

وزارة الجامعات والبحث العلمي
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

الدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة - BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*ETUDE D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE AUTOPILOTEE*

Proposé par :
Mr A.E Rekkab

Etudié par :
Mr H. Madi

Dirigé par :
Mr A.E Rekkab

PROMOTION
JUN 1992

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

العلم والحرية

DEDICACE

A ceux qui sont les plus chers, mes parents M^{ed} CHERIF et CHERIFA qui m'ont montrés le chemin de l'école, et pour leur sacrifices qui ont aboutis au résultats, après leurs longue patience .

A la mémoire de mes grands pères M^{ed} MADANI et BELGACEM.

-A ma soeur LOUIZA

-A mes frères MALIK et DJAMEL

A mes grands mères FATMAZOHRA et KALTOUM

REMERCIEMENTS

الدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Je remercie avant tout Mr A. MAAZI et Mr A.E. REKKAB de m'avoir guidé dans mon travail et de leur précieux conseils que j'ai reçue pendant toute l'année. Et j'espère qu'ils trouvent ici l'expression de ma reconnaissance.

Je remercie aussi Mr R. TAHMI et Mr H. BENMESSAOUD pour leurs soutien moral et materiel .

J'exprime également ma gratitude à tout les enseignants du département Génie Electrique qui ont contribués à ma formation.

Introduction	1
 Capitre I :	
I-1) Description de la machine synchrone autopilotée	2
I-2) Type d'alimentation	3
I-3) Présentation du convertisseur de fréquence	5
I-3-1) Formes d'ondes au niveau du premier convertisseur	5
I-3-2) Formes d'ondes au niveau du deuxième convertisseur	9
I-4) Capteur de position	13
I-5) La machine synchrone autopilotée	15
I-5-1) Position du flux statorique	15
I-5-2) La machine synchrone autopilotée	18
 Chapitre II: Démarrage	
II-1) Démarrage avec thyristor de roue libre	24
II-2) Blocage des thyristors en tension	26
II-3) Démarrage sans thyristor auxiliaire	26
II-4) Démarrage combiné	32
 Chapitre III : Etude de la commutation et de ses conséquences	
III-1) Calcul et étude de l'empiétement anodique	33
III-2) Etude de la tension simple aux bornes du moteur synchrone autopiloté	43
III-3) Calcul de la tension d'alimentation	49
III-4) Explication de la rotation rapide du champ	50
 Chapitre IV : Détermination de l'inductance de commutation	
IV-1) Calcul de l'inductance de commutation	54
IV-2) Détermination de L_d'' et L_q''	58
IV-3) Variation de l'empiétement anodique en fonction de la géométrie du rotor	63

IV-4) Variation de l'angle de commutation en fonction du nombre de paire de pôle	63
IV-5) Variation de l'angle de commutation en fonction du coefficient de raccourcissement du bobinage (β)	63
IV-6) Variation de l'angle de commutation en fonction des dimensions de l'encoche	65
IV-7) Conclusion	68
Chapitre V : Etude de la commande	
V-1) Circuit de mise en forme	69
V-2) Signal en dent de scie	69
V-3) Remise à zéro (R.A.Z)	73
V-4) Réglage de l'angle d'amorçage	73
V-5) Mise en ordre des signaux	73
V-6) Multivibrateur-astable	76
Conclusion	79

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction

L'utilisation des machines à courant continu, pour des entraînements à puissance et/ou vitesse élevées, est limitée et même par fois impossible, dans des environnements explosifs, corrosifs et poussiéreux. en plus, le niveau d'entretien dû à l'usure des balais et du collecteur est élevé.

Le développement des éléments semiconducteurs de puissance a permis le remplacement des machines à courant continu classiques par des machines à collecteur électronique, constituées par l'association d'une machine à courant alternatif et d'un convertisseur statique de puissance

Le présent travail consiste en l'étude d'un dispositif électronique permettant l'autopilotage d'une machine synchrone en commutation forcée ou/et naturelle. Les phases de la machine sont alimentées par un convertisseur dont la fréquence de conduction est fixée par un détecteur de la position relative rotor-stator. La séquence de commande du convertisseur étant fournie par la machine elle même, cela justifie son appellation de "Machine Synchrone Autopilotée"

Dans le premier chapitre nous avons fait une description de la machine synchrone autopilotée et son principe de fonctionnement.

Dans le deuxième chapitre nous présentons les différentes stratégies de démarrage.

Pour le troisième chapitre, nous étudierons la commutation et ses conséquences.

Dans le quatrième chapitre, nous déterminons l'inductance de commutation et l'influence des paramètres de la machine synchrone utilisée sur la commutation.

Le cinquième chapitre présente la commande.

Chapitre I

Description de la machine synchrone autopilotée

I-1) Description de la machine synchrone autopilotée

La machine synchrone autopilotée se compose d'un moteur synchrone, d'un capteur de position et d'une commande électronique.

Le moteur est alimenté par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire (type indirecte). La liaison convertisseur machine synchrone est assurée par un capteur, celui-ci nous informe sur la position du rotor de la machine. Les signaux issus du capteur sont traités et aiguillés vers les thyristors du commutateur par un bloc logique.

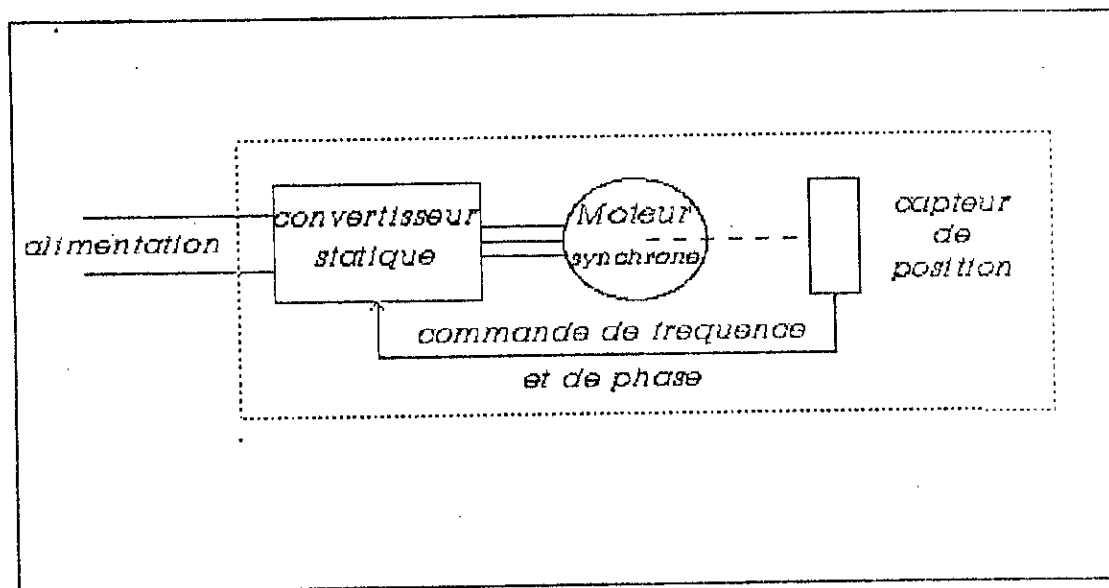


Fig I-1 Principe de la machine synchrone autopilotée

I-2) Type d'alimentation

Comme l'alimentation par convertisseurs directs (cyclo-convertisseurs) limite la vitesse de rotation de la machine synchrone [1] [2] [7], nous utiliserons dans notre étude des convertisseurs indirects.

D'après la lois d'association des dipôle on ne peut associé deux dipôles de même nature:

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

Si on prend la combinaison 3 on aura un onduleur de tension connecté à un dipôle de courant caractérisé par une machine dont la réactance de fuite est très grande [12] (fig I-2a). Dans les fortes puissance, 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 la valeur 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 4, on aura un onduleur de courant qui commute le courant de l'inductance de lissage L_d dans chaque phase de la machine fig(I-2-b) et impose donc en sortie des créneaux de courant. Comme dipôle de tension il faut qu'on ai une machine qui a des réactances de fuite les plus faible possible.

Nous avons choisi, pour notre travail, l'alimentation en courant par convertisseur indirect.

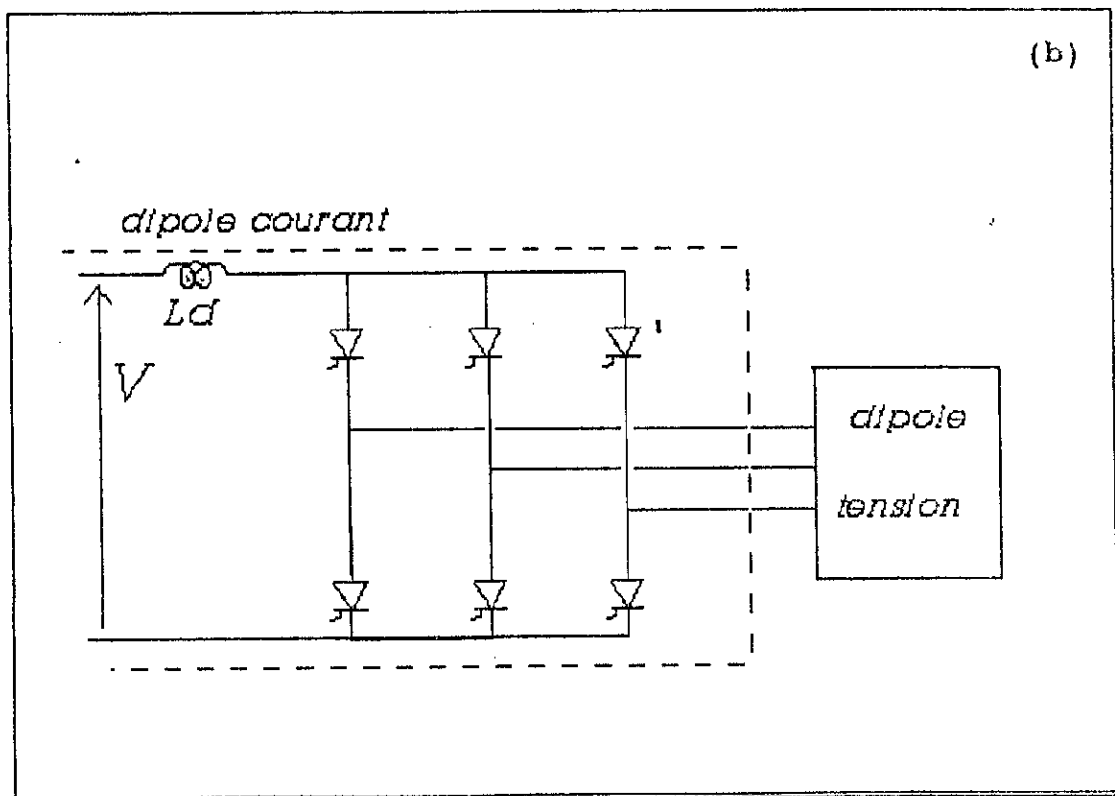
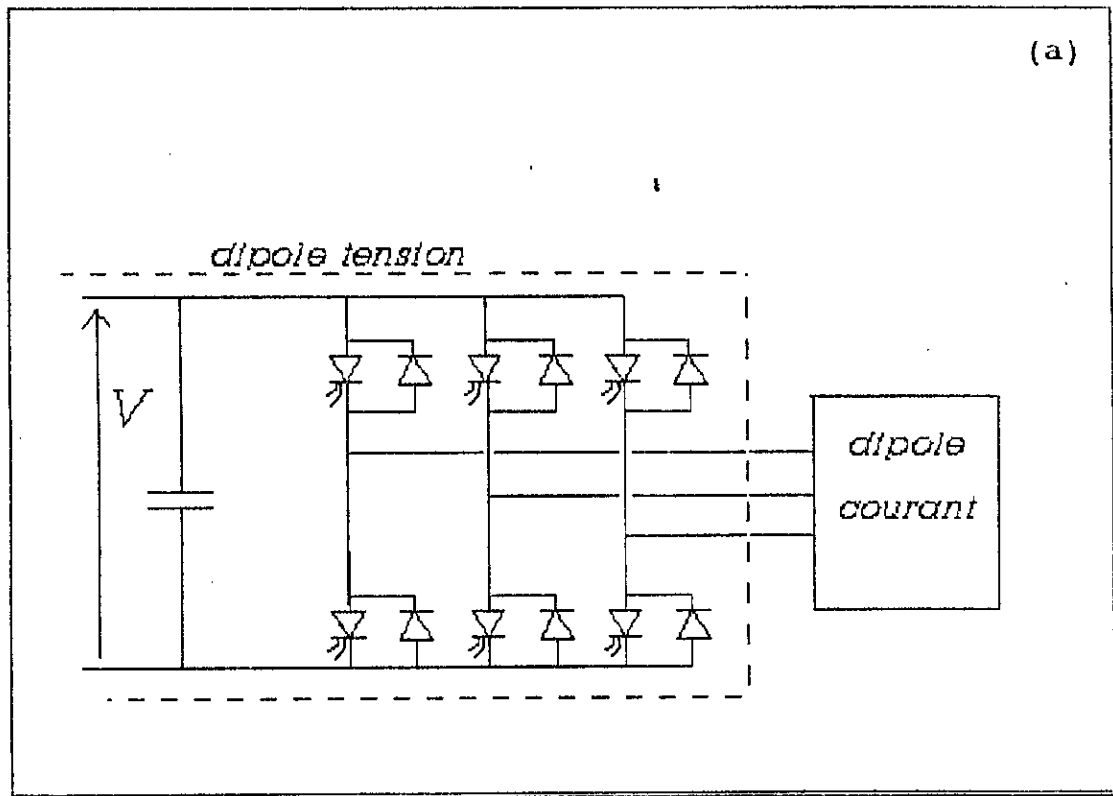


Fig I-2) Association des dipôles.

I-3)Présentation du convertisseur de fréquence.

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.

Les convertisseurs de fréquence utilisés dans notre cas est un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire, se compose en principe d'un montage en cascade de deux convertisseurs de courant; le réseau alternatif primaire est d'abord converti en un réseau intermédiaire continu qui a son tour est converti en un réseau alternatif secondaire.

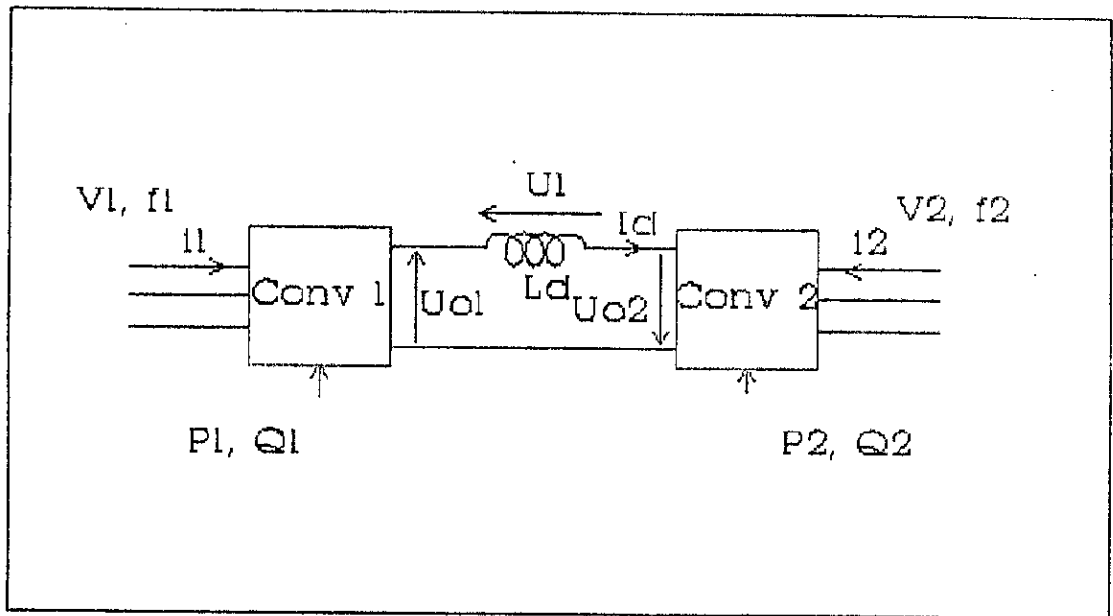
Les convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu ont besoin d'un réseau actif de fréquence f_2 apte à assurer la commutation et à fournir la puissance réactive au convertisseur de courant. Le montage consiste en deux convertisseurs de courant connectés en cascade dont l'un fonctionne en redresseur et l'autre en onduleur.

I-3-1)formes d'ondes au niveau du premier convertisseur

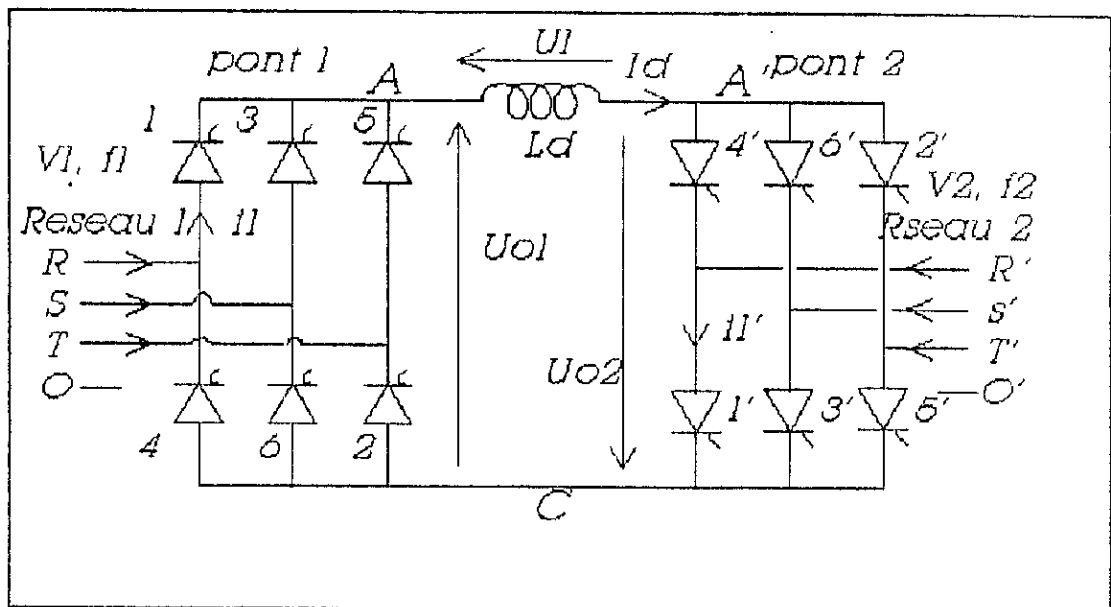
La fig(I.2) représente le schéma détaillé d'un convertisseur de fréquence comportant deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé .

Le pont 1, qui fonctionne normalement en redresseur, fournit la tension continue U_{o1} . Un courant continu I_d circule du convertisseur de courant 1 vers le convertisseur de courant 2, qui fonctionne normalement en onduleur. Aux bornes de ce dernier est appliquée une tension continue U_{o2}

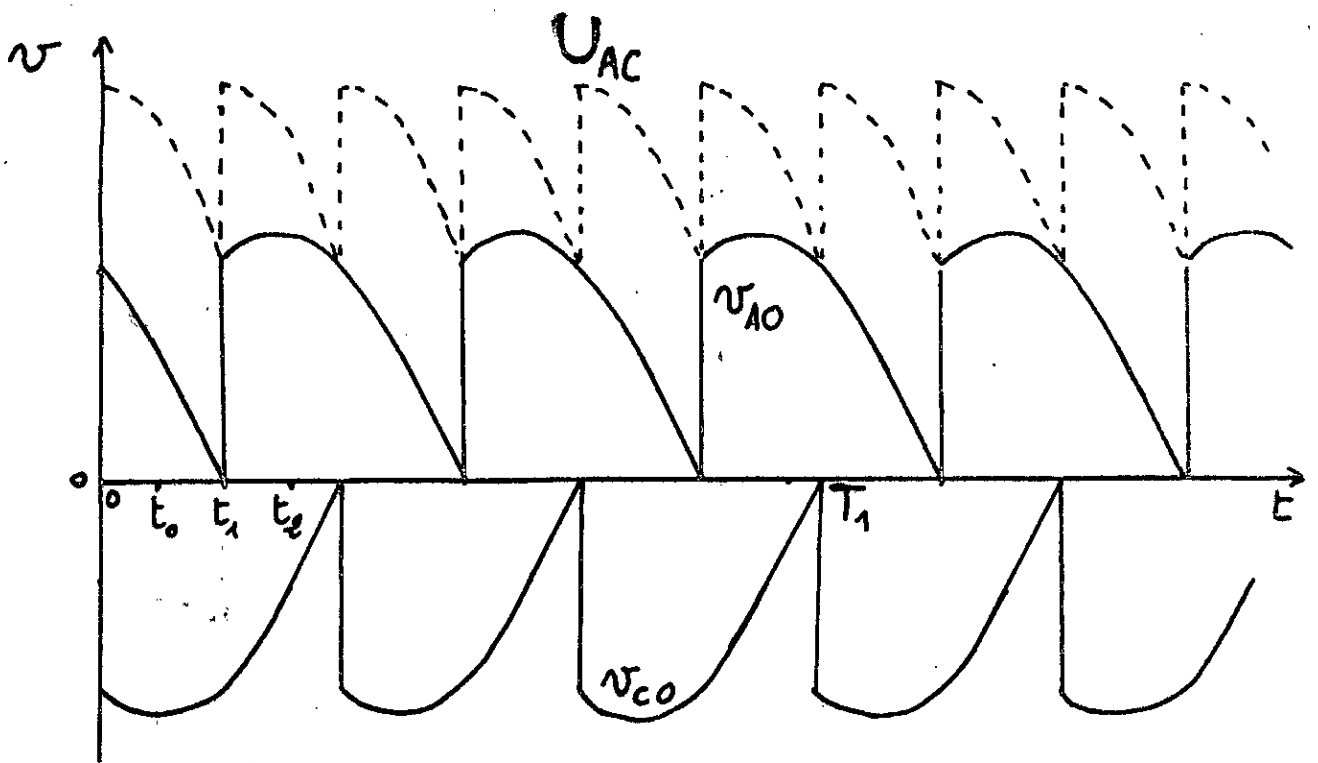
Une bobine d'induction L_d est insérée dans le circuit intermédiaire à courant continu, elle permet de lisser le courant continu I_d . Pour l'étude du fonctionnement idéalisé du convertisseur de fréquence, on suppose L_d infinie.



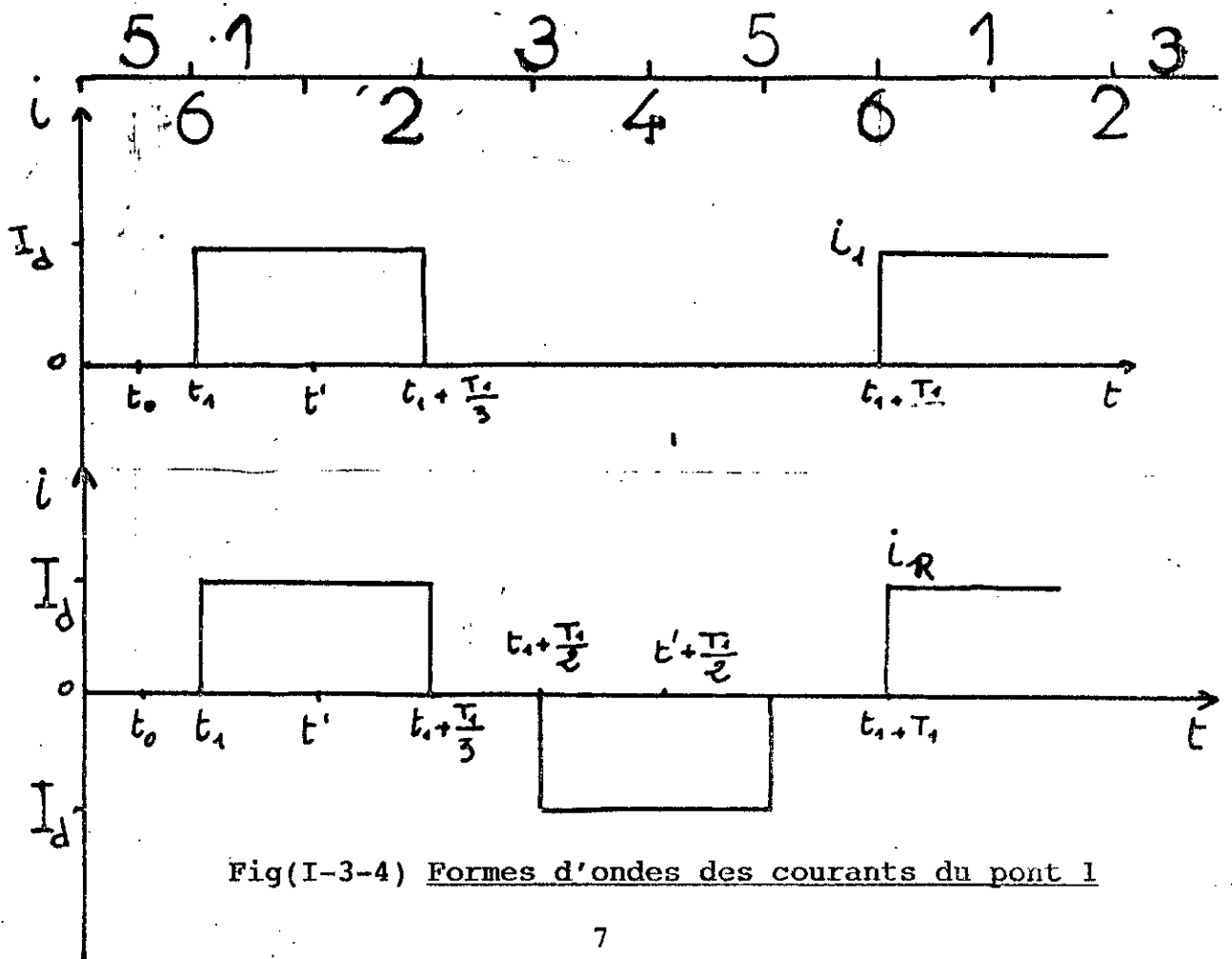
Fig(I-3-1) Schéma du convertisseur de fréquence



Fig(I-3-2) Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu composé de deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé.



Fig(I-3-3) Formes d'ondes des tensions pour le pont 1



Fig(I-3-4) Formes d'ondes des courants du pont 1

Ainsi, le courant continu dans le circuit intermédiaire est complètement lisse.

Si on choisit un angle de retard d'allumage α_1 du pont 1 égale à $\pi/6$ on obtiendra les formes de tensions schématisées dans la fig(I-3-3).

La valeur efficace du courant de la phase R est:

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (i_R)^2 dt = \frac{2}{3} I_d^2$$

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

Pour étudier le fondamental de i , on simplifie le problème en prenant comme origine des temps l'instant t' qui correspond au maximum de cet harmonique.

$$i_{R_1} = I_{R_1} \sqrt{2} \cos(\omega_1 t) dt$$

$$I_{R_1} \sqrt{2} = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} i_{R_1} \cos(\omega_1 t) dt$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} T_1 I_{R_1} = \int_0^{\frac{T_1}{6}} I_d \cos(\omega_1 t) dt + \int_{\frac{T_1}{3}}^{2\frac{T_1}{3}} (-I_d) \cos(\omega_1 t) dt + \int_{5\frac{T_1}{6}}^{T_1} I_d \cos(\omega_1 t) dt$$

$$\Rightarrow I_{R_1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0,78 I_d$$

I-3-2) Formes d'ondes au niveau du deuxième convertisseur:

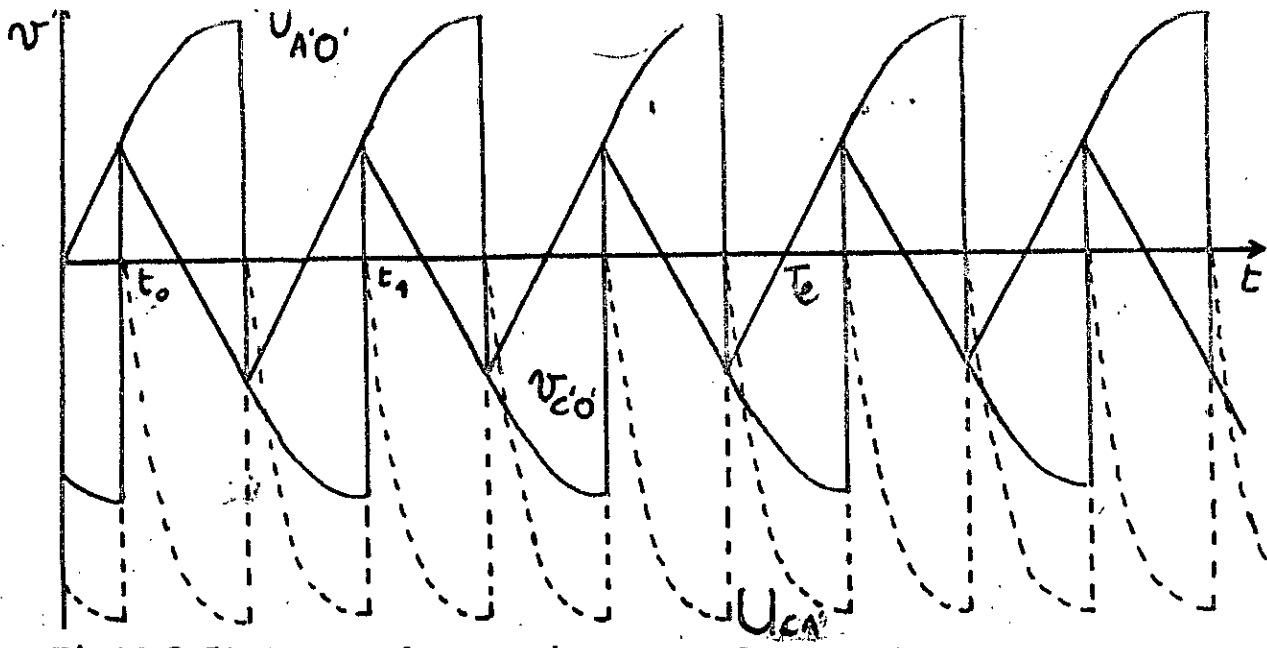
Le retard à l'allumage α_2 du deuxième convertisseur doit être supérieure à 90° (pour le fonctionnement en onduleur). Si on prend comme exemple une valeur de α_2 de $2\pi/3$, on obtiendra les formes de tensions du pont 2 schématisées dans la fig(I-3-5). Ainsi que dans la fig(I-3-6) nous montre les formes des courants au niveau du pont 2.

L'étude du fondamental du courant $i_{r'}$ nous donne la même chose que pour i_r :

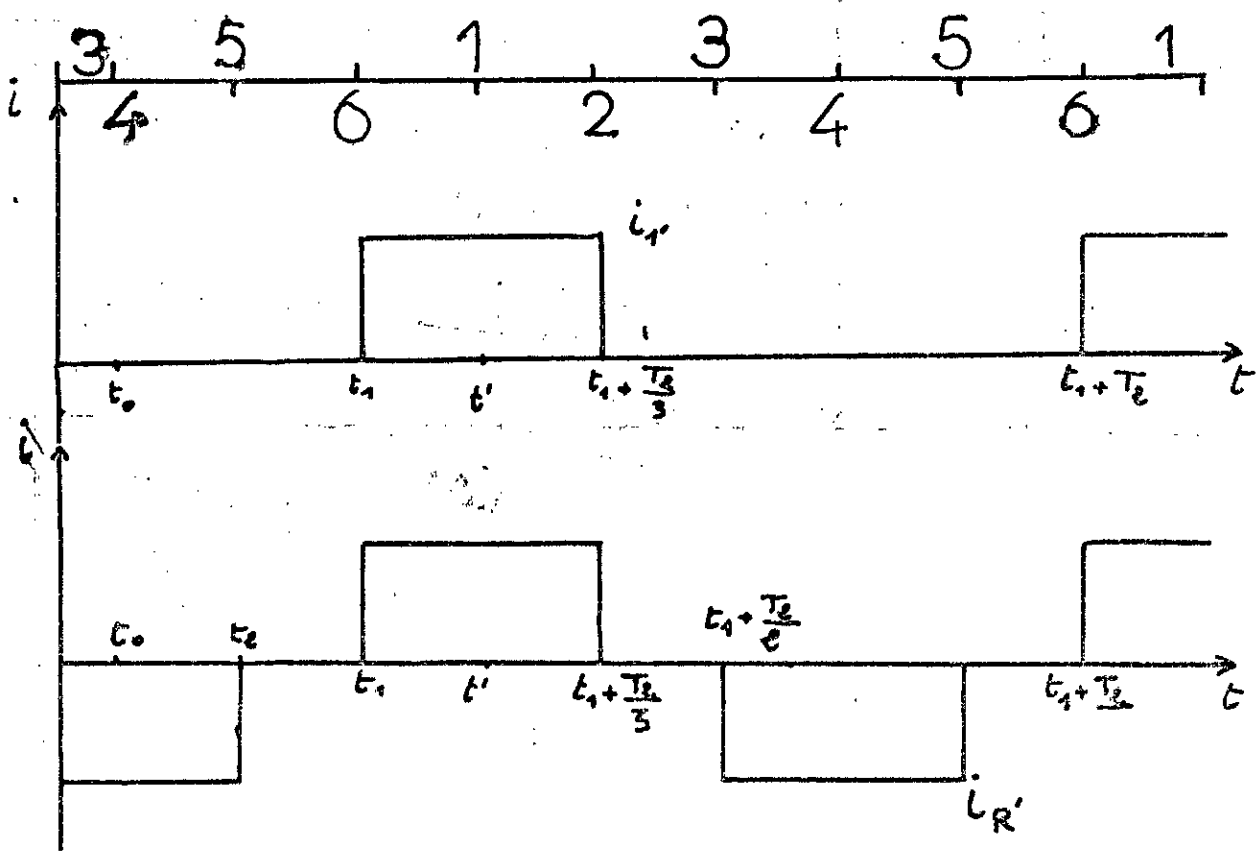
$$I_{R_{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

$$I_{R_1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$$

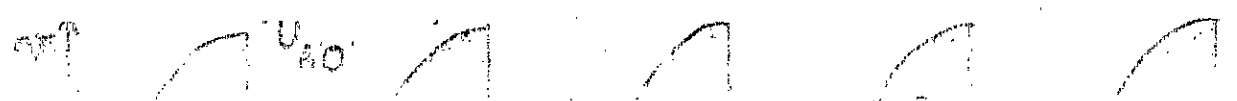
La fig(I-3-3) nous montre la forme de la courbe représentant l'évolution de la tension $U_{AC} = V_{A_0} - V_{C_0}$ au cours du temps. On voit que la période est de $T_1/6$. On choisi cette période



Fig(I-3-5) Formes des tensions pour le pont 2



Fig(I-3-6) Formes d'ondes des courants du pont 2



comme interval d'étude:

quand le thyristor 1 conduit $V_{A_0} = V_r$

quand le thyristor 6 conduit $V_{C_0} = V_s$

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

$$V_s = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{6})$$

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

La valeur moyenne U_{o_1} de la tension U_{AC} est:

$$U_{o_1} = \frac{6}{T_1} \int_{t_1}^{t_1 + \frac{T_1}{6}} V_1 \sqrt{6} \sin(\omega_1 t + \frac{\pi}{6})$$

$$U_{o_1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha_1$$

on aura le même résultat pour le deuxième pont indépendamment de la fréquence.

$$U_{o_2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \alpha_2$$

Si on prend la maille du circuit intermédiaire on aura:

$$U_{o_2} + U_{o_1} = U_L$$

si on néglige la chute de tension aux bornes de la self de lissage on aura:

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

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha_1 = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \alpha_2$$

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

Il découle de cette relation que les valeurs de $\cos \alpha_1$ et $\cos \alpha_2$ sont de signes opposés, ce qui confirme le fonctionnement (redresseur, onduleur) des deux ponts.

Le pont 2 fonctionne ici en onduleur non autonome (ou assisté). La valeur efficace V_2 et la fréquence f_2 ainsi que la forme des tensions alternatives de sorties sont imposées par le réseau 2, le quel doit aussi fournir la puissance réactive Q_2 . Cette propriété, qui contraint le réseau 2 à être capable de fournir de l'énergie réactive, découle immédiatement du fait que nous avons choisi dans le montage proposé de laisser ce réseau assurer la commutation des thyristors après que la commande d'amorçage à été réalisée, les thyristors ne peuvent donc être amorcés que lorsqu'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 peuvent donc qu'être en retard sur les tensions simples.

I-4) Capteur de position.

Pour assurer le pilotage de la machine, on a besoin de connaître à tout instant la position du rotor.

Il y a deux méthodes pour assurer le pilotage:

a) avec un capteur de tension, qui donne la phase exacte de la tension soit l'angle θ entre la tension et l'impulsion d'allumage dans une phase. On ne contrôle pas l'angle ψ ; on ne réalise donc 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 d'une phase et l'allumage du thyristor sur la même phase.

Dans notre travail on a choisi le capteur de position optique. Qui est constitué de trois disques:

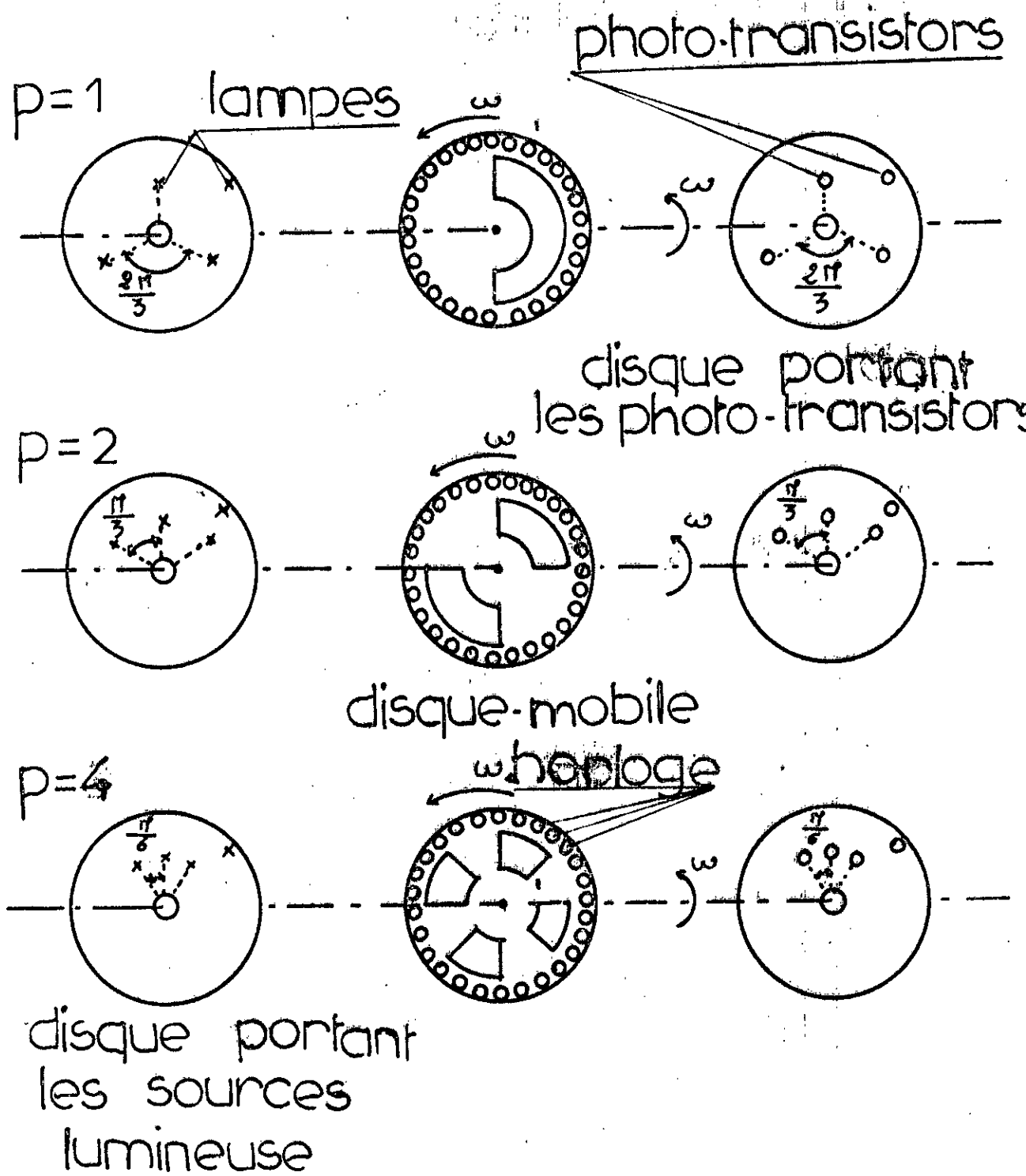
-Deux disques immobiles l'un portant des sources lumineuses, l'autre des capteurs de lumière (photo-transistor)

-Le troisième intercalé entre les deux premiers, et fixé sur l'arbre, tournant à la même vitesse de rotation que le rotor.

Aussi présentant un, deux ou plusieurs fentes dont le nombre est fixé par le nombre de paires de pôles (p) de la machine synchrone utilisée. L'angle électrique vaut p fois l'angle mécanique.

La machine étant triphasée, on fait correspondre à chacune des phases un détecteur, on aura trois émetteurs (resp. récepteurs) optiques disposés sur la partie fixe du capteur, décalés entre eux de $(120^\circ/p)$ mécanique.

La 1^{er} lampe (resp photo transistor) notée A est placée suivant l'axe de la 1^{er} phase, à 60° et 120° électrique de celle-ci on place les deux suivantes, notées respectivement B et C



FIG(I-4) Capteur de position optique.

Pour un tour complet de l'arbre de la machine, il faut pratiquer p fentes de π/p d'arc chacune, diamétralement opposées sur le disque mobil.

Cette technique permet d'obtenir de chaque phototransistor des crénaux de largeur égale à une demi-période des f.e.m statoriques.

Pour un autopilotage avec différentes valeurs de l'angle ψ , on équipe le disque mobile d'une horloge.

Celle-ci est obtenue en disposant sur la périphérie du disque 60 trous régulièrement répartis.

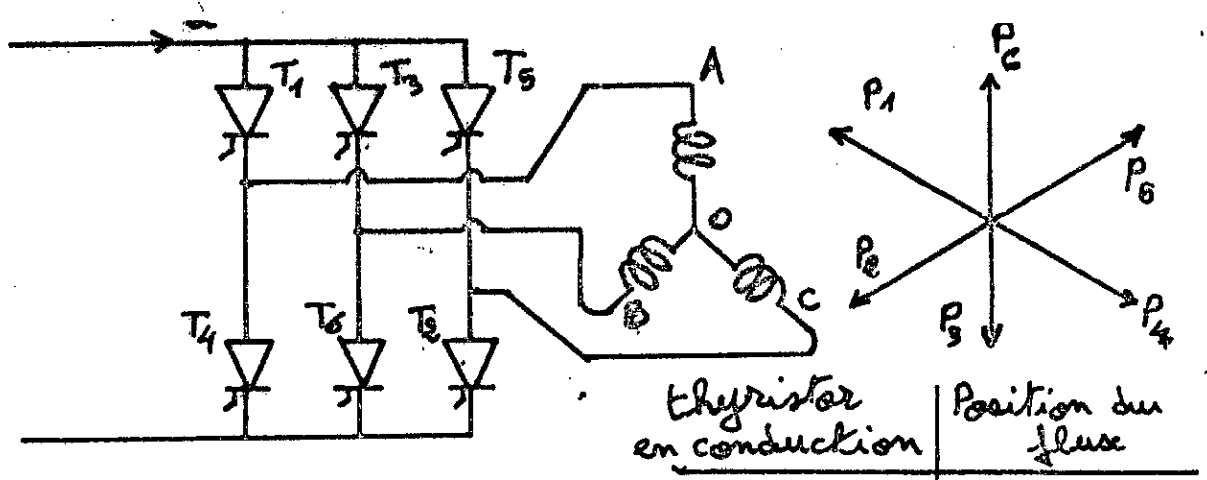
Cette horloge doit correspondre à une lampe et à un phototransistor placés sur le même axe que ce lui du rayon de la lampe et du phototransistor de la phase A.

I-5) La machine synchrone autopilotée

Le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée est analogue à celui de la machine à courant continu, où le système collecteur-balais est remplacé par des semi-conducteurs. L'asservissement en fréquence est assuré par les circuits de commande à partir d'un signal issue du capteur de position du rotor de la machine. Ainsi, c'est bien la machine qui s'autopilote; cette solution écarte tout risque de décrochage, tout ralentissement de la machine. La fréquence reste donc toujours parfaitement synchrone de la vitesse.

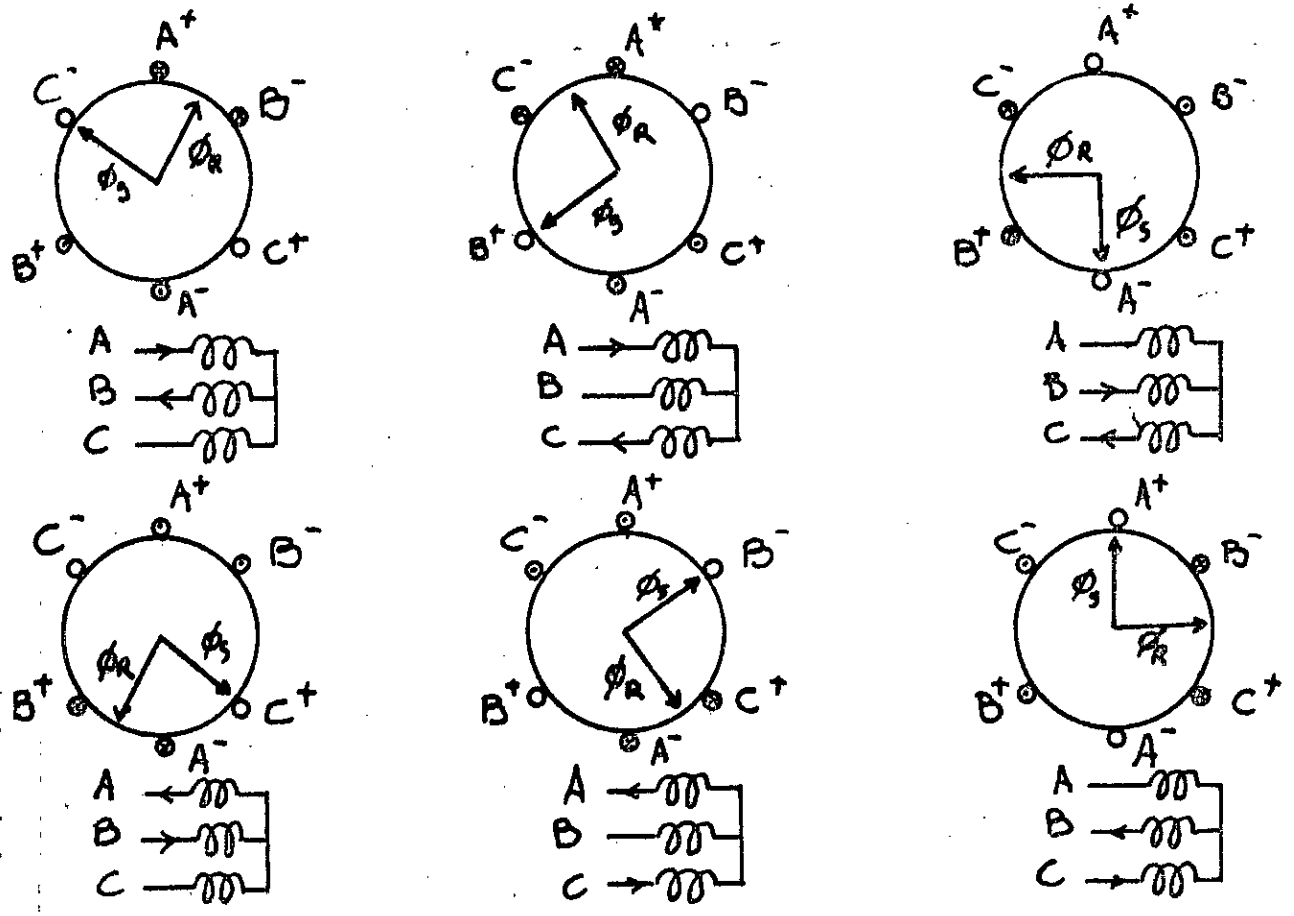
I-5-1) Position du flux statorique.

Le champ tournant ne prend que six positions fixes, ainsi il varie par pas de $\pi/3$. Si on admet que les commutations sont instantanées et les courants ont la forme montrée dans la fig(I-3-6), on aura les six positions du flux statorique montrées dans la fig(I-5-2).



thyristor en conduction	Position du flux
T ₆ - T ₁	P ₁
T ₁ - T ₂	P ₂
T ₂ - T ₃	P ₃
T ₃ - T ₄	P ₄
T ₄ - T ₅	P ₅
T ₅ - T ₆	P ₆

Fig (I-5-1) Les positions fixes du champ tournant



Fig(I-5-2) principe de fonctionnement du moteur autopiloté

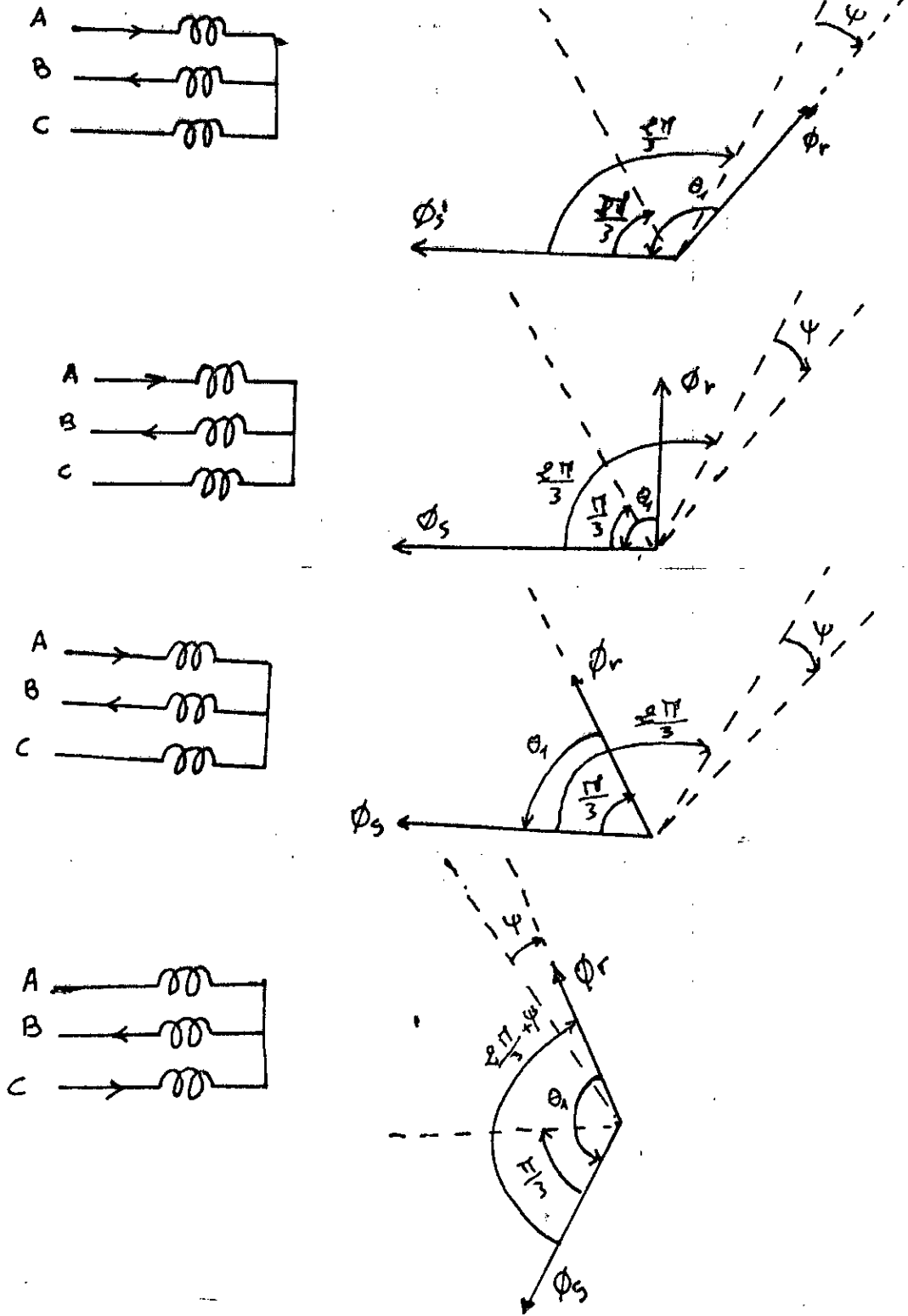


Fig (I-5-2-bis) Variation des flux pendant une période de conduction

I-5-2) La machine synchrone autopilotée.

On adoptera les hypothèses suivantes:

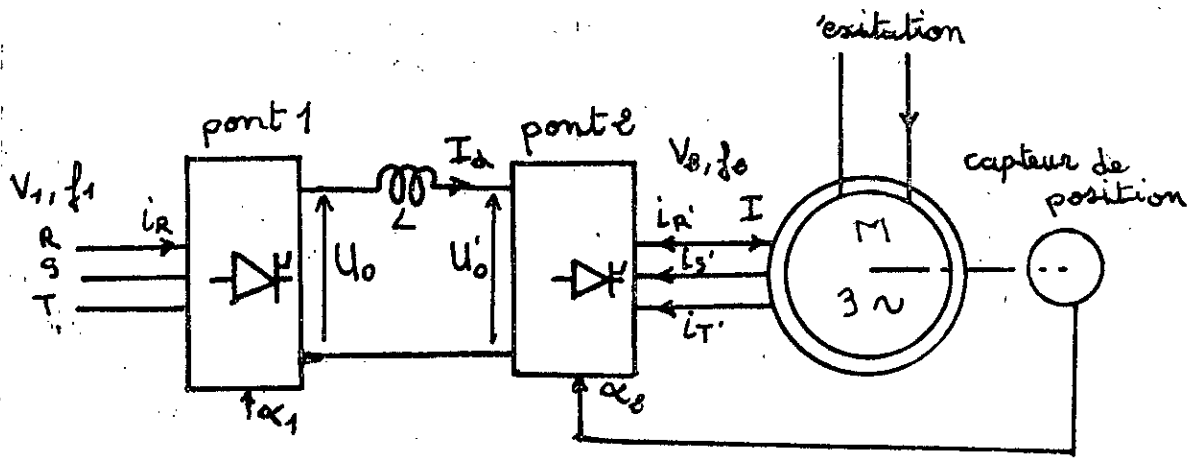
- 1- La machine tourne à vitesse Ω constante
- 2- La force électromotrice est sinusoïdale
- 3- Les résistances sont négligeables
- 4- Chaque phase de la machine peut être représentée par un circuit équivalent composée d'une source de tension sinusoïdale.
- 5- Les thyristors sont des interrupteurs idéaux
- 6- Le courant d'excitation I_f est constant.
- 7- La machine est non saturée.

Si on note I l'intensité du courant sinusoïdal dans la phase R' du moteur synchrone (convention de signes des récepteurs pour moteur) et $I_{R'1}$ le fondamental de $i_{R'}$ (courant absorbé par le pont 2 sur la phase R').

Le diagramme vectoriel du moteur synchrone est représenté dans la fig(I-5-3) comme vu précédemment $I_{R'1}$ est en retard sur V_2 de α_2 ; on déduit que I est en avance sur V de $\varphi = \pi - \alpha_2$

En pratique, on commande le pont 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.e.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 $i_{R'}$, $i_{S'}$, $i_{T'}$ ont un retard constant sur les f.e.m à vide dans les enroulements correspondants; on travail donc à $\alpha_2 - \theta = \pi + \psi = \text{cte} \Rightarrow$ on travaille à $\psi = \text{cte}$ (mais réglable) entre I et E .

Du fait que α_2 est compris entre 90° et 180° (élect) on aura ce retard ψ négatif, ce ci est du à la puissance réactive absorbée par le pont 2 ce qui oblige le moteur synchrone à fonctionner comme une charge capacitive.



Fig(I-5-2) Schéma de principe d'une machine synchrone autopilotée

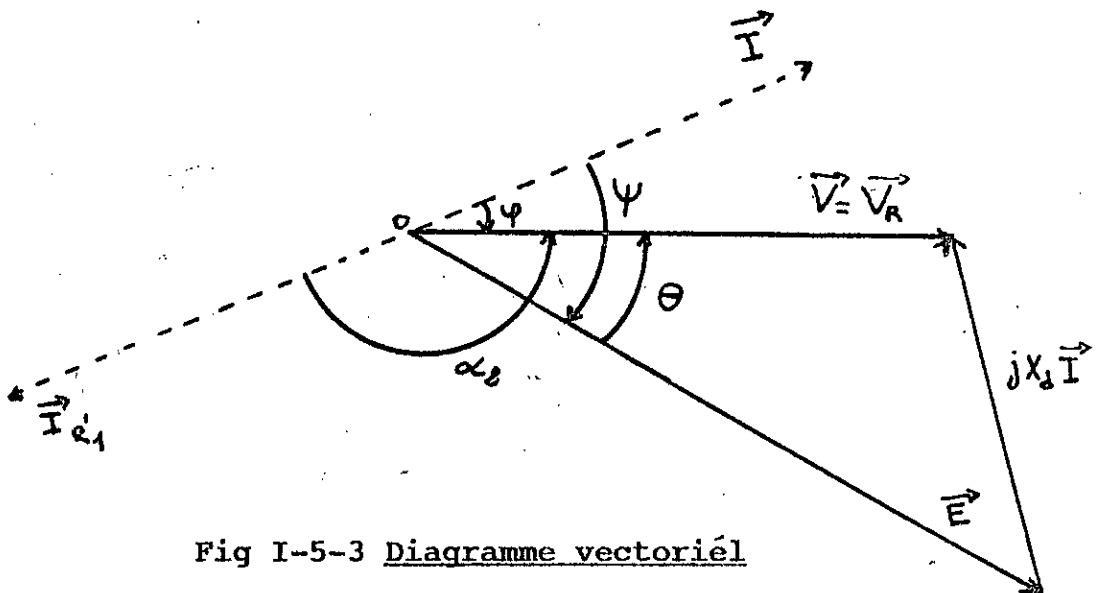


Fig I-5-3 Diagramme vectoriel

On a vu que:

$$U_o = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \alpha_2$$

comme $\varphi = \alpha_2 - \pi$

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

or: $V_2 \cos \psi = E \cos \psi$ (valeur de la projection commune de V et E sur la direction de I puisque $jx_d I$ est normal à I); d'où

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

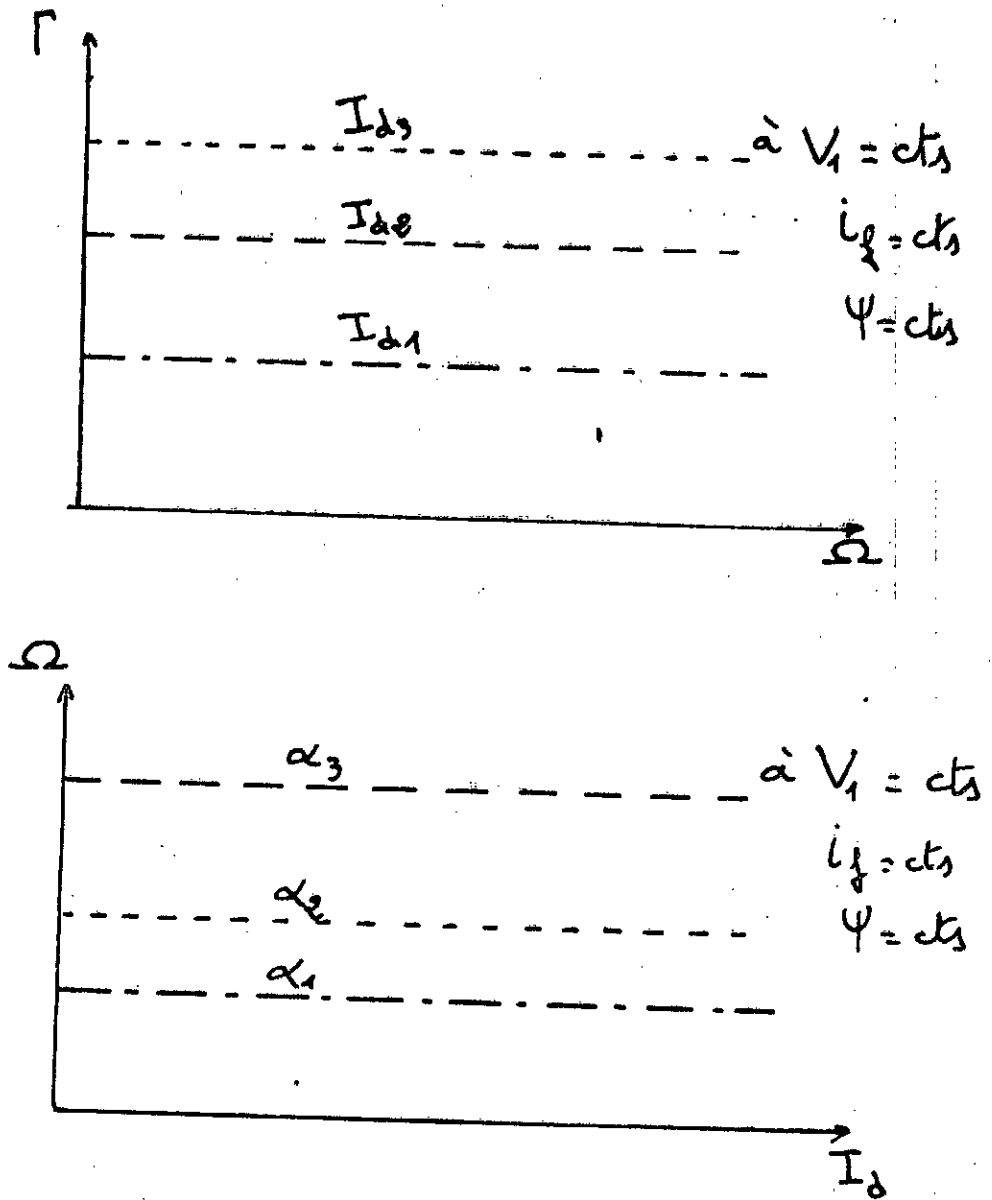
comme la machine est non saturée, on dit que la f.e.m E est proportionnelle au flux et donc à l'intensité I_f et à la pulsation de rotation :

$$E = k I_f \Omega$$

$$\Rightarrow U_o = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} k I_f \Omega \cos \psi$$

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

où $A = \text{cts}$ (à condition qu'on travaille à excitation constante et sans toucher au décalage ψ des courants sur les f.e.m).



Fig(I-5-4) Caractéristiques: $\Gamma=f(\Omega)$ et $\Omega=f(I_d)$.

par un pont PD3 tout thyristors; chaque tour de l'arbre correspond donc à deux périodes des tensions alternatives et chaque période correspond à une tension U_0 à 6 ondulations (le pont PD3 a un indice de pulsation $p=6$); d'où une tension d'alimentation U_0 à 12 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 12 lames de collecteur.

Pour inverser le signe du moment du couple de la machine sans changer le sens de rotation, il suffit d'inverser le sens du transfert de l'énergie, donc le mode de fonctionnement des pont 1 et 2 en partant du tableau ci-dessous:

Fonctionnement de la machine synchrone	Moteur	Générateur
Fonctionnement du pont 1	Redresseur: $0^\circ < \alpha_1 < 90^\circ$	Onduleur: $90^\circ < \alpha_2 < 180^\circ$
Fonctionnement du pont 2	Onduleur: $90^\circ < \alpha_1 < 180^\circ$	Redresseur: $0^\circ < \alpha_2 < 90^\circ$

Pour inverser le sens de rotation de la machine (en fonctionnement moteur par exemple) il suffit d'inverser le sens de rotation du champ d'induction glissant, donc l'ordre de succession des tensions d'induit V_R, V_S, V_T .

En négligeant les pertes autres que celles de l'inducteur, le moment du couple s'exprime:

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

Le pont est considéré parfait:

$$\Rightarrow \Gamma = \frac{U_o I_d}{\Omega} = \frac{3 \sqrt{6}}{\pi} E \cos(\psi \frac{I_o}{\Omega})$$

$$\Gamma = \frac{3 \sqrt{6}}{\pi} k I_f \Omega \cos(\psi \frac{I_o}{\Omega})$$

$$\Rightarrow \Gamma = \frac{3 \sqrt{6}}{\pi} k I_f I_o \cos\psi$$

$$\Gamma = B I_o$$

On peut dire que le couple est proportionnel à la valeur de I_o .

Pour une valeur de α_1 on aura une valeur de U_o et on obtiendra une valeur de la vitesse de rotation Ω .

Pour une valeur de I_o on aura une valeur précise du couple Γ . D'où on peut tirer les caractéristiques de la fig(I-5-4).

L'ensemble(pont 2 + machine synchrone) se comporte comme un moteur à courant continu alimenté sous une tension U_o , absorbant un courant I_d et tournant à la pulsation Ω . Le moteur synchrone autopiloté est équivalent à un moteur à courant continu à excitation indépendante.

Le moteur synchrone étudié est tétrapolaire et alimenté

Chapitre II

Demarrage

Grâce au capteur de position, la position du rotor est connue, même à l'arrêt. Au démarrage, il est donc possible d'aiguiller le courant dans les phases qui doivent conduire, compte tenu du sens de rotation désiré.

Pour les faibles vitesses, les réactances de la machine deviennent très faibles devant les résistances. En dessous d'une certaine vitesse (10% de Ω_n), les f.e.m induites sont insuffisantes pour provoquer la commutation des thyristors du pont 2.

Ainsi, pour bloquer les thyristors avant d'allumer les suivants, quatre méthodes peuvent être citées:

II-1) Démarrage avec thyristor de roue libre:

Nous plaçons un thyristor auxiliaire qui met la bobine de lissage en court-circuit à chaque changement de position du rotor.

Pour que le thyristor puisse conduire il faut que sa tension anode-cathode soit positive. Cette condition est réalisée au moment où la tension aux bornes du pont redresseur est négative. Ceci est illustré dans la fig(II-1)

Le thyristor se bloque naturellement dès que la tension aux bornes du redresseur devient positive, ce qui impose une tension négative aux bornes de l'élément auxiliaire

L'utilisation de cette méthode est limitée par la valeur du courant de démarrage [5].

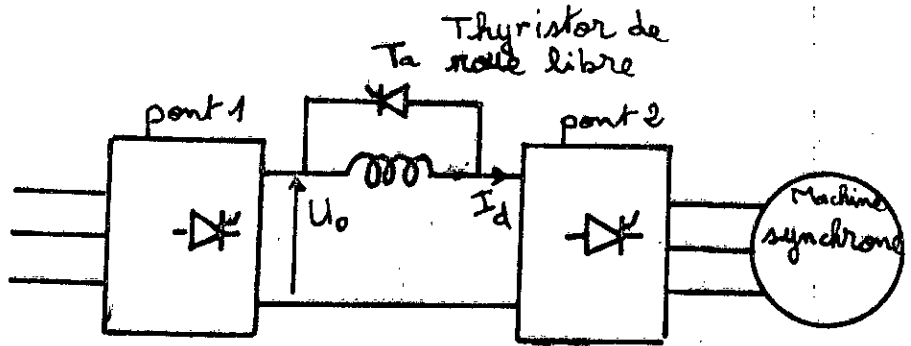


Fig (II-1) Principe de la commutation forcée par thyristor auxiliaire

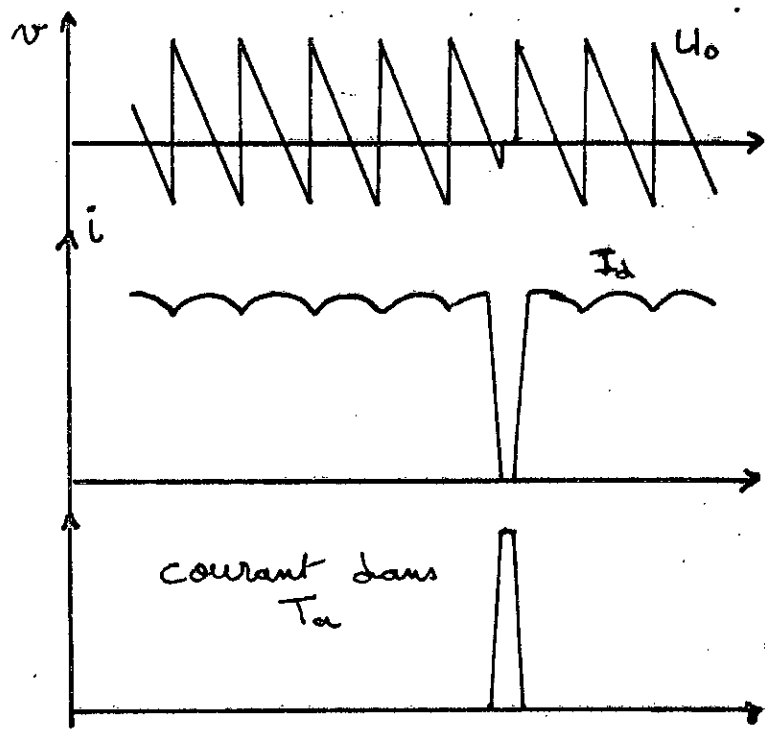


Fig (II-2) Formes d'ondes de tensions et courant

II-2) Blocage des thyristors en tension.

La fig(II-3) nous monte le principe de la commutation forcée utilisée dans ce cas. Ce ci nous évite l'annulation du couple pendant la commutation. Mais l'encombrement de la capacité nous limite en puissance et l'utilisation de deux thyristors en plus nous complique la commande.

II-3) Démarrage sans thyristor auxiliaire

Cette technique de commutation est basée sur le fait que le courant traversant les thyristors du commutateur est annulé par la mise en onduleur, pendant un court instant, du pont redresseur. la durée de l'annulation est déterminée par les constantes de temps du circuit, notamment la constante de temps de l'inductance reliant le redresseur au commutateur. La fig(II-4) indique la tension aux bornes du redresseur et le courant I_d pendant une commutation forcée.

Cette séquence va durer jusqu'à l'apparition de tensions suffisantes aux bornes de la machine ($\Omega < \Omega_n/10$). La commande devra donc assurer les tâches suivantes:

- régule la valeur de courant I_d envoyé dans les deux premières thyristors sélectionnés par le capteur de position
- lorsque ce capteur indique une rotation conduisant à la commande de commutation il faudra:
 - * bloquer les impulsion sur le commutateur
 - * basculer le pont redresseur en butée d'onduleur.
 - * Suivre l'évolution de I_d et détecter son annulation.
 - * rétablir le fonctionnement normal en allumant les thyristors sélectionnés.

On provoque l'enclenchement et le déclenchement des thyristors du pont 2 en agissant sur la tension U produite par le pont 1.

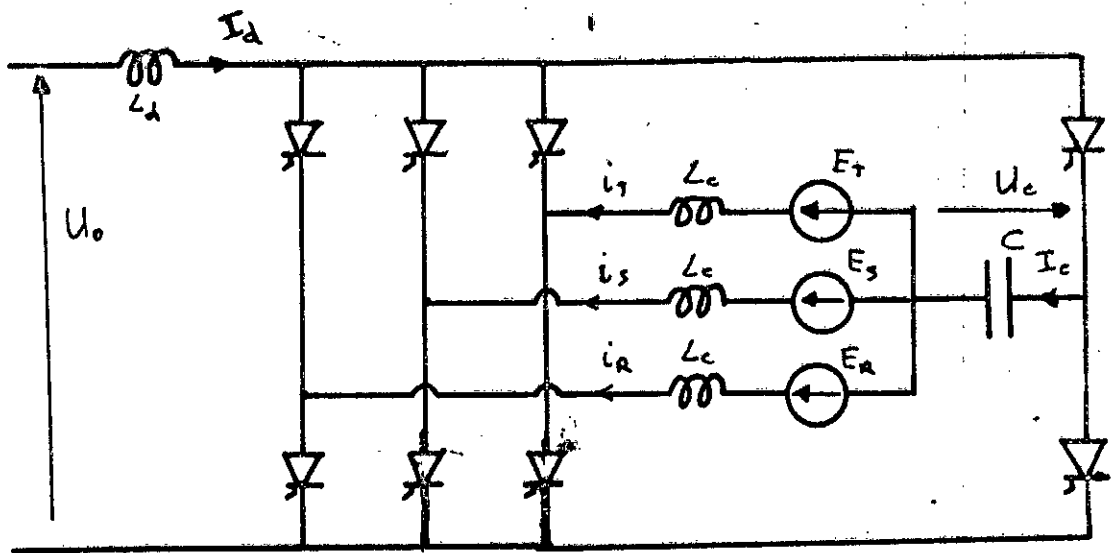


Fig (II-3) Principe du blocage en tension

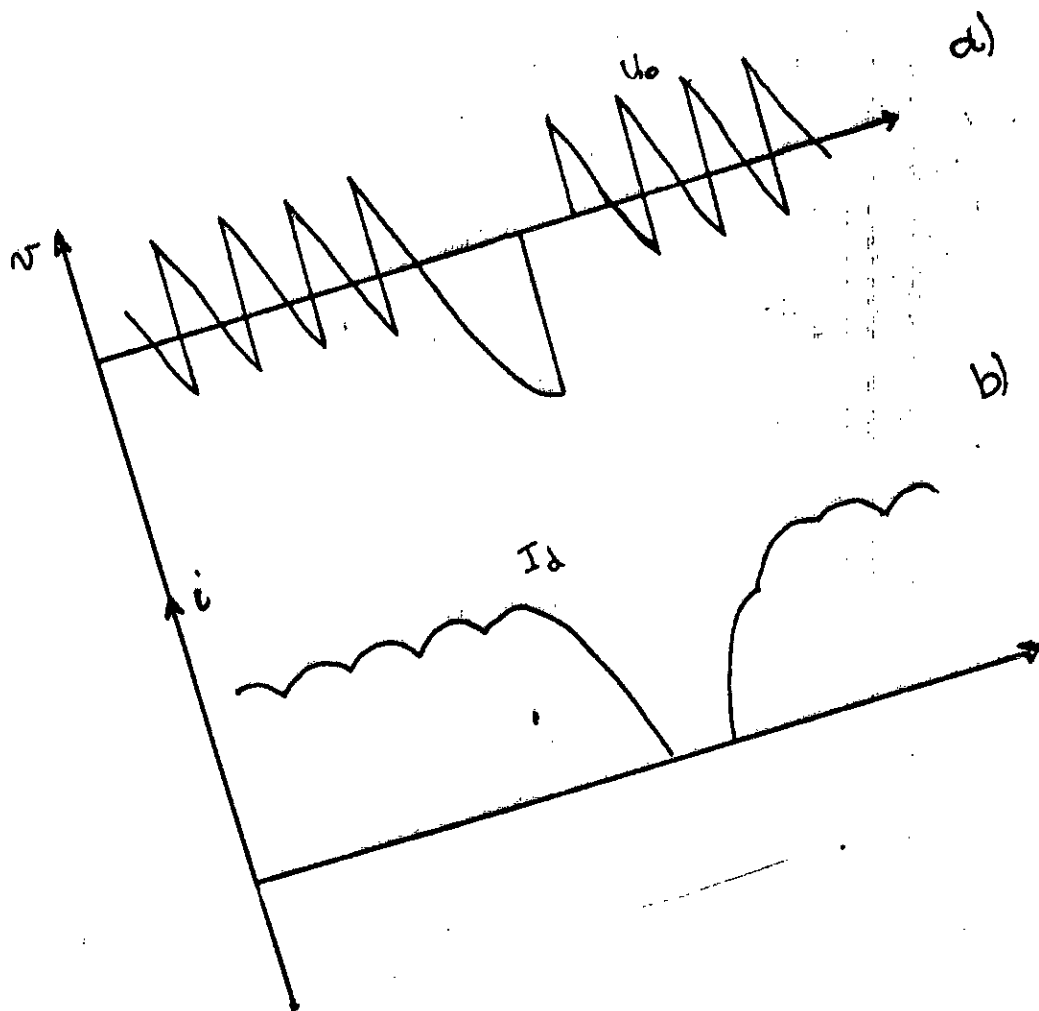


Fig (II-4) Formes d'ondes

- a) tension aux bornes du redresseur
- b) Courant de l'étage intermédiaire

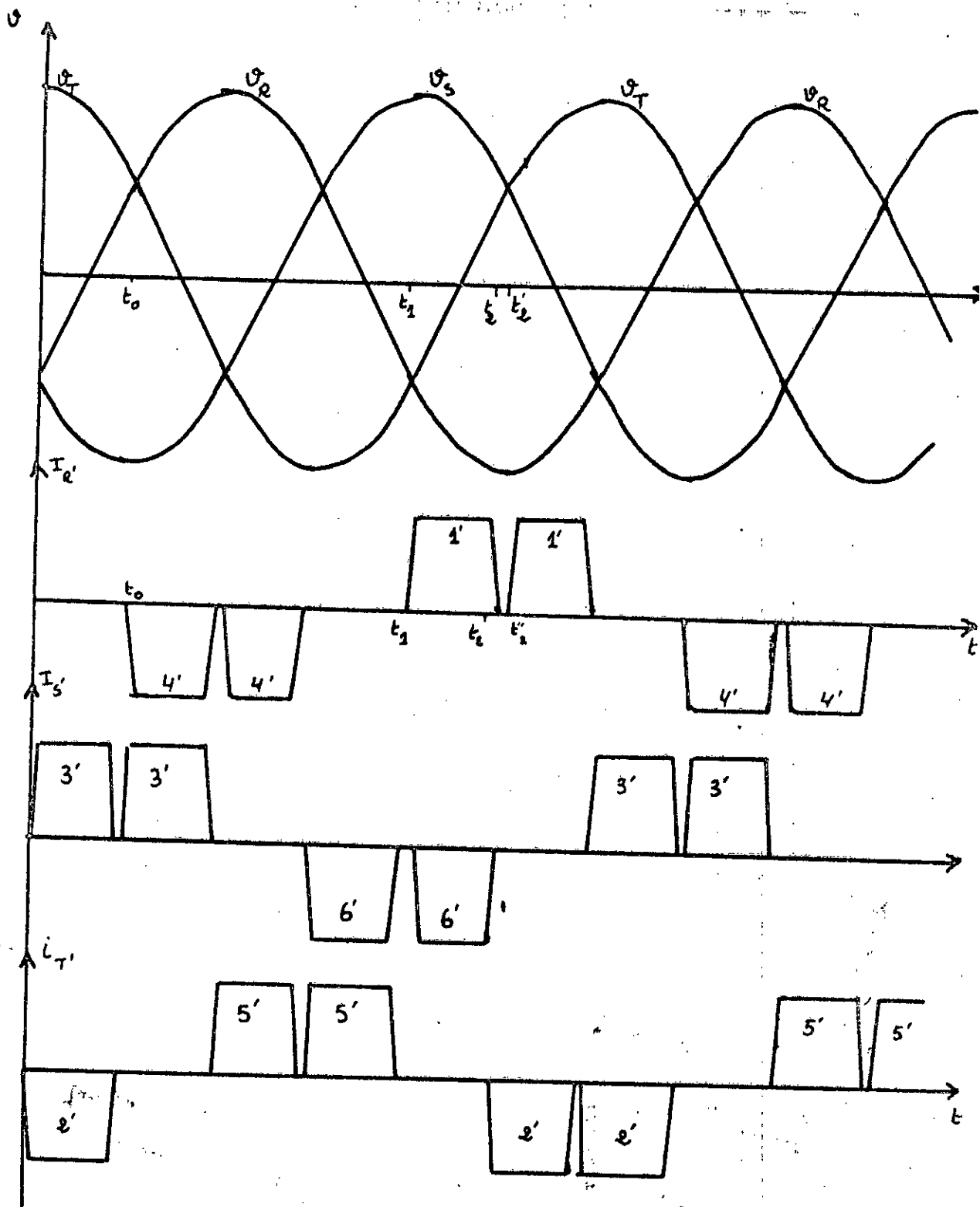


Fig (II-5) Formes d'ondes tensions, courants
aux bornes de la machine synchrone

On étudie le fonctionnement d'un moteur dont les courants I_{R1} , I_{S1} et I_{T1} (fondamentaux des courants i_R , i_S et i_T) sont en phase avec les tensions V_R , V_S et V_T ; ce fonctionnement correspond au couple mécanique de moment maximal ce qui est préférable durant le démarrage.

Ce fonctionnement suppose donc que les thyristors du pont 2 son commandés avec un retard $\alpha = \pi + \varphi = \pi$ (puisque $\varphi = 0$)
 $t_1 = t_0 + T/2$

1' et 6' (a $t=t_1$) sont en série sous la tension $U_1 - V_S - V_R = U_1 - U_{SR}$; ils s'enclencheront si $U_1 > U_{SR}$ (et si les impultions de commande sont suffisantes et simultannées).

A t_2 on ploque 1' et 6' en appliquant une tension U_2 négative (pont 1 fonctionnant en onduleur); la loi des mailles donne:

$$i = -i_S = i_R$$

$$U_2 = L \frac{di}{dt} + L_C \frac{di}{dt} + V_S - V_R + L_C \frac{di}{dt}$$

$$U_2 = U_{SR} + (L + 2 L_C) \frac{di}{dt}$$

$$(L + 2 L_C) \frac{di}{dt} = U_2 - U_{SR} = U_2 + U_{RS}$$

Si on admet (hypothèse a verfier par la suite) que la durée du blocage de 1' a 6' est assez coute pour que $U_2 + U_{RS}$ puisse être considérée comme constante, on a:

$$i = \frac{U_2 + U_{RS}}{L + 2 L_C} t + K$$

pour $t=t_2$ on a $i=I_0$

$$\Rightarrow K = I_0 - \frac{1}{L + 2 L_C} (U_2 + U_{RS}) t_2$$

$$\Rightarrow i = \frac{U_2 + U_{RS}}{L + 2 L_C} (t - t_2) + I_0$$

Le blocage sera obtenu à l'instant $t'_2 = t_2 + \tau_b$
 $i(t'_2) = 0$

$$\Rightarrow \tau_b = t'_2 - t_2 = -\frac{L + 2 L_C}{U_2 + U_{RS}} I_0$$

Plus U_2 est grande plus τ_b est petite (U_2 en valeur absolue). τ est bien négligeable devant la période des tensions et courants du moteur puisqu'à $n' = n'_n$; $T_2 = 10 T_n = 200 \text{ms}$ Elle est aussi petite devant la période des tensions d'alimentation du pont 1, $T_1 = 20 \text{ms}$, on peut admettre que U_2 varie peu durant la commutation (de toute façon l'ondulation de la tension produite par pont PD3 à $\alpha = \pi$ est suffisamment faible pour ne pas perturber beaucoup le calcul précédent).

A $t = t''_2 = t_1 + T_2/6$ on remet le pont 2 sous tension U positive et les thyristors 1' et 2' reçoivent des signaux de commande. Alors, la maille empruntée par le courant i est telle que:

$$i_T = -i, i_R = i$$

$$U_{2'} = L \frac{di}{dt} + L_C \frac{di}{dt} + V_T - V_R + L_C \frac{di}{dt} + U_{TR} + (L + 2L_C) \frac{di}{dt}$$

D'où :

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_{2'} - U_{TR}}{L + 2 L_C} \Rightarrow i = \frac{U_{2'} - U_{TR}}{L + 2 L_C} t + K$$

à t''_2 on a $i=0$:

$$i = \frac{U_{2'} - U_{TR}}{L + 2 L_C} (t - t_2)$$

A $t=t_2=t_2''+\tau_e$ l'amorçage est terminé

$$i=I_0$$

$$\Rightarrow \tau_e = t_2' - t_2 = \frac{(L + 2 L_C) I_0}{U_2' - U_{TR}}$$

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 bien très petites (à peine plus de un pour cent) devant la période ($T_2=200$ ms à 5 Hz)[3].

Il est nécessaire de faire varier U au cours de la conduction des thyristors pour avoir une valeur maximale lors de l'enclenchement puis retomber à $U=U_0=2.34 V + X_c I_d 3/\pi$ pour assurer le régime permanent à $i=I_d=cts$. Ce ci est possible puisque durant la conduction d'un couple de thyristor du pont 2 il y a au minimum dix commutations du pont 1.

Lorsque la vitesse est suffisante on passe en commutation naturelle avec l'angle ψ_1 voulu.

II-4) Démarrage combiné.

Pour la troisième solution, la durée de commutation est déterminée par la dynamique du convertisseur $N^{\circ}1$ (en onduleur) et par les constantes de temps du circuit. Ainsi, pour améliorer les constantes de temps du circuit (temps de commutation) on combine la première et la troisième méthode. Le premier convertisseur fonctionne en onduleur pendant un court instant et self court-circuitée.

Chapitre III

Etude de la commutation et de ses consequences

On considère le schéma équivalent du moteur synchrone fig(III-1-1). Ce dernier (grâce aux hypothèses faites précédemment) est remplacé par trois f.e.m sinusoïdales E_r , E_s , E_t en série avec des inductances L_c purement inductives.

III-1) Calcul et étude de l'empiètement anodique.

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

Durant la commutation entre 1 et 5, c'est-à-dire durant l'intervalle $(t_1, t_1 + \tau)$ on a:

$$L_c \frac{di_R}{dt} = V_R - V_D = V_R - \frac{V_R + V_T}{2} = \frac{V_R - V_T}{2} = \frac{U_{RT}}{2}$$

Si on choisit l'instant t_0 (computation naturelle de 1 et 5) comme origine, on voit que U_{RT} qui passe par zéro en devenant positive à cette instant s'écrit:

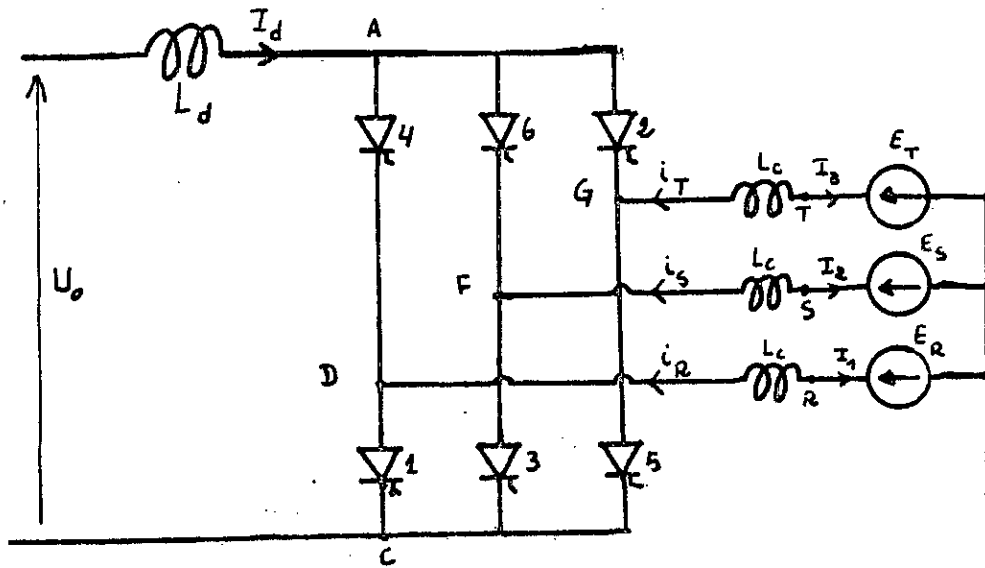
$$U_{RT} = E \sqrt{6} \sin(\omega t)$$

D'où:

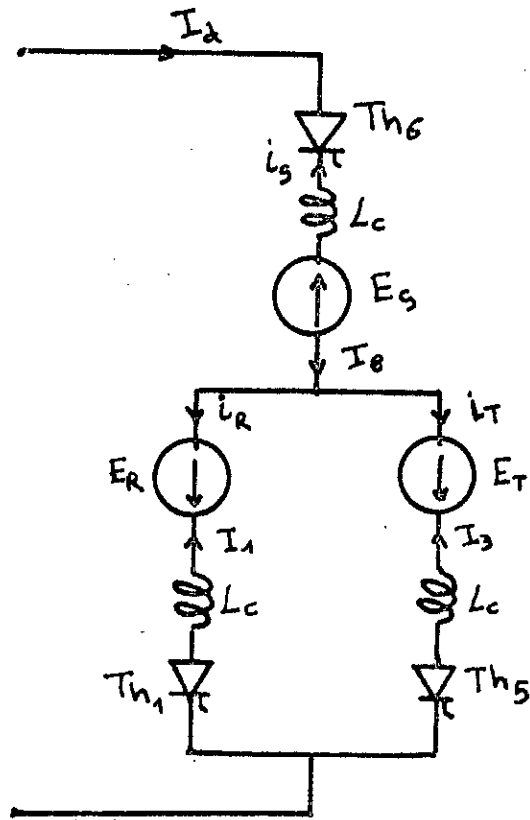
$$L_c \frac{di_R}{dt} = \frac{E \sqrt{6}}{2} \sin(\omega t) \quad \text{et} \quad \frac{di_R}{dt} = \frac{E \sqrt{6}}{2 L_c} \sin(\omega t)$$

Dont on déduit:

$$i_R = -\frac{E \sqrt{6}}{2 L_c \omega} \cos(\omega t) + K$$



Fig(III-1-1) Schéma équivalent du moteur synchrone.



Fig(III-1-2) Circuit équivalent lors d'une commutation

On détermine la valeur de la constante K en écrivant qu'à l'instant $t-t_1=\alpha/\omega$ on a $i_R=0$ (c'est le début de la commutation et i_R ne peut varier de façon discontinue du fait de la présence de la bobine L_c); d'où:

$$K = \frac{E\sqrt{6}}{2 L_c \omega} \cos\alpha$$

$$\Rightarrow i_R = \frac{E\sqrt{6}}{2 L_c \omega} (\cos\alpha - \cos(\omega t))$$

La commutation s'arrête à l'instant $t_1+\tau$ où la valeur de i_R atteint I_d :

$$i_R(t_1+\tau) = I_d = \frac{E\sqrt{6}}{2 L_c \omega} (\cos\alpha - \cos(\omega t_1 + \omega\tau))$$

$$i_R(t_1+\tau) = I_d = \frac{E\sqrt{6}}{2 L_c \omega} (\cos\alpha - \cos(\omega t_1 - \mu))$$

Or:

$$\alpha = \omega t_1 \quad \text{et} \quad \omega\tau = \mu$$

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

Or on sait que:

$$U_o = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos\alpha_2$$

$$\Rightarrow V_2 = -\frac{\pi}{3\sqrt{6}\cos\alpha_2} U_o = G U_o$$

$$V_2 = G U_o$$

G: est une constante puisqu'on travail à $\alpha_2 = \text{cst}$ on a vu précédement que:

$$\Omega = A U_o \Rightarrow U_o = \frac{1}{A} \Omega$$

D'où:

$$V_2 = \frac{G}{A} \Omega$$

Aussi on sait que :

$$E = C V_2$$

$$\Rightarrow E = \frac{C G}{A} \Omega = D \Omega$$

D'où:

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

$$\omega = F \Omega \quad (F: \text{constante})$$

$$\Rightarrow \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2 L_c F \Omega I_d}{D \Omega \sqrt{6}}$$

D'où:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2 L_c F}{D \sqrt{6}} I_d = H I_d$$

$$\Rightarrow \cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - H I_d$$

$$\mu = \arccos(\cos \alpha - H I_d) - \alpha$$

Dans notre travail on utilise une machine dont la constante H a une valeur de 1/100

$$\Rightarrow \mu = \arccos\left(\cos \alpha - \frac{I_d}{100}\right) - \alpha$$

On prend comme exemple une valeur de α égale à 120° . La forme de la caractéristique $\mu=f(I_d)$ représentée sur la fig(III-1-3) nous permet de dire qu'elle est partiellement linéaire pour l'intervall $I_d=[0, 20]$ A

La fig(III-1-4) nous montre la variation de la caractéristique $\mu=f(I_d)$ pour des différentes valeur de α :

- a) pour une inductance $L_c= 2,85$ mH
- b) pour une inductance $L_c= 2$ mH

L'intervall où la caractéristique est linéaire diminue si on augmente la valeur de l'angle d'attaque des thyristors fig(III-1-4). Ce qui nous limite la valeur maximale de α suivant les paramètres de la machine.

Pour une commande a puissance maximale, c'est a dire à ψ plus petit que possible, on prendra la plus grande valeur de α où le point nominal de fonctionnement n'est pas sur la partie non linéaire.

La linéarité de la caractéristique $\mu=f(i_d)$ autour du point nominal de fonctionnement, nous facilite la régulation de l'angle de retard ψ en fonction de la valeur du courant continu

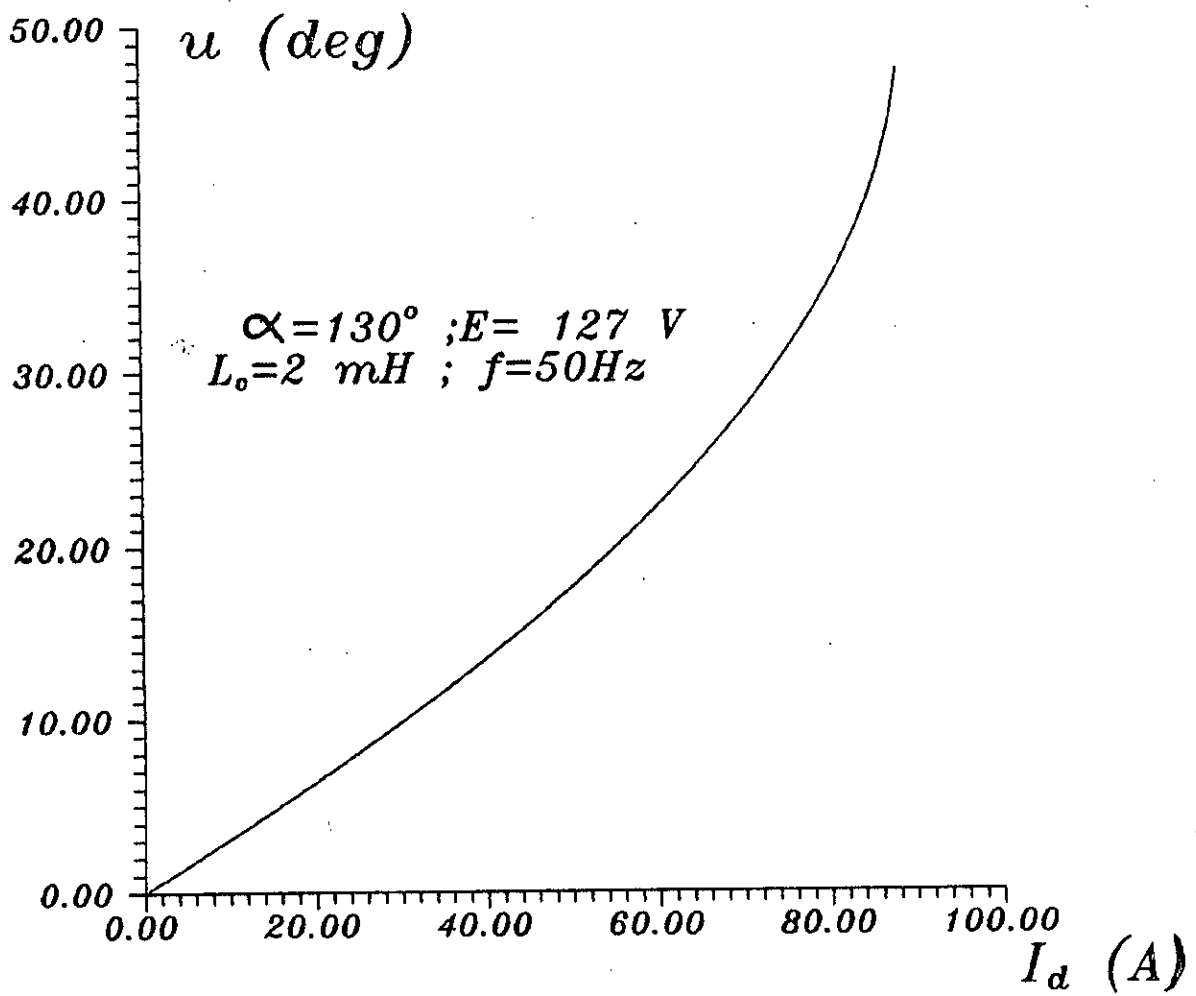


Fig (II-1-3) Caractéristique $\mu = f(I_d)$

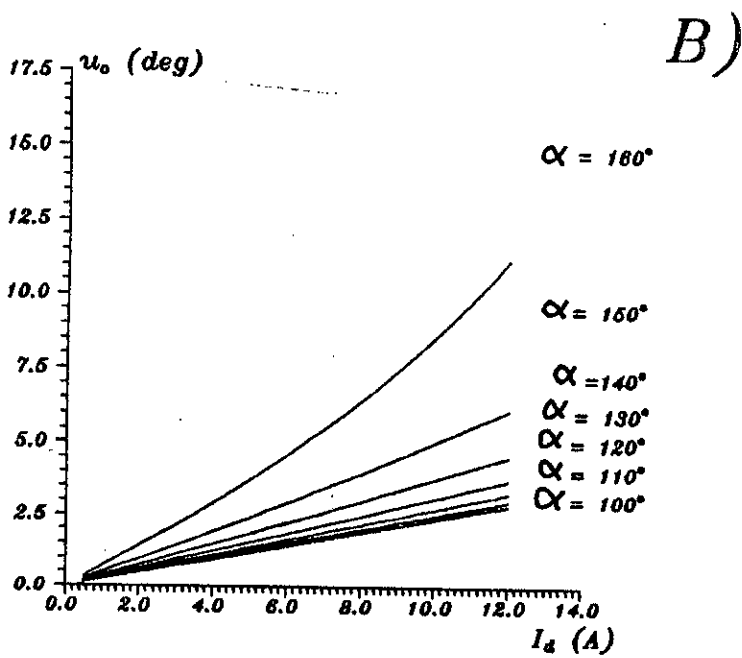
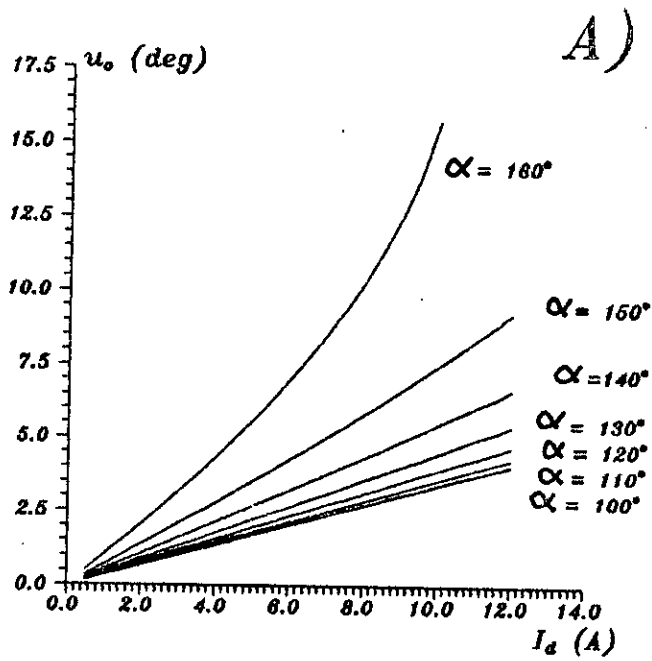


Fig (II-1-4) Caractéristique $\mu = f(I_d)$ pour $\alpha = \text{cts}$

A) $L_c = 2.85 \text{ mH}$; B) $L_c = 2 \text{ mH}$

absorbé. La courbe sera assimilée a une droite qui passe par l'origine et un point de la courbe correspondant à:

$$I_d = I_{dn} + I_{dn}/5$$

I_{dn} : courant nominal = 10 A pour notre machine

Si on prend pour une inductance $L_c = 2,85$ mH et une valeur maximal de $\alpha = 145^\circ$, où la linéarité autour du point nominal de fonctionnement est à sa limite, on aura le tableau à dessous. Ce dernier nous informe sur l'erreur commise en assimilant la courbe à cette droite.

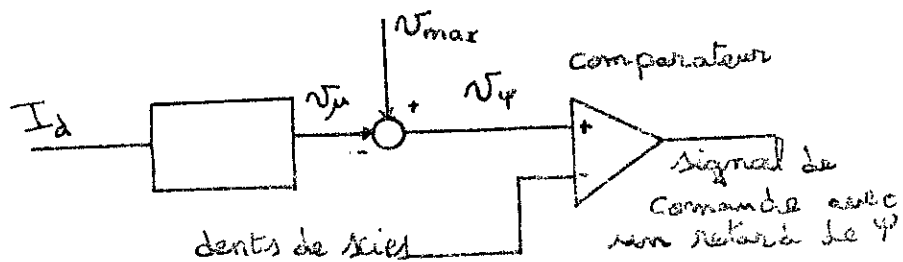
I_d [A]	0.0	1.2	2.0	4.0	6.0	8.0	10.0	12.0
l'erreur [%]	0.0	8.33	8.00	6.66	5.4	5.18	1.57	0.0

pour $I_{dn} = 10$ A a $f = 50$ Hz

L'erreur de 8.33 % pour $I_d = 1.2$ A représente une sur estimation que de 0.06° , ce qui est négligeable. On obtient des erreurs acceptables et ainsi la droite est toujours au dessus de la courbe réelle ce qui nous évite une sous estimation de la valeur de l'angle d'empiétement qui provoquerait probablement un raté d'amorçage.

L'équation de la droite est de la forme $y = ax$ où a est la pente de la droite qui peut-être une simple résistance.

Le schéma de régulation sera comme suit:



On note que cette méthode de régulation nous évite d'avoir recours à utiliser un microprocesseur pour le réglage de ψ

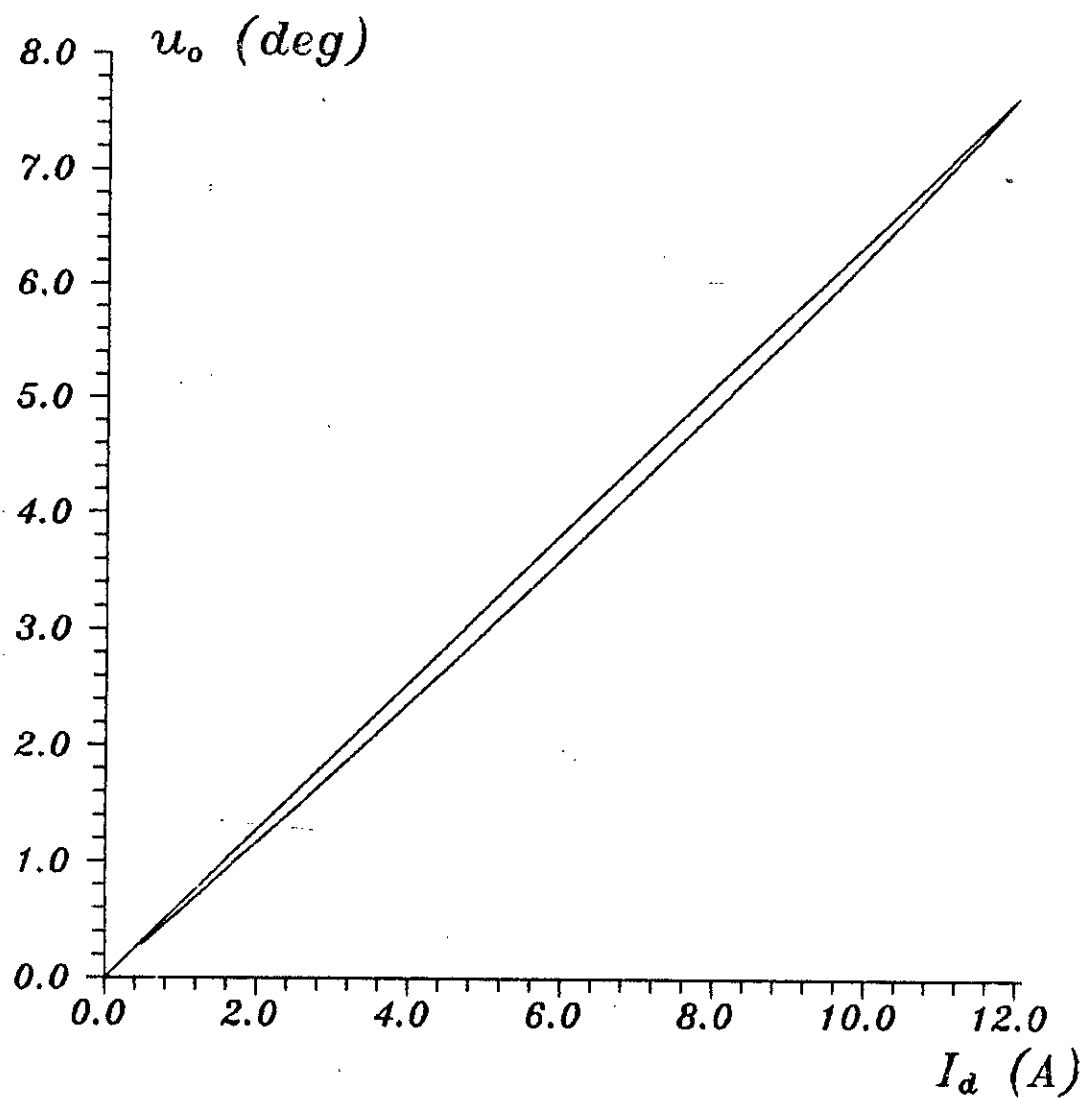


Fig (III-1-5) Comparaison de la caractéristique $\mu = f(I_a)$
avec une droite $y=ax$

III-2) Etude de la tension simple au bornes du moteur synchrone autopiloté

Pour un angle d'amorçage α donné, compris entre 90° et 170° , la commutation entre deux thyristors s'étend sur une durée r telle que $r\omega = \mu$, nous avons représentés en régime établi, pour un angle $\alpha = 120^\circ$ d'où on peut tirer la valeur de μ par la formule établie précédemment, nous avons représenté en régime établi, la tension $V_{do}(t)$ fig(III-2-1)

A $t_1 = t_0 + \alpha/\omega$ le thyristor 1 est commandé et commence à commuter avec le thyristor N° 5

Or:

$$i_R - i_T = I_d = cts$$

Donc:

$$V_{co} = V_R - L_c \frac{di_R}{dt} = V_T - L_c \frac{di_T}{dt}$$

$$i_R + i_T = cst \Rightarrow \frac{di_R}{dt} = -\frac{di_T}{dt}$$

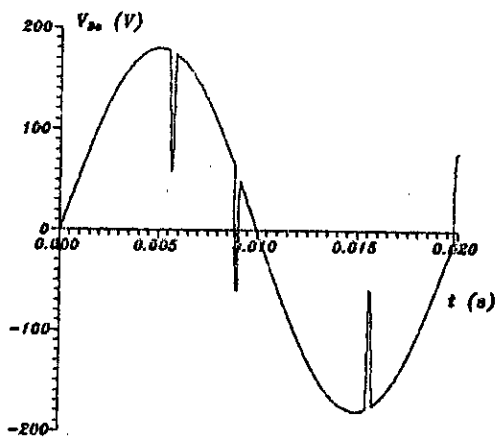
$$V_{co} = V_R + L_c \frac{di_T}{dt} = V_T - L_c \frac{di_T}{dt}$$

$$\Rightarrow 2 V_{co} = V_R + V_T \Rightarrow V_{co} = \frac{1}{2} (V_R + V_T)$$

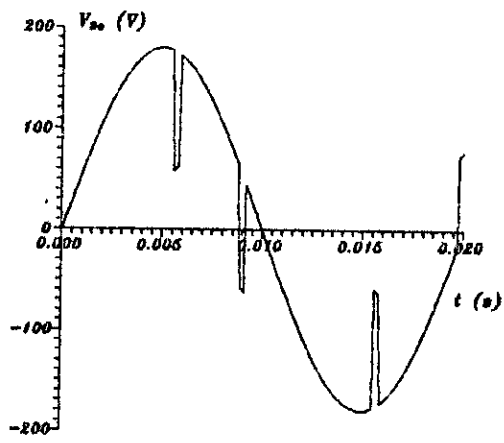
$$U_{CA} = V_{co} - V_{AO} = \frac{1}{2} (V_R - V_T) - V_S = \frac{1}{2} (U_{RS} + U_{TS})$$

Pour $t > t_1 + r$ on aura:

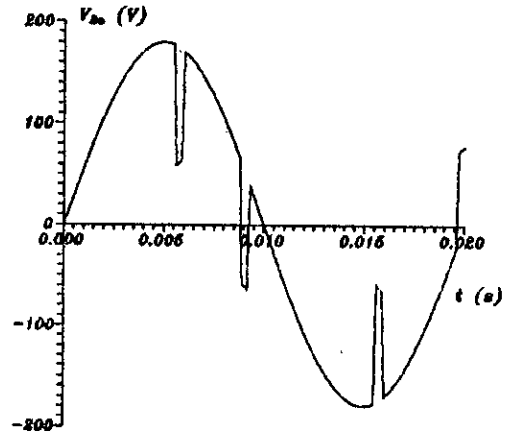
$$i_T = 0 ; i_R = I_d = cts \Rightarrow V_{DO} = V_{CO} = V_R$$



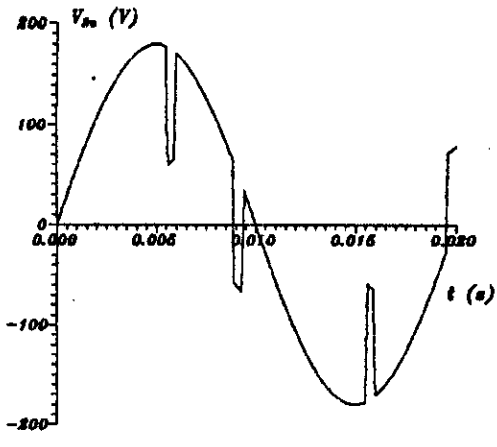
$V_{D_0}(t)$ pour $I_d = 4 A$



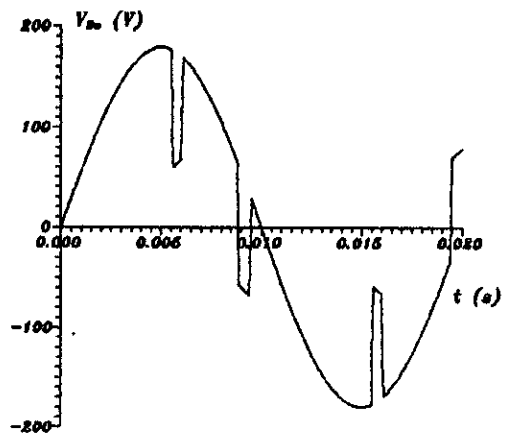
$V_{D_0}(t)$ pour $I_d = 6 A$



V_{D_0} pour $I_d = 8 A$



$V_{D_0}(t)$ pour $I_d = 10 A$



$V_{D_0}(t)$ pour $I_d = 12 A$

Fig (III-2-1) Caractéristique $V_{D_0} = f(t)$ pour $I_d = \text{cts}$

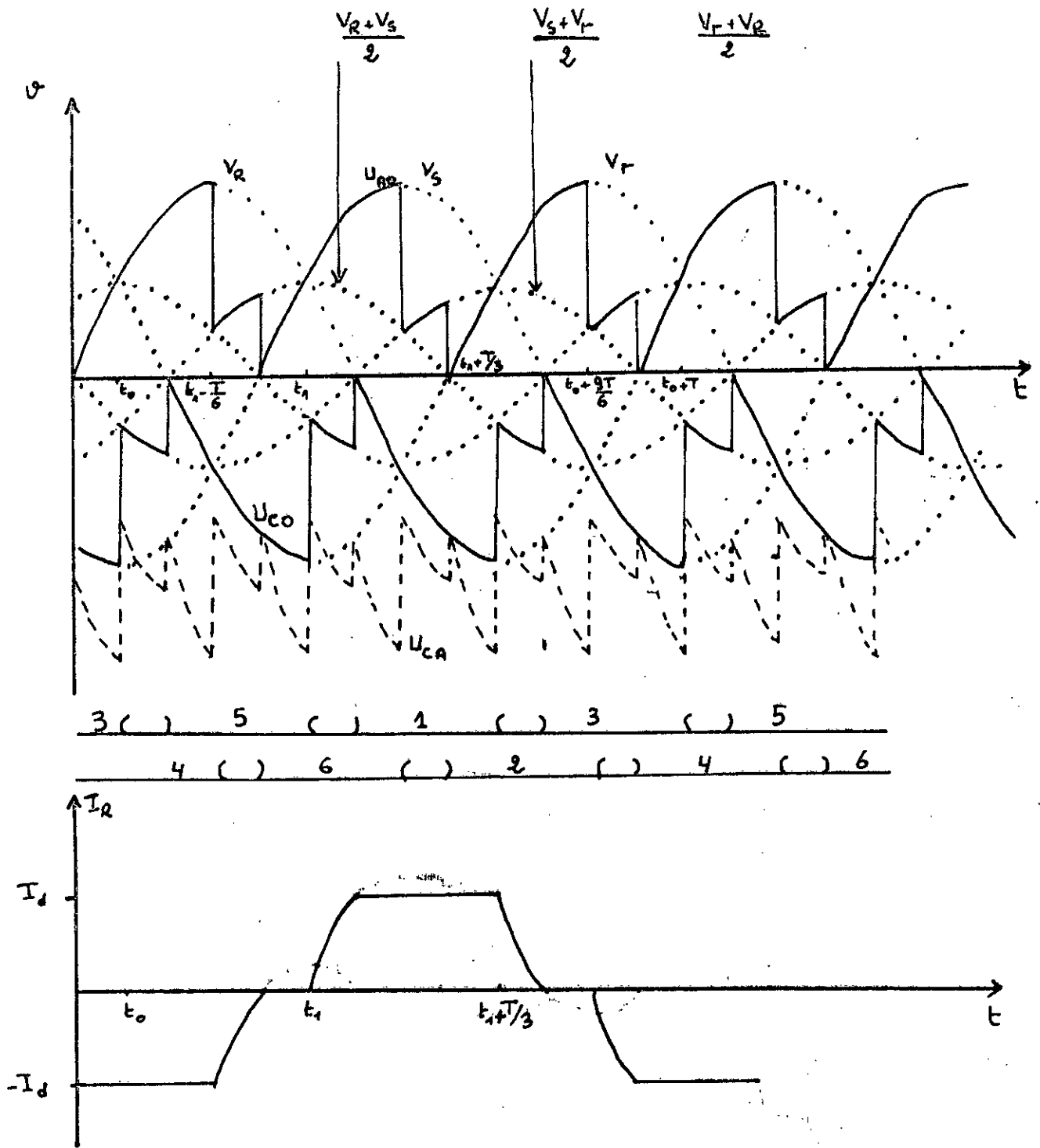


Fig (III-2-2) Formes des tensions et courants.

$$U_{CA} = U_{KS}$$

Pour $t_1 \leq t \leq t_1 + \tau$ on a:

$$U_{AC} = V_S - V_D = V_S - V_R - (V_D - V_R)$$

et pour $t_1 + \tau \leq t \leq t_1 + T/6$

$$U_{AC} = V_A - V_C = V_S - V_D = V_S - V_R$$

Ce qui nous permet de représenter sur la fig(III-2-2) les tensions $V_{AO}(t)$, $V_{DO}(t)$, et $U_{AC}(t)$

On voit sur la courbe $V_{do}(t)$, et tennant compte des éxplications ci dessus, que V_{do} ne diffère de E_R que durant les commutations du thyristor 4 avec le thyristor 6 et thyristor 2 et celle de thyristor 1 avec thyristor 5 et thyristor 3. C'est à dire, lorsque i_R , le rest du temps:

$$i_R = I_d = cts \text{ et } L_c \frac{di_R}{dt} = 0 \Rightarrow V_{DO} = V_R = E_R$$

La fig(III-2-3) nous montre que, pour des valeurs des parmètres de la machine et où l'empîtement anodique ne doit pas atteindre la valeur de $\pi/3$, cette condition nous limite la fréquence maximale à utilisée.

Nous remarquons aussi dans la fig(III-2-4) que plus la fréquence augmente plus la déformation de l'onde de la tension simple est plus importante, ce qui nous oblige a utiliser un angle d'attaque α plus petit, ce qui nous réduit la puissance utilisée étant donnée que: $\psi = \pi - \alpha$

On peut dire qu'on peut augmenter la puissance maximale, c'est a dire α_{max} où le point nominal ne se trouve pas sur la partie non linéaire, et augmenter aussi la fréquence maximale à ne pas atteindre, en améliorant les paramètres de la machine, c'est a dire l'inductance L_c . Cette dernière ne peut être améliorée qu'en fonction des paramètres de construction de la machine.

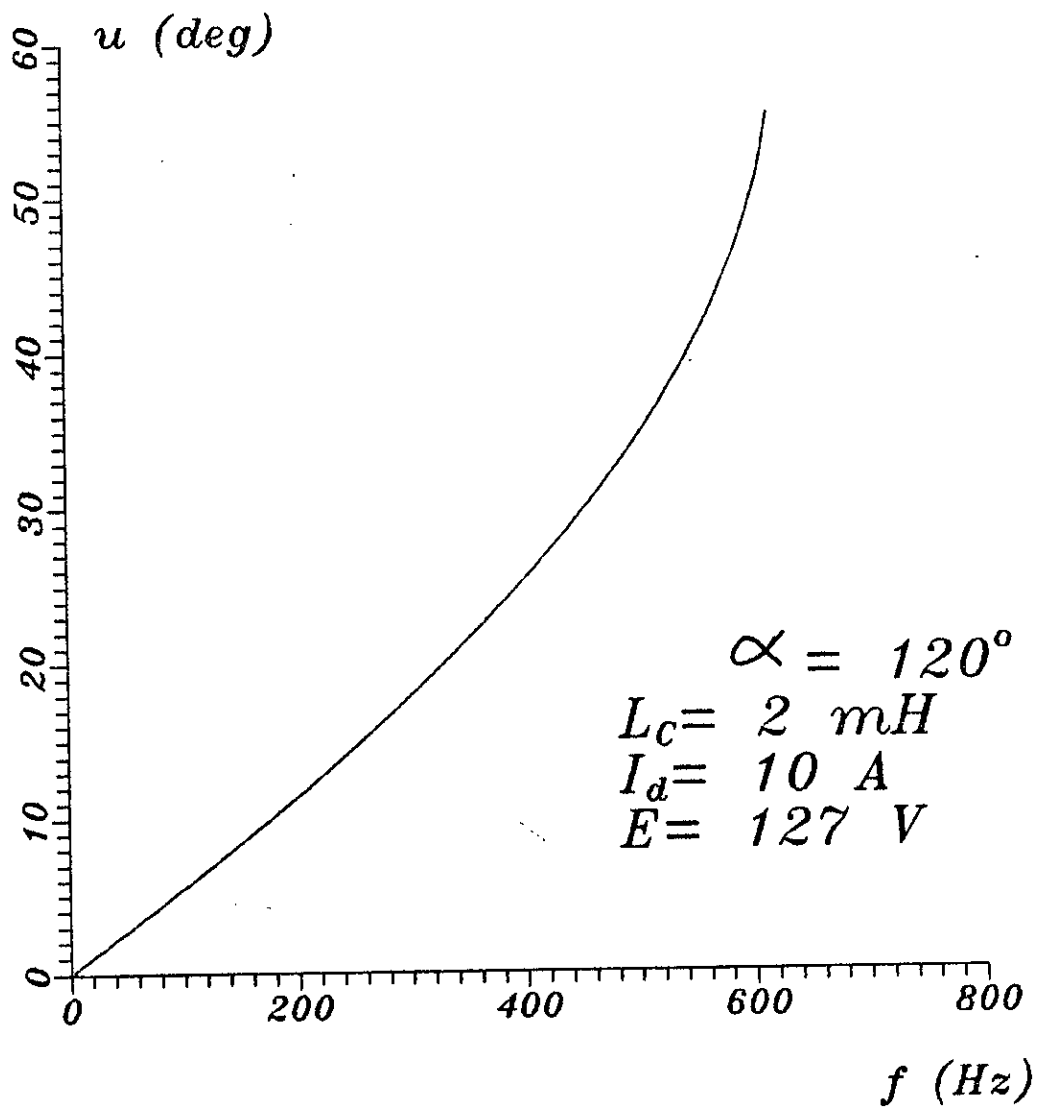


Fig (III-2-3) Caractéristique $\mu = T(f)$

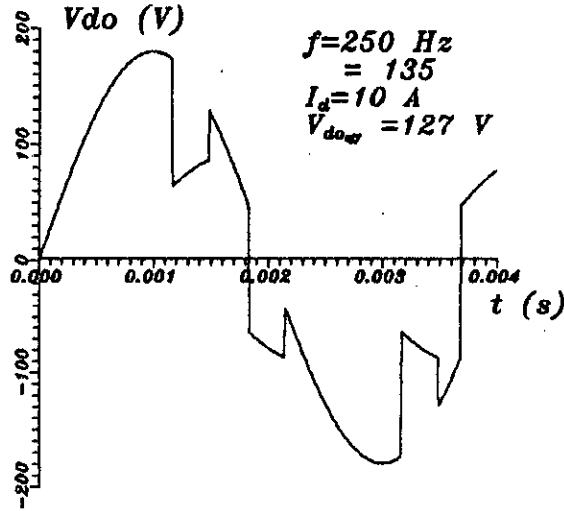
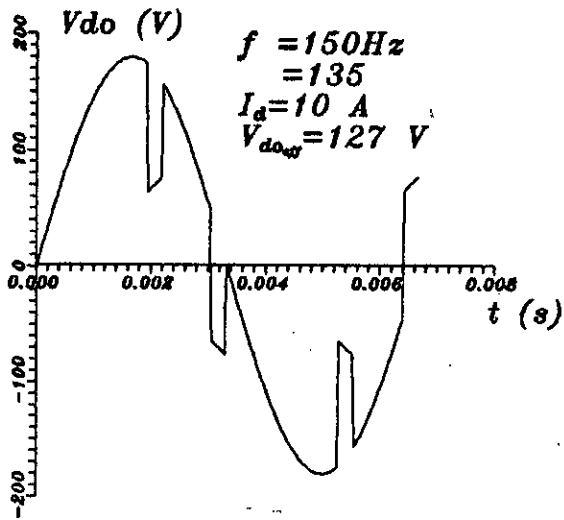
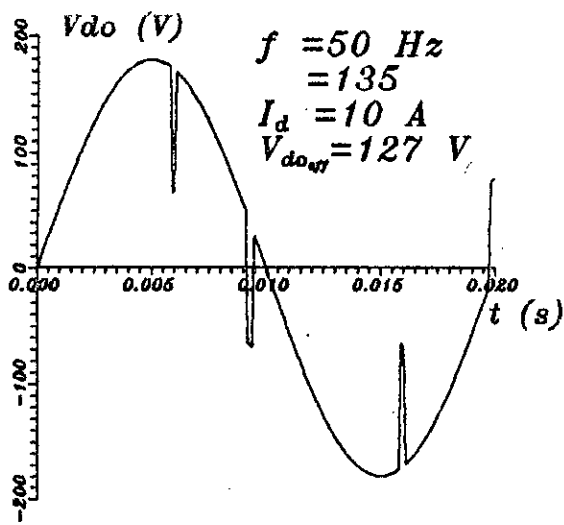


FIG (III-2-4) Formes d'onde de la tension V_{do}
à $f = \text{cts}$



III-3) Calcul de la tension d'alimentation:

Si nous considérons la période de la tension U_{AC} comprise entre t_1 et $t_1+T/6$ (puisque U_{AC} a une période d'amplitude $T/6$) nous avons:

pour $t_1+\tau \leq t \leq t_1+T/6$

$$U_{AC} = V_A - V_C = V_S - V_D = V_S - V_R$$

⇒ La valeur moyenne $\langle U_{AC} \rangle = U_o$

$$U_o = \frac{6}{T} \left[\int_{t_1}^{t_1+\tau} (V_S - V_R - (V_D - V_R)) dt + \int_{t_1+\tau}^{t_1+\frac{T}{6}} (V_S - V_R) dt \right]$$

$$U_o = \frac{6}{T} \left[\int_{t_1}^{t_1+\frac{T}{6}} (V_S - V_R) dt - \int_{t_1}^{t_1+\tau} (V_D - V_R) dt \right]$$

Si la commutation est instantannée on a:

$$\tau = 0 \Rightarrow U_{io} = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cos \alpha$$

Si la commutation n'est pas instantannée on aura: $\tau \neq 0$

$$V_D - V_R = -L_c \frac{di_R}{dt}$$

$$U_o = U_{io} + \frac{6}{T} \int_{t_1}^{t_1+\tau} L_c \frac{di_R}{dt} dt = U_{io} + \frac{6}{T} L_c \int_0^{I_d} di_R$$

$$U_o = U_{io} + \frac{6}{T} L_c I_d$$

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

III-4) Explication de la rotation rapide du champ:

La fig(III-4-1) qui est l'analyse de l'oscillogramme proposée [3] (en notant arbitrairement R la phase visualisée expérimentalement) confirme l'étude théorique des quatre commutations qui affectent directement la phase R pour $t=t_1-T/6$ et t_1 , t_1'' et t_1'''

Les commutations qui se produisent aux instants $t_1'=t_1+T/6$ (où 2 relai 6) et $t_1''''=t_1+4T/6$ (où 5 relai 3) provoquent une perturbation au niveau de la tension V_{D0} , en effet, si ces commutations ne conduisent pas à une variation du courant i_R , elle s'accompagnent toute fois d'une rotation rapide du champ d'induction du stator, d'où variation du flux dans l'enroulement R et perturbation de V_{D0} .

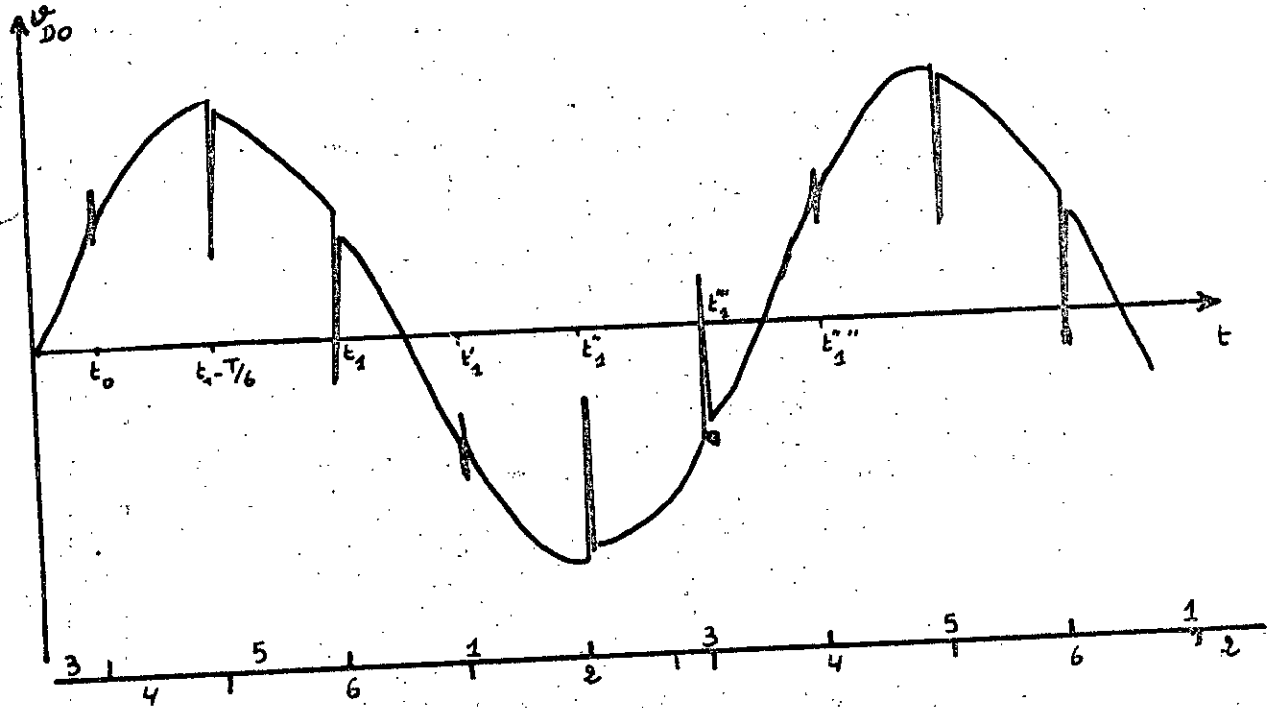
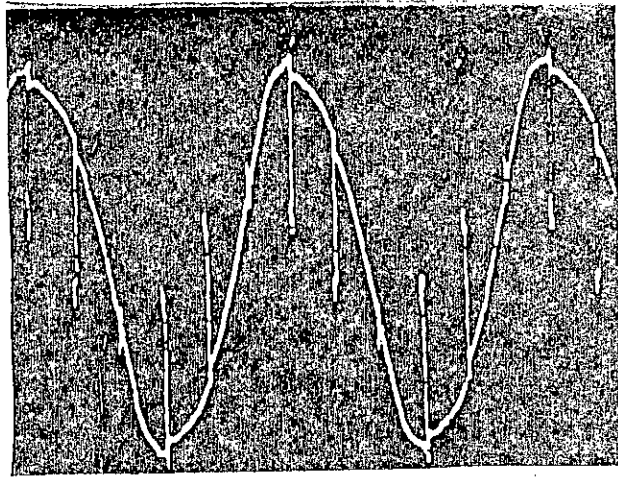
Avant le transfert du courant I_d entre les phases R et S on a: $i_R=I_d$, $i_S=0$, $i_T=-I_d$. D'où le positionnement des pôles du champ d'induction décrit à la fig(III-4-2)

Durant la commutation entre R et S, de durée τ , i_R passe de I_d à 0 et i_S de 0 à I_d ; on passe de la fig(III-4-2-A) à la fig(III-4-2-B). Le champ d'induction a donc tourné de $\pi/6$ (Machine $p=2$). La vitesse moyenne de rotation du champ d'induction durant la commutation est:

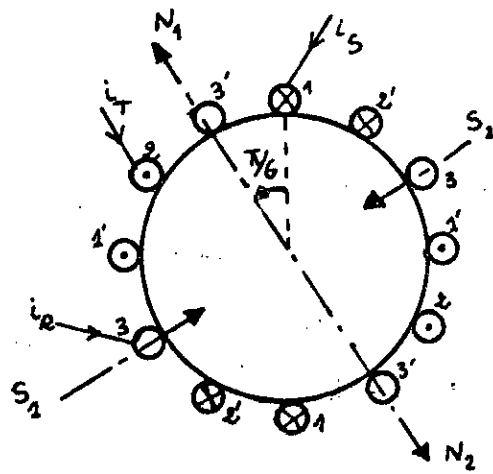
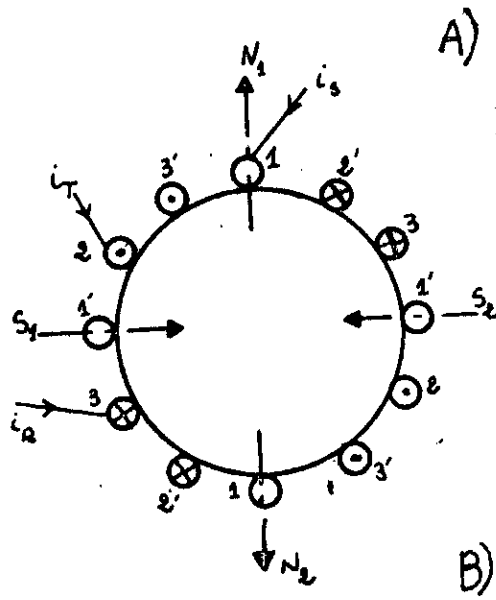
$$\Omega_c = \frac{\pi}{6 \tau} \frac{rad}{s} ; \quad n_c = \frac{30}{\pi} \Omega_c = \frac{5}{\tau} \frac{tr}{mn}$$

$$\Omega = \frac{\pi}{T} \quad n = \frac{30}{T}$$

$$\frac{\Omega_c}{\Omega} = \frac{n_c}{n} = \frac{T}{6 \tau} = \frac{1}{6 f \tau}$$



Fig(III-4-1) Analyse de l'oscillogramme de $v_{D0}(t)$



Fig(III-4-2) Variation du champ statorique

$$\frac{H_c}{n} = \frac{1}{6 f \tau}$$

Cette vitesse de rotation élevée du champ durant la commutation amène ce champ à se déplacer rapidement par rapport à la roue polaire qui, du fait de l'inertie mécanique, tourne à vitesse constante (n'); les amortisseurs de l'enroulement inducteur sont donc soumis à un flux variable (pendant τ) et sont le siège de courant induits qui tendent à s'opposer à la variation du flux.

Pour avoir un régime stable, si on a une surcharge brutale, il faut que la condition $i \geq i_{\min}$ doit être satisfaite.

Chapitre IV

Determination de l'inductancee de commutation

La fig(III-1-1) nous montre bien que plus l'inductance L_c est petite plus on agrandit la plage des fréquences utilisable. La variation de la palge devient assers importante pour L_c inférieur à 0.5 mH.

IV-1) Calcul de l'inductance de commutation.

On considère, par exemple, l'instant de passage de phase R à la phase S. Dans ce cas, on a les courants en chaque phase:

$$i_R = I_d - i$$

$$i_S = i$$

$$i_T = -I_d$$

L'intervale de commutation est suffisamment bref pour que l'on puisse considérer:

- que I_d demeure constant

- que le rotor n'a pas tourné

Le flux statorique se décompose en:

- un flux fixe d'amplitude constante liée à I_d

- un flux fixe d'amplitude variable liée à i

Pour les amortisseurs on a:

axe d:

$$\frac{d\phi_D}{dt} = L_D I_D - \sqrt{3} M_{DS} i \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) = 0 \quad (\text{IV-1})$$

axe q:

$$\frac{d\phi_D}{dt} = l_Q I_Q - \sqrt{3} M_{QS} i \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) = 0 \quad (\text{IV-2})$$

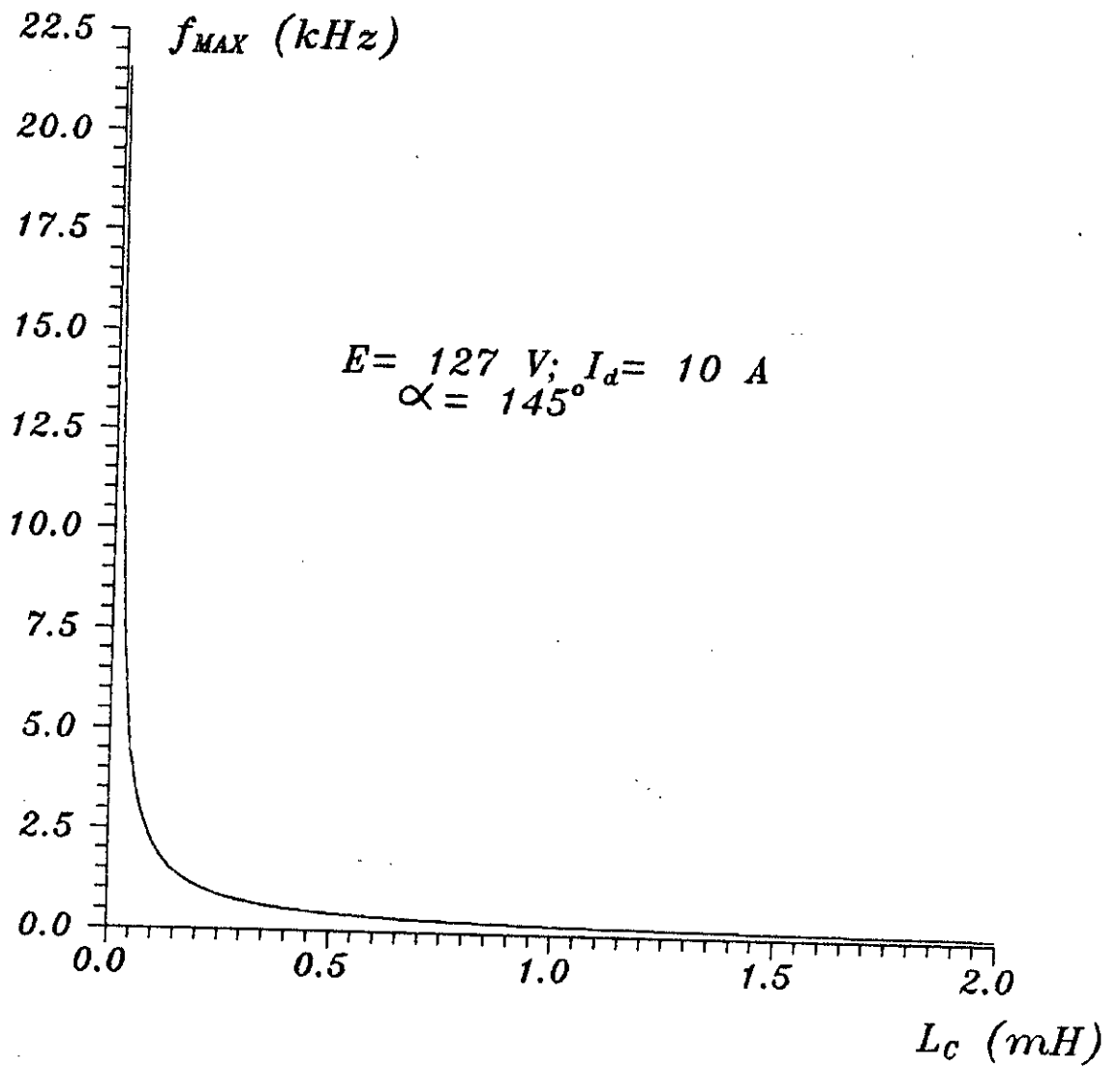


Fig (IV-1-1) $f_{max} = f(L_c)$

Pour les deux phases statoriques concernées:

$$\frac{d\phi_{RS}}{dt} = 0$$

avec

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{RS}}{dt} = e_{RS} + [L_d \cos^2(\theta + \frac{\pi}{6}) + L_q \sin^2(\theta + \frac{\pi}{6})] i \\ - M_{DS} \sqrt{3} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) I_D + \sqrt{3} M_{QS} \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) I_Q \end{aligned} \quad (IV-3)$$

Compte tenu des expressions (IV-1), (IV-2), (IV-3) on trouve:

$$\begin{aligned} e_{RS} = 2 [L_d \cos^2(\theta + \frac{\pi}{6}) + L_q \sin^2(\theta + \frac{\pi}{6}) \\ - \frac{3 M_{DS}^2}{L_D} \cos^2(\theta + \frac{\pi}{6}) - \frac{3 M_{QS}^2}{L_Q} \sin^2(\theta + \frac{\pi}{6})] i \end{aligned} \quad (IV-4)$$

On réécrit (IV-4):

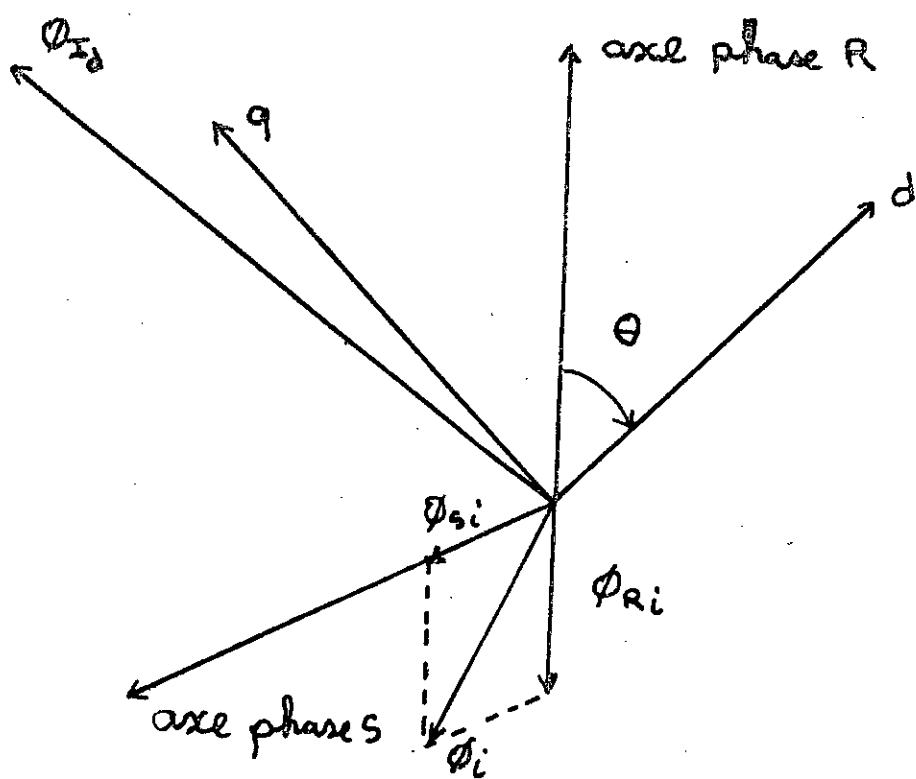
$$\frac{e_{RS}}{2} = [L_d'' \cos^2(\theta + \frac{\pi}{6}) + L_q'' \sin^2(\theta + \frac{\pi}{6})] i = L_c i$$

Donc:

$$L_c = L_d'' \cos^2(\theta + \frac{\pi}{6}) + L_q'' \sin^2(\theta + \frac{\pi}{6})$$

A la fin de l'intervalle de commutation:

$$\theta = -\frac{\pi}{6} - \psi_1$$



Fig(IV-1-2) Diagramme de Fresnel

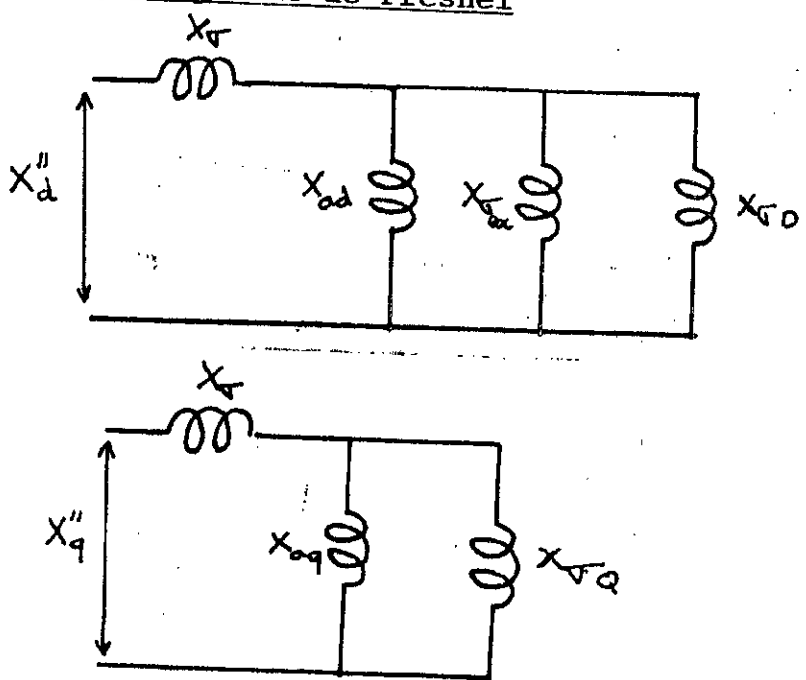


Fig (IV-2-1) Définition de X_d'' et de X_q''

et on a :

$$L_c = L_d'' \cos^2 \psi_1 + L_q'' \sin^2 \psi_1$$

IV-2) Détermination L_d'' et L_q'' :

$$X_c = L_c \omega$$

$$X_c = x_d'' \cos^2 \psi_1 + x_q'' \sin^2 \psi_1$$

La fig(IV-2-1) nous donne la définition des réactances subtransitoire transversale et longitudinale (x_d'' et x_q'') vues du stator quand la source rotorique est court-circuitée.

Les réactance seront déterminées à partir des expressions relatives:

$$Z_n = \frac{V_n}{I_n} \quad X_{ad}\% = \frac{X}{Z_n}$$

$$X_{ad}\% = 0.4 \left(\frac{\tau}{\delta} \frac{2 n S_n i}{\pi D_i} \frac{1}{B_\delta} \right)$$

τ : pas polaire

δ : l'épaisseur de l'entrefer

n : nombre de phases

S_n : nombre de spire par pôle et par phase

D_i : diamètre intérieure

B_δ : l'induction au niveau de l'entrefer.

Vu que la charge linéaire par cm de circonférence d'induit:

$$A = \frac{2 n S_n i}{\pi D_i}$$

on a :

$$X_{ad}\% = 0.4 \left(\frac{\tau}{\delta} \frac{A}{B_\delta} \right)$$

avec

$$B_{\delta} = \frac{P U_s}{4.44 f D_j l S_n K_b}$$

K_b coefficient de bobinage de l'horloge de l'harmonique fondamental pour le triphasé:

$$K_b = \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{m \sin \frac{\pi}{6m}}$$

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

l : longueur utile du conducteur.

U_s : tension appliquée aux bornes du stator.

p : nombre de paire de pôles.

$$X_{ag}^{\%} = 0.25 \left(\frac{\tau}{\delta} \frac{A}{B_{\delta 1}} \right)$$

$$X_{oD}^{\%} = \frac{2 \pi \mu_0}{K_b} \left(\frac{A}{B_{\delta 1}} \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \frac{\lambda_s}{n m}$$

où la perméance λ_s est:

$$\lambda_s = l + m \lambda_{fr}$$

$$l_{fr} \lambda_{fr} = 0.57 \tau K_s \quad \text{avec} \quad K_s = \frac{3 \beta - 1}{2}$$

β : coefficient de raccourcissement du bobinage.

$l_{fr} \lambda_{fr}$: perméance des parties frontales

l_{fr} : longueur des têtes de bobines.

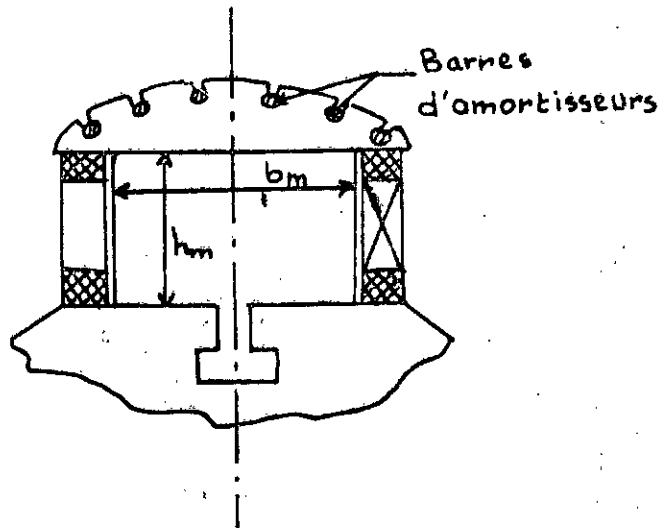


Fig (IV-2-2) Disposition des pôles d'une machine synchrone à pôles saillants

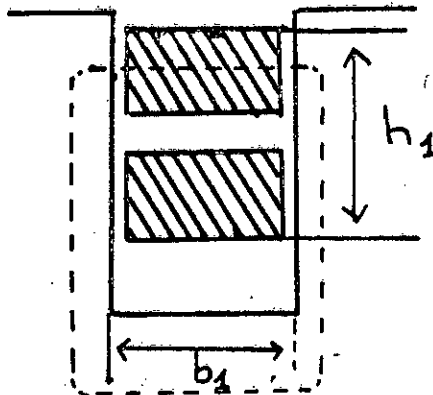


Fig (IV-2-3) Forme de l'encoche choisi

$$X_{ex} \% = \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \left(\frac{A K_b}{\sqrt{2} B_{\delta 1}}\right) K_{ad}^2 2 \lambda_{BS} + X_{dif} \%$$

$$X_{dif} \% = \left(\frac{4}{\pi} K_{ad} K_f - 1\right) X_{ad} \%$$

$$K_{ad} = \frac{\alpha_\pi + \sin \alpha_\pi}{4 \sin \frac{\alpha_\pi}{2}}$$

α_π : l'ouverture pôlaire rotorique.

$$K_f = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha_\pi}{2}$$

$$X_{ad} \% = 4 \sqrt{2} \mu_o \left(\frac{A}{B_{\delta 1}}\right) K_b \frac{\lambda_d}{N_b}$$

N_b : nombre de barres d'amortisseurs par pôle et par phase.

La perméance de fuite de l'enroulement d'excitation est déterminée par:

$$\lambda_{BS} = \frac{(l_r - l) + 0.5 h_m + 0.125 b_m}{2 l_r}$$

l_r : longueur du rotor.

Pour le type d'encoche choisi, la perméance de fuites d'un système d'amortissement comprennent la perméance de fuites de la partie d'encoche $\lambda_{ae} = 0.623 + h_1/b_1$ et la perméance de fuite de la partie frontale

$$\lambda_{af} = 0.06 \frac{\tau}{l} N_b$$

$$\lambda_d = \lambda_{ae} + \lambda_{af}$$

$$\lambda_d = 0.623 + \frac{h_1}{b_1} + 0.06 \frac{\tau}{l} N_b$$

$$X_{\sigma q} \% = 0.75 X_{\sigma D} \%$$

D'où on peut calculer X_d'' et X_q''

$$X_d'' \% = X_{\sigma} \% + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad} \%} + \frac{1}{X_{\sigma_{ax}} \%} + \frac{1}{X_{\sigma D} \%}}$$

$$X_q' \% = X_{\sigma} \% + \frac{1}{\frac{1}{X_{aq} \%} + \frac{1}{X_{\sigma q} \%}}$$

$$X_d'' = X_d \% Z_n \quad X_q'' = X_q \% Z_n$$

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

$$\pi - \psi = \alpha \quad \Rightarrow \quad \psi = \pi - \alpha$$

$$L_c = \frac{X_c}{\omega} = \frac{X_c}{2 \pi f}$$

IV-3) Variations de l'empiétement anodique en fonction de la géométrie du rotor.

La fig(IV-3) nous donne la variation de l'empiétement anodique en fonction du diamètre intérieur pour une longueur de conducteur utile fixe. L'empiétement augmente en augmentant le diamètre rotorique ce ci est logique, car on augmente aussi l'inductance de fuite.

L'angle de commutation est nettement meilleur pour des rotor dont la longueur est supérieure au diamètre, c'est des rotor dit en forme de "saucisse".

IV-4) Variation de l'angle de commutation en fonction du nombre de paire de pôle

On voit bien sur la fig(IV-4) que l'amélioration de l'angle de commutation est bien visible et peut atteindre jusqu'à 80% (entre p=1 et p=2).

Pour le nombre de paire de pôle supérieure à 4, l'amélioration de l'angle de commutation est négligeable. Ce qui ne permet de dire que pour p=4 on a atteint le minimum de la valeur de l'angle de commutation. L'inductance de fuite est fortement réduite.

IV-5) Variation de l'angle de commutation en fonction du coefficient de raccourcissement du bobinage (β).

On voit bien que l'angle de commutation est proportionnel au coefficient de raccourcissement du bobinage β fig(IV-5).

Sur la fig(IV-5) l'amélioration de l'angle de commutation est nettement visible, et ce ci en fonction du nombre de barres d'amortisseurs utilisés. Pour $\beta=1$

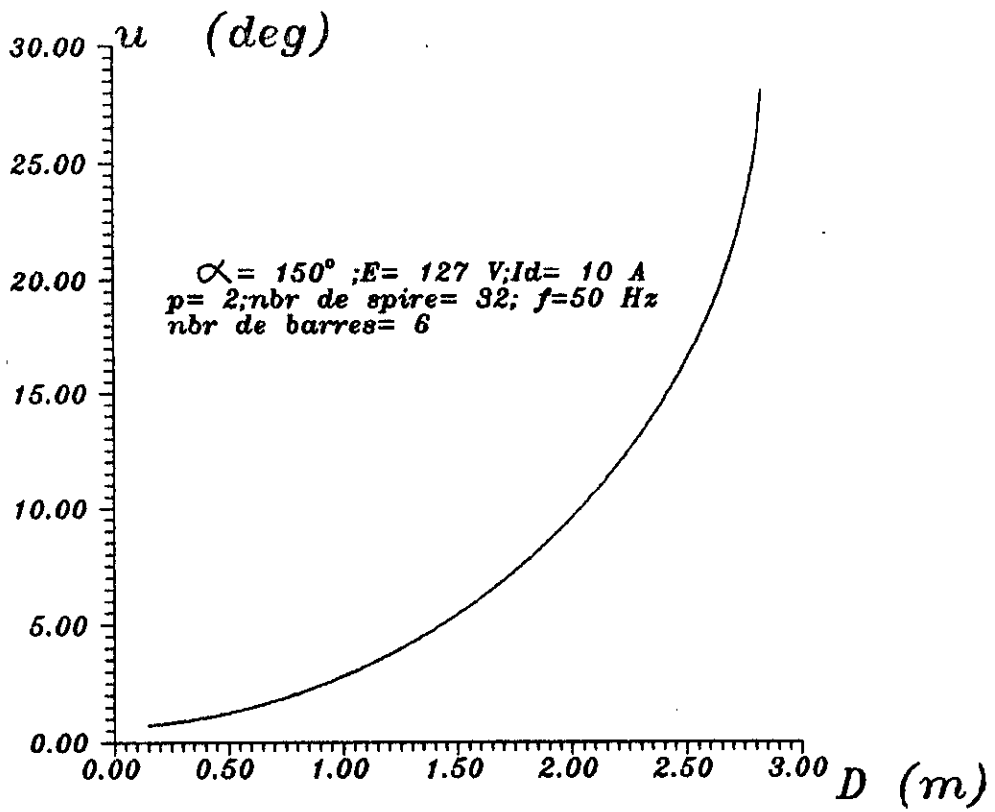


Fig (IV-3) L'angle de commutation en fonction du diametre
intérieur pour une longueur du conducteur utile
égale à 0.75 m

l'amélioration de l'angle de commutation entre les points $N_b=6$ et $N_b=9$ est de 17%, ce qui est appréciable.

IV-6) Variation de l'angle de commutation en fonction des dimensions de l'encoche.

Pour l'encoche représentée à la fig(IV-2-3) la variation de l'angle de commutation en fonction de ses dimensions est représentée dans la fig(IV-6). On remarque que les encoches profondes sont à éviter, car l'angle de commutation est très élevé.

Le minimum de l'angle de commutation est atteint pour une largeur d'encoche supérieure ou égale à sa hauteur ($b_1 \geq h_1$). D'où on peut prendre comme référence $b_1=h_1$. On remarque aussi sur la fig(IV-6) que si on augmente le nombre de paires de pôles on améliore l'angle de commutation un peu plus. Par exemple pour $b_1=h_1=8$ mm, l'amélioration est de 71,4%, ce qui est très appréciable.

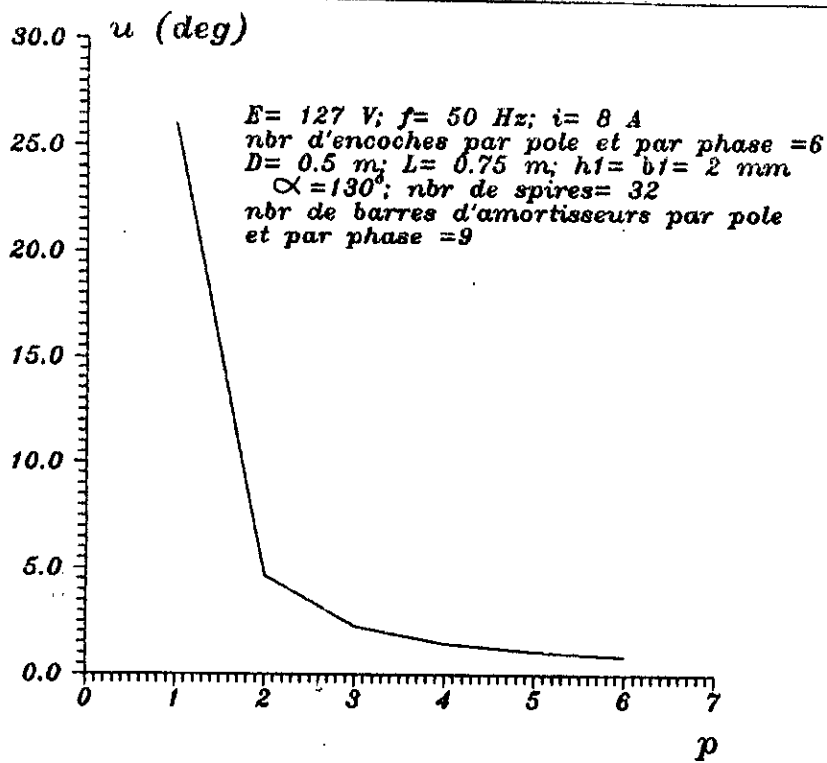


Fig (IV-4) Variation de l'angle de commutation en fonction du nombre de paire de pôle

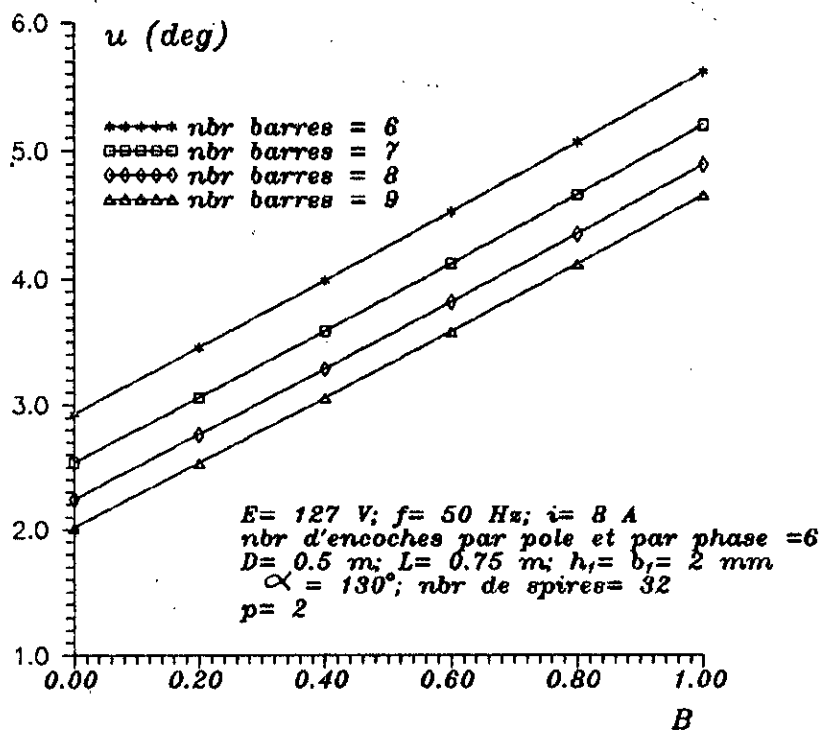


Fig (IV-5) Variation de l'angle de commutation en fonction du coefficient de raccourcissement β

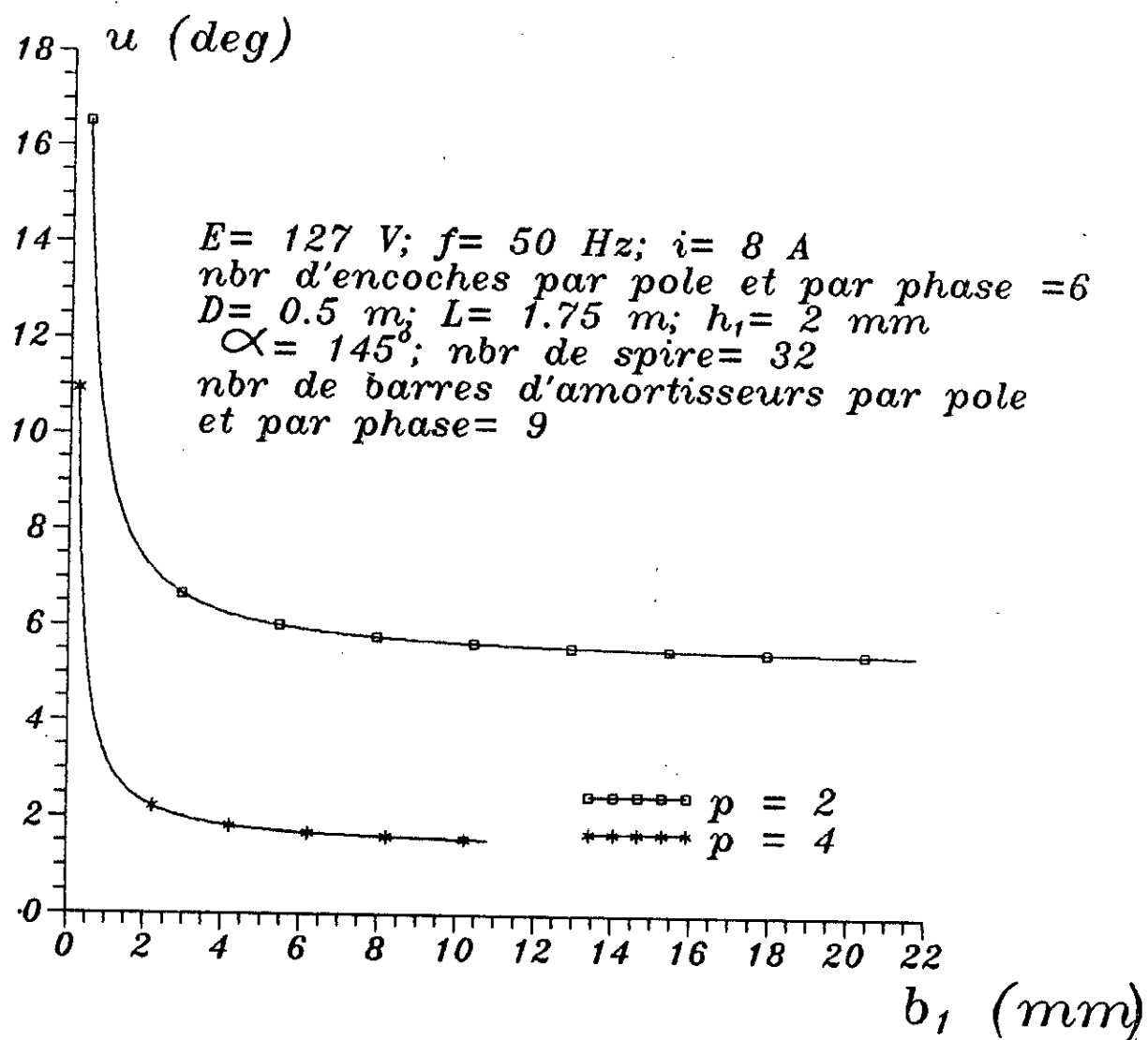


Fig (IV-6) L'angle de commutation en fonction des dimensions de l'encoche à p=cts

Conclusion:

On constate que la valeur de l'inductance de commutation influ considérablement sur la valeur de l'angle de commutation.

Si on sélectionne les paramètres adéquats pour minimiser l'inductance de fuite afin d'améliorer l'angle de commutation on peut dire que :

- Le moteur doit être du type "saucisse", longueur du conducteur utile supérieur au diamètre rotorique.

- La largeur de l'encoche doit être supérieure ou égale à sa profondeur ($b_1=h_1$)

- Le nombre de paire de pôle doit être au moins supérieur ou égal à 2.

- Le nombre d'amortisseurs par pôle doit être le plus élevé que possible.

- La valeur adéquate du coefficient de raccourcissement du bobinage est comprise entre 0.8 à 0.85.

L'amélioration de l'angle de commutation nous permet d'augmenter la valeur de α_{max} utilisée pour la régulation de l'angle ψ . Ce ci nous permet d'augmenter la puissance maximale utilisée.

L'amélioration de l'angle de commutation nous permet aussi d'augmenter la valeur de la fréquence maximale à ne pas atteindre.

Chapitre V

Etude de la commande

Dans ce chapitre nous proposons la commande en commutation naturelle, qui correspond au fonctionnement à une vitesse supérieure à 10% par rapport à la vitesse nominale.

Dans notre travail on utilise une machine synchrone tétrapolaire. Ce qui nous oblige à utiliser un capteur de position illustré dans la fig(I-4).

Le capteur utilisé, c'est à dire, le capteur combiné, permet d'asservir la fréquence à la vitesse de rotation, et en plus, de régler le couple électromagnétique par réglage de l'angle d'amorçage. Un tel réglage n'a été possible que grâce à l'utilisation d'un signal en forme de scie. Celle-ci doit être en phase avec la force électromotrice de la machine.

V-1) Circuit de mise en forme.

Le capteur délivre des signaux en forme de créneaux et de faibles amplitudes. Un circuit de mise en forme et d'amplification a été réalisé (Fig V-2). Les signaux issus de ce circuit sont représentés par la figure (V-3).

V-2) Signal en dent de scie.

On a trois compteurs du type SN 74LS93, qui sont attaqués par les impulsions d'horloge provenant du capteur, après mise en forme. La conversion numérique analogique est assurée par réseau de résistance à la sortie des compteurs, qui permet de convertir la lecture d'horloge en un signal en dent de scie (fig V-4). L'utilisation de trois convertisseurs numériques analogiques est nécessaire pour avoir trois signaux correspondants aux trois forces électromotrices de la machine. Chaque dent de scie doit être en phase et de même largeur, que l'alternance de la f.e.m correspondante fig(V-5).

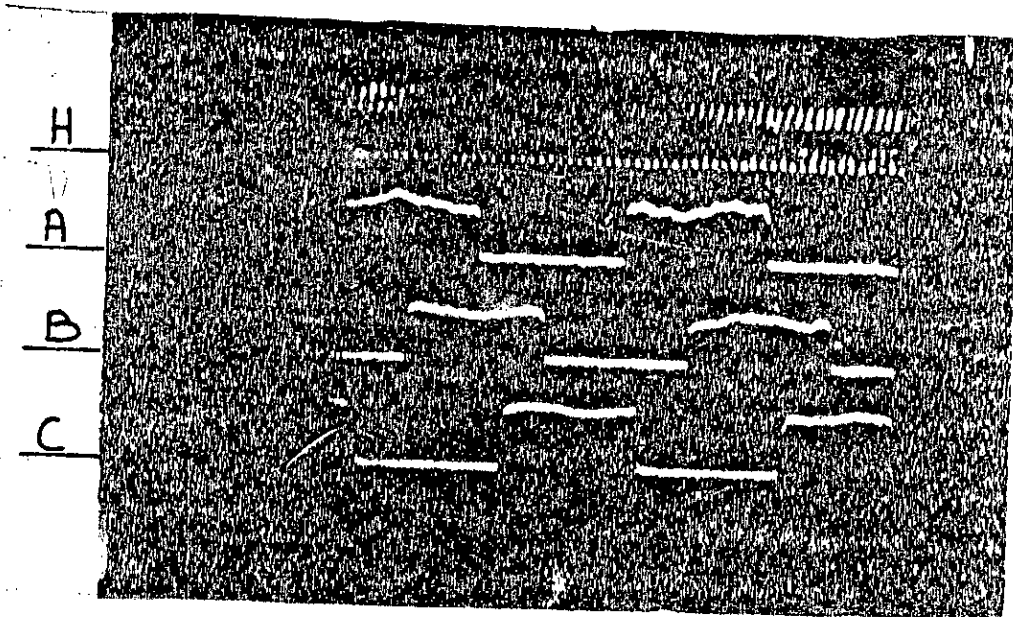


Fig (V-1) Signaux issus du capteur

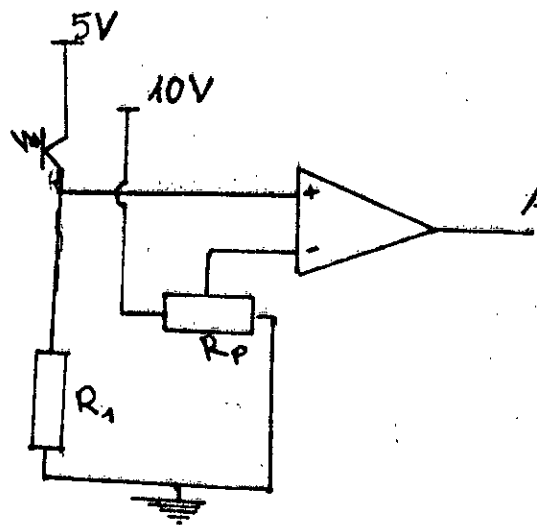


Fig (V-2) Circuit de mise en forme pour la phase A

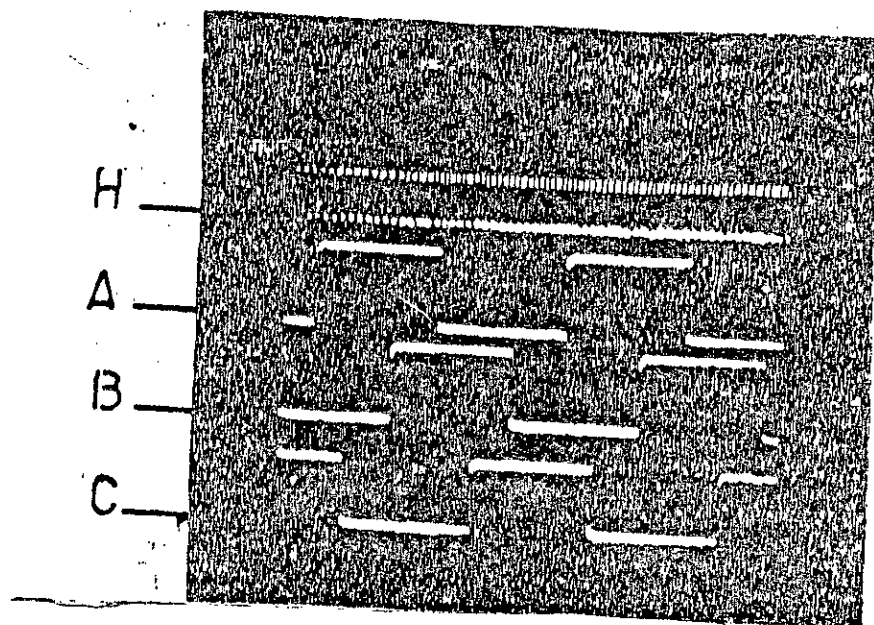


Fig (V-3) Signaux issus du capteur après mise en forme

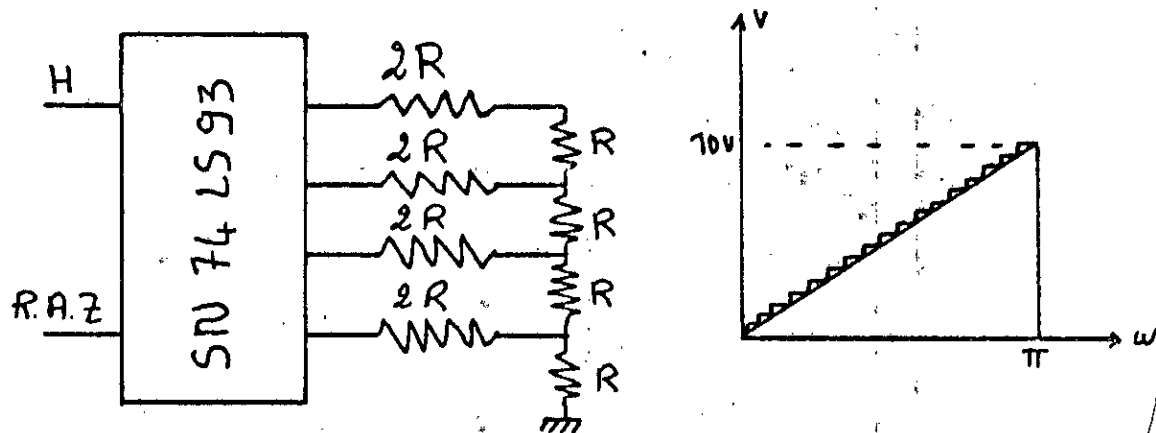


Fig (V-4) Conversion numérique analogique
et dent de scie

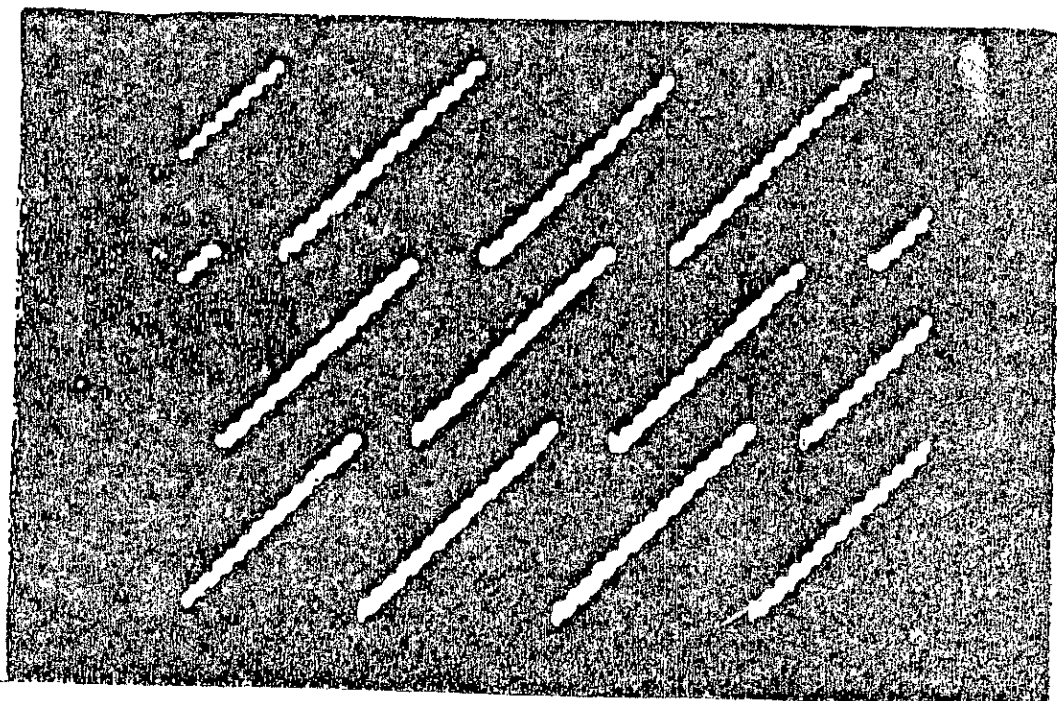


Fig (V-5) Visualisation des trois signaux en
dent de scie

Ce ci ne peut être obtenue que grâce aux trois remises à zéro

V-3) Remise à zéro (R.A.Z)

Les remises à zéro assurent la synchronisation entre les signaux en dents de scie et les forces électromotrices statoriques. Ces trois signaux de remise à zéro déphasés de 120° électriques l'un par rapport à l'autre, doivent être appliqués séparément aux trois compteurs. La période entre deux impulsions successives doit être égale à la demi-période de la force électromotrice. La procédure permettant d'avoir de tels signaux consiste à inverser logiquement les trois signaux A, B, C délivrés par le capteur, ce qui nous permet d'avoir alors six signaux A, \bar{A} , B, \bar{B} , C, \bar{C} .

A l'aide de porte logique "OR", nous additionnons ces signaux après les avoir différenciés (Figures V-6, V-7) .

V-4) Réglage de l'angle d'amorçage.

Les trois signaux en dent de scie sont comparés à une tension de commande proportionnelle à la valeur du courant continu .

Ce qui nous permet donc de travailler avec la valeur maximale de l'angle d'amorçage α_{\max} .

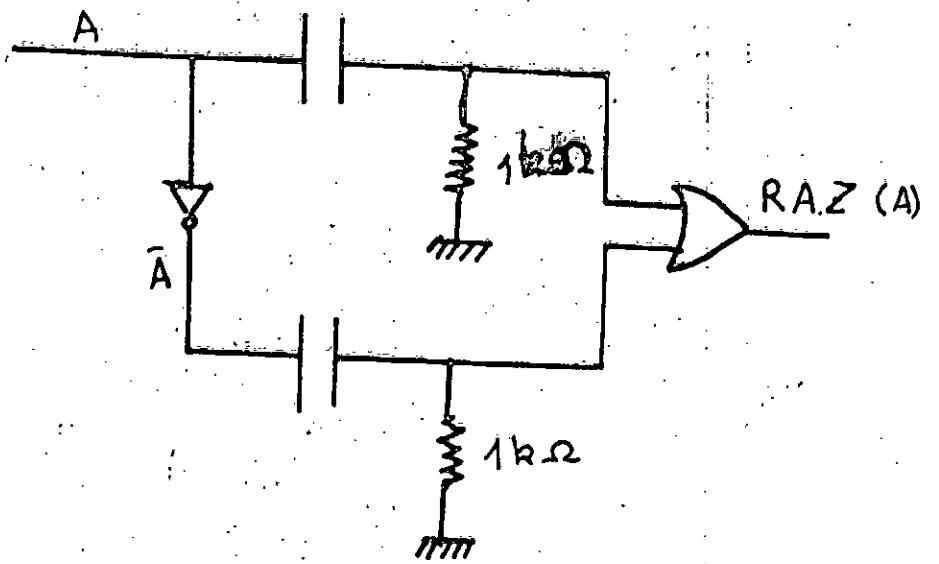


Fig (V-6) Circuit de remise à zéro

R.A.Z (A)

R.A.Z (B)

R.A.Z (C)

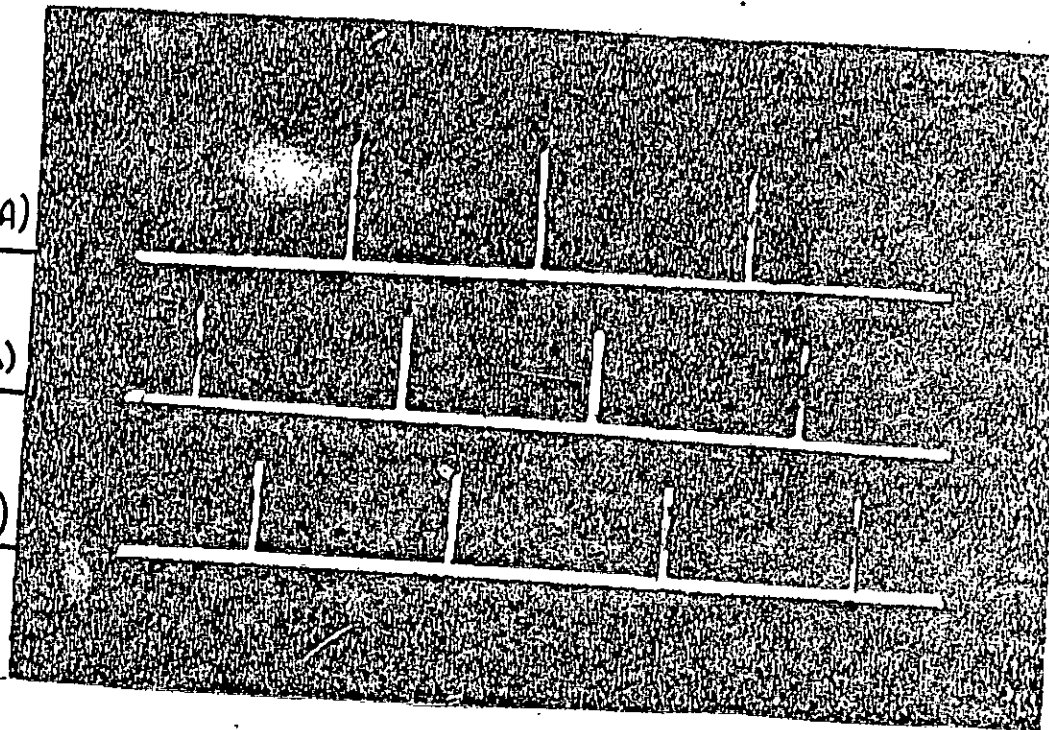


Fig (V-7) Visualisation des trois R.A.Z

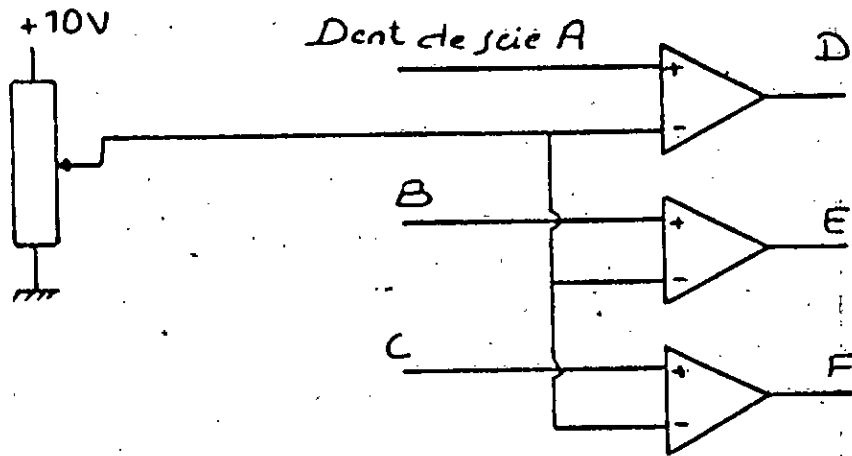


Fig (V-8) Circuit de comparaison

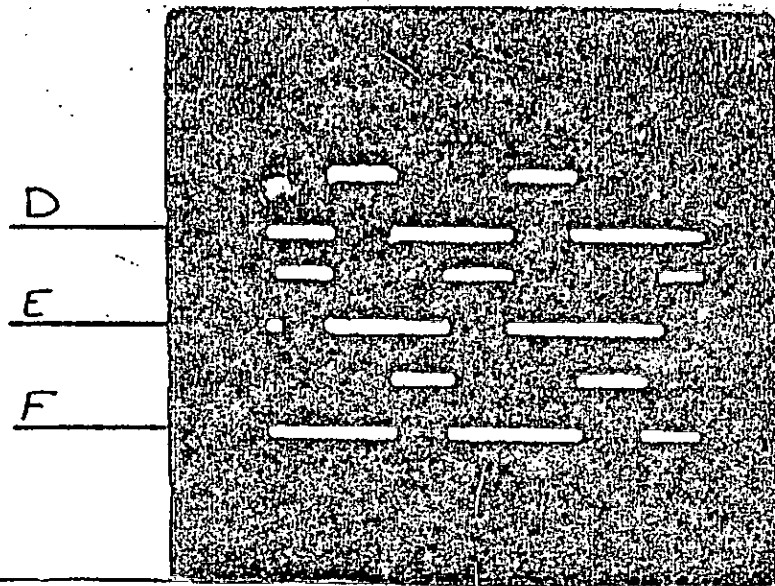


Fig (V-9) Signaux obtenus après comparaison

V-5) Mise en ordre des signaux.

La fig(V-9) nous montre les signaux issus du capteur de position, pour les trois phases, pour un tour dans le sens positif (le sens contraire des aiguilles d'une montre), puis un tour dans le sens négatif. Les signaux sont décalés entre eux d'un angle égal à 120° .

La fig(V-11) nous illustre le temp de conduction et le produit logique des six signaux $A, \bar{A}, B, \bar{B}, C$ et \bar{C} , pour chaque thyristor, pendant un tour dans le sens positif, puis un tour dans le sens négatif. Ce produit logique définit l'ordre convenable des séquences de déclenchement des thyristors.

Ce qui nous permet d'utiliser le bloc logique représenté dans la figure(V-12).

V-6) Multivibrateur-astable.

Pour avoir le train d'impulsion on utilise le multivibrateur-astable, dont la tension de sortie oscille entre deux états de saturation de l'amplificateur opérationnel.

Le produit de la sortie du multivibrateur et de la comparaison nous donne le signal appliqué entre la guachette et la cathode du thyristor du pont 2.

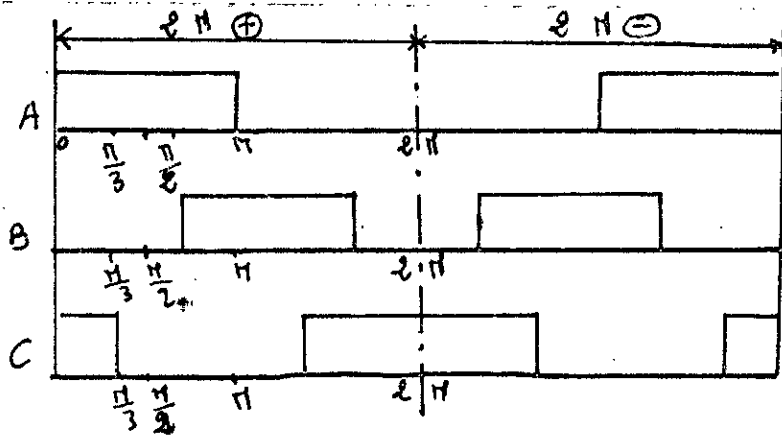


Fig (V-10) Signaux issus du capteur pour $2\pi+$ et pour $2\pi-$

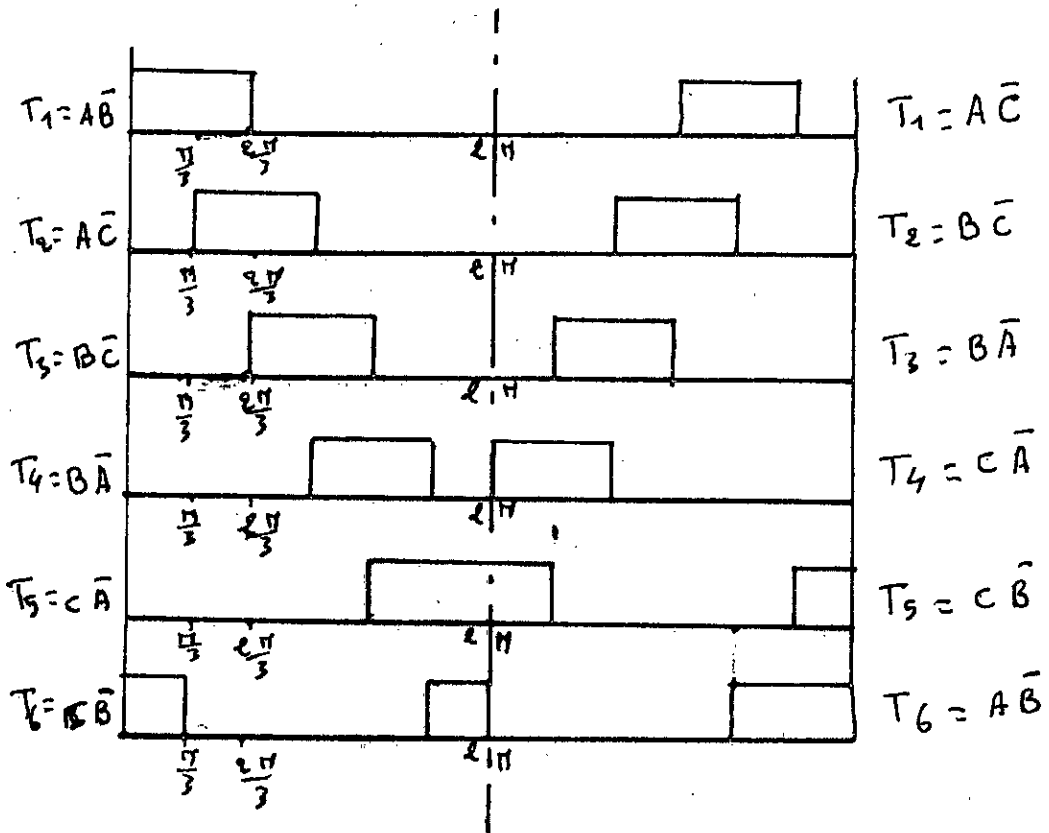


Fig (V-11) Temps de conduction pour chaque thyristor

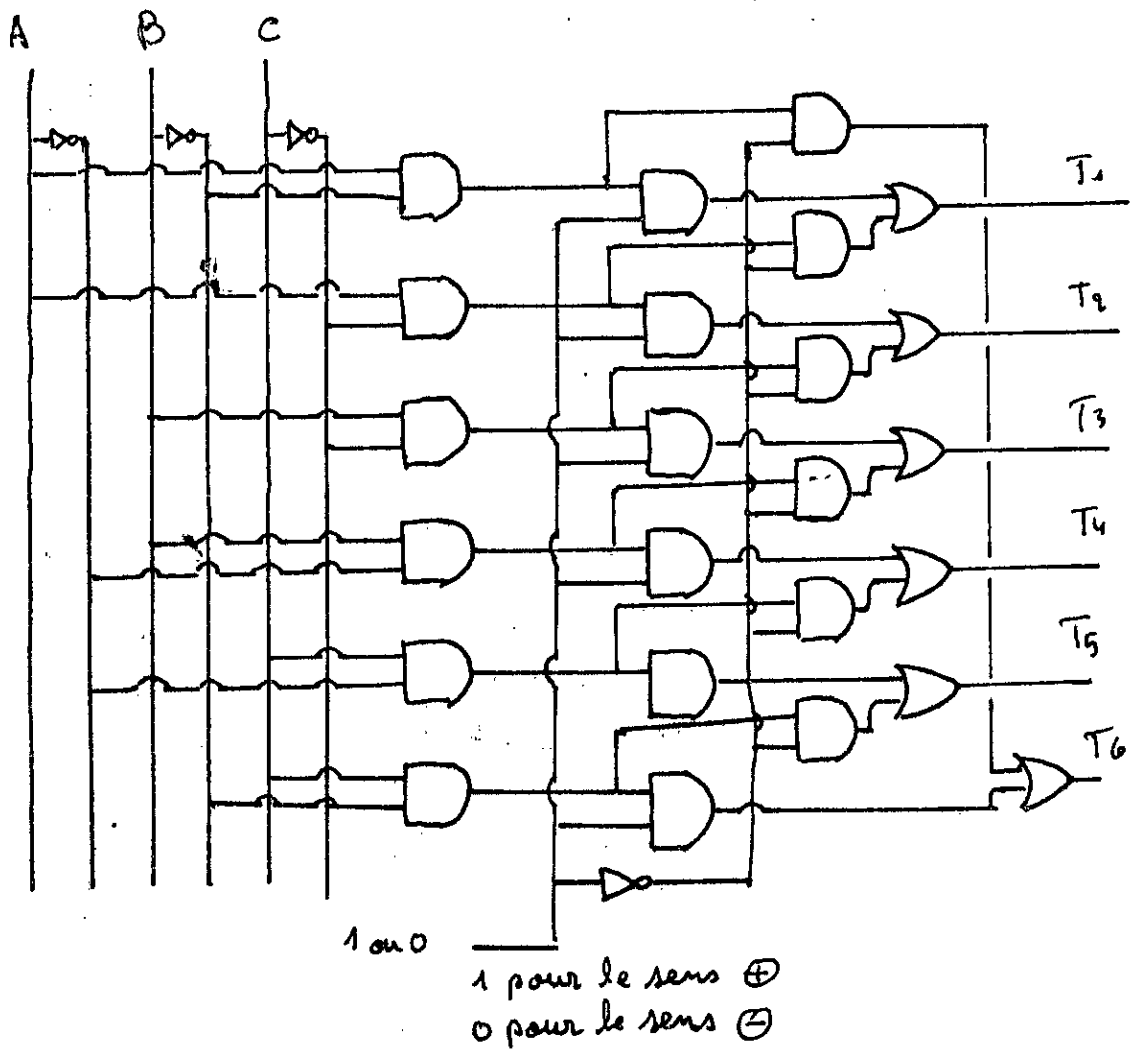


Fig (V-12) bloc logique

Conclusion

En conclusion, on peut dire que:

1) L'utilisation d'un capteur unique "Absolu et incrémental" associé à un dispositif de comptage nous simplifie au maximum grandement le dispositif de commande.

2) La commande proposée nous permet un fonctionnement à puissance maximale, dont la valeur maximale est limitée par la commutation.

3) La valeur de l'angle de commutation nous limite la plage de fréquence à utiliser.

4) La valeur de la réactance de la machine synchrone utilisée influe considérablement sur celle de l'angle de commutation.

5) L'étude faite nous indique que la morphologie rotorique de la machine synchrone conditionne, fortement la valeur de la réactance de commutation équivalente, c'est à dire la valeur de l'angle de commutation.

6) Pour minimiser l'angle de commutation, on peut dire que la machine synchrone utilisée doit avoir les paramètres adéquats, qui sont les suivants:

- La longueur du conducteur utile est supérieur au diamètre rotorique, moteur dit du type "saucisse".

- La largeur de l'encoche doit être supérieur ou égale à sa profondeur.

- La machine synchrone alimentée en courant doit être munis d'amortisseurs assez efficaces (nombre de barres le plus élevé possible).

- Le coefficient de raccourcissement doit être compris entre 0.8 à 0.85 .

[9] R. Chauprade et F. Milsant
Electronique de puissance

1982

[10] L. Barazane et A. Boukhelifa
Etude d'un redresseur à fréquence variable
Projet de fin d'étude ENP / 89

[11] M. Serradj et M. Amar
Conception et réalisation d'un capteur de position
pour une machine synchrone autopilotée.
Projet de fin d'étude ENP / 89

[12] A.C. Williamson
Naturally-commutated, converter-FFD synchronous
machines for medium and lower powers
University of manchester institute of science and
technology

[13] A. haddad et M. Guehaiz
Identification d'une machine synchrone
Projet de fin d'étude ENP / 89

[14] G. Segquier et F. Notelet
Electrotechnique industrielle

2^{eme} Edition 1982