

وزارة التربية الوطنية
MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT *Génie Electrique*

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Machine synchrone autopilotée
en courant :
Influence des amortisseurs
sur la commutation.*

Proposé par :

M^r A. MAAZI

Etudié par :

DJEDID Khaled
GRAOUA Karim

Dirigé par

M^r. A MAAZI

PROMOTION

Juin 1993

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Machine synchrone autopilotée
en courant:
Influence des amortisseurs
sur la commutation.*

Proposé par :

M^r A. MAAZI

Etudié par :

Khalel DJEDID

Karim GRAOUA

Dirigé par

M^r A. MAAZI

PROMOTION

Juillet 1993

DEDICACE

Je dedie mon humble oeuvre à

Ma mère NAZIHA

Mon père RACHID

Ma chère ILHEM

Mes Grands-parents

Mes frères et soeurs

A tous ceux qui me sont chers

Karim

DEDICACE

A ma mère FATMA ZOHRA

A mon père YOUCEF

A ma tante YAMINA

A mes frères et soeurs

A tous ceux qui me sont chers

Je dedie ce modeste travail

Khaled

REMERCIEMENTS

*Nous exprimons notre gratitude et notre reconnaissance à M^r A. MAAZI
pour son suivi et ses précieux conseils qu'il nous a prodigués.*

*Nous remercions également tous les enseignants du département
Génie Electrique qui ont contribué de près ou de loin à notre formation.*

*Nous souhaitons aussi que M^r T.KHELIFI trouve ici l'expression
de notre reconnaissance pour son soutien matériel.*

TABLE DES MATIERES

Introduction	1
Chapitre I: Présentation de la machine synchrone autopilotée	
I.1) Description de la machine synchrone autopilotée	3
I.2) Principe et fonctionnement	3
I.3) Type d'alimentation	5
I.4) Convertisseur de fréquence	7
I.4.1) Etude du premier convertisseur	7
I.4.2) Etude du deuxième convertisseur	10
I.5) Etude de la machine synchrone	12
I.5.1) Position du flux statorique	13
I.5.2) Analogie avec la machine à courant continu	15
I.5.3) Freinage et réversibilité	18
I.5.4) Effet de surcharge	18
Chapitre II: Démarrage et commutation aux basses vitesses	
II.1) Commutation forcée par des circuits auxiliaires	22
II.2) Commutation assistée par un thyristor de roue libre sur inductance de lissage	23
II.3) Commutation assistée par le passage du redresseur en onduleur	25
Chapitre III: Etude de la commutation et ses conséquences	
III.1) Calcul et étude de l'empiétement anodique	31
III.2) Etude de la tension simple aux bornes du moteur synchrone autopiloté	36
III.3) Calcul de la tension d'alimentation	38
III.4) Explication de la rotation rapide du champ	39

III.5) Puissances active et réactive	41
III.5.1) Influence de la commutation	43
III.5.2) Déphasage de l'onde fondamentale du courant	44
III.6) Limite de fonctionnement en onduleur en commutation naturelle	45

Chapitre IV: Inductance de commutation

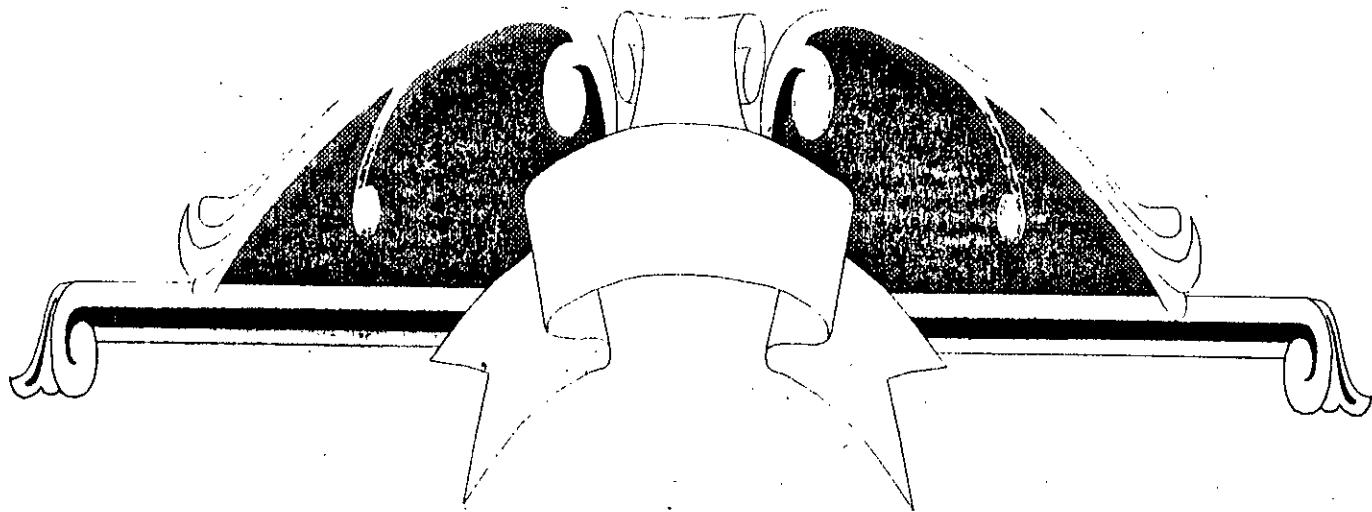
IV.1) Rappel	50
IV.2) Détermination des réactances subtransitoires	50
IV.3) Détermination des différentes réactances de fuite	52
IV.3.1) Réactance de fuite du stator	52
IV.3.2) Réactances inductives de la réaction d'induit	53
IV.3.3) Réactance de fuite de l'excitation	54
IV.3.4) Réactance de fuite des amortisseurs	55

Chapitre V: Calcul de la réactance de fuite des amortisseurs

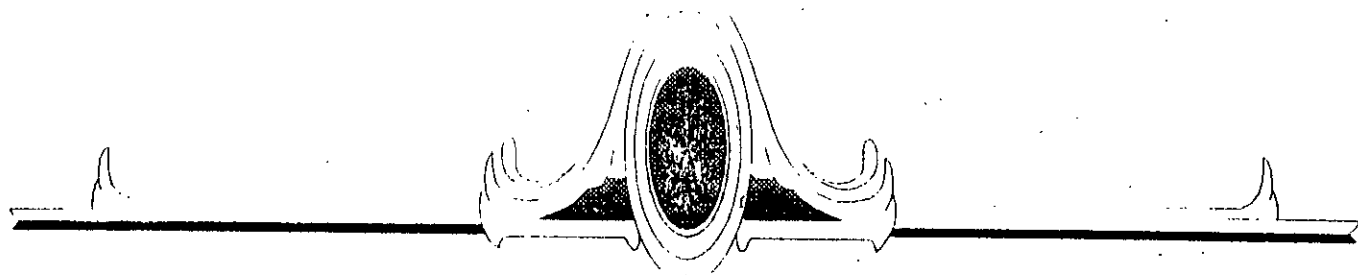
V.1) Technologie et rôles des amortisseurs	59
V.2) Hypothèses	60
V.3) Courants des barres	61
V.4) Courants des segments des anneaux de court-circuit	62
V.4.1) Suivant l'axe "d"	62
V.4.2) Suivant l'axe "q"	63
V.5) Calcul de l'amortisseur	64
V.5.1) Impédance axiale de l'amortisseur	64
V.5.2) Impédance transversale de l'amortisseur	65
V.6) Généralisation	66
V.7) Application	68

Chapitre VI: Commande et capteur de position

VI.1) Capteur de position	72
VI.1.1) Conception du capteur	72
VI.1.2) Emplacement du capteur	73
VI.2) Commande	77
Conclusion	80



Introduction



Le moteur à courant continu, par nature adapté à la vitesse variable, a apporté dès l'apparition de l'électronique de puissance, aux processus industriels d'énormes avantages, en accroissant leurs performances et en augmentant leur taux de disponibilité.

Toute fois, il est bien connu que certaines industries tolèrent mal le collecteur en raison de l'environnement ou des conditions d'exploitation.

On sait également que le collecteur a des limites de vitesses et de puissances. Ces limitations ont motivé le développement d'entraînement à vitesse variable faisant appel à des machines à collecteur électronique constitué par l'association d'une machine à courant alternatif et d'un convertisseur statique de puissance.

Parmi ces associations, l'ensemble formé par une machine synchrone et par un onduleur de courant commuté par la charge, constitue une solution bien adaptée aux grandes puissances dans la mesure où le convertisseur se réduit à un pont de thyristors déclenchés en synchrone avec la rotation de la machine, on donne généralement à ce système l'appellation de machine synchrone autopilotée.

Un des problèmes posés par ce genre de machine est la commutation, notre tâche principale consistera à l'étude de l'influence des amortisseurs sur la commutation, ceci nous conduit à décrire:

Dans le premier chapitre, le principe et le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée.

Les différentes stratégies de démarrage, traitées dans le deuxième chapitre.

Dans le troisième chapitre nous étudierons la commutation et ses conséquences.

Le quatrième chapitre fait l'objet de la détermination de la réactance de commutation.

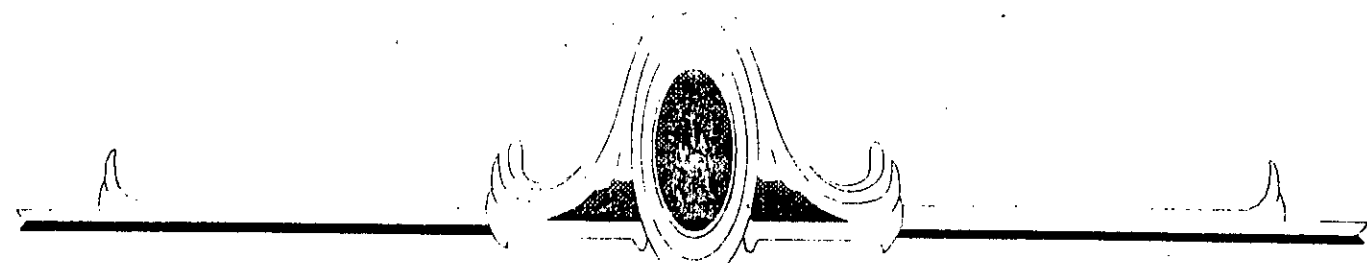
Le cinquième chapitre expose une méthode de calcul des réactances de fuite des amortisseurs.

En fin, la commande et le capteur de position seront traités brièvement dans le dernier chapitre.



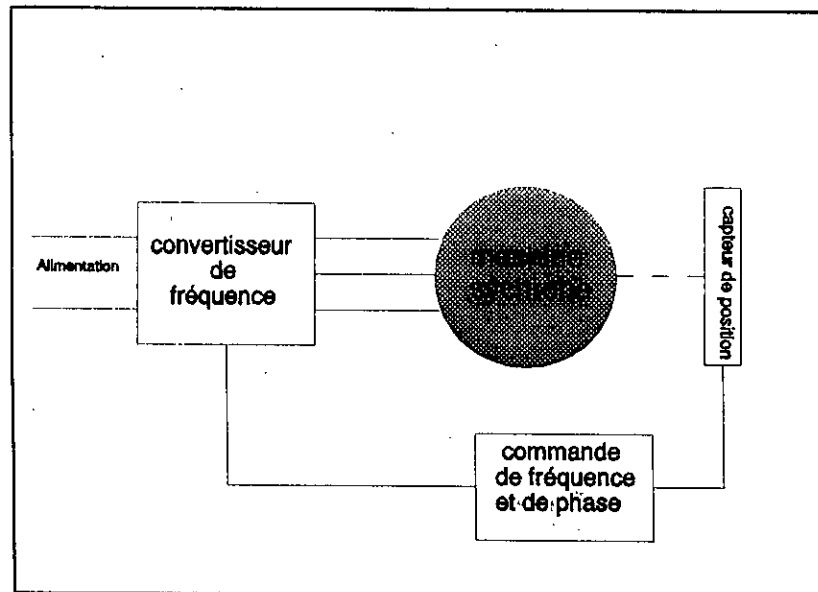
Chapitre I

*Présentation de la machine
synchrone autopilotée*



I.1) DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE:

Une machine synchrone autopilotée est une association d'un convertisseur statique de puissance, dont la fréquence de conduction est liée à la vitesse de rotation.

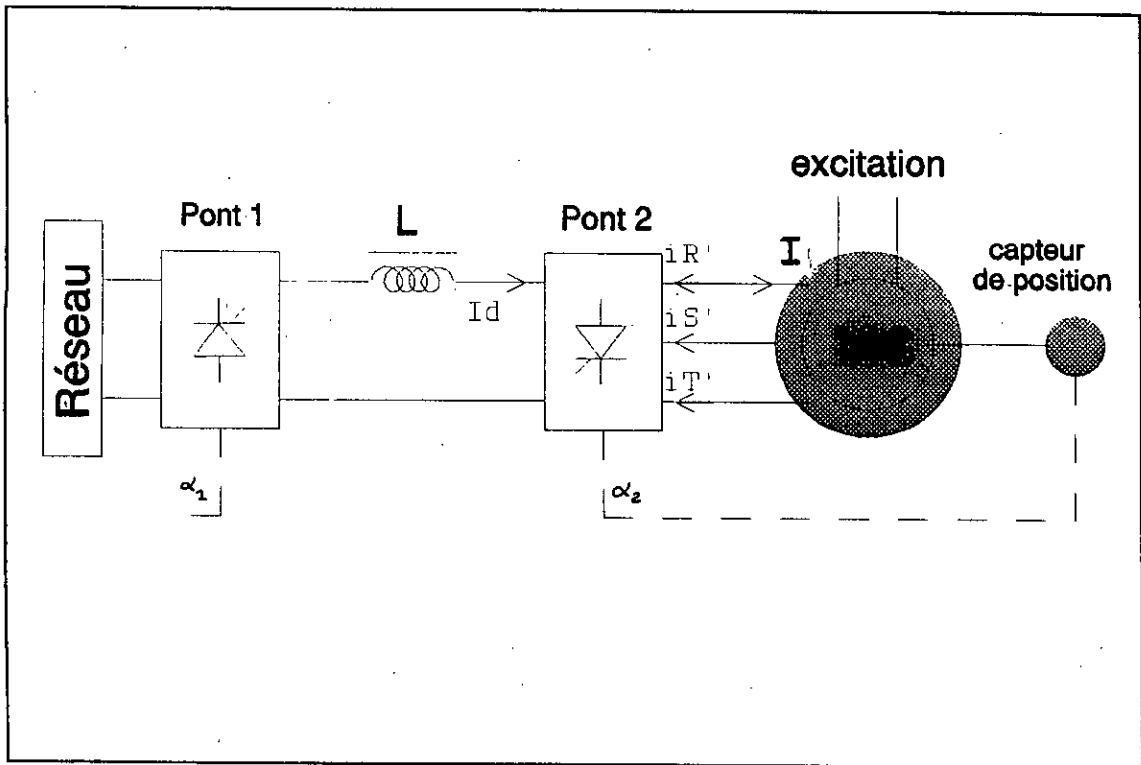


Fig(1.1): Schéma de principe

I.2) PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT :

La machine synchrone autopilotée fonctionne selon un principe assimilable à celui du moteur à courant continu: la commutation n'est plus effectuée par le passage des lames de cuivre devant les balais mais par des semiconducteurs, tandis que l'asservissement en fréquence est assuré par des circuits de commande de ces semiconducteurs, à partir d'un signal de position du rotor ou de la phase de la tension de la machine. Il y a ainsi correspondance entre les flux d'excitation et d'induit comme dans la machine à courant continu.

Cette solution écarte tout risque de décrochage: tout ralentissement de la vitesse lent ou brusque, conduit automatiquement à une diminution correspondante de la fréquence des courants d'alimentation, la fréquence reste donc parfaitement synchrone de la vitesse.



Fig(1.2): Schéma de principe de fonctionnement

La figure(1.2) montre que le montage est constitué par deux convertisseurs en pont de GREATZ tout thyristors, reliés par un étage intermédiaire à courant continu lissé par une inductance.

Dans le fonctionnement moteur, le pont 1 opère en redresseur et délivre l'énergie active au circuit intermédiaire, le convertisseur 2 est piloté par la machine et opère en mode onduleur assisté. Il fournit une tension redressée antagoniste, il prend le courant continu et le commute périodiquement d'une phase du moteur à une autre; c'est un commutateur de courant qui produit des courants triphasés à fréquence variable. La commutation de l'onduleur est assurée par la tension aux bornes de la machine synchrone surexcitée de manière à fournir l'énergie réactive nécessaire à la commutation.

Afin d'assurer le synchronisme des impulsions de commande du pont 2 et de la tension d'alimentation de la machine, un capteur de position est fixé sur l'arbre de la machine et délivre des impulsions rigoureusement synchrones de la vitesse rotation de la

machine. L'information issue, une fois traitée, fournit les ordres d'aiguillages des impulsions vers les gachettes des thyristors. De cette façon, la fréquence des courants alimentant la machine est asservie à la vitesse de rotation et leurs phases à la position du capteur par rapport aux axes polaires de la machine. On peut faire varier cette phase en modifiant la position angulaire du capteur ou simplement en décallant les impulsions de commande.

I.3) TYPE D'ALIMENTATION :

Comme l'alimentation par convertisseurs directs (cyclo-convertisseur) limite la vitesse de rotation de la machine [3] [4] [7], on utilise dans notre étude des convertisseurs indirects.

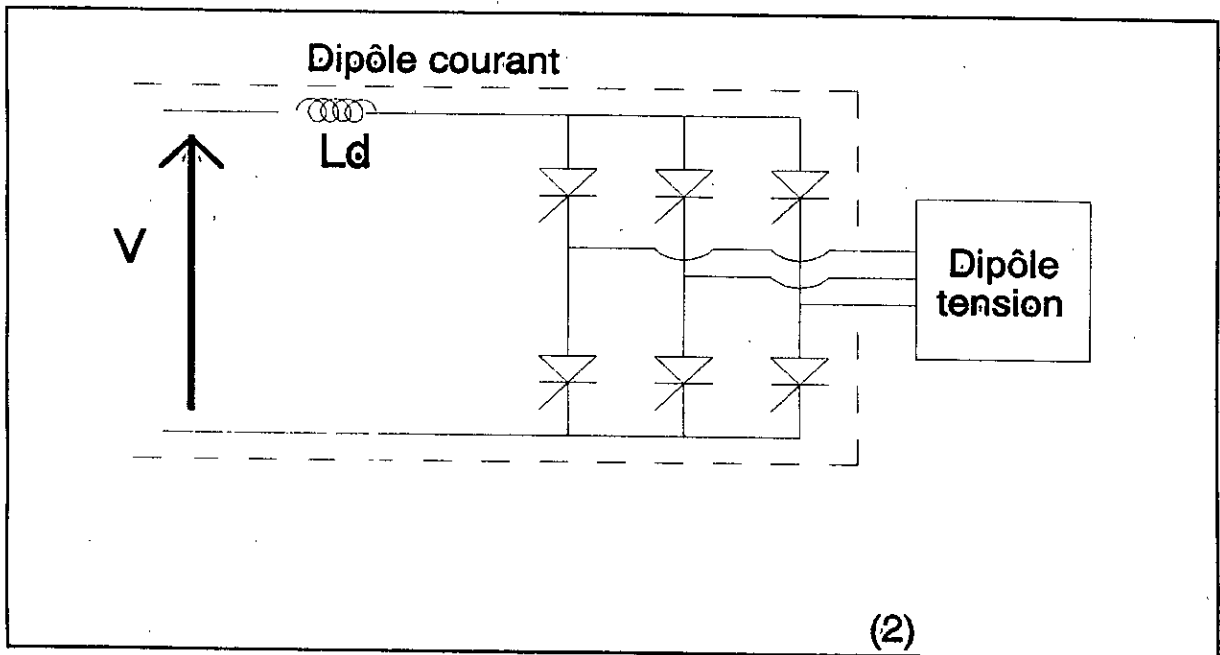
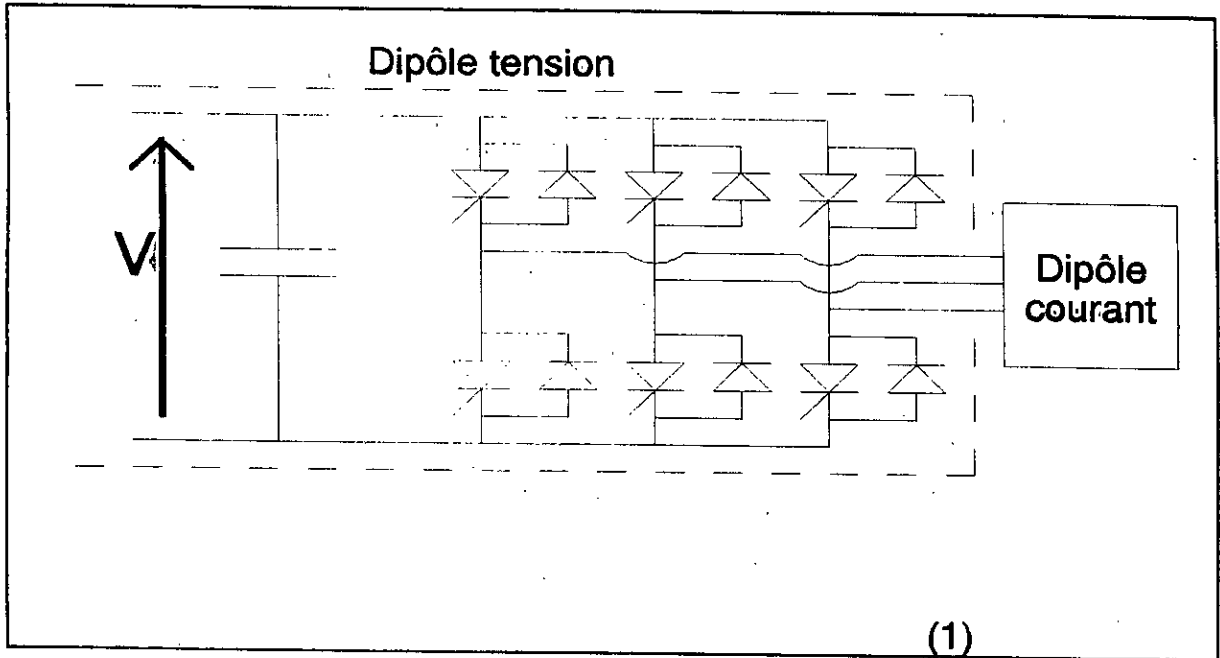
D'après la loi d'association des dipôles, on ne peut associer deux dipôles de même nature:

- | | | |
|----------------------------------|---|--------------------------|
| 1) Dipôle tension-dipôle courant | } | combinaison
correcte |
| 2) Dipôle courant-dipôle tension | | |
| 3) Dipôle courant-dipôle courant | } | combinaison
interdite |
| 4) Dipôle tension-dipôle tension | | |

Si on prend la combinaison 1, on aura un onduleur de tension connecté à un dipôle courant caractérisé par une machine dont la réactance de fuite est très grande [5], (fig:I.3.1). Dans le domaine des fortes puissances, il est délicat d'utiliser un onduleur de tension, qui est constitué par un convertisseur à thyristors fonctionnant si possible en commutation naturelle. Dans ces dispositifs on ne maîtrise pas le courant donc, suivant les valeurs des inductances de la machine, on ne peut avoir conduction de la diode ou du thyristor ce qui rend incertain le blocage des thyristors par les tensions de la machine.

Mais si on prend la combinaison 2, on aura un onduleur de courant qui commute ce dernier de l'inductance de lissage L_d dans chaque phase de la machine (fig:I.3.2) et impose donc en sortie des créneaux de courant. Comme dipôle tension il faut qu'on ait une machine qui a des réactances de fuite les plus faibles possible.

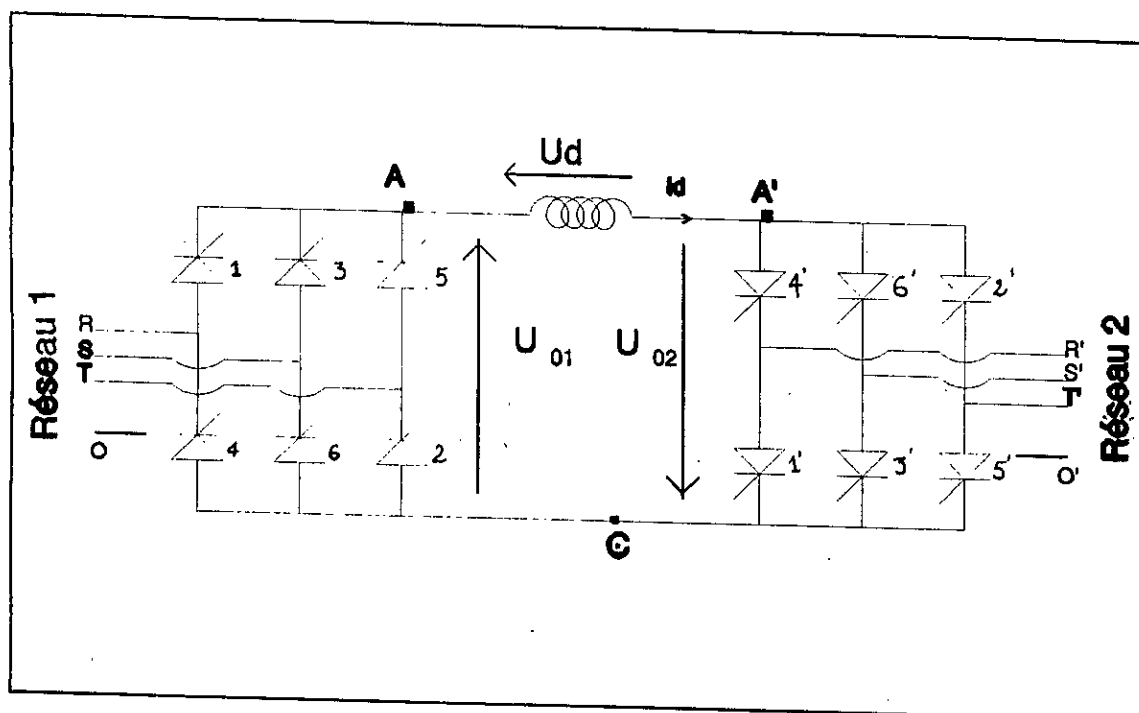
On a choisi, pour notre étude, l'alimentation en courant par un convertisseur indirect.



Fig(I.3): Associations des dipôles

I.4) PRESENTATION DU CONVERTISSEUR DE FREQUENCE :

Un convertisseur de fréquence permet de convertir la fréquence fixe d'un réseau d'alimentation en une autre fréquence, généralement variable, d'un deuxième réseau alternatif. Le montage consiste en deux convertisseurs de courant connectés en cascade dont l'un fonctionne en redresseur et l'autre en onduleur, ces deux convertisseurs sont reliés par un étage intermédiaire à courant continu (fig I.4).



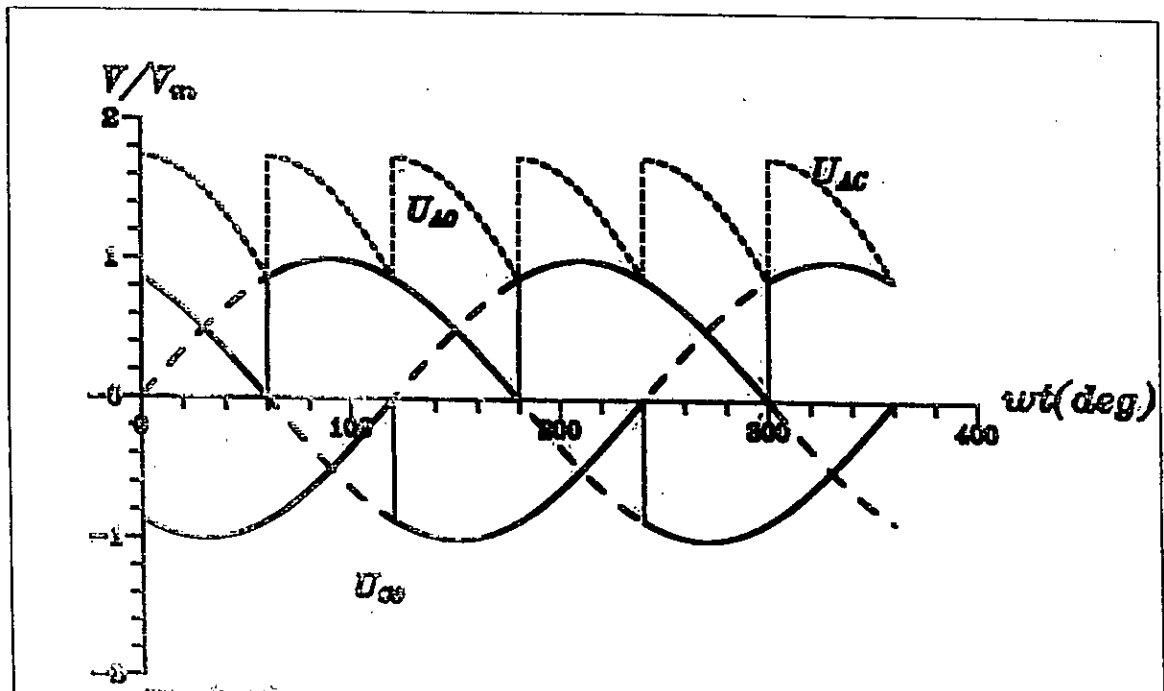
Fig(I.4): Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu

I.4.1) Etude du premier convertisseur :

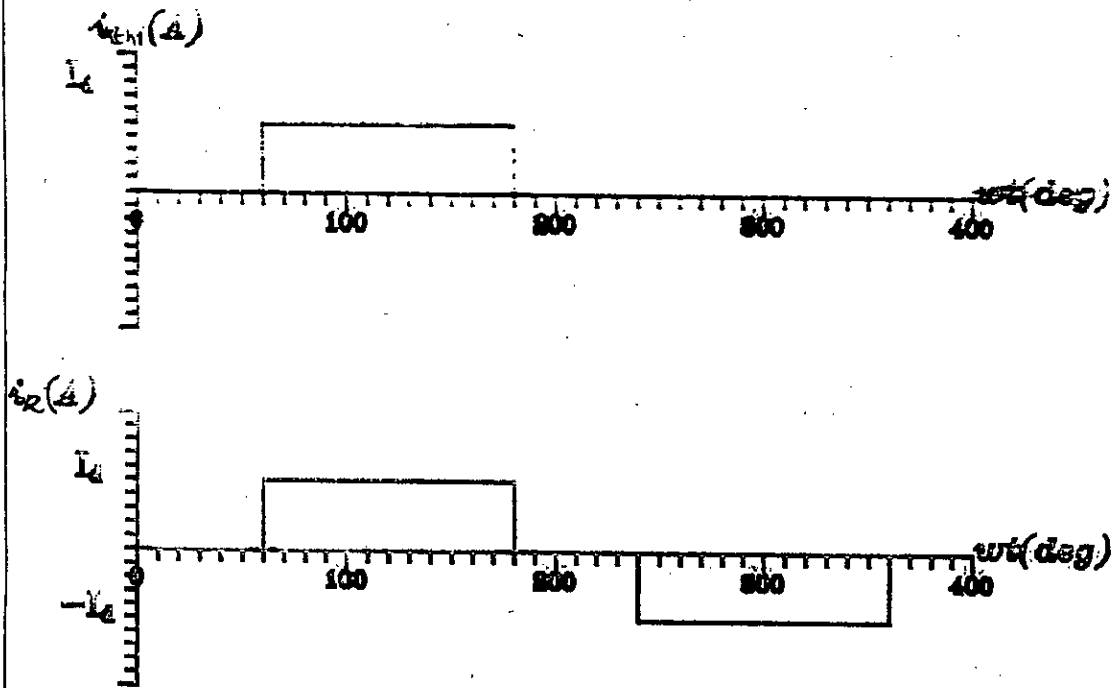
Fonctionnant en redresseur, le premier convertisseur de courant fournit une tension U_{AC} . Une bobine d'induction, de très grande valeur, est insérée dans l'étage intermédiaire pour lissé le courant I_d .

On a représenté dans les figures 5 et 6, les tensions redressées ainsi que les courants en fonction du temps, lorsque les thyristors du pont sont commandés avec un retard sur l'amorçage naturel $\alpha_1 = 30^\circ$.

Par définition, la valeur efficace de l'intensité du courant de la phase R est



Fig(1.5): Formes des tensions du pont 1



Fig(1.6): Formes d'ondes des courants du pont 1

$$I_{Reff}^2 = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i_R^2 dt - \frac{1}{T_1} \left[\int_{t_1}^{t_1+T_1/3} I_d^2 dt + \int_{t_1+T_1/2}^{T_1} (-I_d)^2 dt \right] - \frac{2}{3} I_d^2$$

On prend $t_1 = t_0 + \alpha_1/\omega_1$

Avec $t_0 = T_1/12$ instant d'amorçage naturel

α_1 retard à l'amorçage

D'où :

$$I_{Reff} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}}$$

L'amplitude du terme fondamental i_{R1} du courant i_R est déterminée, en choisissant comme origine du temps l'instant t' où a lieu le maximum pour ce fondamental.

$$i_{R1} = I_{R1} \sqrt{2} \cos \omega_1 t$$

D'où:

$$I_{R1} \sqrt{2} = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} i_R \cos(\omega_1 t) dt$$

Donc on obtient:

$$I_{R1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$$

La tension U_{AC} fournie par le pont 1 admet pour période $T_1/6$ et elle est définie comme suit:

$$U_{AC} = V_{AO} - V_{CO}$$

- quand le thyristor 1 conduit $V_{AO} = V_R$

- quand le thyristor 6 conduit $V_{CO} = V_S$

Compte tenu de l'origine du temps choisie, on peut écrire

$$V_R = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega_1 t)$$

$$V_s = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega_1 t - \frac{2}{3} \pi)$$

$$U_{RS} = V_1 \sqrt{6} \sin(\omega_1 t + \frac{\pi}{6})$$

La valeur moyenne U_{01} de la tension U_{AC} s'exprime donc par:

$$U_{01} = \frac{6}{T_1} \int_{t_1}^{t_1 + T_1/6} V_1 \sqrt{6} \sin(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) dt = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha_1$$

$$\Rightarrow U_{01} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha_1$$

1.4.2) Etude du deuxième convertisseur :

Aux bornes de ce convertisseur est appliquée une tension continue, et du fait que ce dernier doit fonctionner en onduleur, on doit imposer un retard à l'amorçage α_2 supérieur à 90° .

Les figures (I.7) et (I.8) représentent les tensions redressées ainsi que les courants en fonction du temps, quand les thyristors sont commandés avec un retard $\alpha_2 = 120^\circ$

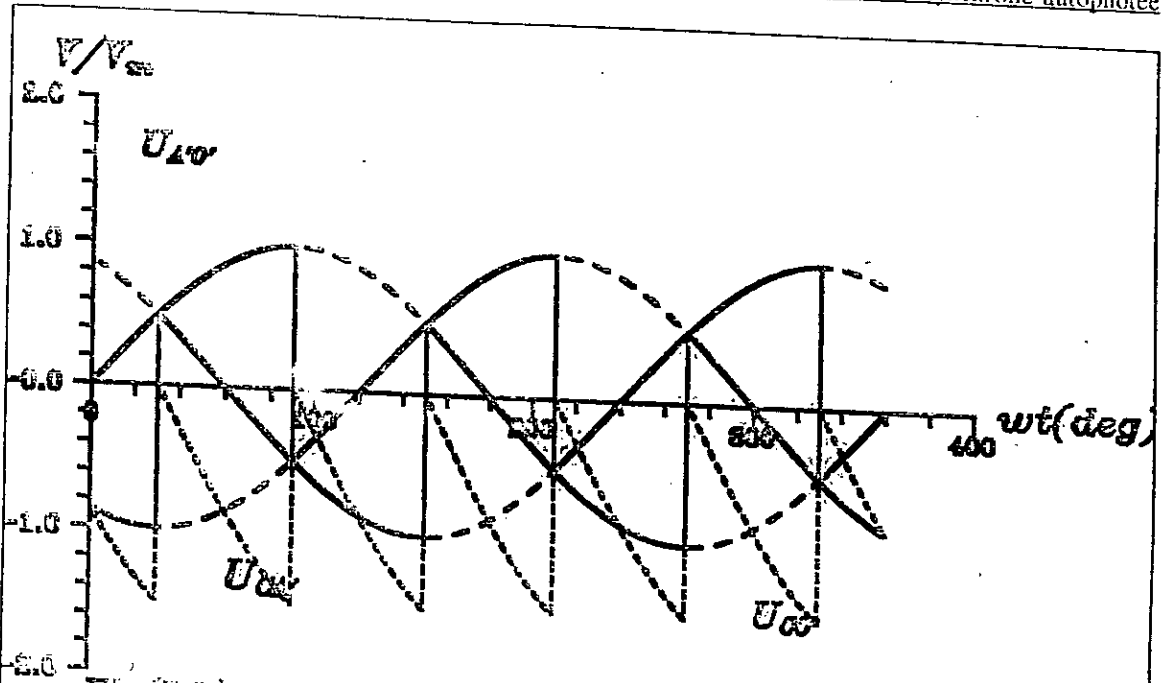
L'allure du courant dans la phase R' est la même que celle déjà étudiée de $i_R(t)$, on en déduit:

$$I_{R'eff} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}}$$

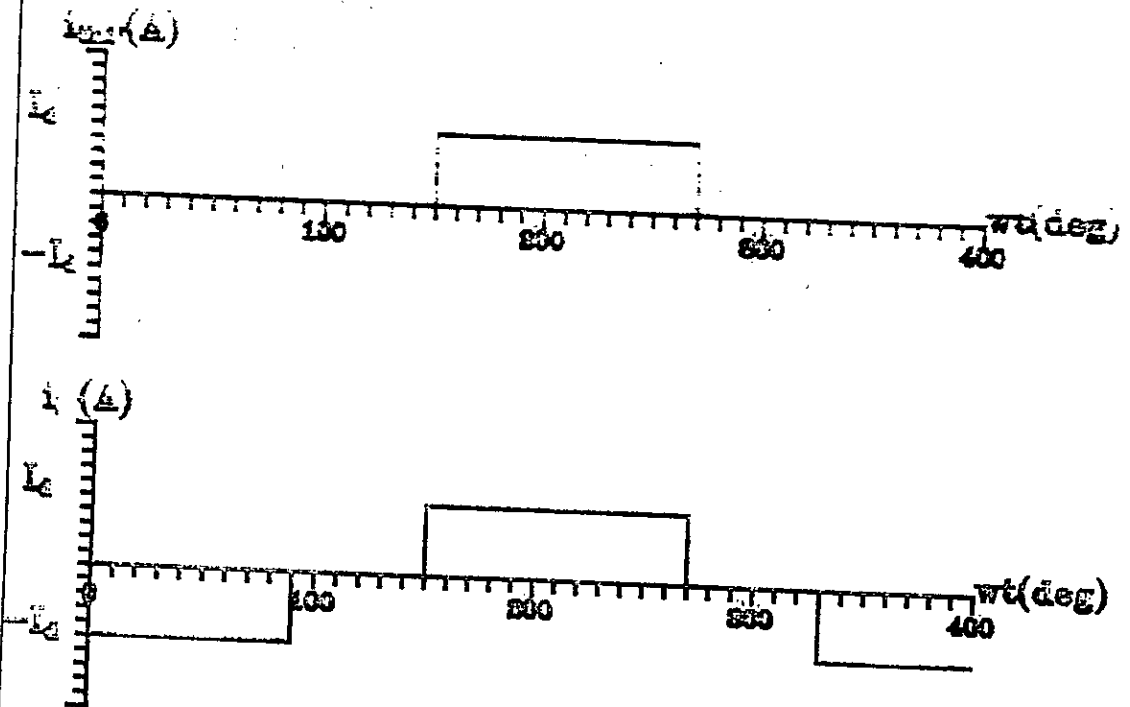
$$I_{R'1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$$

Par analogie avec le pont 1, la valeur moyenne de $U_{CA'}$ est :

$$U_{02} = \bar{U}_{CA'} = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \alpha_2$$



Fig(1.5): Formes des tensions du pont 2



Fig(1.6): Formes d'ondes des courants du pont 2

En négligeant la chute de tension aux bornes de self de lissage, on aura donc:

$$U_{01} = -U_{02}$$

D'où:

$$V_1 \cos \alpha_1 = -V_2 \cos \alpha_2$$

REMARQUES:

1° Etant donné que V_1 et V_2 sont positives, il en résulte que les valeurs de $\cos \alpha_1$ et $\cos \alpha_2$ sont de signes opposés, de ce fait les puissances actives fournies par les réseaux aux ponts 1 et 2 sont de signes opposés, ce qui implique:

* L'un des ponts reçoit de la puissance active du réseau, et fonctionne en redresseur (en comptant positivement les puissances fournies aux ponts).

* L'autre fournit de la puissance active au réseau qui lui est connecté, et opère en onduleur.

2° Le deuxième convertisseur fonctionne en onduleur assisté vu que la valeur efficace V_2 et la fréquence f_2 ainsi que la forme des tensions alternatives de sortie sont imposées par le réseau 2, lequel doit aussi fournir la puissance réactive Q_2 étant donné que les thyristors ne peuvent être amorcés que s'ils sont polarisés en direct, ce qui ne se produit que durant la demi-période qui suit l'instant d'amorçage naturel, les courants ne pouvant être qu'en retard sur les tensions simples.

1.5) ETUDE DE LA MACHINE SYNCHRONE :

On adoptera les hypothèses suivantes:

- 1- La machine tourne à vitesse constante.
- 2- La f.é.m est sinusoïdale.
- 3- Les résistances sont négligeables devant les réactances.
- 4- Les thyristors sont des interrupteurs idéaux.
- 5- Le courant d'excitation I_f est constant.
- 6- La machine est non saturée.
- 7- Les grandeurs électriques sont représentées dans la convention de signe des récepteurs.

Dans une machine synchrone le champ magnétique, celui du rotor, est créé par un courant continu indépendant. Ainsi le flux rotorique et par suite la f.é.m statorique sont réglables.

1.5.1) Position du flux statorique:

Le convertisseur fournit six positions discrètes au flux statorique qui tourne par bonds (sur 2π électrique), alors que le champ total tourne d'une façon pratiquement continue.

La figure (I.9) montre la relation entre la position du rotor et les séquences de conduction des thyristors du pont onduleur.

La figure (I.10) visualise, en fonction du temps, l'évolution entre deux commutations successives (phase S à phase T et phase R à phase S) de la position du rotor (enroulement FF') et des flux : ϕ_r du rotor, ϕ_s du stator et ϕ_t total dans l'entrefer.

On suppose que la machine est non saturée et que le courant d'excitation est maintenu constant. On note par suite ψ l'angle entre le courant statorique et la tension de la roue polaire, et par θ l'angle entre les vecteurs ϕ_s et ϕ_r .

Sachant que ωt varie de 0 à $\pi/3$ entre deux commutations successives, vu que le flux ϕ_r se déplace par bonds de $2\pi/6$, θ est donné par:

$$\theta = 2\pi/3 + \psi - \omega t$$

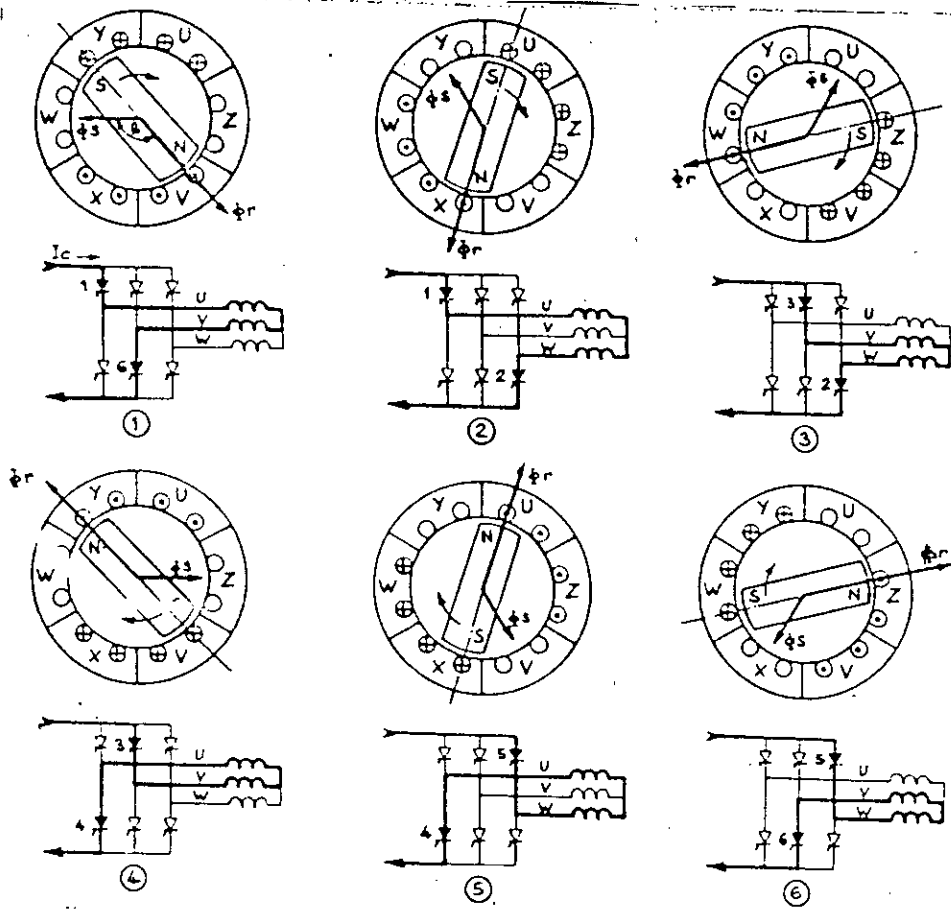


Fig (I.9) : Principe de fonctionnement d'un moteur synchrone autopiloté.

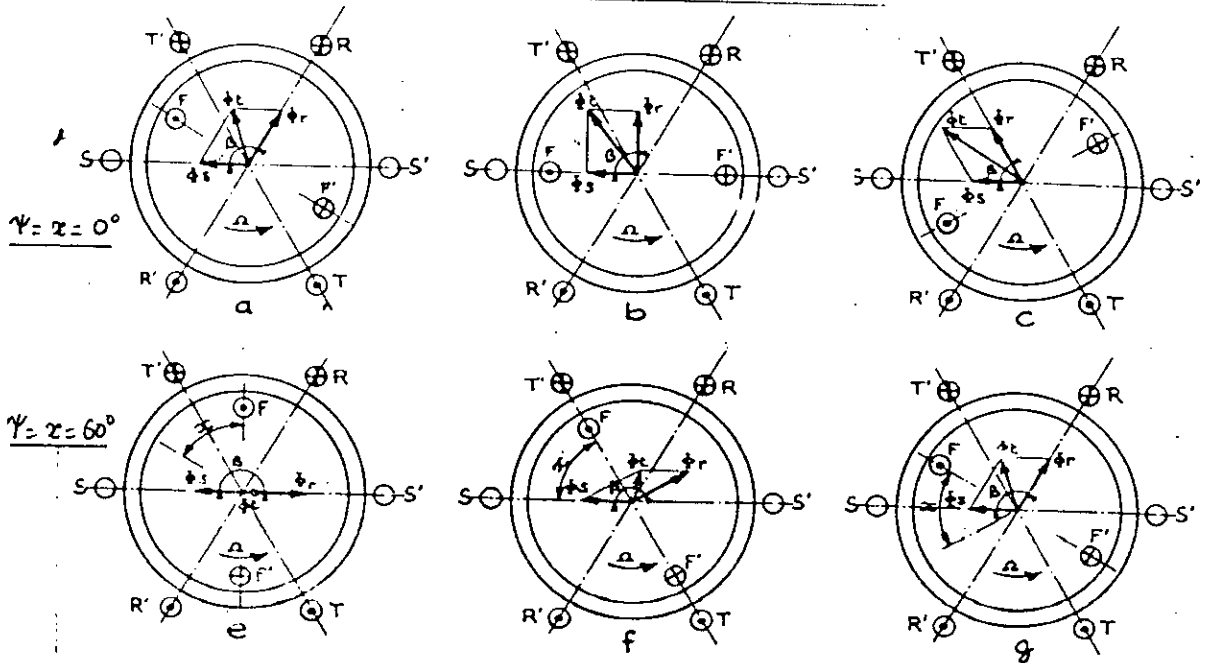


Fig (I. 10) : Evolution de position du rotor entre 2 commutations

1.5.2) Analogie entre la machine synchrone autopilotée et la machine à courant continu :

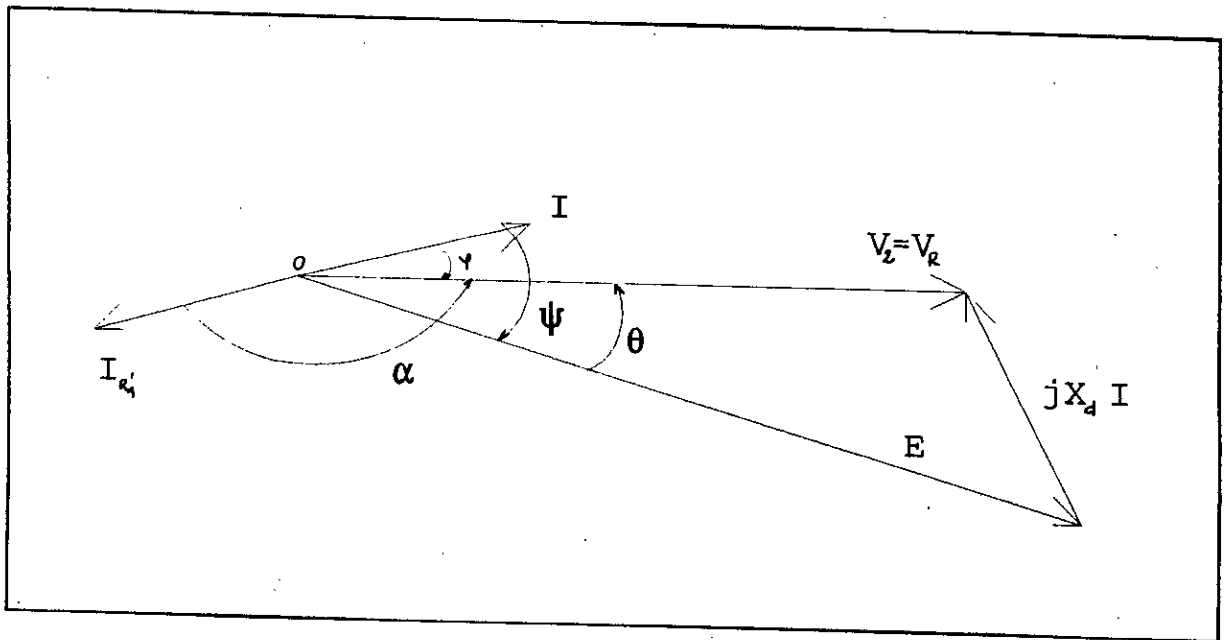
Le diagramme vectoriel par phase du moteur synchrone est représenté sur la figure (I.11).

On note I le courant dans la phase R' du moteur (fig.I.2). D'après ce qui a été avancé précédemment on sait que $i_{R'}$ est en retard de α_2 sur V_2 , comme I et $i_{R'}$ sont en opposition de phase, alors I est en avance de $\varphi = \pi - \alpha_2$ sur V_2 .

En pratique les thyristors sont commandés par des signaux élaborés à partir d'une référence prélevée par un capteur disposé sur l'arbre de la machine; cette référence, liée à la position de la roue polaire, est donc associée à la phase de la f.é.m à vide E due à cette roue polaire. Donc à réglage fixe du décalage introduit entre la référence et les signaux de commande, les courants $i_{R'}$, $i_{S'}$ et $i_{T'}$ ont un retard constant sur les f.é.m à vide dans les enroulements correspondants.

On travaille donc à $\alpha_2 - \theta = \pi - \psi = C^{te}$

$\Rightarrow \psi = C^{te}$ mais réglable entre I et E .



Fig(I.11): Diagramme vectoriel

Aux bornes du pont 2 apparait la tension moyenne :

$$U_0 - U_{02} = -3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \alpha_2$$

comme on a: $\varphi = \alpha - \pi$

on aura donc:

$$U_0 = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \varphi$$

La projection de V et E sur la direction de I donne

$$V_2 \cos \varphi = E \cos \psi$$

donc on en déduit

$$U_0 = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} E \cos \psi$$

Etant donné que la f.é.m est sinusoïdale, proportionnelle à I_f , et la machine est supposée non saturée, on a:

$$E = k I_f \Omega$$

ce qui nous conduit à écrire

$$U_0 = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} k I_f \Omega \cos \psi - A \Omega$$

Avec A est une constante.

Dans ces conditions la pulsation est proportionnelle à la tension U_0 qui est réglée par α_1 .

Sachant que le pont 2 est parfait, donc la puissance fournie à ce dernier par le pont 1 est:

$$P_a = U_0 I_d$$

En négligeant les pertes de la machine autres que celles de l'inducteur on aura égalité entre la puissance utile et la puissance fournie.

$$P_a = P_u$$

$$\text{Donc: } \Gamma = P_u / \Omega = P_a / \Omega = U_0 I_d / \Omega$$

$$\Rightarrow \Gamma = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} E \frac{I_d}{\Omega} \cos \psi = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} k I_f \Omega \cos \psi \frac{I_d}{\Omega} = B I_d$$

où B est une constante.

Donc à excitation constante, le moment du couple ne dépend que du courant continu I_d du circuit intermédiaire.

Ainsi la tension continue U_0 du réseau, par réglage de α_1 , décide de la vitesse de rotation tandis que la charge par son couple résistant impose la valeur de l'intensité du courant I_d . De ce fait l'ensemble formé par le pont 2 et la machine synchrone se comporte comme un moteur à courant continu à excitation indépendante.

Le moteur étudié est à deux p paires de pôles et alimenté par un pont PD3 tout thyristors; chaque tour de l'arbre correspond à p périodes des tensions alternatives et chaque période correspond à une tension U_{02} à 6 ondulations. D'où une tension d'alimentation U_{02} à 6p ondulations par tour d'arbre, on obtiendrait le même type de tension aux bornes d'un moteur à courant continu à deux lignes de balais et à 6p lames de collecteurs.

1.5.3) Freinage et réversibilité:

L'inversion du couple, ou freinage, s'effectue en renvoyant l'énergie provenant de la machine sur le réseau. Le convertisseur onduleur devient alors redresseur et ce dernier fonctionnera en mode onduleur.

Pour inverser le sens de la marche, il suffit de changer le sens de distribution des ordres de commande des thyristors du pont 2 (agir sur la commande: cycle direct et cycle inverse), ce qui inverse le champ tournant de la machine. Un tel entraînement est capable de fonctionner dans les quatre quadrans du plan couple-vitesse. Il faut noter que contrairement au moteur à courant continu, la réversibilité de la vitesse ne demande aucun accroissement de la partie puissance et très peu sur la partie commande.

1.5.4) Effet de surcharge:

1°) En chargeant le moteur, le courant I_d et par suite le courant I augmentent, à α_1 , ψ et I_f constants.

2°) D'après la figure (I.11), c'est seulement la norme du vecteur $j X_d I$ qui va augmenter ce qui a pour effet de faire tendre V à être en phase avec I . on vérifie facilement que le moment du couple est maximal lorsque I et en phase avec V et donc E est en retard de $-\psi$ sur I et V (fig I.14). En effet, on a alors :

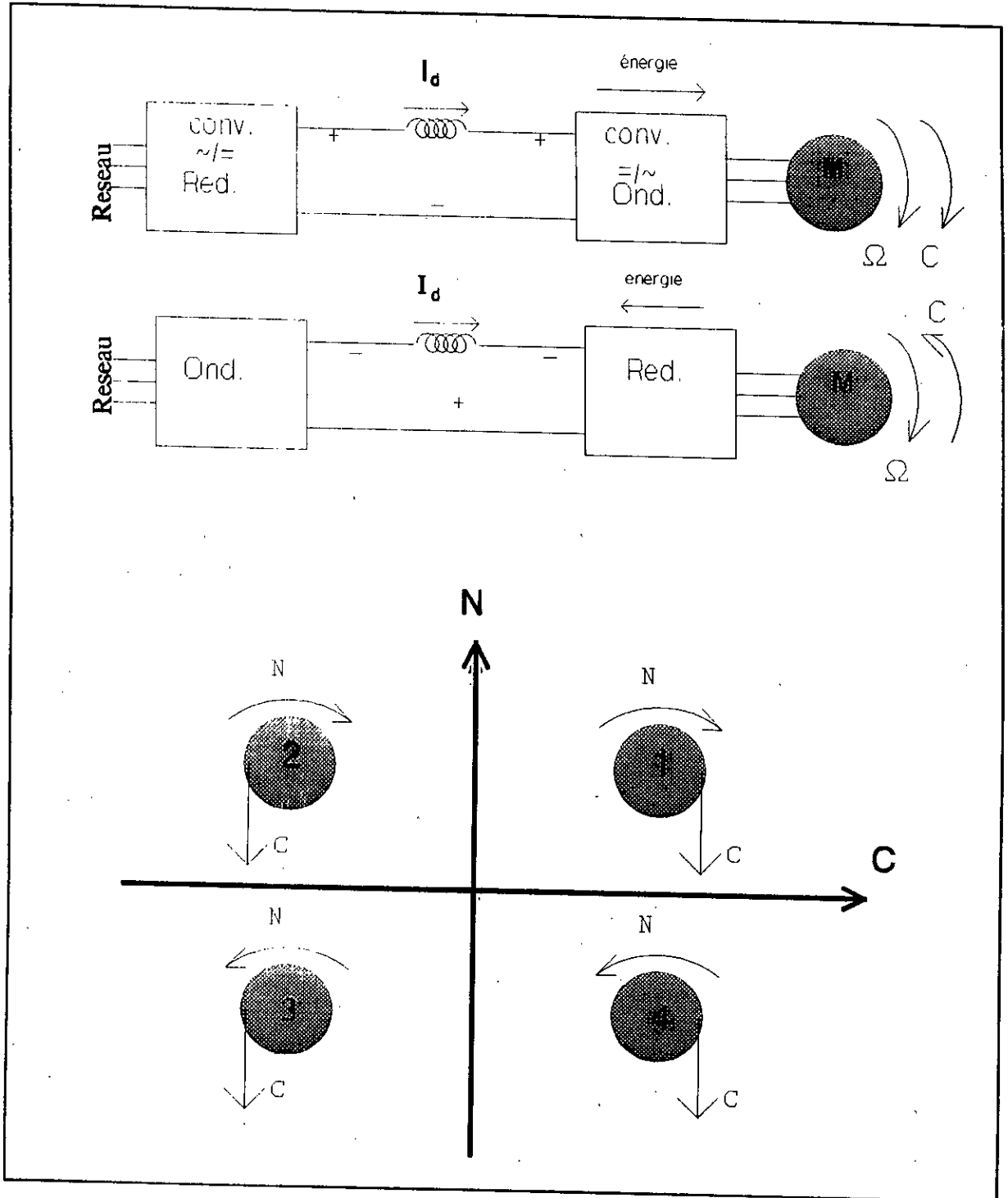
$$\Gamma = 3E \frac{I}{\Omega} \cos \psi$$

avec : $V = E \cos \psi$

$$E = \sqrt{V^2 + (X_d I)^2}$$

D'où:

$$\Gamma = 3 \frac{E^2}{\Omega X_d} \cos \psi \sqrt{\sin^2 \psi}$$



Fig(I.13): Fonctionnement en moteur et en génératrice de la machine synchrone autopilotée.

comme la valeur de $\sin \psi$ est négative, il en résulte:

$$\Gamma = \frac{-3 \sin 2\psi}{2\Omega X_d} E^2 - \Gamma_{\max}$$

Une surcharge du moteur tend alors à retarder davantage E sur V . La figure (I.14) montre, que si un retard supérieur à $-\psi$ apparaissait entre E' et V' , la commande des thyristors tendrait à faire apparaître un courant i_R en retard de $\alpha'_2 > 180^\circ$ sur V' , ce qui est impossible car les signaux parvenant aux thyristors avec un retard supérieur à $T/2$ sur l'instant d'amorçage naturel les trouvent polarisés en inverse et ne peuvent les enclencher. Une telle situation interdirait l'existence de i_R et on aura blocage des thyristors.

A noter aussi qu'au voisinage de $\alpha_2 = 180^\circ$, des problèmes d'amorçage des thyristors se posent, qui conduiront à limiter le retard maximal à l'amorçage à $\alpha_{2\max} = 180^\circ - \beta$ (β : angle de garde). En pratique la surcharge conduit au blocage des thyristors (α_2 devient supérieur à 180°); dès que les thyristors sont bloqués, les tensions $V_{R'}$, $V_{S'}$ et $V_{T'}$ aux bornes des enroulements de la machine sont remplacées par les f.é.m $e_{R'}$, $e_{S'}$ et $e_{T'}$.

les thyristors se réamorcent et tendent à maintenir la vitesse à la valeur fixée par la tension d'alimentation ($\Omega = \Omega_0$); d'où nouveau blocage des thyristors puisque le moteur ne peut fournir la puissance demandée à la vitesse nominale. L'alimentation du moteur va donc être hachée, la vitesse et le moment du couple vont décroître lorsque la surcharge augmente.

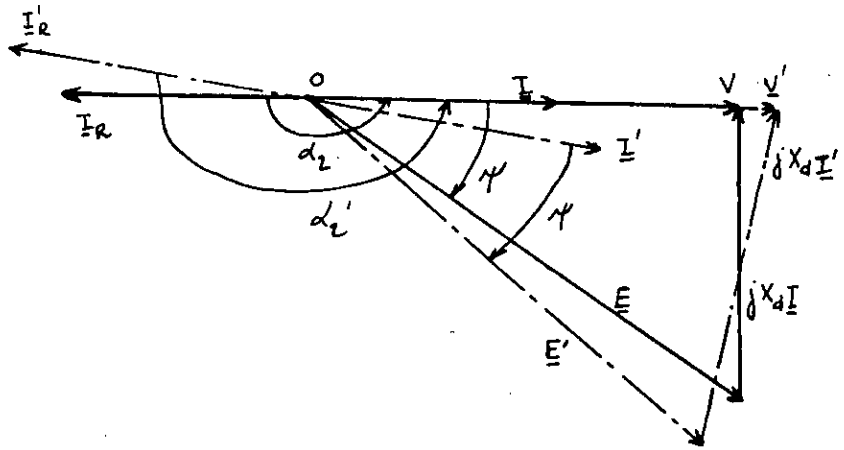
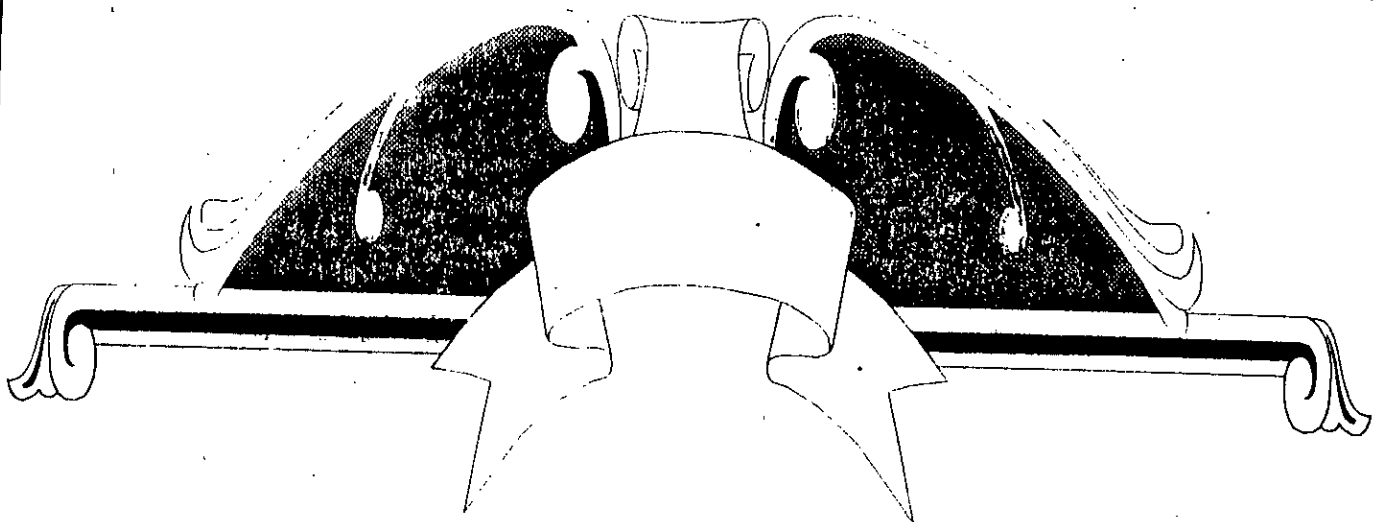
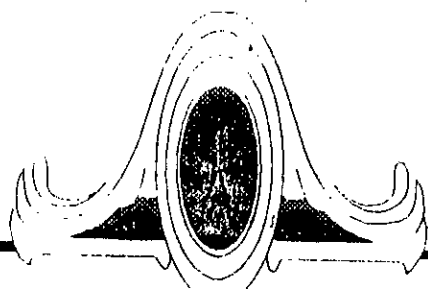


Fig (I.14): Diagramme vectoriel d'effet de surcharge



Chapitre II

*Démarrage et commutation
aux basses vitesses*



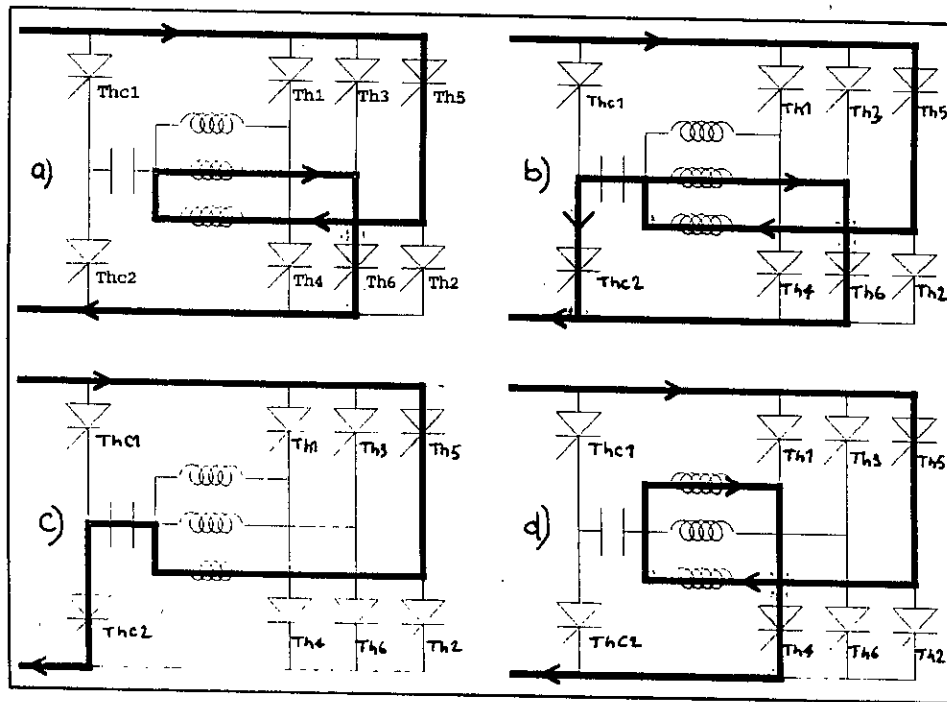
La commutation naturelle n'est possible que si la tension de la machine est supérieure à une certaine valeur minimale. En pratique elle s'effectue de manière satisfaisante pour des vitesses supérieures à 10 % de la vitesse nominale.

Au dessous, les réactances de la machine deviennent très faibles devant les résistances, les f.é.m. induites sont insuffisantes pour provoquer la commutation des thyristors du pont 2 et la machine est incapable de commuter le courant. Pour palier à ce problème, différentes solutions sont utilisables:

II.1) COMMUTATION FORCEE PAR DES CIRCUITS AUXILIAIRES:

Ce montage permet le plus facilement d'exclure la commutation forcée, dès que la machine peut assurer elle même la commutation (fig:II.1).

Cette solution mixte est peu séduisante vu que: le dimensionnement de la capacité, uniquement pour le démarrage, nous limite en puissance et l'utilisation de deux thyristors rend la commutation et la commande plus complexes. Mais cette technique ne doit pas être écartée [2].



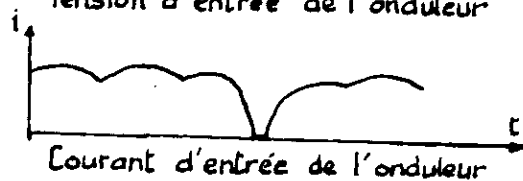
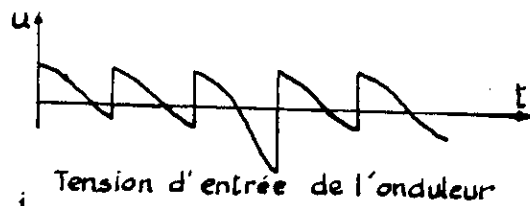
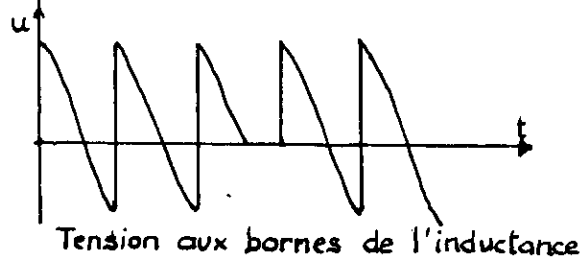
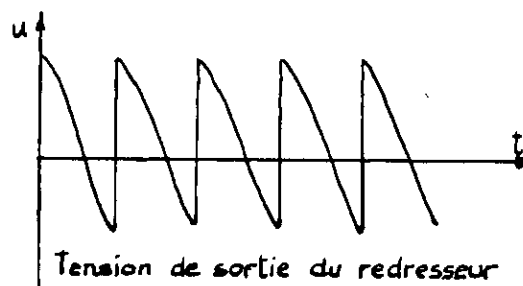
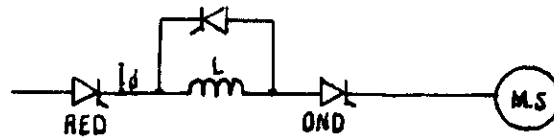
Fig(11.1): Principe du blocage en tension.

II.2) COMMUTATION ASSISTEE PAR UN THYRISTOR DE ROUE LIBRE SUR

INDUCTANCE DE LISSAGE:

L'annulation du courant dans l'onduleur (pour permettre la commutation) peut être obtenue par un thyristor de roue libre qui met l'inductance en court-circuit durant l'alternance négative de la tension du redresseur. Le courant est alors commuté de l'onduleur dans le thyristor de roue libre. Dès que la tension du redresseur devient positive, l'élément auxiliaire se bloque naturellement et le courant se rétablit dans l'onduleur pour alimenter la phase suivante.

A noter en fin que l'utilisation de cette solution est limitée par la valeur du courant de démarrage [2].



Fig(II.2): Commutation aux basses vitesse assistée par un thyristor de roue libre sur l'inductance de lissage *

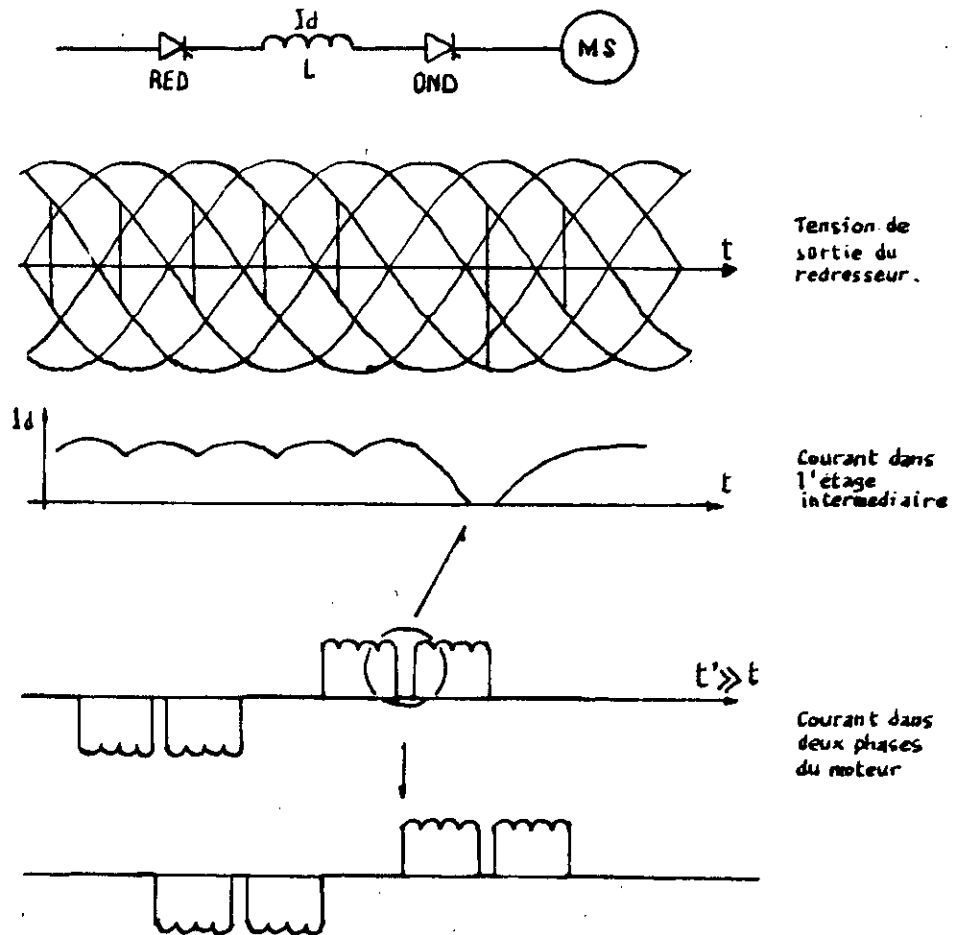
II.3) COMMUTATION ASSISTEE PAR LE PASSAGE RAPIDE

DU REDRESSEUR EN ONDULEUR:

Cette méthode consiste à annuler le courant continu à chaque commutation du courant dans les phases par le pont 1 qui opère un court instant en onduleur. Tous les thyristors de l'onduleur se bloquent à l'instant où les courants s'annulent pendant une durée déterminée par la dynamique du convertisseur redresseur(en onduleur) et les inductances du circuit. Après un laps de temps on rétablit le fonctionnement du pont 1 en redresseur, on augmente le courant dans l'étage intermédiaire en allumant simultanément les thyristors de l'onduleur correspondant aux phases statoriques qui doivent conduire le courant; de cette façon on aiguillera le courant vers la phase suivante du moteur.

La valeur instantanée de la puissance active et du couple électromagnétique tombent temporairement à zéro. On obtient donc des pulsations de couple électromagnétique très prononcées, avec une diminution de sa valeur moyenne. Cette réduction peut être compenser partiellement, en ajustant le déphasage de l'onde fondamentale du courant alternatif de l'onduleur à 180° .

Le procédé de la pulsation du courant au circuit intermédiaire peut être appliquer seulement si l'on peut démarrer à couple réduit. Pour des conditions de démarrage plus exigeantes, il s'avère indispensable de faire passer le courant statorique sans interruption d'une phase à l'autre [1].



Fig(II.3): Commutation aux basses vitesses assistée par le passage rapide du redresseur en onduleur

À $t = t_1$, on suppose que les thyristors 1'et 6' sont en série sous la tension

$$U_1 - V_{S'} - V_{R'} = U_1 - U_{S'R'}$$

ils s'amorcent si $U_1 > U_{S'R'}$

à $t = t_2$, on bloque 1'et 6', en appliquant à leur bornes une tension U_2 négative (pont 1 fonctionne en onduleur).

Comme on a: $i - i_{S'} = i_{R'}$

$$U_2 = L_d \frac{di}{dt} + L_c \frac{di}{dt} + V_{S'} - V_{R'} + L_c \frac{di}{dt} = (L_d + 2L_c) \frac{di}{dt} + U_{S'R'}$$

Donc, en admettant que $(U_2 + U_{R'S'})$ est constante, vuëque la durée de blocage des thyristors 1'et 6'est très courte (hypothèse qui sera vérifiée par la suite).

$$i = \frac{U_2 + U_{R'S'}}{L_d + 2L_c} t + A$$

Or pour $t = t_2$ on a $i = I_d$

D'où

$$i = \frac{U_2 + U_{R'S'}}{L_d + 2L_c} (t - t_2) + I_d$$

Le blocage sera obtenu à l'instant $t'_2 = t_2 + \tau_b$

$$i(t'_2) = 0$$

$$\rightarrow \tau_b = t'_2 - t_2 = - \frac{L_d + 2L_c}{U_2 + U_{R'S'}} I_d$$

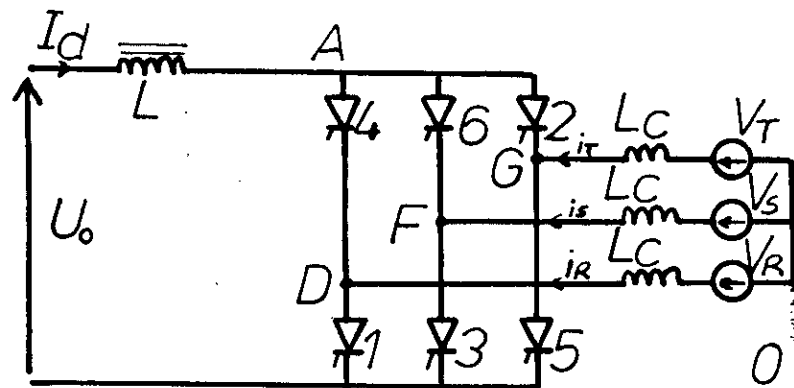


Fig (II.4): Schéma équivalent de la machine synchrone

Plus U_2 (en valeur absolue) est grande plus τ_b est petit et sera négligeable devant la période des tensions et des courants du moteur.

On peut admettre que U_2 varie peu durant la commutation, de toute façon l'ondulation produite par un pont PD3 à $\alpha = \pi$ est suffisamment faible pour ne pas perturber le calcul précédent.

A $t = t''_2 = t_1 + T_1/6$, on remet le pont 2 sous tension U_2 positive et les thyristors 1'et 2'reçoivent des signaux de commande , on aura donc:

$$i = i_{R'} = -i_{T'}$$

D'où

$$U_{2'} - L_d \frac{di}{dt} + L_c \frac{di}{dt} + V_{T'} - V_{R'} + L_c \frac{di}{dt} \\ = -U_{R'S'} + (L_d + 2L_c) \frac{di}{dt}$$

En considérant que: $(U_{2'} - U_{T'R'})$ est constant pendant la durée de commande, d'où:

$$i = \frac{U_{2'} - U_{T'R'}}{L_d + 2L_c} (t - t_2'')$$

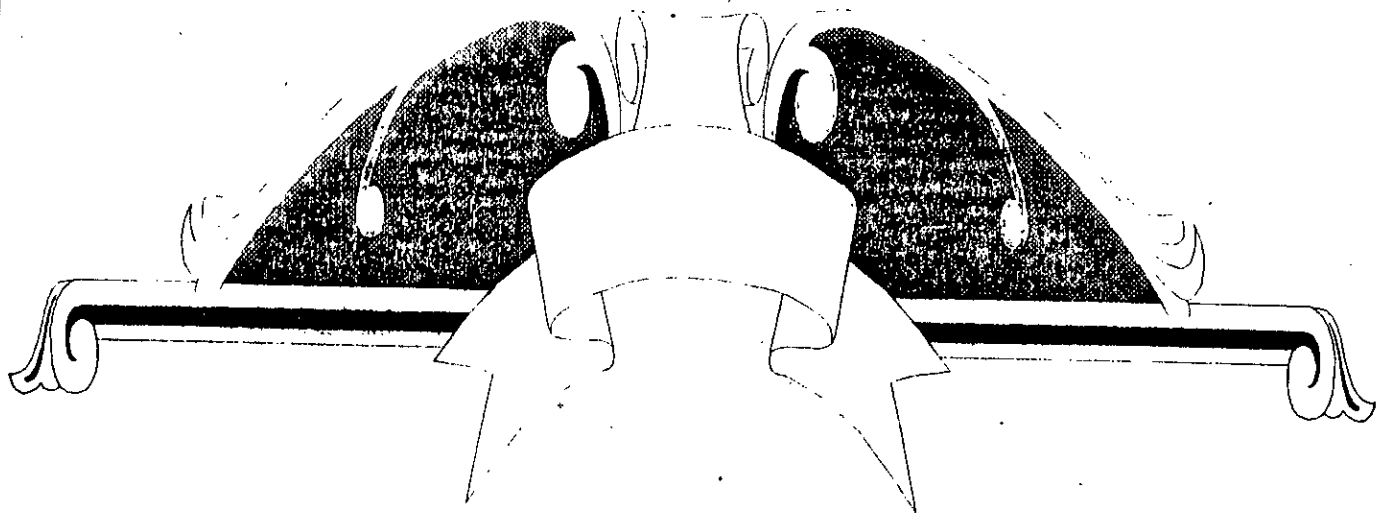
A $t = t_2''' = t_2'' + \tau_a$ on a $i = I_d$ et l'amorçage est terminé.

$$\Rightarrow \tau_a = t_2''' - t_2'' = \frac{L_d + 2L_c}{U_{2'} - U_{T'R'}} I_d$$

Il faut que $U_{2'}$ soit grande pour avoir un enclenchement très rapide.

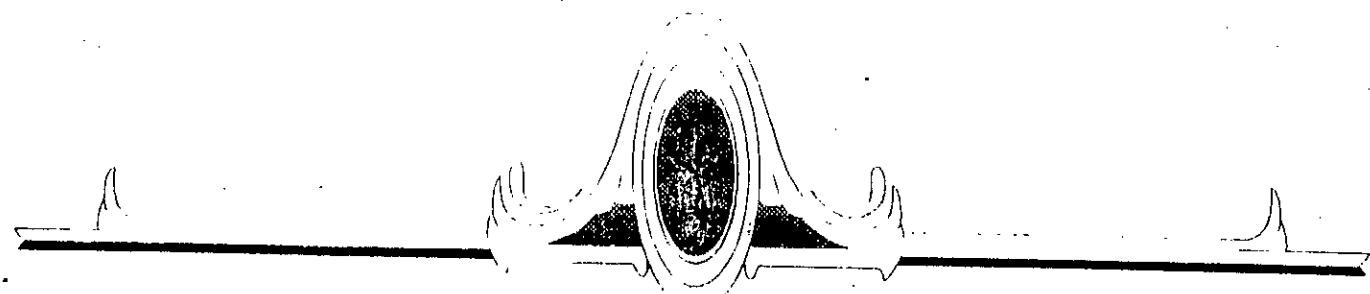
A l'enclenchement, on commande le pont 1 avec $\alpha_1 = 0$. Les hypothèses de travail sont satisfaites.

Les durées d'enclenchement et de blocage sont très petites devant la période ($T_2 \approx 200$ ms lors du démarrage). Lorsque la vitesse est suffisante on passe en commutation naturelle avec l'angle ψ voulu.



Chapitre III

*Etude de la commutation
et ses conséquences*



La commutation est le transfert de courant de la charge d'un bras du montage à un autre. Au cours d'une commutation, il y a généralement amorçage d'un semiconducteur et extinction de celui qui était conducteur.

Le moteur est remplacé par 03 f.é.m sinusoïdales v_R , v_S et v_T en série avec 03 inductances, comme dans la fig(II.4). Les trois séquences de la commutation du courant I_d du thyristor 5' au thyristors 1', sont représentées sur la fig(III.1).

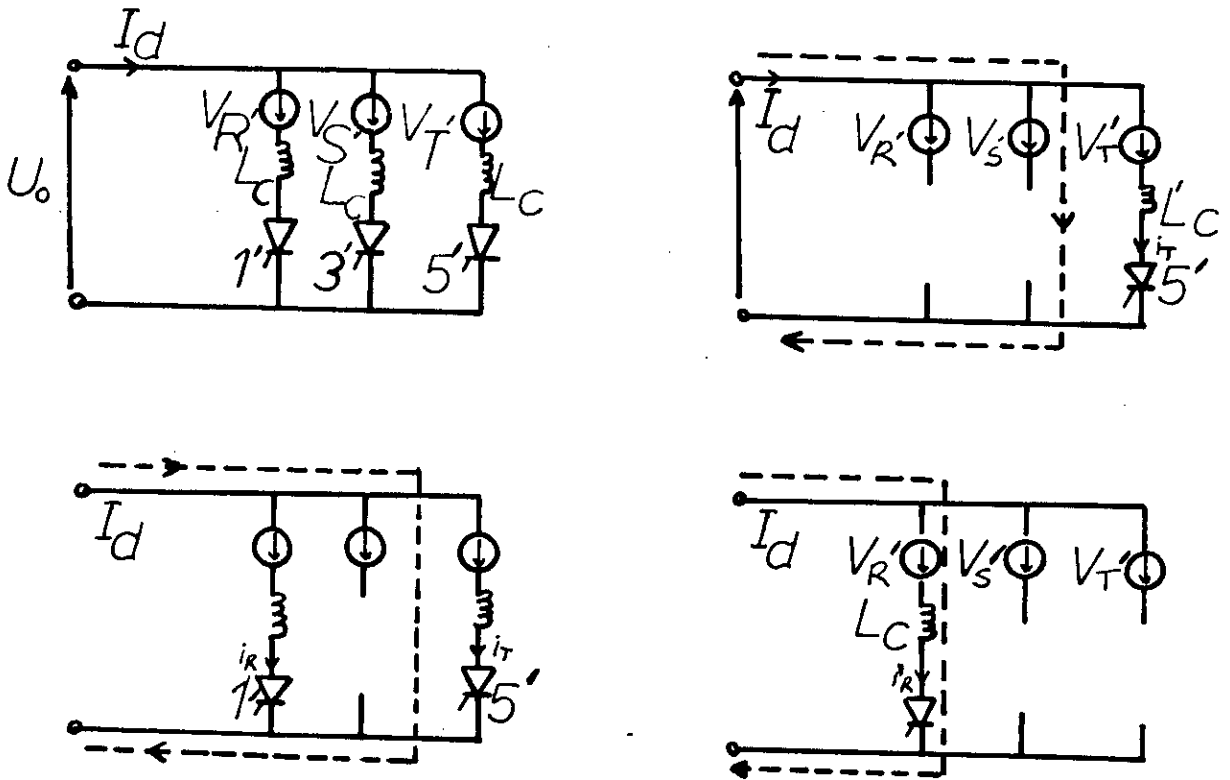


Fig (III.1): Schéma de la commutation.

III.1) CALCUL ET ETUDE DE L'EMPIETEMENT ANODIQUE:

a) La commutation entre deux thyristors s'étend sur une durée d'empiètement τ , telle que: $\omega\tau = \mu$

A $t_1 = t_0 + \alpha / \omega$ Th_1 est commandé; durant la commutation entre Th_5 et Th_1 , c'est à dire durant l'intervalle $[t_1, t_1 + \tau]$ (fig:III.2) on a:

$$\begin{aligned} L_c \frac{di_{R'}}{dt} &= V_{R'} - V_{D'} \\ &= V_{R'} - \frac{V_{R'} + V_{T'}}{2} \\ &= \frac{V_{R'} - V_{T'}}{2} \\ &= \frac{U_{R'T'}}{2} \end{aligned}$$

$V_D = (V_{R'} + V_{T'})/2$ va être démontré par la suite.

Si on choisit l'instant t_0 , de la commutation naturelle entre 1' et 5', comme origine des temps, on remarquera que $U_{R'T'}$ peut s'écrire:

$$U_{R'T'} = V' \sqrt{6} \sin(\omega t)$$

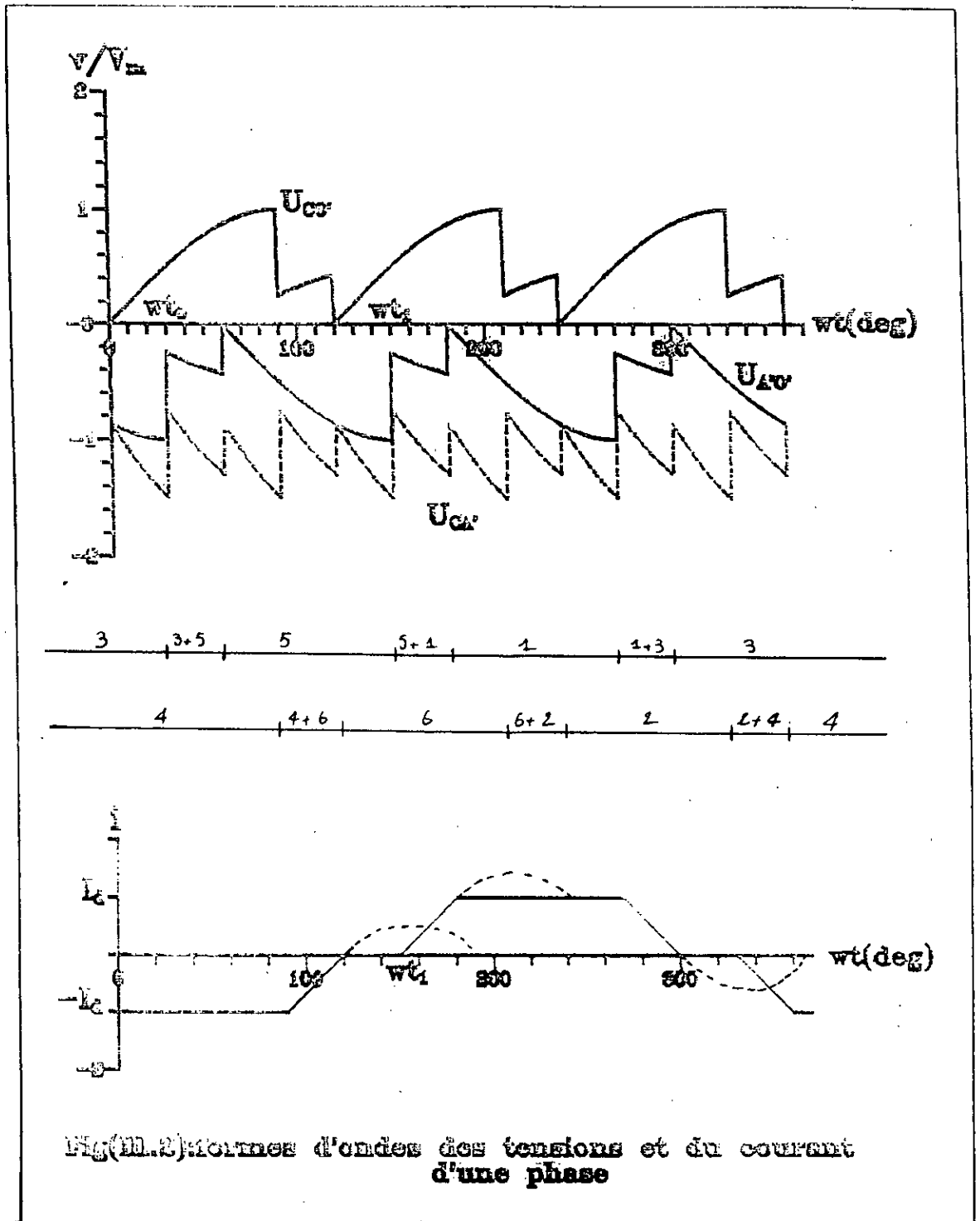
Avec V' est la valeur efficace des tensions V_R , V_S et V_T

D'où :

$$L_c \frac{di_{R'}}{dt} = \frac{V' \sqrt{6}}{2} \sin(\omega t)$$

Donc on déduit:

$$i_{R'} = -\frac{V' \sqrt{6}}{2L_c \omega} \cos(\omega t) + k$$



Fig(III.2): Normes d'ondes des tensions et du courant d'une phase

Au début de la commutation, à $t - t_1 = \alpha / \omega$, on a $i_{R'} = 0$; et $i_{R'}$ ne peut varier de façon discontinue du fait de la présence de la bobine L_c .

On aura alors:

$$i_{R'} = \frac{V'\sqrt{6}}{2L_c\omega} (\cos\alpha - \cos(\omega t))$$

A l'instant $t_1 + \tau$ la commutation s'arrête et $i_{R'} = I_d$

d'où :

$$i_{R'}(t_1 + \tau) = I_d = \frac{V'\sqrt{6}}{2L_c\omega} [\cos\alpha - \cos(\omega(t_1 + \tau))]]$$

Or $\alpha = \omega t_1$ et $\omega\tau = \mu$

De ce fait on aura:

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

En notant \hat{I}_c : la valeur de crête du courant de court-circuit, définie par

$$\hat{I}_c = \frac{V'\sqrt{6}}{2L_c\omega}$$

On aura

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{I_d}{\hat{I}_c}$$

La figure (III.3a) donne l'allure de l'angle d'empiètement en fonction de l'angle d'amorçage, les courbes sont paramétrées par le rapport ($p = I_d / \hat{I}_c$), \hat{I}_c est considéré constant.

On a donc:

Les conclusions qu'on peut tirer de ces courbes sont:

$$\mu = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d}{\hat{I}_c} \right] - \alpha$$

* L'angle d'empiètement augmente avec le rapport (I_d / \hat{I}_c)

* Il devient maximal pour $\alpha = 0^\circ$, pour ce point de fonctionnement l'angle d'empiètement vaut $\mu = \arccos[1 - (I_d / \hat{I}_c)]$. Ceci correspond au fonctionnement en redresseur pur, respectivement aux convertisseurs de courant équipés de simples diodes.

* Si l'angle d'amorçage α augmente, l'angle d'empiètement μ diminue pour atteindre une valeur minimale pour $\alpha = 90^\circ - \arcsin(I_d / \hat{I}_c)$.

* Pour $\alpha > 90^\circ$ (domaine onduleur), μ augmente de nouveau pour atteindre une limite de fonctionnement dictée par le fait que : $\alpha + \mu < \pi$

En fin il faut noter que la durée de commutation doit être inférieure à la demi durée de conduction des thyristors ($\pi / 3$) en fonctionnement idéalisé. Dans le cas contraire on risque de court-circuiter la source.

b) Si on prend

$$\begin{aligned} \hat{I}_N \sqrt{2} I_{R1} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{dN} \\ \Rightarrow I_{dN} &= \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \hat{I}_N \end{aligned}$$

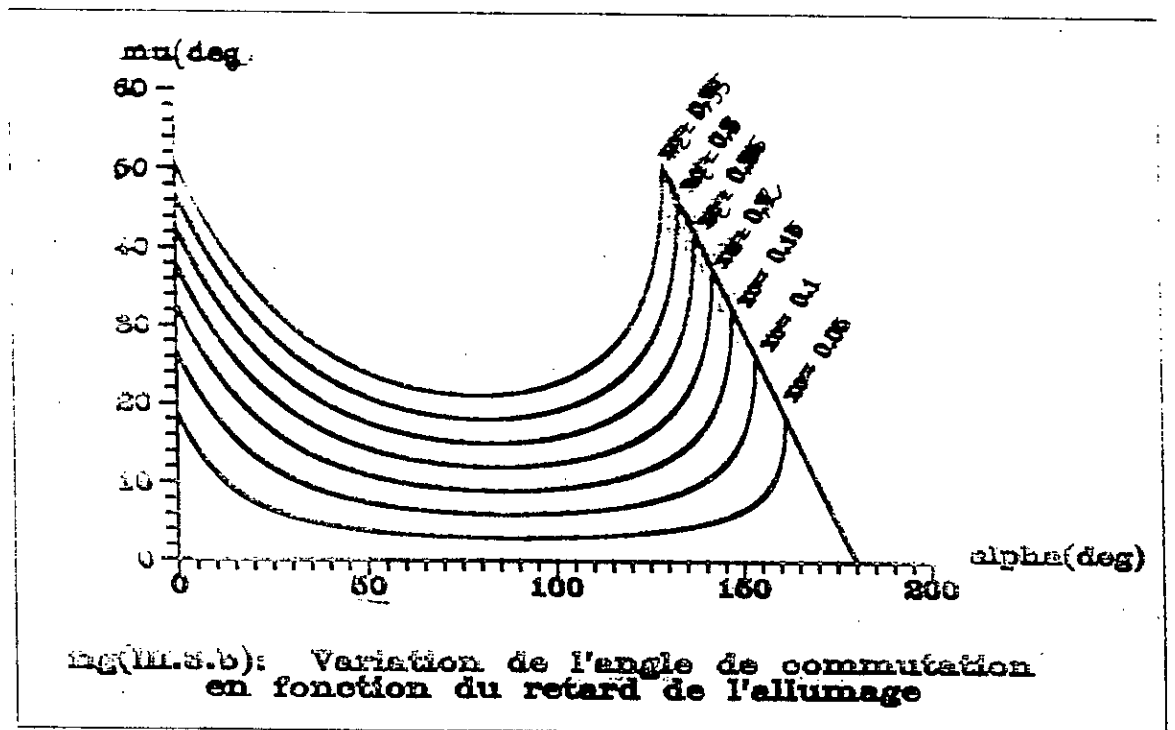
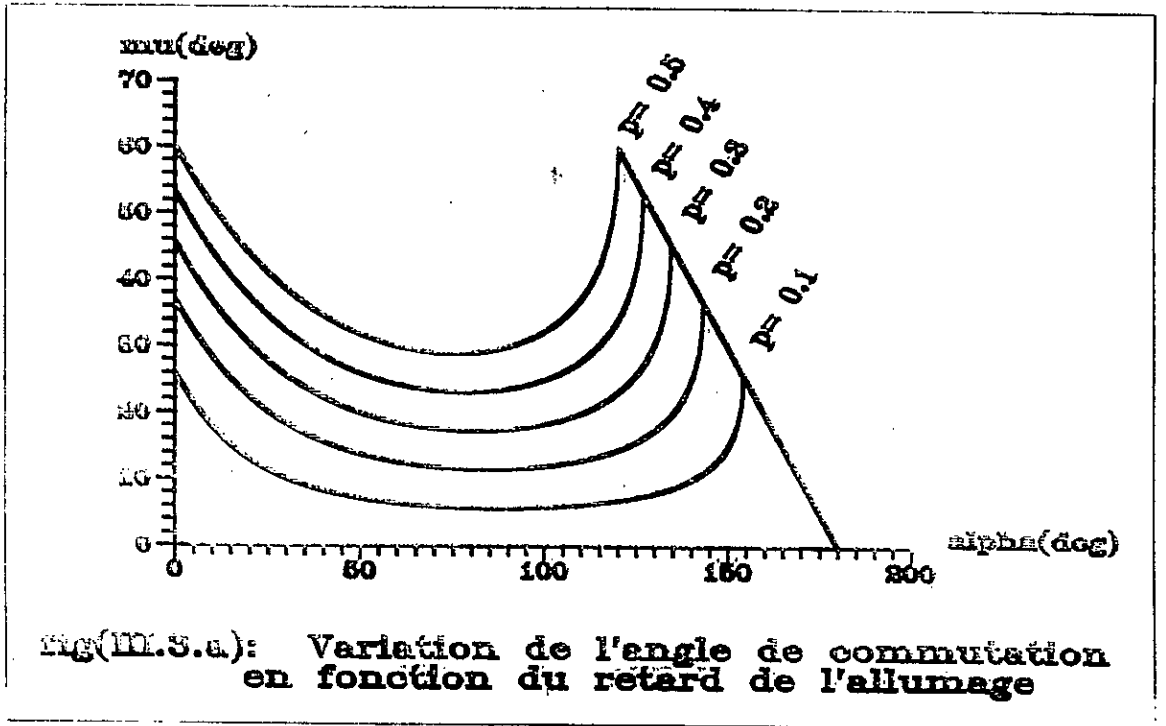
où \hat{I}_N est le courant nominal maximal au stator.

\Rightarrow en grandeur relative on aura: $i_s = i_d$

on a aussi : $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$

avec :

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{V}_s$$



soit donc :

$$U_{dN} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{V}_{sN}$$

⇒ en grandeur relative on aura $u_{d0} = v_s$

$$\begin{aligned} \cos\alpha - \cos(\alpha + \mu) &= \frac{2L_c \omega}{\sqrt{3} \hat{V}_{sN}} I_{dN} i_d \\ &= \frac{\pi}{3} \frac{L_c \omega}{\hat{V}_s} \hat{I}_N i_s \end{aligned}$$

Soit en notant x_c la réactance de commutation en grandeur relative, définie par :

$$x_c = L_c \omega \cdot \frac{\hat{I}_N}{\hat{V}_s}$$

De ce fait on obtiendra:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{\pi}{3} x_c i_s$$

La figure (III.3b) donne l'allure de l'angle d'empiétement en fonction de l'angle d'amorçage; les courbes sont paramétrées par x_c (on considère la pleine charge, c'est à dire $i_s = 1$).

III.2) ETUDE DE LA TENSION SIMPLE AUX BORNES

DU MOTEUR SYNCHRONE AUTOPILOTE:

A l'instant $t_1 = t_0 + (\alpha / \omega)$, le thyristor 1'est amorçé il commence à commuter avec le thyristor 5' (5' était entrain de conduire).

Pendant la commutation on a: $i_R + i_T = I_d = C^{te}$, car I_d est parfaitement lissé (hypothèse) donc on aura :

$$\begin{aligned}
 V_{CO'} &= V_{R'} - L_c \frac{di_{R'}}{dt} \\
 &\quad - V_{T'} - L_c \frac{di_{T'}}{dt} \\
 \Rightarrow \frac{di_{R'}}{dt} &= \frac{di_{T'}}{dt} \\
 \Rightarrow V_{CO'} &= V_{R'} + L_c \frac{di_{T'}}{dt} \\
 &\quad - V_{T'} - L_c \frac{di_{T'}}{dt}
 \end{aligned}$$

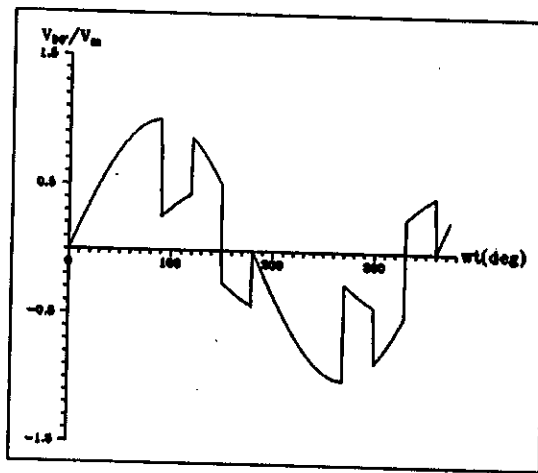
on en déduit que:

$$\begin{aligned}
 2V_{CO'} &= V_{R'} + V_{T'} \\
 \Rightarrow V_{DO'} &= V_{CO'} = \frac{V_{R'} + V_{T'}}{2} \\
 CA' &= V_{CO'} - V_{A'O'} = \frac{V_{R'} + V_{T'}}{2} - V_{S'} \\
 &\quad = \frac{U_{R'S'} + U_{T'S'}}{2}
 \end{aligned}$$

Au delà de l'instant $t_1 + \tau$, la commutation est terminée est on obtient:

$$\begin{aligned}
 i_{T'} &= 0 \quad \text{et} \quad i_{R'} = I_d = C^{te} \\
 \Rightarrow V_{DO'} &= V_{CO'} = V_{R'} \\
 \text{et} \quad U_{CA'} &= U_{R'S'}
 \end{aligned}$$

Sur la figure (III.4) on a représenté la caractéristique $V_{DO'} = f(t)$ pour $I_d = C^{te}$ ($\alpha = 120^\circ$ et $\mu = 30^\circ$). On remarque que cette courbe ne diffère de $V_{R'}$ que durant les commutations de 1'avec 3'et 5'et celles de 4'avec 6'et 2', c'est à dire lorsque $i_{R'}$ varie, le reste du temps on a ou bien $i_{R'} = 0$ ou $i_{R'} = I_d$ et $L_c (di_{R'} / dt) = 0$ ce qui donne $V_{DO'} = V_{R'}$, donc celà écarte l'influence de l'inductance L_c en dehors de la commutation.



Fig(III.4):La tension simple aux bornes du stator.

III.3) CALCUL DE LA TENSION D'ALIMENTATION:

D'après le graphe de la fig(III.2), on note que $U_{A'C}$ a une période de valeur $(T/6)$ et on a pour:

$$t_1 \leq t \leq t_1 + \tau : U_{A'C} = V_{A'} - V_C = V_{S'} - V_D$$

$$= (V_{S'} - V_{R'}) - (V_D - V_{R'})$$

$$t_1 + \tau < t \leq t_1 + T/6 : U_{A'C} = V_{A'} - V_C = V_{S'} - V_D = V_{S'} - V_{R'}$$

d'où la valeur moyenne : $\langle U_{A'C} \rangle = U_0$ définie comme suit:

$$U_0 = \frac{6}{T} \left[\int_{t_1}^{t_1 + \tau} ((V_{S'} - V_{R'}) - (V_D - V_{R'})) dt + \int_{\tau + t_1}^{t_1 + \frac{T}{6}} (V_{S'} - V_{R'}) dt \right]$$

$$= \frac{6}{T} \left[\int_{t_1}^{t_1 + \frac{T}{6}} (V_{S'} - V_{R'}) dt - \int_{t_1}^{t_1 + \tau} (V_D - V_{R'}) dt \right]$$

Le premier terme est la valeur moyenne de $U_{A'C}$ lorsque la commutation est instantanée et elle vaut:

$$U_{20} = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V' \cos \alpha$$

Par ailleurs, nous avons vu que durant la commutation on a:

$$V_D - V_{R'} = -L_c \frac{di_{R'}}{dt}$$

ce qui nous permet d'écrire que:

$$\begin{aligned} U_0 - U_{20} + \frac{6}{T} \int_{t_1}^{t_1+\tau} L_c \frac{di_{R'}}{dt} dt \\ = -U_{20} + \frac{6}{T} \int_0^{I_d} di_{R'} \\ = -U_{20} + \frac{6}{T} L_c I_d \end{aligned}$$

d'où on tire

$$U_0 = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V' \cos \alpha + \frac{3}{\pi} L_c \omega I_d$$

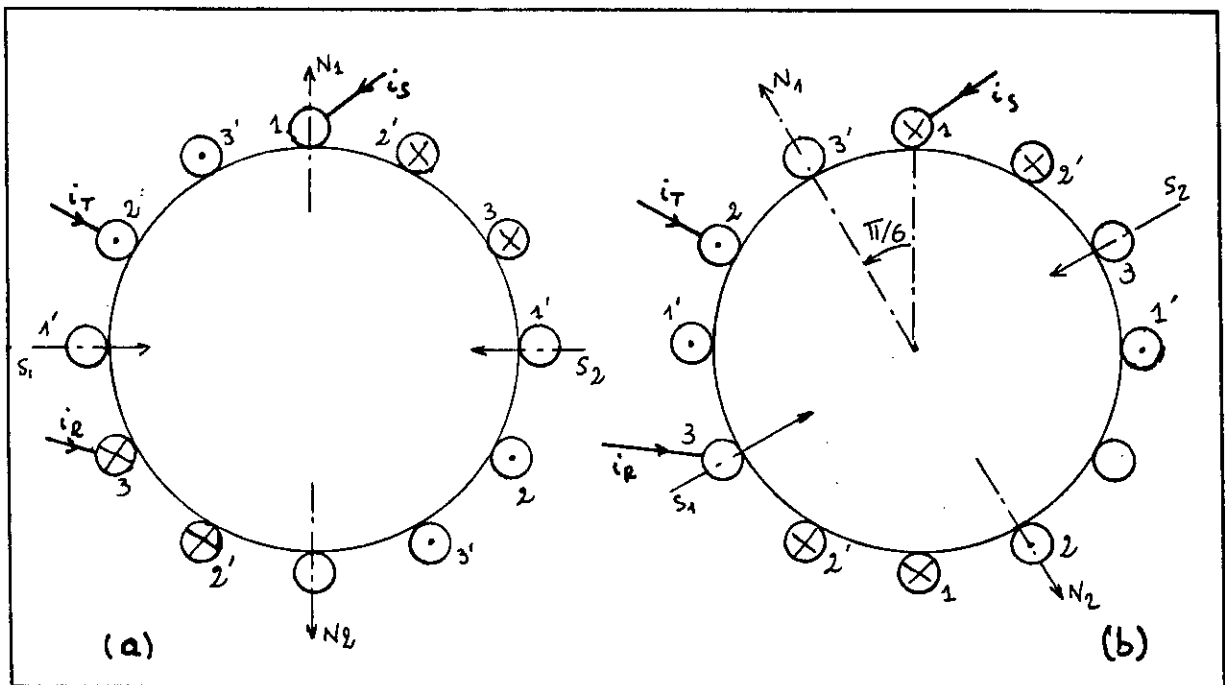
III.4) EXPLICATION DE LA ROTATION RAPIDE DU CHAMP:

Une des conséquences de la commutation est la perturbation au niveau de la tension V_{DO} , en effet si cette commutation ne conduit pas à une grande variation du courant $i_{R'}$, elle s'accompagne toute fois d'une rotation rapide du champ statorique, d'où variation du flux dans l'enroulement R' .

Avant le transfert du courant I_d entre les phases R' et S' on a:

$$i'_R = I_d, \quad i'_S = 0 \quad \text{et} \quad i'_T = -I_d$$

d'où le fonctionnement décrit dans la figure (III.5.a) et le positionnement des pôles nord et sud du champ statorique (immobiles puisque les courants sont constants).



Fig(III.5): La rotation rapide du champ.

Durant la commutation entre R' et S', de durée τ , i'_R passe de I_d à 0 et i'_S passe de 0 à I_d , on passe donc de la situation décrite en (III.5.a) à celle présentée en (III.5.b). Le champ statorique a donc tourné de $(2\pi / 6p)$, car, la machine alimentée par un pont PD3 tout thyristors, chaque tour d'arbre correspond à p périodes des tensions alternatives et chaque période correspond à une tension U_0 à 6 ondulations.

La vitesse moyenne de rotation du champ statorique durant la commutation est :

$$\begin{aligned} \Omega_c &= \frac{\pi}{3p\tau} && [rd/s] \\ \Rightarrow n'_c &= \frac{30}{\pi} \Omega_c \\ &= \frac{30}{\pi} \cdot \frac{\pi}{3p\tau} \\ &= \frac{10}{p\tau} && [tr/min] \end{aligned}$$

En dehors de la commutation, la pulsation et la vitesse moyenne de rotation du champ statorique valent :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} = \frac{2\pi f}{p} = \frac{2\pi}{pT} \quad [rd/s]$$

$$n' = \frac{30}{\pi} \Omega = \frac{60}{pT} \quad [tr/min]$$

D'où le rapport

$$\frac{\Omega_c}{\Omega} = \frac{n'_c}{n'} = \frac{T}{6\tau} > 1$$

$$\text{car: } T > \tau$$

Cette vitesse de rotation élevée du champ durant la commutation, amène ce dernier à se déplacer rapidement par rapport à la roue polaire qui, au fait de l'inertie mécanique des parties en mouvement, tourne à la vitesse constante (n'); l'amortisseur et l'inducteur sont donc soumis à un flux variable et sont le siège de courants induits qui tendent à s'opposer à la variation du flux.

III.5) PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE:

Il est connu dans la théorie des courants alternatifs que que les puissances sont calculées par les relations suivantes (valables pour un système triphasé)

$$P = 3VI_1 \cos \varphi_1$$

$$Q_1 = 3VI_1 \sin \varphi_1$$

où V est la tension simple d'alimentation.

et I_1 est la valeur efficace de l'onde fondamentale du courant et elle vaut

$$I_1 = \frac{\hat{I}_1}{\sqrt{2}}$$

φ_1 étant le déphasage de l'onde fondamentale du courant sur la tension V .

on en déduit que $\varphi = \alpha$: l'angle de retard à l'allumage

et comme pour un fonctionnement idéalisé c'est à dire sans empiètement on a :

$$3 V I_1 = U_{di0} I_d$$

avec

$$U_{di0} = U_0 (\alpha = 0) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1$$

Pour la puissance active transférée et la puissance réactive absorbée par le pont on trouve :

$$P = U_{di0} I_d \cos \alpha$$

$$Q_1 = U_{di0} I_d \sin \alpha$$

La puissance active P est proportionnelle à la tension continue U_0 , tandis que la puissance réactive Q_1 est nulle pour $\alpha = 0$, elle augmente rapidement avec l'angle de retard à l'allumage pour atteindre le maximum pour α et on aura alors : $Q_1 = U_{di0} I_d$. Pour $\alpha > 90^\circ$, la puissance réactive diminue de nouveau (dans le cas idéal elle tend vers zéro pour $\alpha = 180^\circ$).

Puisque la puissance réactive dépend de l'angle de retard à l'allumage α , c'est à dire la grandeur de commande, Q_1 est dénommée puissance réactive due à la commande [1].

III.5.1) Influence de la commutation:

Pendant la durée de l'empiétement les selfs de fuite, du fait de la variation du courant, auront une influence sur la commutation et par conséquent la machine doit fournir une puissance réactive supplémentaire. On constate que l'amplitude de l'onde fondamentale du courant ne change que très peu, cette dernière peut être posée égale à la valeur correspondante au fonctionnement idéalisé [1].

En tenant compte du phénomène d'empiétement, la tension continue est donnée

par:

$$U_{d\alpha} = U_{di0} (\cos \alpha - dx)$$

où dx est la chute de tension inductive relative.

$$dx = \frac{Dx}{U_{di0}} = \frac{1}{U_{di0}} \frac{3}{\pi} L_c \omega I_d$$

Dx étant la chute de tension inductive.

D'où l'on tire pour la puissance active

$$P = U_{d\alpha} I_d = U_{di0} I_d (\cos \alpha - dx)$$

Et en comparant avec les équations précédentes déterminées pour le fonctionnement idéalisé on remarquera que:

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha - dx$$

ce qui donne pour la puissance réactive

$$Q_1 = U_{di0} I_d \sin \varphi_1$$

$$= U_{di0} I_d \sqrt{1 - (\cos \alpha - dx)^2}$$

Remarque:

Pour $\alpha = 0$ on a:

$$Q_{10} = U_{di0} I_d \sqrt{dx(2-dx)}$$

donc même avec un angle $\alpha = 0$, le convertisseur de courant consomme une puissance réactive dépendante de la chute de tension inductive relative dx . On parle alors de puissance réactive de commutation.

III.5.2) Déphasage de l'onde fondamentale du courant:

En tenant compte du fait que

$$dx = \frac{1}{2} \frac{I_d}{\hat{I}_c}$$

Et que:

$$\frac{I_d}{\hat{I}_c} = \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)$$

D'où

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha - dx = \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)}{2}$$

celà nous permet d'écrire:

$$\cos \varphi_1 = \cos\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right) \cos \frac{\mu}{2}$$

Pour des petites valeurs de μ on peut approximer $\cos \mu$ par 1 et on aura:

$$\varphi_1 = \alpha + \frac{\mu}{2}$$

L'onde fondamentale du courant est donc approximativement déphasée, en plus de l'angle de retard à l'allumage α , de la moitié de l'angle d'empiètement μ sur la tension V [7].

III.6) Limite de fonctionnement en onduleur en commutation naturelle:

Sur la figure (III.6.a) on remarque que plus α tend vers 180° plus la durée pendant laquelle le thyristor est soumis à une tension inverse diminue.

Sachant que les thyristors ont un temps de recouvrement t_q , nécessaire pour permettre le blocage par tension inverse, on est donc amené à admettre un angle de garde $\gamma = \omega t_q$ tel que: $\alpha + \mu = \pi - \gamma$

Sur la fig(III.6.b), la tension aux bornes du thyristor, est strictement positive ($\alpha + \mu + \gamma > \pi$), lors du désamorçage, donc la commutation naturelle est interdite. Le transit de l'énergie n'est possible qu'en commutation forcée, ce qui revient à utiliser des interrupteurs à fermeture commandée, tels que les transistors. Ce mode de fonctionnement n'est pas intéressant car on est limité du point de vue matériel : en vitesse (fréquence) ainsi qu'en couple (courant).

*. Sachant que :

$$dx = \frac{1}{2} \frac{I_d}{\hat{I}_c} - \frac{1}{2} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu))$$

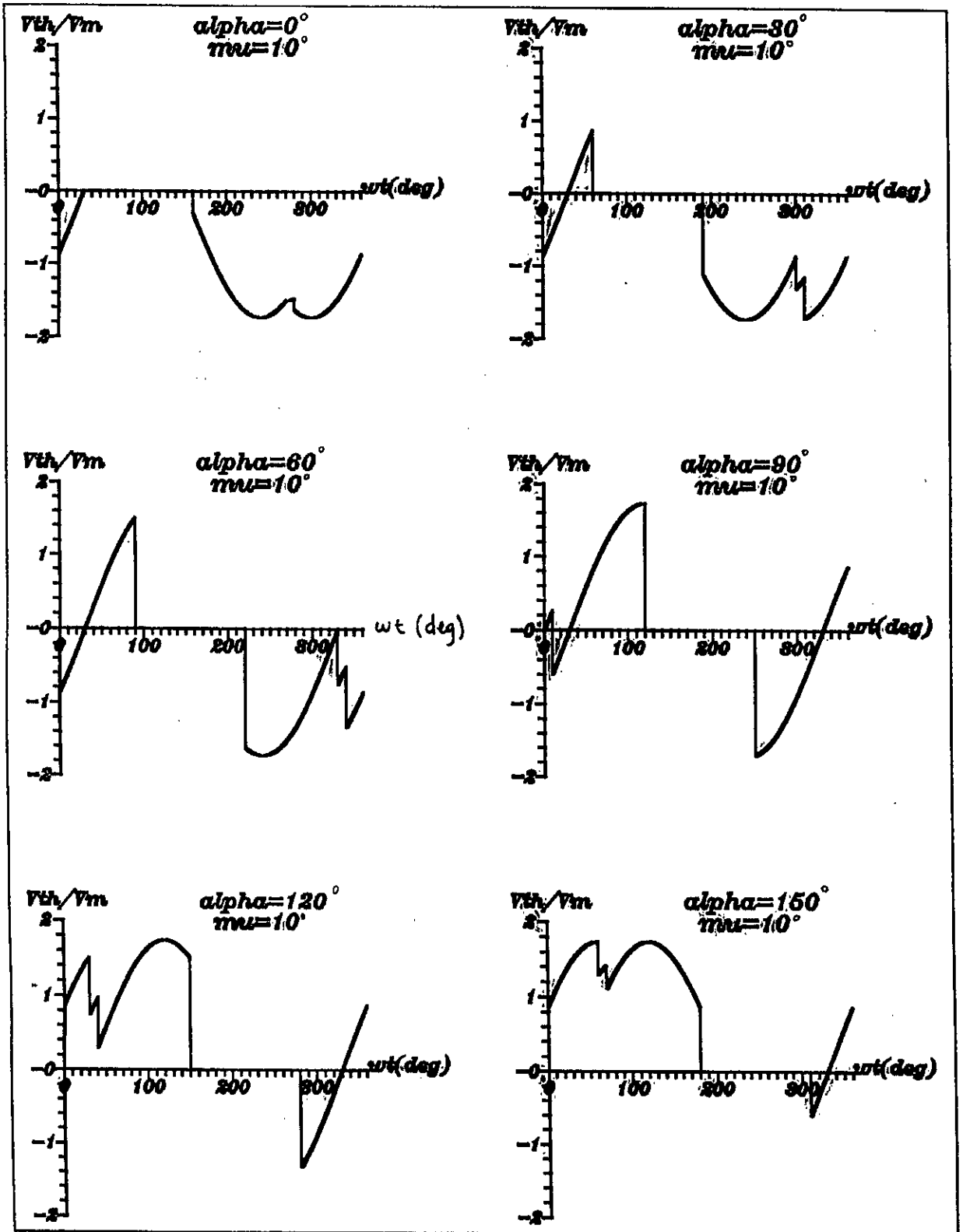
$$\text{on aura : } \cos \alpha - 2 \cdot dx + \cos(\alpha + \mu) = -2 \cdot dx - \cos \gamma$$

en général on prend $\gamma = 10^\circ$

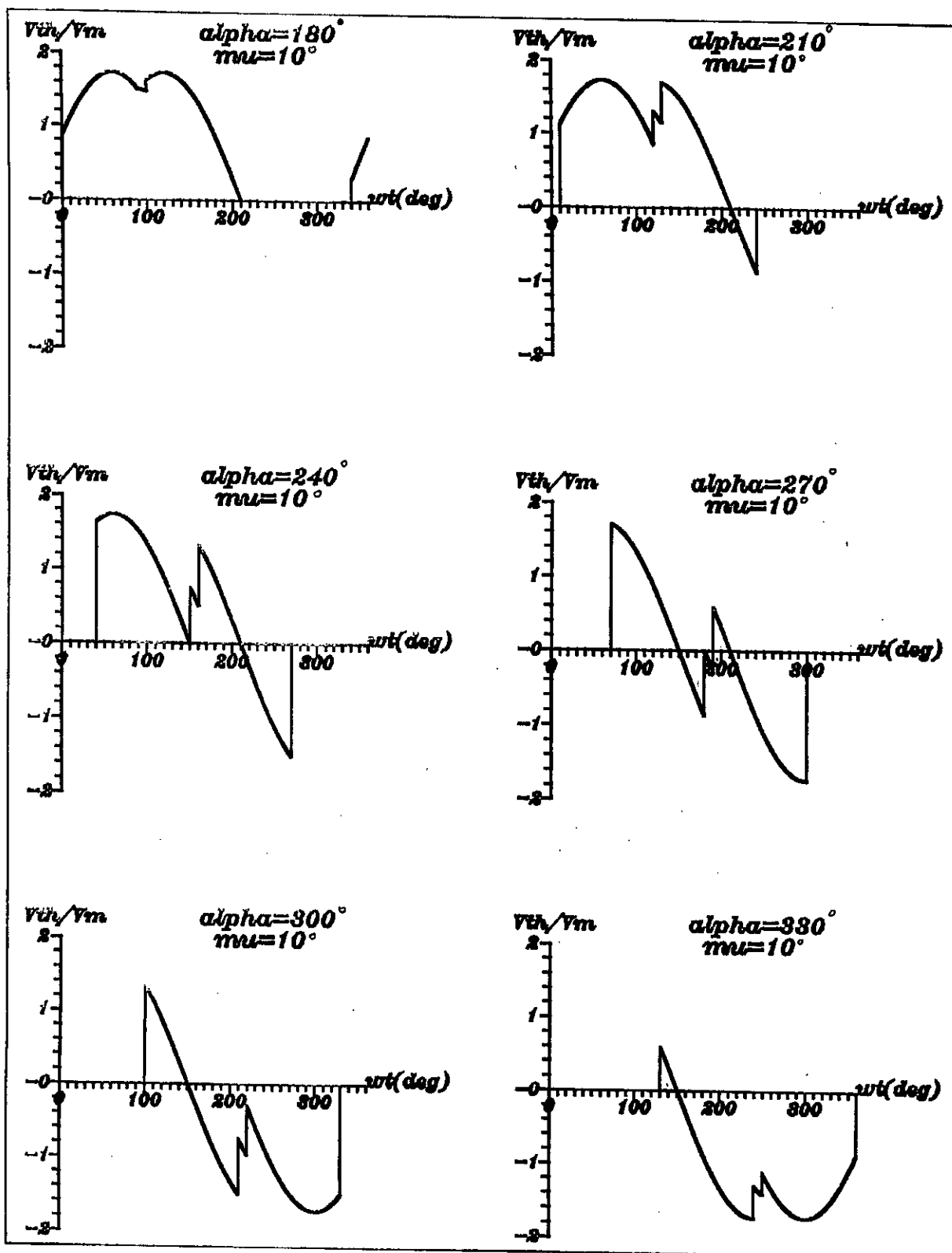
La fig(III.7) représente les variations de α (respectivement μ) en fonction de la chute de tension inductive relative dx . dx est proportionnelle au courant continu I_d . Plus le courant I_d (en surcharge maximale) est élevé, plus l'angle α doit être choisi petit à la limite de fonctionnement en onduleur ; dx est inversement proportionnelle au courant \hat{I}_c , qui est à son tour proportionnel à la tension de commutation U_c et inversement

proportionnel à l'inductance de court-circuit L_c . Si par une fluctuation de la tension d'alimentation U_c diminue, dx augmentera d'où la limite pour α diminuera.

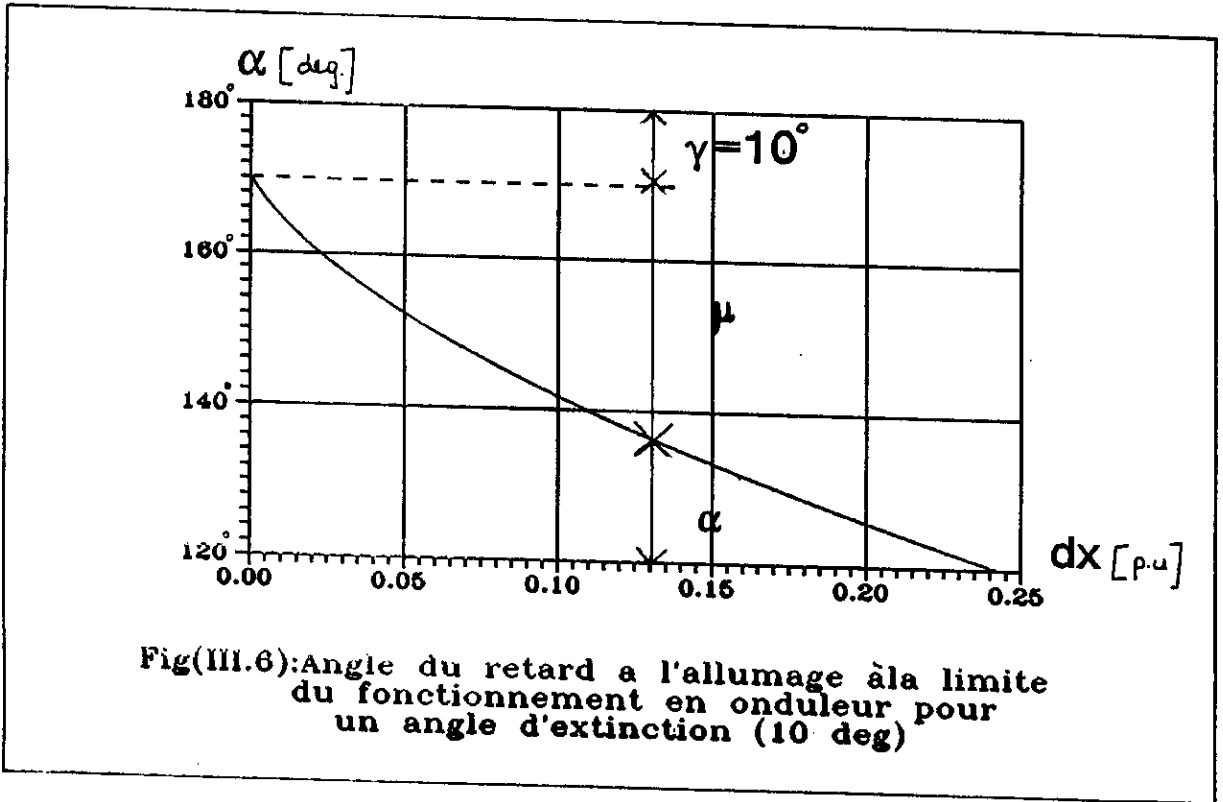
Finalement dx augmentera avec L_c . Plus l'inductance de court-circuit L_c est grande, plus la limite pour α doit être choisie petite.



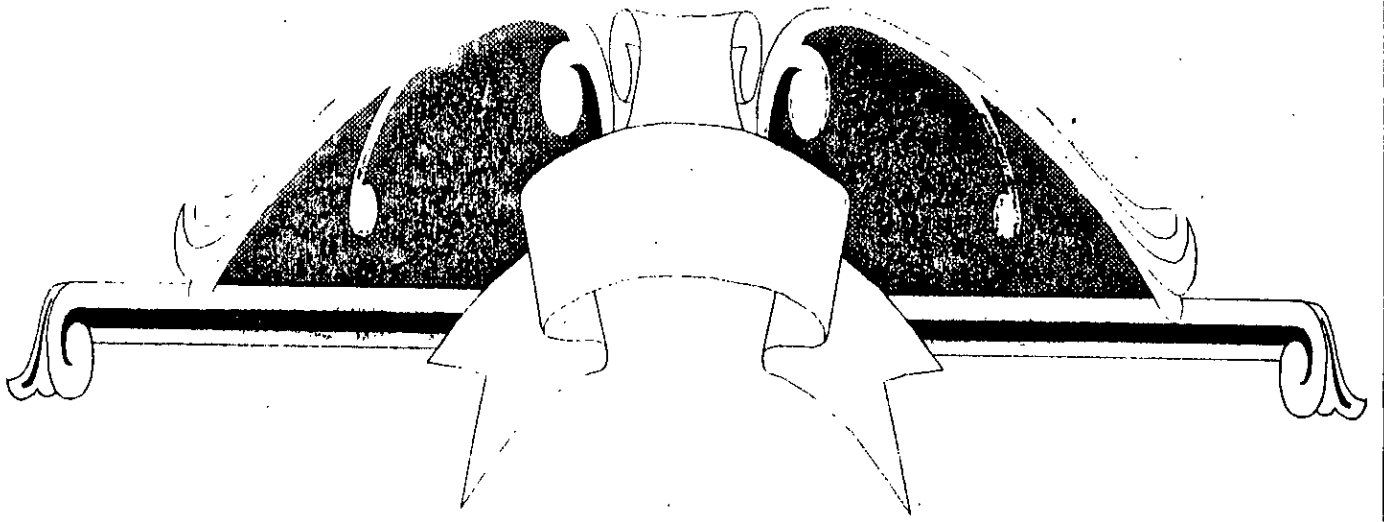
Fig(III.6.a): Tension inverse aux bornes du thyristors Th_1 .



Fig(III.6.b): La tension inverse aux bornes du thyristor Th_1 .

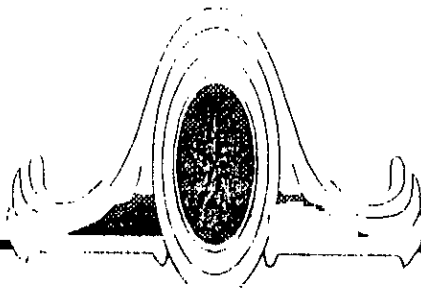


Fig(III.6):Angle du retard a l'allumage à la limite du fonctionnement en onduleur pour un angle d'extinction (10 deg)



Chapitre IV

Inductance de commutation



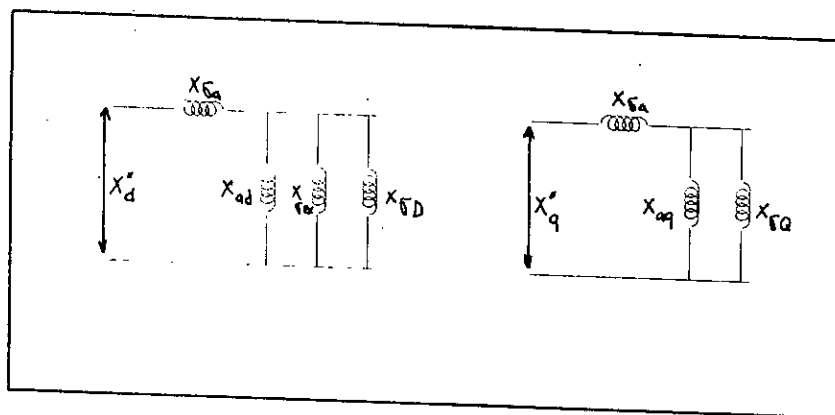
Le calcul du comportement dynamique des machines synchrones s'effectue aujourd'hui presque toujours sur la base de la théorie des axes de Park.

Cette théorie est fondée sur la décomposition mathématique du système tournant triphasé en composantes diagonales du rotor.

Par la transformation de Park, on aboutit dans chaque axe à un réseau (fig IV.1), ces deux réseaux, qu'on représente par des schémas équivalents, constituent le modèle de la machine en régime subtransitoire.

IV.1) DETERMINATION DES REACTANCES SUBTRANSITOIRES:

Un régime transitoire est caractérisé par un très fort courant mais qui ne dure que quelques périodes et s'amortit rapidement. La figure (IV.1) donne clairement la définition des réactances subtransitoires: transversale (directe), X''_d et longitudinale (quadratique) X''_q vues du stator.



Fig(IV.1): Schéma équivalent de la machine en régime subtransitoire.

On définit donc les réactances de fuite suivantes:

du stator:..... $X_{\sigma a}$
 de la réaction d'induit directe et quadratique:..... X_{ad} et X_{aq}
 de l'excitation:..... $X_{\sigma exc}$
 des amortisseurs suivant l'axe transversal et longitudinal:..... $X_{\sigma D}$ et $X_{\sigma Q}$

On admet que la réactance de commutation est donnée par: [2]

$$X_c = X_d'' \cos^2 \psi + X_q'' \sin^2 \psi$$

$$\alpha + \psi = \pi$$

La figure (IV.1) permet de déterminer les expressions de X_d'' et X_q'' et qui seront donc: [6]

$$X_d'' = X_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{\sigma exc}} + \frac{1}{X_{\sigma D}}}$$

$$X_q'' = X_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{X_{aq}} + \frac{1}{X_{\sigma Q}}}$$

Il serait commode de travailler avec les grandeurs relatives, en partant du fait que:

$$x = \frac{X}{Z_n}$$

ou bien $X\% = 100 (X / Z_n)$

et Z_n est l'impédance nominale qui vaut: $Z_n = (U_n / I_n)$ avec

U_n est la tension nominale à vide et I_n est le courant nominal

IV.2) DETERMINATION DES DIFFERENTES REACTANCES DE FUITE:**a) Pour le stator:**

Pour l'enroulement statorique la réactance inductive relative est:

$$X_{\sigma a} = X_{\sigma a} \cdot \frac{I_n}{U_n}$$

l'encoche est de forme de la figure (IV.2) à deux étages d'enroulements, de ce fait on aura:

$$X_{\sigma a} = \frac{2\pi\mu_0}{K_{b1}} \left(\frac{A}{B_{\delta 1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \frac{\lambda_s}{m \cdot n}$$

où: $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ H /cm

K_{b1} est le coefficient de bobinage relative à l'harmonique fondamental.

A est la charge linéaire par cm de conférence et elle vaut

$$A = \frac{2nS_n i}{\pi D_i}$$

et où: n: nombre de phases.

S_n : nombre de spires par pôle et par phase.

D_i : diamètre intérieur.

$B_{\delta 1}$: induction au niveau de l'entrefer.

m: nombre d'encoches par pôle et par phase.

λ_s : perméance du flux de fuite par unité de longueur de la spire et qui est définie comme suit:

$$\lambda_s = \lambda_e + q \cdot \lambda \cdot \frac{l_f}{l}$$

q : nombre d'encoches par pôle et par phase

et λ_e est la perméance de fuite d'encoche donnée par:

$$\lambda_e = \left(\frac{h}{3b} + \frac{h'}{b} \right) k_s$$

et où: $k_s = (3\beta + 1) / 4$ est le coefficient de raccourcissement.

la perméance des parties frontales est exprimée par:

$$l_f \cdot \lambda_f = 0,57 \cdot \tau \cdot \frac{3\beta - 1}{2}$$

avec l_f : longueur de la partie frontale.

l : longueur du fer actif.

b) Pour la réaction d'induit:

La réactance inductive relative de la réaction d'induit longitudinale X_{ad} s'exprime par:

$$x_{ad} = 0,4 \left(\frac{\tau}{\delta} \cdot \frac{A}{B_{\delta 1}} \right)$$

avec τ : le pas polaire.

δ : l'épaisseur de l'entrefer.

La réactance inductive relative de la réaction d'induit transversale X_{aq} pourrait être déterminé par l'expression suivante:

$$x_{aq} = 0,24 \left(\frac{\tau}{\delta} \cdot \frac{A}{B_{\delta 1}} \right)$$

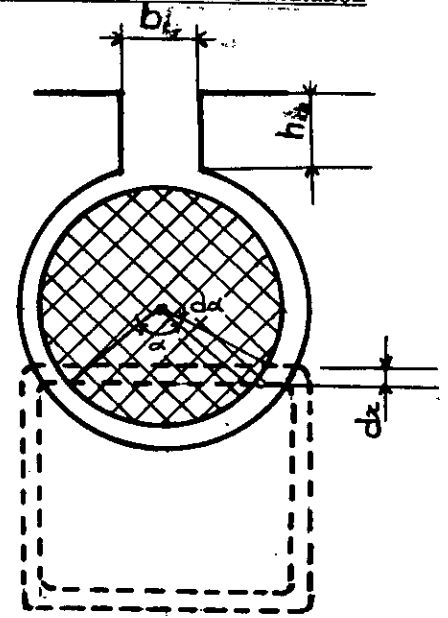
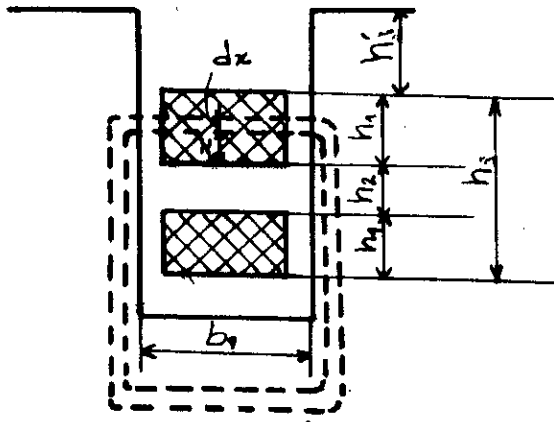


Fig (IV.2): Encoche statorique

Fig(IV.4) : Encoche d'amortisseur.

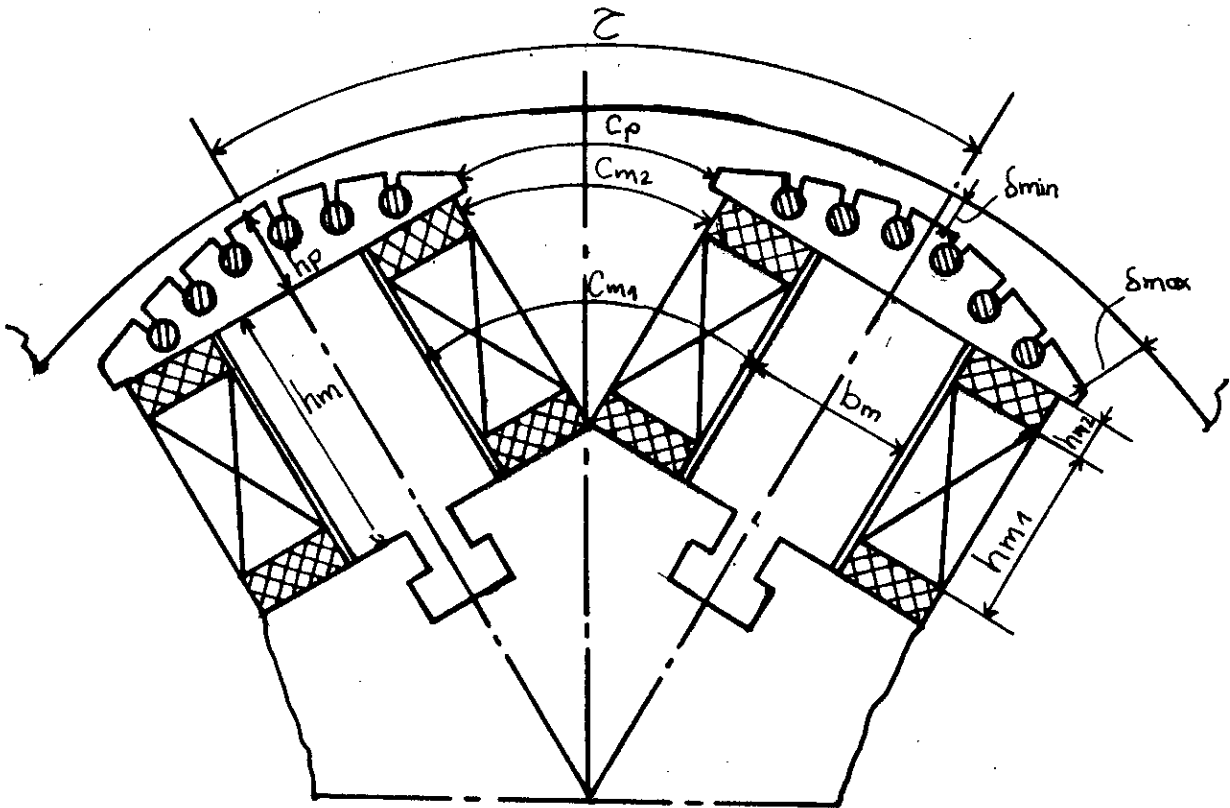


Figure : Disposition des pôles d'une machine synchrone à pôles saillants (IV.3)

c) Pour l'excitation:

Pour la réaction inductive de l'enroulement d'excitation, après sa réduction au système statorique, on obtient en unité statorique relative, l'expression de la réactance inductive que voici:

$$X_{exc} = \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \left(\frac{A \cdot k_{b1}}{\sqrt{2} \cdot B_{b1}}\right) k_{ad}^2 \cdot 2\lambda_{BS}$$

k_{ad} est appelé coefficient de réduction de la F.M.M. de la réaction d'induit suivant l'axe longitudinal à la F.M.M. de l'enroulement d'excitation ou de façon abrégée coefficient de la réaction longitudinale.

λ_{BS} étant la perméance de fuite de l'enroulement d'excitation par cm de longueur de la machine, elle s'exprime comme suit:

$$\lambda_{BS} = 2 \left[\frac{h_{m1}}{3c_{m1}} + \frac{h_{m2}}{c_{m2}} + \frac{h_p}{c_p} + \frac{(L_p - 1) + 0,5h_m + 0,125b_m}{2L_p} \right]$$

A noter que les trois premiers termes tiennent compte de la perméance suivant la longueur de la machine, tandis que le quatrième tien compte de la perméance suivant les faces de la machine. En fin les différentes longueurs sont données sur la figure (IV.3).

d) Pour l'amortisseur:

L'encoche est de forme circulaire (voir figure IV.4), sa perméance est:

$$\lambda_e = 0,623 + \frac{h}{b}$$

D'où la réactance de fuite des barres d'amortisseur :

$$x_b = 2\pi f \mu_0 N_{an}^2 l_b \left(0,623 + \frac{h}{b} \right)$$

N_{an} est le nombre de conducteurs par encoches.

$$N_{an} = 1$$

l_b étant la longueur des barres.

La perméance de la partie frontale (anneaux de court-circuit) est telle que:

$$\lambda_{f.an} = \frac{N_2}{2 \cdot p \cdot m_1} \cdot g_f$$

avec N_2 le nombre total de barres d'amortisseurs.

m_1 est le nombre de phases au stator.

la valeur de g_f est déterminée d'après les courbes de la figure (IV.6), pour différents rapports (τ / l_m), en fonction de (L_m / ξ) et où

$$\xi = 0,223 (h_{an} + b_{an})$$

avec b_{an} l'épaisseur de l'anneau de court-circuit.

h_{an} sa hauteur.

Ce qui nous permet de tirer l'expression de la réactance de fuite des anneaux de court-circuit

$$x_a = 2\pi f \mu_0 \frac{\omega^2}{pq} \lambda_{f.an} \cdot l_{xa}$$

où l_{xa} est la longueur de chaque anneau de court-circuit.

D'après la figure (IV.5) on a:

$$l_{xa} = \frac{\alpha \cdot R - N_b \cdot d_i}{N_b}$$

N_b étant le nombre de barres par pôle, il est égal à $(N_2 / 2p)$.

d_i est le diamètre de l'encoche circulaire.

La longueur d'un anneau de court-circuit entre deux grilles s'exprime par:

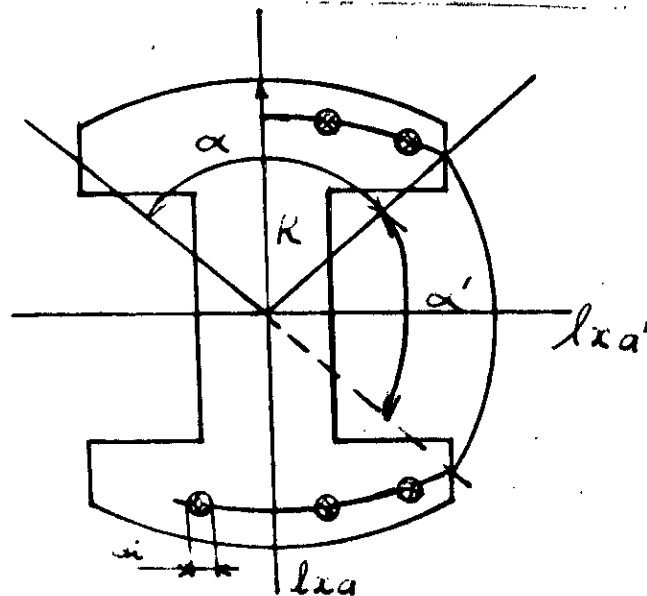
$$l'_{xa} = \alpha' R - R \left[\frac{\alpha}{N_b} + \frac{2\pi - 2p\alpha}{2p} \right]$$

le coefficient de réduction de la cage au système statorique est:

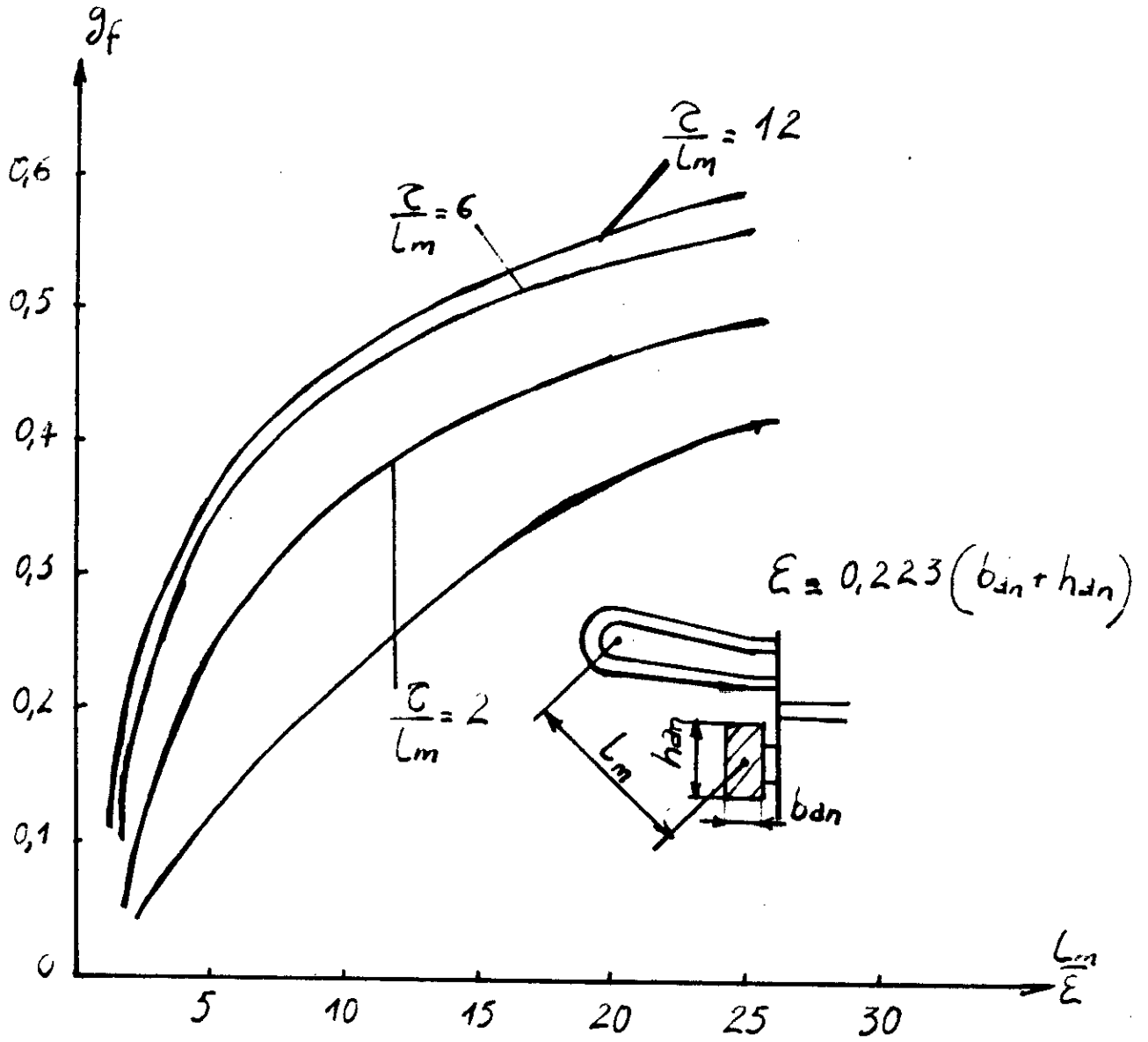
$$k = \frac{4n_1 (S_1 k_{b1})^2}{N_2}$$

n_1 : n^{bre} de phase au primaire

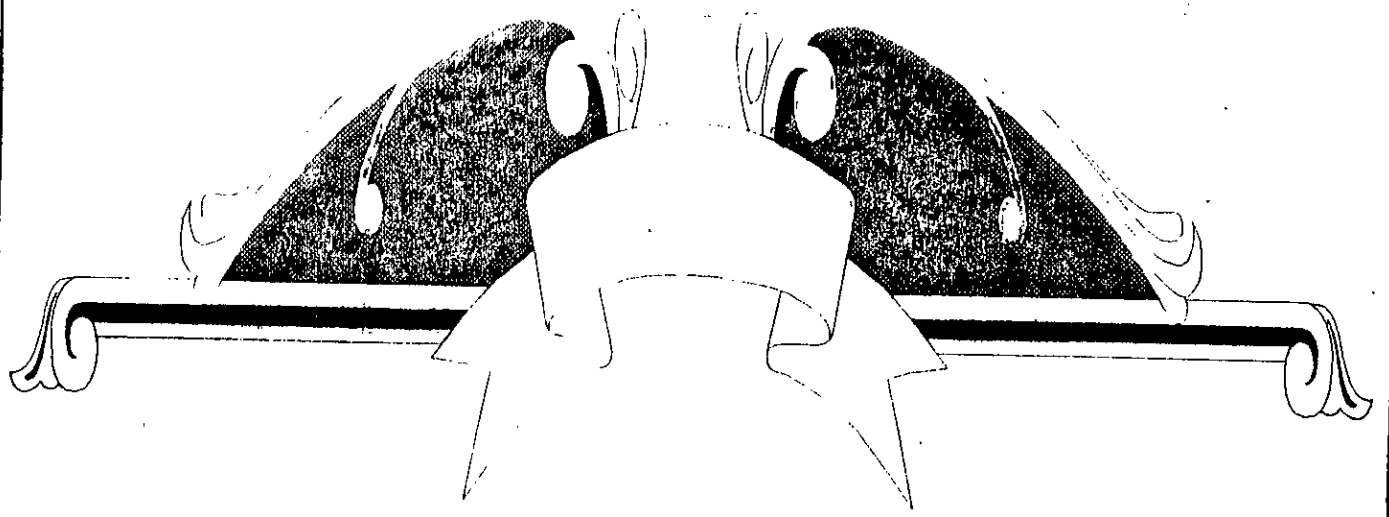
S_1 : n^{bre} de spires/phase au primaire



Fig(IV.6): schéma du rotor de la machine.

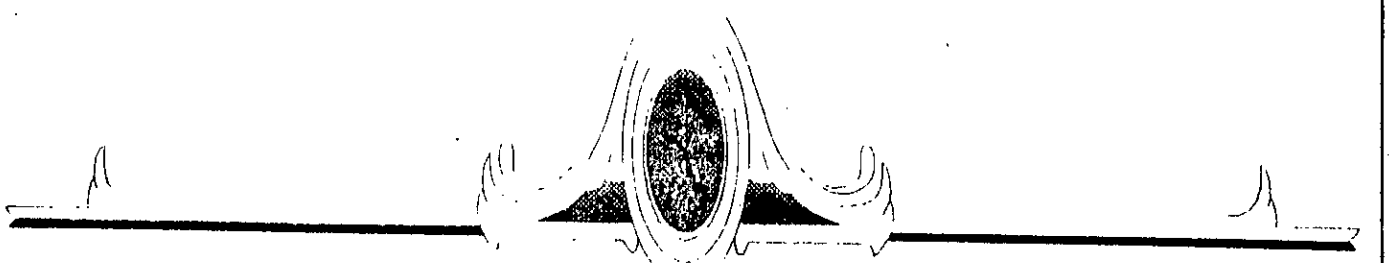


Fig(IV.5): les variations de g_f en fonction de (l_m/ϵ)



Chapitre V

*Calcul de la réactance de fuite
des amortisseurs*



V.1) TECHNOLOGIE ET ROLE DES AMORTISSEURS:

V.1.1) Technologie des amortisseurs:

a) Cas des alternateurs à pôles saillants:

Les amortisseurs sont des conducteurs en cuivre logés dans des encoches, généralement circulaire et semi-fermées, disposées à la surface de l'épanouissement polaire (V.1). Ces conducteurs sont raccordés entre eux par des couronnes de court-circuit comme dans le cas d'une cage d'écureuil de moteur asynchrone. Parfois, mais beaucoup plus rarement, on se contente de raccorder entre elles des barres d'un même pôle en omettant les connexions interpolaires (amortisseurs en grilles).

La plupart des machines à pôles saillants sont à pôles feuilletés. Les amortisseurs sont alors les seuls circuits remplissant les rôles dont sera question au paragraphe suivant. Mais il existe aussi des pôles saillants en fer massif; ils jouent alors eux-mêmes le rôle d'amortisseurs et peuvent même servir au démarrage asynchrone. Lorsque tel est le cas, on peut être amené à compléter le circuit qu'ils forment au moyen de connexions en cuivre de forte section reliant entre elles les cornes polaires d'un pôle à l'autre.

b) Cas des turbo-alternateurs:

L'enroulement amortisseur, lorsqu'il existe, est constitué de lamelles en cuivre de quelques millimètres d'épaisseur, logées entre les cales d'encoche et le bobinage inducteur. Du fait que le rotor est massif et que les cales sont en matériau conducteur, le fer et les cales partagent avec les amortisseurs les rôles qui seront exposés au paragraphe suivant. De ce fait, l'amortisseur a une section réduite; son rôle principal, dans le cas présent, est de favoriser la fermeture des courants aux extrémités.[8]

V.1.2) Rôle des amortisseurs:

La cage - connue sous le nom de cage d'écureuil -, un dispositif inventé initialement pour les moteurs à induction, fut utilisée assez tôt également dans les machines synchrones. On l'employa d'abord pour amortir les oscillations pendulaires de la roue polaire. Mais bientôt la cage vit son champ d'application s'élargir; en effet, on l'employa pour améliorer le comportement de la machine synchrone et ses caractéristiques en régime instationnaire, en général, et aussi dans certains cas en régime stationnaire. C'est sa propriété stabilisatrice et d'écran qui fait de la cage un excellent amortisseur pour la machine synchrone. Dans celle-ci, tout comme dans le moteur à induction, la cage peut être utilisée pour l'auto-démarrage asynchrone [9].

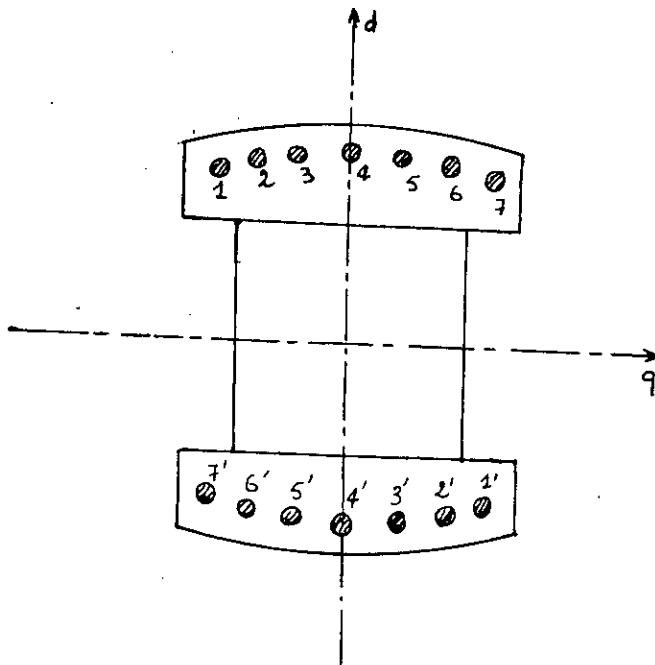
Remarque:

Comme il sera traité par la suite, les amortisseurs auront un effet sur la commutation d'une machine synchrone autopilotée plus particulièrement sur la réactance de commutation, car ils interviennent par leur réactance de fuite dans le calcul de la réactance subtransitoire de la machine.

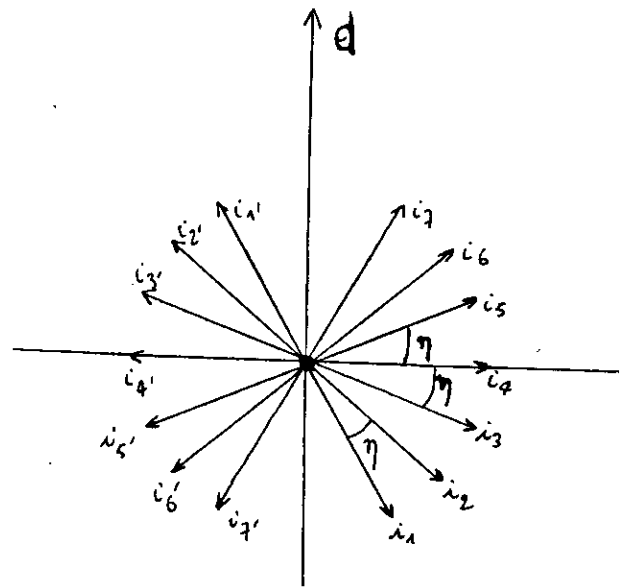
V.2) HYPOTHESES:

- 1°) Le champ primaire est un champ tournant sinusoïdal.
- 2°) La répartition des courants dans les barres est sinusoïdale (ce qui est parfaitement correcte pour l'harmonique fondamental).
- 3°) La résistance et l'inductance de fuite ont des valeurs égales pour toutes les barres.
- 4°) L'enroulement inducteur est ouvert.
- 5°) La machine est bipolaire.

On prend l'exemple d'un amortisseur à cage à 7 barres par pôle [10].



Fig(V.1): Disposition des amortisseurs



Fig(V.2): diagramme de FRESNEL.

V.3) COURANTS DES BARRES:

Soit I_m l'amplitude du courant d'une barre.

$$i_1 = I_m \angle -3\eta$$

$$i_2 = I_m \angle -2\eta$$

$$i_3 = I_m \angle -\eta$$

$$i_4 = I_m \angle 0$$

$$i_5 = I_m \angle \eta$$

$$i_6 = I_m \angle 2\eta$$

$$i_7 = I_m \angle 3\eta$$

Les projections suivants les axes d et q donnent:

* Pour l'axe "d":

$$i_{1d} = -I_m \sin(3\eta)$$

$$i_{2d} = -I_m \sin(2\eta)$$

* Pour l'axe "q":

$$i'_{1q} = -I_m \cos(3\eta)$$

$$i'_{2q} = -I_m \cos(2\eta)$$

$$i_{3d} = -I_m \sin(\eta)$$

$$i'_{3q} = -I_m \cos(\eta)$$

$$i_{4d} = 0$$

$$i_{4q} = I_m$$

$$i_{5d} = I_m \sin(\eta)$$

$$i_{5q} = I_m \cos(\eta)$$

$$i_{6d} = I_m \sin(2\eta)$$

$$i_{6q} = I_m \cos(2\eta)$$

$$i_{7d} = I_m \sin(3\eta)$$

$$i_{7q} = I_m \cos(3\eta)$$

V.4) COURANTS DES SEGMENTS DES ANNEAUX DE COURT-CIRCUIT:

V.4.1) Suivant l'axe "d":

D'après la figure (V.3) on remarque que les courants circulant dans les différents segments peuvent s'exprimer de la façon suivante:

$$i_{12} = i_{1d} = -I_m \sin(3\eta)$$

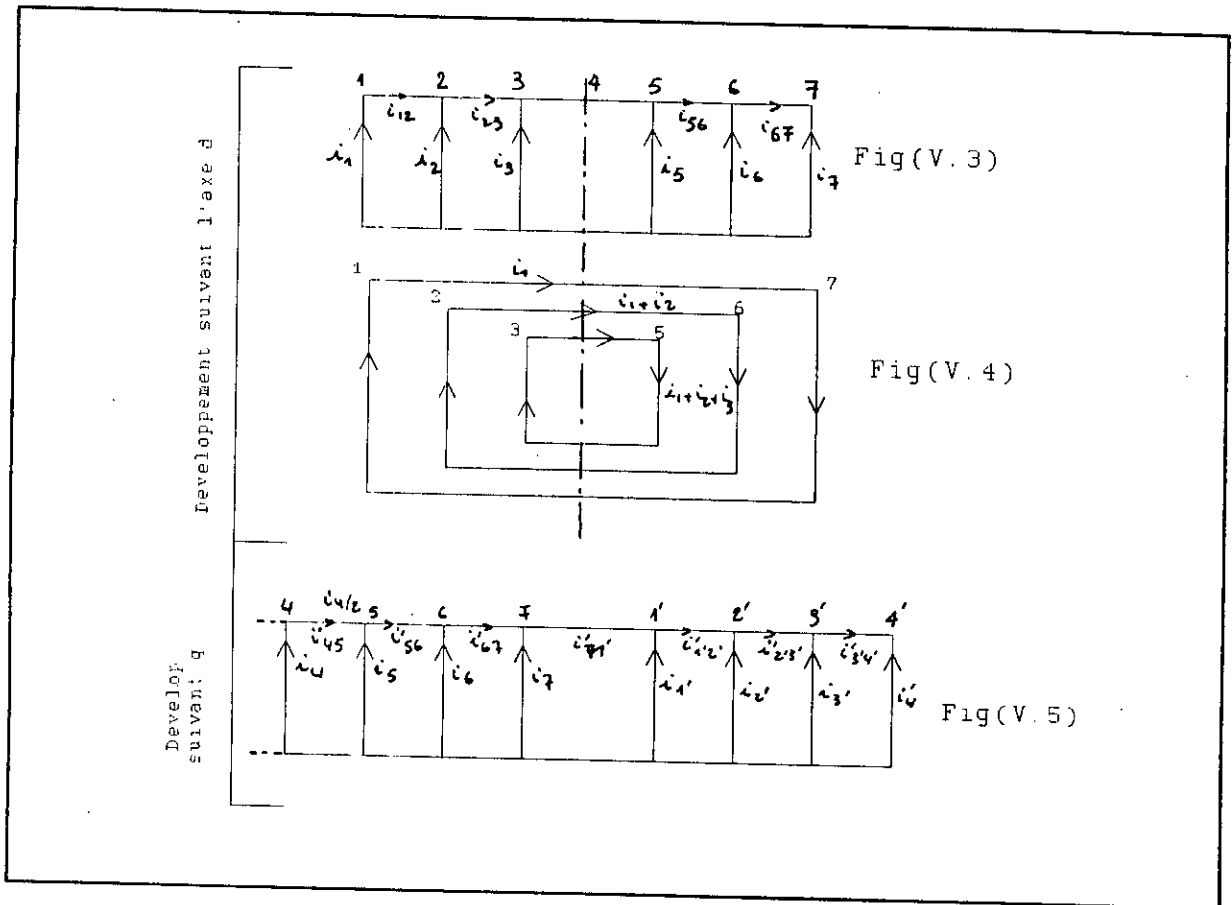
$$i_{23} = i_{1d} + i_{2d} = -I_m (\sin(2\eta) + \sin(3\eta))$$

$$i_{34} = i_{1d} + i_{2d} + i_{3d} = -I_m (\sin(\eta) + \sin(2\eta) + \sin(3\eta))$$

$$i_{45} = i_{1d} + i_{2d} + i_{3d} = -I_m (\sin(\eta) + \sin(2\eta) + \sin(3\eta))$$

$$i_{56} = i_{1d} + i_{2d} = -I_m (\sin(2\eta) + \sin(3\eta))$$

$$i_{67} = i_{1d} = -I_m \sin(3\eta)$$



V.4.2) Suivant l'axe "q":

La figure (V.5) nous permet de tirer l'expression de chaque courant, on aura alors:

$$i'_{45} = \frac{i_{4q}}{2} = \frac{I_m}{2}$$

$$i'_{56} = \frac{i_{4q}}{2} + i_{5q} = I_m \left(\frac{1}{2} + \cos(\eta) \right)$$

$$i'_{67} = \frac{i_{4q}}{2} + i_{5q} + i_{6q} = I_m \left(\frac{1}{2} + \cos(\eta) + \cos(2\eta) \right)$$

$$i'_{71'} = \frac{i_{4q}}{2} + i_{5q} + i_{6q} + i_{7q} = I_m \left(\frac{1}{2} + \cos(\eta) + \cos(2\eta) + \cos(3\eta) \right)$$

$$i'_{1'2'} = \frac{i_{4q}}{2} + i_{5q} + i_{6q} + i_{7q} + i_{1'q} = I_m \left(\frac{1}{2} + \cos(\eta) + \cos(2\eta) \right)$$

$$i'_{2'3'} = \frac{i_{4q}}{2} + i_{5q} + i_{6q} + i_{7q} + i_{1'q} + i_{2'q} = I_m \left(\frac{1}{2} + \cos(\eta) \right)$$

$$i'_{3'4'} = \frac{i_{4q}}{2} + i_{5q} + i_{6q} + i_{7q} + i_{1'q} + i_{2'q} + i_{3'q} = \frac{I_m}{2}$$

V.5) CALCUL DE L'AMORTISSEUR:

On considère séparément les impédances axiales et transversales; soit:

X_b : l'impédance de fuite d'une barre

X_{an} : l'impédance de fuite d'un secteur entre deux barres voisines sur un pôle.

X'_{an} : l'impédance de fuite d'un secteur entre deux pôles adjacents.

V.5.1) Impédance axiale de l'amortisseur:

Pour effectuer la transformation des constantes de l'amortisseur sur le stator, nous lui substituons six spires connectées en court-circuit, composées des barres: 1-7, 2-6, 3-5, 1'-7', 2'-6', 3'-5' et des segments adjacents.

Les impédances de ces spires s'exprimeront comme suit:

*/ Pour la spire 1-7:

$$X_{17}(-I_m \sin(3\eta)) = 2[X_b(-I_m \sin(3\eta)) - 2 X_{an} I_m(\sin(\eta) + 2 \sin(2\eta) + 3 \sin(3\eta))]]$$

d'où:

$$X_{17} = 2 \left[X_b + 2 X_{an} \frac{\sin(\eta) + 2\sin(2\eta) + 3\sin(3\eta)}{\sin(3\eta)} \right]$$

De la même façon on obtient pour les autres spires:

*/ Spire 2-6:

$$X_{26} = 2 \left[X_b + 2 X_{an} \frac{\sin(\eta) + 2\sin(2\eta) + 2\sin(3\eta)}{\sin(2\eta)} \right]$$

*/ Spire 3-5:

$$X_{35} = 2 \left[X_b + 2 X_{an} \frac{\sin(\eta) + \sin(2\eta) + \sin(3\eta)}{\sin(\eta)} \right]$$

Eu égard de la symétrie de l'amortisseur on a:

$$X_{17'} = X_{17}$$

$$X_{26'} = X_{26}$$

$$X_{35'} = X_{35}$$

La réactance de fuite axiale par phase du rotor, sachant qu'on a autant de phases que d'encoches, sera:

$$X_{\sigma D} = \frac{2 (X_{17} + X_{26} + X_{35})}{2N_b}$$

En utilisant cette expression, on peut réduire l'impédance axiale de l'amortisseur sur l'enroulement statorique.

V.5.2) Impédance transversale de l'amortisseur:

En appliquant le même calcul que précédemment on obtient (figure V.5):

*/ Pour la spire 4-4':

$$X_{44'} = 2 \left[X_b + 2 X_{an} (3 + 4\cos(\eta) + 2\cos(2\eta)) + X_{an}' (1 + 2\cos(\eta) + 2\cos(2\eta) + 2\cos(3\eta)) \right]$$

*/ Pour la spire 5-3':

$$X_{53'} = 2 \left[X_b + 2X_{an} \frac{1+2\cos(\eta) + \cos(2\eta)}{\cos(\eta)} + X_{an}' \frac{1/2 + \cos(\eta) + \cos(2\eta) + \cos(3\eta)}{\cos(\eta)} \right]$$

*/ Pour la spire 6-2':

$$X_{62'} = 2 \left[X_b + 2X_{an} \frac{1/2 + \cos(\eta) + \cos(2\eta)}{\cos(2\eta)} + X_{an}' \frac{1/2 + \cos(\eta) + \cos(2\eta) + \cos(3\eta)}{\cos(2\eta)} \right]$$

*/ Pour la spire 7-1':

$$X_{71'} = 2 \left(X_b + X_{an}' \frac{1/2 + \cos(\eta) + \cos(2\eta) + \cos(3\eta)}{\cos(3\eta)} \right)$$

De la même façon on aura:

$$X_{\sigma 0} = \frac{2(X_{44'} + X_{53'} + X_{62'} + X_{71'})}{2N_b}$$

V.6) GENERALISATION:

Etant donné un certain nombre de barres N_b par pôle, on peut généraliser les équations précédentes comme suit:

*/ Pour N_b impair: $N_b = 2k+1$

Impédance axiale:

$$X_{i+1, N_b-i} = \frac{2}{\sin[(k-i)\eta]} \left[X_b \sin((k-i)\eta) + 2X_{an} \left(\sum_1^k l \sin(l\eta) - \sum_{k-i}^k (l-k+i) \sin(l\eta) \right) \right] \quad i=0 \dots k-1$$

Impédance longitudinale:

$$X_{k+1+i, k+1-i} = \frac{2}{f(i\eta)} \left[f(i\eta) X_b + 2X_{an} \left(\frac{k-i}{2} + \sum_{l=1}^{k-1} l \cos((k-l)\eta) \right) \right. \\ \left. - \sum_{l=0}^{i-1} l \cos((i-l)\eta) \right] + X'_{an} \left(\frac{1}{2} + \sum_{l=1}^k \cos(l\eta) \right) \quad i=0 \dots k$$

Avec:

$$f(i\eta) = \cos(i\eta) \quad \text{si } i \neq 0 \\ = 1/2 \quad \text{sinon}$$

*/ Pour N_b pair: $N_b = 2k$

Impédance axiale:

$$X_{i+1, N_b-i} = \frac{2}{\sin\left(\frac{2(k-i)-1}{2}\eta\right)} \left[X_b \sin\left(\frac{2(k-i)-1}{2}\eta\right) \right. \\ \left. + 2X_{an} \left(\sum_{l=1}^k \left(\frac{2l-1}{2}\right) \sin\left(\frac{2l-1}{2}\eta\right) - \sum_{l=1}^i l \sin\left(\frac{2(k-i+l)-1}{2}\eta\right) \right) \right] \\ i=0 \dots k-1$$

Impédance longitudinale:

$$X_{i+k+1, k-i} = \frac{2}{\cos\left(\frac{2i+1}{2}\eta\right)} \left[X_b \cos\left(\frac{2i+1}{2}\eta\right) \right. \\ \left. + 2X_{an} \left(\sum_{l=0}^{k-2} (k-l-1) \cos\left(\frac{2l+1}{2}\eta\right) \right. \right. \\ \left. \left. - \sum_{l=k-i}^k (k-l) \cos\left(\frac{2(i-k+l)+1}{2}\eta\right) \right) \right. \\ \left. + X'_{an} \sum_{l=0}^{k-1} \cos\left(\frac{2l+1}{2}\eta\right) \right] \\ i=0 \dots k-1$$

Remarques:

1°) Pour une machine à p paires de pôles, on a:

$$X_{\sigma D} = \frac{2p \sum_i X_{axiale}}{2pN_b}$$

$$X_{\sigma Q} = \frac{2p \sum_i X_{longitudinale}}{2pN_b}$$

2°) Pour un amortisseur en grille, la distribution des courants ne sera modifiée et il faut noter que la fermeture des courants entre deux pôles adjacents se fera d'une manière électromagnétique et non électrique. La réactance de fuite axiale sera la même que pour le cas d'un amortisseur à cage complète, mais pour le calcul de la réactance de fuite longitudinale il suffit de poser $X'_{an} = 0$.

V.7) APPLICATION:

On prend l'exemple d'un moteur synchrone triphasé à pôles saillants sans barres d'amortisseurs et on lui ajoute des barres dont le nombre varie de 1 à 10. En calculant la réactance de fuite, on notera l'influence de l'amortisseur (nombre de barres) sur la réactance de commutation.

Les caractéristiques de la machine sont:

- Nombre de paires de pôles..... $p=3$
- Puissance nominale..... $P_n = 225 \text{ kW}$
- Courant nominal..... $I_n = 59,5 \text{ A}$
- Facteur de puissance $\cos \varphi = 0,8$
- Tension nominale d'alimentation..... $U_n = 3000 \text{ V}$

- Rendement..... $\eta = 91 \%$
Ouverture polaire..... $\alpha = 0,756 \text{ rd}$
Pas polaire..... $r = 275 \text{ mm}$

Le stator de la machine présente les données suivantes:

- Diamètre extérieur..... $D_{\text{ext.}} = 730 \text{ mm}$
Diamètre intérieur..... $D_{\text{int.}} = 525 \text{ mm}$
Longueur utile du fer..... $l_u = 334 \text{ mm}$
Nombre d'encoches par pôle et par phase..... $m_1 = 5$
Nombre d'encoches..... $Z_1 = 90$
Coefficient de bobinage..... $k_{b1} = 0,957 \times 0,951 = 0,91$
Coefficient de raccourcissement..... $\beta_1 = 0,8$
Nombre de conducteurs par encoche..... $2 \times 7 = 14$

Les encoches du stator ont les dimensions qui suivent:

$$h = 18,5 \text{ mm} , h_1 = 42 \text{ mm} , h_2 = 5 \text{ mm} , h_3 = 8 \text{ mm} , b_1 = 9,8 \text{ mm}$$

Pour l'excitation on a les données suivantes:

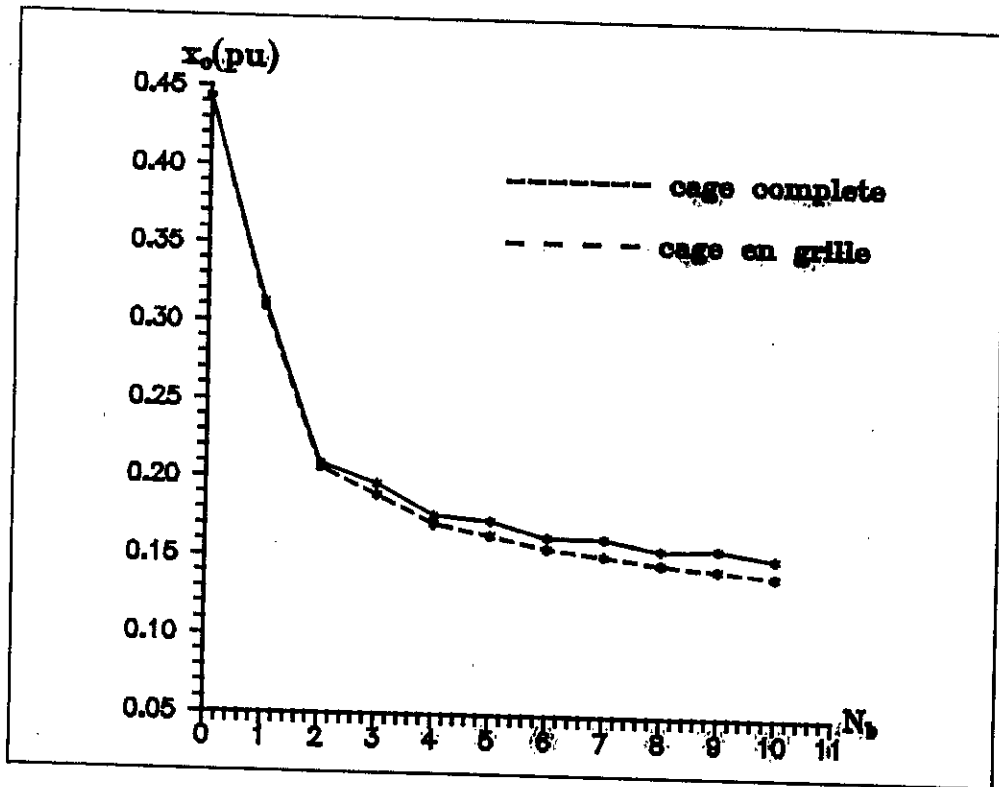
$$h_{m1} = 70 \text{ mm} , c_{m1} = 90 \text{ mm} , h_{m2} = 8 \text{ mm} , c_{m2} = 140 \text{ mm}$$

$$h_{pm} = 12 \text{ mm} , c_p = 70 \text{ mm} , (l_p - l_0) = 10 \text{ mm} , b_n = 114 \text{ mm}$$

Les données des amortisseurs sont:

$$d_{en} = 12 \text{ mm} , h = 1,0 \text{ mm} , b = 0,9 \text{ mm} , h_{an} \times b_{an} = 32,5 \times 12,5 = 406 \text{ mm}^2$$

$$l_b = 364 \text{ mm}.$$



Fig(V.2): Variation de la réactance de commutation en fonction du nombre de barres.

Remarques et interprétations:

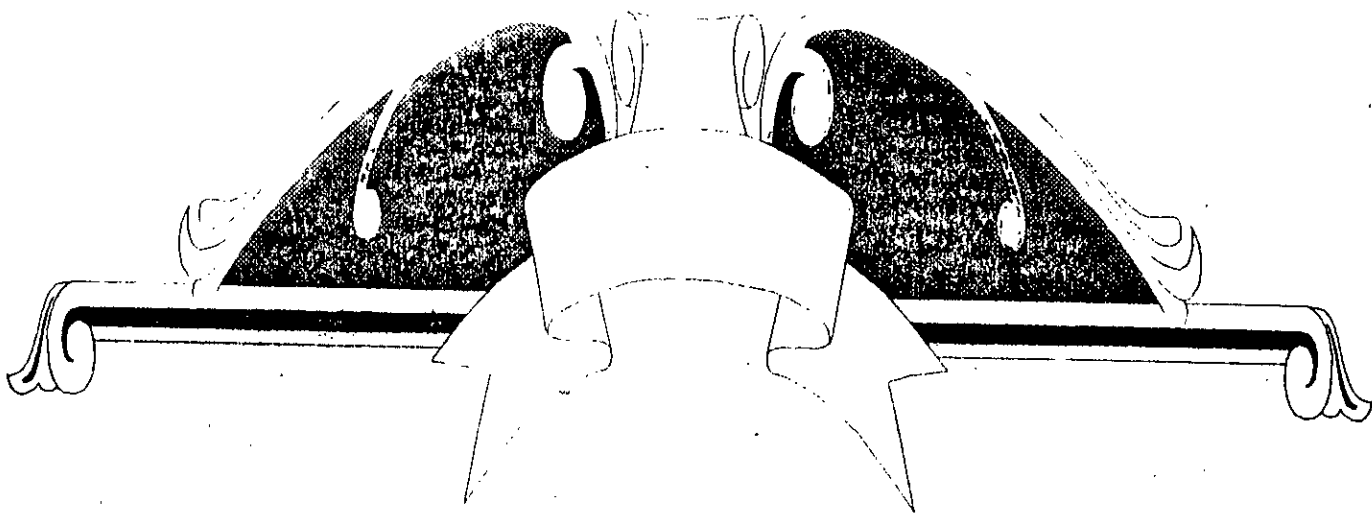
1) La figure (V.6) montre que la réactance de commutation varie de (0.44.pu) à (0.14.pu) en passant d'une machine sans amortisseur à une machine munie de dix barres d'amortisseurs

D'après les courbes de la figure (III.3.b), en travaillant à couple maximum (α_2 tend vers π), la valeur de l'angle de commutation passe de 50° à 25° approximativement.

Sachant que le couple est proportionnel à $\cos(\psi)$ donc à $\cos(\pi - \alpha_2)$, la machine sans amortisseurs ne peut pas travailler avec un couple supérieur à 55 % de la valeur du couple que peut atteindre la machine munie de dix barres d'amortisseurs; de cette manière on a gagné presque 100 % en couple.

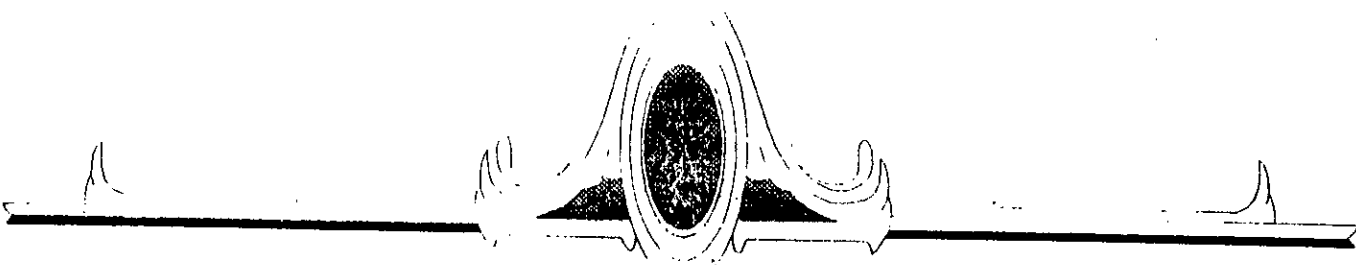
2) Le fait d'augmenter le nombre de barres diminue la réactance de commutation, mais on remarque que les courbes de la figure (V.6) présentent une saturation, ce qui nous amène à choisir (question d'économie et d'encombrement de la machine) 6 ou 7 barres comme un nombre optimum.

3) Pour un même nombre de barres, la grille présente une réactance de commutation plus faible que celle d'une cage complète, mais on préfère utiliser la cage complète car elle tue mieux les harmoniques du champ [9].



Chapitre VI

*Commande et capteur
de position*



VI.1) CAPTEUR DE POSITION:

Pour assurer le pilotage de la machine, on a besoin de connaître à tout moment la position du rotor; pour cela il y a deux méthodes:

a) Avec un capteur de tension, qui donne la phase exacte de celle-ci, l'angle θ entre la phase et l'impulsion d'allumage d'une phase. On ne contrôle pas l'angle ψ ; on ne réalise pas une commande directe en couple.

b) Avec un capteur de position, qui donne la position du flux d'excitation et fournit donc l'angle ψ entre la force électromotrice induite d'une phase et l'allumage du thyristor sur la même phase.

Dans notre étude, on a choisit le capteur de position optique, celui-ci est constitué de trois disques:

- Deux disques immobiles, l'un portant des sources lumineuses (lampes), l'autre des capteurs de lumière (phototransistors).
- Le troisième intercalé entre les deux premiers et fixé sur l'arbre, tournant à la même vitesse de rotation que le rotor et présente une ou plusieurs fentes.(fig:VI.1)

VI.1.1) CONCEPTION DU CAPTEUR:

La conception du capteur de position dépend du nombre de paires de pôles de la machine. Il faut pratiquer p fentes, sur le disque fixé sur l'arbre, de π/p d'arc chacune diamétralement opposées. Sur la partie fixe du capteur on dispose de trois émetteurs (resp. trois récepteurs), décalés entre eux de $(120^\circ/p)$ mécanique, chacun est affecté à une phase de la machine.

La première lampe (résp.phototransistor) est placée suivant l'axe de la première phase, les deux autres sont placées à 120° et 240° électrique par rapport à la première.

Cette technique permet d'obtenir des créneaux de largeur égale à la demi-période des f.é.m. statoriques.

Pour un autopilotage avec différentes valeurs de ψ , on équipe le disque mobile d'une horloge, en disposant sur sa périphérie 60 trous régulièrement répartis. Cette horloge doit correspondre à une lampe et à un phototransistor, placés sur les disque mobile suivant l'axe de la phase A.

VI.1.2) Emplacement du capteur de position:

Il est possible de repérer les instants où la f.é.m. induite s'annule, en visualisant à l'oscilloscope cette dernière lors d'un essai à vide de la machine utilisée en alternateur. Le phototransistor, lié au stator, délivre une impulsion chaque fois que le rotor est dans une position telle que la f.é.m. induite soit en retard d'un angle ψ par rapport au début de l'impulsion délivrée.

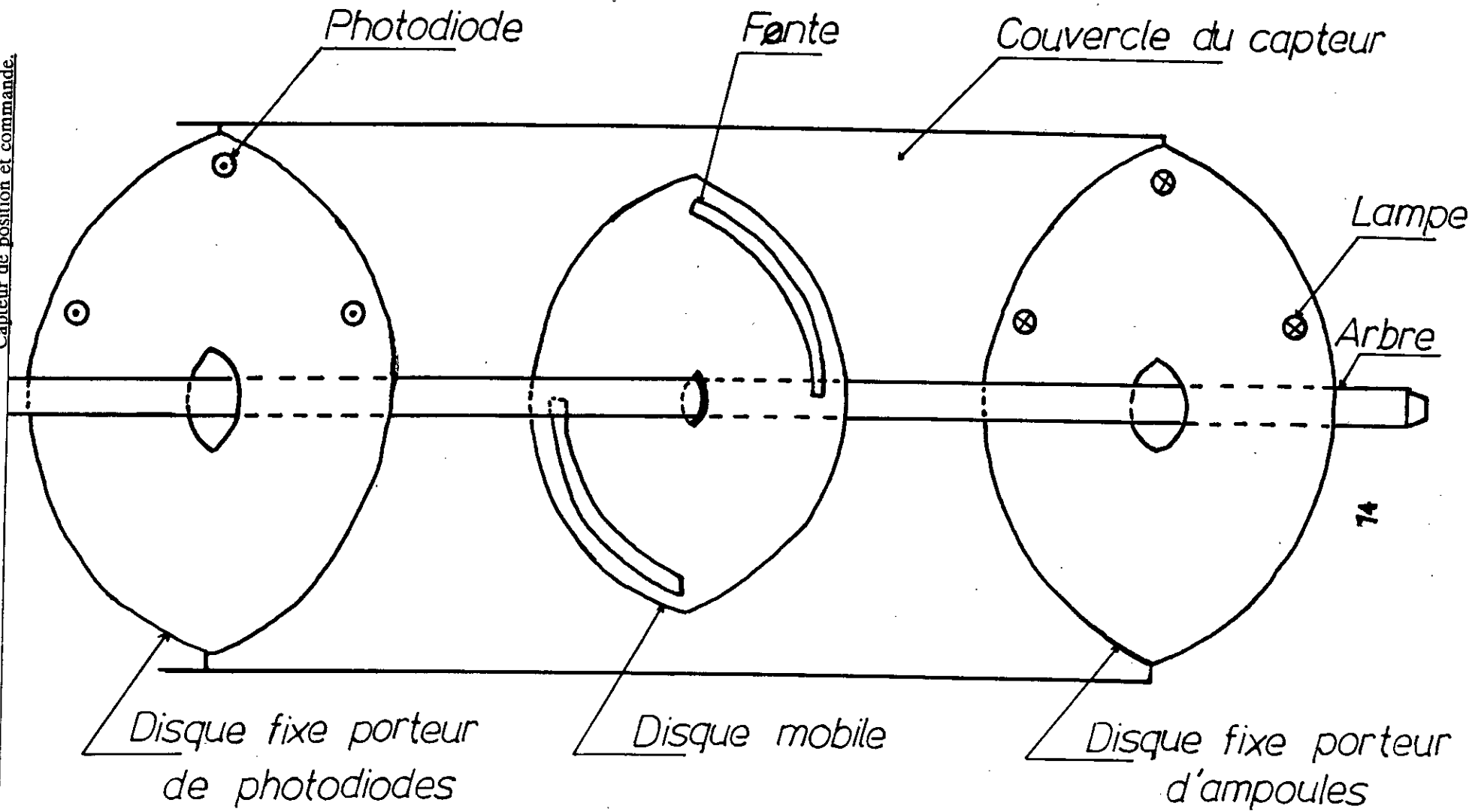
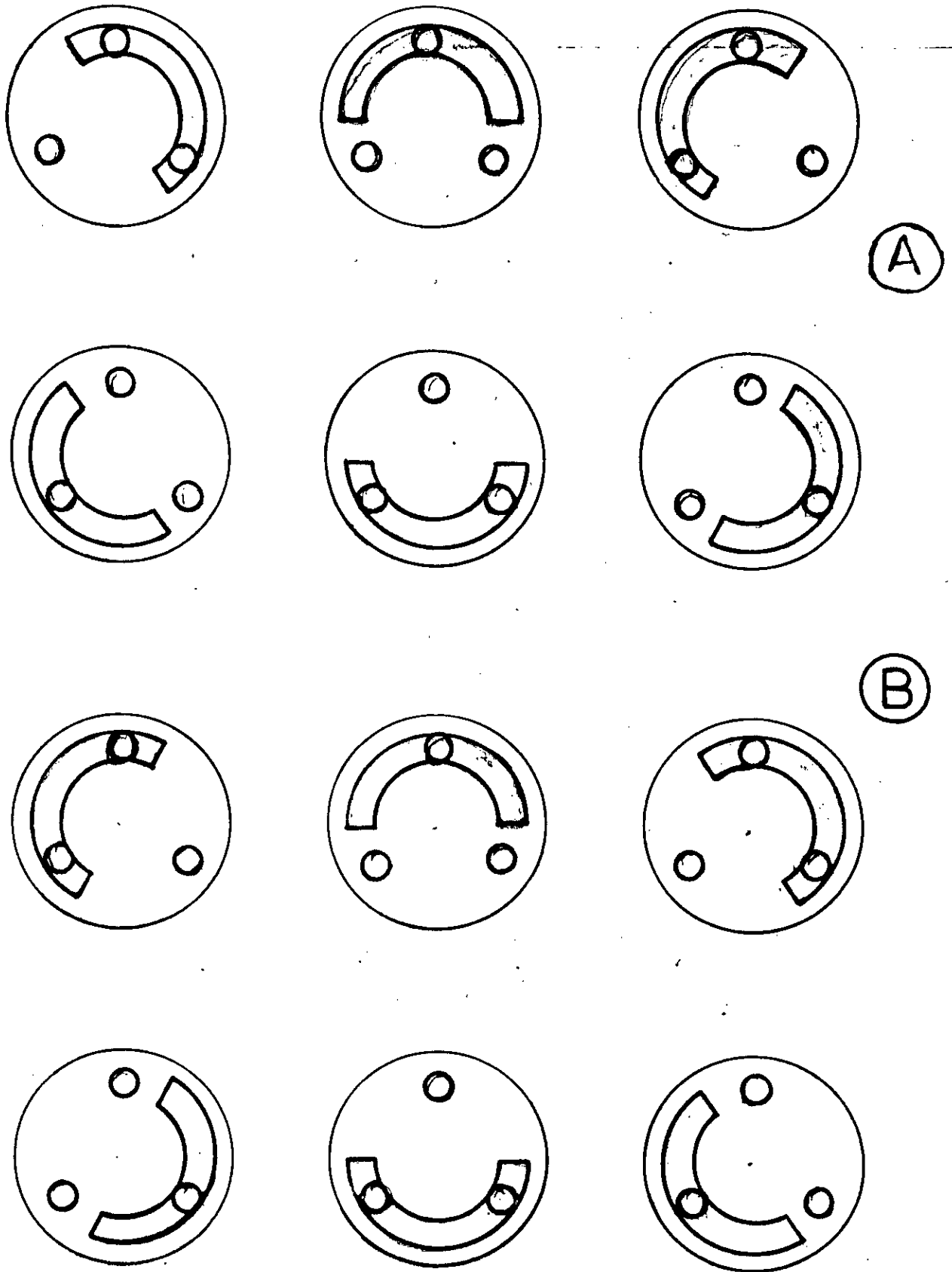


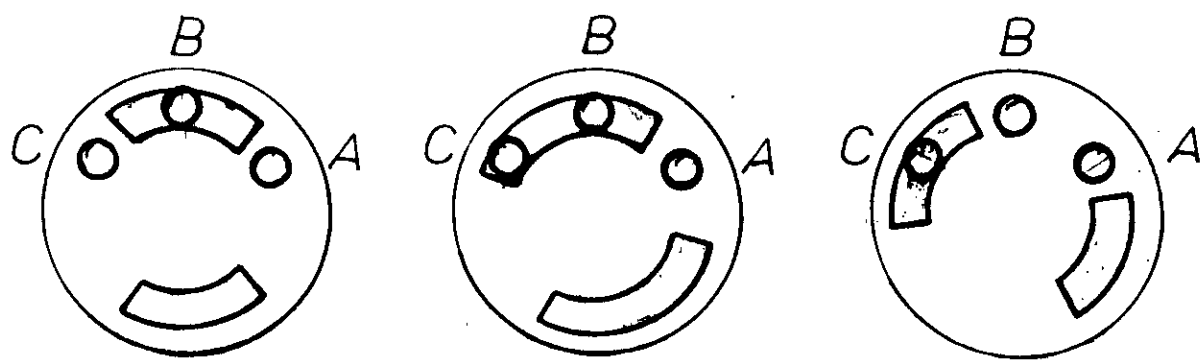
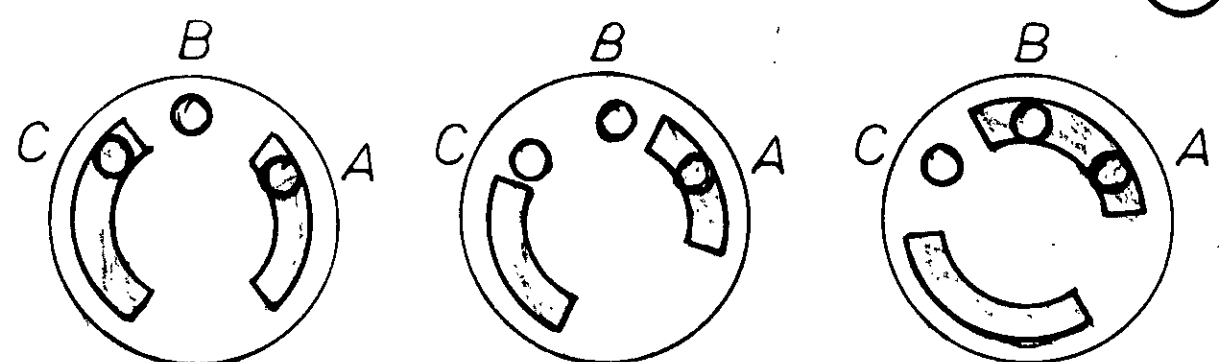
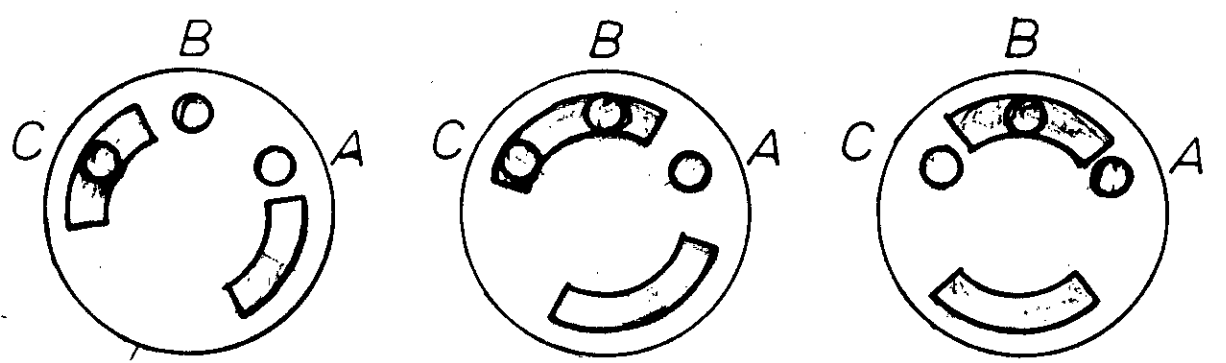
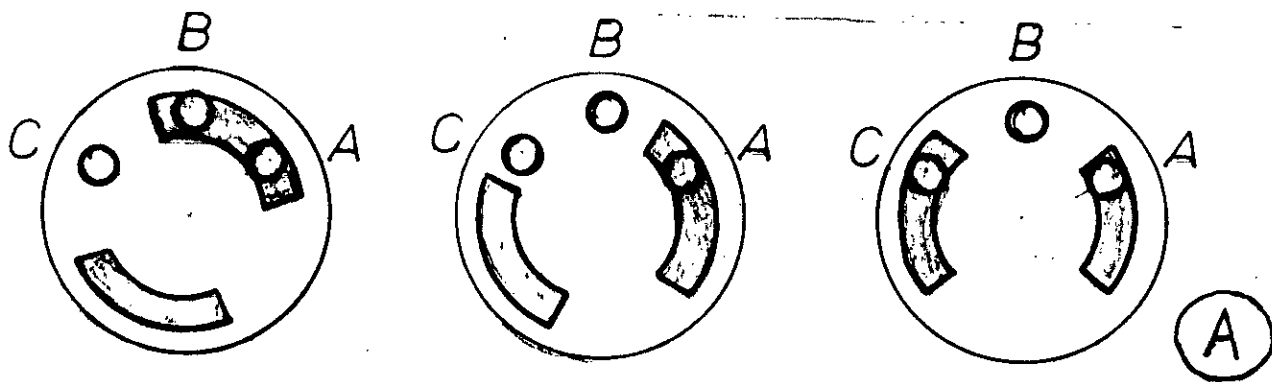
Fig (VI.1) Configuration du capteur de position



Fig(VI.2.1): Capteur conçu pour machine bipolaire.

A: Cycle de fermeture des interrupteurs "Direct".

B: Cycle de fermeture des interrupteurs "Inverse".



Fig(VI.2.2): Capteur conçu pour une machine tétrapolaire.

A: Cycle de fermeture des interrupteurs " Direct "

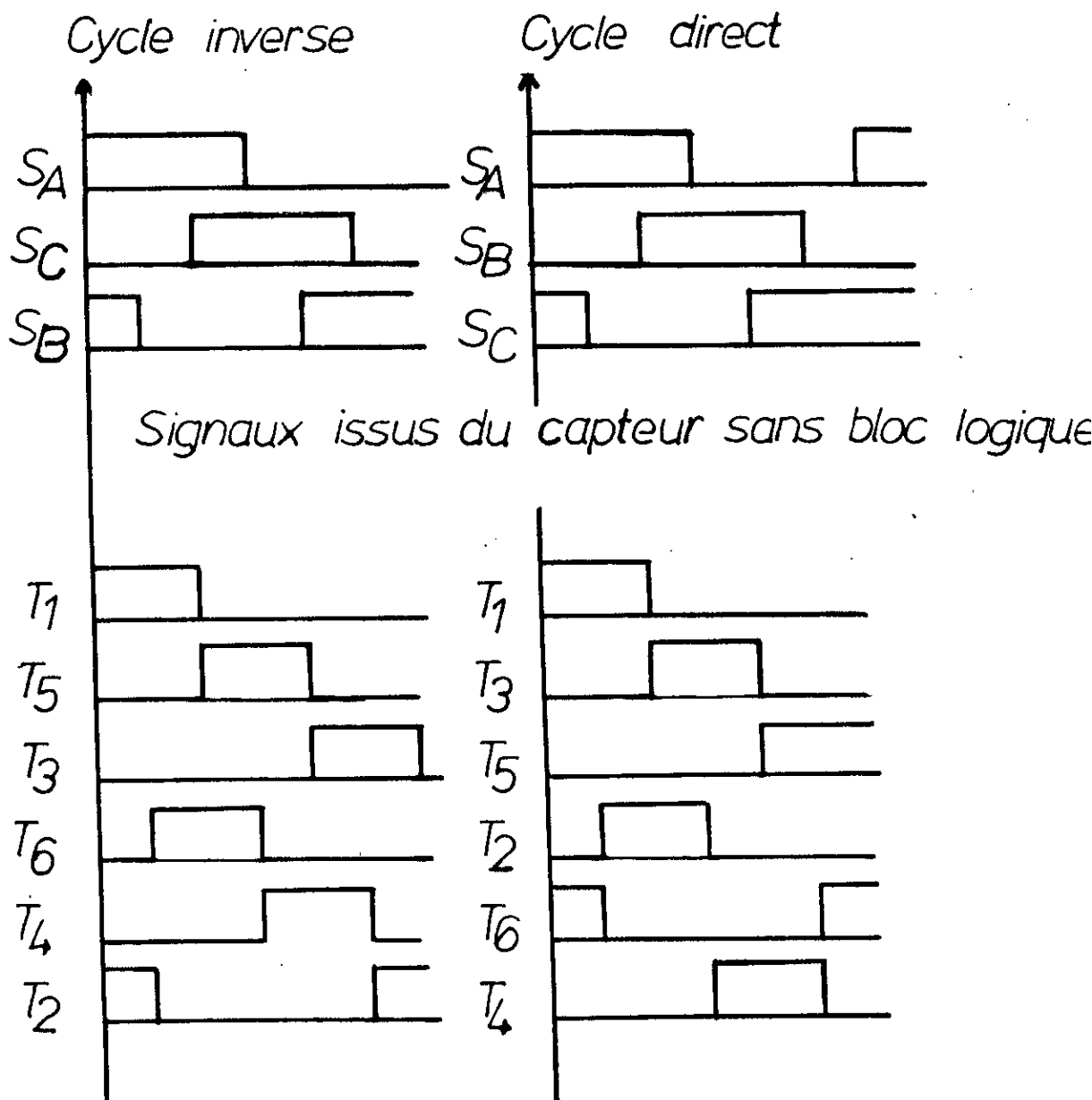
B: Cycle de fermeture des interrupteurs " Inverse "

VI.2) SIGNAUX DELIVRES PAR LE CAPTEUR/COMMANDE:

Le fonctionnement du commutateur nécessite six signaux, de T_1 à T_6 , de durée 120° électrique décalés l'un par rapport à l'autre de 60° .

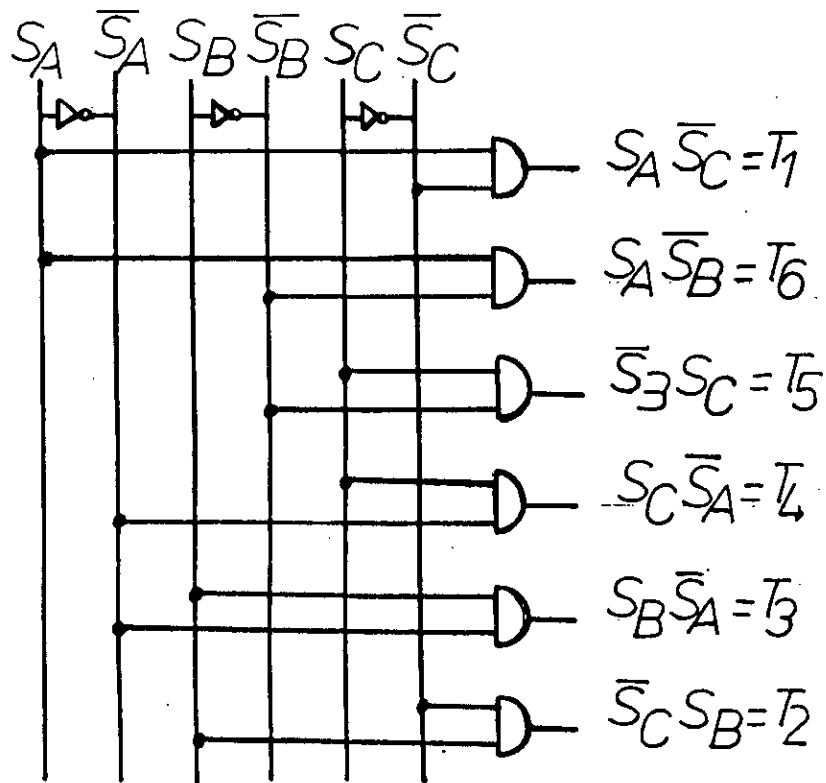
Le capteur de position fournit trois signaux, un pour chaque phase, de durée 180° décalés par rapport à l'autre de 120° (fig VI.3.1)

En utilisant un bloc logique (fig.VI.3) on peut élaborer ces six signaux cycle direct ou en cycle inverse.

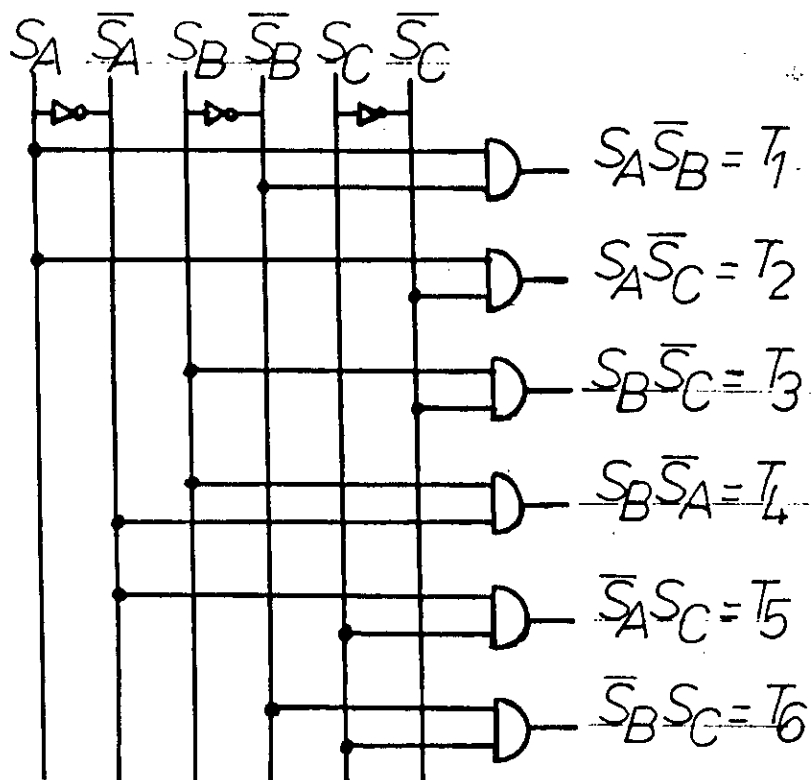


Signaux de commande pour chaque thyristor.

Fig (VI.3.1)

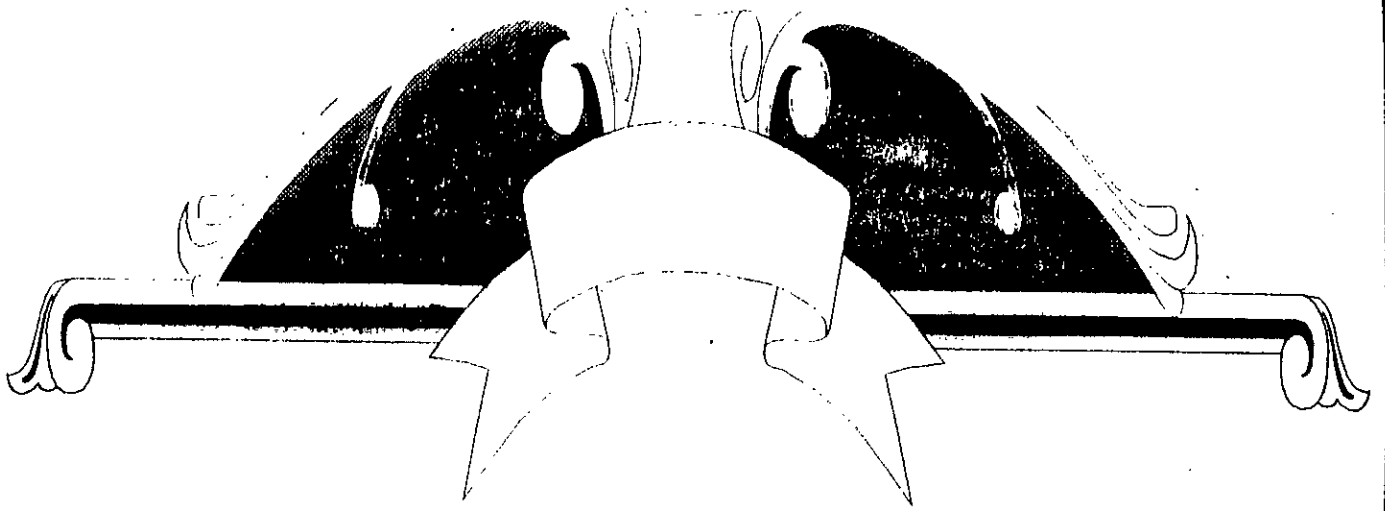


Bloc logique pour le cycle inverse

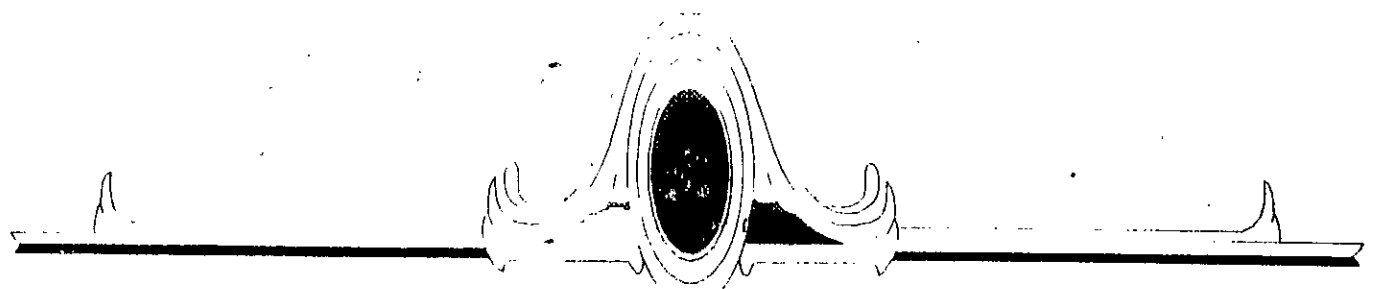


Bloc logique pour le cycle direct

Fig (VI.3.2)



Conclusion



1°) Le redresseur-onduleur est économique quelle que soit la puissance puisqu'il est à commutation naturelle, on réalise ainsi des équipements dans une très large plage de puissance allant de quelques dizaines de kW à plusieurs dizaines de MW.

2°) Sauf aux très basses vitesses, les commutations de l'onduleur sont assurées grâce aux f.é.m. engendrées dans les phases de la machine par l'inducteur. Afin de faciliter la commutation, la machine est munie d'un amortisseur présentant un bon couplage avec le stator.

3°) la valeur de l'angle de commutation nous limite en couple.

4°) Dans la pratique on cherche généralement à réduire X_c pour diverses raisons (limite en couple, chute inductive de commutation, déformation de l'onde de tension...).

5°) La valeur de X_c est conditionnée par des facteurs structurels, liés à la morphologie rotorique de la machine synchrone (cage d'amortisseur et saillance polaire...).

6°) L'utilisation d'un amortisseur, réduit très bien l'angle de commutation.

7°) On notera que l'utilisation des machines synchrones non amorties serait peu réaliste, d'autant que la valeur correspondante de X_c ne peut être compatible avec l'hypothèse adoptée au départ à savoir $\mu \leq \pi / 3$. Toute fois il faut noter que si le rotor

n'est pas muni d'une cage d'amortisseurs, l'amortissement reste influencer par la présence de l'enroulement inducteur, localisé dans le seul axe direct.

8°) Le moteur synchrone autopiloté trouve de très nombreuses applications dans pratiquement tous les domaines accessibles à la vitesse variable. Le bon rendement, la rentabilité du système complet ainsi que la commodité de maintenance grâce à la suppression des contacts glissants, font que le moteur synchrone autopiloté gagne une part de plus en plus grande dans le marché.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H.Bühler.
Electronique de réglage et de commande.
édition: Dunod/79
- [2] R.Chauprade et F. Milsant
Commande électrique des moteurs à courant alternatif.
édition: Eyrole/80
- [3] Suemitsu Walter.
Asservissement numérique d'une machine synchrone autopilotée
(Thèse de doctorat)
Institut national polytechnique de Grenoble.
Juillet/84
- [4] Jean-Louis Dalmaso
Cours d'électrotechnique: machines tournantes à courants alternatifs
édition: Belin/87
- [5] A.C. Williamson
Naturally-commutated, converter-FFD synchronous for medium and lower powers.
University of Manchester, institute of science and technology.
- [6] M.Kostenko et L.Piotrovski.
Machines électriques tome 2
édition Mir/79
- [7] H.Büler
Electronique de puissance édition: Dunod/81
- [8] M.Armin et R.Hansjürg
Calculs et mesures comparés sur le moteur synchrone à convertisseur statique
Revue Brown Boveri 2-85
- [9] N.Gerhard
L'importance de l'amortisseur dans le rotor des turbo-alternateur.
R.B.B. 5-74
- [10] A.MAAZI
Contribution à l'étude de la machine synchrone autopilotée en courant
(Thèse de Doctorat d'Etat)