

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Etude d'une machine synchrone autopilotée
alimentée en courant :
Influence de certains paramètres de la
machine sur la commutation.*

Proposé par :

A. MAAZI

Etudié par :

N. REZGUI

Dirigé par

A. MAAZI

PROMOTION

Juillet 1993

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

A mes parents

Remerciements



J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Abdelhamid MAAZI pour tous les efforts qu'il a fourni pendant la durée de ce travail, et je le remercie pour toutes les connaissances que j'ai acquises .

Je remercie également tous ceux qui ont apporté leur contribution à ma formation.

Résumé



La machine synchrone autopilotée alimentée en courant est un système parfaitement adapté aux entraînements variables de forte puissance. Toutefois les contraintes de commutation limitent le couple électromagnétique maximal et le facteur de puissance de la machine. Il est alors possible de réduire la durée de commutation par un dimensionnement adéquat de la machine permettant de minimiser la réactance de fuite de l'induit.

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction

Chapitre I :Principe de fonctionnement de la machine synchrone autopilotée

I.1.Introduction	4
I.2.Type d'alimentation	4
I.3.Le convertisseur de fréquence	7
I.4.Le capteur de position	9
I.5.La machine synchrone autopilotée alimentée en courant	14
I.5.1.Fonctionnement du convertisseur électromécanique	14
I.5.2.Stratégie de commande	17
I.6.Conclusion	21

Chapitre II :Etude de la commutation .

II.1.Introduction	23
II.2.Commutation naturelle	23
II.2.1.Phénomène d'empiètement anodique	25
II.2.2.Conséquences de l'empiètement anodique	25
II.3.Commutation assistée au démarrage et aux faibles vitesses	30
II.4.Influence de la commutation sur l'autopilotage	32
II.4.1.Limitation du couple maximal et du facteur de puissance	33
II.4.2.Limitation de la vitesse d'entraînement	35
II.4.3.Influence de la charge	36
II.5.Conclusion	37

Chapitre III :Influence des paramètres de la machine sur la commutation .

III.1.Introduction	39
III.2.Calcul de l'inductance de commutation	39

III.3.Expression des paramètres de la réactance de commutation	47
III.4.Perméance et choix du type d'encoche	52
III.4.1.Choix du type d'encoche	52
III.4.2.Influence du raccourcissement.....	54
III.5.Perméance frontale d'un enroulement	55
III.5.1.Méthode de Dreyfuss	56
III.5.2.Méthode de Alger	58
III.6.Choix du type de bobinage	60
III.6.1.Bobinage à une seule couche et à pas diamétral	60
III.6.2.Bobinage à une seule couche et à pas raccourci	62
III.6.3.Bobinage à deux couches	63
III.7.Choix des dimensions principale de la machine	63
III.7.1.Influence du diamètre sur l'angle de commutation	63.
III.7.2.Influence des dimensions de la machine	65
III.7.3.Influence du nombre de paires de pôles	65
III.8.Exécution de l'enroulement et des encoches	68
III.8.1.Influence du raccourcissement du bobinage	68
III.8.2.Influence du nombre d'encoches par pôle et par phase	68
III.8.2.Influence des dimensions de l'encoche	71
III.9.Influence de l'épaisseur d'entrefer	72
III.10.Conclusions	73

Conclusion

I.INTRODUCTION :

La limitation en puissance et en vitesse des machines à courant continu due à la présence du système balais-collecteur, et les problèmes de maintenance posés lors de leur fonctionnement dans certaines atmosphères a, depuis plusieurs décennies déjà, restreint l'application des machines à courant continu aux entraînements à vitesse variable .

Ces inconvénients ont été largement évités par le développement de la technologie des associations convertisseur statique-machine à courant alternatif.

Les moteurs asynchrones sont de par leur simplicité de construction et leur robustesse, préférés aux machines synchrones et plus utilisés dans les entraînements réglables de faible et moyenne puissance .

Mais la machine synchrone est au premier plan pour la haute gamme des puissances, pour son excellent rendement et son facteur de puissance élevé.

En particulier, le convertisseur de courant alimentant la machine synchrone autopilotée est considérablement simplifié grâce à la capacité de cette machine à assurer la commutation naturelle.

Cependant, les contraintes de commutation empêchent le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant à facteur de puissance unitaire ,et à couple maximal.

Ce travail a pour but de minimiser la durée de commutation dans ce type de convertisseur, en agissant sur les paramètres constructifs de la machine.

Le premier chapitre est une présentation de la machine synchrone autopilotée avec le principe de son fonctionnement.

Le second est une étude de la commutation, et son influence sur les performances de ce convertisseur électromécanique.

Le troisième chapitre est un calcul de la réactance de commutation permettant d'étudier l'effet de la variation des paramètres de la machine sur l'angle d'empiètement anodique, dans le but de déterminer l'ajustement constructif nécessaire à l'amélioration du comportement de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant.

CHAPITRE I

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE

SYNCHRONE

AUTOPILOTEE

I.1.INTRODUCTION:

La machine synchrone autopilotée est une machine synchrone alimentée par un convertisseur de fréquence constitué de deux montages triphasés en pont à semi-conducteurs, couplés en cascade par un circuit intermédiaire à tension, ou à courant continu.

Un capteur de tension, ou de position permet d'élaborer les impulsions d'allumage des composants semiconducteurs, assurant ainsi l'asservissement de la fréquence statorique à la vitesse de rotation de la machine.

I.2.TYPE D'ALIMENTATION :

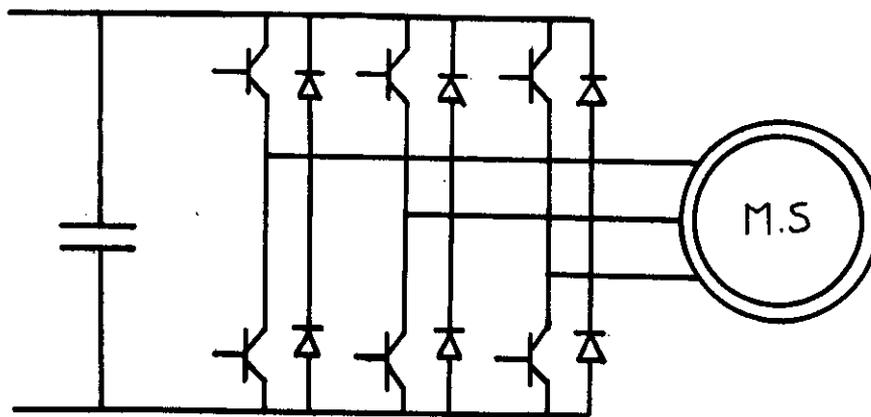
Suivant l'usage auquel est destiné la machine synchrone, il existe deux types de convertisseurs.

L'alimentation par convertisseur direct (cycloconvertisseur) convient particulièrement aux moteurs lents de forte puissance puisque les convertisseurs directs limitent de par leur principe même la fréquence de sortie.

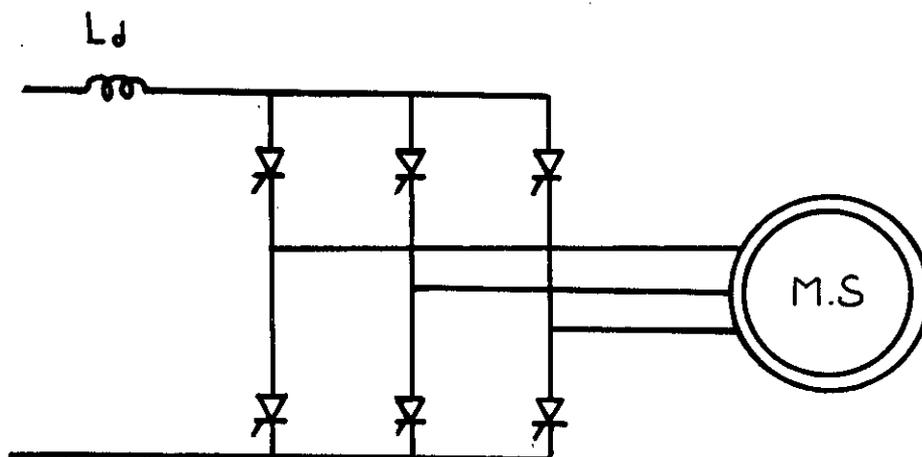
L'alimentation par convertisseur indirect réalisée dans le cas de la machine synchrone autopilotée, est soit une alimentation en tension, soit une alimentation en courant.

La tendance actuelle est en faveur de l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents, alimentées en tension dans le domaine des faibles et moyennes puissances [1].

En effet, l'utilisation du côté de la machine d'un onduleur autonome de tension à transistors (fig I.1) pour l'application aux entraînements réglables, dans une large plage



a/ Onduleur de tension .



b/ Onduleur de courant .

fig.I.1: Types d'alimentation .

de fréquence, s'est avérée particulièrement performante, grâce à l'aptitude des transistors à être commandés à la fermeture et à l'ouverture avec des temps de commutation et d'extinction très réduits [2].

L'onduleur fonctionne en commutation forcée, et fournit des créneaux de tension aux phases de la machine, dont le couple électromagnétique moyen a pour expression:

$$C = 3p \frac{V}{\omega} \frac{\Phi}{L} \sin \delta \quad (1.1)$$

où p est le nombre de paires de pôles.

V la valeur efficace du fondamental de la tension statorique.

ω la pulsation.

Φ le flux rotorique.

δ l'angle interne.

L l'inductance synchrone.

Le couple n'étant pas indépendant de la fréquence, nous ne pouvons obtenir un contrôle direct en couple. De plus, comme un dipôle tension ne peut être associé qu'à un dipôle courant, la machine doit présenter de grandes inductances de fuite.

Dans les fortes puissances, on préfère utiliser une alimentation en courant. On utilise alors un pont de Graetz triphasé à thyristors. Ces derniers sont plus aptes à commuter des courants de forte intensité, qui sont imposés à la machine sous forme de créneaux.

Le couple électromagnétique est alors directement proportionnel au courant, à flux d'excitation et à décalage entre f.e.m et courant constants, et la machine est capable d'assurer la commutation naturelle du convertisseur.

Le pont redresseur du côté réseau constitue une source de courant devant laquelle la machine doit nécessairement se comporter comme un dipôle tension, et donc présenter des inductances de fuite aussi faibles que possible.

1.3. LE CONVERTISSEUR DE FREQUENCE :

Le convertisseur de fréquence est composé de deux ponts de Graetz triphasés à thyristors , reliés par un circuit intermédiaire à courant continu comprenant une inductance de lissage.

Lors du fonctionnement en moteur de la machine ,le montage connecté au réseau se comporte en redresseur, et le pont côté machine fonctionne en onduleur de courant. Chaque thyristor reçoit périodiquement des impulsions d'amorçage.

Il se produit six commutations par période dans l'onduleur imposant des courants de phase alternatifs, ayant la forme de créneaux de durée égale à 120 degrés.

Le premier montage est commuté par les tensions du réseau ,alors que la commutation naturelle de l'onduleur est assurée par les f.e.m de la machine, qui est d'ailleurs la seule machine capable de se comporter en charge capacitive lorsqu'elle est surexcitée.

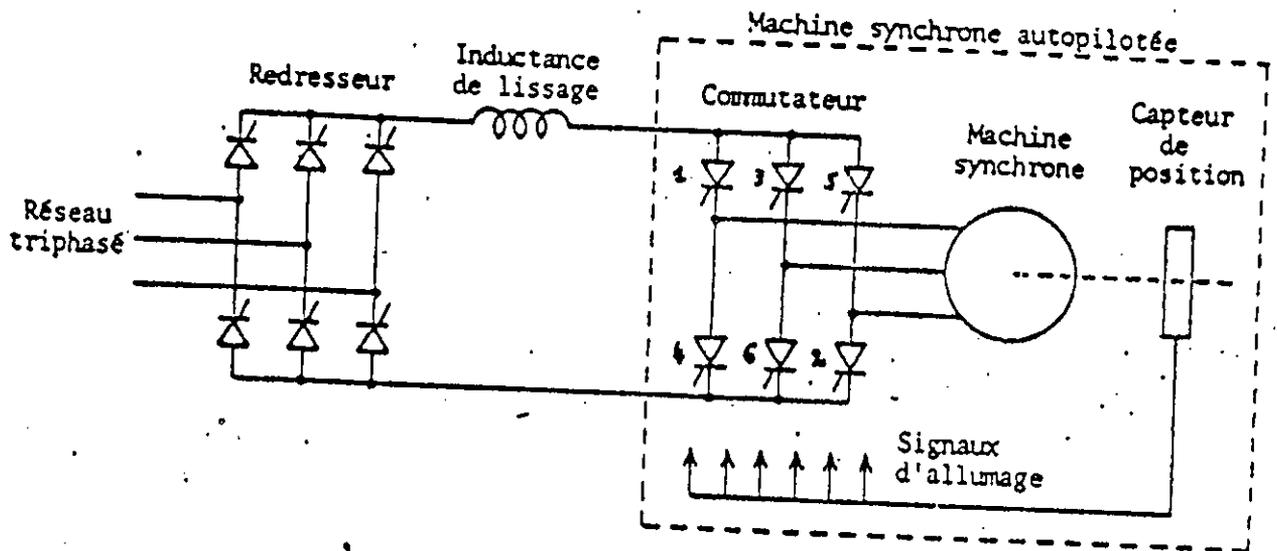


fig.1.2: Montage de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant avec son convertisseur de fréquence .

La figure I.2 représente le schéma du convertisseur avec ses principaux composants.

Si U_1 est la tension aux bornes du redresseur et U_2 la tension aux bornes de l'onduleur, et si on suppose que le courant continu I_d est parfaitement lissé et que les commutations sont instantanées dans les deux ponts, alors nous avons:

$$U_1 + U_2 = L \frac{dI_d}{dt} = 0 \quad (1.2)$$

$$\Rightarrow 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha_1 = -3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \alpha_2 \quad (1.3)$$

L'expression précédente prouve que lorsque le premier pont fonctionne en redresseur ($0 < \alpha < 90^\circ$), le second doit forcément fonctionner en onduleur, et inversement. De plus, si I_{r1} et I_{r2} sont les valeurs efficaces du fondamental du courant de phase du réseau, et de la machine respectivement, les puissances actives et réactives s'écrivent dans l'hypothèse de tensions parfaitement sinusoïdales comme ci-dessous:

$$\begin{aligned} P_1 &= 3V_1 I_{r1} \cos \alpha_1 & P_2 &= 3V_2 I_{r2} \cos \alpha_2 \\ Q_1 &= 3V_1 I_{r1} \sin \alpha_1 & Q_2 &= 3V_2 I_{r2} \sin \alpha_2 \end{aligned} \quad (1.4)$$

Ces expressions montrent que le montage est réversible (il peut fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse) puisqu'il suffit, de changer l'intervalle de variation des angles d'amorçage des deux ponts, pour avoir le fonctionnement en générateur [3].

1.4. LE CAPTEUR DE POSITION :

Il existe deux types de capteurs pouvant réaliser l'autopilotage de la machine synchrone : le capteur de tension et le capteur de position.

-Le capteur de tension permet la synchronisation du champ tournant statorique aux tensions de la machine avec un déphasage entre tension et courant fixé .

Il s'agit de régler alors ce déphasage à une valeur minimale tenant compte de la

durée de commutation et du temps de recouvrement des thyristors, et pour lequel le facteur de puissance se rapproche le plus de l'unité.

Toutefois, ce type de synchronisation n'est possible qu'à partir d'une certaine vitesse, et il ne réalise pas un contrôle direct en couple puisque le déphasage entre courant et f.é.m n'est plus maîtrisé, et à plus forte raison, ne peut plus être maintenu à sa valeur minimale.

-Le capteur de position permet de détecter à tout instant la position de la roue polaire et d'élaborer les ordres de commande de l'onduleur avec un déphasage entre courant et f.é.m réglable. Il peut être réalisé de plusieurs manières: le capteur optique constitue l'un des capteurs les plus simples et les plus économiques. De plus, il présente l'avantage de pouvoir contrôler l'angle ψ .

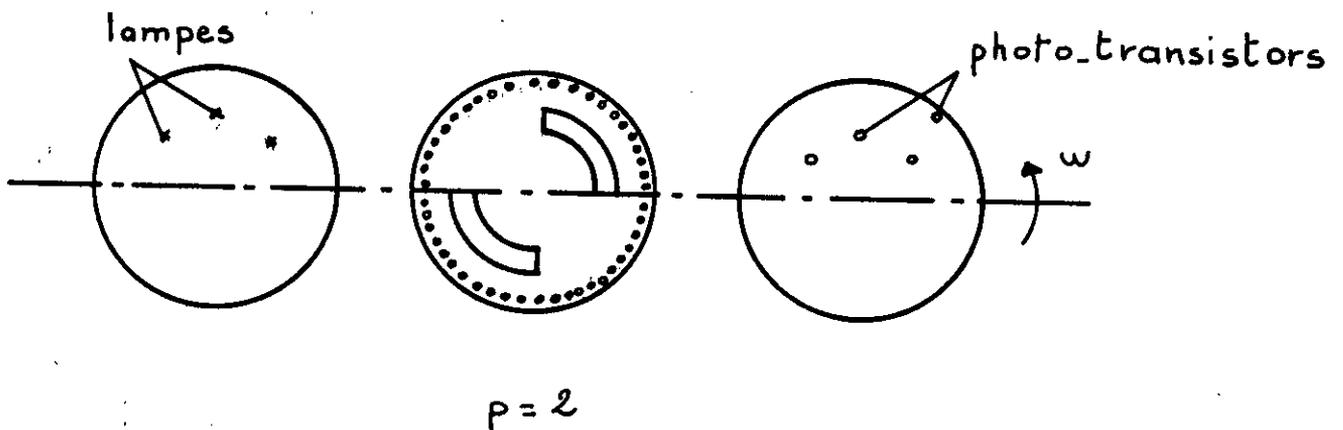


fig.I.3: Le capteur de position optique .

Il est composé de deux parties:

-Une partie fixe composée de deux disques solidaires du stator. Le premier présente trois lampes décalées de 120° électriques (pour une machine synchrone triphasée). Le second porte trois photo-transistors se trouvant respectivement dans le même axe que les photo-transistors (fig I.3).

-La partie mobile est un disque fixé sur l'arbre et intercalé entre les deux premiers .
p fentes de 180° électriques , pratiquées à un même rayon que les détecteurs optiques, permettent l'élaboration des trois signaux A,B,C sous forme de créneaux de 120° (fig I.4) et représentant les trois phases de la machine.

Les signaux à appliquer (après traitement électronique) aux gâchettes des thyristors se déduisent des précédents par des opérations logiques (fig I.4).

Cependant,les impulsions obtenues correspondent à un décalage entre courant et f.e.m qui est fonction de la position des lampes par rapport aux axes des phases statoriques. Ce décalage est de 30° dans le cas où chacune des trois lampes est décalée de 90° électriques par rapport à l'axe de la phase statorique correspondante (fig I.5) .

Cet angle peut être réglé soit manuellement par une rotation de la partie fixe du détecteur, soit électroniquement, pour cela il faut disposer d'un signal d'horloge qui permettra de générer des signaux en dents de scie [4] . Ceux-ci, après comparaison à une tension de commande à amplitude réglable effectuent le décalage des impulsions à la valeur souhaitée .

Cette horloge est générée par un ensemble de trous situés à la périphérie du disque mobile auxquels correspondent une lampe et un photo-transistor placés à un rayon identique de la partie fixe du stator (fig.I.3).

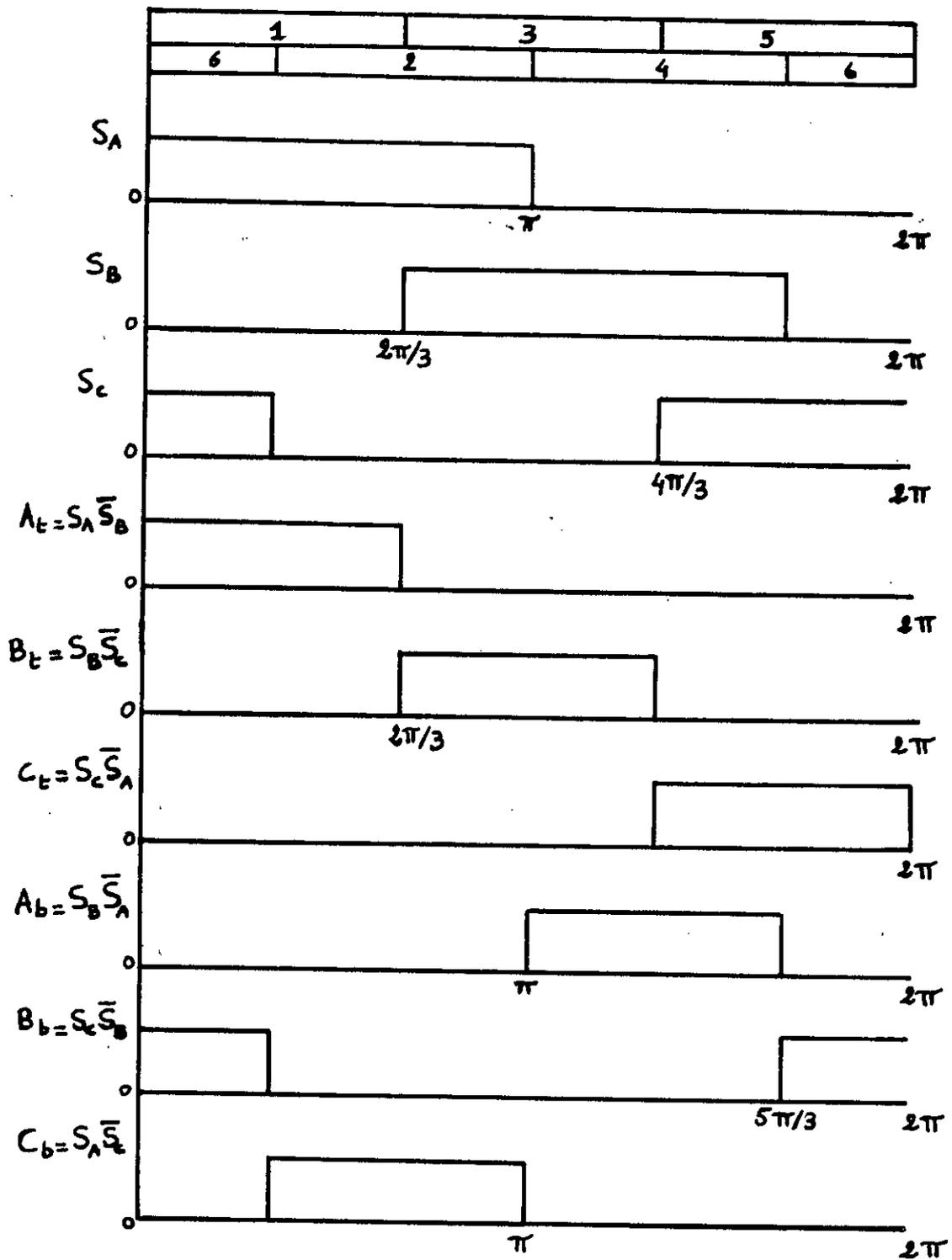


fig.I.4: Signaux issus du capteur permettant l'allumage des thyristors .

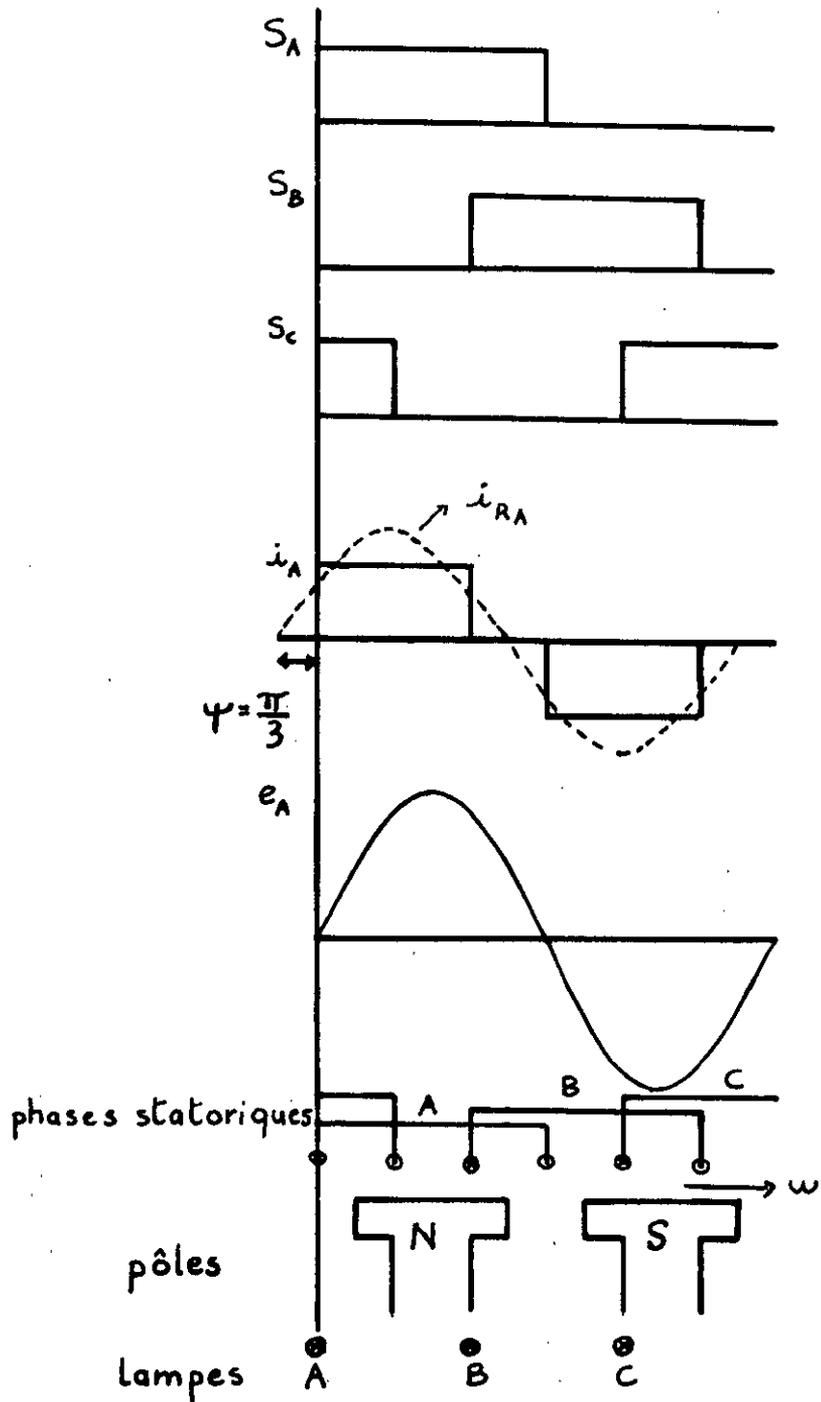


fig.I.5: Emplacement des lampes par rapport aux phases de la machine pour un angle $\psi = 30^\circ$.

I.5. LA MACHINE SYNCHRONES AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT :

Les impulsions d'amorçage des thyristors de l'onduleur élaborées à partir des signaux issus du capteur réalisent la synchronisation du vecteur champ tournant statorique au champ tournant rotorique avec une position angulaire déterminée mais contrôlable.

Ainsi, le système capteur de position-convertisseur de fréquence joue le même rôle que l'ensemble balais-collecteur sans toutefois comporter ses inconvénients .

I.5.1.FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR ELECTROMECHANIQUE :

Durant une période de 2π électriques, il se produit six commutations dans le convertisseur de courant. A chaque commutation, le vecteur flux statorique effectue une rotation de $60^\circ/p$ mécaniques, et entre deux commutations successives le flux statorique reste dans une position fixe , alors que le flux rotorique tourne à vitesse constante (fig I.6) [5].

Dans ce qui suit ,nous supposerons que :

- La machine tourne à vitesse ω constante en raison de son moment d'inertie important.
- La machine fonctionne en régime linéaire .
- Les f.e.m sont sinusoïdales et les résistances négligeables .
- Les thyristors sont des interrupteurs idéaux .
- Le courant d'excitation est constant .
- Chaque phase de la machine peut être représentée par une source de tension sinusoïdale qui n'est autre que la f.e.m de valeur efficace E , en série avec une inductance L tenant compte des couplages mutuels avec l'inducteur et les amortisseurs dans les deux axes d et q. Cette inductance est de valeur variable suivant les zones de

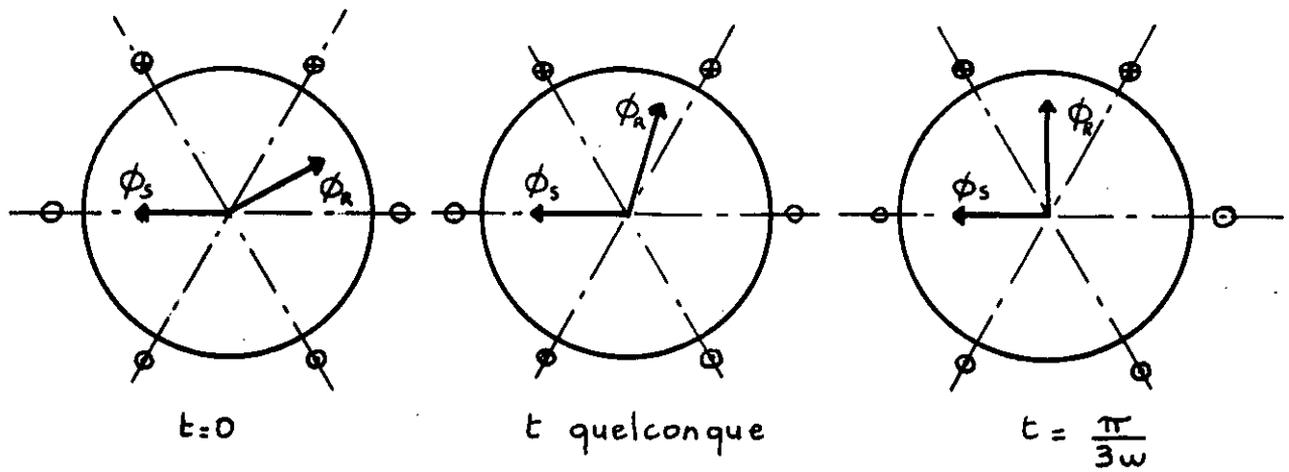


fig.I.6: Evolution des flux durant la commutation .

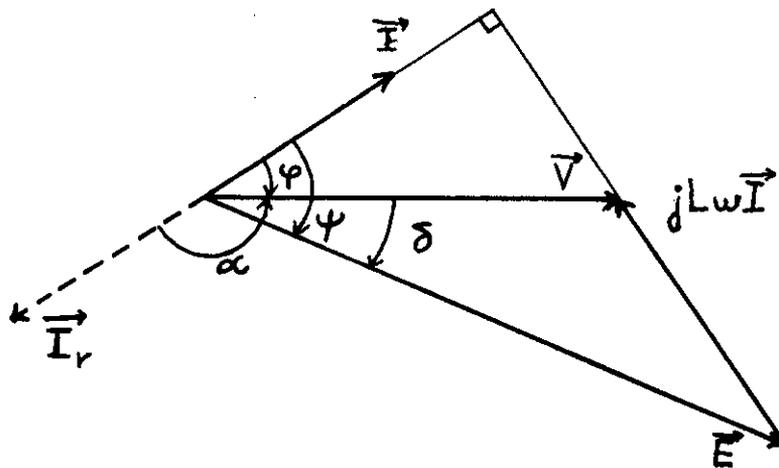


fig.I.7: Diagramme vectoriel de la machine synchrone autopilotée .

fonctionnement de la machine [1].

Si l'on note I_r le fondamental du courant dans les enroulements, opposé au courant conventionnel I du fonctionnement en récepteur, nous obtenons le schéma de la figure 1.7 où l'on voit bien le déphasage avant du courant sur la tension, et le fonctionnement en onduleur du montage relié à la machine ($\alpha \in [90^\circ, 180^\circ]$).

La tension est :

$$U_2 = \frac{3\sqrt{6} V_2 \cos\varphi}{\pi} \quad (1.5)$$

puisque :

$$\alpha = \pi - \varphi \quad (1.6)$$

Or:

$$V_2 \cos\varphi = E \cos\psi \quad (1.7)$$

D'où :

$$U_2 = \frac{3\sqrt{6} V_2 \cos\varphi}{\pi} = \frac{3\sqrt{6} p \phi \Omega \cos\psi}{\pi} \quad (1.8)$$

car $E = p\phi\Omega$ (1.9).

En négligeant les pertes autres que celles de l'inducteur, et en supposant que le convertisseur est sans pertes, le couple s'écrit:

$$\Gamma = \frac{U_2 Id}{\Omega} = \frac{3\sqrt{6} p \phi Id \cos\psi}{\pi} \quad (1.10)$$

Le couple électromagnétique est donc d'autant plus élevé que l'angle entre f.e.m et courant est faible. Or, les contraintes de commutation entraînent un fonctionnement avec un décalage ψ non nul.

La machine synchrone autopilotée alimentée en courant fonctionne donc toujours en dessous du couple maximal.

D'autre part, l'expression donnée précédemment montre que le fonctionnement en freinage par récupération est obtenu simplement en faisant varier l'angle ψ sur l'intervalle $[\pi/2, \pi]$. Le premier pont fonctionne alors en onduleur, et le second en redresseur.

L'inversion du sens de rotation est opérée par l'inversion de l'ordre des impulsions de commande du convertisseur de courant, c'est à dire par une permutation électronique de deux phases de la machine (fig I.8).

I.5.2. STRATEGIE DE COMMANDE :

Avec l'autopilotage la fréquence statorique n'est pas une grandeur de réglage, car elle est une conséquence de la vitesse de rotation. La commande des machines synchrones autopilotées consiste plutôt à contrôler le couple moteur dans une certaine plage de vitesse.

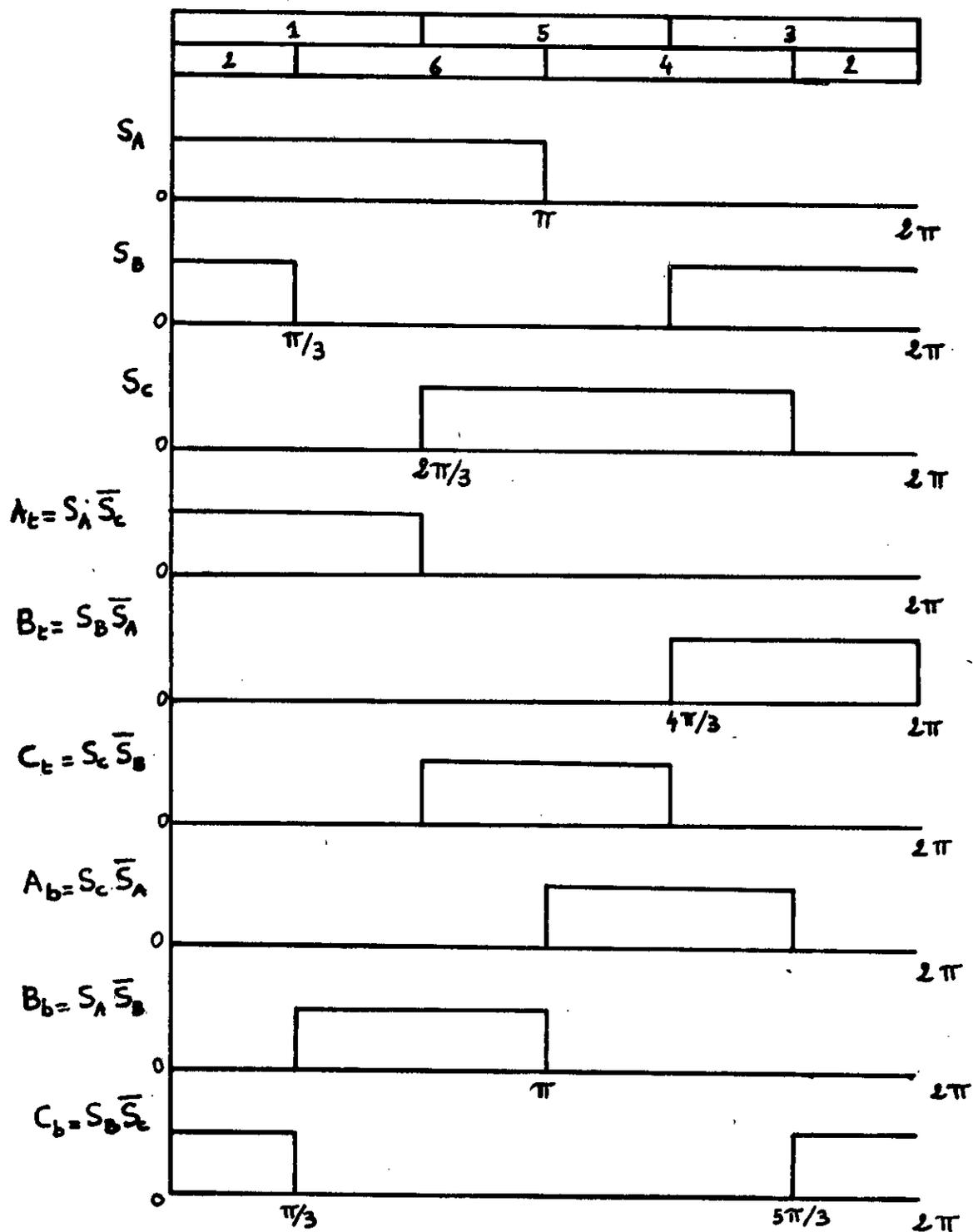


fig.I.8: Signaux de commande du convertisseur pour l'inversion du sens de rotation .

Pour cela ,nous disposons de trois grandeurs variables :

- Le courant continu I_d .
- L'angle de commande ψ issu du capteur .
- Le courant d'excitation I_f .

Il existe plusieurs stratégies de commande suivant les grandeurs variables choisies. La stratégie qui consiste à fonctionner à flux d'excitation et angle ψ constants, en est une des plus simples. Dans ce cas, le couple moyen est directement proportionnel au courant I_d .

$$\Gamma = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} p \phi \cos\psi I_d$$

D'où des caractéristiques $\Gamma(I_d)$ linéaires (fig I.9) et des caractéristiques mécaniques constantes, puisque le couple est alors indépendant de la vitesse .

Cette dernière s'exprime par :

$$\Omega = \frac{\pi U_2}{3\sqrt{6} p \phi \cos\psi} \quad (1.11)$$

Le réglage de la vitesse est obtenu en faisant varier la tension redressée U_1 , donc en agissant sur l'angle d'amorçage des thyristors du pont redresseur :

$$U_2 = -U_1 = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos\alpha_1$$

Avec cette stratégie de contrôle, la machine synchrone autopilotée se comporte comme une machine à courant continu à excitation indépendante, ce qui est particulièrement intéressant pour les entraînements réglables de forte puissance ,où l'on a besoin de contrôler le couple de manière simple et efficace .

La stratégie qui consiste à travailler à I_d, ψ ,If variables améliore les performances de la machine .Celle-ci peut fonctionner alors à décalage ψ minimal ,mais elle nécessite un dispositif de commande beaucoup plus complexe.

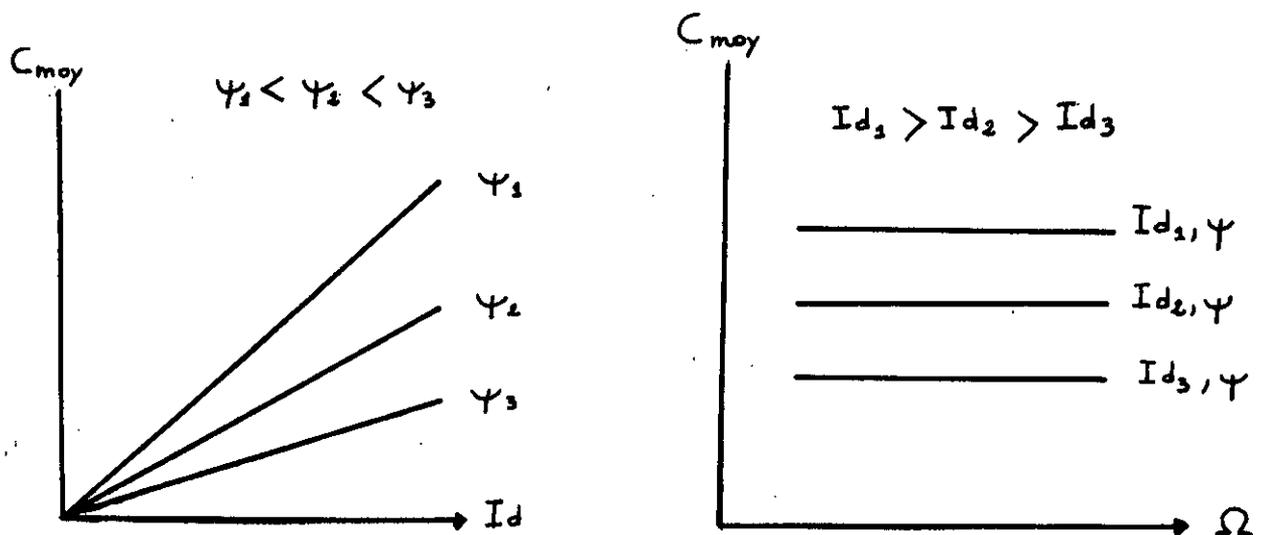


fig.I.9: Caractéristiques $C(I_d)$ et $C(\Omega)$ à ψ et i_f constants.

I.6.CONCLUSION :

Grâce à l'autopilotage, la machine synchrone présente une stabilité améliorée car elle perd toute tendance à l'oscillation et au décrochage .

Le contrôle du couple , par un contrôle des courants, lui confère un comportement dynamique analogue à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante, sans pourtant comporter les inconvénients dus à la présence des contacts glissants .

CHAPITRE III

ETUDE DE LA COMMUTATION

II.1.INTRODUCTION :

Le transfert de courant entre les différentes phases de la machine est un des facteurs les plus importants à étudier dans la machine synchrone autopilotée alimentée en courant .

Il détermine la vitesse minimale en dessous de laquelle la commutation naturelle de l'onduleur de courant n'est plus possible , il faut recourir alors à des artifices pour réaliser l'asservissement de fréquence nécessaire au pilotage de la machine. Et il limite les performances de la machine lors de son fonctionnement en charge .

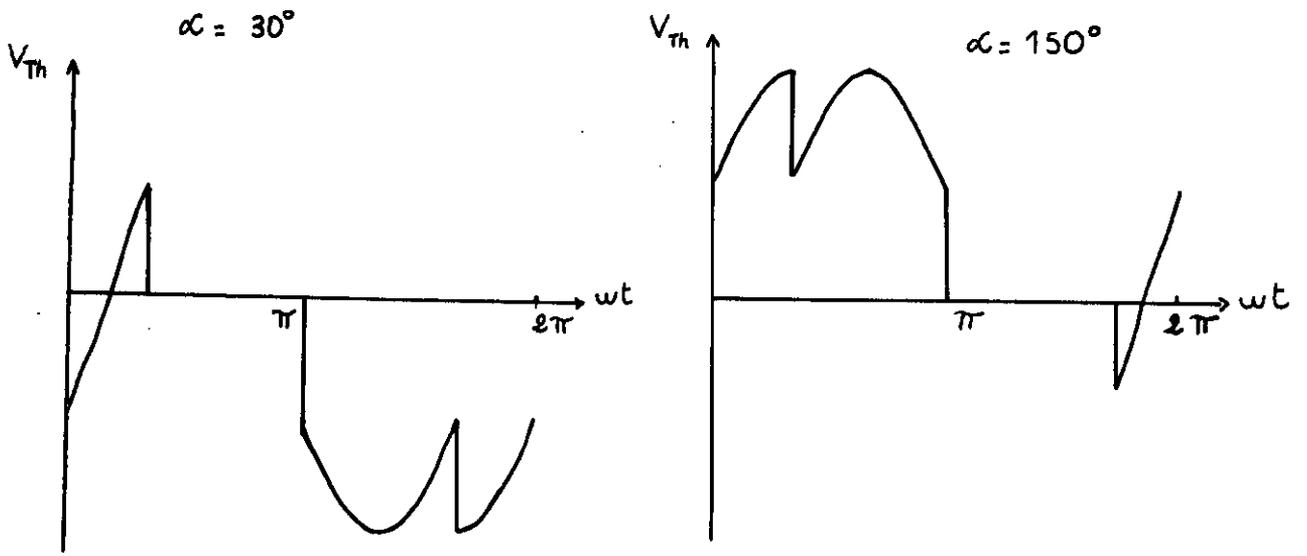
II.2.COMMUTATION NATURELLE :

Lors du fonctionnement en moteur de la machine synchrone autopilotée, le convertisseur coté machine fonctionne en onduleur assisté.

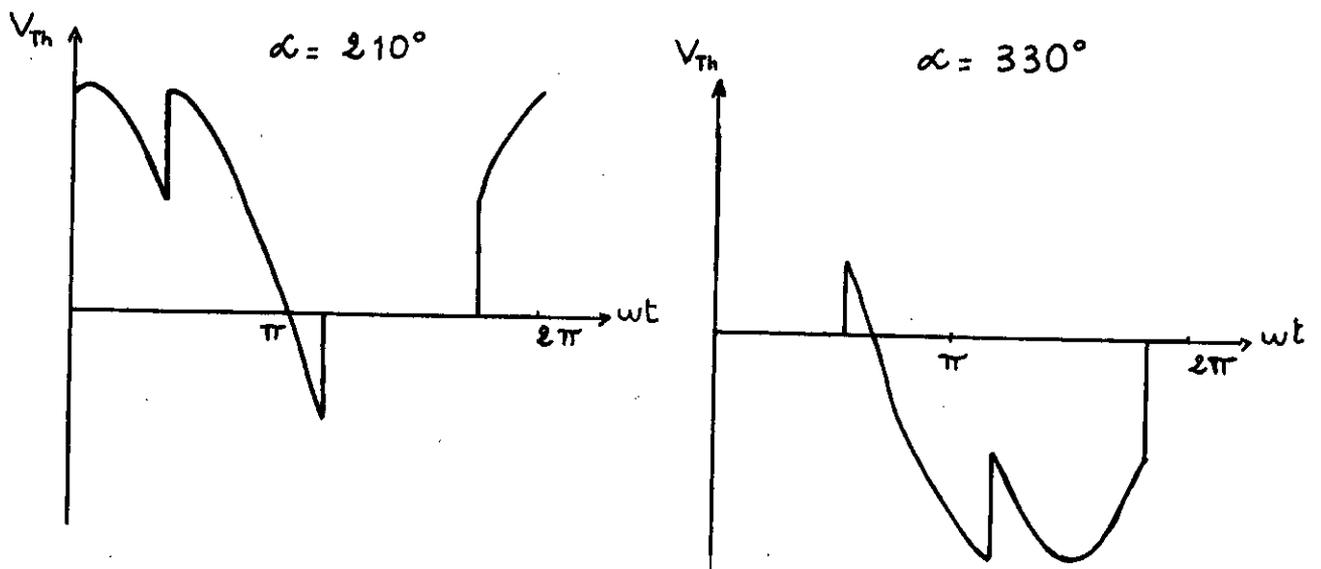
Lorsqu'on amorce le thyristor qui doit entrer en conduction, une tension négative égale à la d.d.p entre les deux phases correspondantes de la machine, apparait aux bornes du thyristor se trouvant en fin de conduction , et assure le blocage de celui-ci sans l'intervention d'un système auxiliaire de commutation (fig.II.1.a).

La commutation naturelle est ainsi assistée par la machine pour tout angle d'amorçage α appartenant à l'intervalle $[0,180^\circ]$, et donc même lors du freinage en récupération de la machine (fig.II.2) .

Au delà de cet intervalle ,une impulsion d'allumage applique une tension positive aux bornes du thyristor à éteindre (fig II.1.b) ,la commutation naturelle est alors impossible .



a/ Commutation naturelle .



b/ Commutation forcée .

fig.II.1: Tensions inverses aux bornes des thyristors .

II.2.1.PHENOMENE D'EMPIETEMENT ANODIQUE :

A cause des inductances de fuite non négligeables de la machine synchrone ,la commutation de l'onduleur n'est pas instantanée [6].

Sa durée est donnée par l'expression suivante:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2 L_c \omega I_d}{V\sqrt{6}} \quad (2.1)$$

où L_c est l'inductance de commutation (sera calculée ultérieurement).

et μ l'angle d'anodique .

II.2.2.CONSEQUENCES DE L'EMPIETEMENT ANODIQUE :

Cet angle d'empiètement provoque un accroissement du temps de conduction des thyristors, et par conséquent une diminution du temps d'application de la tension inverse aux bornes des thyristors d'une durée égale à μ/ω .

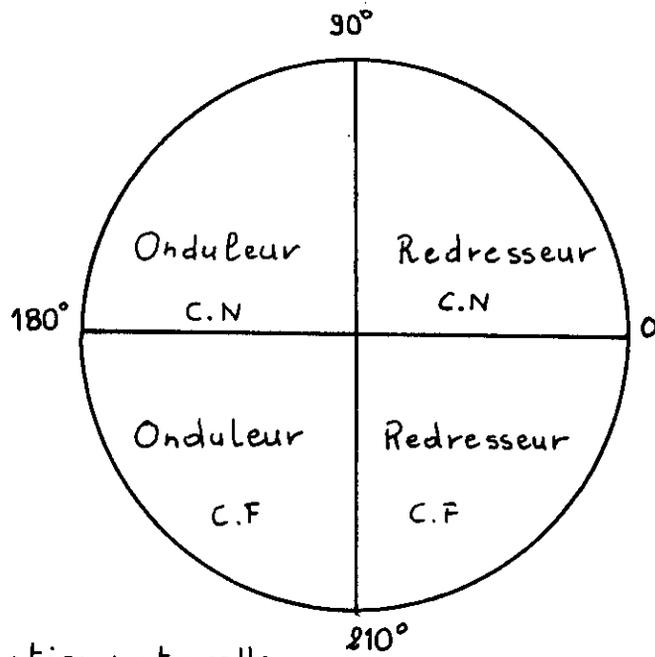
Or, celui-ci doit être supérieur au temps de recouvrement t_q des thyristors pour assurer leur extinction, ce qui limite le fonctionnement en onduleur du convertisseur (fig II.3) à un angle d'amorçage :

$$\alpha_{\max} = \pi - \beta \quad (2.2)$$

$$\text{où } \beta = \mu + \gamma \quad (2.3)$$

β angle d'avance.

γ angle de garde tenant compte du temps de recouvrement des thyristors.



C.N: Commutation naturelle.
 C.F: Commutation forcée.

fig.II.2: Type de fonctionnement du convertisseur de courant suivant la valeur de l'angle d'amorçage .

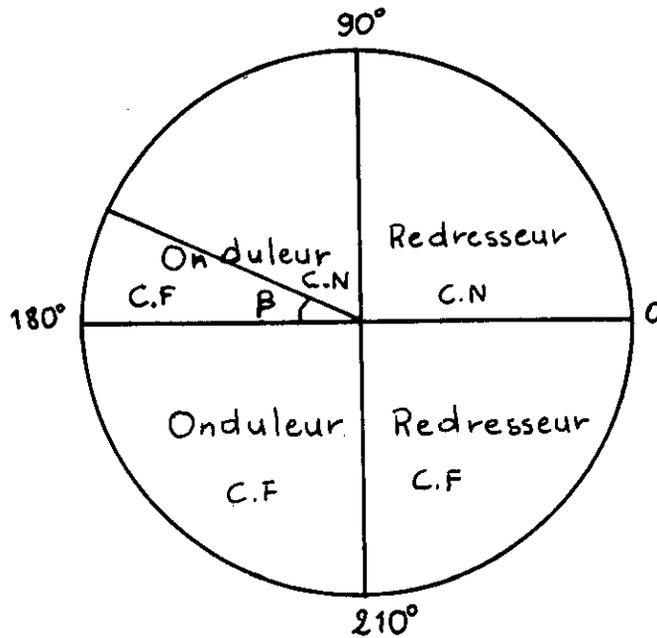


fig.II.3: Limite de fonctionnement en onduleur .

Le phénomène d'empiétement influe également sur l'allure des courants statoriques. les courants i_A, i_B, i_C ne se présentent plus sous forme de créneaux, mais ont plutôt une forme trapézoïdale (fig II.4.a) .

Durant la commutation, les inductances L_c des deux phases court-circuitées se comportent comme un diviseur de tension inductif :

$$V_D - V_O = \frac{u_i + u_j}{2} \quad (2.4)$$

i et j sont les indices des deux phases court-circuitées .

Il en résulte une modification de l'allure de la tension redressée aux bornes du convertisseur de courant (fig.II.4.a) et des tensions inverses aux bornes d'un thyristor donnée par la figure II.4.b .

Ce phénomène conduit également à une distorsion des tensions de la machine (fig II.5), distorsion qui peut d'ailleurs être expliquée par la rotation rapide du vecteur champ statorique, puisque celui-ci tourne d'un angle de $60^\circ/p$ mécaniques en une durée égale à μ/ω . Cette distorsion est d'autant plus importante que l'angle de commutation est grand.

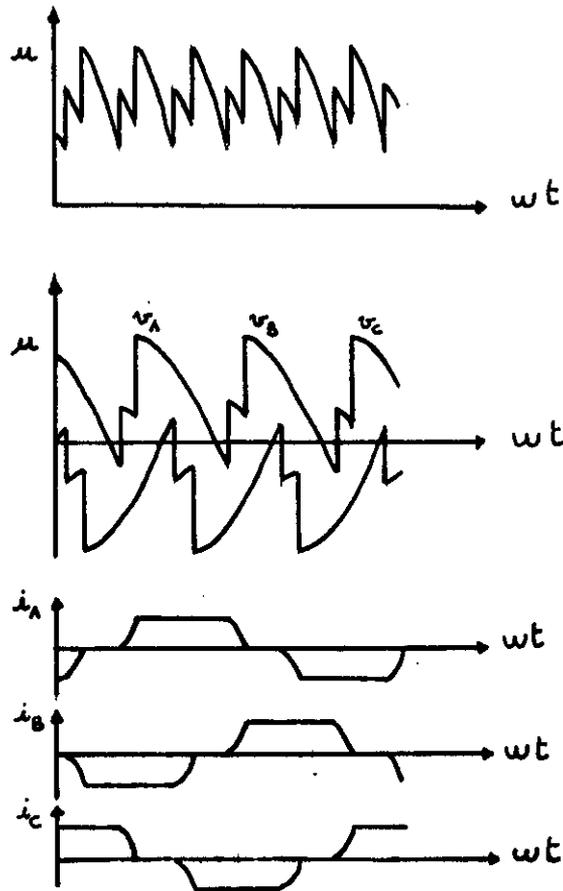


fig.II.4.a: Influence de la commutation sur l'allure de la tension redressée et des courants de phase .

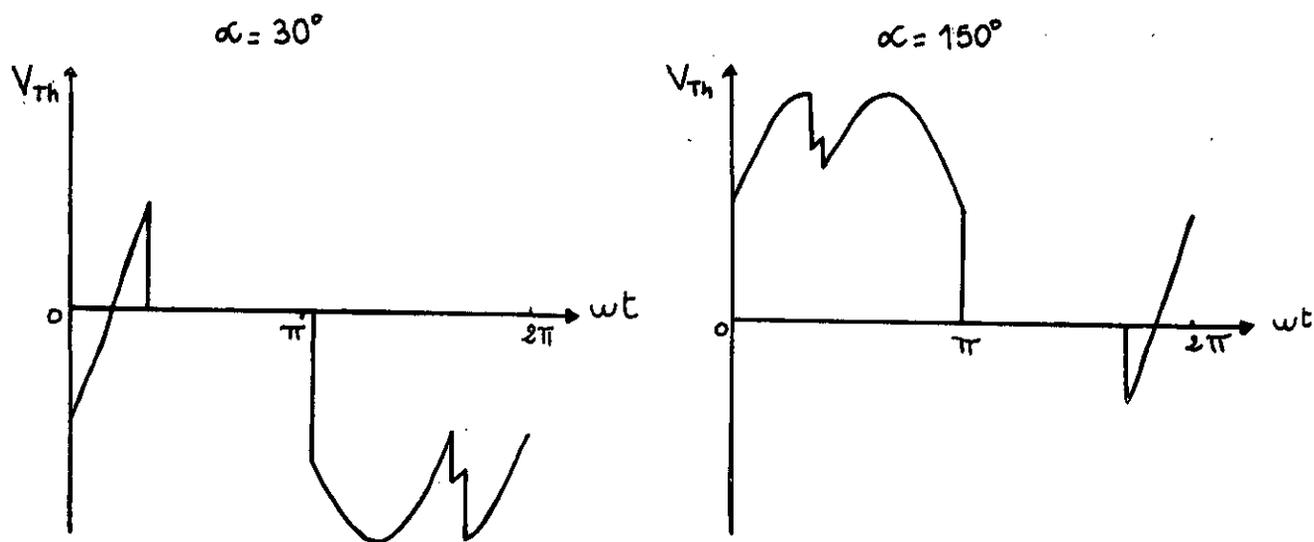


fig.II.4.b: Influence de la commutation sur les tensions aux bornes des thyristors.

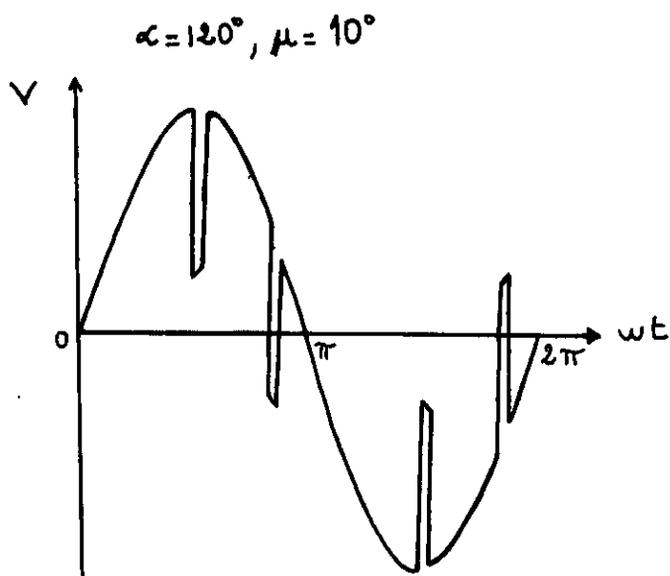


fig.II.5: Distorsion de la tension de la machine .

II.3.COMMUTATION ASSISTEE AU DEMARRAGE ET AUX FAIBLES VITESSES:

Pour des vitesses inférieures à environ 10 % de la vitesse nominale, les f.é.m de la machine ne sont pas assez importantes pour éteindre les thyristors en fin d'intervalle de conduction .

Ces échecs de commutation sont en outre dus à une augmentation excessive de l'angle d'empiétement, les résistances n'étant plus négligeables devant les réactances de fuite , et à une décroissance avec la vitesse du courant que peut commuter la machine.

Plusieurs solutions sont envisageables pour assister la commutation lors du démarrage et aux basses vitesses :

-Le démarrage par pulsation du courant dans le circuit intermédiaire est simple ,et ne nécessite pas de dispositif encombrant .

Le courant est annulé à chaque commutation ,soit en faisant fonctionner le montage côté réseau en onduleur, et le second en redresseur, soit en court-circuitant la bobine de lissage par un thyristor de roue libre, ou, ce qui est encore plus efficace ,en combinant les deux à la fois (fig.II.6).

Cette dernière solution est particulièrement intéressante, car la durée d'annulation du courant est plus courte, et la montée en vitesse plus rapide.

-On obtient un démarrage rapide et sans annulation du courant dans la self de lissage à l'aide d'un condensateur et de deux thyristors auxiliaires, mais le montage devient alors encombrant et nécessite une commande électronique plus compliquée .

Toutes ces méthodes de démarrage étant à commutation forcée , il n'y a plus de raison d'adopter un angle de garde, la montée en vitesse peut se faire à décalage ψ nul ,c'est à dire à couple maximal .

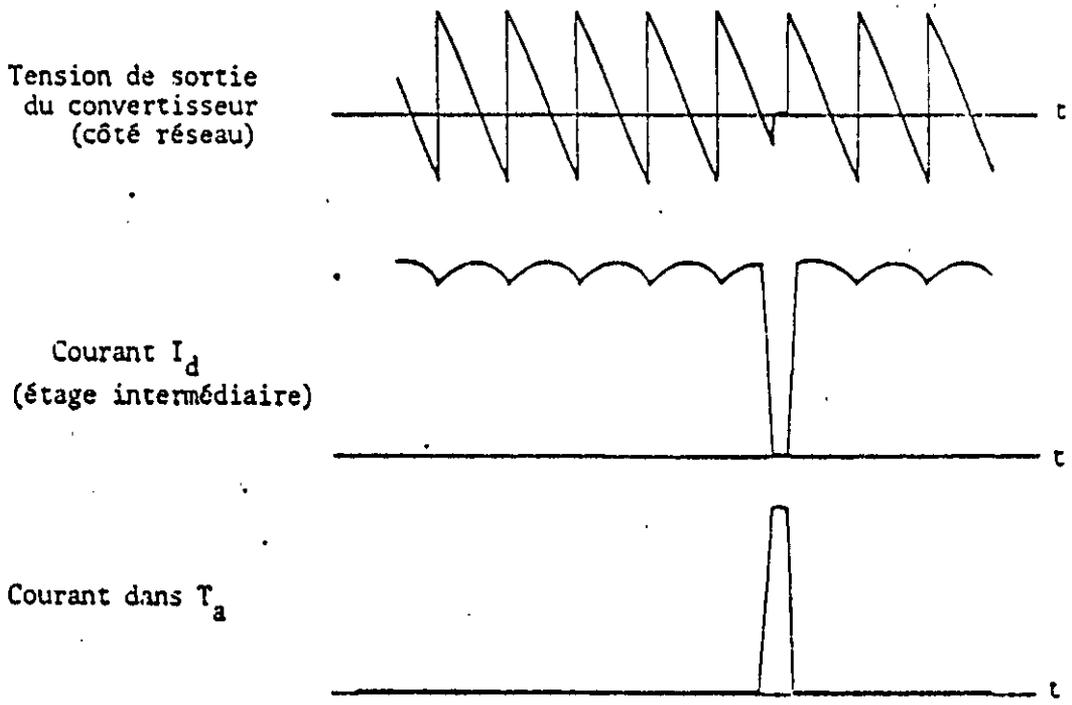
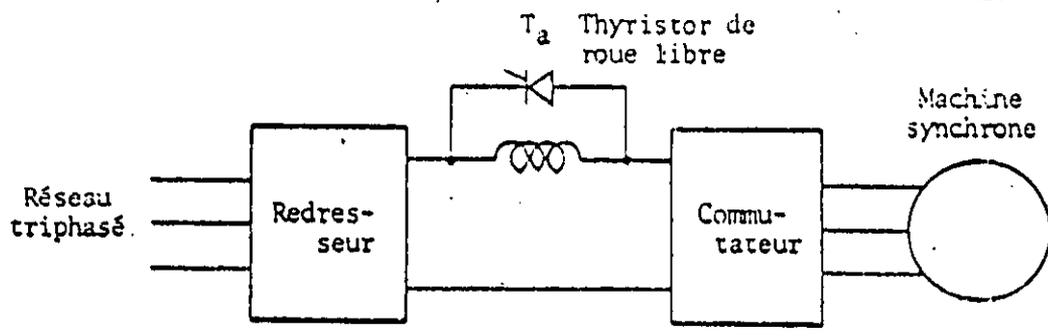


fig.II.6: Commutation forcée par thyristor de roue libre .

I.4. INFLUENCE DE LA COMMUTATION SUR L'AUTOPILOTAGE :

L'angle de commutation est donné par :

$$\mu = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{2X_c I_d}{V\sqrt{6}}\right) - \alpha \quad (2.5)$$

X_c étant la réactance de commutation .

Dans ce type d'onduleur , la valeur efficace du courant par phase de la machine est:

$$I_r = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (2.6)$$

$$\Rightarrow \mu = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{3}{\pi} \frac{X_c}{V} I_r\right) - \alpha \quad (2.7)$$

$$\frac{V_n}{I_n} = Z_n \quad (2.8)$$

Z_n :impédance nominale .

$$\frac{X_c I_r}{V} = \frac{X_c}{Z_n} i = x_c i \quad (2.9)$$

x_c et i sont respectivement la réactance de commutation et le courant statorique exprimés en grandeurs relatives .

$$\mu = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{3}{\pi} x_c i\right) - \alpha \quad (2.10)$$

II.4.1.LIMITATION DU COUPLE MAXIMAL ET DU FACTEUR DE PUISSANCE :

La figure II.7 montre les variations de μ en fonction de α pour différentes valeurs de x_c et pour un courant statorique nominal ($i=1$) .

Les caractéristiques $\mu(\alpha)$ sont décroissantes, elles passent par un minimum correspondant à $\mu = \arccos(3/2.x_c/\pi)$ et deviennent croissantes lors du fonctionnement en onduleur qui nous intéresse plus spécialement .

Pour un angle d'amorçage donné, l'angle d'empiètement croît en même temps que la réactance de commutation de la machine .

Par conséquent pour une machine donnée (de réactance de commutation donnée), le domaine de variation de l'angle d'amorçage doit être limité à une valeur maximale qui est d'autant plus faible que la réactance x_c correspondante est grande. Le déphasage entre tension et courant et l'angle ψ prennent des valeurs telles que le fonctionnement à facteur de puissance unitaire, et à couple maximal (à un décalage ψ nul) est impossible.

Toutefois si l'on arrive à réduire au maximum l'angle d'empiètement μ , l'angle de pilotage ψ prend une valeur minimale :

$$\psi_{\min} = \varphi_{\min} + \delta = \gamma + \mu_{\min} + \delta \quad (2.11)$$

Parallèlement le couple moyen disponible atteint alors sa valeur maximale compte tenu des contraintes de commutation car pour la machine synchrone autopilotée alimentée en courant:

$$\Gamma_{\max} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} p \phi I_d \cos\psi_{\min}$$

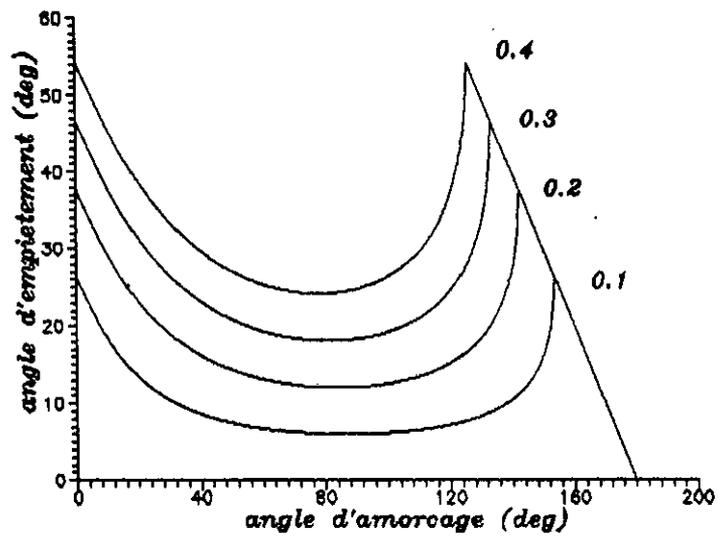


figure II.7 : variations de l'angle d'empiètement en fonction de l'angle d'amorçage des thyristors pour différentes valeurs de la reactance de commutation relative x_c

III.4.2.LIMITATION DE LA VITESSE D'ENTRAÎNEMENT :

La caractéristique $\mu(f)$ à un angle de retard à l'allumage ψ constant est croissante (fig.II.8). Plus l'angle d'amorçage est grand, plus la croissance de l'angle de commutation est prononcée. En effet, le phénomène d'empiètement anodique est lié à l'énergie magnétique emmagasinée dans les inductances de commutation, et qui se décharge sous forme électrique à travers les deux phases court-circuitées avec une constante de temps L_c/R (R résistance d'une phase statorique).

Quand la fréquence augmente, cette énergie reste pratiquement constante, mais la période des grandeurs sinusoïdales diminue, entraînant ainsi une augmentation de l'angle de commutation par rapport à la période électrique qui est décroissante .

Cependant, l'angle de commutation ne doit pas dépasser une valeur de 60° électriques, auquel cas il se produirait des commutations multiples, le domaine de variation admissible de la vitesse de rotation doit être limité à un intervalle, au delà duquel la commutation naturelle n'est plus possible .

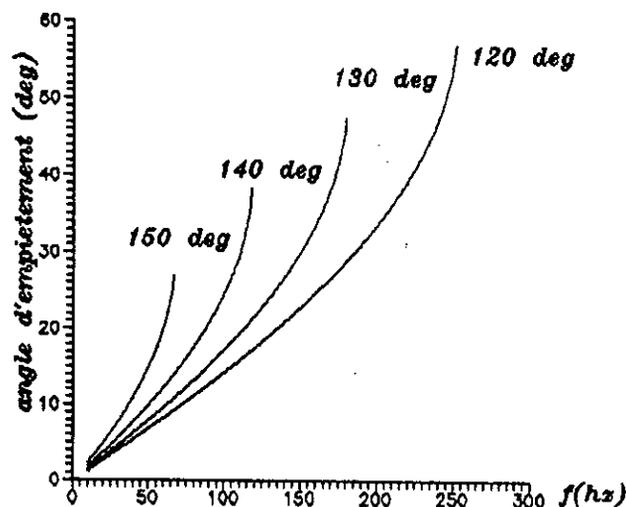


Figure II.8: variations de l'angle d'empiètement en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'angle d'amorçage

II.4.3. INFLUENCE DE LA CHARGE :

La figure II.9 représente les courbes $\mu(i)$ pour différentes valeurs de α .

Celles-ci sont croissantes et linéaires sur un intervalle qui est d'autant plus restreint que la valeur de α est importante. Cette dépendance de l'angle d du courant consommé oblige un réglage de l'angle ψ en fonction de la charge. Cette commande n'est aisée que sur la partie linéaire des caractéristiques $\mu(i)$. Ce qui constitue une raison de plus pour limiter l'angle de retard à l'allumage des thyristors.

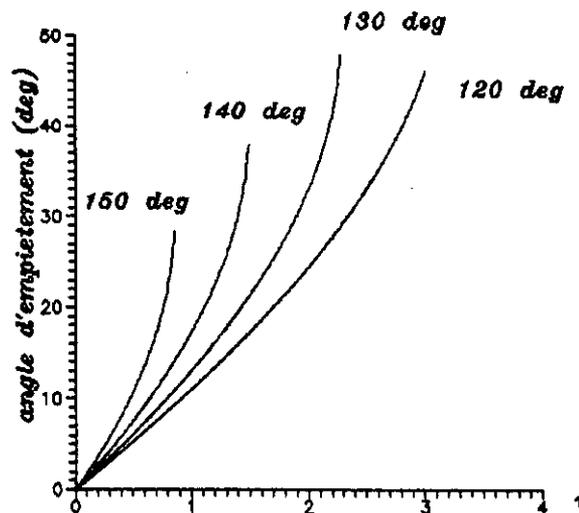


Figure II.9: variations de l'angle d'empiètement en fonction du courant statorique relatif pour différentes valeurs de l'angle d'amorçage

II.5.CONCLUSION :

La machine synchrone autopilotée est un convertisseur électromécanique relativement simple. Cependant cette simplicité pose deux problèmes principaux dont il faut tenir compte lors du dimensionnement de tous les composants du système:

-Le démarrage ne peut pas se faire à commutation naturelle, et il faut l'assurer par un dispositif électronique et une stratégie nécessitant une procédure de contrôle particulière .

-La machine synchrone ne peut fonctionner à couple maximal et sur une large plage de fréquence, à cause de la réaction d'induit et surtout de l'angle de garde β qui est nécessaire pour la commutation naturelle du convertisseur de courant, et qui oblige la machine à fonctionner en surexcitation, c'est à dire à un facteur de puissance inférieur à l'unité .

CHAPITRE III

INFLUENCE DES PARAMETRES DE LA MACHINE

SUR LA

COMMUTATION

III.1.INTRODUCTION :

Le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée à un facteur de puissance le plus proche de l'unité, et avec un couple le plus voisin du couple maximal sur une large plage de fréquence ne peut être obtenu que par une minimisation de l'angle de commutation μ de l'onduleur .

La réduction de l'angle α entraîne une diminution de la durée d'empiètement, mais le déphasage φ entre tension et courant , et par conséquent l'angle ψ augmentent .Il ne reste plus qu'à agir sur la réactance de commutation en faisant varier la forme de la machine, ainsi que certains de ses paramètres constructifs .

III.2.CALCUL DE L'INDUCTANCE DE COMMUTATION :

L'intervalle de commutation est caractérisé par un régime transitoire au cours duquel l'inducteur bobiné, et les circuits amortisseurs de la machine sont parcourus par des courants induits que l'on ne peut omettre lors du calcul de l'inductance de commutation .

En effet, le phénomène d'empiètement anodique peut être assimilé à un court-circuit brusque biphasé. Le temps de commutation est suffisamment court pour considérer que le courant I_d commuté est constant, et que le rotor n'a pas tourné [4].

Pour établir une expression de la réactance de commutation, nous considérerons une machine synchrone à pôles saillants équipés de circuits amortisseurs représentés par un enroulement dans chacun des axes longitudinal et transversal, et désignés par les indices D et Q , l'indice 'ex' désignant l'inducteur .

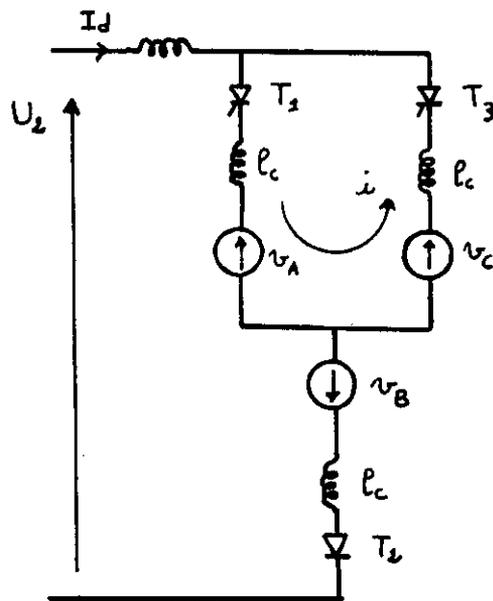


fig.III.1: Schéma équivalent lors de la commutation .

Nous considérerons également l'instant de commutation du courant I_d de la phase A à la phase B du stator (fig III.1) .

$$i_A = I_d - i \quad (3.1)$$

$$i_B = i \quad (3.2)$$

$$i_C = -I_d \quad (3.3)$$

i est le courant de court-circuit à ne pas confondre avec le courant

statorique exprimé en grandeurs relatives (fig III.1). En utilisant la transformation de Park, les grandeurs relatives à l'induit (les courants statoriques i_A, i_B, i_C , et les flux $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C$) sont transformés en grandeurs suivant les axes d et q liés au rotor ($i_d, i_q, \varphi_d, \varphi_q$).

L'angle formé entre les flux rotorique et statorique est de :

$$2\pi/3 + \psi - \omega t = \pi/3 + \psi \quad (3.4)$$

car $\omega t = \pi/3$ en fin de conduction d'une paire de thyristors. D'où la configuration des axes de la figure III.2 .

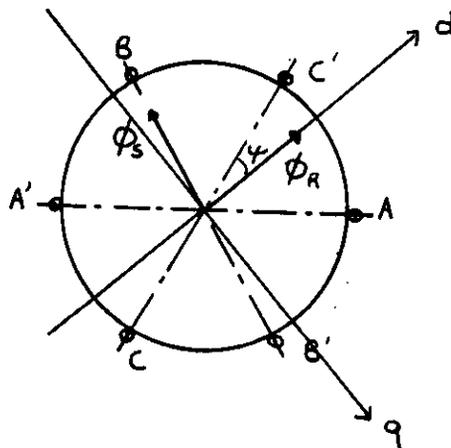


fig.III.2: Configuration des flux

Selon la transformation de Park :

$$i_d = \frac{2}{3} \left(i_A \cos\theta + i_B \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_C \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \quad (3.5)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left(i_A \sin\theta + i_B \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_C \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \quad (3.6)$$

$$\text{où } \theta = -(\pi/6 + \varphi) \quad (3.7)$$

D'où :

$$i_d = \frac{2}{3} \left(i_A \cos\left(\frac{\pi}{6} + \psi\right) - i_B \cos\left(\frac{\pi}{6} - \psi\right) + i_C \sin\psi \right) \quad (3.8)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left(i_A \sin\left(\frac{\pi}{6} + \psi\right) + i_B \sin\left(\frac{\pi}{6} - \psi\right) - i_C \cos\psi \right) \quad (3.9)$$

Les flux statoriques d'axes d et q s'écrivent [8] :

$$\varphi_d = L_d i_d + M_{ad} i_{ex} + M_{ad} i_D \quad (3.10)$$

$$\varphi_q = L_q i_q + M_{aq} i_Q \quad (3.11)$$

L_d et L_q sont respectivement les inductances synchrones longitudinale et transversale. M_{ad} et M_{aq} les inductances mutuelles entre l'induit et les systèmes robotiques d'axes d et q.

Les flux des systèmes robotiques ramenés aux enroulements statoriques sont :

$$\varphi_{ex} = M_{ad} i_d + L_{ex} i_{ex} + M_{ad} i_D \quad (3.12)$$

$$\varphi_D = M_{ad} i_d + M_{ad} i_{ex} + L_D i_D \quad (3.13)$$

$$\varphi_Q = M_{aq} i_q + L_Q i_Q \quad (3.14)$$

L_j : inductance propre du circuit rotorique ramené au stator ($j=D,Q,ex$) .

Les résistances de tous les circuits étant considérées négligeables :

$$\frac{d\varphi_{ex}}{dt} = \frac{d\varphi_D}{dt} = \frac{d\varphi_Q}{dt} = \frac{d(\varphi_A - \varphi_B)}{dt} = 0 \quad (3.15)$$

Comme :

$$L_d = L_f + M_{ad} \quad (3.16)$$

$$L_q = L_f + M_{aq} \quad (3.17)$$

$$L_D = L_{ds} + M_{ad} \quad (3.18)$$

$$L_Q = L_{qs} + M_{aq} \quad (3.19)$$

$$L_{ex} = l_{ex} + M_{ad} \quad (3.20)$$

avec : L_f : inductance de fuite des enroulements statoriques.

L_{ds}, L_{qs} : inductances de fuite des amortisseurs d'axes d et q ramenées au stator.

L_{ex} : inductance de fuite de l'inducteur ramenée au stator .

Nous obtenons :

$$\frac{di_D}{dt} = - \frac{\frac{di_d}{dt}}{L_{ds} \left(\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{l_{ex}} + \frac{1}{L_{ds}} \right)} \quad (3.21)$$

$$\frac{di_Q}{dt} = - \frac{\frac{di_q}{dt}}{L_{qs} \left(\frac{1}{M_{aq}} + \frac{1}{L_{qs}} \right)} \quad (3.22)$$

$$\frac{di_{ex}}{dt} = - \frac{\frac{di_d}{dt}}{l_{ex} \left(\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{l_{ex}} + \frac{1}{L_{ds}} \right)} \quad (3.23)$$

Pour les valeurs de i_A, i_B, i_C définies précédemment :

$$\frac{di_d}{dt} = - \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{di}{dt} \cos\psi \quad (3.24)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{di}{dt} \sin\psi \quad (3.25)$$

Et comme :

$$V_d = - \frac{d\varphi_d}{dt} - \varphi_q \omega \quad (3.26)$$

$$V_q = - \frac{d\varphi_q}{dt} + \varphi_d \omega \quad (3.27)$$

$$\varphi_q \omega = 0 \quad (3.28)$$

Mais $\varphi_d \omega$ n'est pas nul, c'est la f.e.m de rotation correspondant à la f.e.m à vide de la machine, puisque le courant d'excitation peut être décomposé sous la forme

$$i_{ex} = i_{ex0} + \Delta i_{ex} \quad (3.29)$$

où i_{ex0} est la composante invariable du courant d'excitation induisant la f.e.m à vide et Δi_{ex} la composante induite par les courants circulant dans les enroulements statoriques [9].

$$V_A = \frac{d\varphi_A}{dt} = V_d \cos\theta + V_q \sin\theta \quad (3.30)$$

$$V_B = \frac{d\varphi_B}{dt} = V_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.31)$$

Les composantes homopolaires sont nulles .

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{AB}}{dt} &= e_{AB} - 2 (L_d \cos^2\psi + L_q \sin^2\psi) \frac{di}{dt} \\ &+ 2 \left(\frac{M_{ad}}{l_{ex}} + \frac{M_{ad}}{L_{ds}} \right) \frac{\frac{di}{dt} \cos\psi}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{l_{ex}} + \frac{1}{L_{ds}}} + 2 \frac{M_{aq}}{L_{qs}} \frac{\frac{di}{dt} \sin^2\psi}{\frac{1}{M_{aq}} + \frac{1}{L_{qs}}} \end{aligned} \quad (3.32)$$

où $e_{AB} = e_A - e_B$

e_A, e_B f.e.m à vide de la machine .

$$\frac{e_{AB}}{2} = \left[\left(L_f + \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_{ex}} + \frac{1}{L_{ds}}} \right) \cos^2 \psi + \left(L_f + \frac{1}{\frac{1}{M_{aq}} + \frac{1}{L_{qs}}} \right) \sin^2 \psi \right] \frac{di}{dt} \quad (3.33)$$

$$L_c = L_d'' \cos^2 \psi + L_q'' \sin^2 \psi \quad (3.34)$$

$$L_d'' = L_f + \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_{ex}} + \frac{1}{L_{ds}}} \quad (3.35)$$

$$L_q'' = L_f + \frac{1}{\frac{1}{M_{aq}} + \frac{1}{L_{qs}}} \quad (3.36)$$

L_d'' et L_q'' ne sont autres que les inductances subtransitoires longitudinale et transversale (qui sont toutes deux cycliques).

A partir des expressions de ces inductances, nous pouvons donner les schémas équivalents des réactances subtransitoires correspondantes, considérées du stator(fig.III.3).

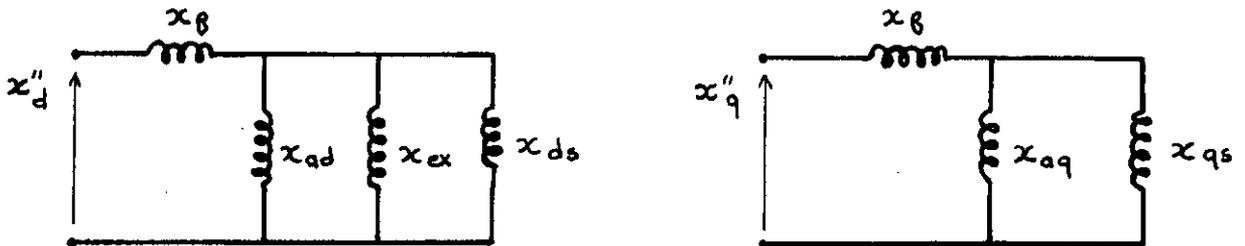


fig.III.3: Schémas équivalents des réactances subtransitoires longitudinale et transversale.

III.3. EXPRESSIONS DES PARAMETRES DE LA REACTANCE DE COMMUTATION:

L'angle de commutation de la machine est lié à la réactance de commutation exprimée en unités relatives par :

$$\mu = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{3}{\pi} x_c i \right)$$

Pour exprimer les paramètres de la réactance de commutation en grandeurs relatives, nous prendrons comme unité l'impédance nominale de la machine Z_n :

$$Z_n = \frac{V_n}{I_n} \quad (3.37)$$

$V_n = E_0$ tension simple à vide .

I_n :courant simple nominal.

$$E_0 = 4,44 \phi f w k_b \quad (3.38)$$

k_b :coefficient de bobinage du fondamental de la f.é.m.

ϕ :flux moyen par pôle .

$$\phi = \frac{2}{\pi} \tau l B \quad (3.39)$$

τ est le pas polaire.

B l'amplitude de l'induction dans l'entrefer .

w le nombre de spires par phase .

La densité linéaire du courant sur la surface interne du stator est :

$$A = \frac{2m\omega I}{\pi D} \quad (3.40)$$

m étant le nombre de phases.

D'où :

$$Z_n = \frac{\sqrt{2} m B l f \omega^2 k_b}{p A} \quad (3.41)$$

Nous obtenons les expressions suivantes exprimées en unités relatives:

$$x_{ad} = \frac{2 m f \mu_0 D l \omega^2 k_b^2}{k_e k_\mu e p^2} \quad (3.42)$$

$$x_{aq} = \frac{k_q}{k_{ad}} x_{ad} \quad (3.43)$$

e : épaisseur de l'entrefer .

k_e : coefficient de l'entrefer tenant compte de la non uniformité de l'entrefer.

k_μ : coefficient de saturation .

k_d ; coefficient de forme du champ de réaction longitudinal .

$$x_f = \frac{\sqrt{2} \pi \mu_0 A \lambda}{k_b m q} \quad (3.44)$$

q est le nombre d'encoches par pôle et par phase .

λ est la perméance de fuite dont le flux de dispersion peut être décomposée en trois flux partiels :

- Le flux de dispersion d'encoche .
- Le flux de dispersion frontal .
- Le flux de fuite différentiel et le flux des têtes de dent .

La dispersion différentielle due aux champs harmoniques est composée de deux flux de fuite: le flux différentiel de phase ou flux différentiel de zone ayant pour origine la présence d'un nombre fini de phases, le flux différentiel zigzag dû à la discontinuité de la répartition spatiale de l'induction provoquée par la présence d'un faible nombre d'encoches par pôle et par phase. Mais, dans le cas de notre machine qui est une machine synchrone à pôles saillants, nous pouvons négliger ce flux de fuite à cause de l'épaisseur de l'entrefer relativement importante (par rapport aux machines asynchrones), de la présence d'intervalles interpolaire d'air et de la forte atténuation des champs harmoniques par le système amortisseur .

Nous prendrons donc :

$$\lambda = \lambda_e + \frac{q}{l} (\lambda_f l_f) \quad (3.45)$$

λ_e est la perméance d'encoche par unité de longueur de la machine.

$\lambda_f l_f$ la perméance des parties frontales .

Pour l'expression de la réactance de fuite de l'enroulement d'excitation en unités relatives, on utilise le coefficient de réduction de l'enroulement d'excitation k_{ex} :

$$k_{ex} = \frac{2 m \omega^2 k_b^2 k_{ad}^2}{\pi^2 p^2 \omega_{ex}^2} \quad (3.46)$$

k_{ad} est le coefficient de réduction de la f.m.m de réaction d'induit suivant l'axe longitudinal à la f.m.m de l'enroulement d'excitation , on obtient :

$$x_{ex} = \frac{32}{\pi^2} \frac{A k_b}{\sqrt{2} B} k_{ad}^2 \lambda_{ex} 10^{-6} \quad (3.47)$$

λ_{ex} est la perméance de fuite de l'enroulement d'excitation par unité de longueur (fig III.4) [9]:

$$\lambda_{ex} = 2 \left(\frac{h_{m1}}{3 c_{m1}} + \frac{h_{m2}}{c_{m2}} + \frac{h_p}{c_p} + \frac{(l_p - l) + 0.5h_m + 0.125b_m}{2 l_p} \right) \quad (3.48)$$

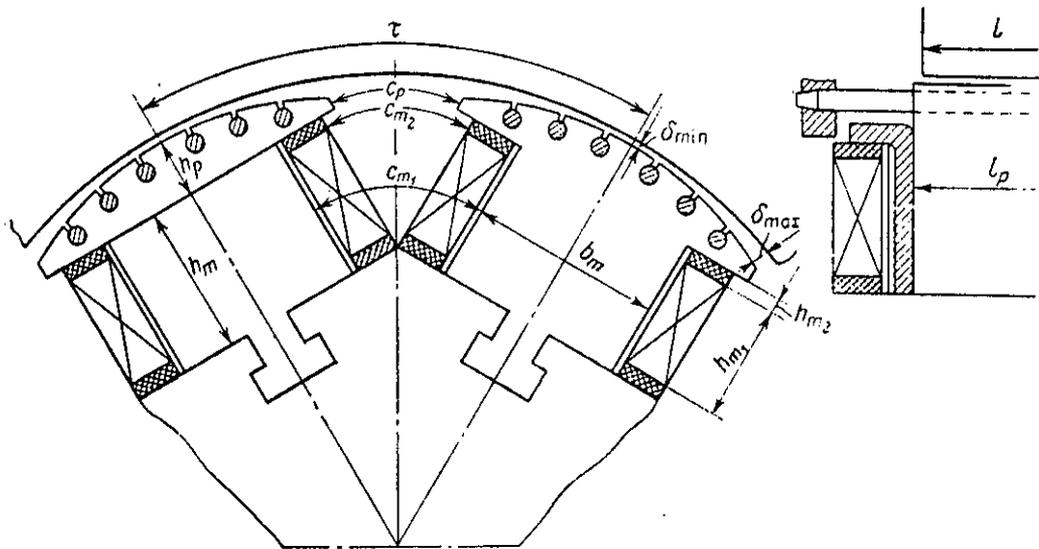


fig.III.4: Disposition des enroulements d'excitation et des pôles de la machine .

Pour la réactance de fuite du système d'amortissement qui dans notre cas est en cage fermée de pôle à pôle, le coefficient de réduction à l'enroulement statorique est:

$$k = \frac{2 m (w k_b)^2}{p n_b} \quad (3.49)$$

n_b est le nombre de barres d'amortisseur par pôle .

$$x_{ds} = \pi\sqrt{2}\mu_0 \frac{A}{B} k_b \frac{\lambda_{ds}}{n_b} \quad (3.50)$$

$$x_{qs} = x_{ds} \frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}} \quad (3.51)$$

$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$ sont les perméances de fuite suivant les axes d et q déterminées en [11] .

En partant de ces expressions, nous pouvons déterminer l'influence des paramètres de la machine sur le phénomène d , pour un courant I égal au courant nominal .

La machine étudiée a pour caractéristiques principales: $p=3$, $S = 310$ kVA, $P= 225$ kW , $I_n = 59.5$ A , $U = 3000$ V , $\eta = 0.91$, $\cos \varphi = 0.8$, $d = 0.525$ m , $l = 0.334$ m , $q = 5$, $n_b = 7$, le pas relatif de l'enroulement est $\beta = 0.8$, et le coefficient de l'arc polaire est $\alpha = 0.722$.

III.4.PERMEANCE ET CHOIX DU TYPE D'ENCOCHE :

III.4.1.Choix du type d'encoche :

La figure III.5 représente trois types d'encoches pratiquées dans les induits des machines synchrones de moyenne et grande puissance [9]:

Pour l'encoche rectangulaire semi-fermée représentée en a/ :

$$\lambda_e = \frac{h_1}{3 b_1} + \frac{h_2}{b_1} + \frac{2 h_3}{b_1 + b_2} + \frac{h_4}{b_2} \quad (3.52)$$

Pour l'encoche trapézoïdale de la figure III.5.b :

$$\lambda_e = \frac{h_1}{3 \left(\frac{b_1 + b_3}{2} \right)} + \frac{h_2}{b_3} + \frac{2 h_3}{b_2 + b_3} + \frac{h_4}{b_2} \quad (3.53)$$

Pour l'encoche ouverte à deux couches (fig.III.5.c) :

$$\lambda_e = \frac{h_1}{3 b_1} - \frac{h_2}{12 b_1} + \frac{h_3}{b_1} \quad (3.54)$$

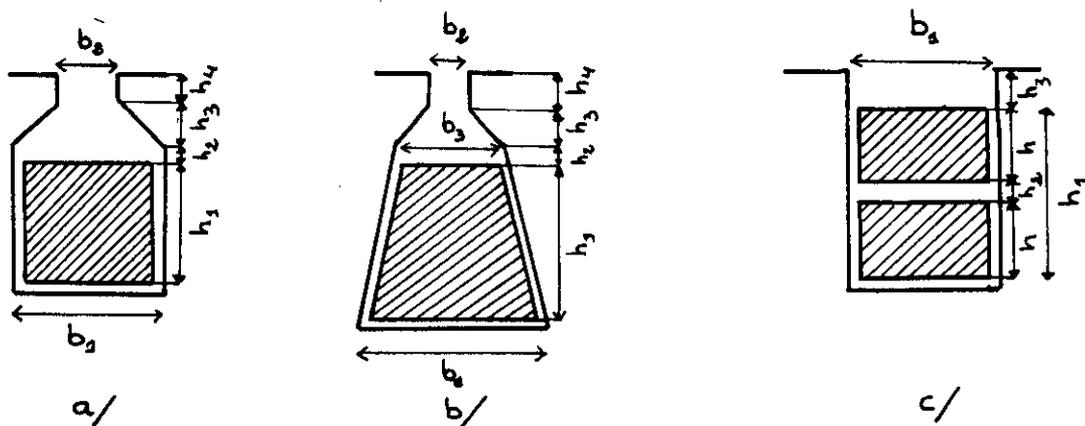


fig.III.5: Types d'encoches .

Les trois expressions précédentes montrent que plus l'isthme d'encoche est étroite, plus la perméance d'encoche pour un volume de cuivre donné est élevée, car la largeur de l'isthme intervient au dénominateur des derniers termes de chaque perméance. En effet, pour des encoches semi-fermées, les lignes de fuite sont importantes au niveau de l'isthme d'encoche puisque le fer présente une perméabilité magnétique importante et donc favorise les fuites magnétiques.

L'encoche ouverte est celle qui présente la plus faible perméance d'encoche. C'est aussi l'encoche la plus employée parce qu'elle permet l'introduction des bobines entières fabriquées à l'avance. Nous opterons donc pour ce type d'encoche.

III.4.2. Influence du raccourcissement :

Dans le cas d'un enroulement à deux couches à pas raccourci, certaines encoches présentent des faisceaux appartenant à deux phases différentes, les courants dans les deux faisceaux se trouvent déphasés de 60° .

On tient compte du déphasage de ces deux courants lors du calcul de la perméance d'encoche, en multipliant les termes correspondants à l'induction mutuelle des deux faisceaux par $\cos \theta$ [12] où $\theta = q \pi / m$ lorsque le pas relatif de l'enroulement est :

$$\beta = \frac{m - q}{m} \quad (3.55)$$

La perméance de l'encoche ouverte de la figure III.5.c devient :

$$\lambda_e = \frac{1}{4} \left(\frac{h}{3 b_1} + \frac{h_3}{b_1} \right) + \frac{1}{4} \left(\frac{4 h}{3 b_1} + \frac{h_2 + h_3}{b_1} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{h}{2 b_1} + \frac{h_3}{b_1} \right) \cos \theta \quad (3.56)$$

et si l'on néglige h_2 :

$$\lambda_e = \left(\frac{h}{3 b_1} + \frac{h_3}{b_1} \right) k_s \quad (3.57)$$

$$k_s = \frac{1 + \cos \theta}{2} \quad (3.58)$$

Pour un raccourcissement β tel que $2/3 < \beta < 1$, le coefficient k_s peut être approximé par la fonction :

$$k_s = \frac{3 \beta - 1}{2} \quad (3.59)$$

D'où :

$$\lambda_e = \left(\frac{h}{3 b_1} + \frac{h_3}{b_1} \right) \frac{3 \beta - 1}{2} \quad (3.60)$$

III.5. PERMEANCE FRONTALE D'UN ENROULEMENT :

Les têtes de bobines se développent dans les trois plans de l'espace, et sont de formes compliquées. Il en résulte que la perméance due à la dispersion frontale n'est

pas facile à calculer vue que la répartition spatiale du champ magnétique est une courbe compliquée, qui en plus est modifiée par la présence des pièces de fer ou de métal massif voisines, et des conducteurs des autres phases et enroulements rotoriques .

Chaque constructeur utilise ses propres formules empiriques qui ont été obtenues au bout de nombreuses années d'expérimentation et d'essais .

Certains auteurs ont quand même établi des formules théoriques mais approximatives et propres à des formes de têtes de bobines particulières .

III.5.1.Méthode de Dreyfuss :

Dreyfuss considère un enroulement dont la demi-tête de bobine a la forme représentée sur la figure III.6 .

La perméance à une distance x du point A est :

$$d \lambda_y = \frac{dy}{2 \pi (r_0 + y)} \quad (3.61)$$

$$\text{avec } 2 (a + b) = 2 \pi r_0 \quad (3.62)$$

La perméance frontale totale est alors [13] :

$$\lambda_f = \frac{L'}{\pi L_f} \left[2.3 \left(1 + \frac{r_0}{H} \right) \log \left(1 + \frac{H}{r_0} \right) - 1 \right] + \frac{0.732 c}{L_f} \log \left(1 + \frac{H}{r_0 \sin \alpha} \right) \quad (3.63)$$

Le premier terme correspond à la partie inclinée de la connexion frontale et le second aux parties droites .

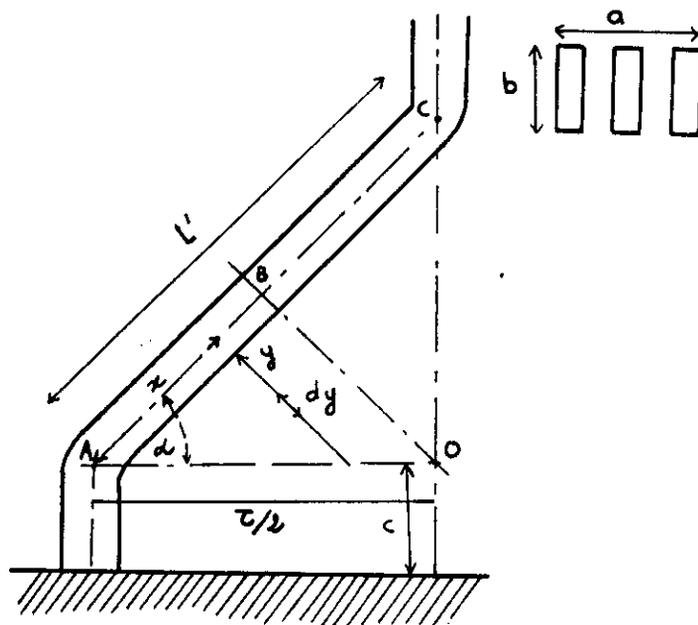


fig.II.6:Forme d'une demi-tête de bobine .

Il est possible de tenir compte de la mutuelle entre têtes de bobines de même couche, en remplaçant r_0 par :

$$r'_0 = \frac{2a + b}{\pi} \quad (3.64)$$

III.5.2. Méthode de Alger :

P.L.Alger considère que la réactance de fuite des têtes de bobines est due à deux sortes de champs [12] :

- Un champ tournant analogue à celui qui existe à l'intérieur du stator, le rotor étant enlevé, dû aux composantes axiales des courants dans les parties frontales .
- Un champ axial créé par les composantes périphériques des courants. L'ensemble des composantes tangentielles des courants sur une des deux parties frontales du stator peut être assimilée à un courant parcourant un conducteur circulaire centré sur l'axe de la machine, et créant un flux se développant dans des plans radiaux (fig.III.7) .

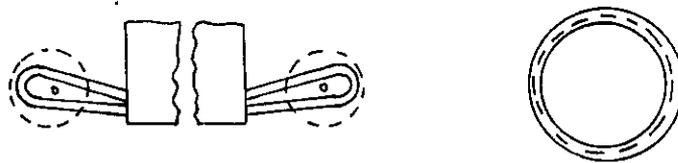


fig.III.7: Composante axiale du flux de fuite frontale due aux composantes périphériques des courants .

Il aboutit à la formule suivante :

$$X_{ft} = 2 \pi f \mu_0 \frac{m w^2 D}{p^2} f(\beta) \quad (3.65)$$

$$f(\beta) = \beta \tan \frac{\chi}{4} \left(1 - \frac{\sin(\beta \pi)}{\beta \pi} \right) + \frac{k_b^2}{6} (1 + 0.122 \beta^2) \quad (3.66)$$

χ est l'angle formé entre la partie inclinée des têtes de bobines et le plan d'extrémité de la machine .

Le premier terme de la fonction $f(\beta)$ correspond aux composantes axiales des courants et le second aux composantes périphériques .

Pour un angle $\chi=60^\circ$ qui donne une longueur L_r égale à la longueur moyenne des têtes de bobines de la plupart des enroulements, la courbe représentant $f(\beta)$ peut être approximée par celle de la fonction :

$$f(\beta) = 0.3 (3 \beta - 1) \quad (3.67)$$

sur l'intervalle [0.5, 1.2] qui est la plage ordinaire de variation de β [14].

D'où l'expression finale de la réactance de dispersion frontale :

$$X_{ft} = 2 \pi f \frac{m w^2 D}{p^2} 0.3 (3 \beta - 1) \quad (3.68)$$

III.6.CHOIX DU TYPE DE BOBINAGE :

Il existe deux types de bobinages: le bobinage à une couche, et le bobinage à deux couches. Dans chacun des deux cas, le bobinage est soit à pas diamétral, soit à pas raccourci.

L'expression de la f.é.m d'un bobinage à pas diamétral est :

$$E = 4.44 \phi f w k_d \quad (3.69)$$

k_d :coefficient de distribution du fondamental de la f.é.m.

Alors que pour un bobinage à pas raccourci :

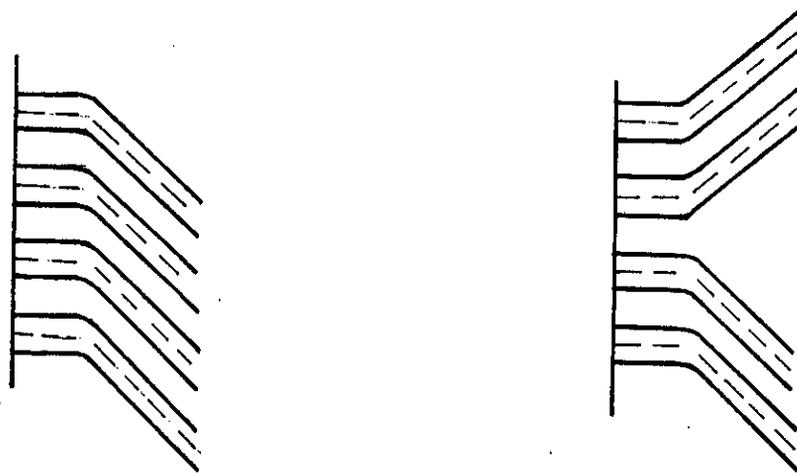
$$E = 4.44 \phi f w' k_d k_r \quad (3.70)$$

k_r est le coefficient de raccourcissement du fondamental de la f.é.m ayant pour valeur:

$$k_r = \sin \left(\frac{\beta \pi}{2} \right) \quad (3.71)$$

III.6.1.Bobinage à une seule couche et à pas diamétral :

On distingue les bobinages à pôles conséquents et les bobinages par pôle.



a/ à pôles conséquents

b/ par pôle

fig.III.8: Disposition des demi-têtes de bobines suivant le type de bobinage.

Dans un bobinage à pôles conséquents ,l'ensemble des conducteurs appartenant à un même pôle et une même phase sortant de q encoches forme un faisceau commun embrassé par le flux de fuite frontal total (fig.III.8.a) .

La réactance inductive frontale est de la forme :

$$X_{ft} = 2 \pi f n^2 q^2 p \mu_0 \sum \lambda_x l_x \quad (3.72)$$

où n est le nombre de conducteurs par encoche .

$\sum \lambda_x l_x$ est la somme des coefficients de perméance frontale .

Cependant, dans un bobinage par pôle, l'ensemble des q faisceaux d'une même phase sortant du stator se subdivise en deux groupes de $q/2$ faisceaux (ou de $(q-1)/2$ et $(q+1)/2$ faisceaux si q est impair) partant dans des directions différentes (fig.III.8.b).

La réactance de dispersion frontale dans la partie inclinée des têtes de bobines n'est plus proportionnelle à q^2 mais à $2 (q/2)^2$.

III.6.2. Bobinage à une seule couche et à pas raccourci :

D'après les expressions des f.é.m données précédemment , le nombre de spires par phase w' d'un enroulement à pas raccourci doit vérifier l'égalité:

$$w' = w / k_r \quad (3.73)$$

afin de conserver la même valeur de f.é.m que dans le cas du pas diamétral .

Le nombre de conducteurs par encoche devient égal à :

$$n' = \frac{2 m w}{k_r Z} \quad (3.74)$$

Z : nombre d'encoches statoriques .

Ainsi ,pour un nombre de conducteurs n fixé ,le raccourcissement du bobinage diminue la force électromotrice de la machine ,mais réduit la longueur des connexions frontales ,et par conséquent la dispersion frontale dans un rapport égal à β .

III.6.3. Bobinage à deux couches :

Dans les stators des machines synchrones modernes, on emploie surtout les bobinages imbriqués à deux faisceaux par encoche [15]. Ce type de bobinage permet non seulement une fabrication plus aisée puisque les bobines de même forme sont réalisées avec un seul moule, mais il permet aussi la réduction du pas de bobinage pour réduire les harmoniques de f.é.m et économiser les parties inactives de cuivre .

Ce raccourcissement interesse spécialement la machine synchrone autopilotée alimentée en courant car il conduit à une réduction des connexions frontales et une diminution de la perméance d'encoche, et donc une réactance de fuite statorique plus faible .

III.7. CHOIX DES DIMENSIONS PRINCIPALES DE LA MACHINE :

III.7.1. INFLUENCE DU DIAMETRE SUR L'ANGLE DE COMMUTATION :

La caractéristique $\mu = f(D)$ représentée sur la figure III.9.a montre qu'un accroissement du diamètre de la machine, pour une longueur et un nombre de paires de pôles donné , entraîne une augmentation de l'angle de commutation.

En effet, lorsque D augmente, le pas polaire et donc les réactances inductives de la réaction d'induit ainsi que les réactances de fuite du stator et du système amortisseur augmentent. La variation du diamètre comme le montre la figure III.9.b agit principalement sur la réactance de réaction d'induit, ce qui explique l'allure de la courbe $\mu(D)$ puisque l'angle d'empiètement est d'autant plus important que la réactance de commutation est grande .

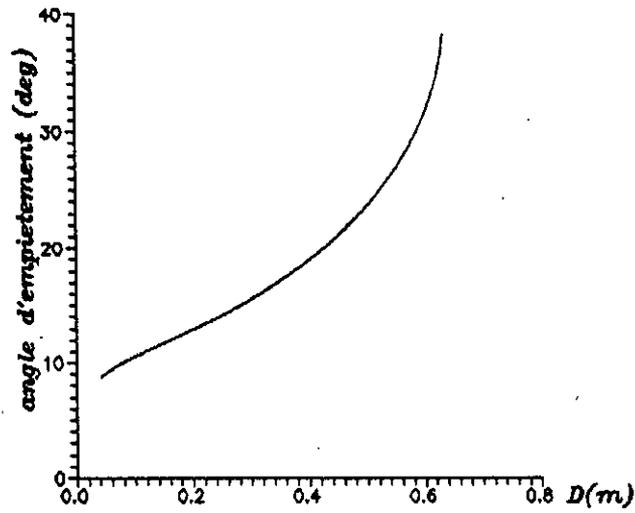


figure III.9.a: variation de l'angle d'empiètement en fonction du diamètre de la machine pour une longueur $L=0.934$ m

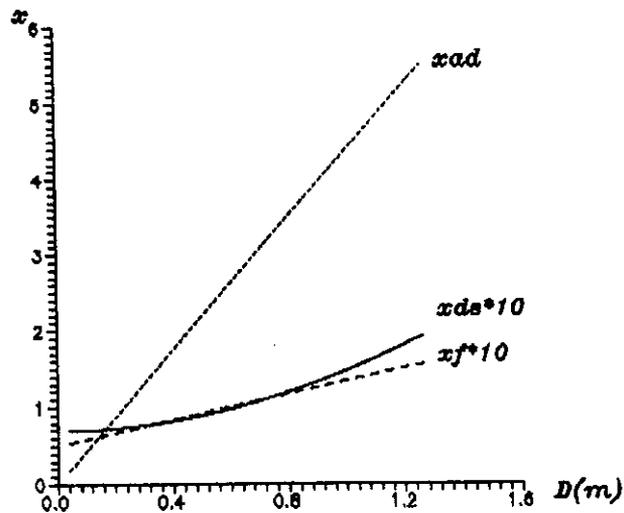


figure III.9.b: variation des reactances inductives en fonction du diamètre de la machine

III.7.1.INFLUENCE DE LA LONGUEUR DE LA MACHINE :

L'angle d'empiètement diminue fortement (fig.III.10.a) lorsque la longueur du fer actif augmente à une valeur de l'ordre de 0.8 m , puisque les réactances de fuite des différents enroulements de la machine sont de la forme

$$x = A + B/l \text{ (A et B étant des constantes)}$$

à diamètre et à nombre de paires de pôles fixé (fig.III.10.b).

Ainsi, il est possible de réduire la durée de commutation en augmentant la longueur de la machine et en diminuant son diamètre dans un rapport tel que le flux magnétique par pôle reste constant, et la f.é.m maintenue à sa valeur nominale .

III.9.INFLUENCE DU NOMBRE DE PAIRES DE ROLES :

Lorsque le nombre de paires de pôles augmente, les réactances de dispersion des enroulements statoriques et amortisseur, et surtout la réactance de réaction d'induit diminuent (fig.III.11.b) .

Il en résulte une décroissance importante de l'angle d'empiètement lorsque p varie de 3 à 5 (fig.III.9.a) . Toutefois cette décroissance devient plus lente pour des nombres p supérieurs, il est donc inutile de trop augmenter p pour minimiser l'angle de commutation machine .

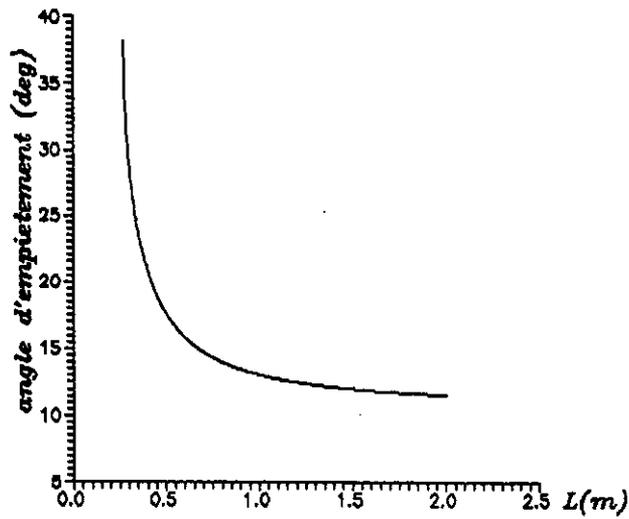


figure III.10.a: variation de l'angle d'empietement en fonction de la longueur de la machine pour un diametre $D= 0.625$ m

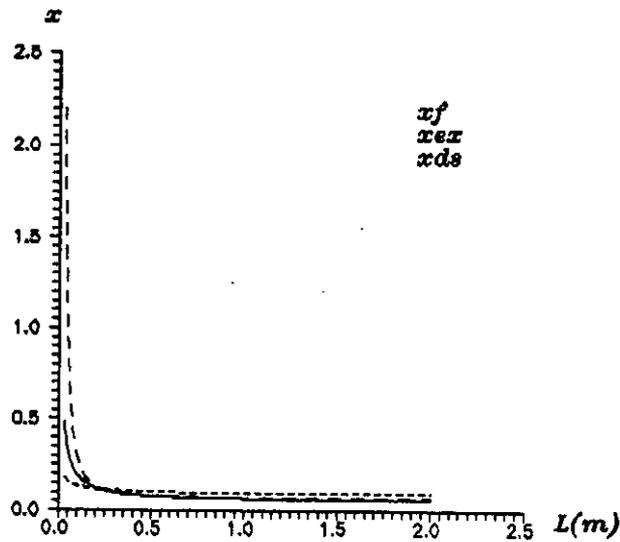


figure III.10.b: variation des reactances inductives en fonction de la longueur de la machine

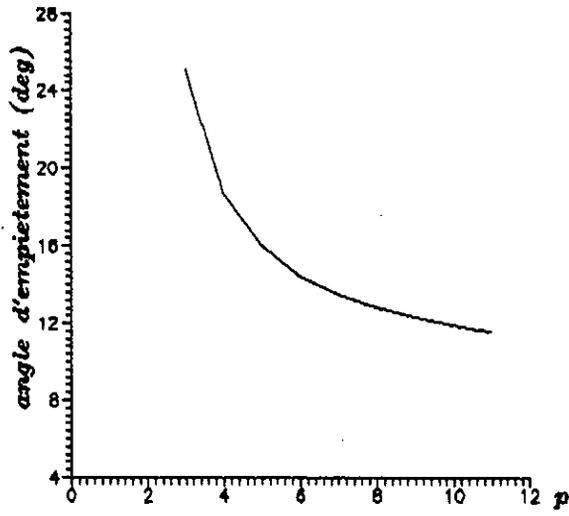


figure III.11.a: variation de l'angle d'empietement en fonction du nombre de paires de poles

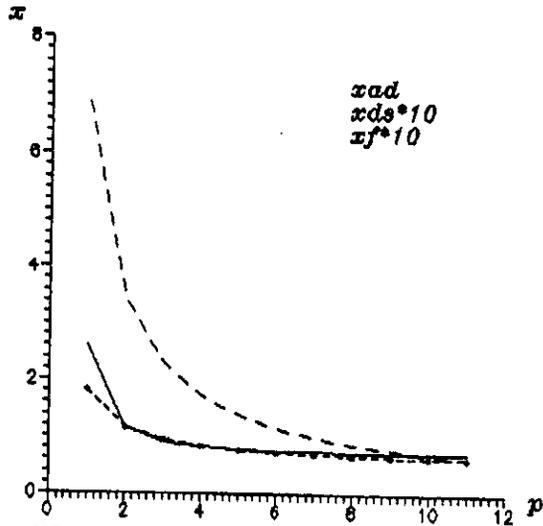


figure III.11.b: variation des reactances inductives en fonction du nombre de paires de poles

III.8.EXECUTION DE L'ENROULEMENT ET DES ENCOCHES :

III.8.1.INFLUENCE DU RACCOURCISSEMENT DU PAS DE BOBINAGE :

Comme le montrent les courbes de la figure III.12.b, le raccourcissement du pas de bobinage a pour conséquence une réduction des réactances de réaction d'induit et des réactances de fuite de la machine .

Cette réduction est plus accentuée pour la réactance de dispersion statorique sur l'intervalle [0.8 , 1]. D'où l'allure fortement décroissante de la caractéristique $\mu = f(\beta)$. Par ailleurs, le raccourcissement du bobinage entraîne également l'élimination de certains harmoniques de champ, et conduit à une forme de la f.é.m plus proche de la sinusoïde.

III.8.2.INFLUENCE DU NOMBRE D'ENCOCHES PAR POLE ET PAR PHASE :

La variation du nombre d'encoches par pôle et par phase a un effet négligeable sur les réactances de réaction d'induit et les réactances de fuite des enroulements rotoriques puisqu'ils n'interviennent que dans le facteur de bobinage du fondamental de la f.é.m, mais son influence sur la réactance de fuite de l'induit est évidente (fig.III.13.b) .

On obtient une décroissance de la réactance de commutation et donc de l'angle d'empiètement.En outre, cela permet comme précédemment d'améliorer la forme de courbe de la f.é.m .

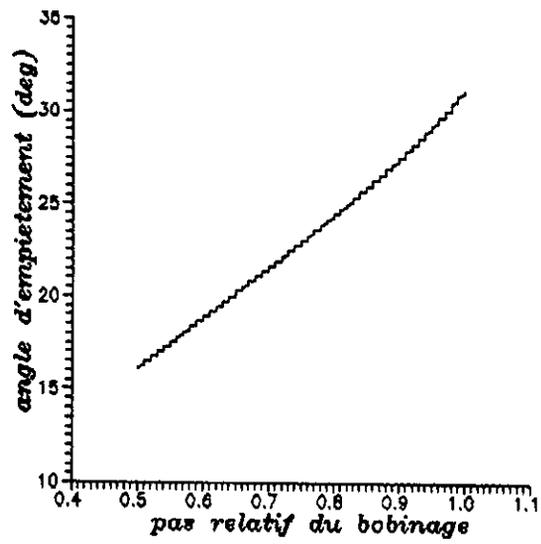


figure III.12.a: variations de l'angle d'empietement en fonction du raccourcissement du bobinage

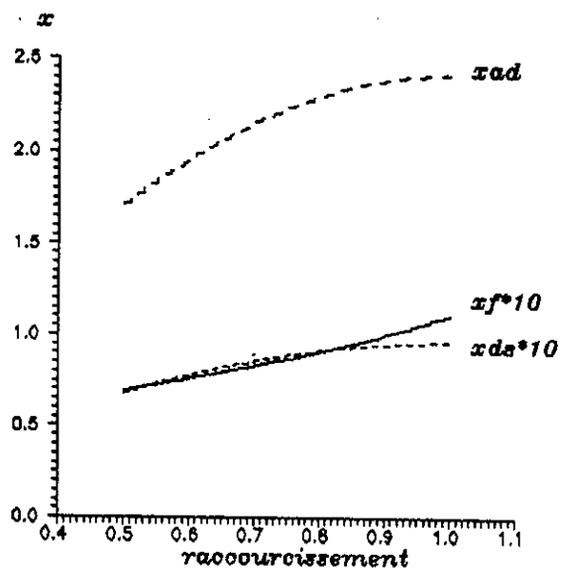


fig.III.12.b: variation des reactances inductives en fonction du raccourcissement du bobinage

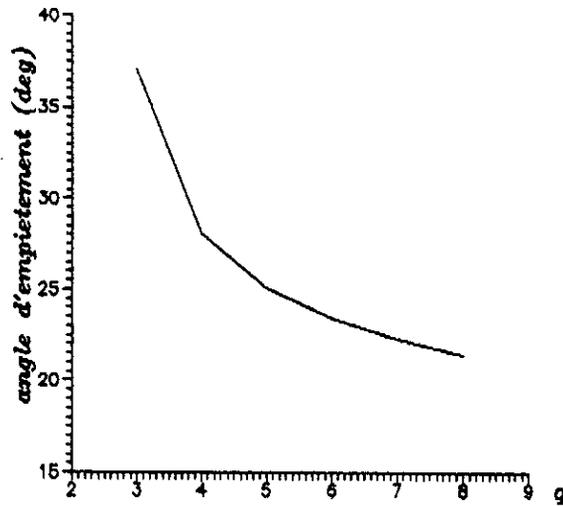


figure III.13.a: variation de l'angle d'empiètement en fonction du nombre d'encoches par pôle et par phase

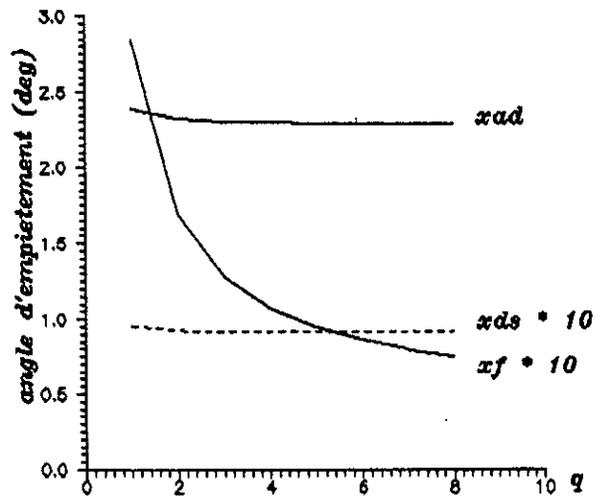


fig.III.13.b: variation des reactances inductives en fonction du nombre d'encoches par pôle et par phase

III.8.3.INFLUENCE DES DIMENSIONS DE L'ENCOCHE :

Si l'on augmente la largeur de l'encoche et que l'on diminue sa hauteur ,pour un volume de cuivre dans l'encoche donné, on diminue la perméance d'encoche et on améliore l'angle de commutation (fig.III.14) .

Mais, on ne peut pas réduire le rapport h_1/b_1 en dessous d'une certaine valeur car cela entrainerait la saturation des dents et une baisse du facteur de puissance de la machine .

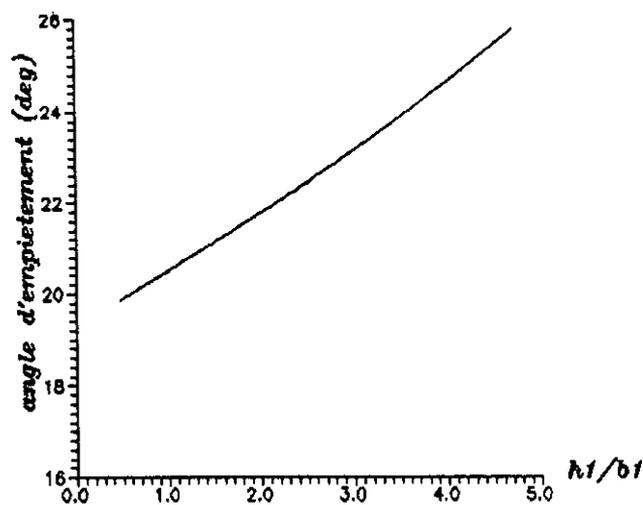


fig.III.14: variation de l'angle d'empiètement en fonction des dimensions de l'encoche

III.9. INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR DE L'ENTREFER :

Il est possible d'augmenter l'épaisseur de l'entrefer d'une machine synchrone puisque l'induction B peut être maintenue à sa valeur nominale en augmentant le courant d'excitation i_{ex} . L'augmentation de l'entrefer d'une machine synchrone autopilotée entraîne une réduction de la réactance de réaction d'induit permettant ainsi une diminution de l'angle de commutation (fig.III.15).

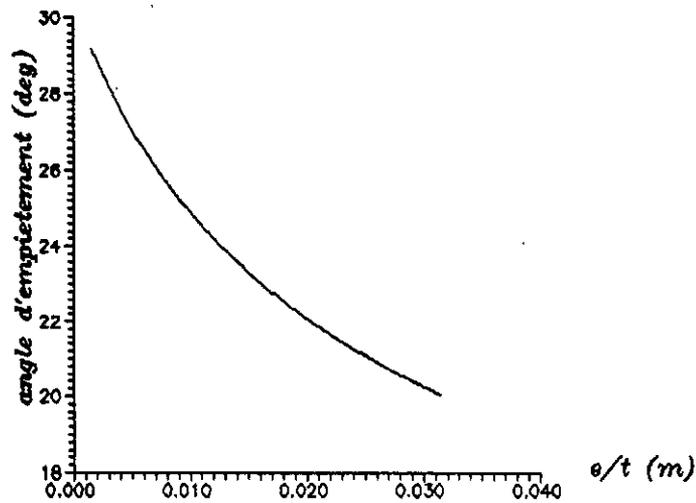


fig.III.15: variation de l'angle d'empiètement en fonction du rapport entrefer sur pas polaire e/t de la machine

III.14.CONCLUSION :

La minimisation de la durée de commutation passe nécessairement par une modification des paramètres de la machine. Celle-ci faisant intervenir les réactances subtransitoires longitudinale et transversale, le dimensionnement de la machine doit être approprié. Ainsi, une machine synchrone destinée à l'autopilotage (avec une alimentation en courant) doit présenter des caractéristiques différentes de celles d'une machine synchrone alimentée par le réseau ou par un onduleur de tension .

Pour la machine étudiée, les caractéristiques doivent être choisies comme suit :

- Un rapport longueur sur diamètre L/D le plus élevé possible en tous cas supérieur à l'unité, pour un volume de la machine donné.
- Un nombre de paires de pôles $p \geq 4$.
- Un enroulement imbriqué à deux couches ayant un pas relatif de bobinage de l'ordre de 0.8 .
- Des encoches ouvertes dont le rapport hauteur sur largeur h_1/b_1 est inférieur à l'unité, pour une section de l'encoche utile $h_1 \cdot b_1$ donnée .
- Un nombre d'encoches par pôle et par phase $q \geq 4$.
- Une épaisseur d'entrefer telle que le rapport e/τ soit de l'ordre de 0.015.

CONCLUSION

La machine synchrone autopilotée alimentée en courant convient parfaitement aux entraînements de forte puissance à vitesse variable puisque la commutation naturelle est assurée par les f.é.m de la machine au delà d'une certaine vitesse .

La commande à courant d'excitation, et à angle de pilotage ψ constants permet un contrôle aisé des caractéristiques du convertisseur électromécanique .

Cependant, les inductances de fuite des différents enroulements de la machine qui sont à l'origine du phénomène d'empiétement anodique doivent être minimisées si l'on veut obtenir un fonctionnement optimal de ce type d'association convertisseur statique-machine synchrone, c'est à dire à un couple électromagnétique proche du couple maximal disponible et à un facteur de puissance élevé .

Les modifications constructives à prévoir lors de la conception de la machine ,pour cette fin ne sont pas toujours en accord avec une exploitation économique de celle-ci et l'obtention de bonnes caractéristiques électromagnétiques, il faut alors adopter un compromis entre l'optimisation recherchée et une bonne exploitation de la machine synchrone .

Les paramètres de la machine étudiés dans de ce travail agissent principalement sur la réactance de fuite statorique et les réactances de réaction d'induit, d'autres modifications concernant la réalisation du système amortisseur améliorent encore plus le comportement de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant [11] .

Il reste donc à étudier le système d'excitation pour dégager les critères adéquats de conception de l'enroulement d'excitation avec les pôles inducteurs. De même qu'il reste à analyser le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension pour apporter des solutions aux problèmes posés par cet autre type d'alimentation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.Perret La machine synchrone autopilotée
Journée d'Electronique de Puissance E.P.C 87
- [2] G.Séguier Convertisseurs de l'électronique de puissance
tome 3 :conversion alternatif-continu
Technique et Documentation (Lavoisier) 1987
- [3] J.L.Dalmasso Cours d'électrotechnique
1.Machines tournantes à courant alternatif. Belin 1985
- [4] H.Madi Etude d'une machine synchrone autopilotée
Projet de fin d'études E.N.P Juin 1992
- [5] R.Chauprade,F.Milsant Commande électronique des moteurs à courant
alternatif. Eyrolles 1980
- [6] H.Buhler Electronique de puissance Georgi 1981
- [7] A.Abel.Razek,J.P.Chassande,M.Poloujadoff,A.Wiart
Fréquence limite de fonctionnement en commutation naturelle
d'un moteur synchrone autopiloté. R.G.E 1979
- [8] Paul.C.Krause Analysis of electric machinery Mc Graw Hill 1987

- [9] M.Kostenko,L.Piotrvski Machines électriques
tome 2 :Machines à courant alternatif Mir 1969
- [10] A.Belot Calcul des fuites et des inductances de fuites de l'induit .
Techniques de l'Ingénieur 1989
- [11] K.Djedid,K.Graoua Etude d'une machine synchrone autopilotée alimentée
en courant :influence des amortisseurs sur la commutation.
Projet de fin d'études E.N.P Juillet 1993
- [12] P.L.Alger The calculation of the armature reactance of synchronous
machines . Transactions A.I.E.E Fev 1928
- [13] S.Loutzky Calcul pratique des machines électriques à courant continu.
Eyrolles 1963
- [14] P.L.Alger Induction Machines
Gordon and Breach Science Publishers 1970
- [15] A.Ancel Bobinages des machines tournantes
Techniques de l'Ingénieur 1989