redressement et pour $\mu \leq \frac{2\pi}{3}$ les relations (1.14) et (1.21) nous permettent de déduire que :

$$U = \left(\frac{2q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \right) E \cos^2 \frac{\mu}{2} = \\ \left(\frac{2q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \right) \left(\frac{\pi g N_c D L}{\sqrt{2} P} \right) \left[\sum_{k=1}^{N-1} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \cos^2 \frac{\mu}{2} \quad (2.24)$$

D'autre part la relation (1.12), $\mu = ar \cos\left(1 - \frac{XI_c}{E_M \sin \frac{\pi}{q}}\right)$ [2], peut être réécrite comme

suit :

$$\mu = \\ ar \cos \left\{ 1 - \frac{XI_c}{\sin \frac{\pi}{q} \left(\frac{\pi g N_c D L}{P} \right) \left[\sum_{k=1}^{N-1} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right\} \quad (2.25)$$

On retrouve ainsi, la relation recherchée entre la tension redressée, l'empiétement, la répartition du bobinage et le type de bobinage (pas réduit (short pitch) ou pas long (long pitch)), le nombre de conducteurs par phase, le nombre de pôles, l'induction

2.2 Conditions de validité

Pour avoir des valeurs d'empietement raisonnable, vérifiant $\mu \leq \mu_{\text{maximal}}$ il faut que :

$$1 - \frac{XI_c}{\sin \frac{\pi}{q} \left(\frac{\pi f N_c D L}{P} \right) \left[\sum_{k=1}^{N-1} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{1/2}} \geq \eta_{\min}$$

Avec $\frac{1}{2} \leq \eta_{\min} \leq 1$ c'est à dire $0 \leq \mu_{\text{maximal}} \leq \frac{\pi}{3}$, on en déduit que :

$$\begin{aligned} & \frac{XI_c}{\sin \frac{\pi}{q} \left(\frac{\pi f N_c D L}{P} \right) \left[\sum_{k=1}^{N-1} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{1/2}} \leq 1 - \eta_{\min} \\ & (1 - \eta_{\min}) \sin \frac{\pi}{q} \left(\frac{\pi f N_c D L}{P} \right) \left[\sum_{k=1}^{N-1} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{1/2} \geq XI_c \\ & (1 - \eta_{\min}) \sin \frac{\pi}{q} \left(\frac{\pi f N_c D L}{P} \right) \left[\sum_{k=1}^{N-1} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{1/2} \geq XI_c \\ & \sin \frac{\pi}{q} \left(\frac{\pi f N_c D L}{P} \right) \left[\sum_{k=1}^{N-1} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{1/2} \geq \frac{XI_c}{(1 - \eta_{\min})} \end{aligned} \quad (2.26)$$

2.3 Paramètres de l'empietement

$$\text{Posons } A = \left[\sum_{k=1}^{\frac{N-1}{2}} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{1/2},$$

Or la réactance synchrone est définie comme suit :

$$X = \frac{N_r C (1 + \sigma) N_T^2}{qP} [13] \quad (2.27)$$

Où σ est le rapport entre l'inductance de fuite l et l'inductance correspondant au flux embrassé par l'une des q phases, C est le coefficient de construction ayant pour

expression $C = (\frac{D}{2} - e) \frac{L\mu_0}{ek_c}$ [13], N_r est la vitesse de rotation de l'excitatrice de l'excitatrice, N_T est le nombre total de conducteurs rotoriques.

En remplaçant cette réactance X et C par leurs expressions, on trouve que :

$$\sin \frac{\pi}{q} \left(\frac{\pi j N_c D L}{P} \right) A \geq \frac{N_r (\frac{D}{2} - e) \frac{L\mu_0}{ek_c} (1 + \sigma) N_T^2 I_c}{q P (1 - \eta_{\min})}$$

En négligeant e devant $\frac{D}{2}$ on a :

$$\left(\pi P \sin \frac{\pi}{q} \right) A \geq \left(\frac{q \mu_0 (1 + \sigma) N_c I_c}{2 e k_c (1 - \eta_{\min})} \right) \quad (2.28)$$

Pour $\eta_{\min} = \frac{1}{2}$ soit $\mu_{\maximal} = \frac{\pi}{3}$, on trouve

$$\left(\pi P \sin \frac{\pi}{q} \right) A \geq \left(\frac{q \mu_0 (1 + \sigma) N_c I_c}{e k_c} \right) \quad (2.29)$$

On remarque que notre empiétement dépend essentiellement du courant redressé, du nombre de phases, du nombre d'encoches ou encore du facteur de distribution, du facteur de raccourcissement, du nombre de paires de pôles ou de la fréquence et vitesse de rotation, du circuit d'excitation de l'excitatrice et du nombre de conducteurs par phase.

Étant donné que le courant redressé dépend du courant efficace par phase rotorique $I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c$ (cas de l'étoile double redressement), ce courant dépend de la section des conducteurs rotoriques car $I_{eff} = S_{cp} d$. (2.30)

Étant donné que le produit de cette section des conducteurs par le nombre de conducteurs par encoche sur le taux d'occupation des encoches donne la section des encoches), on peut écrire :

$$S_e = \frac{n_c S_{cp}}{T_o} = \frac{n_c}{T_o} \frac{I_{eff}}{d} = \frac{n_c}{dT_o} \sqrt{\frac{2}{3}} I_c \quad (2.31)$$

n_c étant le nombre de conducteurs par encoche.

Cette section des encoches étant donnée aussi par la relation (2.27), on peut écrire :

$$S_e = bP_r \quad (2.32)$$

Donc, l'empietement dépend de la géométrie des encoches.

Étant donné que la densité linéique du courant $J_{Leff} = \frac{bp_r dT_o}{b + d_e}$, elle a donc une influence sur l'empietement.

Étant donné que le diamètre de l'armature dépend du nombre d'encoches $D = \frac{(b + d_e)N_e}{\pi}$ et que ce nombre d'encoches a une influence sur l'empiètement, donc le diamètre à une influence sur l'empiètement de même que la distance entre 2 encoches consécutives qui dépend de ce diamètre.

2.4 Expression de la chute de tension

La tension à vide est : $U_0 = \frac{2q}{\pi} E_M \sin \frac{\pi}{q}$. La chute de tension sera alors :

$$\begin{aligned} dU &= U_0 - U = \frac{2q}{\pi} E_M \sin \frac{\pi}{q} - \frac{2q}{\pi} E_M \sin \frac{\pi}{q} \cos^2 \frac{\mu}{2} \\ &= \frac{2q}{\pi} E_M \sin \frac{\pi}{q} (1 - \cos^2 \frac{\mu}{2}) = \frac{2q}{\pi} E_M \sin \frac{\pi}{q} \sin^2 \frac{\mu}{2} \\ dU &= \left(2q \sin \frac{\pi}{q} \frac{fN_c D L}{P} \right) A \left(\sin^2 \frac{\mu}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\text{Autrement : } dU = \frac{q N_r C (1 + \sigma) N_r^2}{\pi q P} I_c = \frac{f C (1 + \sigma)}{\pi} \left(\frac{q N_c}{P} \right)^2 I_c \quad (2.34)$$

$$\text{Avec } C = \left(\frac{D}{2} - e \right) \frac{L \mu_0}{e k_c} [13] \quad (2.35)$$

Où k_c est le coefficient de carter, L est la longueur du rotor de l'excitatrice, e est l'épaisseur de son entrefer.

D'après l'équation (2.34), on remarque que notre chute de tension dépend essentiellement du nombre de conducteurs total ou par phase, du courant redressé, de la fréquence, du nombre de phases, mais aussi de la longueur du rotor et du diamètre de l'alésage dont dépend le coefficient de construction C . Selon l'équation (2.35), la chute de tension dépend aussi du nombre d'encoches ou encore du facteur de distribution, du

facteur de raccourcissement, du nombre de paires de pôles et de la vitesse de rotation, du circuit d'excitation de l'excitatrice, du nombre de conducteurs par phase.

Comme signalé, le nombre de conducteurs par phase dépend à son tour de la densité linéique du courant qui dépend à son tour de la densité du courant dans les conducteurs, de la largeur d'une encoche, de la distance entre 2 encoches consécutives, de la profondeur d'une encoche et du taux de remplissage des encoches en tenant compte de l'épaisseur des isolants et du foisonnement des conducteurs.

2.5 Influence des facteurs raccourcissement et de distribution sur le taux d'harmonique

On va analyser les formes d'ondes de la force magnétomotrice engendrées par différents nombres d'encoches et l'influence du facteur de raccourcissement des conducteurs sur celles-ci.

Cela, nous permettra d'analyser l'influence des paramètres de construction en tenant compte des harmoniques.

Le taux d'harmonique est le suivant :

$$th = \frac{E_h}{E_1} = \frac{\frac{\pi}{\sqrt{2}} hf N_c \phi_h K_{wh}}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_1 K_{w1}} = \frac{h \phi_h K_{wh}}{\phi_1 K_{w1}} \quad (2.36)$$

$$\text{Or } \phi_h = A_h \bar{B}_h = 2 \frac{\pi D L}{h p} \frac{B_h(\max)}{\pi} = 2 \frac{D L}{p} \frac{B_h(\max)}{h} [14]$$

\bar{B}_h : Induction moyenne pour l'harmonique h

$B_h(\max)$: Induction maximale pour l'harmonique h

En utilisant les équations (2.15) et (2.16), la nouvelle expression de th devient :

$$\begin{aligned}
 th(h) &= \frac{h2 \frac{DL}{p} \frac{B_h(\max)}{h} K_{wh}}{2 \frac{DL}{p} B_1(\max) K_{w1}} = \frac{B_h(\max) K_{wh}}{B_1(\max) K_{w1}} = \frac{B_h(\max) \frac{\sin(nh\alpha/2)}{n \sin(h\alpha/2)} \cos(h\gamma/2)}{B_1(\max) \frac{\sin(n\alpha/2)}{n \sin(\alpha/2)} \cos(\gamma/2)} \\
 &= \frac{B_h(\max) \frac{\sin(nh\alpha/2)}{\sin(h\alpha/2)} \cos(h\gamma/2)}{B_1(\max) \frac{\sin(n\alpha/2)}{\sin(\alpha/2)} \cos(\gamma/2)}
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Le taux d'harmonique th dépend de la forme d'onde de l'induction et du nombre d'encoches.

Pour une onde carrée telle que vu précédemment, les harmoniques de rang pair disparaissent, il reste :

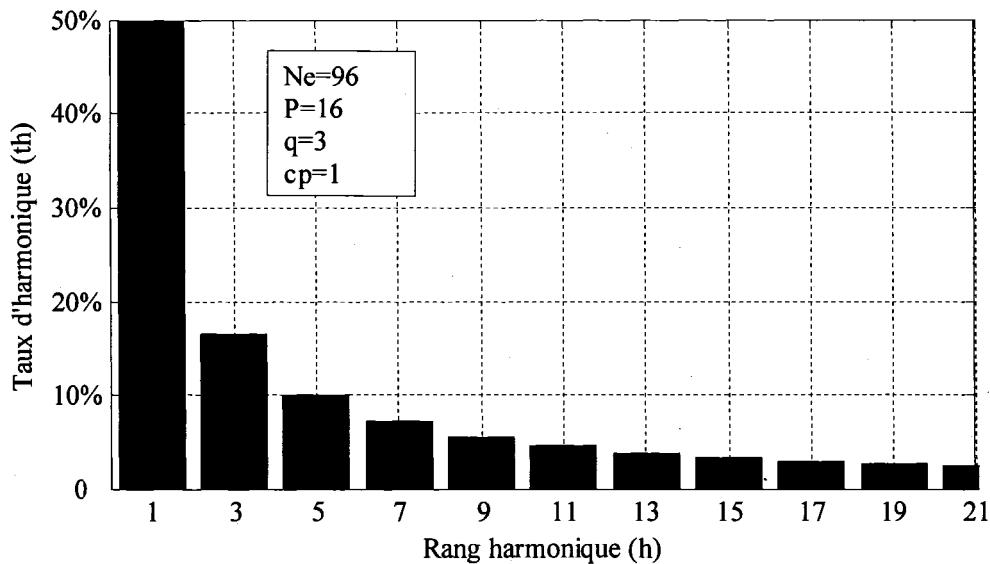
$$\begin{aligned}
 B_1(\max) &= \frac{4}{\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \right) \\
 B_{2h+1}(\max) &= \frac{4}{(2h+1)\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \right) \\
 \text{D'où } \frac{B_{2h+1}(\max)}{B_1(\max)} &= \frac{\frac{4}{(2h+1)\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \right)}{\frac{4}{\pi} \left(\frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \right)} = \frac{1}{2h+1}
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

Ce qui donne :

$$th(2h+1) = \frac{\sin((2h+1)\alpha/2) \cos((2h+1)\gamma/2)}{(2h+1) \frac{\sin(n\alpha/2)}{\sin(\alpha/2)} \cos(\gamma/2)}$$

$$= \frac{\sin(n(2h+1)\alpha/2) \cos((2h+1)\gamma/2) \sin(\alpha/2)}{(2h+1) \sin(h\alpha/2) \sin(n\alpha/2) \cos(\gamma/2)} \quad (2.39)$$

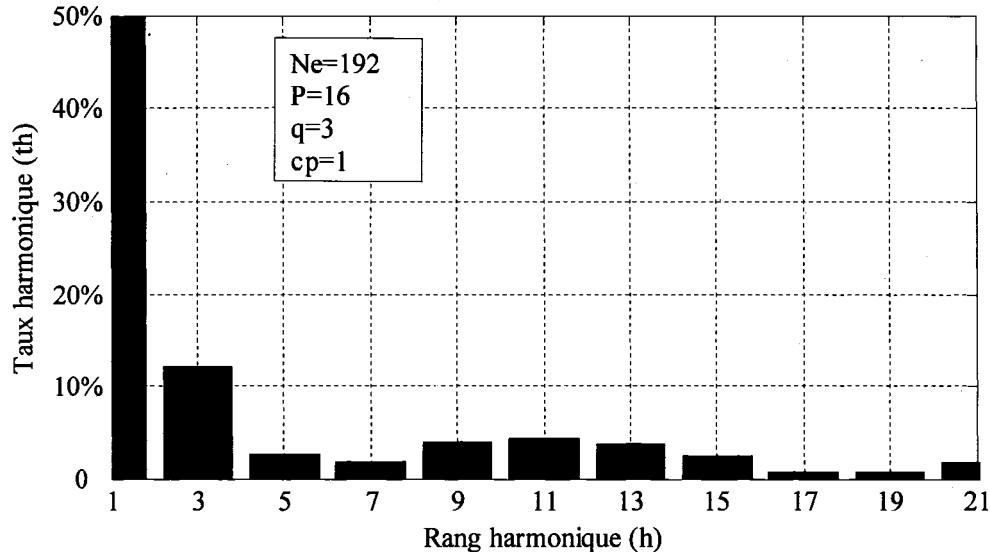
Les influences du nombre d'encoches sur le taux d'harmonique sont illustrées par les graphiques 7, 8, 9, 10.



Graphique 7 Influence du nombre d'encoches sur le taux d'harmonique cas $N_e = 96$

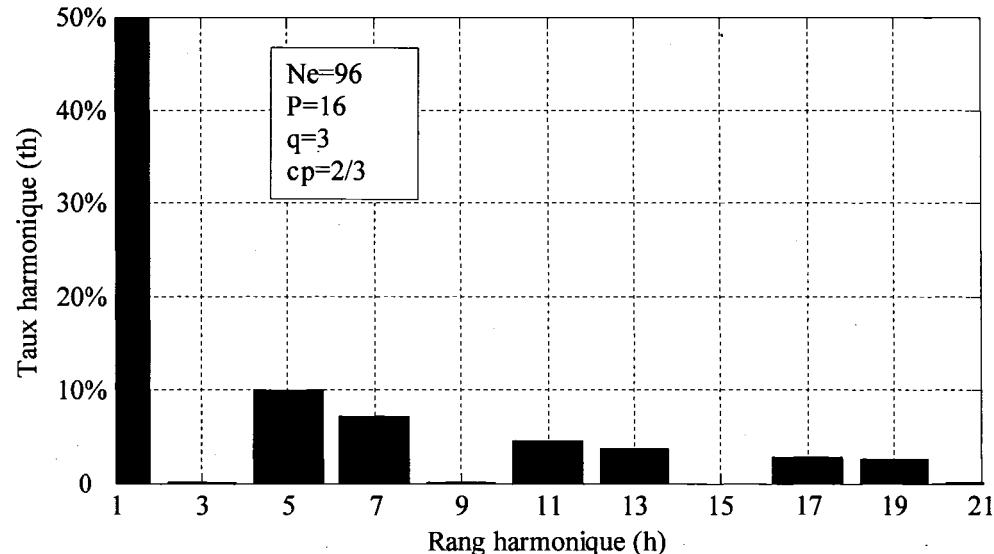
On remarque que les harmoniques paires sont toujours inexistantes. Plus le nombre d'encoches est important, plus on assiste à une diminution de l'amplitude des harmoniques de rang supérieurs de la force magnétomotrice et de l'induction. Celles-ci se ramènent à un terme fondamental d'amplitude plus faible [14].

Mais cette diminution des harmoniques ne prouve pas pour autant celle de l'empiétement. Une étude de l'influence du nombre d'encoches sur l'empiétement nous renseignera dans les prochaines sections sur ce sujet.



Graphique 8 Influence du nombre d'encoches sur le taux d'harmonique cas $N_e = 192$

Pour éliminer, une harmonique de rang h et ses multiples, on doit imposer K_{ph} à 0, donc $\cos(h\gamma/2) = 0$, ce qui donne $h\gamma/2 = \frac{\pi}{2}$, ou encore $\gamma = \frac{\pi}{h}$. Donc $cp = 2/3$. Quelle en sera la conséquence sur l'empietement ? Cela permettra t-il sa diminution ? C'est ce qu'on essayera de voir au chapitre suivant.



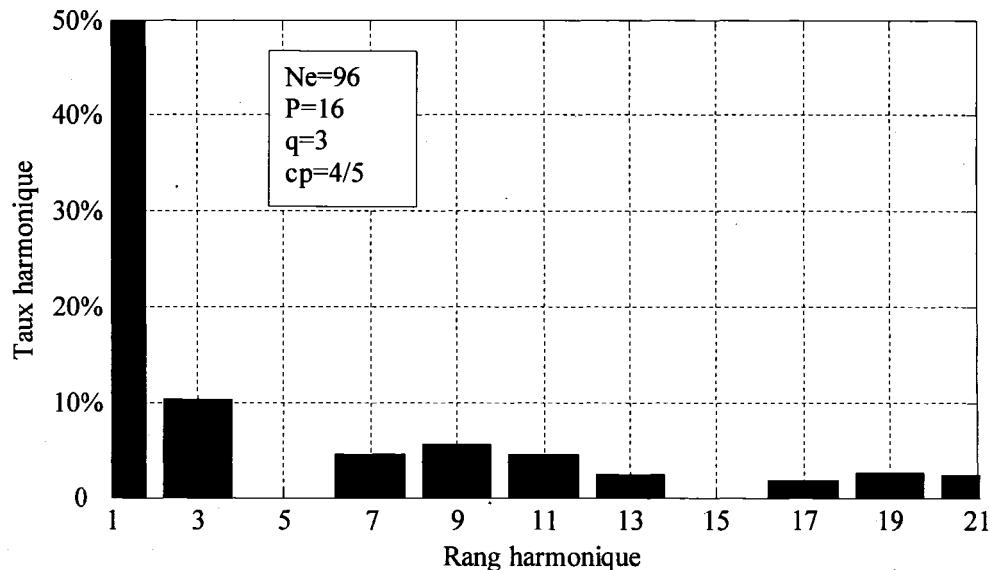
Graphique 9 Influence du facteur de raccourcissement sur le taux d'harmonique

Pour cp , p et q fixés, à partir d'un certain nombre élevé d'encoches, le taux d'harmonique devient faible et constant quel que soit son rang.

Le taux d'harmoniques peut être maîtrisé, dans une certaine mesure, en utilisant plus ou moins d'encoches par pôles.

On peut surtout influencer notablement le taux d'harmoniques en faisant varier la largeur des paliers inférieur et supérieur de l'onde, ce que l'on obtient aisément en jouant sur l'étalement spatial du bobinage (nombre d'encoches bobinées par pôle).

La répartition en escalier de l'induction ou fmm dans l'entrefer ne dépend que de la répartition des conducteurs dans les encoches et du nombre d'encoches. Elle ne dépend en rien de la manière dont sont réalisées les connexions frontales.



Graphique 10. Influence du facteur de raccourcissement sur le taux d'harmonique

Quel que soit le type de bobinage, imbriqué diamétral à pôles conséquent ou non, bobinage concentrique à pôles conséquent ou non..., la création du flux est strictement équivalente.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on est parvenu à une relation qui détermine l'empietement en fonction de plusieurs paramètres de construction.

On a établit l'influence de certains paramètres sur les harmoniques. Dans le prochain chapitre, on va étudier plus en détail le degré d'influence des paramètres de construction et faire des recommandations.

CHAPITRE 3

ÉTUDE DE L'INFLUENCE DES PARAMÈTRES DE CONSTRUCTION

Dans cette partie, on va analyser graphiquement le degré d'influence de la plupart des paramètres de construction ou plus précisément les plus importants dont dépend l'empietement.

L'influence des paramètres sera illustrée séparément dans différents graphiques à cause des différentes unités et échelles de variations de ces paramètres. Cela nous permettra de mieux voir leurs variations.

N'ayant pas de valeurs expérimentales précises et ne disposant pas de cahier des charges, on utilisera les valeurs numériques de [13] à l'exception du nombre d'encoches rotoriques et le nombre de pôles, le nombre de conducteurs par encoches, le diamètre et la longueur de l'armature de la brushless. Par ailleurs n'ayant pas de valeurs numériques précises pour la densité du courant des conducteurs et le taux de remplissage des encoches adopté par [13], on en proposera .

Valeurs numériques							
d	5 A/mm ²		σ	1/12		n	1
T_0	90%		μ_0	$\frac{4\pi}{10^7}$ Tm/A		n_{pp}	1
η	1/2		v	1.2		n_c	2
U_0	280 V		N	201		e	6.05 mm
N_r	1.5 tr/s		k_c	1.08			

$$N_e = pq = 2Pq; \quad N_T = n_c N_e; \quad P_r = 2b = 2d_e; \quad S_{cp} = \frac{I_{eff}}{d}; \quad S_e = \frac{n_c S_{cp}}{T_0} = bP_r = \frac{P_r^2}{2},$$

Cela donne $P_r = \sqrt{\frac{2n_c I_{eff}}{dT_0}}$ d'où $J_{Leff} = \frac{bP_r dT_o}{b+d_e} = \frac{P_r dT_o}{2}$; $D = \frac{(b+d_e)N_e}{\pi} = \frac{P_r N_e}{\pi}$ soit :

$$D = \frac{N_e}{\pi} \sqrt{\frac{2n_c I_{eff}}{dT_0}}. \quad (3.1)$$

$$\gamma = \pi(1 - cp). \quad (3.2)$$

Notre objectif sera d'assurer une tension redressée à vide souhaitée. Dans notre cas cette tension redressée à vide est $U_0 = 280V$. Connaissant q , cette tension redressée nous donne automatiquement la tension rms totale induite dans les enroulements par la relation (1.14).

On va voir graphiquement le degré de variation de l'empiètement par la relation (2.25) ainsi que celui de la chute de tension par la relation (2.33). Le diamètre de l'armature par la relation (3.1). La longueur d'armature par la relation (2.23).

À noter qu'à partir des valeurs numériques de [13] et le maximal des harmoniques N , les inductions $B_{2k+1}(\max)$ sont obtenues par programmation par la relation (2.10). Connaissant P, q, n on peut déterminer le nombre d'encoches par la relation (2.11). Le nombre de conducteurs total est obtenu par la formule $N_T = n_c N_e$. Le nombre de conducteurs par phase est obtenu par la relation (2.5). La fréquence par la relation (2.6). Connaissant P, q, cp et $B_{2k+1}(\max)$ on peut déterminer à partir des relations (2.14), (2.15), (2.16) et (3.2) la grandeur :

$$A = \left[\sum_{k=1}^{\frac{N-1}{2}} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Connaissant D , N_c et f on peut déduire la longueur de l'armature par la relation (2.23). Par la suite on peut déterminer le coefficient de construction C par la relation (2.35) puis la réactance synchrone X par la relation (2.27). Ce qui nous permettra, avec la connaissance de I_C , de déterminer l'empiétement μ par la relation (2.25). À partir de l'empiétement on peut déduire la chute de tension par la relation (2.33).

3.1 Influence du facteur de répartition des conducteurs rotoriques

Le facteur cp de répartition des conducteurs rotoriques permet de déterminer le facteur de raccourcissement de l'harmonique h qui est donnée par la relation (2.16). Les facteurs de raccourcissement de tous les harmoniques permettent de déterminer la

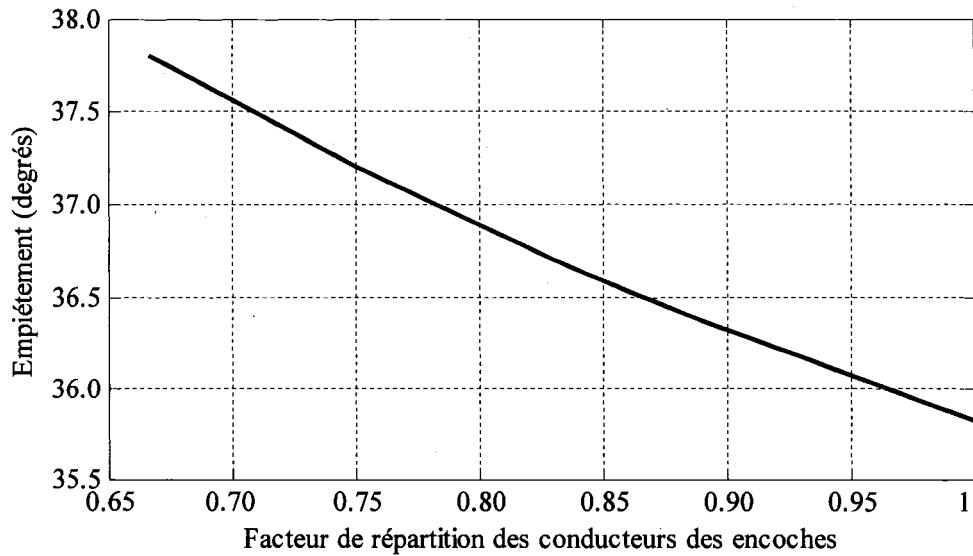
$$\text{grandeur } A = \left[\sum_{k=1}^{\frac{N-1}{2}} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Pour étudier graphiquement le degré d'influence de cp sur l'empiétement μ on donnera à cp les valeurs suivantes : $\frac{2}{3}, \frac{3}{4}, \frac{4}{5}, \frac{5}{6}, \frac{6}{7}, \frac{7}{8}, \frac{8}{9}, 1$

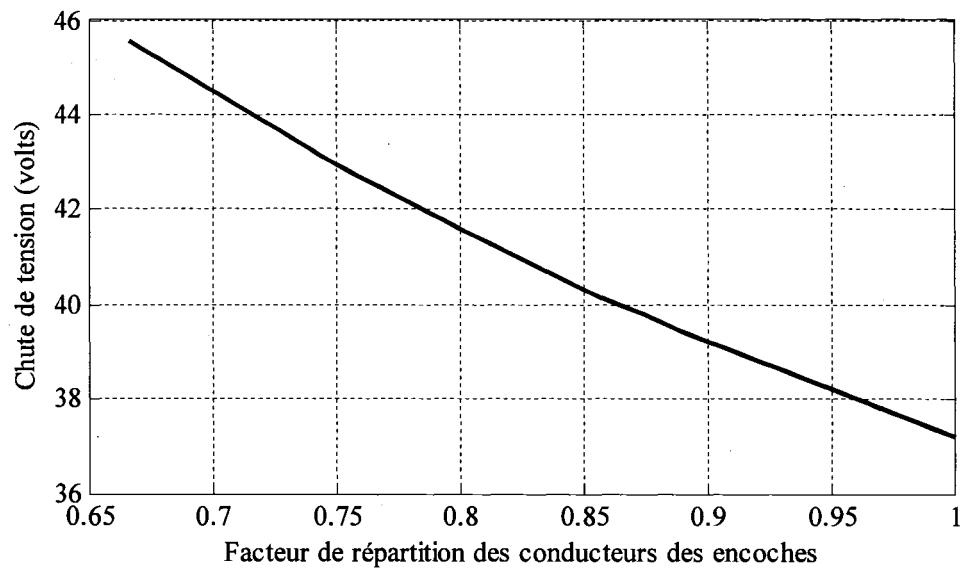
Dans ce cas aussi on prendra $q = 3$; $P = 16$; $I_C = 650 \text{ A}$; $I_e = 30 \text{ A}$; $N_{ind} = 204$

$$N_e = pq = 2Pq; N_T = n_c N_e; N_T = qN_c;$$

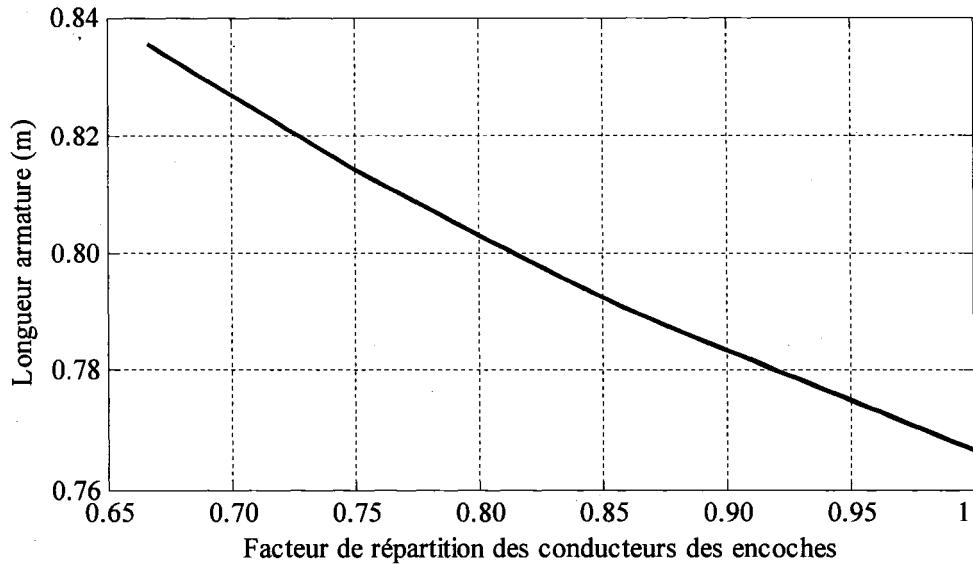
L'influence de cp sur l'empiétement μ est illustrée par le graphique 11. L'influence de cp sur la chute de tension est illustrée par le graphique 12. Les longueurs nécessaires de l'armature, correspondant à chaque cp pour avoir $U_0 = 280 \text{ V}$, sont illustrées sur le graphique 13. Le diamètre de l'armature reste constant car N_e est fixe.



Graphique 11 Influence du facteur de répartition des conducteurs rotoriques sur l'empietement.



Graphique 12 Influence du facteur de répartition des conducteurs rotoriques sur la chute de tension



Graphique 13 Influence du facteur de répartition des conducteurs rotoriques sur la longueur d'armature

Plus le facteur de répartition des conducteurs des encoches cp tend vers 1, donc $\gamma = \pi(1 - cp)$ tend vers 0 et le facteur de raccourcissement $K_{ph} = \cos(\gamma/2)$ tend vers 1, plus l'empiétement, la chute de tension diminuent. De plus, plus cp tend vers 1, plus la longueur nécessaire pour avoir la tension redressée à vide désirée est petite.

Il est donc souhaitable pour les excitatrices brushless d'avoir un $cp = 1$. C'est ce qu'on fera par la suite.

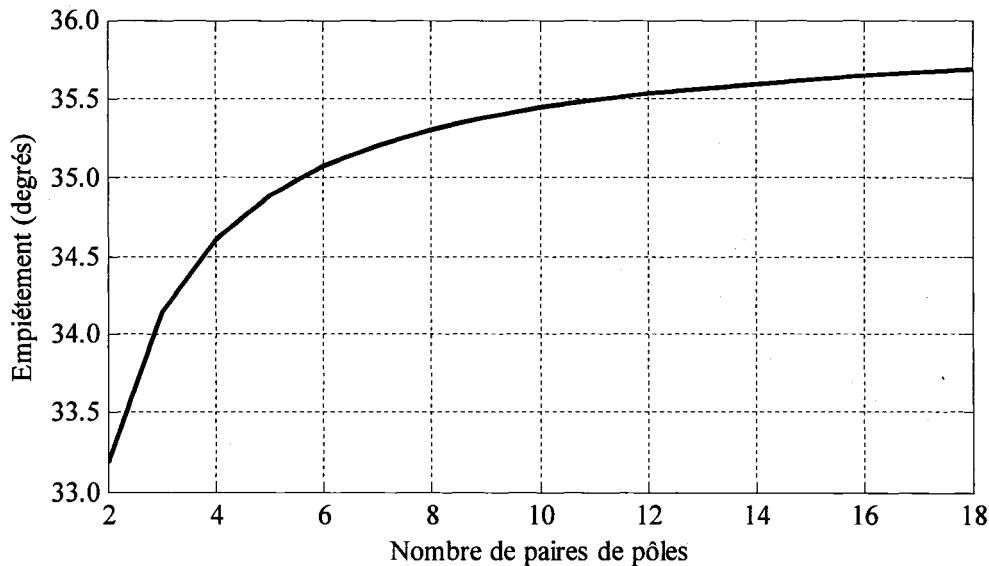
3.2 Influence du nombre de pôles

Pour rester dans des dimensions de machines acceptables suivant nos spécifications ci-dessus, on va faire varier le nombre de paires de pôles de 2 à 18. Dans ce cas le nombre d'encoches va varier, le diamètre aussi. Car notre hypothèse stipule $Ne = npq = 2nPq = 2Pq$ car $n = 1$.

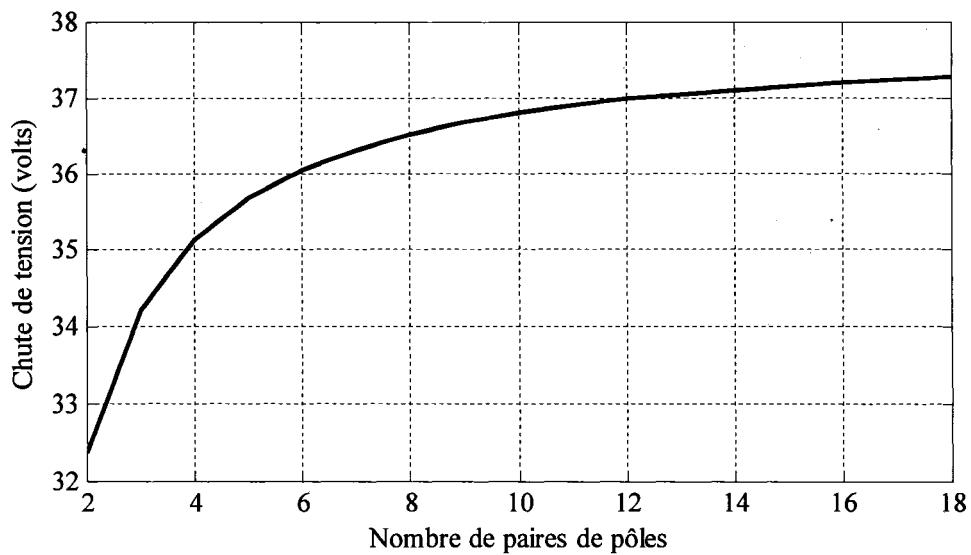
Dans ce cas aussi on prendra $q = 3$; $I_C = 650 \text{ A}$; $I_e = 30 \text{ A}$; $N_{ind} = 204$;

$$N_e = pq = 2Pq; N_T = n_c N_e; N_T = qN_c; cp = 1;$$

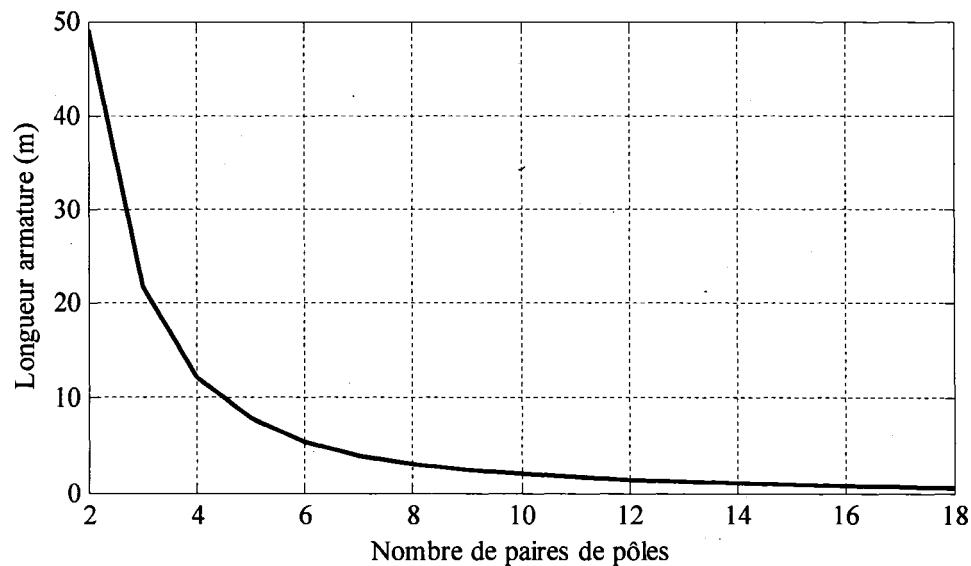
L'influence du nombre de pôles sur l'empietement μ est donc déterminée par le graphique 14. L'influence du nombre de pôles sur la chute de tension est déterminée par le graphique 15. Les longueurs de l'armature, correspondant à chaque nombre de pôles pour avoir $U_0 = 280 \text{ V}$, sont illustrées sur le graphique 16.



Graphique 14 Influence du nombre de paires de pôles sur l'empietement



Graphique 15 Influence du nombre de paires de pôles sur la chute de tension



Graphique 16 Influence du nombre de paires de pôles sur la longueur de l'armature

On remarque, que pour une tension redressée à vide souhaitée et un coefficient de bobinage égale à 1, plus le nombre pôles augmente, à vitesse de rotation constante, plus la fréquence augmente, plus l'empietement, le diamètre, la chute de tension augmentent, plus la longueur de l'armature peut diminuer pour conserver la même force électromotrice donc le même $U_0 = 280$ V. Cependant l'empietement augmente de manière sensiblement faible. On remarque qu'il n'est pas judicieux de prendre un nombre de pôles faible, ce qui imposerait des longueurs importantes afin d'avoir la force électromotrice souhaitée.

Cependant si une importante longueur peut permettre d'économiser considérablement en perte d'énergie durant la durée de vie de l'excitatrice, qui peut être de plusieurs dizaines d'années, on ne doit pas écarter cette possibilité.

3.3 Influence de la réactance synchrone de l'excitatrice

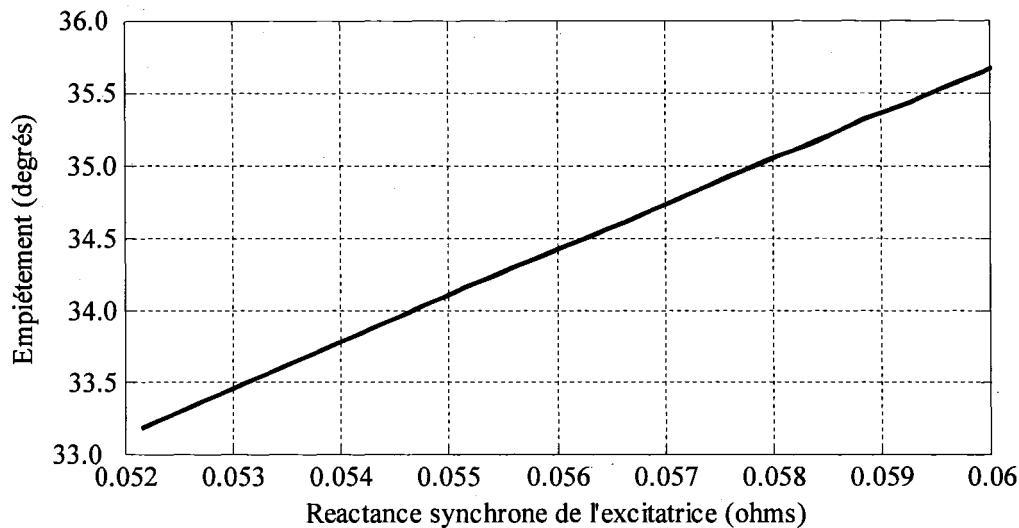
Pour l'étude de l'influence de réactance synchrone de l'excitatrice, on fera varier l'un des paramètres dont elle dépend. On prendra aussi $q = 3$; $I_c = 650$ A; $I_e = 30$ A; $N_{ind} = 204$; $N_e = pq = 2Pq$; $N_T = n_c N_e$; $N_T = qN_c$; $cp = 1$.

L'influence de la réactance synchrone de l'excitatrice sur l'empietement μ est représentée par le graphique 17. Son influence sur la chute de tension est déterminée par le graphique 18. L'influence de la réactance synchrone sur le diamètre de l'armature est illustrée par le graphique 20.

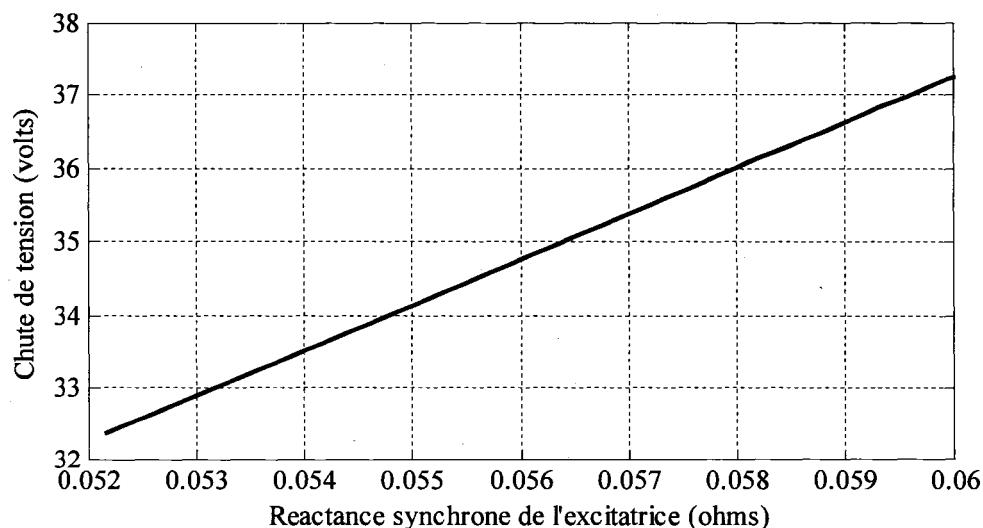
En faisant varier le nombre de paires de pôles de 2 à 18, la réactance synchrone X donnée par la relation (2.27) [13] varie. En vertu de (3.1), lorsque le nombre de pôles change, le diamètre change aussi. Les longueurs de l'armature, correspondantes à

chaque la réactance synchrone pour avoir $U_0 = 280\text{ V}$, sont illustrées sur le graphique 19.

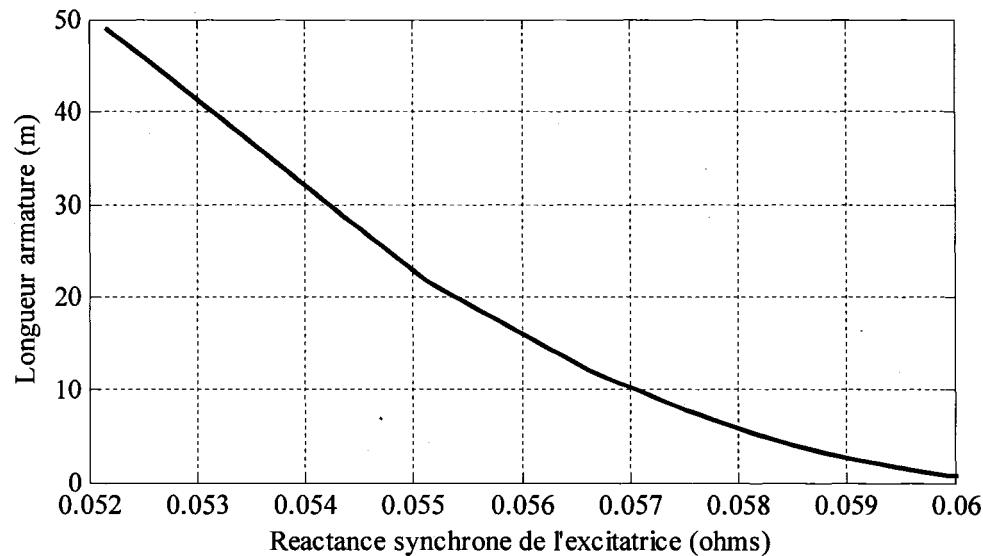
Notre objectif dans cette partie est de déterminer l'empietement, la chute de tension, la longueur, le diamètre correspondant à chaque réactance synchrone.



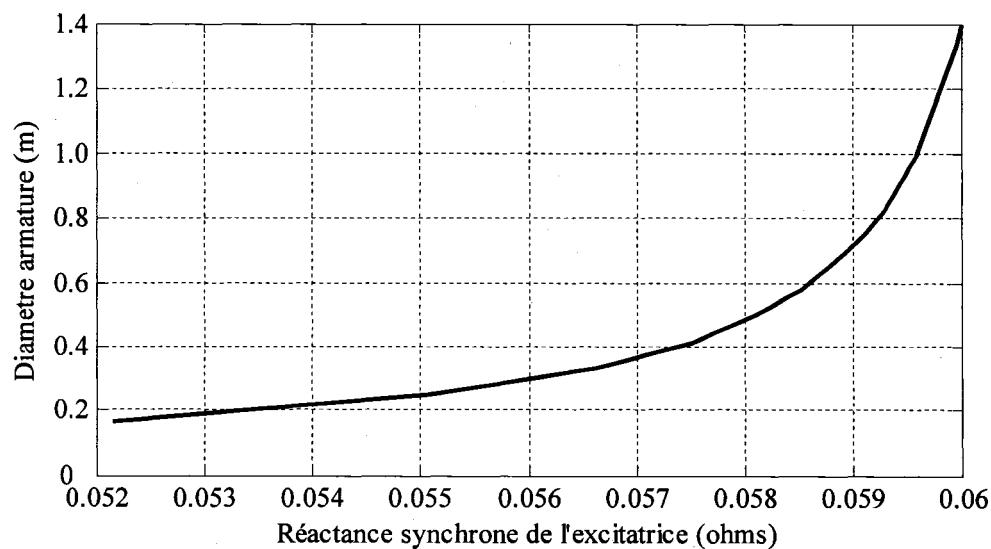
Graphique 17 Influence de la réactance synchrone sur l'empietement



Graphique 18 Influence de la réactance synchrone sur la chute de tension



Graphique 19 Influence de la réactance synchrone sur la longueur d'armature



Graphique 20 Influence de la réactance synchrone sur le diamètre d'armature

Plus la réactance synchrone est importante, plus l'angle d'empietement et la chute de tension sont importants. Son dimensionnement doit être judicieux pour permettre un meilleur rendement de l'excitatrice.

À noter que si l'on fait varier cette réactance par le nombre de pôles le diamètre variera aussi. L'induction et le coefficient de bobinage restent constants.

3.4 Influence du nombre d'encoches rotoriques

Étant donné que le nombre d'encoches par pôle par phase est $n = 1$, ce qui donne $N_e = pq = 2Pq$, l'influence du nombre d'encoches rotoriques est la même que celle du nombre de pôles pour q fixe.

Comme pour le nombre de pôles, plus le nombre d'encoches rotoriques augmente, plus l'empiétement, le diamètre et la chute de tension augmentent. Pour conserver la même force électromotrice requise pour la tension redressée à vide, la longueur de l'armature diminue. L'induction et le coefficient de bobinage restent constants.

3.5 Influence du nombre de conducteurs

Étant donné que $n = 1$, ce qui implique $N_e = pq = 2Pq$ et que $N_T = n_c N_e$, si

$$n_c = 2; N_c = \frac{N_T}{q}$$

$$\text{Cela donne } N_c = \frac{n_c N_e}{q} = \frac{2n_c Pq}{q} = 2n_c P = 4P. \quad (3.3)$$

Ce qui montre qu'une variation du nombre de conducteurs donne les mêmes allures que les variations du nombre de pôles.

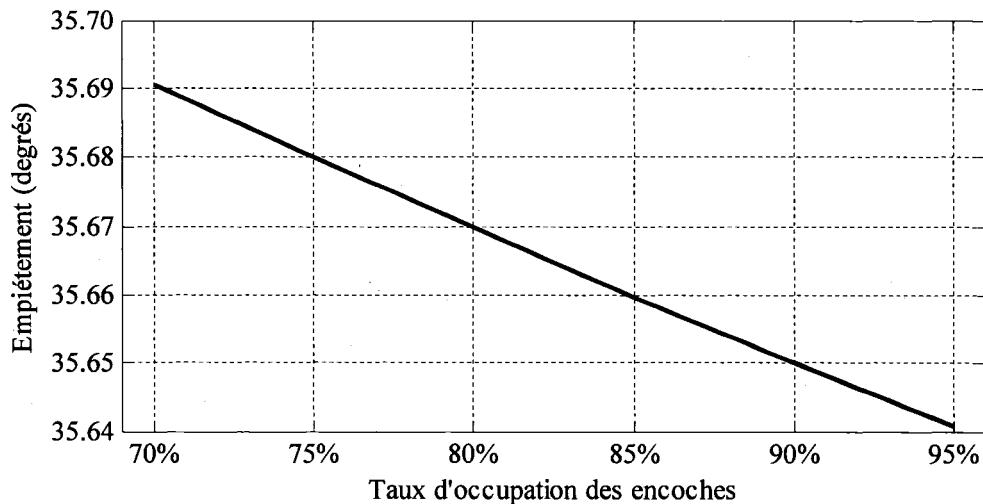
3.6 Influence du taux de remplissage des encoches

Jusqu'à présent on a considéré que le taux d'occupation des encoches est $T_0 = 90\%$, mais ce taux peut changer. On a vu que l'empiétement dépend de ce taux. Pour voir

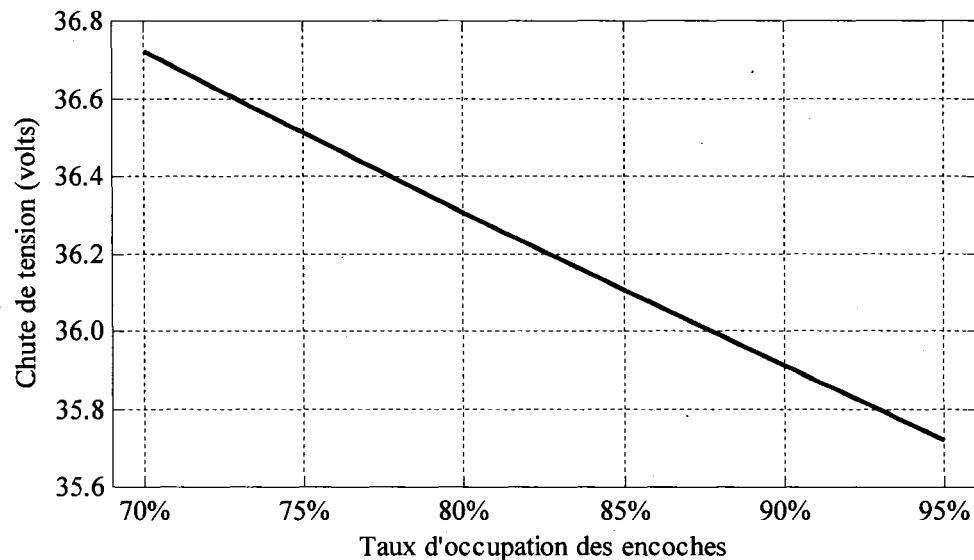
l'influence de celui-ci sur l'empietement, on va considerer plusieurs taux variant de 70% à 95%.

On prendra $q = 3$; $I_c = 650 \text{ A}$; $I_e = 30 \text{ A}$; $N_{ind} = 204$; $cp = 1$; $P = 16$.

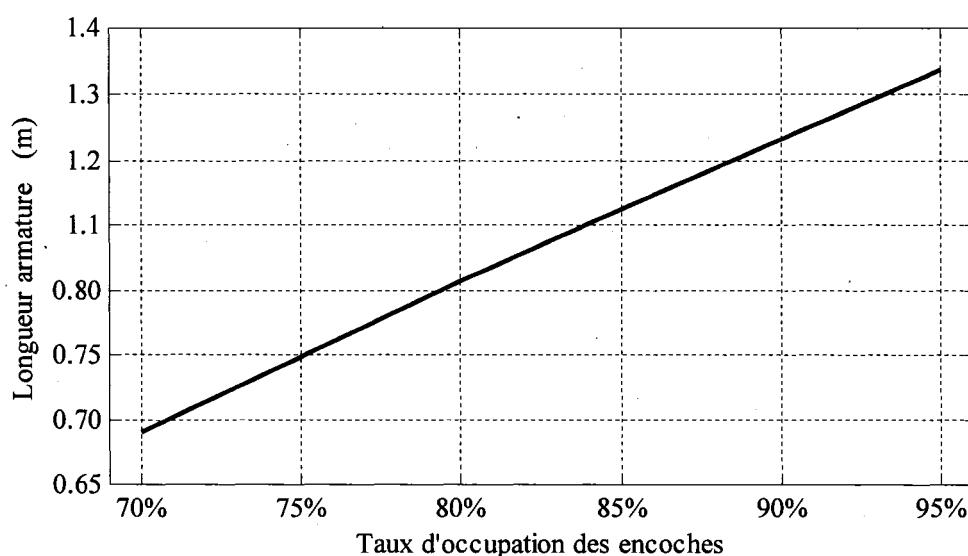
L'influence du taux de remplissage des encoches rotoriques sur l'empietement μ est illustrée par le graphique 21. Son influence sur la chute de tension est déterminée par le graphique 22. Les longueurs de l'armature, correspondant à chaque taux de remplissage des encoches rotoriques pour avoir $U_0 = 280 \text{ V}$, sont illustrées au graphique 23. L'influence du taux de remplissage des encoches rotoriques sur le diamètre de l'armature est illustrée par le graphique 24.



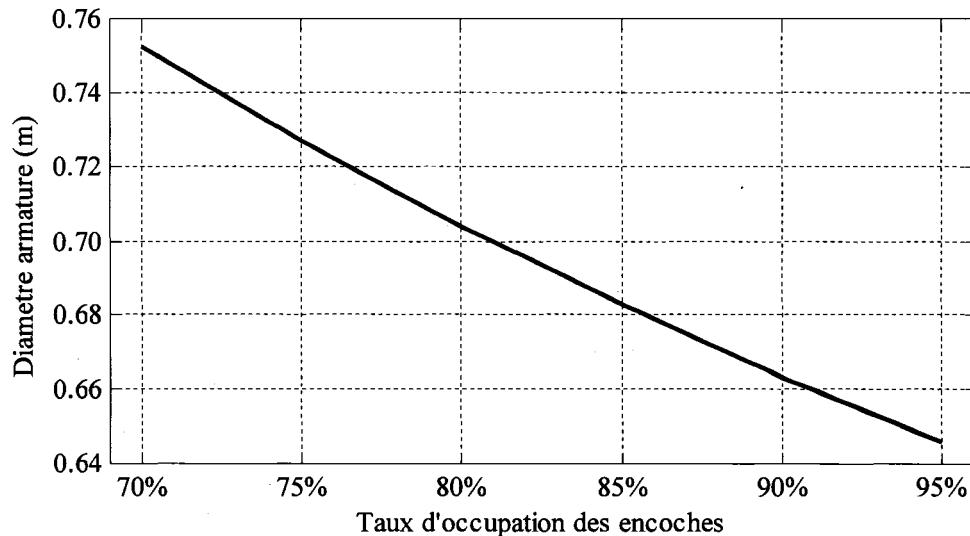
Graphique 21 Influence du taux d'occupation des encoches sur l'empietement



Graphique 22 Influence du taux d'occupation des encoches sur la chue de tension



Graphique 23 Influence du taux d'occupation des encoches sur la longueur d'armature



Graphique 24 Influence du taux d'occupation des encoches sur le diamètre de l'armature

On remarque que, plus le taux de remplissage devient important plus l'empietement diminue. Mais sa diminution est sensiblement faible. On remarque aussi que, plus ce taux augmente plus le diamètre diminue ce qui est logique car on aura plus d'ampères-tours par centimètre nécessaires pour la force électromotrice désirée. L'induction et le coefficient de bobinage restent constants.

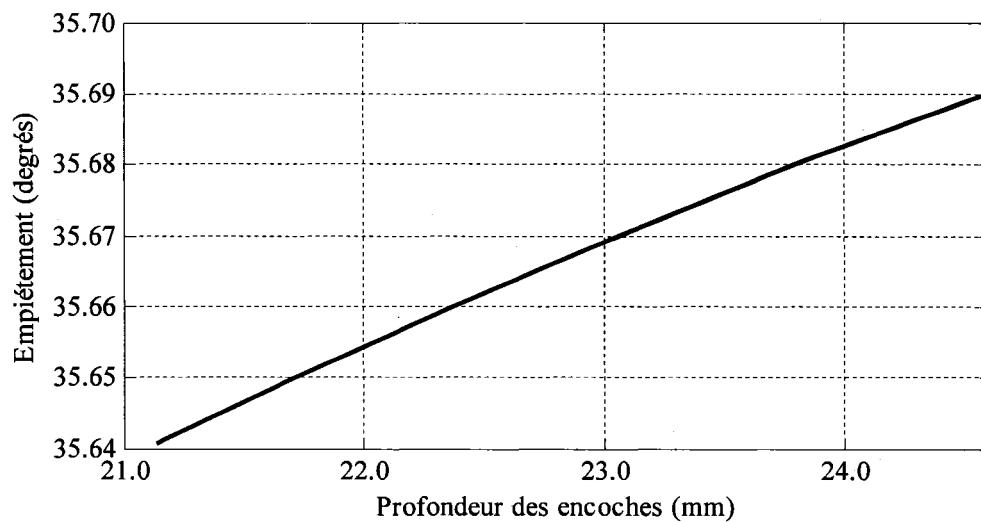
3.7 Influence de la profondeur des encoches

La profondeur d'encoche dépend du taux de remplissage comme le montre la

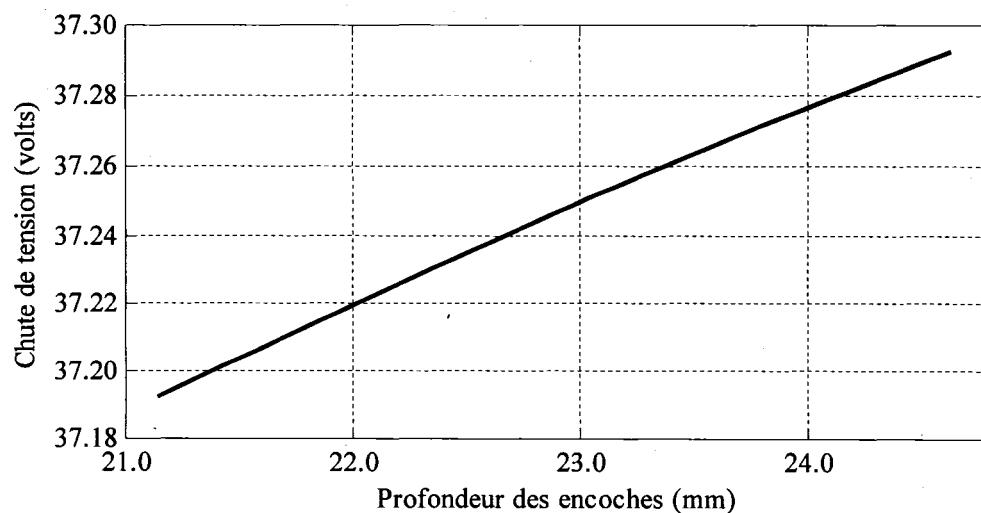
$$\text{relation } P_r = \sqrt{\frac{2n_c I_{eff}}{dT_0}}. \text{ Plus donc } T_0 \text{ augmente plus la profondeur des encoches sera}$$

plus faible pour un nombre de paires pôles constant et un nombre de conducteurs par encoche $n_c = 2$. Pour les valeurs prises précédemment, l'influence de la profondeur des encoches rotoriques sur l'empietement μ est illustrée par le graphique 25. Les valeurs de n_c , d et T_0 sont gardées constantes de telle sorte que I_{eff} , donc I_C , varient en même temps que P_r . Conséquemment l'empietement varie aussi (2.25). L'influence de

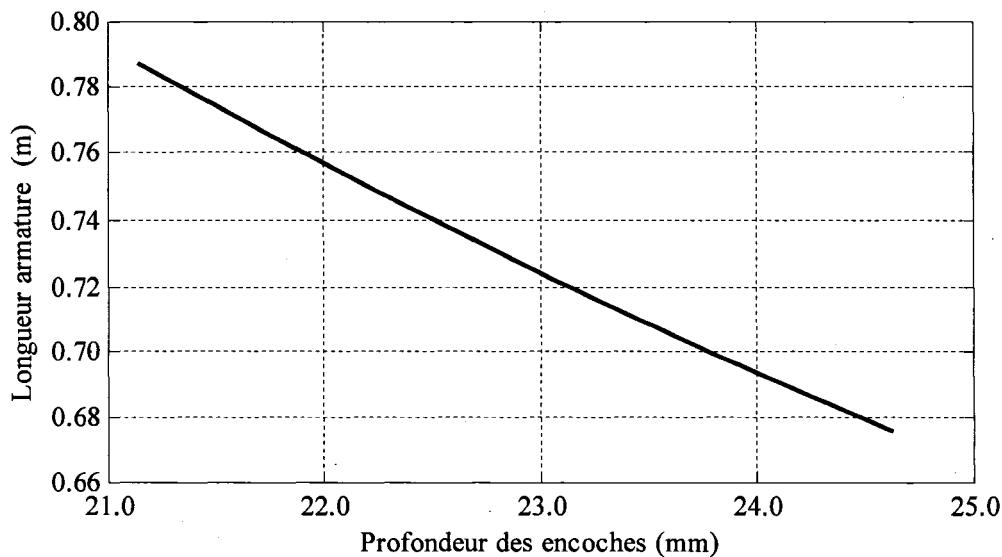
P_r sur la chute de tension est déterminée par le graphique 26. Les longueurs de l'armature, correspondantes à chaque profondeur des encoches rotoriques pour avoir $U_0 = 280$ V, représentent le graphique 27. L'influence de la profondeur des encoches rotoriques sur le diamètre de l'armature est illustrée par le graphique 28.



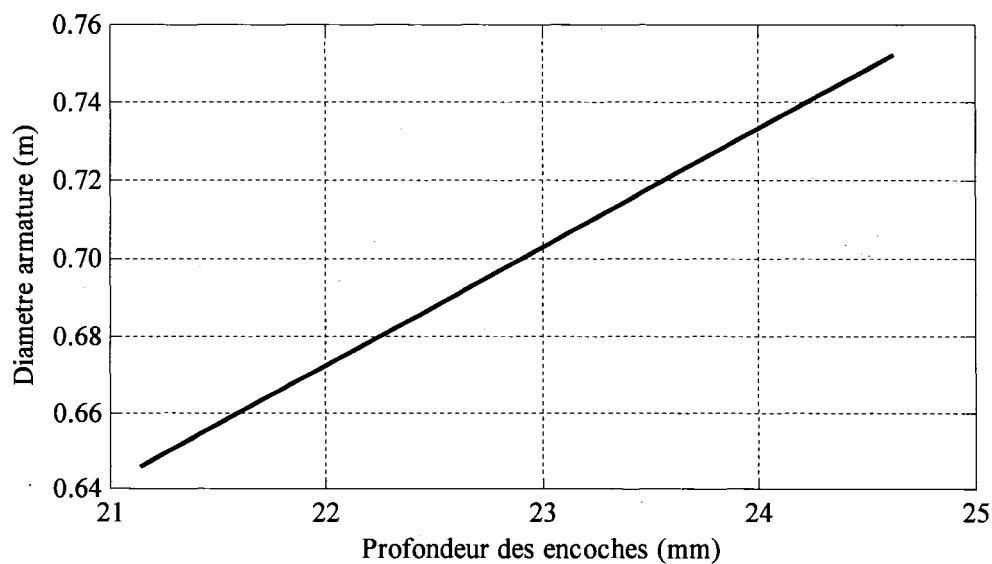
Graphique 25 Influence de la profondeur des encoches sur l'empiétement



Graphique 26 Influence de la profondeur des encoches sur la chute de tension



Graphique 27 Influence de la profondeur des encoches sur la longueur d'armature



Graphique 28 Influence de la profondeur des encoches sur le diamètre armature

Plus la profondeur des encoches est importante plus l'empiètement et la chute de tension sont importantes. On remarque que l'induction et le coefficient de bobinage restent

constants tandis que le diamètre est important pour des profondeurs importantes. Mais la longueur pour avoir la même force électromotrice désirée est moins importante.

3.8 Influence de la distance entre 2 encoches consécutives

On a $D = \frac{N_e(b + d_e)}{\pi}$, étant donné qu'on a supposé que $b + d_e = 2b = 2d_e$, cela donne

$d_e = \frac{D\pi}{2N_e}$. Pour les valeurs prises précédemment supposons 2 cas.

1er cas Supposons N_e fixe

Dans ces conditions une variation de la distance entre les encoches consécutives revient à une variation du diamètre D .

Étant donné que le nombre d'encoches est fixé, donc le nombre de conducteurs est fixe.

$$N_T = n_c N_e ; n_c = 2;$$

En agissant donc sur la distance entre deux encoches consécutives ou encore sur la largeur des encoches, c'est comme si on agit sur le taux d'occupation des encoches.

Or on a dit plus ce taux d'occupation devient important plus l'empiètement le devient aussi.

2ème cas Supposons D fixe

Dans ces conditions une variation de la distance entre les encoches consécutives revient à une variation de N_e donc une variation du nombre de conducteurs.

3.9 Influence de l'entrefer

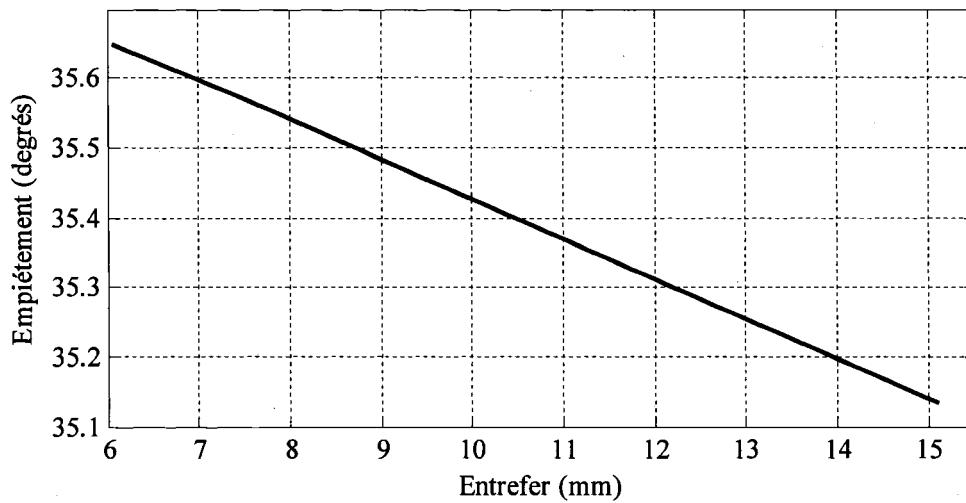
On prendra $q = 3$; $I_c = 650 \text{ A}$; $I_e = 30 \text{ A}$; $N_{ind} = 204$; $cp = 1$; $P = 16$; $T_0 = 90\%$.

Puis fera varier l'entrefer entre 6 et 15 mm.

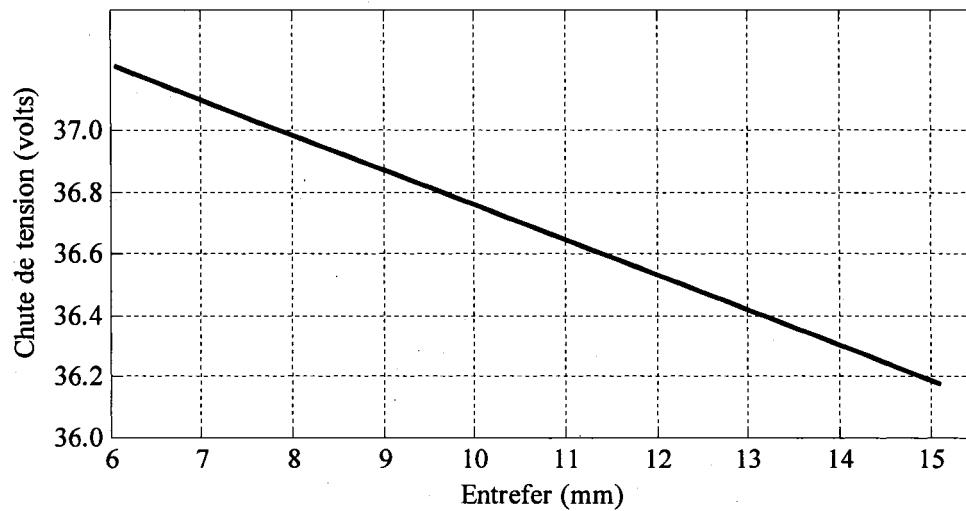
La relation (2.7) nous montre que pour $N_{ind}I_e$ fixe, plus l'entrefer e augmente plus l'induction B diminue.

Or notre tension redressée à vide est $U_0 = 280 \text{ V}$, comme déjà dit, connaissant q , cette tension redressée nous donne automatiquement la tension rms totale induite dans les enroulements par la relation (1.14). Pour une vitesse de rotation constante, un nombre de pôles fixe, un coefficient de bobinage égale à 1, un nombre d'encoches et un nombre de conducteurs N_C fixes, il faut nécessairement agir sur les dimensions géométriques de la machines (D, L) pour assurer la tension rms totale induite dans les enroulements donc la tension redressée à vide U_0 .

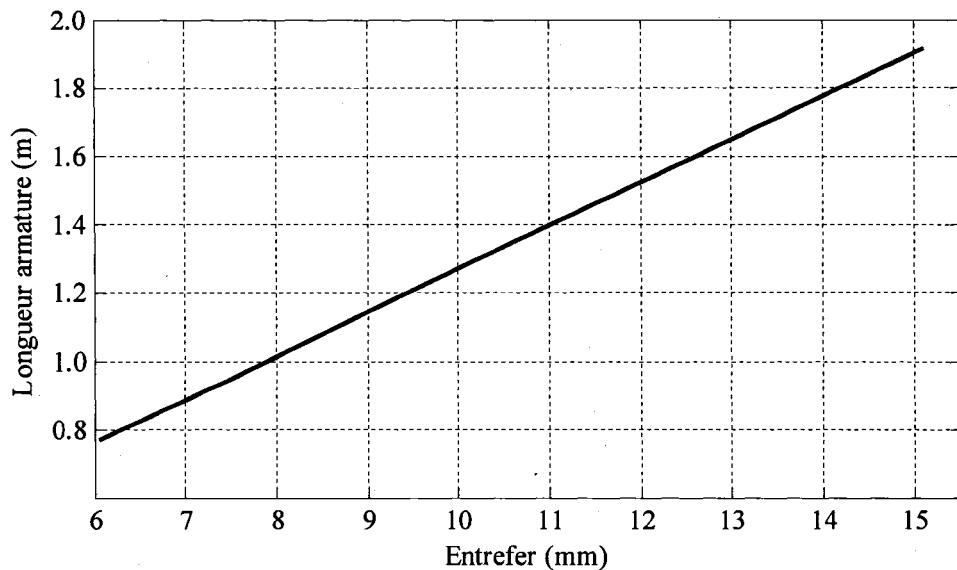
Ainsi donc l'influence de l'entrefer sur l'empiétement μ est illustrée par le graphique 29. Son influence sur la chute de tension est déterminée par le graphique 30. Les longueurs de l'armature, correspondantes à chaque l'entrefer pour avoir $U_0 = 280 \text{ V}$, sont illustrées au graphique 31. L'influence de l'entrefer sur l'induction maximale est illustrée par le graphique 32.



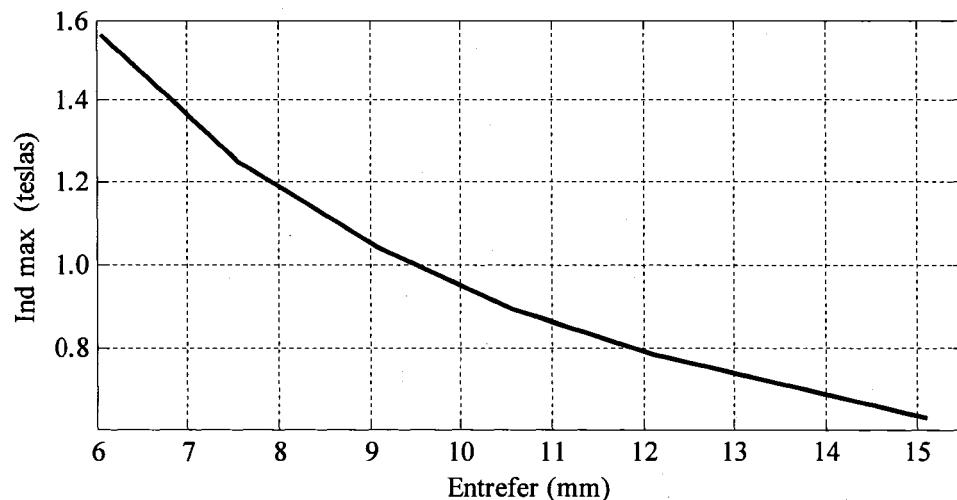
Graphique 29 Influence de l'entrefer sur l'empiètement



Graphique 30 Influence de l'entrefer sur la chute de tension



Graphique 31 Influence de l'entrefer sur la longueur de l'armature



Graphique 32 Influence de l'entrefer sur l'induction max

On remarque que la seule grandeur géométrique qui change est la longueur L de l'armature. D ne varie pas car le nombre d'encoches N_e , la largeur des encoches b (donc aussi la distance entre les encoches $d_e = b$) sont fixes.

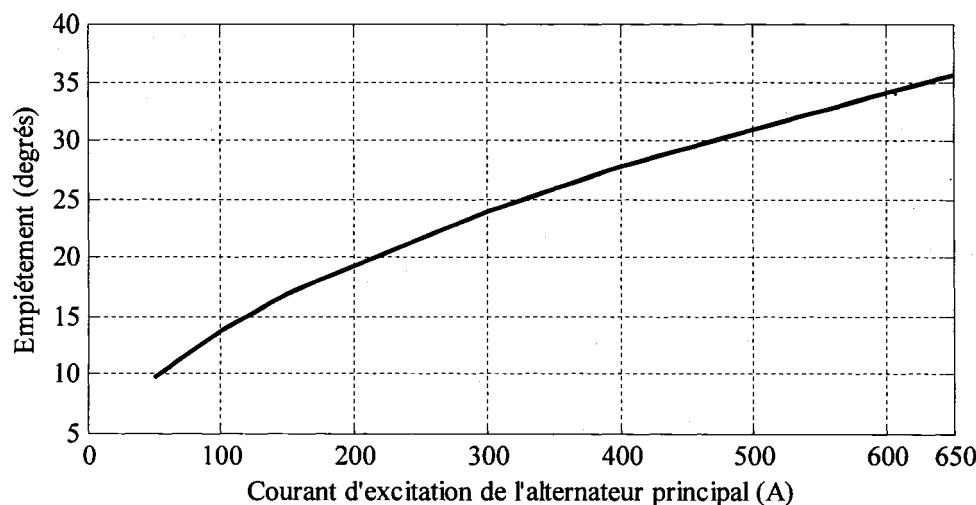
En conclusion, si on veut maintenir la valeur de la tension redressée à vide, une variation de l'entrefer nécessitera une variation de la longueur L . Plus L est important, plus l'empietement diminue, plus la chute de tension diminue, meilleur sera le rendement de l'excitatrice. Le coefficient de bobinage rotorique reste constant.

3.10 Influence du courant d'excitation de l'alternateur principal

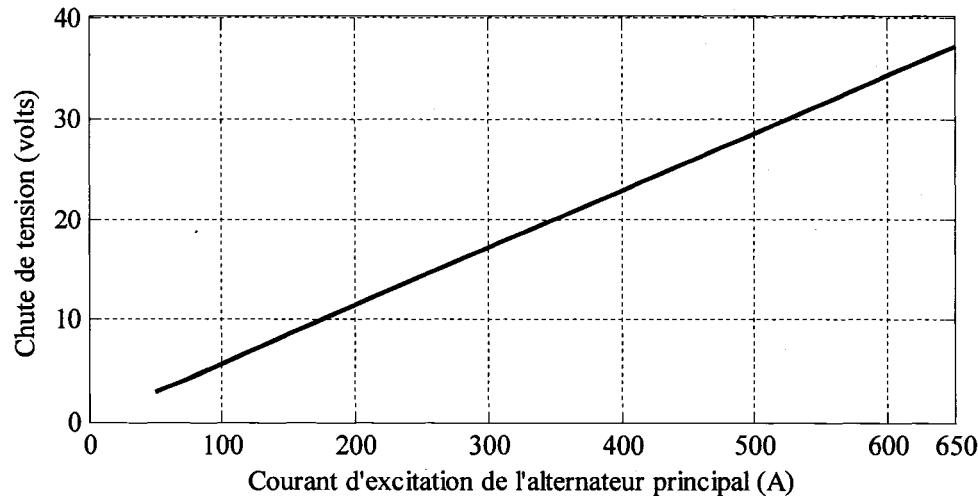
Le courant d'excitation de l'alternateur principal I_c est l'un des facteurs qui agissent le plus sur l'empietement et la chute de tension et par conséquent sur le rendement de l'excitatrice. La relation (2.25) le prouve.

En plus des données numériques générales citées ci-dessus, on prendra $q = 3$; $I_e = 30 \text{ A}$; $N_{ind} = 204$; $cp = 1$; $P = 16$. Puis on fera varier I_c de 50A à 650A.

L'influence de I_c sur l'empietement μ est illustrée par le graphique 33. Son influence sur la chute de tension est déterminée par le graphique 34.



Graphique 33 Influence du courant d'excitation de l'alternateur principal sur l'empietement



Graphique 34 Influence du courant d'excitation de l'alternateur principal sur la chute de tension

On remarque que les seuls paramètres qui changent avec la variation du courant d'excitation de l'alternateur principal sont l'empietement et la chute de tension.

Comme on pouvait s'y attendre, aucun paramètre interne ne change en fonction de la variation de ce courant d'excitation I_C . En d'autres termes, les paramètres de l'excitatrice ne changent pas suivant le type de charge connecté. Plus cette charge demande un I_c important plus l'empietement et la chute de tension deviennent importants. L'induction et le coefficient de bobinage restent constants.

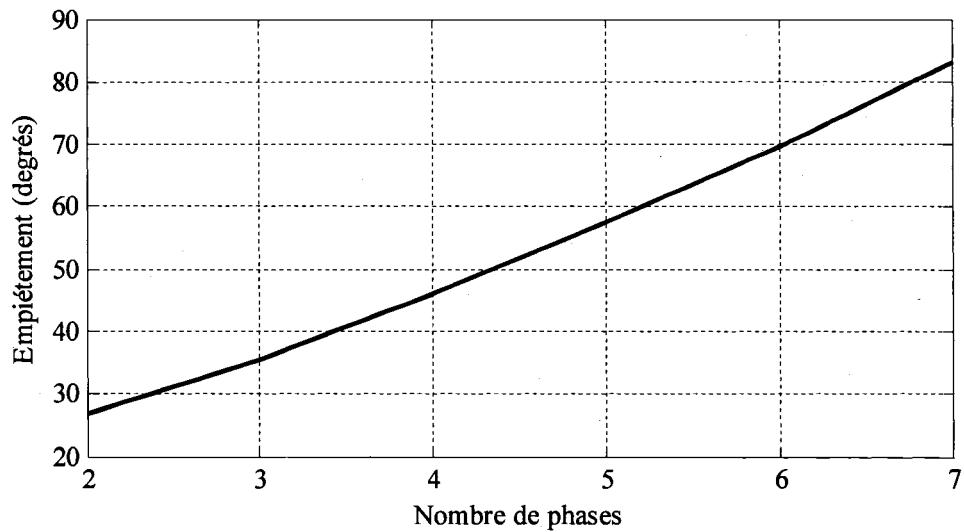
3.11 Influence du nombre de phases

Une augmentation du nombre de phases permet un taux d'ondulation plus faible. Il en résulte une tension redressée plus continue. Cependant la rapidité de réponse de l'excitatrice peut en être affectée [2].

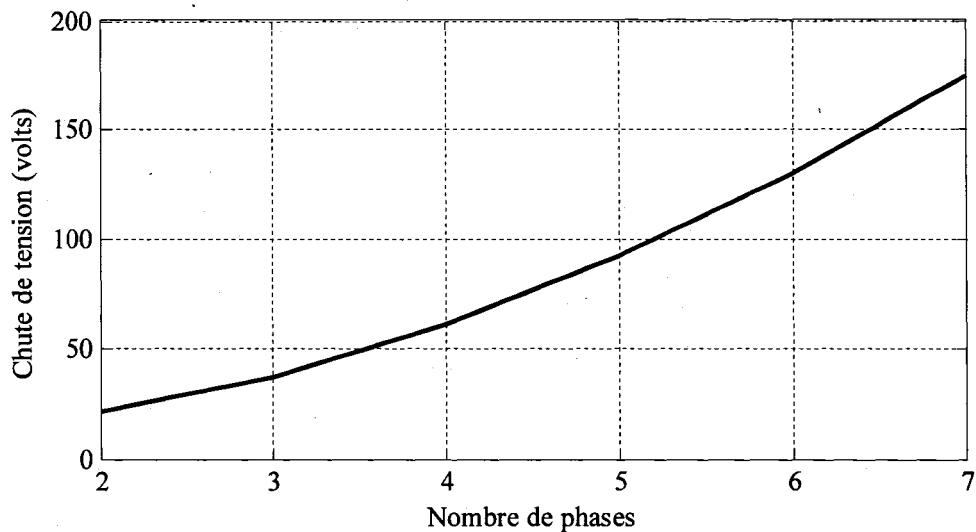
On utilisera toujours les mêmes relations (2.25), (2.33), (2.23) et (3.1) pour générer les graphiques. En plus des données numériques générales citées ci-dessus, on prendra $I_e = 30 \text{ A}$; $N_{ind} = 204$; $cp = 1$; $P = 16$; $I_c = 650 \text{ A}$.

Puis on fera varier q de 2 à 7.

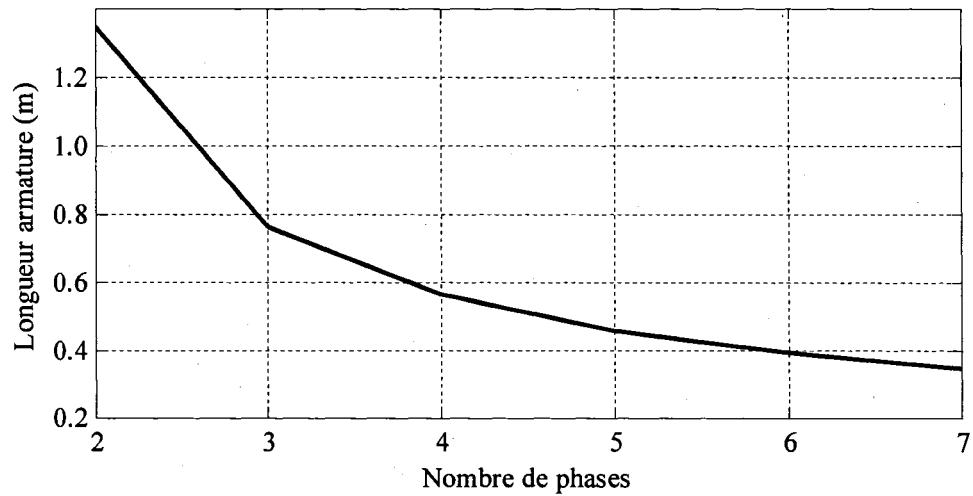
L'influence de q sur l'empietement μ est illustrée par le graphique 35. Son influence sur la chute de tension est déterminée par le graphique 36. Les longueurs de l'armature, correspondantes à chaque q pour avoir $U_0 = 280 \text{ V}$, sont illustrées au graphique 37. L'influence de q sur le diamètre de l'armature est illustrée par le graphique 38.



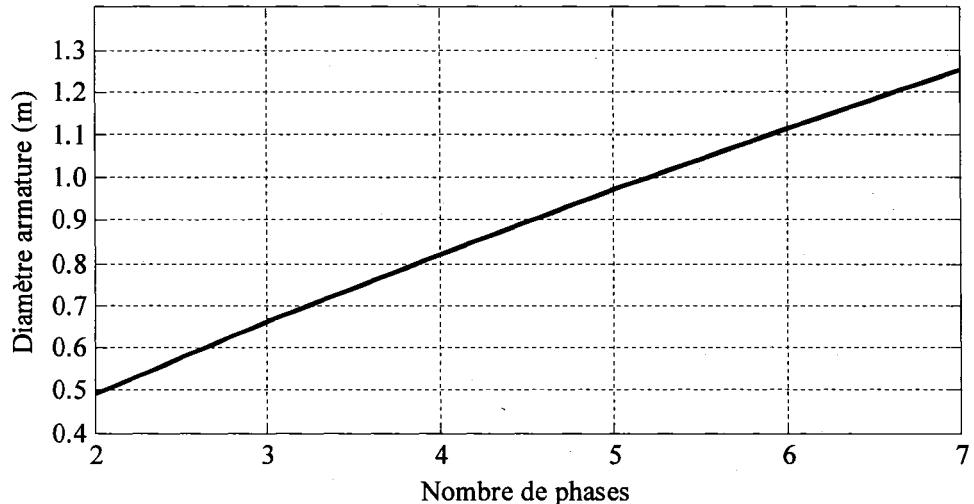
Graphique 35 Influence du nombre de phases sur l'empietement



Graphique 36 Influence du nombre de phases sur la chute de tension



Graphique 37 Influence du nombre de phases sur la longueur armature



Graphique 38 Influence du nombre de phases sur le diamètre de l'armature

Les graphiques nous montrent que plus le nombre de phases augmente, plus l'empietement ainsi que la chute de tension et le diamètre armature augmentent. La longueur armature pour conserver la même la tension rms totale induite dans les enroulements diminue.

Cependant pour un nombre de phase dépassant 5, l'angle empiétement devient supérieur au seuil critique de 60° , ce qui entraîne les diodes à une commutation multiple causant des chutes de tensions énormes. Cette situation rend notre hypothèse de commutation simple des diodes non vérifiée. Pour éviter cela, on doit se limiter à un nombre de phases de 3. Pour une excitatrice étoile double parallèle, chaque groupe de redresseur délivrera $\frac{I_C}{2}$ soit 325A. Dans ce cas l'empietement et les chutes de tension au niveau de chaque diode diminueront. Les diodes resteront commutation simple. C'est certainement l'un des avantages de ce type d'excitatrice. L'induction et le coefficient de bobinage restent constants.

3.12 Influence du courant d'excitation de l'excitatrice

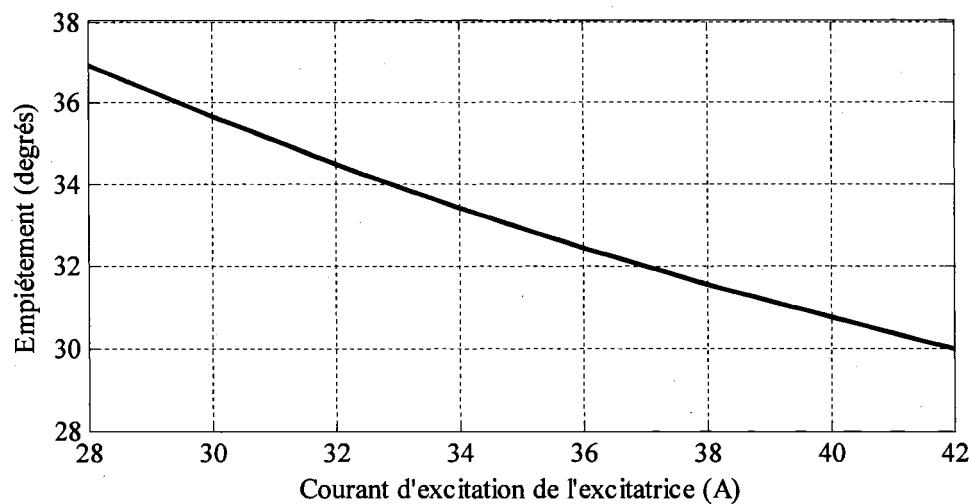
En agissant sur le courant d'excitation de l'excitatrice tout en gardant le nombre de conducteurs de l'inducteur et l'entrefer de cette excitatrice constants, on arrive à une variation de l'induction B .

Et comme a vu lors de l'étude de l'influence de l'entrefer, toute variation de B entraînera une variation de la longueur de l'armature pour pouvoir garder la tension redressé à vide souhaitée.

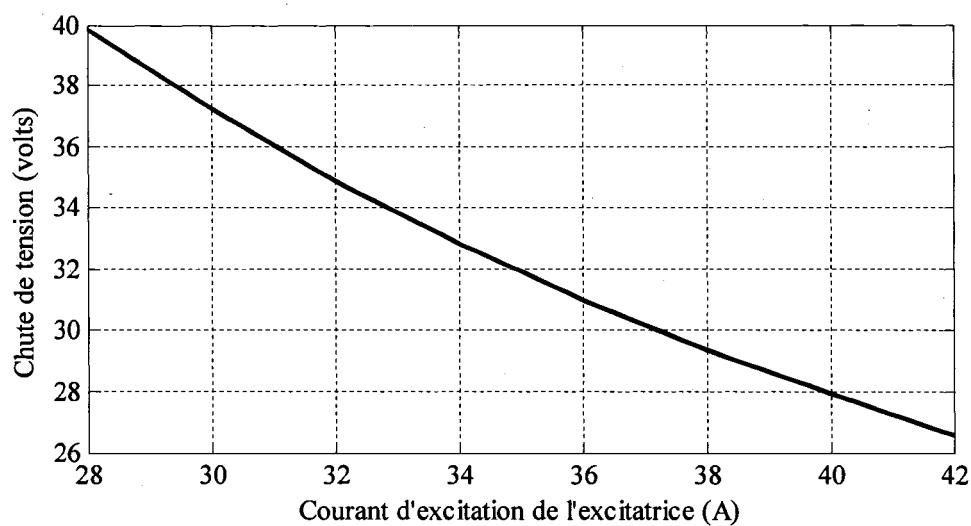
En plus des données numériques générales citées ci-dessus, on prendra $q = 3$;
 $I_c = 650 \text{ A}$; $N_{ind} = 204$; $cp = 1$; $P = 16$.

Puis on fera varier I_e de 28 à 42.

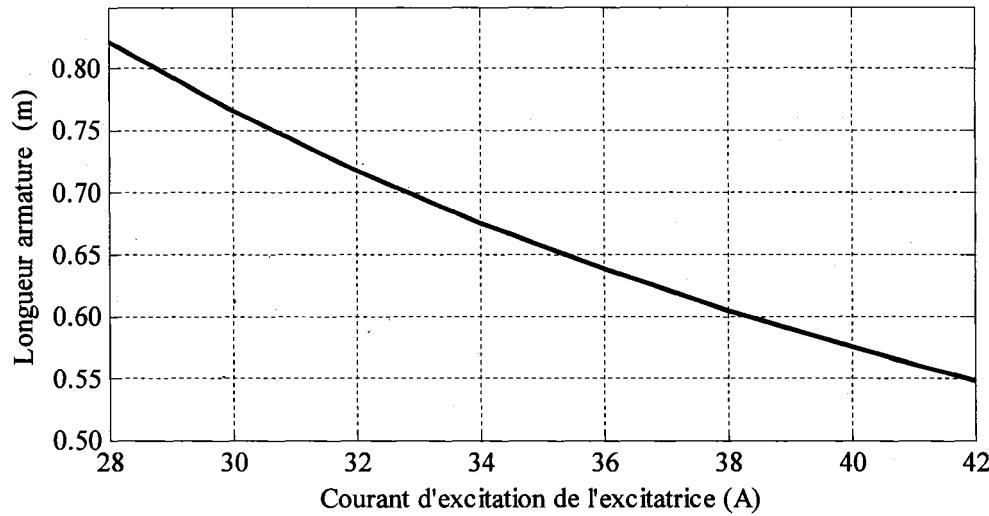
L'influence de I_e sur l'empiètement μ est illustrée par le graphique 39. Son influence sur la chute de tension est illustrée par le graphique 40. Les longueurs de l'armature, correspondantes à chaque I_e pour avoir $U_0 = 280 \text{ V}$, sont illustrées au graphique 41. L'influence de I_e sur l'induction maximale est illustrée par le graphique 42.



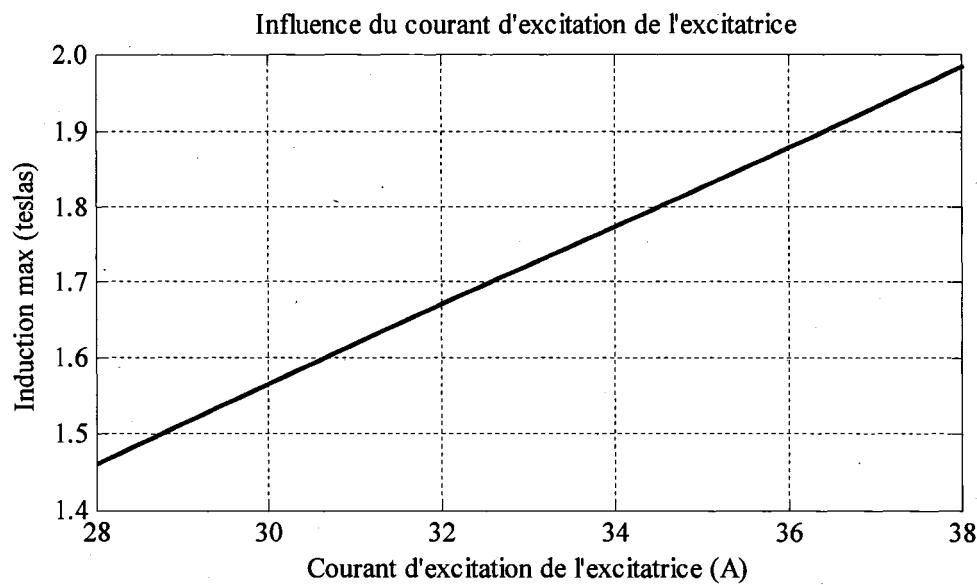
Graphique 39 Influence du courant d'excitation de l'excitatrice sur l'empiétement



Graphique 40 Influence du courant d'excitation de l'excitatrice sur la chute de tension



Graphique 41 Influence du courant d'excitation de l'excitatrice sur la longueur armature



Graphique 42 Influence du courant d'excitation de l'excitatrice sur l'induction max

Plus le courant d'excitation sera important, plus la longueur va augmenter, plus l'empietement et la chute de tension vont diminuer.

Cependant on est limité en excitation dans la pratique. Une excitation plus importante peut entraîner un fonctionnement dans la zone saturé de l'excitatrice. Ce qui sort du cadre de notre hypothèse.

3.13 Influence de la fmm de l'excitatrice

La fmm de l'excitatrice a pour expression $f_{mm} = N_{ind} I_e$. Son influence est la même que celle du courant d'excitation de l'excitatrice.

Lorsque sa grandeur varie, les seuls paramètres qui changent sont l'empiétement et la chute de tension.

3.14 Dimensionnement de l'excitatrice brushless

Dans cette section, on proposera les étapes de dimensionnement des excitatrices brushless en s'inspirant de l'étude faite aux chapitres précédents.

On considère toujours le cas d'une excitatrice double redressement qui est la plus utilisée. Certains paramètres sont ceux imposés par le cahier des charges.

Ce sont essentiellement la tension redressée à vide U_0 , la vitesse de rotation N_r qui doit être la même que celle de l'alternateur principal, le nombre de phases q , le nombre de pôles p , le nombre de conducteurs par encoches n_c , le courant imposé par la charge I_C , la densité du courant dans les conducteurs d , le taux de remplissage des encoches T_o , l'épaisseur de l'entrefer e , le nombre de tours N_{ind} d'une bobine portée par un pôle inducteur de l'excitatrice dont l'épanouissement couvre $\frac{\beta\pi}{P}$, le courant d'excitation de l'excitatrice I_e , le facteur de répartition des conducteurs des encoches cp , rapport entre

l'inductance de fuite l et l'inductance correspondant au flux embrassé par l'une des phases σ et le rang des harmoniques N .

Certains de ces paramètres doivent être réajustées si l'empiètement devient trop important.

Donc à partir de ces données, on va déterminer les autres paramètres de construction de l'excitatrice brushless.

3.14.1 Étapes du dimensionnement de la brushless

3.14.1.1 Étape 1 : Collecte des paramètres désirés

La première étape du dimensionnement sera la collecte des paramètres des cahiers des charges.

3.14.1.2 Étape 2 : Calcul de la force électromotrice

L'étape 2 sera le calcul de la force électromotrice de la brushless à l'aide de la relation

(1.14). Cette relation nous dit que $U_0 = \frac{2q}{\pi} E_M \sin \frac{\pi}{q}$. Connaissant U_0 et q à partir du

cahier des charges, on en déduit $E_M = \frac{\pi U_0}{2q \sin \frac{\pi}{q}}$.

3.14.1.3 Étape 3 : Calcul du nombre d'encoches rotoriques

L'étape 3 sera le calcul du nombre d'encoches. Connaissant p à partir du cahier des charges, on déduit avec la relation (2.11) ce nombre d'encoches rotoriques :

$$N_e = pq = 2Pq .$$

3.14.1.4 Étape 4 : Calcul du nombre de conducteurs rotoriques

La quatrième étape sera le calcul du nombre de conducteurs total du bobinage rotorique de l'excitatrice brushless. Pour cela, connaissant n_c à partir du cahier des charges, on

$$\text{utilise la relation (2.5)} \quad N_C = \frac{N_T}{q} = \frac{n_c N_e}{q}.$$

3.14.1.5 Étape 5 : Calcul de la section des conducteurs rotoriques

La cinquième étape sera le calcul de la section des conducteurs rotoriques acheminant le courant efficace de l'excitatrice brushless. Pour cela, connaissant I_C à partir du cahier

$$\text{des charges, on utilise la relation (2.30)} \quad S_{cp} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}}{d} I_C.$$

3.14.1.6 Étape 6 : Calcul de la section des encoches rotoriques

L'étape 6 sera le calcul des encoches rotoriques. Pour cela, connaissant T_0 à partir du

$$\text{cahier des charges on déduit de la relation (2.31)} \quad S_e = n_c \frac{S_{cp}}{T_0}.$$

3.14.1.7 Étape 7 : Calcul de la profondeur des encoches rotoriques

Cette étape 7 consistera au calcul de la profondeur des encoches rotoriques. Pour cela on utilisera la relation (2.32) $S_e = P_r b = \frac{(P_r)^2}{2}$ car on suppose que $b = \frac{P_r}{2}$. Ce qui nous

$$\text{permet d'avoir } P_r = \frac{\sqrt{2S_e}}{1000}.$$

3.14.1.8 Étape 8 : Calcul de la largeur des encoches rotoriques

L'étape 8 nous permettra de déduire la largeur des encoches rotoriques avec la relation

$$b = \frac{P_r}{2}.$$

3.14.1.9 Étape 9 : Calcul de la distances entre les encoches rotoriques

En cette étape 9 on déterminera facilement la distance entre les encoches rotoriques.

Connaissant b , on en déduit $d_e = b$.

3.14.1.10 Étape 10 : Calcul du diamètre D de l'excitatrice brushless

L'étape 10 nous permettra de déterminer le diamètre de l'armature rotorique. Pour cela,

il faut utiliser la relation (2.2), c'est à dire $D = \frac{N_e(b + d_e)}{\pi}$.

3.14.1.11 Étape 11 : Calcul de l'angle mécanique entre 2 encoches adjacentes

L'étape 11 consistera au calcul de l'angle mécanique entre 2 encoches rotoriques adjacentes. Pour cela on utilisera la relation (2.12) C'est à dire $\alpha_m = \frac{2\pi}{N_e}$.

3.14.1.12 Étape 12 : Calcul de l'angle de répartition des conducteurs des encoches

L'étape 12 sera le calcul de l'angle de répartition des conducteurs des encoches rotoriques. Pour cela on utilisera la relation $\gamma = \pi(1 - cp)$. cp étant le facteur de répartition des conducteurs des encoches.

3.14.1.13 Étape 13 : Calcul du nombre d'encoches par pôle par phase

L'étape 13 sera le calcul ou la vérification de l'angle de répartition des conducteurs des encoches rotoriques. On utilisera la relation (2.11), c'est à dire $n_{epq} = \frac{N_e}{pq}$.

3.14.1.14 Étape 14 : Calcul de l'induction

En étape 14, on calculera l'induction au niveau du stator de la brushless. Pour cela connaissant la perméabilité magnétique du vide μ_0 , le nombre de tours d'une bobine portée par un pôle inducteur de l'excitatrice N_{ind} , le coefficient de carter k_c , l'entrefer e ,

la constante β , on utilise la relation (2.7), c'est à dire $B = \pm \frac{\mu_0 N_{ind} I_e}{k_c e} \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right)$.

3.14.1.15 Étape 15 : Calcul de la longueur du rotor

En étape 15, connaissant le rang maximal des harmoniques, la vitesse de rotation de la brushless N_r , et les paramètres calculés précédemment tels que la force électromotrice rotorique maximale E_M , le diamètre de l'armature D , le nombre de conducteurs rotoriques N_C par phase..., on déduit la longueur de l'armature en utilisant la relation (2.23) :

$$L = \frac{\frac{E_M}{\sqrt{2}}}{\left(\frac{\pi N_r N_c D}{\sqrt{2}} \left[\sum_{k=1}^{N-1} \left(B_{2k+1}(\max) \frac{\sin(n(2k+1)\alpha/2)}{n \sin(n(2k+1)\alpha/2)} \cos((2k+1)\gamma/2) \right)^2 \right]^{1/2} \right)}$$

3.14.1.16 Étape 16 : Calcul du coefficient C de construction

En étape 16, connaissant L , on déduit avec la formule (2.35) le coefficient C de construction. $C = \left(\frac{D}{2} - e\right) \frac{L\mu_0}{ek_c}$.

3.14.1.17 Étape 17 : Calcul de la réactance synchrone

En étape 17, on doit déterminer la réactance synchrone, l'un des paramètres les plus importants de la brushless X . Connaissant σ , on trouve cette réactance synchrone par la relation (2.27) qui nous donne $X = \frac{N_r C (1 + \sigma) N_T^2}{qP}$.

3.14.1.18 Étape 18 : Calcul de l'angle d'empiétement

En étape 18, connaissant la réactance synchrone X , on doit chercher l'angle d'empiétement des diodes de la brushless avec la relation (1.10) :

$$\mu = a \cos\left(1 - \frac{XI_C}{E_M \sin \frac{\pi}{q}}\right). \text{ Si cet empiétement est important, il faut réajuster certains paramètres du cahier des charges puis refaire les étapes précédentes pour voir si le nouveau empiétement est acceptable.}$$

3.14.1.19 Étape 19 : Calcul de la tension efficace d'une phase rotorique

En cette étape 19, on doit calculer la tension efficace d'une phase rotorique avec la

$$\text{relation } V = \sqrt{\left(\frac{E_M}{\sqrt{2}}\right)^2 - (XI_{eff})^2} = \sqrt{\left(\frac{E_M}{\sqrt{2}}\right)^2 - \left(X \sqrt{\frac{2}{3}} I_C\right)^2}.$$

3.14.1.20 Étape 20 : Calcul de la chute tension

En cette étape 20, on doit chercher la chute de tension avec la relation (2.23) qui donne :

$$dU = \left(2q \sin \frac{\pi}{q} \frac{fN_c DL}{P} \right) A \left(\sin^2 \frac{\mu}{2} \right).$$

3.14.1.21 Étape 21 : Calcul de la tension redressée

Une fois la chute de tension déterminée, connaissant U_0 qui est donnée par le cahier des charges, on peut déduire facilement en la 21^{ème} étape la tension redressée de la brushless qui est appliquée à l'inducteur de l'alternateur principal par la relation $U = U_0 - dU$.

3.15 Conclusion

Dans ce chapitre, on a eu graphiquement une idée claire de l'influence des paramètres de construction qu'il faut choisir sur le phénomène d'empiétement.

Les paramètres qui ont le plus d'influence sur l'empiétement sont :

- Le courant redressé absorbé par l'inducteur de l'alternateur principal que l'on ne peut malheureusement faire varier car il est imposé. Mais on doit en tenir compte pour le dimensionnement de notre excitatrice.
- La réactance synchrone qui, à vitesse de rotation constante, dépend de la longueur et diamètre de l'armature, des encoches, du nombre de conducteurs, du nombre de pôles donc de la fréquence. Pour réduire cette réactance, donc l'empiétement et la chute de tension, il faut augmenter la longueur de l'armature. Mais cette longueur ne peut dépasser certaines limites à cause de certaines contraintes mécaniques et dynamiques en plus de contraintes économiques.
- La force électromotrice qui dépend de la tension redressée à vide et de plusieurs autres paramètres.

Dans cette partie, aussi, une procédure simple de dimensionnement de notre excitatrice à partir de certains paramètres désirés et d'autres paramètres imposés a été établie. Le degré d'influence des paramètres de construction étudié dans le chapitre précédent doit être adéquatement pris en compte lors du dimensionnement. Les paramètres du cahier des charges doivent être bien choisis afin de minimiser l'empietement donc améliorer le rendement de la brushless. Cette méthode peut être exploitée pour réaliser un logiciel de dimensionnement des excitatrices.

CHAPITRE 4

ÉTUDE ET AMÉLIORATION DU TEMPS DE RÉPONSE DE L'EXCITATRICE BRUSHLESS

L'excitation d'un alternateur puissant constitue un de ses éléments les plus importants. En effet, le champ doit non seulement induire une tension appropriée, mais il doit aussi pouvoir varier rapidement lorsque la charge varie brusquement. Le temps de réponse est un facteur important pour le maintien de la stabilité du réseau auquel l'alternateur est branché [16].

Dans ce chapitre, on cherche à analyser les possibilités de différents contrôleurs qui permettront d'améliorer le temps de réponse de l'excitatrice en boucle fermée. Certains auteurs se limitent à l'utilisation d'un contrôleur P. Nous montrerons les influences de ceux PI et PID pour savoir leurs avantages et inconvénients.

Les valeurs de k_p , k_i et k_d qui seront établies seront une solution parmi tant d'autres permettant la stabilité. En plus de permettre la stabilité, elles doivent permettre d'éviter la saturation de l'excitatrice. Pour que cette saturation soit évitée, nous fixerions, dans notre cas, la limite maximale de la tension de commande U_{cde} à 550 V. Pour connaître avec précision cette limite, il faut réaliser sur la brushless des simulations ou essais pratiques. Les k_p , k_i et k_d devront aussi permettre d'avoir une tension redressée en charge U ne dépassant pas les 300 V pour assurer un meilleur fonctionnement de l'alternateur principal.

Le principe de l'amélioration du temps de réponse qui sera adopté est illustré à la figure 12.

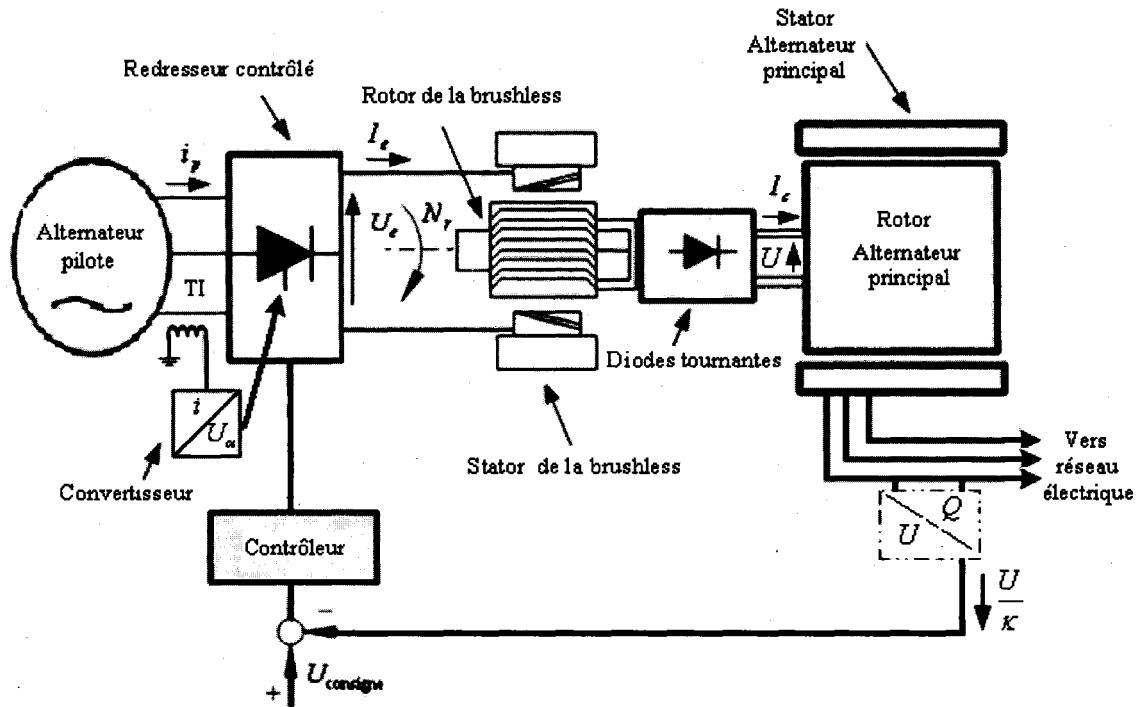


Figure 12 Contrôle de l'excitation de l'alternateur principal

On exploitera la fonction de transfert $F(s) = \frac{R_0 K_{cc} (1 + sT_{dz}^{'})}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}}{K_{cc}^2 + 1} sT_{dz}^{'}) (1 + sT_{d0}^{'})}$, soit

la relation (1.45), proposée par [11;12] dans le chapitre 1. Comme noté, on supposera que le contrôleur qui sera proposé aura pour principale tâche de réduire le temps de réponse tout en permettant la stabilité, la non saturation de la brushless.

Une image de la tension d'excitation ou tension redressée qui sera appliquée à l'inducteur de l'alternateur principal sera reflétée par un système de mesure exacte de la puissance réactive fournie ou absorbée par l'alternateur principal qui permettra d'avoir le courant débité sur l'inducteur de l'alternateur principal I_c et donc $U = R_f I_c$.

Afin de limiter la consigne à des valeurs réduites, nous utiliserons un diviseur de tension obtenu par κ . Avec une tension redressée souhaitée de 250 V, il nous faut prendre $\kappa = 25$ pour utiliser une tension $U_{\text{consigne}} = 10 \text{ V}$.

Comme dans le chapitre 3, on utilisera les valeurs numériques de [13] qui sont les seules dont on dispose. Pour satisfaire nos hypothèses nous fixerons le nombre d'encoches rotoriques, le nombre de pôles, le nombre de conducteurs par encoches, le diamètre et la longueur de l'armature de la brushless. Par ailleurs ne connaissant pas la densité de courant et le taux de remplissage des encoches adopté par [13], on prendra $d = 5 \text{ A/mm}^2$ et $T_0 = 90\%$. Il faut rappeler aussi que notre excitatrice est double redressement PD3 qui est la plus utilisée tandis que celle de [13] est une étoile double parallèle.

Pour avoir les graphiques de la réponse en tension de la brushless, on exploitera, dans un programme que l'on développera, certaines relations du chapitre 2. Les relations utilisées sont la relation (2.1) pour déterminer le courant efficace rotorique, la relation (2.30) pour déterminer la section de conducteur(s) parcouru(s) par le courant efficace par phase, la relation (2.31) pour déterminer la section d'une encoche et par suite sa profondeur et largeur. On utilisera aussi la relation (2.11) pour déterminer le nombre d'encoches rotoriques, la relation $N_T = n_c N_e$ pour déterminer le nombre total de conducteurs, la relation (2.5) pour déterminer le nombre de conducteurs par phase, la relation (2.2) pour déterminer le diamètre de l'armature. Pour déterminer la force électromotrice, on utilisera la relation (1.14), par suite on en déduira R_0 et la longueur de l'armature par respectivement les relations (1.22) et (2.23). À partir de la valeur de la longueur de l'armature on fait ressortir le coefficient de construction par la relation (2.35) par la suite la valeur de la réactance par la relation (2.27) puis celle du rapport de court-circuit par la relation (1.38). On aura tout le nécessaire pour notre contrôle de la tension de sortie de la brushless.

4.1 Réponse en boucle ouverte

Une rétroaction du courant i_p de l'alternateur pilote, illustré par la figure 13, permettra, par l'intermédiaire d'un transformateur de courant et d'un convertisseur courant-tension, de commander le déphaseur d'impulsions de gâchette du pont à thyristors afin d'assurer, en permanence, une tension d'excitation U_e d'environ 170 Volts. Le schéma bloc est représenté par la figure 14. Cette tension d'excitation de l'excitatrice de 170 Volts nous permet de trouver une réponse en tension d'excitation de l'alternateur principal tel qu'illustre par le graphique 43.

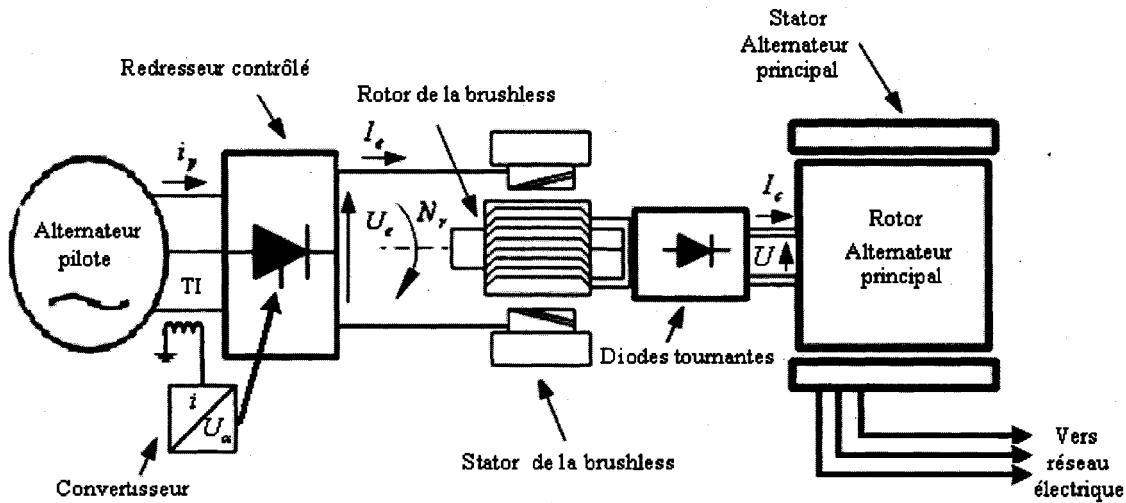


Figure 13 Contrôle en boucle ouverte de l'excitation de l'alternateur principal

$$\frac{U_e}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} \left(1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT_{dz}'\right) \left(1 + sT_{d0}'\right)} = \frac{\frac{R_0 K_{cc} (1 + sT_{dz}')}{K_{cc}^2 + 1}}{U}$$

Figure 14 Schéma bloc en boucle ouverte

Valeurs numériques adoptées					
R_f	0.3646 Ω	r_f	2.71 Ω	L_f	0.7292 H
d	5 A/mm ²	σ	1/12	l_f	10.7 H
T_0	90%	μ_0	$\frac{4\pi}{10^7}$ Tm/A	n	1
η	1/2	ν	1.2	n_{pp}	1
U_0	280 V	N	201	n_c	2
N_r	1.5 tr/s	k_c	1.08	e	6.05 mm
$I_{e\text{mesuré}}$	30 A	P	16	q	3
β	0.78	N_e	96	κ	25
K_{thy}	8.5				

On rappelle que $T'_{d0} = \frac{l_f}{r_f}$, $T'_{dz} = \frac{L_f}{R_f}$ et $R_0 = \frac{\Delta E}{\Delta I_e} = \frac{U_0}{\left(\frac{2q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \right) I_{e\text{mesuré}}}$.

On notera par la suite BO pour boucle ouverte et BF pour boucle fermée.

L'équation caractéristique du système en BO est :

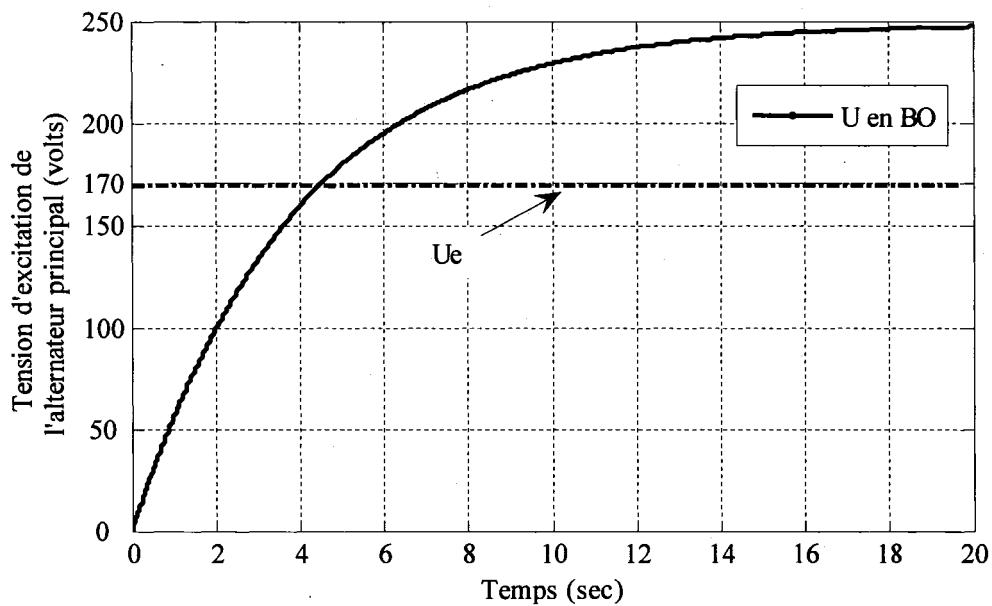
$$r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} \left(1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} s T'_{dz} \right) \left(1 + s T'_{d0} \right) = 0 \text{ soit}$$

$$s^2 + \frac{\left(\frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} T'_{dz} + T'_{d0} \right)}{\frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} T'_{dz} T'_{d0}} s + \frac{1}{\frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} T'_{dz} T'_{d0}} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0. \text{ Avec } \omega_n \text{ fréquence naturelle du système et } \xi \text{ taux d'amortissement du système.}$$

On déduit donc $\omega_n = \sqrt{\frac{1}{\frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} T_{dz} T_{d0}}} = 0.3582$ et $\xi = 10.8753$.

ξ étant > 1 , le système est sur amorti. Les pôles du systèmes sont $p_1 = -0.2533$ et $p_2 = -0.5067$. Le pôle dominant étant $p_1 = -0.2533$, on en déduit $\tau = \frac{1}{-p_1} = 3.94$ s.

D'où le temps de réponse dans un seuil de précision de 2% est $t_{r2\%} = 4\tau = 15.76$ s. Le temps de réponse dans un seuil de précision de 5% est $t_{r5\%} = 3\tau = 11.82$ s. Le temps de réponse dans un seuil de précision de 10% est $t_{r10\%} = 2.3\tau = 9.06$. Ce qui est confirmé par le graphique 43.



Graphique 43 Réponse en boucle ouverte de l'excitatrice

On remarque donc un temps de réponse relativement important. Ce qui constitue l'un des inconvénients des excitatrices brushless par rapport à celles statiques. D'où la nécessité d'utiliser des contrôleurs permettant de réduire le temps de réponse.

4.2 Réponse en boucle fermée

La rétroaction du courant i_p de l'alternateur pilote permet d'assurer, en permanence, une tension d'excitation U_e équivalente à celle utilisée en boucle ouverte soit 170 Volts. Cela permet au contrôleur de ne pas être sollicité en permanence. Le principe du contrôle en boucle fermée est illustré par la figure 15.

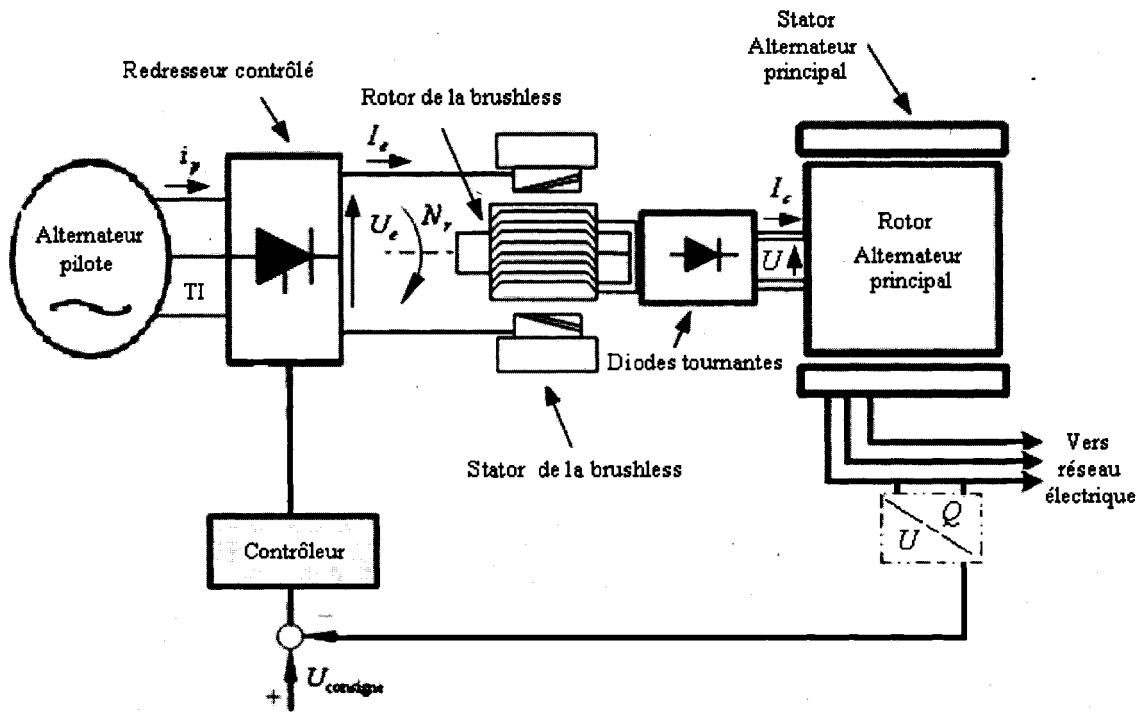


Figure 15 Contrôle en boucle fermée de l'excitation de l'alternateur principal

Le contrôleur agira seulement au moment où la tension d'excitation de l'alternateur principal U n'atteint pas celle souhaitée. C'est à dire $U=250$ V. Tout en agissant, le contrôleur doit limiter sa sortie à des valeurs raisonnables ne dépassant pas les 550 V pour éviter une surexcitation de l'excitatrice brushless ou sa défaillance ou son fonctionnement dans la zone saturée. Cette tension limite de commande doit permettre une tension redressée inférieure à 300 V pour assurer, comme noté, un meilleur fonctionnement de l'alternateur principal. Comme noté, le choix de cette tension limite

de commande est fait par intuition, il doit être justifié expérimentalement. Si nécessaire, cette limite doit être modifiée.

On va procéder à une étude de stabilité du système en boucle fermée dans le cas de l'utilisation d'un contrôleur PID. Cette étude de stabilité nous permettra de connaître les valeurs des coefficients proportionnel k_p , intégral k_i et dérivé k_d exploitables pour le contrôleur. Par la suite, nous analyserons l'amélioration du temps de réponse dans le cas de l'utilisation respectivement d'un contrôleur P, PI, PID afin de connaître les avantages et inconvénients de chacun de ces 3 contrôleurs.

4.2.1 Étude de la stabilité du système

Il y a certainement plusieurs méthodes pour analyser la stabilité du système. Dans cette étude nous allons procéder à cette analyse avec le critère de Routh-Hurwitz. Le schéma bloc dans le cas d'un contrôleur proportionnel intégral dérivé (PID) $k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s$ est illustré à la figure 16.

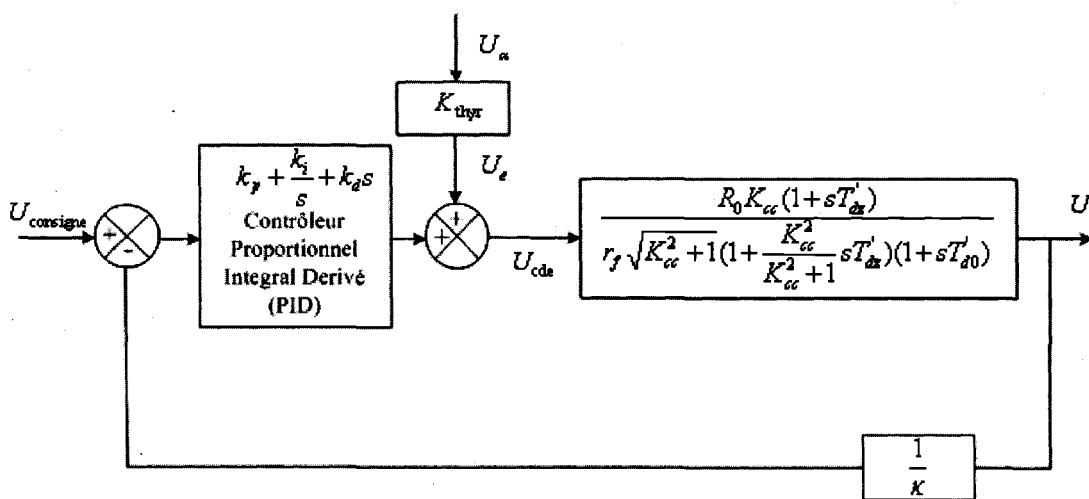


Figure 16 Schéma bloc en boucle fermée. Cas d'un contrôleur PID

Le principe de superposition nous permet de décomposer le système en 2 parties. Le schéma bloc de la première partie est illustré par la figure 17 et s'obtient en posant $U_a = 0$.

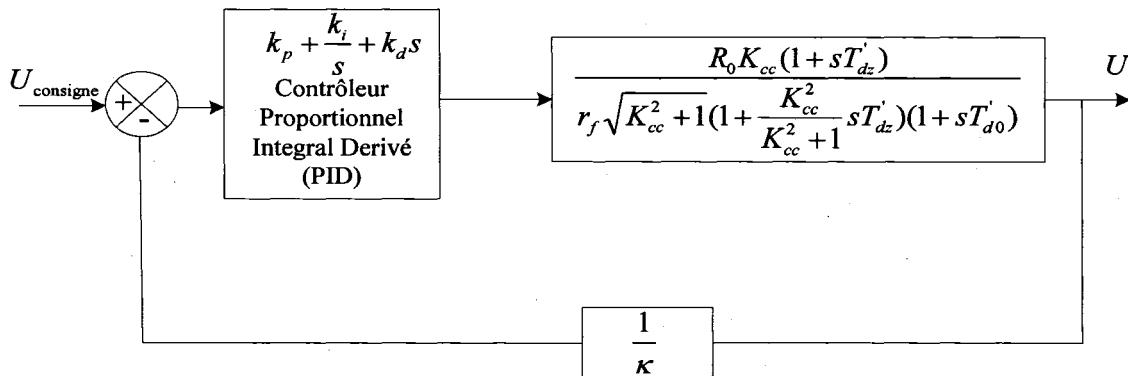


Figure 17 Schéma bloc en boucle fermée de la partie 1 du système

Sa fonction de transfert est :

$$H_1(s) = \frac{U(s)}{U_{\text{consigne}}(s)} = \frac{(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s) \frac{R_0 K_{cc} (1 + sT_{dz})}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT_{dz}) (1 + sT_{d0})}}{1 + \frac{1}{\kappa} (k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s) \frac{R_0 K_{cc} (1 + sT_{dz})}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT_{dz}) (1 + sT_{d0})}} \quad (4.1)$$

Le schéma bloc de la deuxième partie est illustré par la figure 18 et s'obtient en posant $U_{\text{consigne}} = 0$.

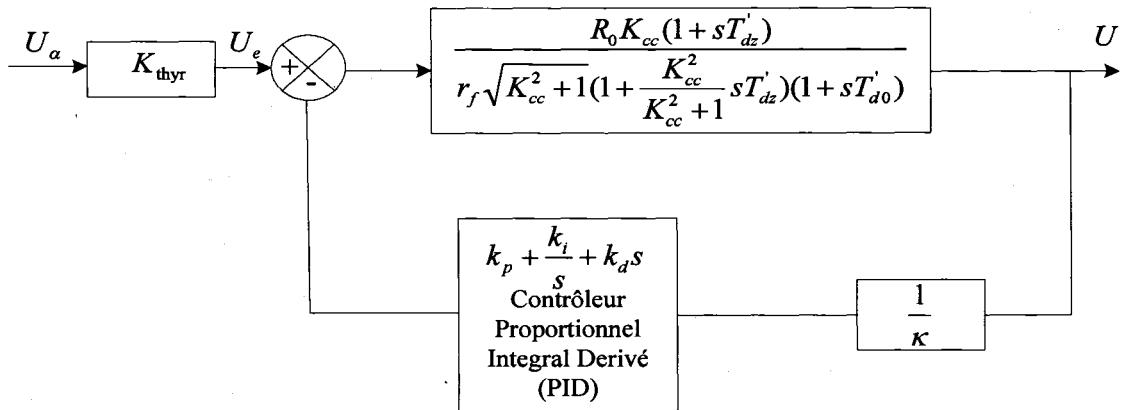


Figure 18 Schéma bloc en boucle fermée de la partie 2 du système

Sa fonction de transfert est :

$$H_2(s) = \frac{U(s)}{U_\alpha(s)} = K_{\text{thy}} \frac{\frac{R_0 K_{cc} (1 + sT'_dz)}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT'_dz) (1 + sT'_d0)}}{1 + \frac{\frac{R_0 K_{cc} (1 + sT'_dz)}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT'_dz) (1 + sT'_d0)}}{\frac{1}{\kappa} (k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s)}} \quad (4.2)$$

La sortie $U(s)$ aura pour expression :

$$U(s) = U_{\text{consigne}}(s) \frac{(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s) \frac{R_0 K_{cc} (1 + sT'_dz)}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT'_dz) (1 + sT'_d0)}}{1 + \frac{1}{\kappa} (k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s) \frac{R_0 K_{cc} (1 + sT'_dz)}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT'_dz) (1 + sT'_d0)}} +$$

$$U_\alpha(s)K_{\text{thy}} = \frac{\frac{R_0 K_{cc} (1 + sT'_{dz})}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT'_{dz}) (1 + sT'_{d0})}}{1 + \frac{\frac{R_0 K_{cc} (1 + sT'_{dz})}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT'_{dz}) (1 + sT'_{d0})} \frac{1}{\kappa} (k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s)}}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT'_{dz}) (1 + sT'_{d0})}} \quad (4.3)$$

Ainsi donc avec un contrôleur PID, l'équation caractéristique en BF devient :

$$1 + \frac{1}{\kappa} \frac{\frac{R_0 K_{cc} (1 + sT'_{dz})}{r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1} (1 + \frac{K_{cc}^2}{K_{cc}^2 + 1} sT'_{dz}) (1 + sT'_{d0})}}{(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s)} = 0$$

$$\text{Posons : } a = r_f \sqrt{K_{cc}^2 + 1}; \quad b = T'_{dz} \frac{r_f K_{cc}^2}{\sqrt{K_{cc}^2 + 1}} + r_f T'_{d0} \sqrt{K_{cc}^2 + 1}; \quad c = T'_{dz} T'_{d0} \frac{r_f K_{cc}^2}{\sqrt{K_{cc}^2 + 1}};$$

$$d = R_0 K_{cc}.$$

$$\text{L'équation caractéristique devient } \kappa(a + bs + cs^2) + d(1 + sT'_{dz})(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s) = 0 \text{ ce}$$

$$\text{qui donne : } a\kappa + b\kappa s + c\kappa s^2 + dk_p + \frac{dk_i}{s} + dk_d s + dT'_{dz} k_p s + dT'_{dz} k_i + dT'_{dz} k_d s^2 = 0.$$

Soit :

$$(dT'_{dz} k_d + c\kappa)s^3 + (dk_d + dT'_{dz} k_p + b\kappa)s^2 + (dT'_{dz} k_i + dk_p + a\kappa)s + dk_i = 0 \quad (4.4)$$

La table de Routh devient la suivante :

Tableau I
Table de Routh dans le cas d'un contrôleur PID

s^3	$dT_{dz}' k_d + c\kappa$	$dT_{dz}' k_i + dk_p + a\kappa$	0
s^2	$dk_d + dT_{dz}' k_p + b\kappa$	dk_i	0
s^1	b_1	0	0
s^0	c_1	0	0

$$b_1 = \frac{(dT_{dz}' k_i + dk_p + a\kappa)(dk_d + dT_{dz}' k_p + b\kappa) - dk_i(dT_{dz}' k_d + c\kappa)}{(dk_d + dT_{dz}' k_p + b\kappa)} \quad (4.5)$$

$$c_1 = \frac{b_1(dk_i) - 0}{b_1} = dk_i \quad (4.6)$$

Pour que le système soit stable, il faut que $dT_{dz}' k_d + c\kappa$, $dk_d + dT_{dz}' k_p + b\kappa$, b_1 , c_1 soient de même signe.

C'est à dire :

$$\begin{cases} dT_{dz}' k_d + c\kappa > 0 \\ dk_d + dT_{dz}' k_p + b\kappa > 0 \\ b_1 > 0 \\ c_1 > 0 \end{cases} \text{ ou } \begin{cases} dT_{dz}' k_d + c\kappa < 0 \\ dk_d + dT_{dz}' k_p + b\kappa < 0 \\ b_1 < 0 \\ c_1 < 0 \end{cases}$$

4.2.2 Cas d'un contrôleur Proportionnel

Le schéma bloc dans le cas d'un contrôleur proportionnel (P) k_p est illustré à la figure 19.

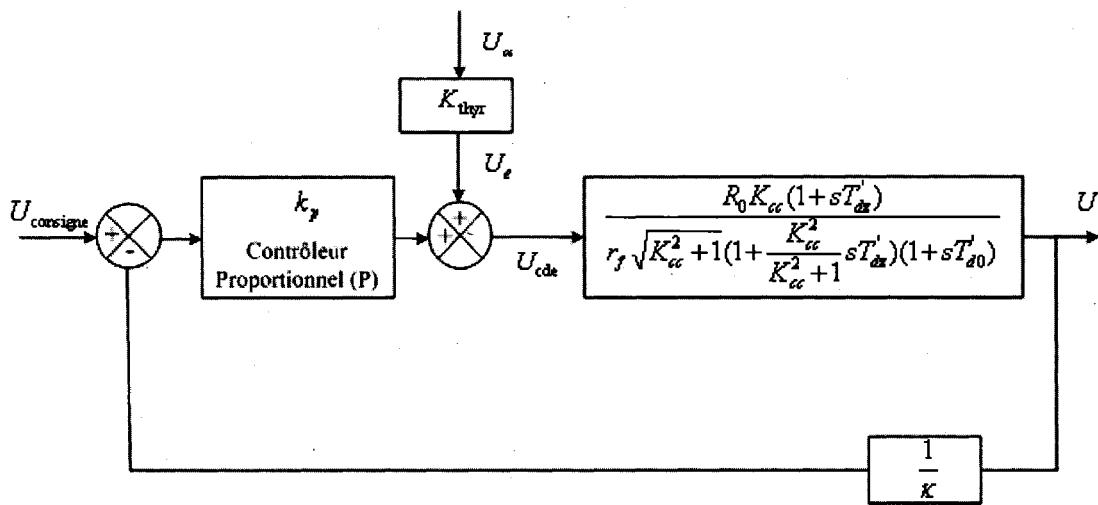


Figure 19 Schéma bloc en boucle fermée. Cas d'un contrôleur P

Dans ce cas k_i et k_d sont nuls. L'équation caractéristique (5.4) devient :

$$c\kappa s^2 + (dT'_d k_p + b\kappa)s + dk_p + a\kappa = 0 \quad (4.7)$$

La table de Routh est illustrée par le tableau 2 ci-après.

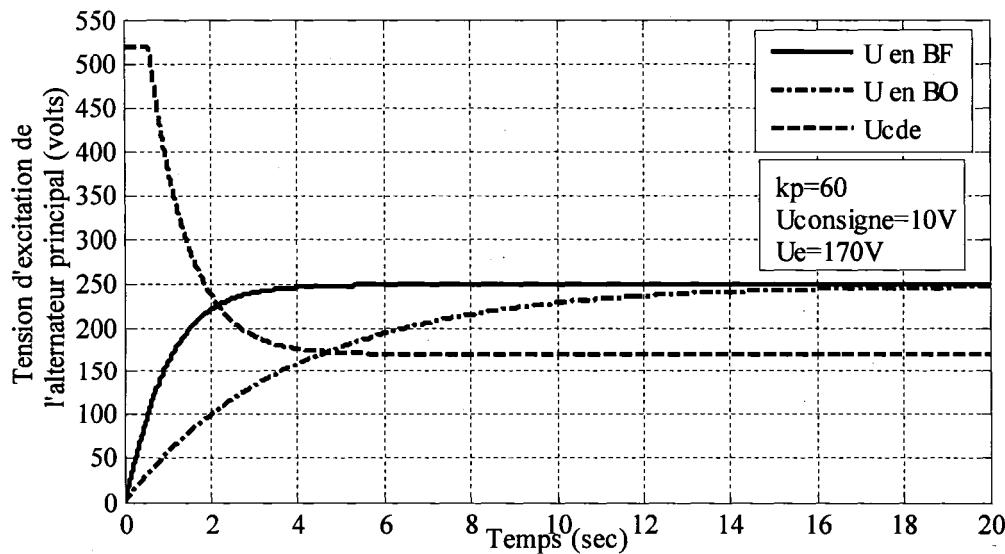
Tableau II
Table de Routh dans le cas d'un contrôleur P

s^2	$c\kappa$	$dk_p + a\kappa$	0
s^1	$dT'_d k_p + b\kappa$	0	0
s^0	$\frac{(dT'_d k_p + b\kappa)(dk_p + a\kappa)}{dk_p T'_d + b\kappa} = dk_p + a\kappa$	0	

Les valeurs numériques nous donnent : $a = 0.12 \Omega$, $b = 1.2 \text{ s.}\Omega$, $c = 0.11 \text{ s}^2\Omega$. Ce qui donne $c\kappa > 0$.

$-\frac{b\kappa}{dT_{dz}} = -0.43$ et $-\frac{a\kappa}{d} = -0.08$, pour que le système soit stable il faut que $k_p > -\frac{a\kappa}{d} = -0.08$. $k_p = -0.08$ constitue la limite de stabilité du système lorsqu'on utilise un contrôleur proportionnel k_p . Une augmentation importante du coefficient proportionnel k_p réduit le temps de réponse ce qui permet une amélioration de la rapidité de réponse de la brushless. Cependant cette augmentation importante du coefficient proportionnel a pour conséquence une tension de commande U_{cde} élevée pouvant dépasser la limite de 550 V. Ce qui pourra engendrer la saturation de la brushless. Pour ne pas dépasser cette limite de 550 V un limiteur sera incorporé dans le contrôleur. Pour éviter d'écrêter des tensions de commandes importantes, les valeurs de k_p , k_i et k_d seront choisies de façon à ce que le maximum de la tension de commande soit proche de la valeur maximale du limiteur. Étant donné que la valeur $k_p = 60$ améliore le temps de réponse tout en permettant avec le limiteur le non dépassement des tensions limites, on adoptera cette valeur pour la suite.

La réponse en tension est illustrée dans le graphique 44.



Graphique 44 Réponse en BF de l'excitatrice dans le cas d'un contrôleur P

Quelque soit la valeur de k_p , la tension d'excitation de l'alternateur principal tend de façon asymptotique vers la tension souhaitée 250 volts. Elle s'y approche considérablement pour des valeurs importantes du coefficient proportionnel après 3 secondes. En dehors de la saturation l'augmentation indéfiniment de k_p peut engendrer des amplifications de bruits ce qui peut affecter la qualité du circuit de commande.

Pour atteindre la tension consigne rapidement, nous allons utiliser un contrôleur intégral en plus de celui proportionnel.

4.2.3 Cas d'un contrôleur Proportionnel Intégral

Le schéma bloc dans le cas d'un contrôleur proportionnel intégral (PI) $k_p + \frac{k_i}{s}$ est illustré à la figure 20.

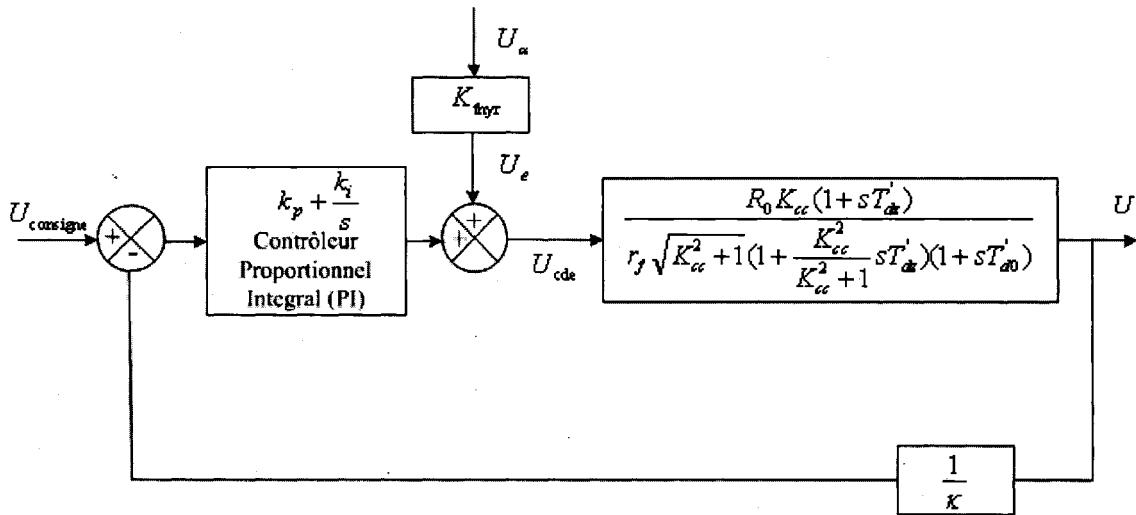


Figure 20 Schéma bloc en boucle fermée. Cas d'un contrôleur PI

Dans ce cas seul k_d est nul. L'équation caractéristique (4.4) devient :

$$c\kappa^3 + (dT'_{dz}k_p + b\kappa)s^2 + (dk_p + a\kappa + dT'_{dz}k_i)s + dk_i = 0 \quad (4.8)$$

La table de Routh est illustrée par le tableau 3 ci-après.

Tableau III
Table de Routh dans le cas d'un contrôleur PI

s^3	$c\kappa$	$dk_p + a\kappa + dT_{dz} k_i$	0
s^2	$dT_{dz} k_p + b\kappa$	dk_i	0
s	$\frac{(dT_{dz} k_p + b\kappa)(dk_p + a\kappa + dT_{dz} k_i) - c\kappa dk_i}{dT_{dz} k_p + b\kappa}$	0	0
s^0	dk_i		

Pour $k_p = 60$, étant donné que $c\kappa > 0$ et $dT_{dz} k_p + b\kappa > 0$, pour que le système soit stable,

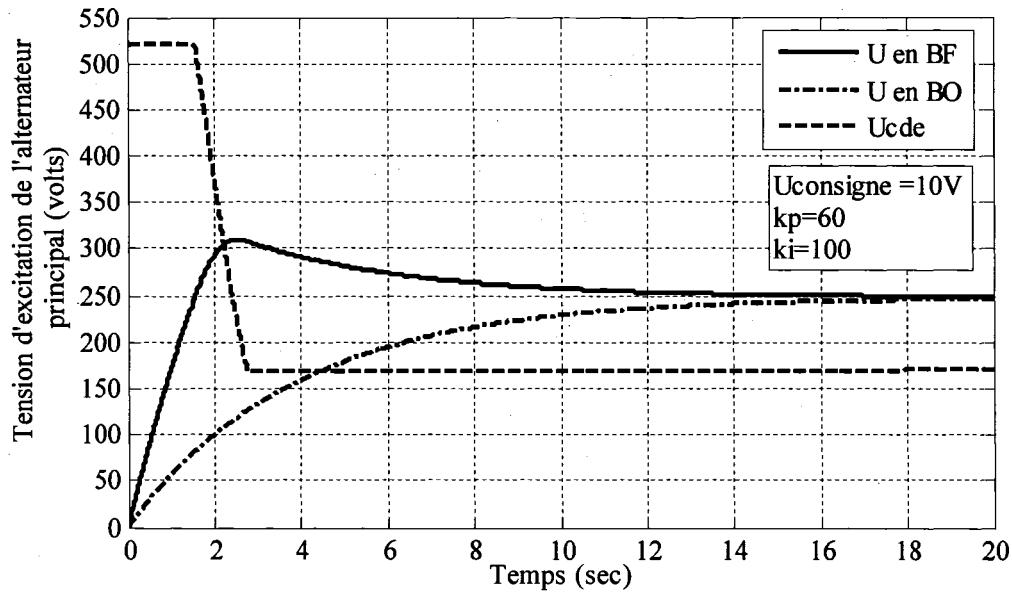
$$\text{il faut que } \frac{(dT_{dz} k_p + b\kappa)(dk_p + a\kappa + dT_{dz} k_i) - c\kappa dk_i}{dT_{dz} k_p + b\kappa} > 0 \quad (4.9)$$

et $dk_i > 0$. Ce qui donne $k_i > 0$. Car $d > 0$.

En remplaçant les différents termes par leurs valeurs, l'équation (4.9) devient $4160.1(2068.1 + 68.83 k_i) - 94.64 k_i > 0$. Ce qui donne $k_i > -30.05$.

Dans le cas de l'utilisation d'un contrôleur PI avec $k_p = 60$, $k_i = -30.05$ constitue une limite de stabilité pour la brushless.

Plusieurs solutions sont possibles. Pour $k_i = 100$, la réponse en tension est illustrée dans le graphique 45.



Graphique 45 Réponses en BF de l'excitatrice pour un contrôleur PI

En augmentant progressivement le coefficient k_i , la tension souhaitée d'excitation de l'alternateur principal est plus rapidement atteinte. Le temps de réponse en tension devient encore plus faible que celle en BO. Ce qui permet une meilleure amélioration de la rapidité de réponse de l'excitatrice.

Cependant l'augmentation importante du coefficient k_i engendrera un dépassement important de la tension de commande U_{cde} qui peut provoquer des surexcitations de la brushless. On assiste aussi à un dépassement de la tension U par rapport à la limite maximale de 300 V. Cela peut avoir comme conséquence une instabilité du réseau électrique. D'où la nécessité d'un contrôleur Dérivé pour atténuer ce dépassement.

Dans le cas du contrôleur PI, on remarque que la tension de sortie $U = 250$ V de la brushless est atteinte en 1.4 secondes. Ce temps ne correspond pas au temps de stabilisation. La tension de commande U_{cde} atteint les 520 V pour chuter brusquement et se stabilise à 170 Volts correspond à la tension U_e en boucle ouverte. En ce moment

le contrôleur n'agit plus tant que la tension U reste égale à $\kappa U_{\text{consigne}}$. L'écrêtement de la tension de commande U_{cde} à 550 V est dû à un limiteur incorporé dans le contrôleur PI. Plus la tension limite imposée par ce limiteur est basse plus le contrôleur tardera à agir. Étant donnée que la valeur $k_i = 100$ améliore aussi, quelque peu, le temps de réponse, par rapport à la boucle ouverte, tout en permettant un léger dépassement de la tension d'excitation et qu'un contrôleur dérivé peut atténuer ce dépassement, on adoptera cette valeur pour la suite.

4.2.4 Cas d'un contrôleur Proportionnel Intégral Dérivé

Le contrôleur PID est le plus répandu dans toutes les sphères du monde industriel. La simplicité remarquable de ce contrôleur et sa facilité d'implantation font qu'il convient à plusieurs applications. Ces caractéristiques lui confèrent plusieurs avantages recherchés par les praticiens.

Le schéma bloc est celui présenté et illustré à la figure 16 ci-dessus.

Dans le cas de ce contrôleur l'équation caractéristique est la relation (4.4) :

$$(dT'_{dz} k_d + c\kappa)s^3 + (dk_d + dT'_{dz} k_p + b\kappa)s^2 + (dT'_{dz} k_i + dk_p + a\kappa)s + dk_i = 0$$

$$b_1 = \frac{(dT'_{dz} k_i + dk_p + a\kappa)(dk_d + dT'_{dz} k_p + b\kappa) - dk_i(dT'_{dz} k_d + c\kappa)}{dT'_{dz} k_d + c\kappa} \quad (4.10)$$

Pour que le système soit stable, nous avons souligné qu'il faut que $dT'_{dz} k_d + c\kappa$,

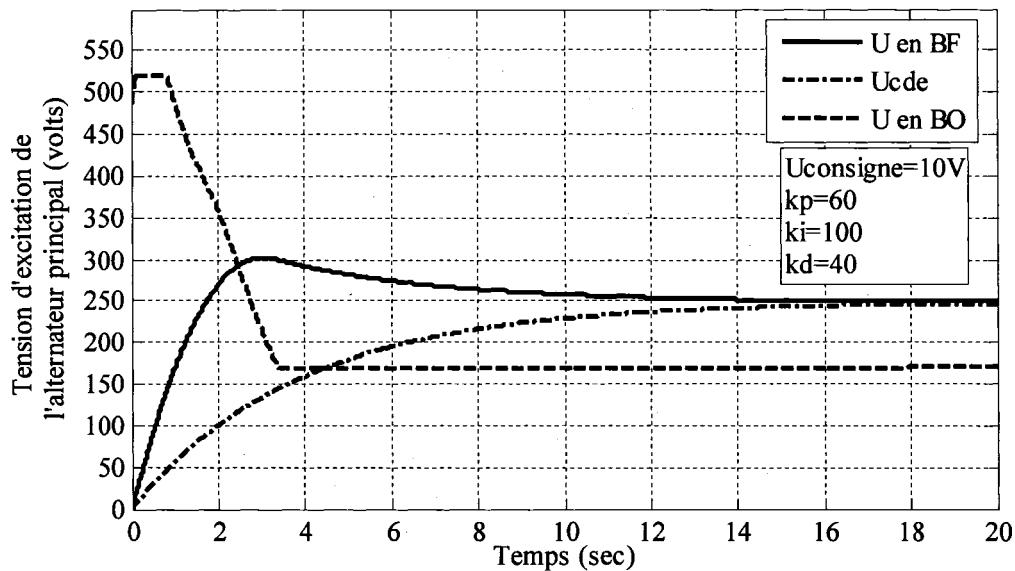
$dk_d + dT'_{dz} k_p + b\kappa$, b_1 , c_1 soient de même signe.

C'est à dire :

$$\begin{cases} dT'_{dz} k_d + c\kappa > 0 \\ dk_d + dT'_{dz} k_p + b\kappa > 0 \\ b_1 > 0 \\ c_1 > 0 \end{cases} \text{ ou } \begin{cases} dT'_{dz} k_d + c\kappa < 0 \\ dk_d + dT'_{dz} k_p + b\kappa < 0 \\ b_1 < 0 \\ c_1 < 0 \end{cases}$$

$dT'_{dz}k_d + c\kappa > 0$ implique que $k_d > -0.04$ et $dk_d + dT'_{dz}k_p + b\kappa > 0$ implique que $k_d > -120.87$, $b_1 > 0$ implique que $k_d > -523.05$. c_1 est positif. Dans le cas de l'utilisation d'un contrôleur PID tel que $k_p = 60$, $k_i = 100$, la valeur $k_d = -0.04$ du coefficient dérivé constitue une limite de stabilité de la brushless.

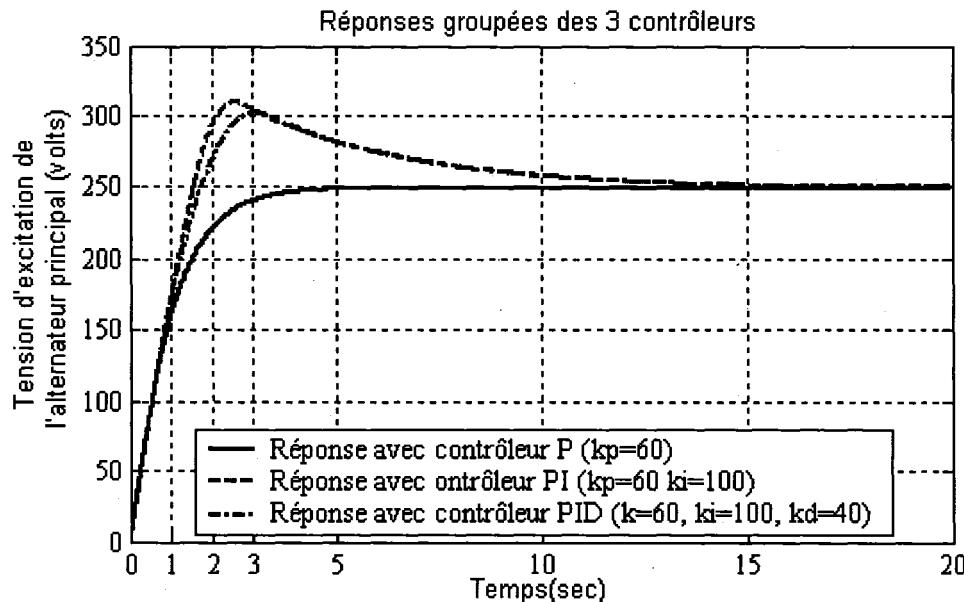
Pour les valeurs $k_p = 60$, $k_i = 100$ et $k_d = 40$, la réponse en tension de la brushless est illustrée dans le graphique 46.



Graphique 46 Réponses en BF de l'excitatrice pour contrôleur PID

En augmentant progressivement le coefficient dérivé, les dépassements deviennent moins importants mais le temps de réponse en tension devient légèrement plus important. Cela constitue néanmoins le meilleur compromis surtout si l'on veut surexciter l'alternateur principal pour envoyer de la puissance réactive sur le réseau électrique. Dans le cas du contrôleur PID, on remarque que la tension de sortie $U = 250$ V de la brushless est atteinte en 1.6 secondes. Ce qui ne correspond pour autant

au temps de stabilisation. La tension de commande U_{cde} atteint les 520 V puis chuter brusquement. Cette tension de commande se stabilise à 170 Volts correspond à la tension U_e en boucle ouverte. En ce moment le contrôleur n'agit plus tant que la tension U reste égale à $\kappa U_{\text{consigne}}$. La tension redressée U atteint exactement la limite maximale imposée qui est de 300 V pour se diriger vers celle souhaitée qui est 250 V. Le regroupement des réponses des 3 contrôleurs illustré au graphique 47, montre que le contrôleur P dispose du meilleur temps de stabilisation. Ceux PI et PID ont presque le même temps de stabilisation.



Graphique 47 Réponses groupées des 3 contrôleurs

4.3 Conclusion

On remarque qu'un contrôleur P est satisfaisant pour la réduction du temps de réponse des excitatrices brushless. Cependant, l'utilisation d'un contrôleur PI permet d'atteindre plus rapidement la tension souhaitée $U = 250$ V tout en engendrant un dépassement. Le contrôleur PID permettra de limiter le dépassement.

Comme signalé, pour assurer la réduction du temps de réponse, il faudra des excitations plus importantes de l'excitatrice tout évitant que son point de fonctionnement atteigne les zones non saturées. Le dimensionnement de l'excitatrice doit donc tenir compte de ce facteur.

CONCLUSION

Ce mémoire se veut une étude menant à une contribution du dimensionnement des excitatrices brushless à diodes tournantes.

L'étude développée permet aux concepteurs de tenir compte de l'influence, soulignée dans le chapitre 3, des paramètres de construction de la brushless afin de minimiser le phénomène d'empiétement.

On doit retenir que si la tension redressée à vide imposée est importante, la force électromotrice devient importante. Pour éviter que l'angle d'empiétement devienne élevé, il faut une longueur d'armature considérable.

Si les considérations mécaniques et dynamiques nous obligent à limiter la longueur, il faut soit agir sur le coefficient de bobinage, soit la vitesse de rotation, soit l'induction ou soit sur le nombre de pôles, donc le nombre d'encoches et de conducteurs.

Certaines hypothèses simplificatrices et l'absence de valeurs expérimentales et de données numériques précises sont probablement à l'origine du temps de réponse plus important en boucle ouverte.

Cependant le modèle obtenu, dans le chapitre 1, par la méthode des petites variations correspond à une bonne représentation de la brushless et permet une réduction du temps de réponse. Ce qui permet avec la minimisation de l'empiétement une amélioration des performances de cette brushless, donc du réseau électrique.

RECOMMANDATIONS

Cette contribution au dimensionnement des excitatrices brushless a fait ressortir une stratégie de réduction du phénomène d'empiétement et du temps de réponse.

Les concepteurs peuvent exploiter cette stratégie pour mettre sur le marché des excitatrices plus performantes.

Ceux qui désirent poursuivre ou approfondir cette étude peuvent présenter une méthodologie permettant de :

1. Faire sortir le degré d'influence des paramètres de construction dans le cas de la commutation multiple des diodes.
2. Proposer un modèle et contrôleur plus performant permettant de tenir de la stabilisation du réseau électrique, en plus de la réduction du temps de réponse.
3. Concevoir un logiciel permettant de recommander les paramètres de construction à partir de paramètres du cahier des charges.

Enfin une conception électronique ou numérique des contrôleurs proposés et leur implantation sont très souhaitables pour confirmer leurs performances et valider le modèle adopté.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Séguier, G. (1979). *L'électronique de puissance* (4e ed.). Paris: Dunod.
- [2] Rober, P., Dispaux, t. J., Le prince, J., & Bawin, P. (1968, 10-20 juin 1968). *Le Développement des excitatrices à diodes tournantes*. Paper presented at the Conférence Internationale des Grands Réseaux Électriques à haute tension, 112, Boulevard Haussmann-Paris.
- [3] Freris, L. L. (1966). *Analysis of a Hybrid Bridge Rectifier*. Paper presented at the Direct current.
- [4] Lucas. (1970). *Contribution à l'étude de l'alternateur en régime de débit redressé*. Unpublished Thèse de Doctorat ès Sciences Physiques, Université de Grenoble.
- [5] R.L. Witzke, J. V. K. a. J. K. D. (1966). Influence of AC Reactance on voltage regulation of 6-Phase Rectifiers.
- [6] Loukianov, A. G., Cabrera-Vazquez, J., Utkin, V. I., Canedo, J. M., & Ramirez, J. M. (2000). *Control of the system synchronous generator-exciter via VSC*. Paper presented at the 39th IEEE Conference on Decision and Control, Dec 12-15 2000, Sydney, NSW.
- [7] Ballay, J. F. (1987). *Régimes transitoires d'un groupe excitatrice et alternateur synchrone redressé*. Unpublished Doctorat génie électrique, Institut Polytechnique de Grenoble.
- [8] Gayek, H. W. (1964). Transfer Characteristics of Brushless Aircraft Generator Systems. *IEEE Transactions on Aerospace*, 2, 913-928.
- [9] Maguiraga, M., Zouaghi, T., & Palloujadoff, M. (2001). *Brushless Exciter Dynamic Model Including Saturation and Multiple Commutation Overlapping Effects*. Paper presented at the Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on.
- [10] K.E. Bollinger & al. (1980). Excitation System Models for Power System Stability Studies. *IEEE PES Writer Meeting, New York*, 3-8.
- [11] L.Pierrat. (1975). Systèmes d'excitation sans bague ni balai comportant une machine inversée et des diodes tournantes, p. 17 pages 15 figures.

- [12] Maguiraga, M., Zouaghi, M., & Elleuch, M. (2001). *Etablissement de la fonction de transfert des excitateurs à diodes tournantes*. Unpublished DEA, ESSTT, Tunis.
- [13] J.F.Brudny, T. G. (2004). Conversion d'une excitatrice à commutateur en excitatrice à diodes tournantes : avantages, conception et réalisations.
- [14] Sen, P. C. (1997). *Principles of electric machines and power electronics* (2nd ed.). New York, N.Y.: J. Wiley and Sons.
- [15] J.L.Dalmasso. (1985). *Machines tournantes à courant alternatif*.
- [16] Wildi, T., & Sybille, G. (2005). *Électrotechnique* (4e éd. ed.): Sainte-Foy, Québec : Presses de l'université Laval.