

8/82

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université des Sciences et de la Technologie d'Alger  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

2ex



PROJET DE FIN D'ETUDES  
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

# Demarrage d'un groupe turbine à gaz de 100 MVA

Par convertisseur statique de fréquence  
2 PLANCHES



Proposé et suivi par :  
E. RABIA  
Ingénieur Sonelgaz

Etudie par :  
M. A. BOUZEGHOUB  
M. TOUAHAR

المكتبة الوطنية للعلوم الهندية  
القاهرة  
ECOLE NATIONALE  
DES SCIENCES ET  
DES ARTS

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université des Sciences et de la Technologie d'Alger  
**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE



**PROJET DE FIN D'ETUDES**  
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

Demarrage d'un groupe turbine  
à gaz de 100 MVA  
Par convertisseur statique de fréquence

Proposé et suivi par :  
**E. RABIA**  
Ingénieur Sonelgaz

Etudie par :  
**M. A. BOUZEGHOUB**  
**M. TOUAHAR**

**JANVIER 1982**



DEDICACES

POUR

MES PARENTS  
MA FEMME  
MES ENFANTS

Mohammed Améziane

MES PARENTS  
MES FRERES  
LA FAMILLE TOUHAR

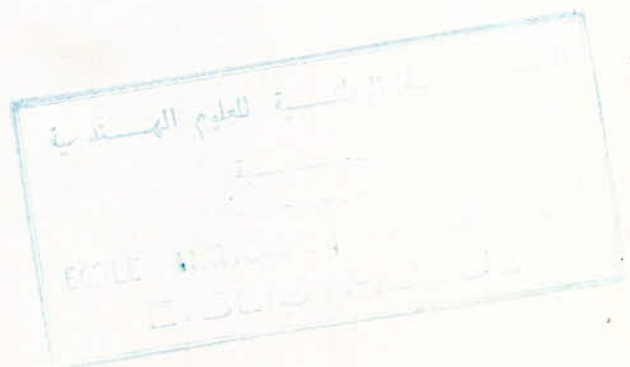
Mohammed



## REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier :

- Mr E. RABIA ingénieur chef de section des Etudes Générales d'Engineering - SONEGAS -
  - Les agents de l'Ecde Technique SONEGAS de BLIDA
- Pour l'aide qu'ils nous ont apportée à la réalisation de cet ouvrage .



-A- NOTIONS SUR LES

-TURBINES A GAZ

-MOTEURS SYNCHRONES

-CONVERTISSEURS STATIQUES

## - I - INTRODUCTION

L'entraînement des machines les plus diverses a constitué dès le début de l'électrotechnique, l'une des tâches principales de cette science.

De plus l'évolution de la technique, exige dans plusieurs domaines des vitesses variables. La plupart des machines à vitesses réglables, étaient entraînées par des moteurs à courant continu ; mais peu après la mise au point des semi-conducteurs de puissance, on a construit des équipements d'entraînement à vitesses variables utilisant des machines à courant triphasé, plus particulièrement des machines synchrones.

C'est le cas des turbogroupes à gaz qui sont démarrés par un moteur de lancement à courant continu ou asynchrone et qui actuellement utilisent leur propre alternateur comme moteur de lancement à vitesse réglable dont le stator est alimenté par le réseau à travers un convertisseur statique de fréquence.

Ces turbogroupes à gaz doivent être amenés à environ 60% de leur vitesse nominale, appelée vitesse autonome, afin qu'ils puissent développer leur propre force d'accélération.

La commande par convertisseur statique de fréquence pour les entraînements à vitesses variables, dont l'étude fera l'objet de cet exposé, a apporté aux processus industriels d'énormes avantages à savoir :

- bonnes performances.
- économie d'énergie.
- maintenance réduite.
- taux de disponibilité élevé.



## - II - NOTIONS SUR LES TURBINES A GAZ ET MACHINES SYNCHRONES

### 2-1 TURBINES A GAZ

#### 2-1-1 GENERALITES

Une introduction sur la machine à entraîner s'avère nécessaire afin de mieux cerner l'ensemble du problème à traiter et de définir ainsi le mode de lancement le plus adapté aux exigences technologiques modernes.

La machine à entraîner est une turbine à gaz de puissance nominale 100 MVA tournant à la vitesse de 3000 tr/mn .

Le développement sans cesse croissant des turbines à gaz est dû aux besoins réduits en eau de réfrigération et à leur démarrage rapide d'où leur utilisation :

- Dans les régions désertiques ou semi-désertiques (Cas de l'ALGERIE)
- Dans les grandes agglomérations pour les besoins en énergie de pointe .

Selon son utilisation la turbine à gaz peut servir soit à l'entraînement des compresseurs à gaz naturel et pompes ; soit en électricité dans les centrales à gaz entraînant un alternateur, soit combinée avec les centrales à vapeur .

#### 2-1-2 CONSTITUTION

Un turbogroupe à gaz est constitué :

- D'un compresseur et d'une turbine à gaz, portés par un arbre commun .
- D'une chambre de combustion verticale (construction KW, ou construction B.B.C) située au dessus de la ligne d'arbre,

ou à plusieurs chambres de combustion horizontales sur les côtés de la ligne d'arbre (construction S.G.E)

- d'un alternateur accouplé directement à la turbine à gaz et au compresseur.

- d'un moteur de lancement et d'une excitatrice.

Le lancement en utilisant l'alternateur en moteur synchrone alimenté par convertisseur statique sera retenu pour notre étude.

### 2.1.3 SCHEMA DE PRINCIPE D'UNE TURBINE A GAZ

(à cycle simple)

- démarrage avec moteur de lancement (fig: 2-1a)

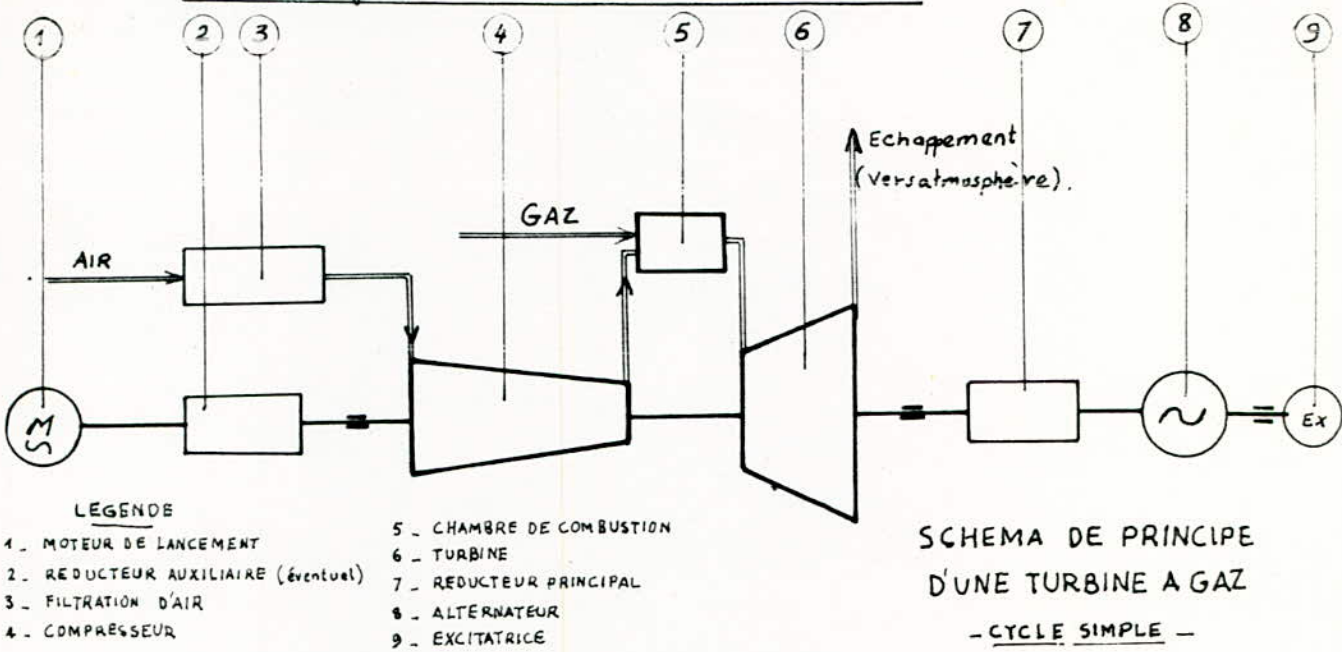
- démarrage par convertisseur statique de fréquence (fig: 2-1b)

### 2.1.4 FONCTIONNEMENT

Les turbines à gaz utilisent l'énergie de détente de gaz obtenue par combustion sous pression (de l'ordre de 9 bars) pour produire l'énergie mécanique nécessaire à l'entraînement d'un alternateur.

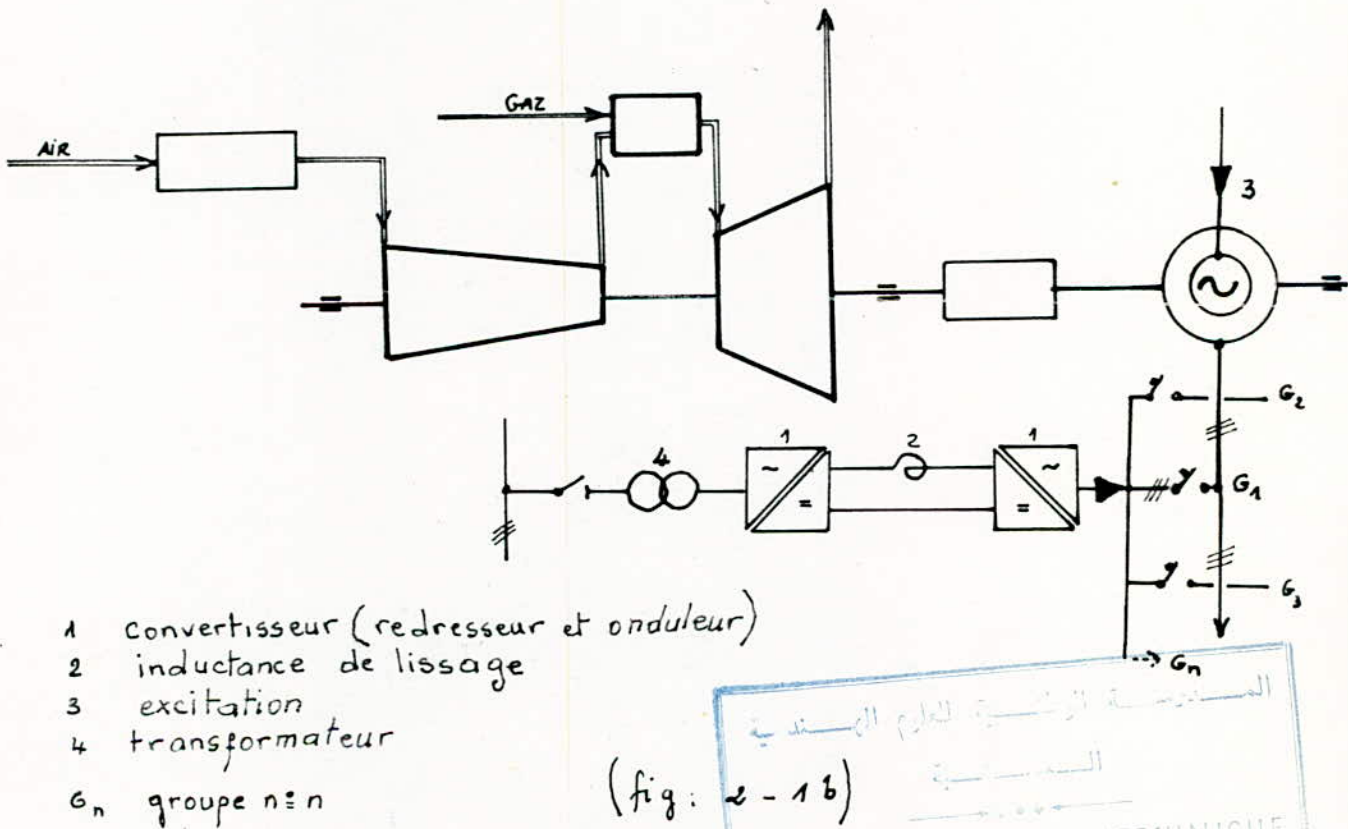
Le cycle de fonctionnement est décrit comme suit : (fig: 2-1a et b)  
le compresseur aspire l'air atmosphérique à travers un filtre et le comprime à environ 9 bars. Cet air est envoyé dans une chambre de combustion pouvant brûler le gaz naturel, le fuel-oil ou les deux combinés. Les gaz sortant de la chambre de combustion (à pression constante et à température de l'ordre de  $1000^{\circ}\text{C}$ ) se détendent dans la turbine fournissant ainsi l'énergie mécanique de rotation nécessaire au turbogroupe et s'échappent enfin vers l'atmosphère (la température à l'échappement est de l'ordre de  $400^{\circ}\text{C}$ ).

Démarrage avec moteur de lancement



(fig: 2-1 a)

Démarrage à l'aide d'un convertisseur statique de fréquence



(fig: 2-1 b)

المعهد الوطني للعلوم الهندسية  
البيروت  
البيروت  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHEQUE



## 2.1.5 SYSTEME DE DEMARRAGE

Il existe différents modes de démarrage dont les plus utilisés sont :

- Démarrage avec moteur à courant continu ou Alternatif
- Démarrage avec moteur diesel.
- Démarrage par détente de gaz sous pression ou vapeur sous pression.
- Démarrage avec convertisseur statique de fréquence.

Pour notre étude nous retiendrons le démarrage par convertisseur statique dont les avantages sont nombreux à savoir : suppression du moteur de lancement, remplacement du collecteur mécanique par un collecteur statique, système autopiloté donc pas de possibilité de décrochage, rapidité de démarrage etc...

## 2-2 MACHINE SYNCHROME

La machine synchrone est une machine réversible pouvant fonctionner en générateur et en moteur. Elle est constituée d'un induit généralement fixe portant un bobinage triphasé siège d'une f.e.m induite et d'un inducteur tournant excité par une source continue. Pour une fréquence normalisée de 50Hz, la machine synchrone porte un ou plusieurs paires de pôles (P) selon la vitesse de rotation à laquelle elle est soumise.

$$P = \frac{60 f}{N_{tr/mn}} \quad (6-1)$$

### 2-2-1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La rotation de l'inducteur revient à la rotation du vecteur induction  $\vec{B}$ , à la vitesse  $\omega$ , qui induit un flux variable dans le bobinage statorique, donc une f.e.m à ces bornes.

$$\vec{\phi} = \vec{B} \vec{S} = B \cdot S \cos \omega t \Rightarrow e = -n \frac{d\phi}{dt} = \omega B S \sin \omega t.$$

Si l'on place sur l'induit, 3 bobinages identiques décalés entre eux de  $\frac{2\pi}{3}$ , on obtient ainsi un système de f.e.m triphasé équilibré.

Le passage des courants dans les enroulements statoriques crée une f.m.m tournante de vitesse  $\Omega = \frac{\omega}{p}$  de même vitesse que le rotor.

Les pôles correspondants à la f.m.m de l'induit occupent pour un fonctionnement donné toujours la même position par rapport aux pôles de l'inducteur. Pour un fonctionnement en alternateur l'interaction des deux jeux de pôles produit le couple électro-magnétique qui freine le rotor permettant ainsi la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique. Pour le fonctionnement en moteur, le couple électromagnétique créé par l'interaction de

ces deux jeux de pôles, fait entraîner le rotor, permettant ainsi la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique.

La machine synchrone, utilisée en alternateur ou en moteur, tourne toujours à la vitesse correspondante à celle de la fréquence des courants et tensions à ses bornes.

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = pN \quad (7-1)$$

### 2-2-2 F.E.M A VIDE D'UNE MACHINE SYNCHRONE

Dans une machine synchrone équipée d'un enroulement à plusieurs encoches par pôle et par phase, la f.e.m est donnée par:

$$E = \frac{\pi}{\sqrt{2}} k_1 n \phi_r \cdot f \quad \text{avec} \quad k_1 = \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{m \sin \frac{\pi}{6m}} \quad \text{pour un système triphasé.} \quad (7-2)$$

$\phi_r$  flux inducteur

$n$  nombre total de conducteurs en série

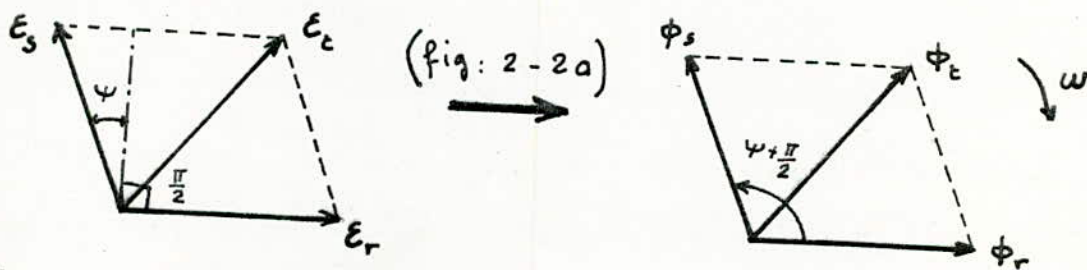
$f$  fréquence

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

$k_1$  coefficient de bobinage.

### 2-2-3 REACTION D'INDUIT POUR MACHINE A ROTOR LISSE

Quand l'induit est parcouru par des courants de pulsation  $\omega$  il crée un flux  $\phi_s$  tournant de réaction d'induit, de vitesse  $\Omega = \frac{\omega}{p}$ , qui modifie le flux tournant dans l'entrefer donc la f.e.m en charge.



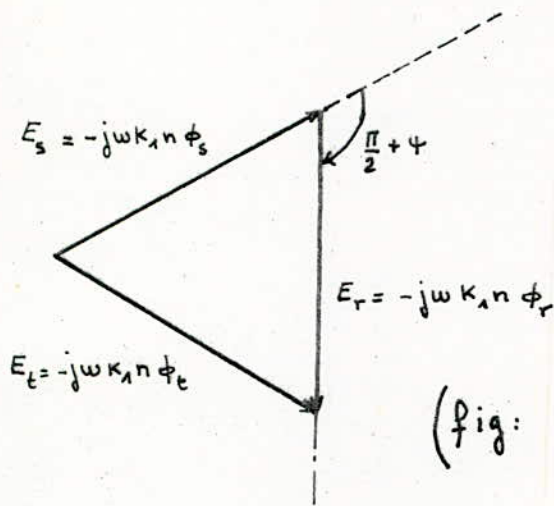
$\phi_r$  flux inducteur dû à  $\mathcal{E}_r$

$\phi_s$  flux de réaction d'induit dû à  $\mathcal{E}_s$

$\phi_c$  flux résultant dû à  $\mathcal{E}_c$



On peut représenter les f.e.m  $E_r, E_s, E_t$  correspondantes aux flux  $\phi_r, \phi_s$  et  $\phi_t$  puisque  $e = -k_1 n \frac{d\phi}{dt}$ .



si  $\psi$  est le retard du courant  $I$  dans une phase du stator sur  $E_r$ , les pôles de réaction d'induit sont décalés de  $\frac{\pi}{2} + \psi$  en arrière des pôles inducteurs.

#### 2.2-4 DIAGRAMME DE REACTANCE SYNCHRONE

Si on néglige la saturation, les f.e.m sont proportionnelles aux flux et aux f.m.m. La f.e.m résultante à travers une phase de l'induit est égale à :

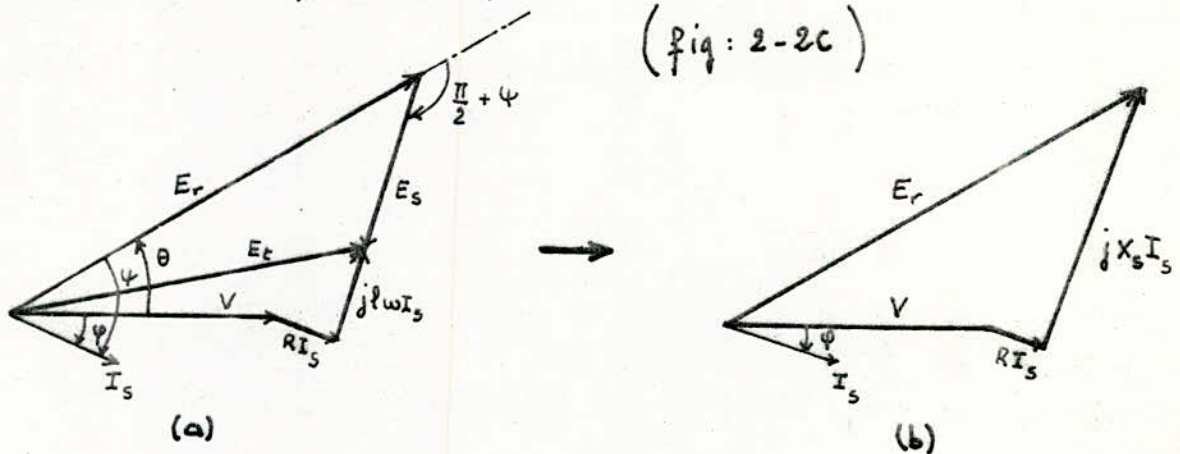
$$\vec{E}_t = \vec{V} + R\vec{I}_s + j\omega L_s \vec{I}_s \quad \text{ou} \quad \vec{E}_t = \vec{E}_s + \vec{E}_r$$

$V$  tension simple aux bornes de l'alternateur

(8-1)

$R$  résistance d'une phase

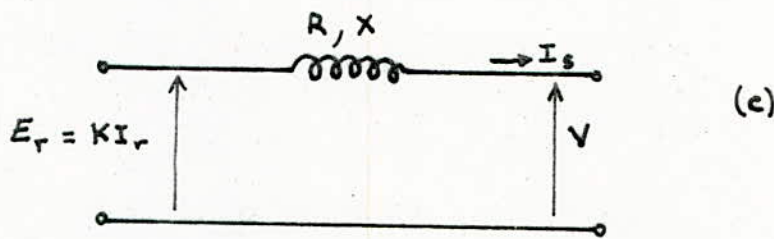
$\omega L_s$  réactance de fuite cyclique



avec  $E_r = kI_r$  et  $E_s = k\alpha I_s$  avec  $\alpha$  coefficient d'équivalence entre  $I_r$  et  $I_s$  tel que  $I_r' = \alpha I_s$  avec  $I_r'$  valeur de  $I_s$  ramenée au rotor.

Dans le diagramme (b)  $X_s$  tient compte des flux de réaction d'induit et des flux de fuites :  $X_s = l\omega + k\alpha$ .  $X_s$  est appelé réactance synchrone (fig: 2-2c).

Le diagramme à réactance synchrone (b) assimile la machine synchrone à un générateur de f.e.m  $E_r$  proportionnelle à  $I_r$  et d'impédance interne  $R + jX_s$  constante pour une fréquence donnée. Le schéma équivalent est donné par la figure ci-dessous (c).



### 2-2-5 MARCHE EN MOTEUR

Si la machine synchrone au lieu d'être entraînée est freinée par un couple résistant situé sur son arbre, le couple électromagnétique  $\frac{P_{em}}{\Omega}$  sera inversé. L'énergie électrique reçue du réseau sera ainsi transformée en énergie mécanique tout en conservant la vitesse de synchronisme fixée par la fréquence du réseau.

#### a) puissance du moteur synchrone

Si  $P_1$  est la puissance électrique fournie par le réseau au moteur, la puissance électromagnétique  $P_{em}$  transmise au moteur est :  $P_{em} = P_1 - (P_{cs} + P_{fs})$  avec  $P_{cs}$  et  $P_{fs}$  sont respectivement les pertes cuivre et les pertes fer du stator.

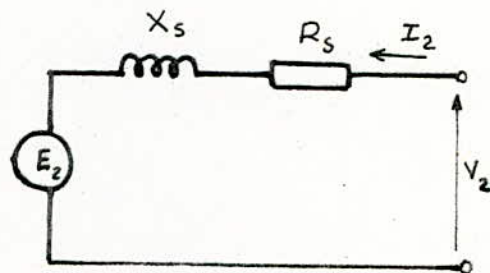
Le passage de la marche en générateur à la marche en moteur d'une machine synchrone est provoqué par le changement de signe de l'angle  $\theta$  entre le vecteur  $\vec{E}_r$  et la tension  $\vec{V}$  à ses bornes ; donc les expressions de la puissance et du couple sont les mêmes que ceux

de la marche en Alternateur mais affectées d'un signe négatif. Pour la commodité du raisonnement nous affecterons d'un signe positif les expressions de la puissance et du couple lors de la marche en moteur, et ceci est obtenu en remplaçant  $\theta$  par  $-\theta$  dans le schéma équivalent de la marche en alternateur (fig: 2-2c, (c)).

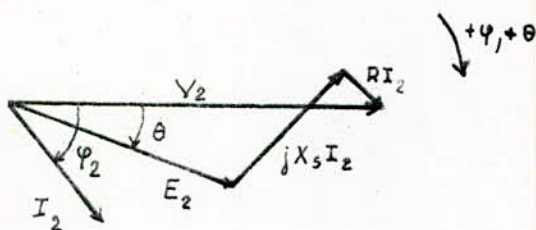
En adaptant  $\theta$  comme positif pour le fonctionnement en moteur, le diagramme des tensions du moteur synchrone à pôles lisses (fig: 2-2e) est obtenu à partir du schéma équivalent de la (fig: 2-2d).

$$\vec{V}_2 = \vec{E}_2 + R_s \vec{I}_2 + j X_s \vec{I}_2$$

(10-1)

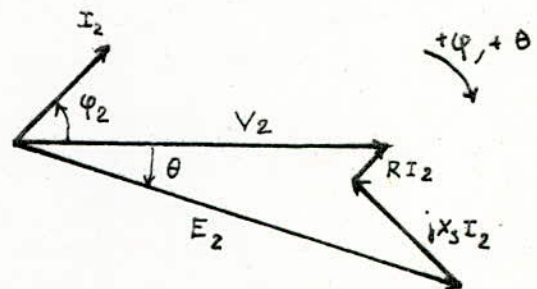


(fig: 2-2d)



(a)

(fig: 2-2e)



(b)

$$P = V_2 I_2 \cos \varphi_2 > 0, \quad 0 < \varphi_2 < \frac{\pi}{2}$$

moteur sous excité absorbant du réactif

$$Q = V_2 I_2 \sin \varphi_2 > 0 \quad (10-2)$$

$$P = V_2 I_2 \cos \varphi_2 > 0, \quad -\frac{\pi}{2} < \varphi_2 < 0$$

moteur surexcité créant du réactif

$$Q = V_2 I_2 \sin \varphi_2 < 0 \quad (10-3)$$

L'expression de la puissance absorbée  $P_a$  par le moteur est :

$$P_a = \frac{3V_2}{Z} [E_2 \sin(\theta - \xi) + V_2 \sin \xi] \quad \text{avec } Z = \sqrt{X_s^2 + R_s^2}$$

et l'expression de la puissance électromagnétique  $P_{em}$  est :



$$P_{em} = \frac{3E_2}{Z} [E_2 \sin(\theta + \xi) - E_2 \sin \xi] \quad \text{avec } \operatorname{tg} \xi = \frac{R_s}{X_s} .$$

En négligeant les pertes dans le cuivre on aura :

$$P_1 = P_{em} = \frac{3V_2}{X_s} E \sin \theta \quad (11-1)$$

b) couple du moteur synchrone

Le couple électromagnétique d'un moteur synchrone est :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad , \quad \text{avec } \Omega = 2\pi N \text{ vitesse angulaire synchrone du moteur.}$$

En négligeant  $R_s$  devant  $X_s$  on aura :

$$C_{em} = \frac{3E_2}{\Omega X_s} \cdot V_2 \sin \theta = \frac{3E_2 V}{2\pi N X_s} \sin \theta \quad (11-2)$$

# - III - RAPPEL SUR LES CONVERTISSEURS

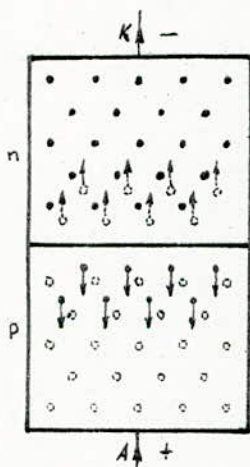
## 3.1 LES SEMI-CONDUCTEURS

### 3.1.1 JONCTION P-N

La jonction P-N est basée sur la physique du silicium (Si) ou du germanium (Ge).

On utilise souvent comme semi-conducteur l'élément tétravalent du Si; un atome du Si s'unissant à quatre autres forment un réseau stable.

Afin d'obtenir une conduction, on introduit dans le "Si" des atomes de phosphore (Ph) pentavalent pour obtenir une couche donneuse d'électrons notée "P" et des atomes d'Aluminium (Al) trivalent pour former une couche capteuse d'électrons notée "N". La mise en série de ces deux couches forme ainsi une jonction P-N.

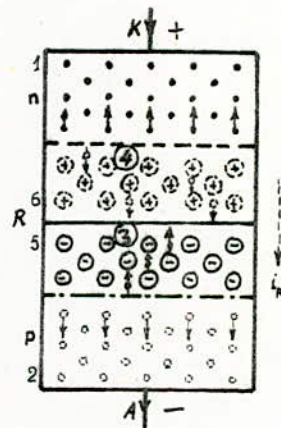


$U_{AK} > 0$   
jonction P-N polarisée en direct

- 1 électrons porteurs majoritaires
- 2 trous porteurs majoritaires
- 3 électrons porteurs minoritaires

R zone de charge d'espace  
L<sub>R</sub> courant inverse

(fig = 3-1a)



$U_{AK} < 0$   
jonction P-N polarisée en inverse

- 4 trous porteurs minoritaires
- 5 charge d'espace due aux accepteurs
- 6 charge d'espace due aux donneurs

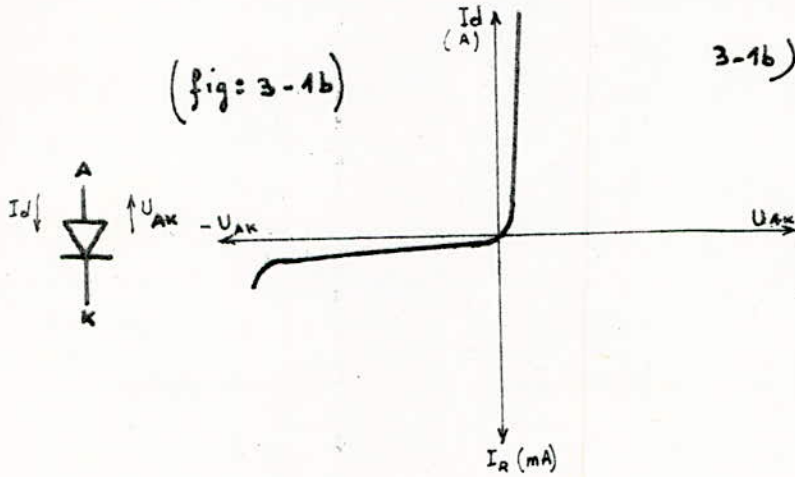
$i_P = i_d$  courant direct  
 $U_{AK}$  tension direct

### 3.1.2 DIODES ET THYRISTORS

### a) Diodes

La diode est le semi-conducteur élémentaire constitué par une seule jonction P-N.

Polarisée en direct la diode conduit et elle est bloquée dans le cas inverse.

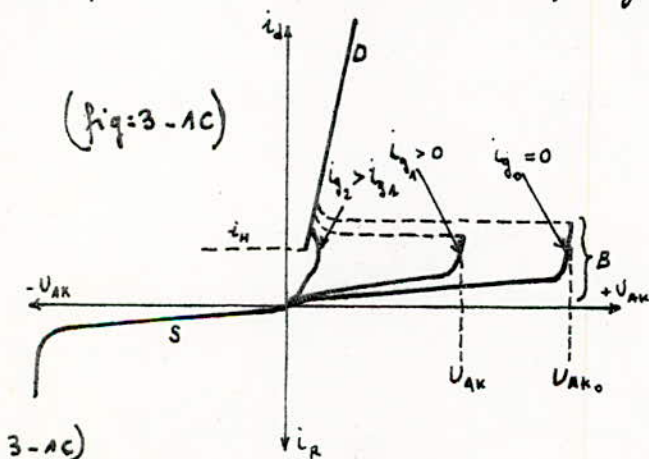


3-1b) symbole et caractéristique tension - courant d'une Diode

### b) Thyristors

Le thyristor est un semi-conducteur à trois jonctions, outre l'anode (A) et la cathode (K), ce redresseur est muni d'une électrode de déblocage (G) ou gâchette.

Lorsque la tension  $U_{AK}$  est négative le thyristor est à l'état bloqué quelle que soit l'impulsion de gâchette ( $i_g$ ). Le thyristor conduit lorsque la tension  $U_{AK}$  est positive et qu'une impulsion de gâchette est donnée. Dès qu'il est rendu conducteur, il le reste jusqu'à ce que le courant se soit annulé et il se comporte alors comme une simple jonction P-N.



- S caractéristique inverse
- B domaine de blocage
- D domaine de conduction
- $i_g$  courant de commande
- $U_{AK}$  tension de déblocage
- $U_{AK0}$  tension de déblocage avec  $i_g = 0$
- $i_H$  courant de maintien



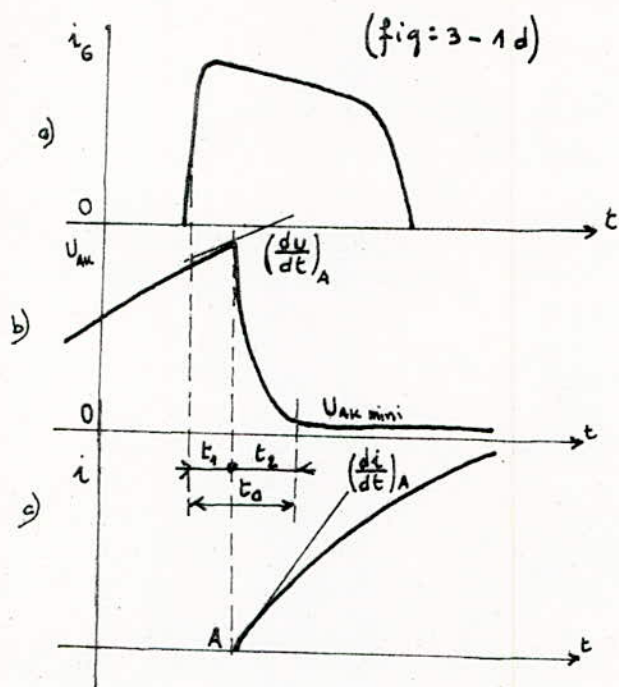
3-AC)

tension de déblocage d'un thyristor en fonction du courant de commande



## b-1- Dynamique de l'amorçage et du blocage d'un thyristor

### b-1-1 dynamique de l'amorçage : (fig:3-1d)

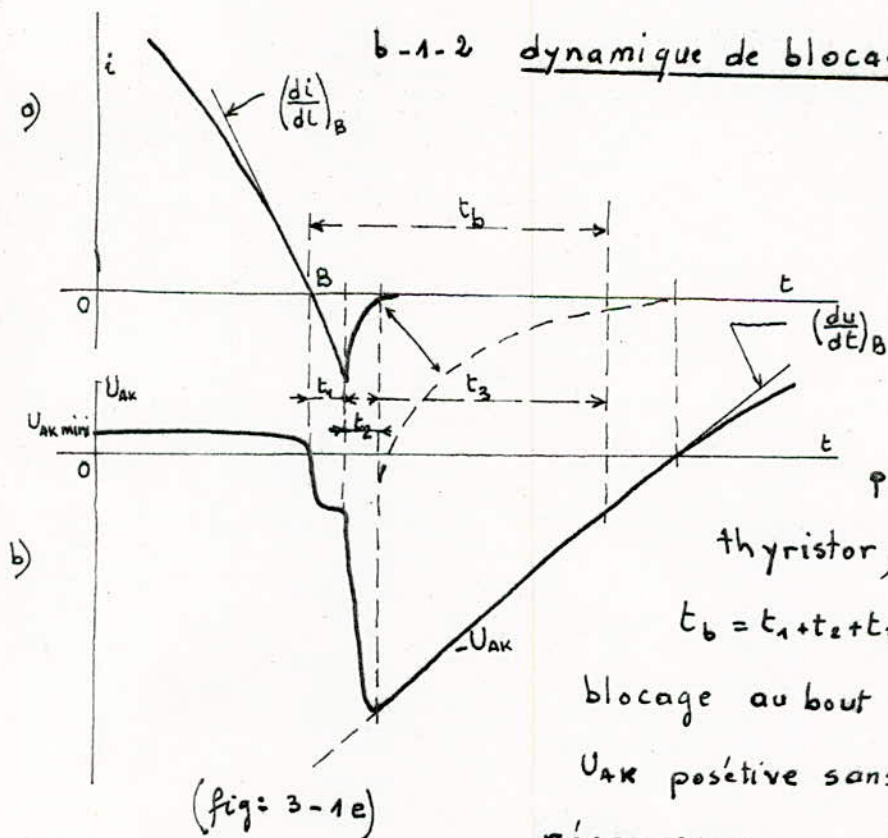


- a) impulsion de gachette  $i_g$
- b) tension directe  $U_{AK}$
- c) courant anodique

L'amorçage d'un thyristor n'est pas instantanée, il existe un temps  $t_a = t_1 + t_2$  appelé durée totale de l'amorçage.  $(\frac{du}{dt})_A$  et  $(\frac{di}{dt})_A$  représentent les vitesses de variation de la tension  $U_{AK}$  et du courant anodique  $i$ , dont la

Connaissance est importante pour le dimensionnement et la protection des thyristors.  $t_1 \rightarrow$  temps mort durant lequel  $i = 0$   
 $t_2 \rightarrow$  durée d'établissement  
 $U_{AK \text{ mini}} \rightarrow$  chute de tension interne.

### b-1-2 dynamique de blocage : (fig:3-1e)



- a) variation de  $i$
- b) variation de  $U_{AK}$

$U_{AK \text{ mini}} \rightarrow$  Regime permanent

Il en est de même pour le blocage du thyristor, il existe un temps  $t_b = t_1 + t_2 + t_3$  appelé durée de blocage au bout duquel on peut rendre  $U_{AK}$  positive sans provoquer le réamorçage.



b-2 Commutation - angle de retard à l'amorçage -  
angle de commutation

b-2-1 commutation : (fig = 3-1f)

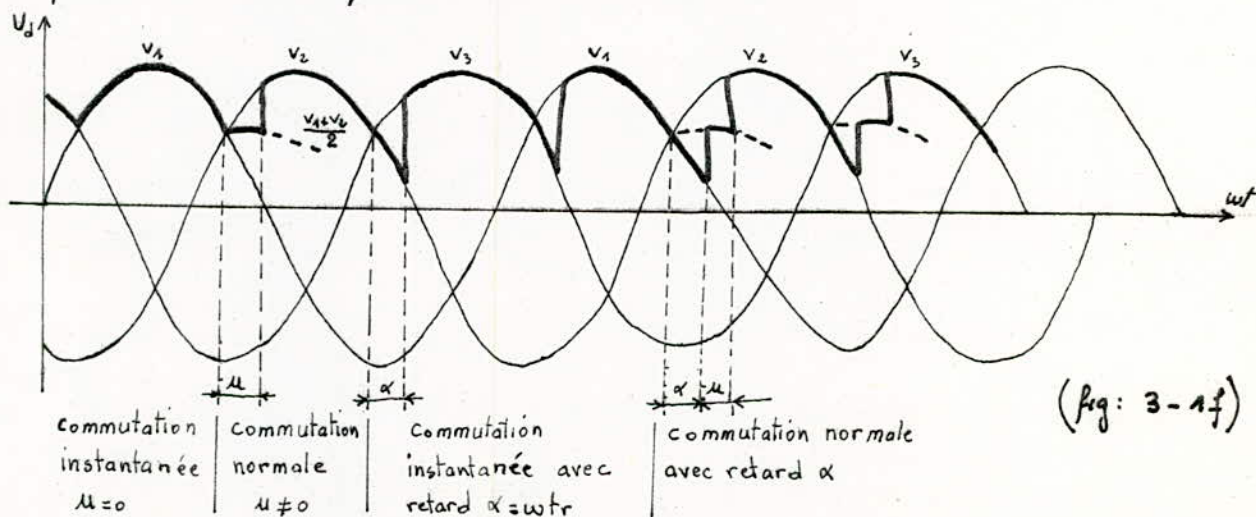
On appelle commutation, le transfert de courant d'un redresseur à un autre ou plus généralement d'un circuit à un autre. La commutation peut être naturelle ou forcée selon que les redresseurs en présence sont non commandés ou commandés.

b-2-2 angle de retard à l'amorçage : (fig = 3-1f)

on appelle angle de retard à l'amorçage l'angle  $\alpha = \omega t_r$  où  $t_r$  est le temps de retard. L'amorçage naturelle se fait à  $\alpha = 0$

b-2-3 angle de commutation : (fig = 3-1f)

Alors que souvent nous considérerons que la commutation est instantanée, en réalité il existe toujours une durée de commutation  $t_c$  exprimée par l'angle de commutation  $\mu = \omega t_c$  (généralement faible) qui entraîne durant ce temps une diminution de la tension moyenne redressée. Ceci est dû au fait que lorsqu'un thyristor s'amorce, le thyristor suivant qui est à l'état de conduction ne se désamorce pas instantanément à cause des inductances du circuit qui n'admettent pas de variations de courant aussi rapide, d'où un temps  $t_c$  durant lequel les deux thyristors sont en court-circuit.



## 3-2 LES CONVERTISSEURS STATIQUES

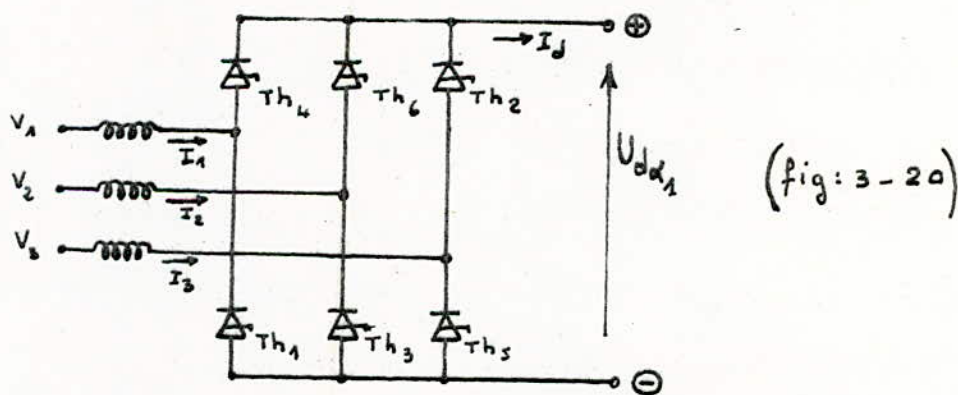
### 3-2-1 CONVERTISSEUR ALTERNATIF-CONTINU OU REDRESSEUR

a) Définition : on appelle redresseur un convertisseur statique de puissance qui transforme le courant alternatif d'un réseau en courant continu.

b) Redresseur triphasé à thyristors : montage GRAËTZ

b-1 Description : (fig: 3-2a)

Le montage GRAËTZ est obtenu par association en série de deux montages triphasés simples, l'un formé d'un groupe de trois thyristors ( $Th_2, Th_4, Th_6$ ) à cathode commune formant le pôle positif, l'autre formé de trois autres thyristors ( $Th_1, Th_3, Th_5$ ) à anode commune formant le pôle négatif ; l'ensemble est alimenté par un transformateur triphasé dont les enroulements primaires et secondaires peuvent être branchés en étoile ou triangle.



b-2 Fonctionnement :

on suppose que :

- Le secondaire du transformateur d'alimentation est en étoile ( $\Delta$ ), de tensions simples  $v_1, v_2, v_3$  et de courants de phases respectifs  $i_1, i_2, i_3$ .
- Le courant dans le circuit passe sans interruption dans le sens imposé par les thyristors.



- Les impédances des circuits de couplage au réseau sont négligeables.
- L'amorçage des thyristors se fait avec un angle de retard  $\alpha$  et  $u=0$ .

### b-2-1 Ordre de conduction des thyristors:

Indice de commutation: c'est le nombre de commutations qui se produisent dans un même groupe commutant au cours d'une période de la tension d'alimentation.

Indice de pulsation: c'est le nombre de commutations non simultanées qui se produisent dans le redresseur durant une période de la tension d'alimentation.

Dans le système triphasé à pont de GRAETZ, les indices de pulsation et de commutation sont respectivement  $P=6$  et  $q=3$ .

Les phases qui conduisent sont celles entre lesquelles la différence de potentiel est maximale, à condition que les thyristors respectifs aient reçu une impulsion de gâchette suffisante à leur déblocage.

Le système triphasé des tensions simples aux bornes du secondaire en étoile d'un transformateur est:

$$v_1 = V_m \sin \omega t$$

$$v_2 = V_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (17-1)$$

$$v_3 = V_m \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

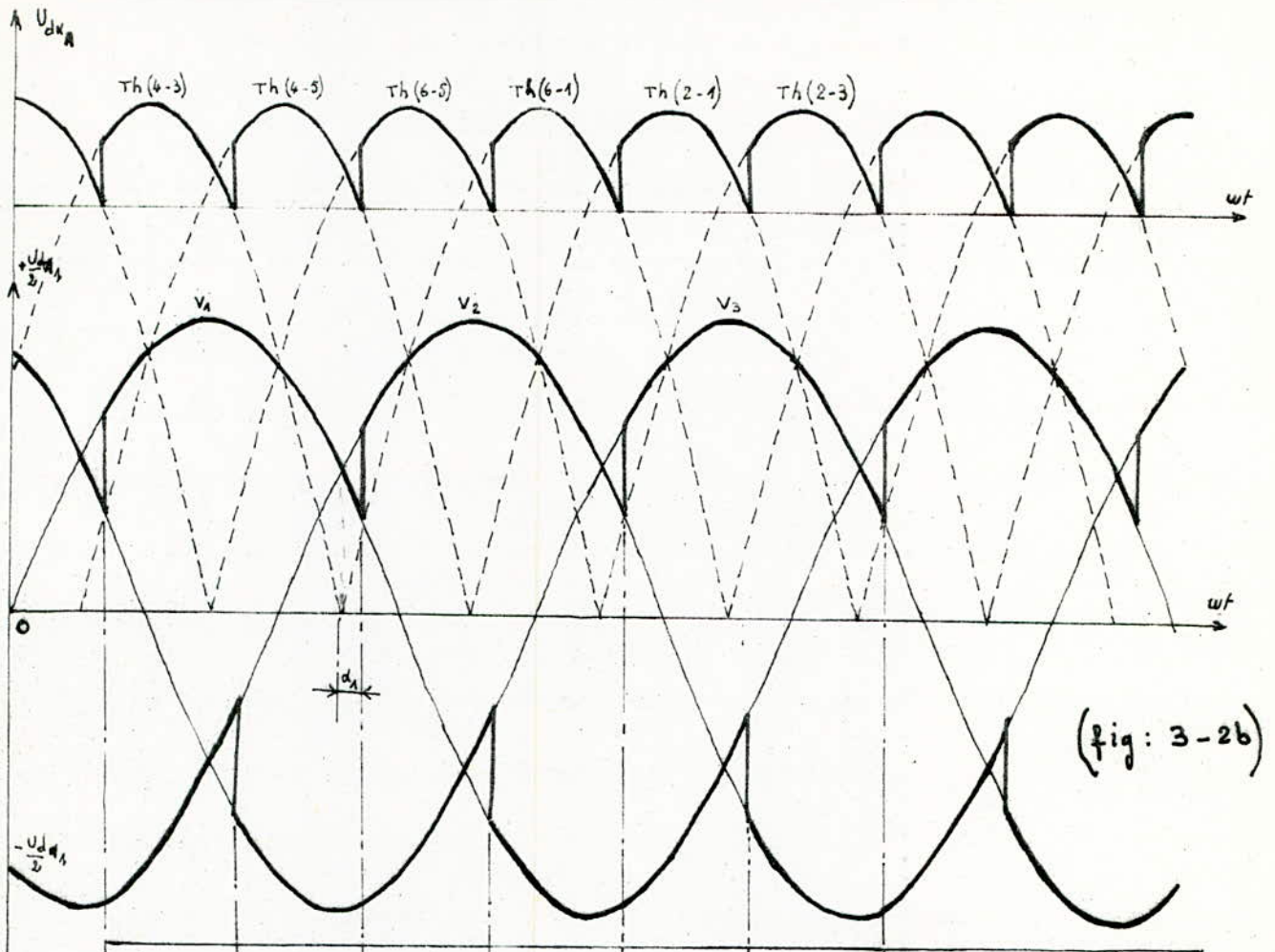
En se basant sur la figure (3-2b) on en déduit l'ordre de conduction des thyristors ainsi que la forme de la tension redressée. La figure (3-2c) donne l'allure de la forme du courant de phase  $I_{d\alpha}$  avec  $I_{d\alpha}$ : courant redressé de la phase I.

$U_{d\alpha}$ : tension redressée en fonction du retard  $\alpha$ , en supposant que la commutation est instantanée.

Th (i-j): thyristors i et j qui conduisent en même temps.



Tension redressée  $U_{d\alpha}$  dans un pont de GRAËTZ avec retard  $\alpha_1$

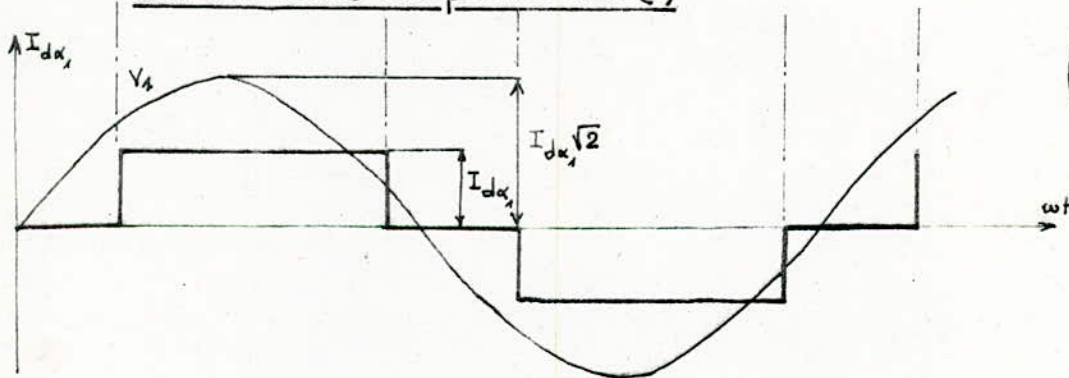


(fig: 3-2b)

1	2	3	4	5	6	états
$v_1 - v_2$	$v_1 - v_3$	$v_2 - v_3$	$v_2 - v_1$	$v_3 - v_1$	$v_3 - v_2$	tension résultante
Th(4-3)	Th(4-5)	Th(6-5)	Th(6-1)	Th(2-1)	Th(2-3)	thyristors conducteurs

L'ordre de conduction est donné selon le montage en pont de GRAËTZ (fig: 3-2a)

courant dans la phase une (1)

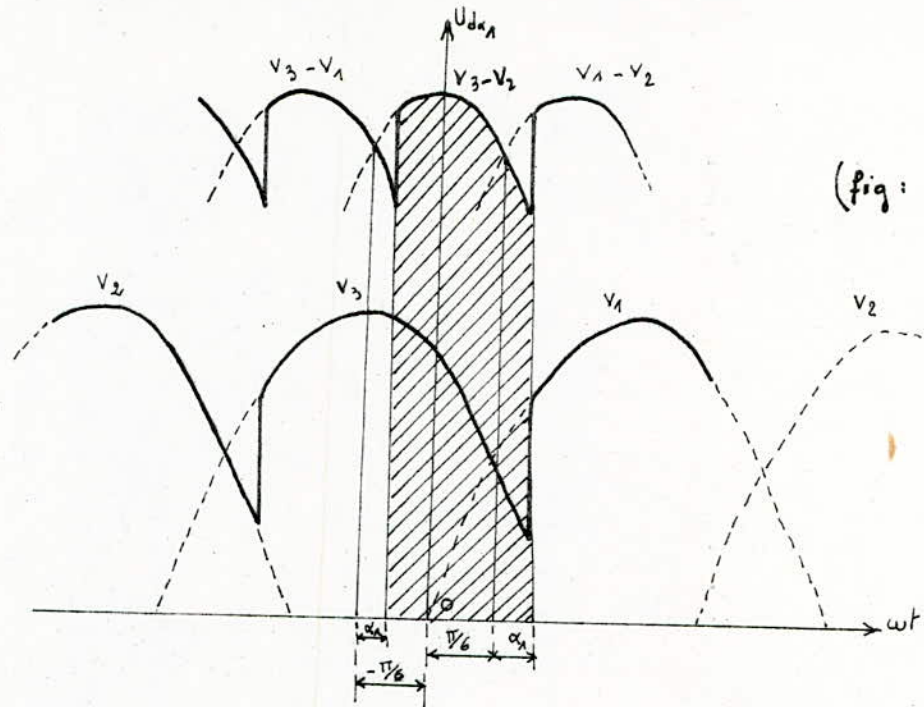


(fig: 3-2c)

b-3 Valeur moyenne de la tension redressée

La tension moyenne redressée définie à partir de la (fig: 3-2d) pour  $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$

lors de la conduction des thyristors Th(3-2)



(fig: 3-2d)

$$v = v_3 - v_2 = \sqrt{3} V_m \cos \omega t$$

$$U_{d\alpha_1} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/6 + \alpha_1}^{\pi/6 + \alpha_1} \sqrt{3} V_m \cos \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha_1 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff} \cos \alpha_1$$

pour  $\alpha_1 = 0 \Rightarrow U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff}$  qui est la tension redressée maximale.

$$U_{d\alpha_1} = U_{d0} \cos \alpha_1 \quad (19-1)$$

Lorsque la commutation n'est pas instantanée donc  $\mu \neq 0$  on aura :

$$U_{d\alpha_1} = U_{d0} \cos(\alpha_1 + \mu) \quad (19-2)$$

- Coefficient de réglage :

$$\frac{U_{d\alpha_1}}{U_{d0}} = \frac{U_{d0} \cos \alpha_1}{U_{d0}} = \cos \alpha_1 \quad \frac{U_{d\alpha_1}}{U_{d0}} = \cos \alpha_1 \quad (19-3)$$

- Valeur efficace de la tension redressée :

$$U_{eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/6 + \alpha_1}^{\pi/6 + \alpha_1} (\sqrt{3} V_m \cos \omega t)^2 \, d\omega t \Rightarrow U_{eff} = \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{2}} V_{eff} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha_1} \quad (19-4)$$

- Facteur de forme :

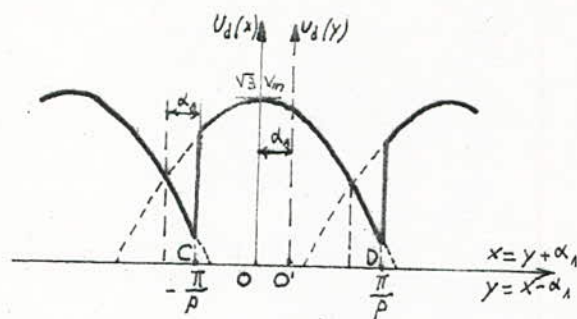
$$F_{\alpha_1} = \frac{U_{d\alpha_1}}{U_d} = \frac{\pi}{3\sqrt{2} \cos \alpha_1} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha_1} \quad (19-5)$$

- Taux d'ondulation :

$$T = \sqrt{F_{\alpha_1}^2 - 1} \quad (19-6)$$



## b-4 Harmoniques de tension redressée $U_{d\alpha}$



tension redressée  $U_{d\alpha}$   
(fig: 3-2e)

en faisant le changement de variable

$x = y + \alpha_1$  (avec  $-\frac{\pi}{p} + \alpha_1 \leq x \leq \frac{\pi}{p} + \alpha_1$ ) on a:

en (C)  $y = -\frac{\pi}{p}$  et en (D)  $y = +\frac{\pi}{p}$

(avec  $p = 6$  dans notre cas)

$U_d = \sqrt{3} V_m \cos(y + \alpha_1)$  de période  $\frac{2\pi}{p}$ . Une décomposition en série

de Fourier de  $U_d$  donne :

$$U_d = U_{d\alpha_1} + A_1 \sin py + B_1 \cos py + \dots + A_k \sin kpy + B_k \cos kpy.$$

tous les harmoniques existent d'où la détermination des  $A_k, B_k$ .

$$A_k = \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} U_d \sin kpy \, dy = \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} \sqrt{3} V_m \cos(y + \alpha_1) \sin kpy \, dy$$

après intégration on obtient

$$A_k = (-1)^k U_{d0} \frac{2}{n^2 - 1} \sin \alpha_1 \quad (20-1)$$

avec  $n = kp$

$$B_k = \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} U_d \cos kpy \, dy = \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} \sqrt{3} V_m \cos(y + \alpha_1) \cos kpy \, dy$$

par le même raisonnement que pour  $A_k$  on détermine  $B_k$ .

$$B_k = -(-1)^k U_{d0} \frac{2}{n^2 - 1} \cos \alpha_1 \quad (20-2)$$

Le développement en série de Fourier de  $U_d$  est :

$$U_d = U_{d0} \left[ \cos \alpha_1 + \frac{2}{p^2 - 1} (\cos \alpha_1 \cos py - p \sin \alpha_1 \sin py) - \frac{2}{2^2 p^2 - 1} (\cos \alpha_1 \cos 2py - 2p \sin \alpha_1 \sin 2py) + \dots - (-1)^k \frac{2}{k^2 p^2 - 1} (\cos \alpha_1 \cos kpy - kp \sin \alpha_1 \sin kpy) + \dots \right]$$

avec  $k = 1, 2, \dots$  ;  $n = p, 2p, \dots$  ; avec  $p = 6$  pour le montage en pont de GRAËTZ ; et  $x = y + \alpha_1$  donc  $y = x - \alpha_1$

L'harmonique de rang  $k$  de  $U_d$  est l'harmonique  $n$  du réseau.



en retournant à la variable  $x = \omega t$  on aura :

$$u_d = U_{d0} \left[ \cos \alpha_1 + \frac{2}{p^2 - 1} \left( \cos \alpha_1 \cos p(x - \alpha_1) - p \sin \alpha_1 \sin p(x - \alpha_1) \right) + \right. \\ \left. - \frac{2}{2^2 p^2 - 1} \left( \cos \alpha_1 \cos 2p(x - \alpha_1) - 2p \sin \alpha_1 \sin 2p(x - \alpha_1) \right) + \right. \\ \left. + \dots - (-1)^k \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \left( \cos \alpha_1 \cos kp(x - \alpha_1) - kp \sin \alpha_1 \sin kp(x - \alpha_1) + \dots \right) \right]$$

L'harmonique fondamentale est obtenu pour  $k=1$  et  $p=6$  soit :

$$u_{d1} = U_{d0} \left[ \cos \alpha_1 + \frac{2}{35} \left( \cos \alpha_1 \cos 6(x - \alpha_1) - 6 \sin \alpha_1 \sin 6(x - \alpha_1) \right) \right]$$

L'amplitude  $U_{k\alpha_1}$  de l'harmonique  $k$  de  $u_d$  est : (21-1)

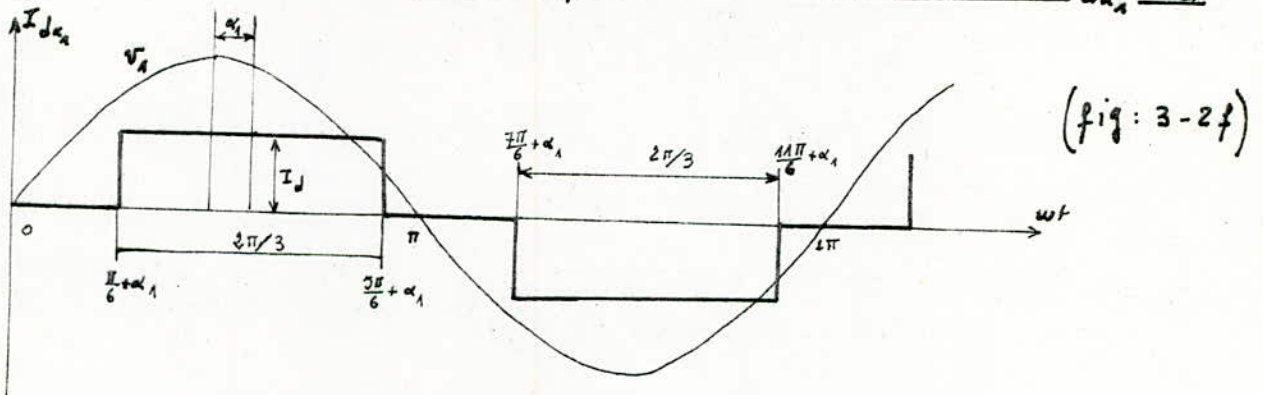
$$U_{k\alpha_1} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} = U_{d0} \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{k^2 p^2 \sin^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_1}$$

Pour  $\alpha_1 = 0 \Rightarrow U_{k0} = U_{d0} \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \Rightarrow \frac{U_{k\alpha_1}}{U_{k0}} = \sqrt{k^2 p^2 \sin^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_1}$  (21-2)

Donc à tension d'alimentation constante le réglage de phase

multiplie par  $\sqrt{k^2 p^2 \sin^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_1}$  l'amplitude des harmonique de  $u_d$ .

### b-5 Harmoniques de courant redressé $I_{d\alpha_1} = I_d$ :



Le courant  $I_d$  est sous forme de créneaux de largeur  $\frac{2\pi}{3}$  de période  $2\pi$ ,

décomposable en série de Fourier. Le courant de la phase I (fig: 3-2f)

peut s'écrire :  $i = \frac{A_0}{2} + \sum (A_k \sin kx + B_k \cos kx)$  avec  $x = \omega t$

$$A_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d dx = 0$$

$$A_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i \sin kx dx = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha_1}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha_1} I_d \sin kx dx - \int_{\frac{7\pi}{6} + \alpha_1}^{\frac{11\pi}{6} + \alpha_1} I_d \sin kx dx \right]$$

$$A_k = \frac{I_d}{k\pi} \left[ \cos k \left( \frac{\pi}{6} + \alpha_1 \right) - \cos k \left( \frac{5\pi}{6} + \alpha_1 \right) + \cos k \left( \frac{7\pi}{6} + \alpha_1 \right) - \cos k \left( \frac{11\pi}{6} + \alpha_1 \right) \right]$$

$A_n = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos \alpha$ , il en est de même pour  $B_k$  on aura :

$$B_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i \cos k\pi dx = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha_1}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha_1} I_d \cos k\pi dx - \int_{\frac{7\pi}{6} + \alpha_1}^{\frac{11\pi}{6} + \alpha_1} I_d \cos k\pi dx \right]$$

$$B_k = \frac{I_d}{k\pi} \left[ \sin k \left( \frac{5\pi}{6} + \alpha_1 \right) - \sin k \left( \frac{\pi}{6} + \alpha_1 \right) + \sin k \left( \frac{7\pi}{6} + \alpha_1 \right) - \sin k \left( \frac{11\pi}{6} + \alpha_1 \right) \right]$$

$$\Rightarrow B_1 = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin \alpha_1$$

$$i_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d (\cos \alpha_1 \sin k\pi - \sin \alpha_1 \cos k\pi) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin(\pi - \alpha_1)$$

L'harmonique fondamental de  $I_d$  est :

$$\boxed{i_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin(\pi - \alpha_1)} \quad (22-1)$$

### b-6 Valeur efficace du courant par phase

Chaque thyristor conduit durant  $\frac{2\pi}{3}$  un courant  $I_d$ . Le courant moyen dans un thyristor est :  $I_{moy} = \frac{I_d}{3}$

Le courant efficace dans le thyristor est :  $I_{eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\omega t$

$I_{eff} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$  qui donne un courant par phase au secondaire du

transformateur  $\boxed{I_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d}$  obtenu par  $I_1^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 dt$  (22-2)

soit  $I_{s1}$  la valeur efficace du terme fondamental  $i_1$  on a :

$$\boxed{I_{s1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} I_d} ; \text{ le coefficient de distorsion } \mu \text{ vaut } \mu = \frac{I_{s1}}{I_{eff}} = 0,955 \quad (22-4)$$

Puissance active  $P = U_d I_d = \frac{3V_m}{\sqrt{2}} I_{s1} \cos \alpha_1$  et la puissance apparente  $S = \frac{3V_m}{\sqrt{2}} I_{s1}$ .

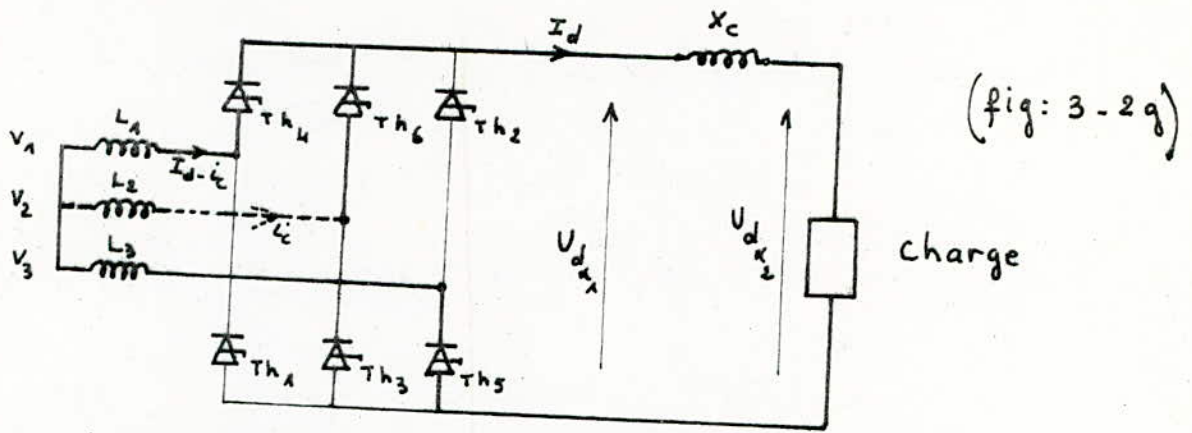
D'où le facteur de puissance F.P =  $\frac{P}{S} = \frac{I_{s1} \cos \alpha_1}{I_{eff}} = \mu \cos \alpha_1$  avec la commutation instantanée  $\mu = 0$  pour  $\mu \neq 0$  on aura

$$\boxed{F.P = \frac{3}{\pi} \cos \left( \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2} \right)} \quad (22-3)$$

On constate que la tension, la puissance et le courant diminuent quand on augmente  $\alpha_1$ .



b-7 Détermination de l'angle de commutation ( $u_1$ ) :



Jusqu'à présent nous avons considéré que la commutation est instantanée donc  $u_1 = 0$  (angle de commutation). En réalité il existe toujours un temps de commutation  $t_c$  tel que  $u_1 = \omega t_c$ . Soit  $X_c$  de valeur très élevée,  $I_d$  parfaitement lissé et  $L_1 = L_2 = L_3 = L$ . Lors de la commutation de  $Th_4$  vers  $Th_6$  (fig: 3-2e) on a :

$$v_1 - L \frac{d(I_d - i_c)}{dt} + \frac{di_c}{dt} - v_2 = 0 \quad (23-1)$$

comme  $I_d$  est considéré constant l'équation ci-dessus donne pour  $i_c = 0$  à  $t = 0$  (condition initiale) :

$$i_c = \frac{\sqrt{3} V_m}{2L\omega} (1 - \cos \omega t) = \frac{\sqrt{3} V_m}{2X_1} (1 - \cos \alpha) \quad \text{avec } \alpha = \omega t$$

$X_1 = L\omega$

le courant dans  $Th_4$  est :  $I_d - i_c = I_d - \frac{\sqrt{3} V_m}{2X_1} (1 - \cos \alpha) \geq 0$

si la durée de commutation est  $\frac{u_1}{\omega} = t_0 - t_1$  on a :

$$1 - \cos u_1 = \frac{2X_1}{\sqrt{3} V_m} I_d \quad \text{qui détermine l'angle } u_1. \quad (23-2)$$

en tenant compte de l'angle de retard  $\alpha_1$ , on aura :

$$\cos \alpha_1 - \cos (\alpha_1 + u_1) = \frac{2X_1}{\sqrt{3} V_m} I_d \quad (23-3)$$

b-8 chute de tension due à la commutation

La tension instantanée durant la commutation est :

$$v_1 - \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{v_1 - v_2}{2} = \frac{\sqrt{3} V_m \sin \omega t}{2} \quad (\text{fig: 3-2h})$$



durant une période la chute inductive pour 6 commutations vaut

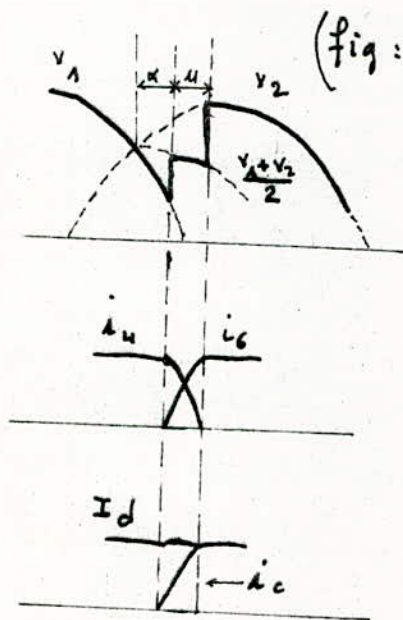
$$\Delta U = \frac{6}{2\pi} \int_0^{\mu_1} \frac{\sqrt{3} V_m}{2} \sin \omega t d\omega t$$

soit avec  $\alpha$  on aura :

$$\Delta U = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_1 + \mu_1} \frac{\sqrt{3} V_m}{2} \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \left[ \frac{\cos \alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \mu_1)}{2} \right]$$

or  $\cos \alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \mu_1) = \frac{2X_1}{\sqrt{3} V_m} I_d$  d'après la formule (23-3)

$$\text{d'où } \Delta U = \frac{3}{\pi} X_1 I_d \quad (24-1)$$



a) allure de la variation de la tension durant la commutation

b) allure de la variation de courant dans  $Th_u$  et  $Th_c$  durant la commutation

c) allure de  $i_c$  durant la commutation

La tension en charge du convertisseur en tenant compte de la chute ohmique du bobinage du transformateur  $\Delta U_R = 2R_1 I_d$ , et des pertes internes dans les thyristors et des pertes dues à la commutation est

$$U_{d\alpha_1} = U_{d0} \cos \alpha_1 - \frac{3}{\pi} X_1 I_d - \Delta U_R - \Delta E_{red_1} \quad (24-2)$$

$\Delta E_{red_1}$ : chute interne dans les thyristors  $\Rightarrow \Delta E_{red_1} = \rho I_d \rightarrow$  (faible)

$$\Delta U_R = 2R_1 I_d = \frac{P_{cu}}{I_d}$$

$P_{cu}$  : pertes cuivre du transformateur

$\rho$  : résistance interne des thyristors

### 3-2-2 CONVERTISSEUR CONTINU - ALTERNATIF OU ONDULEUR

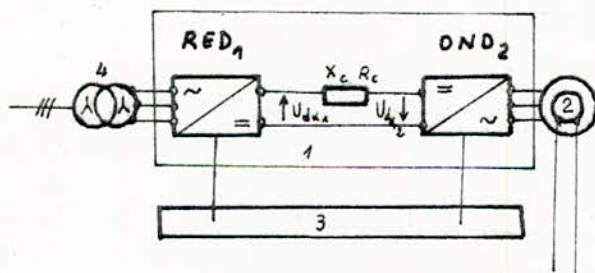
a) Définitions et description:

- Un onduleur est un convertisseur statique de courant continu en courant alternatif.

- Un onduleur est dit non autonome ou assisté lorsque sa commutation est commandée par la charge alternative sur laquelle il débite.

L'onduleur dont fera l'objet cette étude est constitué d'un pont de GRAËTZ analogue au redresseur décrit précédemment (fig: 3-2 a) car il est traversé par le même courant  $I_d$  et soumis aux mêmes tensions.

Cet onduleur est alimenté par le redresseur  $RED_1$  à travers une bobine de lissage de valeur  $X_c, R_c$  et il est autopiloté par le moteur synchrone à partir de 5% à 10% de la vitesse nominale, au démarrage et à faibles vitesses, il est commandé par un circuit de commande à impulsions (fig: 3-2 l)



1. Convertisseur statique de fréquence.
2. Moteur synchrone (Alternateur).
3. Régulation et commande.
4. Transformateur d'alimentation.

$RED_1$  - redresseur commandé par le réseau.  
 $OND_2$  - Onduleur commandé par le Moteur.

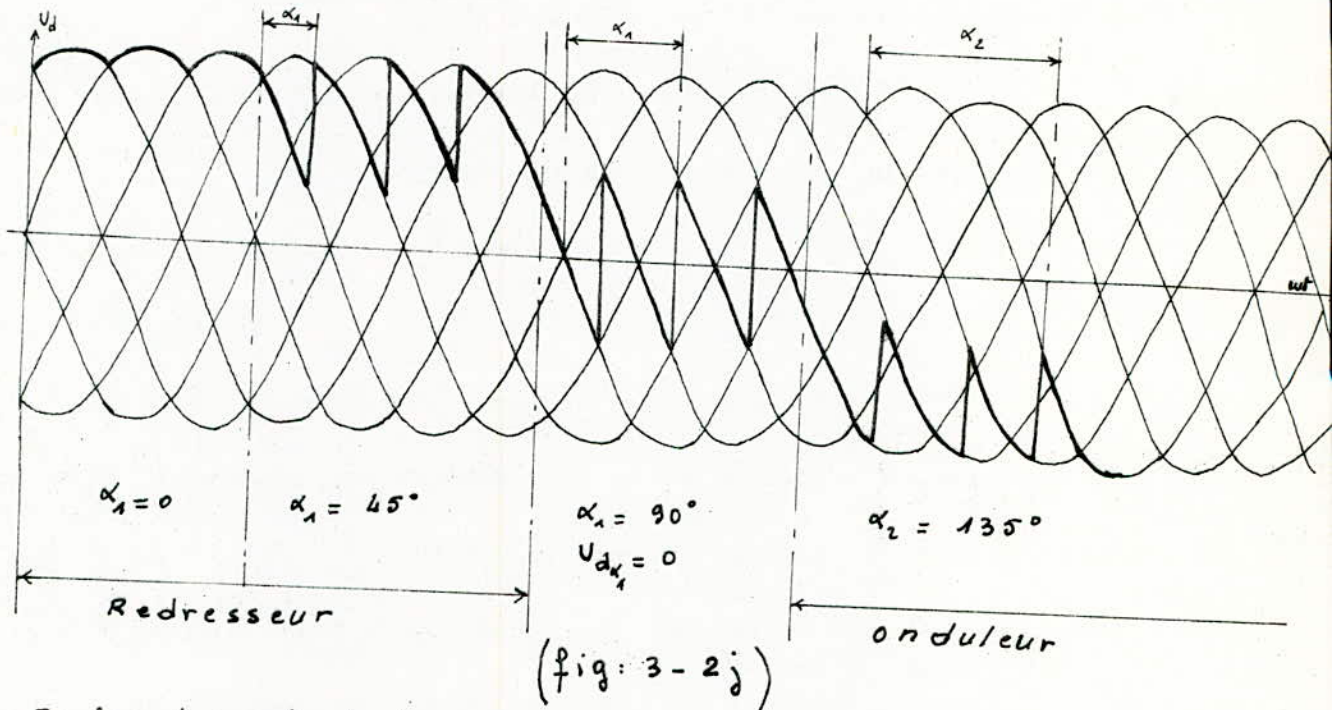
(fig: 3-2 l)

L'étude de l'onduleur est identique au redresseur à l'exception de :

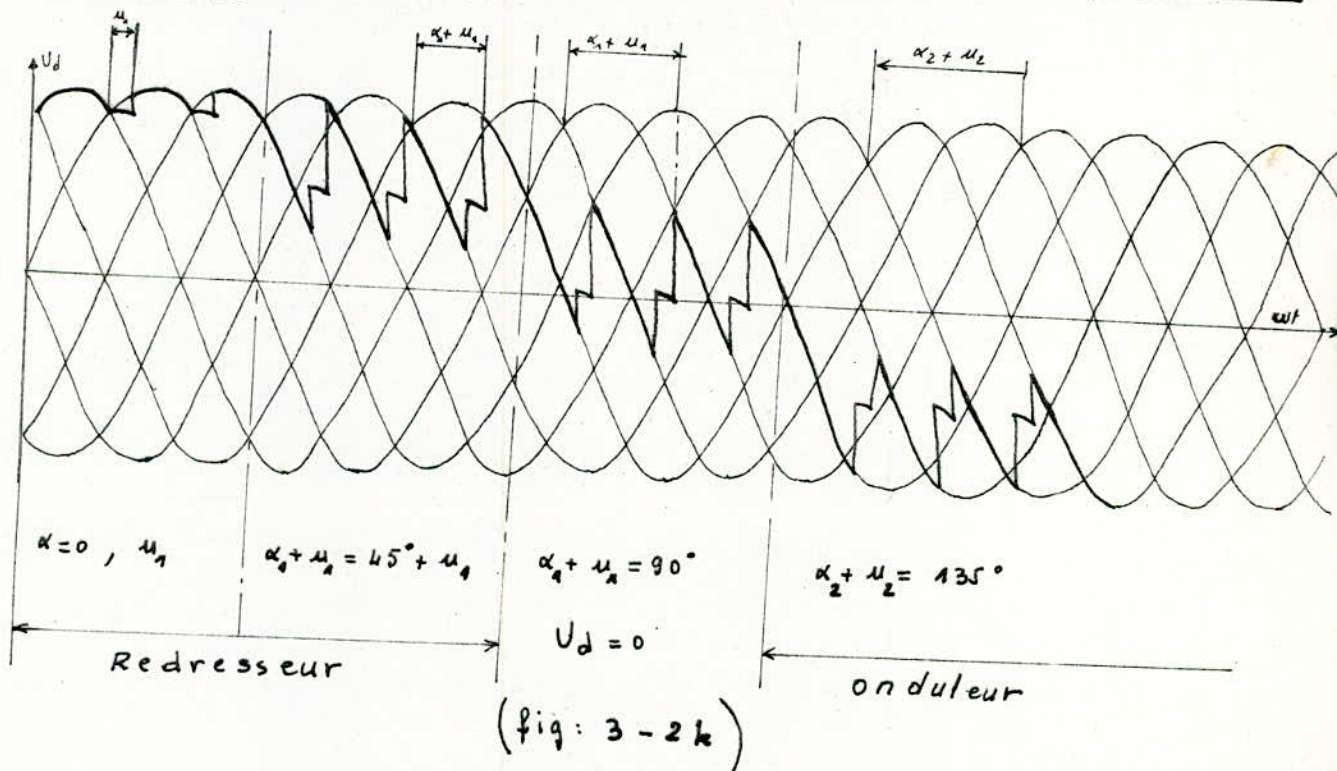
- L'angle de retard  $\alpha_1$  est tel que  $\frac{\pi}{2} < \alpha_1 < \pi$  noté pour  $OND_2$ :  $\alpha_2$ .
- les tensions simples  $v_1, v_2, v_3$  du transformateur seront des f.c.e.m du moteur synchrone  $e_1, e_2, e_3$ .
- comme  $\frac{\pi}{2} < \alpha_2 < \pi$ , toutes les expressions élaborées pour  $RED_1$  deviennent négatives. Pour garder les mêmes expressions que l'étude de  $RED_1$  nous les affecterons du signe positif.



Allure de la tension redressée lors de la marche en redresseur et en onduleur avec  $\mu = 0$ .



En tenant compte de la commutation non instantanée  $\mu \neq 0$  on a  $U_d$  de la forme ci-dessous :



b) stabilité de l'onduleur non autonome

Lors du fonctionnement en onduleur, il est très important de limiter le temps de commutation afin que cet onduleur  $OND_2$  ne fonctionne pas



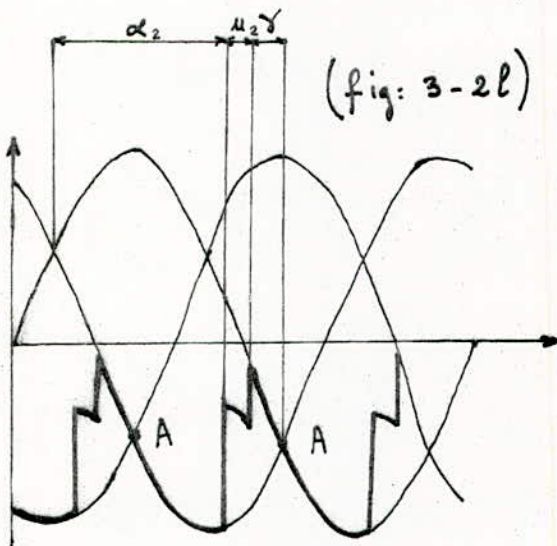
en redresseur ce qui risque d'engendrer une surintensité importante dans le circuit alternatif et continu. Pour cela il est nécessaire de prévoir un angle de désamorçage ou de garde  $\gamma$  tel que: (fig: 3-2l)

$$\alpha_2 + \mu_2 < \pi - \gamma \quad (27-1)$$

On rappelle que:

$\alpha_2$  est l'angle de retard à l'amorçage.

$\mu_2$  est l'angle de commutation.



La commutation est retardée d'un angle  $\alpha_2 > \frac{\pi}{2}$ .

Afin d'éviter le danger de réamorçage intempestif des thyristors provoquant un court-circuit on doit prévoir un temps  $t_r$  tel que  $\gamma = \omega t_r$  entre la fin de la commutation et le

point A où les tensions de commutation deviennent égales. Il faut que

$t_r > t_b$  avec  $t_b$  le temps de blocage des thyristors de sorte que l'on doit toujours avoir:  $\alpha_2 + \mu_2 < \pi - \gamma$  donc, avoir

$$\cos(\alpha_2 + \mu_2) > -\cos \gamma \quad (27-2)$$

On doit satisfaire donc la condition suivante (formule: 23-3)

soit: 
$$\cos \alpha_2 + \cos \gamma > \frac{2 X_2}{\sqrt{3} V_m} I_d \quad X_2 = L\omega \text{ du moteur synchrone}$$

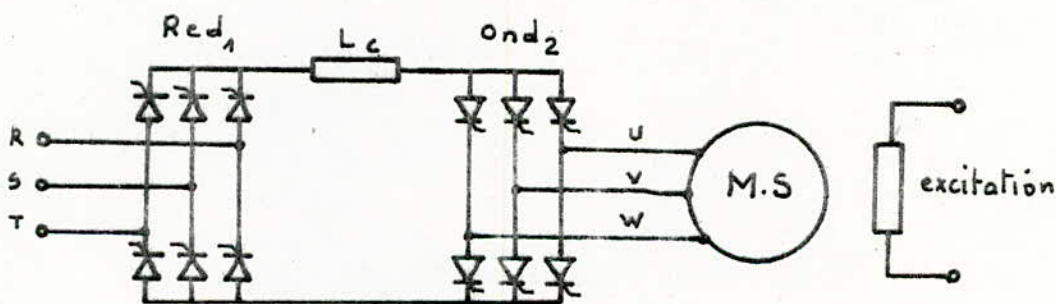
$$(27-3)$$

**-B- ETUDE DU SYSTEME DE DEMARRAGE  
PAR CONVERTISSEUR STATIQUE DE  
FREQUENCE**

# - I. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN MOTEUR SYNCHROME AUTOPILOTE

Le moteur synchrone autopiloté fonctionne selon un principe assimilable à celui du moteur à courant continu. La commutation n'est plus effectuée par le passage de lames de cuivre devant les balais, mais par des semi-conducteurs (fig: 1 a)

L'asservissement en fréquence est assuré par des circuits de commande des thyristors à partir d'un signal délivré par le capteur de position. Il y a ainsi correspondance entre le flux inducteur et le flux induit, ce qui écarte tout risque de décrochage. Toute variation de vitesse entraîne une variation de fréquence des courants d'alimentation, donc la fréquence reste toujours parfaitement synchrone à la vitesse.



(fig: 1 a) schéma de principe du redresseur-onduleur alimentant un moteur synchrone.

Le montage de la (fig: 1 a) est appelé redresseur-onduleur. Il est constitué de 2 convertisseurs triphasés en pont de GRAËTZ reliés par un étage intermédiaire contenant une bobine de lissage ( $L_c$ ).

Dans le fonctionnement en moteur :

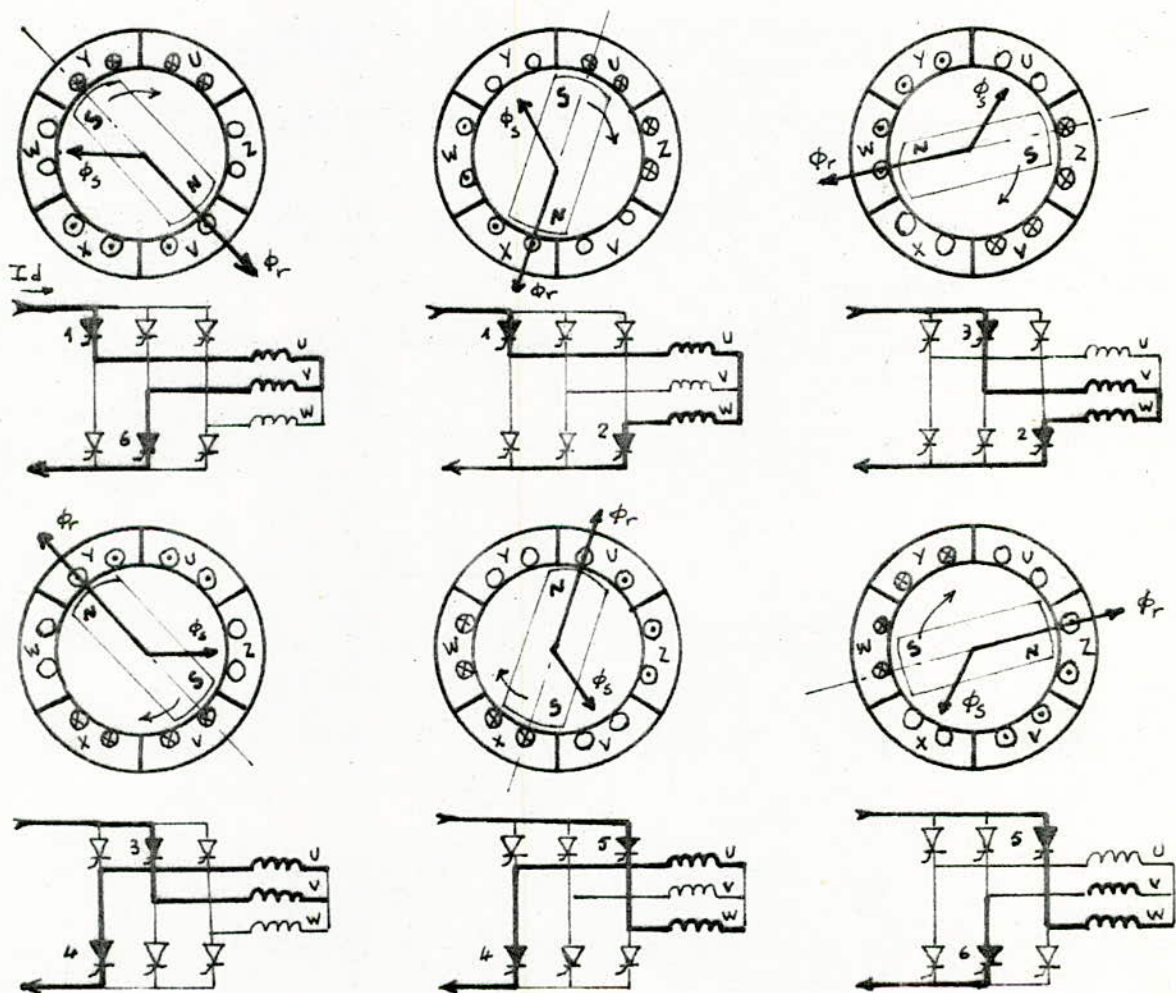
- le convertisseur ( $Red_1$ ), côté Réseau, opère en redresseur et



délivre l'énergie active au circuit intermédiaire à courant continu.

— Le convertisseur (Ond2) piloté par la charge opère en onduleur assisté. Cet onduleur commute périodiquement le courant lissé d'une phase du moteur à l'autre (fig: 1b), produisant ainsi des courants triphasés, à fréquence variable, de formes rectangulaires et de durée égale à  $\frac{2\pi}{3}$ .

Lorsque la commutation est assurée par la tension (sous réserve que son amplitude est suffisante) aux bornes de la machine synchrones, celle-ci sera surexcitée afin de fournir l'énergie réactive nécessaire à cette commutation.



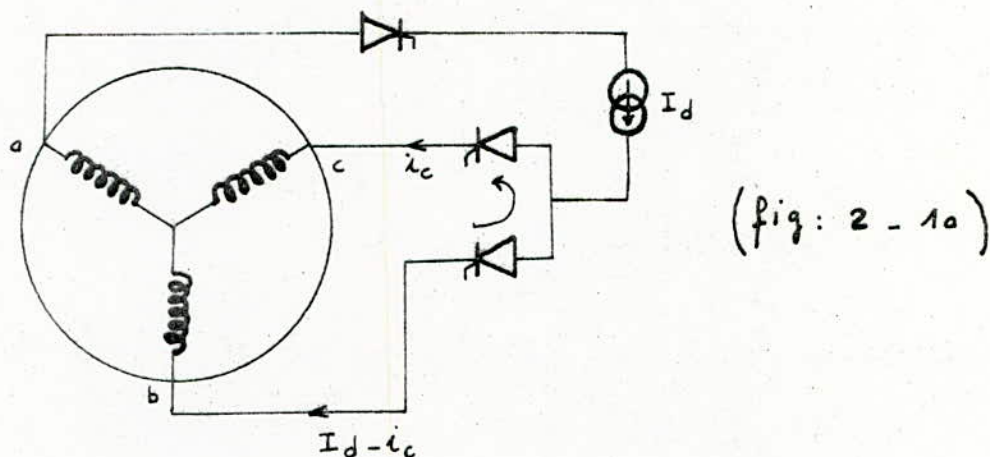
(fig: 1b)

Principe de fonctionnement du moteur synchrone autopiloté

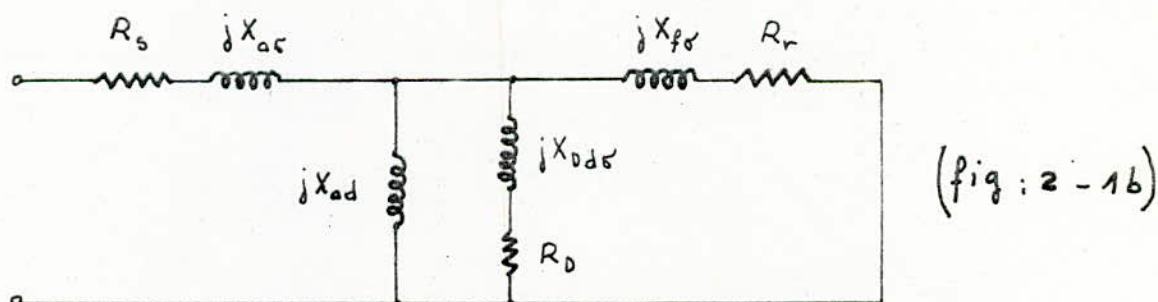
## - II - COMPORTEMENT DU MOTEUR ALIMENTÉ PAR LE CONVERTISSEUR STATIQUE DE FREQUENCE

### 2 - 1 DETERMINATION DE LA TENSION DE COMMUTATION

Le schéma simplifié de la (fig: 2 - 1a) représente le système onduleur - machine durant la période de commutation.



Le schéma équivalent du moteur synchrone à pôles lisses au cours d'une commutation peut être représenté par la (fig: 2 - 1b)



$R_s$	Résistance stator.	$X_{ad}$	réactance de réaction longitudinale.
$R_r$	Résistance rotor.	$X_{D's}$	réactance de fuites amortisseur.
$X_{as}$	Réactance de fuites stator.	$R_D$	résistance amortisseur.
$X_{r's}$	Réactance de fuites rotor.		

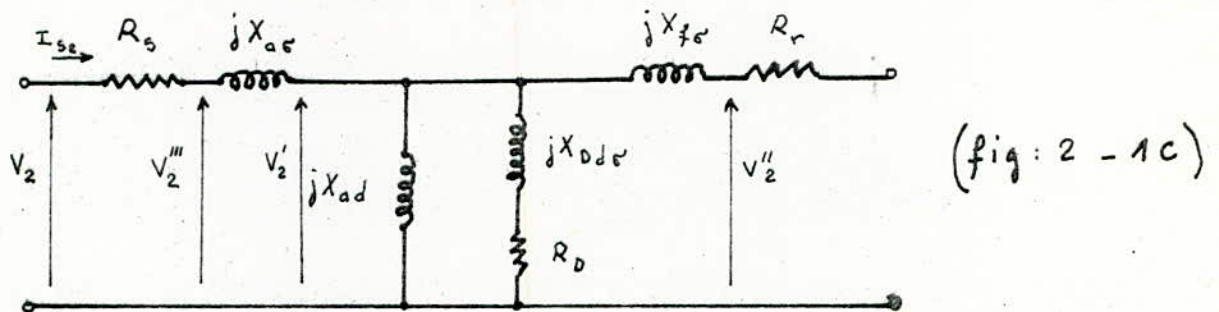
La réactance à prendre en considération lors de la commutation est, selon la (fig: 2 - 1b), la réactance subtransitoire  $X''_d$ .



En supposant que les résistances  $R_s$ ,  $R_D$  et  $R_r$  sont négligeables devant les réactances on aura :

$$X''_d = X_{ae} + \frac{X_{ad} \cdot X_{fe} \cdot X_{Dde}}{X_{ad} \cdot X_{fe} + X_{ad} \cdot X_{Dde} + X_{fe} \cdot X_{Dde}} \quad (31-1)$$

Afin de déterminer la valeur de la tension subtransitoire nécessaire à la commutation, on se basera sur le schéma équivalent du moteur synchrone représenté par le quadripôle de la (fig: 2-1c)



L'équation générale du moteur synchrone s'écrit :

$$\vec{V}_2 = \vec{E}_2 + [R_s + j(X_{ae} + X_{ad})] \vec{I}_{s2} \quad (31-2)$$

la tension produisant la commutation est la tension  $V_2''$  avec

$$\vec{V}_2'' = \vec{V}_2''' - jX''_d \vec{I}_{s2} \quad (31-3)$$

$\vec{V}_2''$  est déphasée d'un angle  $\varphi''$  avec le courant fondamental  $I_{s2}$  et dans la valeur sera déduite de l'équation suivante :

$$\vec{V}_2'' = \vec{V}_2 - (R_s + jX''_d) \vec{I}_{s2} \quad \text{sachant que } \vec{V}_2''' = \vec{V}_2 - R_s \vec{I}_{s2}$$

L'expression générale de  $V_2''$  avec  $\vec{E}_2$  et les réactances est :

$$\vec{V}_2'' = \vec{E}_2 + j(X_{ae} + X_{ad} - X''_d) \vec{I}_{s2} \quad (31-4)$$

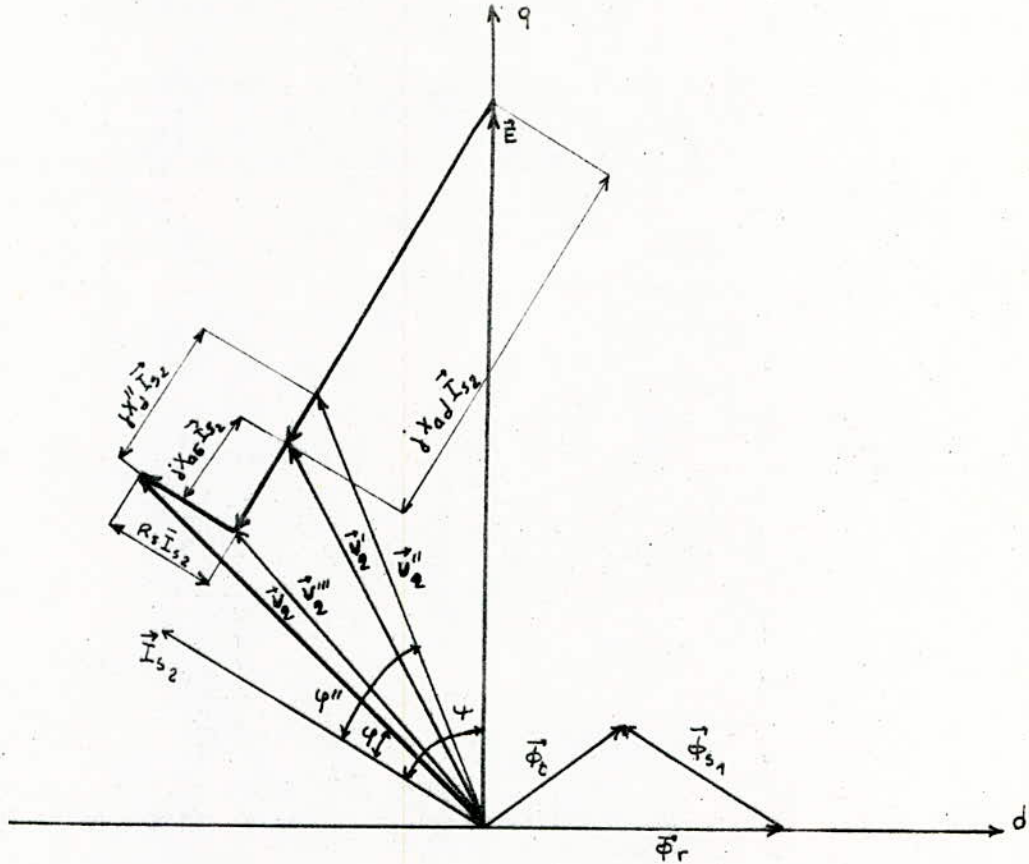
$V_2''$  tension subtransitoire

$V_2$  tension aux bornes de la machine

$E_2$  tension due au flux rotorique ( $j\omega \vec{\Phi}_r$ ) ou F.e.m à vide



L'ensemble de ces tensions sont représentées dans un système d'axe  $d$  et  $q$  lié au rotor selon la (fig: 2-1d)



(fig: 2-1d) diagramme de tensions pour un moteur synchrone à pôles lisses.

Les conditions de commutation de l'onduleur avec le moteur s'obtiennent d'après les expressions (formules 23-1, 2 et 3) étudiées précédemment

Ces expressions appliquées à la commutation de l'onduleur avec le moteur deviennent :

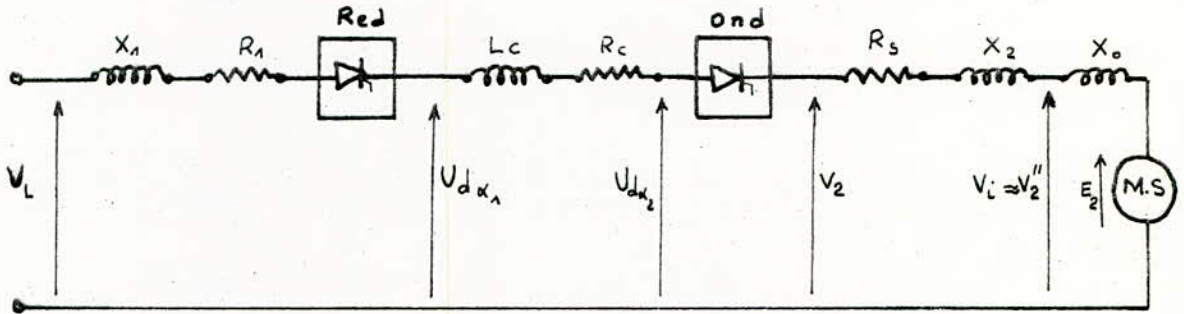
$$\begin{aligned} \cos \gamma - \cos (\gamma + \mu_2) &= \frac{X''_d}{V''_2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d \\ \cos \varphi'' &= \frac{1}{2} [\cos \gamma + \cos (\gamma + \mu_2)] \\ \text{avec } \gamma + \mu_2 &= \pi - \alpha_2 \end{aligned} \quad (32-1)$$

On rappelle que :

- $\alpha_2$  angle de retard à l'amorçage de l'onduleur.
- $\mu_2$  angle de commutation de l'onduleur.
- $\gamma$  angle de garde.

LORS DE LA COMMUTATION PAR MACHINE

La réactance de commutation étant définie, on peut réaliser le schéma équivalent de l'alimentation du moteur synchrone par le convertisseur statique de fréquence suivant la (fig: 2 - 1e) ci-dessous



(fig: 2 - 1e) schéma équivalent de l'alimentation du moteur synchrone

- $V_L$  tension simple du réseau .
- $V_2$  tension aux bornes du moteur .
- $X_1$  réactance par phase de commutation côté réseau .
- $X_2$  réactance de commutation côté machine dont la valeur est admise . peut être différente de la réactance subtransitoire  $X''_d$  .
- $X_0$  réactance des diverses réactions d'induit  $X_0 = X_{ad}$  .
- $U_{d\alpha_1}$  tension redressée sortie redresseur
- $U_{d\alpha_2}$  tension redressée côté onduleur

En se basant sur les formules ( 19-1 , 24-1 , 24-2 ) obtenues précédemment et la (fig: 2 - 1e ) ci-dessus , les expressions des tensions redressées s'écrivent (en négligeant les pertes thyristors)

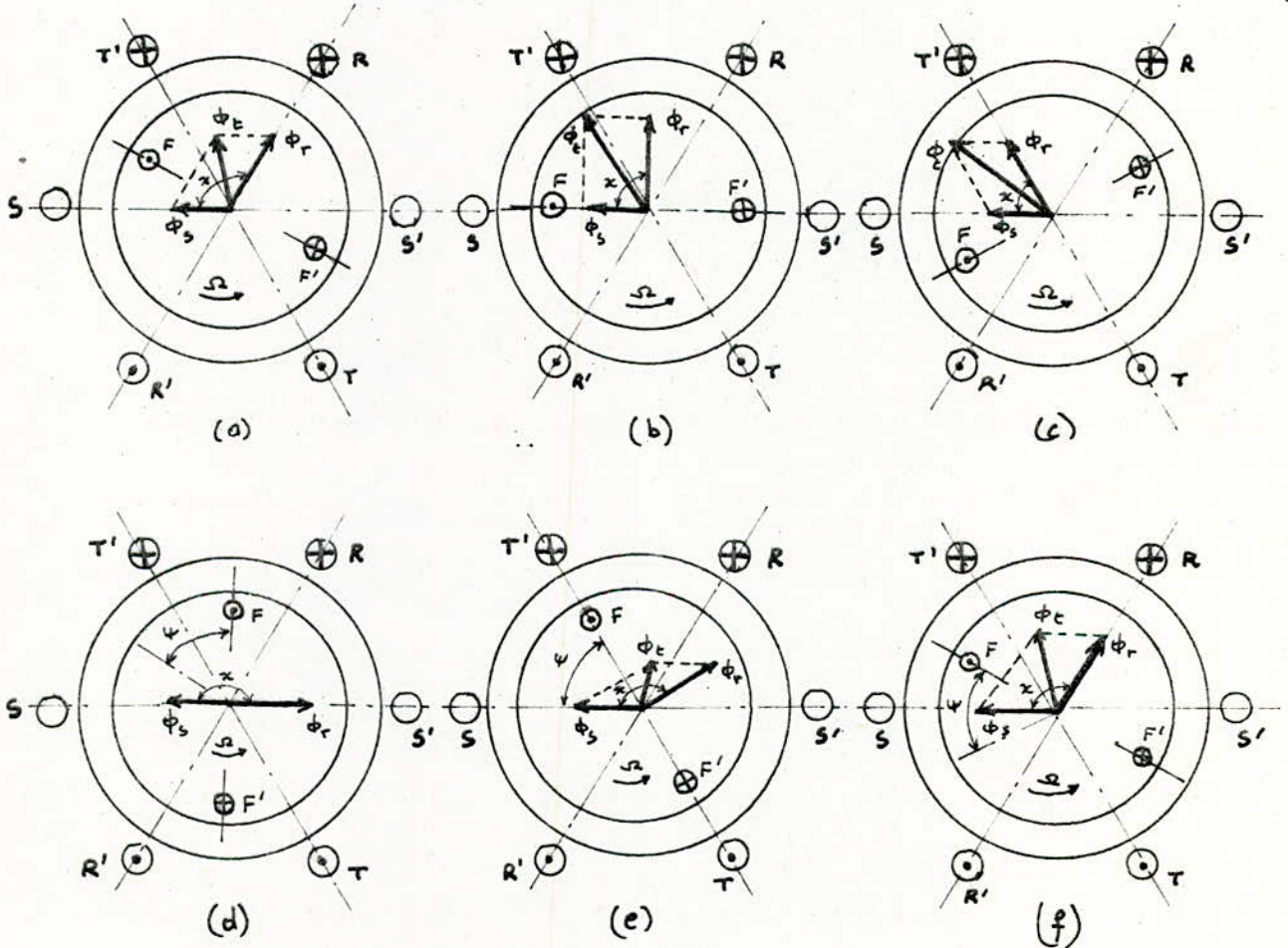
$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha_1} &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_L \cos \alpha_1 - \frac{3}{\pi} X_1 I_d - \frac{3}{\pi} R_1 I_d \\
 U_{d\alpha_2} &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_i |\cos \alpha_2| + \frac{3}{\pi} X_2 I_d + \frac{3}{\pi} R_s I_d \\
 U_{d\alpha_1} &= U_{d\alpha_2} + R_c I_d \\
 \text{avec } \vec{V}_i &= \vec{V}_2 - j X_{as} \vec{I}_{s_2} - R_s \vec{I}_{s_2} = \vec{E}_2 + j X_{ad} \vec{I}_{s_2} \approx V_2''
 \end{aligned}
 \tag{33-1}$$



### III. ETUDE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

En supposant la vitesse de rotation régulière (pour un moment d'inertie suffisant et un courant d'excitation constant), la variation de vitesse et le flux rotorique nuls entre deux commutations par suite d'un moment d'inertie élevé, on peut décrire par la (fig: 3a) pour une machine à rotor lisse non saturée l'évolution :

- entre deux commutations successives (phase S à phase R, et, phase R à phase S).
- de la position du rotor (enroulement FF').
- des flux: rotorique  $\phi_r$ , statorique  $\phi_s$  et du flux total  $\phi_t$  d'entrefer.



(fig: 3a) évolution de position du rotor entre deux commutations .



$\psi$  déphasage entre  $I_{s2}$  et  $E_2$  de la roue polaire

$I_{s2}$  courant fondamental du stator

$E_2$  tension de la roue polaire

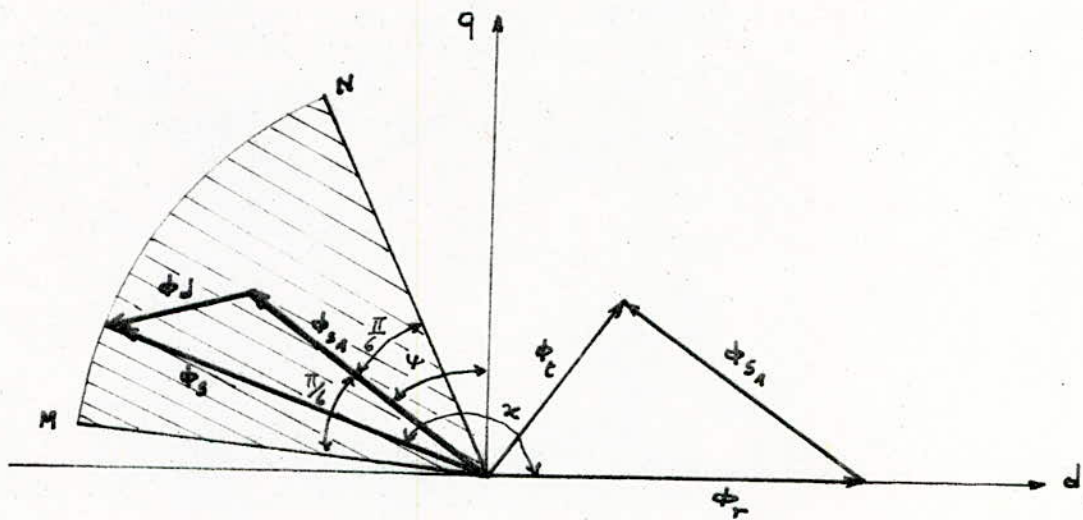
(fig a, b, c) pour  $\psi = 0$

(fig e, f, g) pour  $\psi \neq 0$  soit pour  $\psi = 60^\circ$

L'expression du couple instantané s'écrit selon la (fig: 3a)

$$C = k \phi_r \phi_s \sin \alpha \quad (35-1)$$

Le diagramme des flux de la machine peut être représenté sur un système d'axe  $d$  et  $q$  lié au rotor par la (fig: 3b)



(fig: 3b) diagramme des flux de la machine à pôles lisses.

Le flux  $\phi_s$  peut être considéré comme la somme d'un flux  $\phi_{s1}$  fixe par rapport au rotor (produisant le couple moyen utile) et d'un flux  $\phi_d$  dont la direction et la position sont variables dans le temps par rapport au rotor.

$$\vec{\phi}_s = \vec{\phi}_{s1} + \vec{\phi}_d$$

Le flux  $\phi_r$  est fixe en amplitude et direction, et le flux  $\phi_s$  partant du point M, décrit linéairement en fonction du temps (avec une vitesse angulaire  $\Omega$  égale à celle du rotor) le secteur MN.

Lors de la commutation suivante, supposée instantanée,  $\phi_s$  sautera brusquement du point N au point M puis parcourera MN de nouveau.

En négligeant  $\phi_d$  on aura:  $\vec{\phi}_e = \vec{\phi}_{s_1} + \vec{\phi}_r$ .

### 3-1 DETERMINATION DU COUPLE MOYEN

Le courant  $I_{s_2}$  crée le flux  $\phi_{s_1}$  avec  $I_{s_2} = \frac{3}{\pi} I_2$   
où  $I_2$  est le courant de phase.

$I_{s_2}$  est le courant de phase de l'harmonique fondamental.

En supposant que la machine est non saturée on a :

$$\left. \begin{aligned} \phi_{s_1} &= k I_{s_2} = k \cdot \frac{3}{\pi} I_2 \\ \phi_s &= k I_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \phi_{s_1} = \frac{3}{\pi} \phi_s$$

Comme le flux  $\phi_s$  décrit le secteur MN, donc variable dans le temps en direction, ceci entraîne que le couple instantané utile donne un couple moyen de :

L'expression (35-1) devient  $C_{\text{utile}} = k \phi_r \phi_{s_1} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \psi - \omega t\right)$   
de valeur moyenne :

$$C_{\text{moy}} = \frac{3}{\pi} k \phi_r \phi_s \int_0^{\pi/3} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \psi - \omega t\right) d\omega t = \frac{3}{\pi} k \phi_r \phi_s \cos \psi$$

$$\boxed{C_{\text{moy}} = \frac{3}{\pi} k \phi_r \phi_s \cos \psi} \quad (36-1)$$

Ce couple moyen est maximal pour  $\psi = 0$  (cas du démarrage) et faiblit à mesure que  $\psi$  augmente pour des raisons de commutation naturelle.

### 3-2 HARMONIQUES DU COUPLE

Le couple (c) peut se décomposer en série de Fourier.  
L'indice de pulsation est  $P=6$  et  $c = k \phi_r \phi_s \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \psi - \omega t\right)$

entre  $\omega t = 0$  et  $\omega t = \frac{\pi}{3}$ .

Soit le changement de variable  $y = y' + \frac{\pi}{6}$ ,  $\delta = -\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6} - \psi$   
 $C = -k \phi_r \phi_s \cos(y' - \frac{\pi}{6} + \delta)$  pour  $\gamma = -\frac{\pi}{2} + \delta$  on aura  
 $C = -k \phi_r \phi_s \cos(y' + \gamma)$  entre  $-\frac{\pi}{6}$  et  $+\frac{\pi}{6}$ .

On a :

$$C = C_0 + A_1 \sin py' + B_1 \cos py' + A_2 \sin 2py' + B_2 \cos 2py' + \dots$$

$$+ A_k \sin kpy' + B_k \cos kpy' + \dots$$

$$A_k = -\frac{6}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} C_m \cos(y' + \gamma) \sin kpy' dy' \quad \text{avec } C_m = k \phi_r \phi_s$$

$$\Rightarrow A_k = -(-1)^k C_0 \frac{2n}{n^2-1} \sin \gamma \quad \text{avec } n = kp \text{ et}$$

$$B_k = -\frac{6}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} C_m \cos(y' + \gamma) \cos kpy' dy' \quad C_0 = \frac{3k}{\pi} \phi_r \phi_s$$

$$\Rightarrow B_k = (-1)^k C_0 \frac{2}{n^2-1} \cos \gamma$$

Le développement en série du couple s'écrit :

$$C = C_0 \left[ \cos \gamma + \frac{2}{p^2-1} (p \sin \gamma \sin py' - \cos \gamma \cos py') + \right.$$

$$- \frac{2}{2p^2-1} (2p \sin \gamma \sin 2py' - \cos \gamma \cos 2py') + \dots +$$

$$\left. - (-1)^k \frac{2}{k^2 p^2 - 1} (kp \sin \gamma \sin kpy' - \cos \gamma \cos kpy') + \dots \right]$$

de valeur de l'harmonique fondamentale pour  $k=1$ ,  $p=6$  :

$$C = C_0 \left[ \cos \gamma + \frac{2}{35} (6 \sin \gamma \sin 6y' - \cos \gamma \cos 6y') \right]$$

avec  $\gamma = -\frac{\pi}{2} + \delta = -\psi$  et  $y' = y - \frac{\pi}{6}$  on aura avec  $y = \omega t$  :

$$C \approx C_0 \left[ \cos \psi + \frac{12}{35} \sin \psi \sin 6y \right] \text{ en négligeant le terme } -\frac{2}{35} \cos \gamma \cos 6y'$$

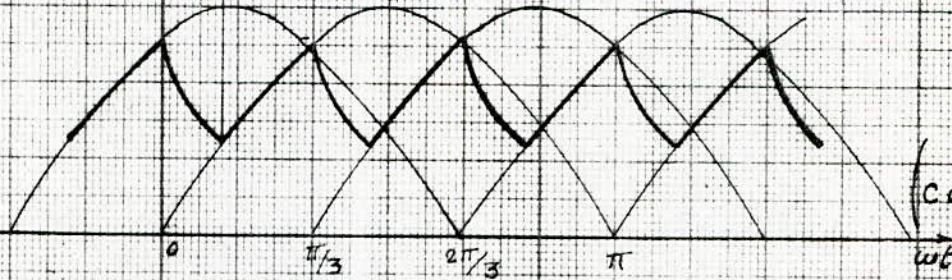
$$C \approx \frac{3}{\pi} k \phi_r \phi_s \cos \psi + \frac{1}{\pi} k \phi_r \phi_s \sin \psi \sin 6y \quad (37-1)$$

Le rapport du couple pulsatoire au couple moyen est donc :  $\frac{C_6}{C_0 \cos \psi} = \frac{1}{3} \tan \psi$



Forme du Couple moteur:  $C_M$   
aux différents régimes

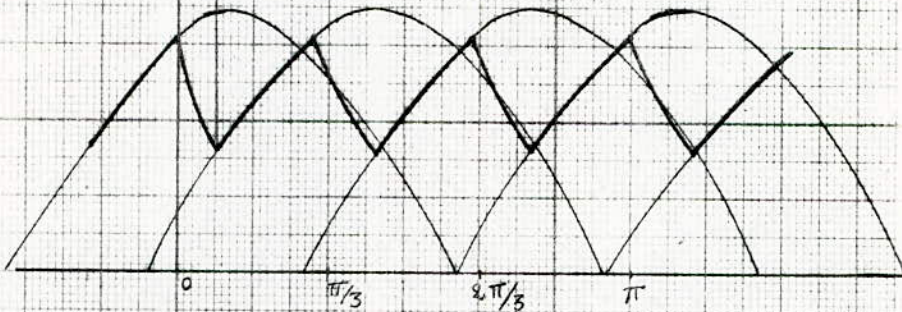
$\alpha_s = 23^\circ$



à 1000 tr/min

(régime IIb  
Commutation par  
machine)

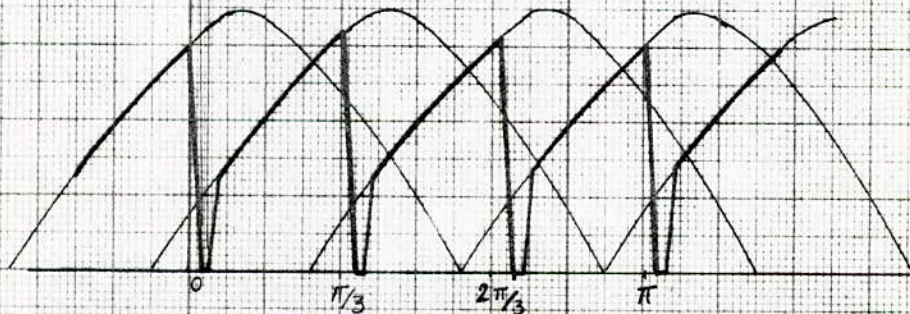
$\alpha_s = 18^\circ$



à 700 tr/min

(régime IIa  
Commutation  
par machine)

$\Delta\theta = 25^\circ \rightarrow 4 \text{ ms}$



à 200 tr/min

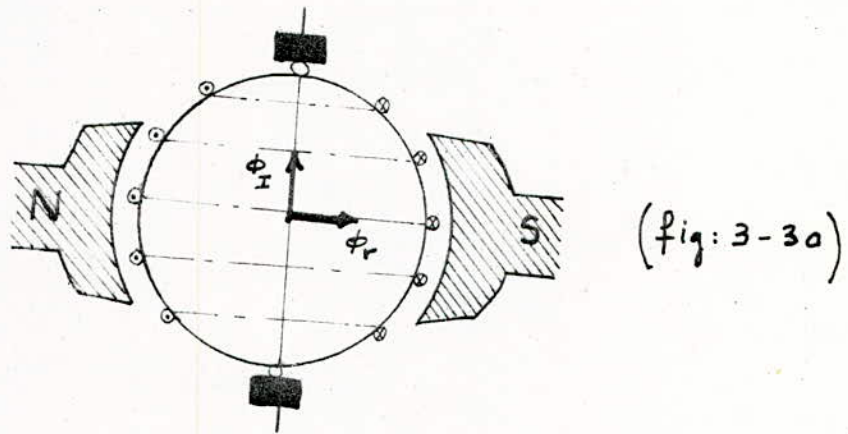
(régime I  
par impulsions)



a) Couple à l'arrêt

Si le turbogroupe n'est pas ~~pas~~ muni d'un système de virage lors du démarrage, celui-ci peut toujours démarrer à l'arrêt, du fait que du point de vue du fonctionnement la machine synchrone peut être considérée comme une machine à courant continu non compensée qui aurait un collecteur électronique.

Considérons une machine à courant continu bipolaire dont les balais sont calés sur l'axe interpolaire, fonctionnant en moteur (fig: 3-3a)

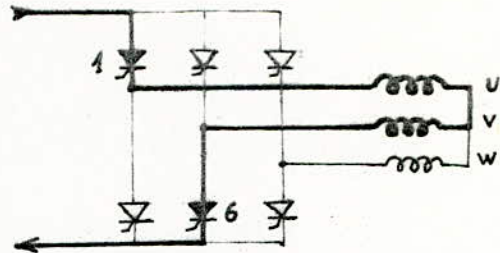
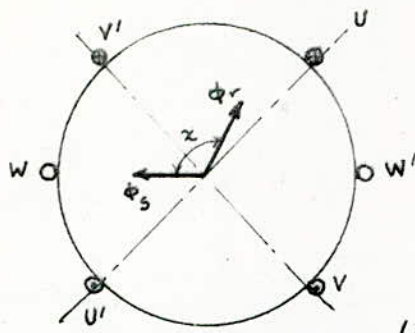


Lorsque le moteur à courant continu est à l'arrêt et si on injecte un courant dans son induit sous une excitation correspondante à  $\phi_r$  donné; on peut exprimer son couple de démarrage par :

$$C_{\text{dém}} = \frac{1}{2\pi} \frac{P}{\sigma} n \phi_r I_{\text{init}} = k \phi_r \phi_I \quad (39-1)$$

Si on considère maintenant un moteur synchrone bipolaire à l'arrêt, pour une position donnée de son rotor (fig: 3-3b), et qu'on injecte un courant dans les phases R et S,  $\phi_s$  sera décalé d'un angle  $\alpha$  par rapport à  $\phi_r$ .

Le couple de démarrage sera égal à celui d'un moteur à courant continu dans le cas où son flux  $\phi_r$  est décalé de  $\alpha$  au lieu de  $\frac{\pi}{2}$ .



(fig : 3-3b)

Le couple de démarrage sera égal à :

$$C_{dém} = k \phi_r \phi_s \sin \alpha$$

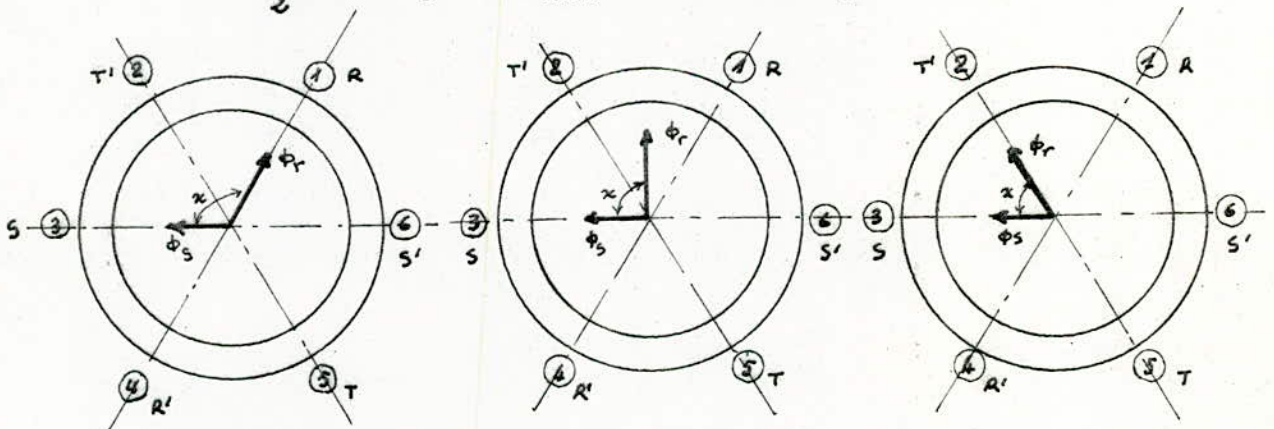
Pour une position quelconque du flux rotorique, il existe un seul mode d'alimentation, des enroulements des phases du stator, sélectionné par le capteur de position parmi 5 autres (fig : 3-3b)

Si l'axe polaire se situe entre deux positions successives bien définies par exemple ① et ② (fig : 3-3c), où doit avoir lieu la commutation, dans ce cas le flux  $\phi_s$  reste constant par rapport au stator et le flux  $\phi_r$  est déphasé d'un angle  $\alpha = \frac{2\pi}{3}$  à un angle  $\alpha = \frac{2\pi}{6}$  par rapport au flux statorique  $\phi_s$ .

Ainsi le couple de démarrage varie entre :

$$k \phi_s \phi_r \sin \frac{2\pi}{6} < C_{dém} < k \phi_s \phi_r \quad (40-1)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} k \phi_r \phi_s < C_{dém} < k \phi_r \phi_s$$



(fig : 3-3c) évolution de position du rotor entre deux positions correspondantes à deux commutations.



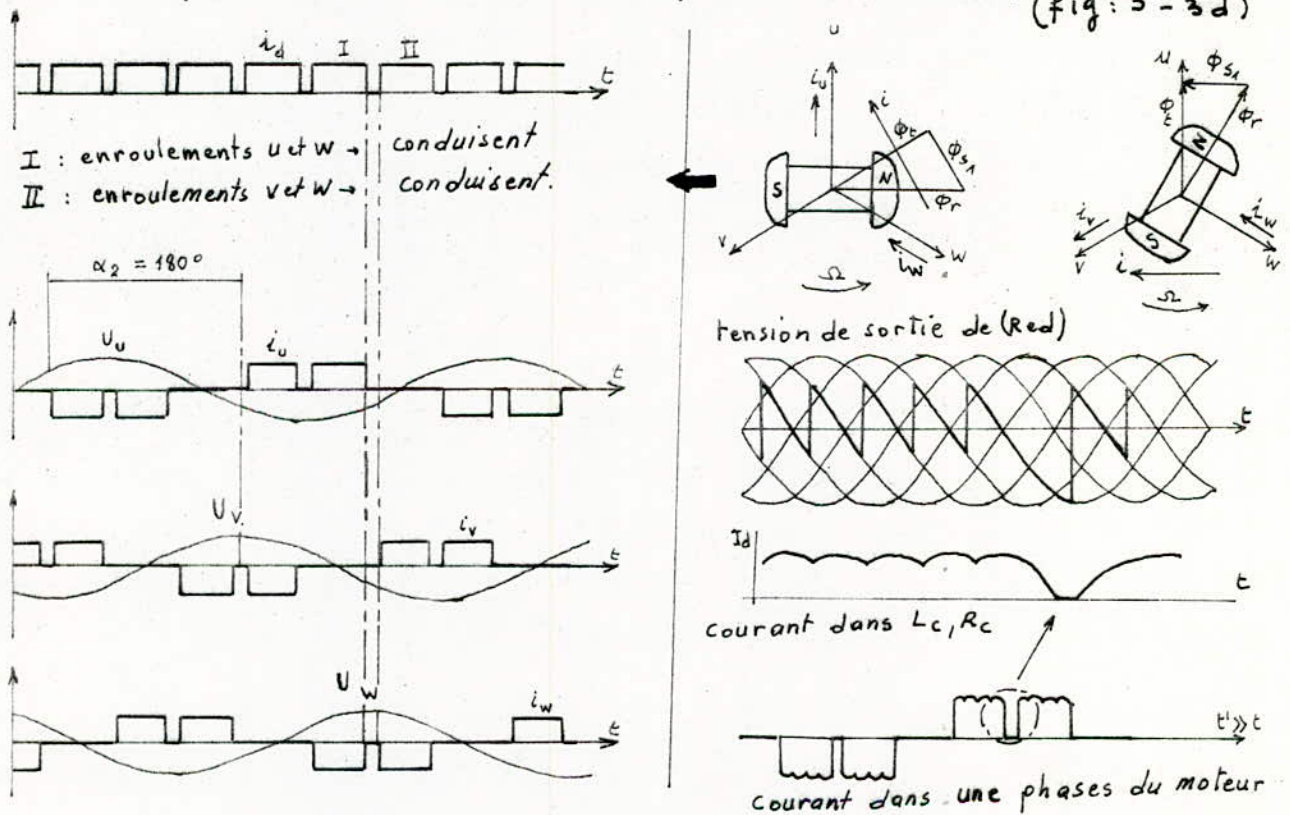
## b) couple aux basses vitesses

Pour  $N < 300$  tr/mn l'autopilotage ne peut s'effectuer, car la commutation naturelle n'est possible que si la tension aux bornes de la machine est supérieure à une certaine valeur minimale qui ne peut être atteinte dans le cas étudié qu'aux environs de 300 tr/mn.

Au dessous de cette vitesse, différentes solutions sont utilisées.

- Commutation forcée par des circuits auxiliaires (condensateurs et thyristors auxiliaires) dimensionnés uniquement pour le démarrage (solution non économique).

- La seconde méthode consiste à annuler le courant continu dans le convertisseur ( $Red_4$ ) qui opère un court instant en onduleur à chaque commutation, solution qui sera retenue pour notre cas: (fig: 3-3d)



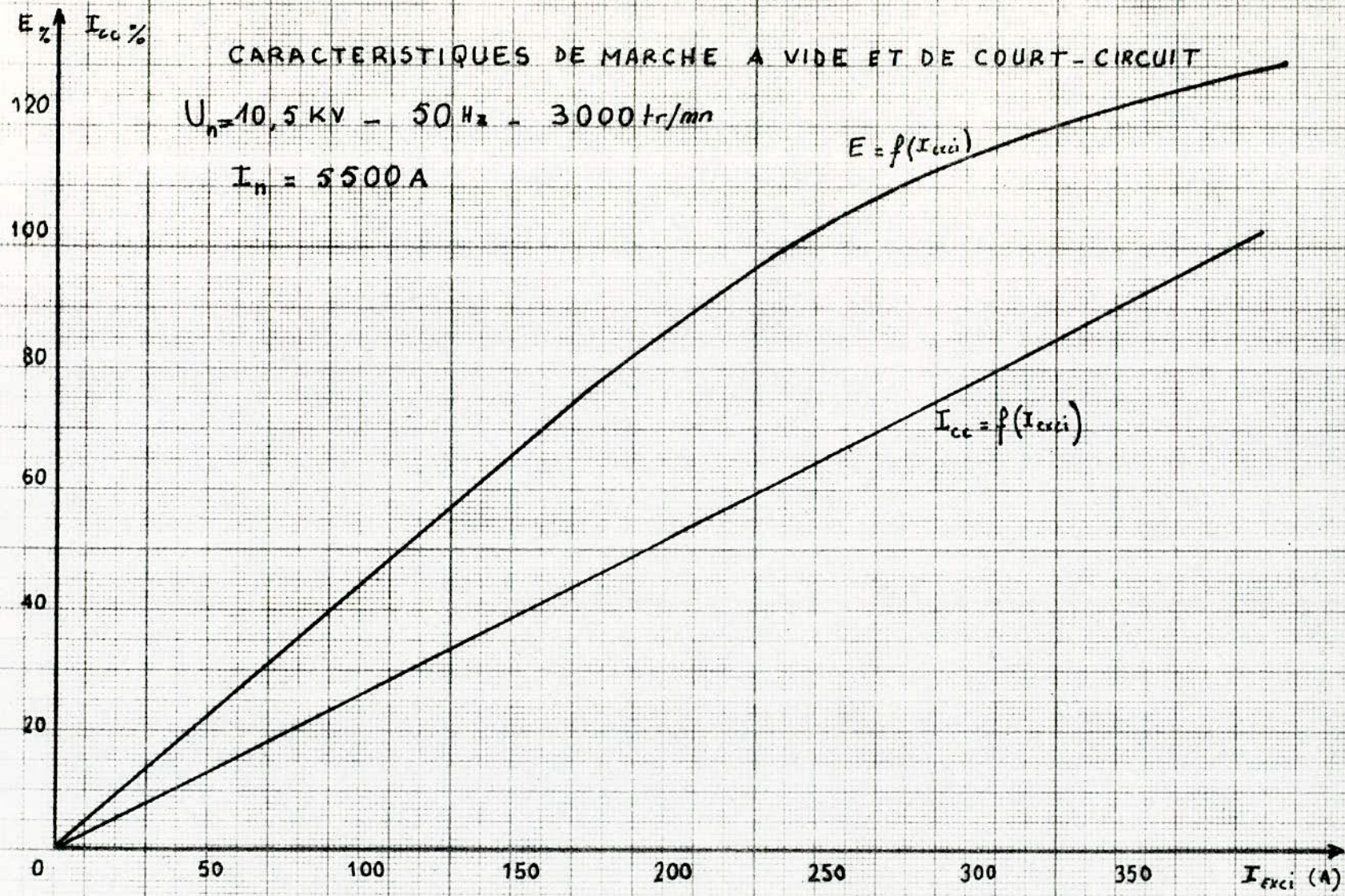
(fig: 3-3d) régime d'impulsion du dispositif de démarrage

$u, v, w$  représentation spatiale des enroulements statoriques

### 3-4 DONNEES TECHNIQUES DE L'ALTERNATEUR

DESIGNATION	UNITES	VALEURS
Puissance apparente $S_n$ pour une température d'air de refroidissement de $40^\circ\text{C}$	MVA	100
Facteur de Puissance		0,8 en retard
Fréquence nominale $f$	Hz	50
Vitesse nominale $N$	tr/mn	3000
Tension nominale entre phases $U_n$	KV	10,5
Courant nominal $I_n$	A	5500
Rendement à $\cos\varphi = 0,8$ en retard et à $S_n$	%	98,1
<u>Réactances exprimées en % de <math>\frac{U_n}{\sqrt{3}I_n}</math></u>		
- synchrone $X_d$	%	161
- transitoire long. $X'_d$	"	17,1
- subtransitoire long. $X''_d$	"	12,3
- Homopolaire $X_0$	"	7,4
- Résistance par phase	"	0,17
Courant d'excitation pour $S_n$ à $U_n$ et $\cos\varphi = 0,8$ en retard	A	592
Moment d'Inertie du rotor de l'alternateur	$\text{kg m}^2$	14900
Moment d'inertie du rotor de la turbine	$\text{kg m}^2$	18717







## -IV- DETERMINATION DE LA PUISSANCE UTILE DE DEMARRAGE

### 4-1 EXPRESSIONS DU COUPLE MOTEUR ET TEMPS DE DEMARRAGE

Soit l'expression suivante :

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = C_M(N) - C_r(N) \quad (44-1)$$

avec :

$J$	Moment d'inertie du système (Alternateur, Turbine).
$C_M(N)$	couple moteur en fonction de la vitesse ( $N$ ) en tr/s.
$C_r(N)$	couple résistant en fonction de la vitesse ( $N$ ) en tr/s.
$\theta$	angle de déplacement du rotor.
$N_d$	vitesse de rotation à la fin du démarrage.

En remplaçant  $\frac{d\theta}{dt} = 2\pi N$  dans l'expression (44-1)

on aura :

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = 2\pi J \frac{dN}{dt} = C_M(N) - C_r(N)$$

⇒

$$dt = 2\pi J \frac{dN}{C_M(N) - C_r(N)}$$

Le temps de démarrage nécessaire ( $t_d$ ) est :

$$t_d = \int_0^{t_d} dt = \int_0^{N_d} 2\pi J \frac{dN}{C_M(N) - C_r(N)} = 2\pi J \int_0^{N_d} \frac{dN}{C_M(N) - C_r(N)}$$

(44-2)

Le comportement du couple moteur  $C_M(N)$  est donné par la (fig: 4-1a) suivante page (46)

- Au démarrage, on travaille à couple constant  $C_M(N)$  du fait que durant cette période, on garde  $\phi_r$  et  $I_d$  constants d'où  $\phi_s$  constant. Le couple moyen moteur  $C_M(N)$  s'écrit d'après la formule (36-1)  $C_M(N)_{\text{moy}} = \frac{3}{\pi} K \phi_r \phi_s \cos \psi$  avec  $\psi$  déphasage entre  $E_2$  et  $I_{s2}$ , durant cette période on garde  $\psi = \text{cte}$  (voir chapitre II-B).



On aura donc au démarrage (de  $N=0$  à  $N=700 \text{ tr/mn}$ )

$$C_M(N)_{\text{moy}} = k \phi_r \phi_s \cos \varphi = g_1(N) = \text{constante} \quad (45-1)$$

— Au-delà de  $700 \text{ tr/mn}$ , période durant laquelle la commutation est assurée par la machine synchrone, on garde la puissance constante et la tension  $V_2$  aux bornes du moteur avec  $I_{s2}$  le courant fondamental dans une phase du moteur seront donc maintenus constants.

Le déphasage  $\varphi_{s2}$  entre  $V_2$  et  $I_{s2}$  est sensiblement constant de valeur :

$$\cos \varphi_{s2} \approx -\cos \left( \alpha_2 + \frac{u_2}{2} \right)$$

$V_2$ ,  $I_{s2}$  et  $\varphi_{s2}$  seront gardés constants grâce à une régulation adéquate.

$$P_{ud} = 3 V_2 I_{s2} \cos \varphi_{s2} - 3 R_s I_{s2}^2 - P_f = \text{cte.}$$

où  $P_{ud}$  est la puissance utile de démarrage au-delà de  $700 \text{ tr/mn}$ .

Le couple moyen moteur est :

$$C_M(N)_{\text{moy}} = \frac{P_{ud}}{2\pi N \text{ tr/s}} = g_2(N) \quad (45-2)$$

Par continuité du couple au point  $N = 700 \text{ tr/mn} = 11,66 \text{ tr/s}$

on a :

$$g_1(N=11,66) = g_2(N=11,66) = \frac{P_{ud}}{2\pi \cdot 11,66 \text{ tr/s}} = 0,01364 P_{ud}$$

d'où :

$$g_1(N) = 0,01364 P_{ud} \quad \text{pour } 0 \leq N \leq 11,66 \text{ tr/s} \quad (45-3)$$

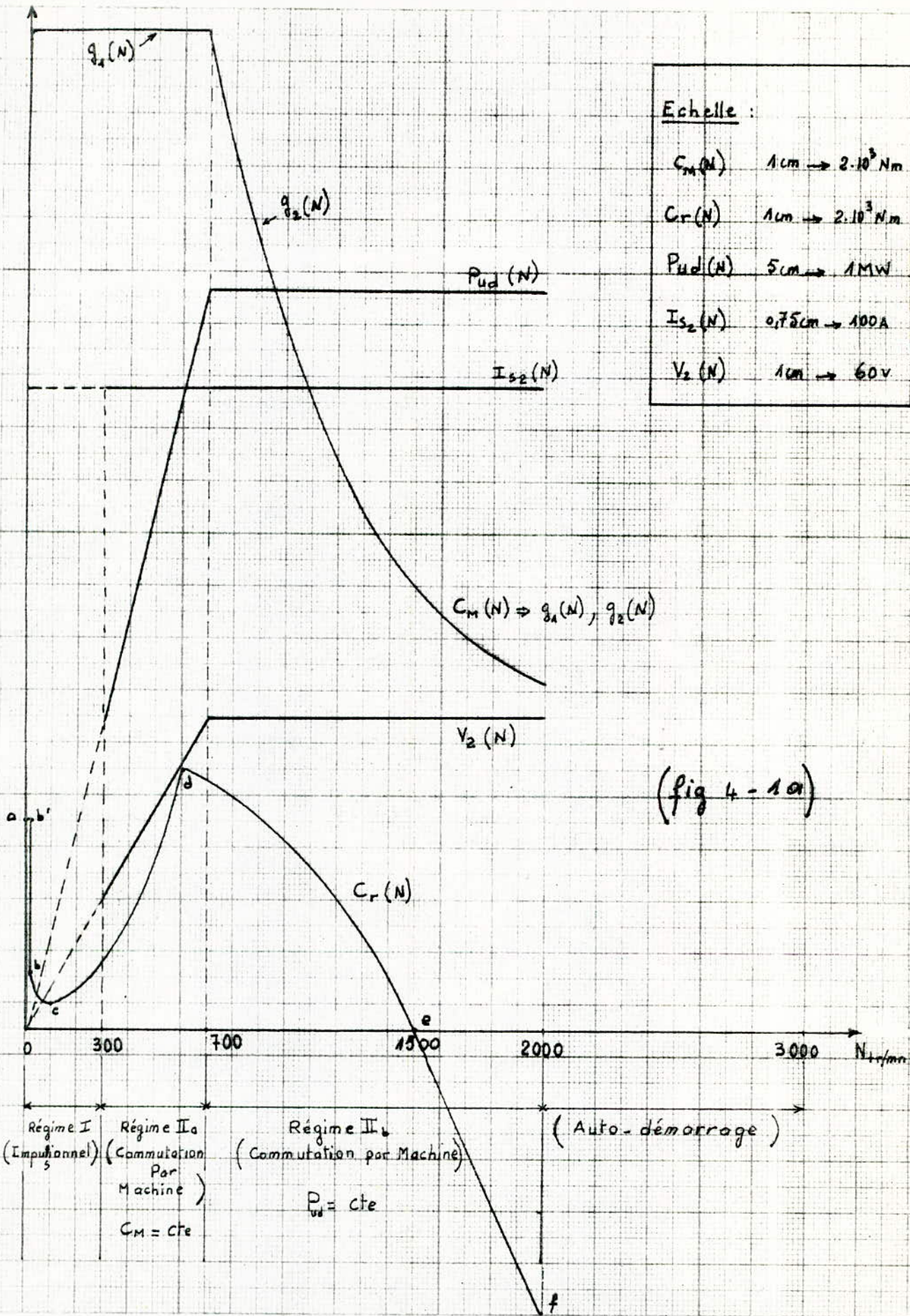
#### 4-2 EXPRESSION DU COUPLE RÉSISTANT $C_r(N)$

L'équation régissant le couple résistant  $C_r(N)$  en fonction de la vitesse n'étant pas connu d'une façon explicite, on se basera sur la courbe expérimentale donnée par le constructeur, et, par un calcul d'approximation on définira la fonction caractéristique du couple résistant en fonction de la vitesse (fig: 4-1a).



Echelle :

$C_M(N)$	1cm $\rightarrow$ $2 \cdot 10^3$ Nm
$C_r(N)$	1cm $\rightarrow$ $2 \cdot 10^3$ N.m
$P_{ud}(N)$	5cm $\rightarrow$ 1MW
$I_{s2}(N)$	0,75cm $\rightarrow$ 100A
$V_2(N)$	1cm $\rightarrow$ 60V



(fig 4-1a)



Les branches ab', bcd, def seront respectivement approximées par les fonctions  $f_1, f_2, f_3$  en fonction de la vitesse en tr/s

Points	$C_r(N) \text{ N.m}$	$N \text{ tr/mn}$	$N \text{ tr/s}$	FONC-TION
a	$8 \cdot 10^3$	0	0	$f_1(N)$
b'	$8 \cdot 10^3$	20	0,333	
b	$2 \cdot 10^3$	20	0,333	$f_2(N)$
c	$1 \cdot 10^3$	100	1,666	
d	$10 \cdot 10^3$	600	10	
e	0	1500	25	$f_3(N)$
f	$-11 \cdot 10^3$	2000	33,333	

$$f_1(N) = 8 \cdot 10^3 \text{ N.m} = cte \quad (47-1)$$

$$\begin{cases} f_2(b) = A_2 (0,333)^2 + B_2 (0,333) + C_2 = 2 \cdot 10^3 \\ f_2(c) = A_2 (1,666)^2 + B_2 (1,666) + C_2 = 1 \cdot 10^3 \\ f_2(d) = A_2 (10)^2 + B_2 (10) + C_2 = 10 \cdot 10^3 \end{cases}$$

La résolution de ce système donne :

$$A_2 = 189,3 \quad B_2 = -1128,6 \quad C_2 = 2357,2$$

$$f_2(N) = 189,3 N^2 - 1128,6 N + 2357,2 \quad (47-2)$$

$$\begin{cases} f_3(d) = A_3 (10)^2 + B_3 + C_3 = 10 \cdot 10^3 \\ f_3(e) = A_3 (25)^2 + B_3 (25) + C_3 = 0 \\ f_3(f) = A_3 (33,333)^2 + B_3 (33,333) + C_3 = -11 \cdot 10^3 \end{cases}$$

La résolution du système donne :

$$A_3 = -28 \quad B_3 = 313,3 \quad C_3 = 9664$$

$$f_3(N) = -28 N^2 + 313,3 N + 9664 \quad (47-3)$$

#### 4-3 CALCUL DE LA PUISSANCE DE DEMARRAGE $P_{ud}$

L'expression (44-2) devient :

$$t_d = 2\pi J \left[ \int_0^{0,333} \frac{dN}{g_1(N) - f_1(N)} + \int_{0,333}^{10} \frac{dN}{g_1(N) - f_2(N)} + \int_{10}^{11,666} \frac{dN}{g_1(N) - f_3(N)} + \int_{11,666}^{33,333} \frac{dN}{g_2(N) - f_3(N)} \right]$$

$$t_d = 2\pi J (S_1 + S_2 + S_3 + S_4) \quad (48-1)$$

avec  $S_1, S_2, S_3, S_4$  respectivement les solutions des intégrales ci-dessus.

Calcul de  $S_1$

$$S_1 = \int_0^{0,333} \frac{dN}{-f_1(N) + g_1(N)} = \int_0^{0,333} \frac{dN}{-8 \cdot 10^3 + 0,01364 P_{ud}}$$

$$S_1 = \frac{0,333}{-8000 + 0,01364 P_{ud}} \quad (48-2)$$

Calcul de  $S_2$

$$S_2 = \int_{0,333}^{10} \frac{dN}{-f_2(N) + g_1(N)} = \int_{0,333}^{10} \frac{dN}{-189,3N^2 + 1128,6N - 2357,2 + 0,01364 P_{ud}}$$

Le  $\Delta$  du dénominateur est positif pour  $P_{ud} > 49489 \text{ W}$  d'où la solution de  $S_2$  :

$$S_2 = \frac{1}{2ak_2} \left[ \text{Log} \left| \frac{k_2 - \left(N + \frac{b}{2a}\right)}{k_2 + \left(N + \frac{b}{2a}\right)} \right| \right]_{0,333}^{10}$$

avec  $a = -189,3$   
 $b = 1128,6$   
 $c = -2357,2 + 0,01364 P_{ud}$

$$k_2^2 = \frac{b^2}{4a^2} - \frac{c}{a}$$

$$k_2^2 = -3,56 + 7,2 \cdot 10^{-5} P_{ud}$$



$$S_2 = \frac{2,64 \cdot 10^{-3}}{K_2} \operatorname{Log} \left| \frac{(K_2 + 7,02)(K_2 + 2,65)}{(K_2 - 7,02)(K_2 - 2,65)} \right| \quad (49-1)$$

Calcul de  $S_3$

$$S_3 = \int_{10}^{11,666} \frac{dN}{g_1 - f_3(N)} = \int_{10}^{11,666} \frac{dN}{28N^2 - 313,3N - 9664 + 0,01364 P_{ud}}$$

Pour avoir  $C_m(N) - C_r(N) > 0$  donc  $P_{ud} > 0$ , on doit avoir

$\Delta < 0$  de  $g_1 - f_3(N)$ . Pour obtenir  $\Delta < 0$  il faut que :

$$P_{ud} > 0,772 \text{ MW}$$

soit  $a = 28$ ,  $b = -313,3$ ,  $c = -9664 + 0,01364 P_{ud}$

$$\text{et } K_3^2 = \frac{c}{a} - \frac{b^2}{4a^2} \Rightarrow K_3^2 = 4,87 \cdot 10^{-4} P_{ud} - 376,44$$

d'où la solution de  $S_3$  :

$$S_3 = \frac{1}{aK_3} \left[ \operatorname{Arctg} \frac{N + \frac{b}{2a}}{K_3} \right]_{10}^{11,66} \quad \text{de valeur :}$$

$$S_3 = \frac{1}{28K} \left[ \operatorname{Arctg} \frac{6,01}{K_3} - \operatorname{Arctg} \frac{4,41}{K_3} \right] \quad (49-2)$$

Calcul de  $S_4$

$$S_4 = \int_{11,66}^{33,333} \frac{dN}{g_2(N) - f_3(N)} = \int_{11,66}^{33,333} \frac{N dN}{28N^3 - 313,3N^2 + 9664N + \frac{P_{ud}}{2\pi}}$$

on remarque que le dénominateur du terme de l'intégrale est du 3<sup>ème</sup> degré. Pour calculer cette intégrale, il faut donner des valeurs à  $P_{ud}$  et chercher à chaque fois les racines du dénominateur

ce qui revient à faire des calculs itératifs pour la détermination de  $S_4$ . La complexité de ce calcul nous oblige à faire appel au calcul par ordinateur.

La détermination de la puissance de démarrage en fonction d'un temps de démarrage désiré se calcule d'après l'expression (48-1)

suivante : avec  $J = J_{\text{ALT}} + J_{\text{Turb}} = 14.900 + 18717 = 33617 \text{ kgm}^2$

$$t_d = 2\pi J (S_1 + S_2 + S_3 + S_4)$$

On utilise la méthode de SIMPSON, lors de la programmation pour le calcul de  $S_4$ , écrite ci-dessous.

$$S_4 = \frac{x_2 - x_1}{3N} \left[ f(x_1) + 4f(x_1 + w) + 2f(x_1 + 2w) + \dots + 4f[x_1 + (N-1)w] + f(x_2) \right]$$

$w$  est le pas (50-1)

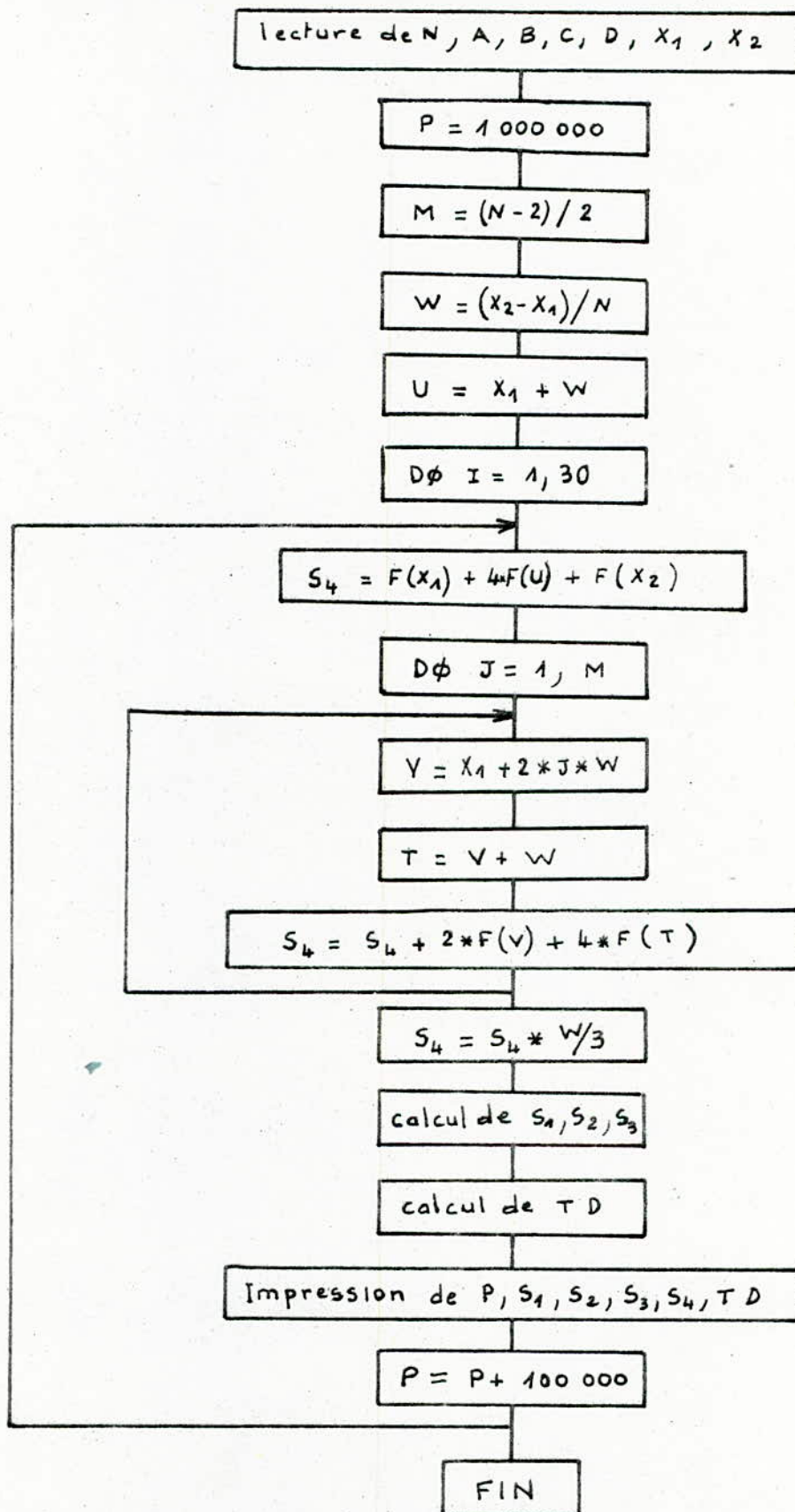
$N$  nombre d'intervalles

$P_{ud}$  sera prise entre 1 MW et 4 MW avec la progression de 0,1 MW.

VOIR : ORGANIGRAMME , PROGRAMME en FORTRAN , et , les solutions de  $(P_{ud}, S_1, S_2, S_3, S_4 \text{ et } t_d)$  respectivement dans les pages suivantes : 51 - 52 - 53



# ORGANIGRAMME POUR LA DETERMINATION DE $P_{4d}$



REQUESTED OPTIONS: XREF, NCTERMAL, SIZE(196K),

OPTIONS IN EFFECT: NAME(MAIN) NOOPTIMIZE LINECOUNT(55) SIZE(3196K) AUTODBL(NONE)

SOURCE EBCDIC NOLIST NUDECK OBJECT NOMAP NOFORMAT GUSTMT XREF ALC NOANSF NUTERM FLAG(1)

ISN 0002	EXTERNAL FUN	00000010
ISN 0003	COMMON A,B,C,D,P	00000020
ISN 0004	PRINT 1	00000030
ISN 0005	1 FORMAT('1')	00000040
ISN 0006	6 READ(5,2,END=7) N,A,B,C,D,X1,X2	00000050
ISN 0007	2 FORMAT(I3,2F6.2,F7.2,F6.3,2F5.2)	00000060
ISN 0008	P=1000000.0	00000070
ISN 0009	M=(N-2)/2	00000080
ISN 0010	W=(X2-X1)/N	00000090
ISN 0011	U=X1+W	00000100
ISN 0012	DO 3 I=1,30	00000110
ISN 0013	S4=FUN(X1)	00000120
ISN 0014	S4=S4+FUN(X2)	00000130
ISN 0015	S4=S4+4*FUN(U)	00000140
ISN 0016	DO 4 J=1,M	00000150
ISN 0017	V=X1+2*J*W	00000160
ISN 0018	T=V+W	00000170
ISN 0019	S4=S4+2*FUN(V)	00000180
ISN 0020	4 S4=S4+4*FUN(T)	00000190
ISN 0021	S4=S4*W/3	00000200
ISN 0022	S1=0.333/(0.01364*P-8000)	00000210
ISN 0023	A1=(0.00072*P-3.56)*0.5	00000220
ISN 0024	A2=(A1+7.02)*(A1+2.65)/(A1-7.02)/(A1-2.65)	00000230
ISN 0025	A2=ABS(A2)	00000240
ISN 0026	S2=0.00264/A1*ALOG(A2)	00000250
ISN 0027	A1=(0.000487*P-376.44)*0.5	00000260
ISN 0028	A2=ATAN(6.01/A1)-ATAN(4.41/A1)	00000270
ISN 0029	S3=A2/28/A1	00000280
ISN 0030	PI=3.14159	00000290
ISN 0031	TD=2*PI*33617*(S1+S2+S3+S4)	00000300
ISN 0032	PRINT 5,P,S1,S2,S3,S4,TD	00000310
ISN 0033	5 FORMAT(2X,'P=',E12.6,2X,'I1=',E12.6,2X,'I2=',E12.6,2X, * 'I3=',E12.6,2X,'I4=',E12.6,2X,'TD=',E12.6)	00000320
ISN 0034	P=P+100000.0	00000340
ISN 0035	3 CONTINUE	00000350
ISN 0036	GO TO 6	00000360
ISN 0037	7 STOP	00000370
ISN 0038	END	00000380

ISN 0002	FUNCTION FUN(X)	00000390
ISN 0003	COMMON A,B,C,D,P	00000400
ISN 0004	FUN=X/(A*X**3+B*X**2+C*X+P/D)	00000410
ISN 0005	RETURN	00000420
ISN 0006	END	00000430







## - V - DIMENSIONNEMENT

Le temps de démarrage de la turbine à gaz de 100 MVA, par convertisseur statique de fréquence, de 0 à 2000 tr/mn est fixé dans notre étude à  $t_d = 2,6 \text{ mn} \pm 0,1 \text{ mn}$ .

Les résultats obtenus lors de la détermination de la puissance de démarrage donnent pour  $t_d = 158,7 \text{ A} \approx 2,6 \text{ mn}$  une puissance  $P_{ud} = 2,8 \text{ MW}$ .

$$t_d = 2,6 \text{ mn} \Rightarrow P_{ud} = 2,8 \text{ MW}$$

### 5-1 DETERMINATION DU COURANT ET DE LA TENSION DU MOTEUR SYNCHROME DURANT LE REGIME II<sub>b</sub>

Le régime II<sub>b</sub> correspondant est donné par la (fig: 4-1a).

D'après les caractéristiques des thyristors données par le constructeur, nous utiliserons dans notre cas des thyristors pouvant évacuer un courant continu  $I_d = 2100 \text{ A}$  (54-1)

Pour ce courant  $I_d$  on a :

$$I_d = 2100 \text{ A}$$

#### 5-1-1 valeur efficace du courant fondamental $I_{s2}$ dans une phase du moteur synchrone.

D'après la formule (22-4) on a pour  $I_{s2}$  : (54-2)

$$I_{s2} = \frac{I_d \sqrt{6}}{\pi} = \frac{2100 \sqrt{6}}{\pi} = 1637 \text{ A}$$

$$I_{s2} = 1637 \text{ A}$$

#### 5-1-2 tension simple aux bornes du moteur

On a :  $P_{ud} = 3V_2 I_{s2} \cos \varphi_{s2} - 3R_s I_{s2}^2 - P_{fer}$

$$\Rightarrow V_2 = \frac{P_{ud} + 3R_s I_{s2}^2 + P_{fer}}{3 I_{s2} \cos \varphi_{s2}} \quad (54-3)$$

Durant le régime II<sub>b</sub>,  $V_2$  et  $I_{s2}$  sont gardés constants à l'aide d'une régulation appropriée.

La variation de l'angle de commutation  $\alpha_2$  entraîne une variation de l'angle  $\varphi_{s2}$  donc une variation de la puissance  $P_{ud}$  du moteur.



$\cos \varphi_2$  est maximum pour  $u_2$  minimum durant ce régime.

Fixons en première approximation la valeur maximale de  $\varphi_{s2}$  telle que  $\cos \varphi_{s2} = 0,96$ .

$\varphi_{s2}$  sera défini lors de la détermination de  $u_2$

### 5-1-3 évaluation des pertes fer ( $P_{fer}$ )

Pour une fréquence  $f$  et une induction magnétique  $B$  données, les pertes fer s'expriment par la relation suivante :

$$P_{fer} = \left[ k \cdot P\left(\frac{1}{50}\right) \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^\beta \cdot B_{moy}^2 \right] \cdot G_f \quad (55-1)$$

$G_f$  masse totale du fer considéré  
 $k$  constante dépendant de la nature du métal, varie entre 2,4 et 4  
 $\beta$  constante " " " " " 1,2 et 1,5  
 $P\left(\frac{1}{50}\right)$  pertes spécifiques pour  $B = 1T$  et  $f = 50Hz$   
 $B_{moy}$  induction moyenne.  
 $f$  fréquence.

Ne connaissant pas  $B$  au régime  $II_6$  à cause de  $v_2$  que nous voulons calculer, on évalue les pertes par un calcul approché à 10% des pertes fer de l'alternateur sous charge nominale soit :

$$P_{fer} = 10\% \cdot 270 \text{ kW} = 27 \text{ kW} \quad P_{fer} = 27 \text{ kW}$$

La valeur de  $v_2$  sera donc (formule 54-3) :

$$v_2 = \frac{2,8 \cdot 10^6 + 3 \cdot 0,0019 \cdot (1637)^2 + 27 \cdot 10^3}{3 \cdot 1637 \cdot 0,96} = 602 \text{ V}$$

$$(55-2) \quad \boxed{v_2 = 602 \text{ V}}$$

### 5-2 DETERMINATION DE L'ANGLE DE COMMUTATION $u_2$

$u_2$  sera calculé à la limite de fonctionnement donc pour l'angle de garde  $\gamma$  minimum soit  $\gamma_0$ .

Le constructeur fixe le temps de désamorçage à  $t = 450 \mu s$ .

Pour 2000tr/mn on a  $f_{2max} = 33,33 \text{ Hz}$ .

$$\gamma_0 = \omega_{2max} \cdot t = 2\pi f_{2max} \cdot t = 33,33 \cdot 2\pi \cdot 450 \cdot 10^{-6} = 9,42 \cdot 10^{-2} \text{ rad}$$

$$\Rightarrow \gamma_0 = \frac{180 \cdot 9,42 \cdot 10^{-2}}{3,14} = 5,4^\circ \quad (55-3) \quad \boxed{\gamma_0 = 5,4^\circ}$$

$u_2$  sera déterminé à partir des trois équations suivantes :

$$\vec{V}_2 = \vec{V}_2'' + R_s \vec{I}_{s_2} + j X_d'' \vec{I}_{s_2} \quad (1)$$

$$\cos \gamma_0 - \cos(\gamma_0 + u_2) = \frac{X_d''}{V_2''} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (2)$$

$$\cos \varphi'' = \frac{1}{2} (\cos \gamma_0 + \cos(\gamma_0 + u_2)) \quad (3)$$

équations obtenues précédemment voir formules (32-1) et (31-4) .

des équations (2) et (3) on aura :

$$\cos \varphi'' = \cos \gamma_0 - \frac{1}{2} \cdot \frac{X_d''}{V_2''} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (4)$$

La connaissance de  $\varphi''$  entraîne la connaissance de  $u_2$  d'après l'équation (3), d'où l'on a :

$$u_2 = \text{Arc cos} [2 \cos \varphi'' - \cos \gamma_0] - \gamma_0 \quad (5)$$

$\varphi''$  se détermine graphiquement à partir des équations (1) et (4) voir (fig: F)

La détermination de  $\varphi''$  et  $V_2''$  s'obtient par la représentation graphique de l'équation vectorielle (1) pour différentes valeurs de  $(\varphi_{s_2})_i$ . Pour chaque  $(\varphi_{s_2})_i$  on obtient  $(\varphi'')_i$  et  $(V_2'')_i$ . Les valeurs de  $(\varphi'')_i$  et  $(V_2'')_i$  qui vérifient l'équation (4) seront des valeurs qu'on donnera à  $\varphi''$  et  $V''$  servant à la détermination de  $u_2$  d'après l'équation (5).

Les résultats obtenus à l'aide des graphiques des (fig: F) sont donnés par les tableaux suivants pour différentes vitesses et les différentes valeurs de  $X_d''$  correspondant à ces vitesses.  $\cos \varphi''$  calculé sera donné par l'expression (4) .

a) Pour  $N = 700 \text{ tr/mn}$  et  $X_d'' = 0,0316 \Omega$



$\varphi_{s_2} (^{\circ})$	$\varphi'' (^{\circ})$	$V_2'' (V)$	$\cos \varphi''$ mesuré	$\cos \varphi''$ calculé
10	14,5	612	0,968	0,9507
15	18,5	616	0,948	0,9510
20	26	621	0,898	0,9513
25	29	624	0,874	0,9515

Par interpolation on a les résultats ci-dessous :

$\varphi'' = 18^{\circ}$	$\rightarrow$	$U_2 = 19,5^{\circ}$
$\varphi_{s_2} = 14^{\circ}$		$\alpha_{2 \max} = 155^{\circ}$
$V_2'' = 614 V$		

b) Pour  $N = 1000 \text{ tr/mn}$  et  $X_d'' = 0,0451 \Omega$

$\varphi_{s_2} (^{\circ})$	$\varphi'' (^{\circ})$	$V_2'' (V)$	$\cos \varphi''$ mesuré	$\cos \varphi''$ calculé
10	17	616	0,956	0,932
15	21	624	0,933	0,933
20	26,5	630	0,894	0,933
25	31	636	0,857	0,934

$\varphi'' = 21^{\circ}$	$\rightarrow$	$U_2 = 23,7^{\circ}$
$\varphi_{s_2} = 15^{\circ}$		$\alpha_{2 \max} = 150,7^{\circ}$
$V_2'' = 624 V$		

c) Pour  $N = 1500 \text{ tr/mn}$  et  $X_d'' = 0,0677 \Omega$

$\varphi_{s_2} (^{\circ})$	$\varphi'' (^{\circ})$	$V_2'' (V)$	$\cos \varphi''$ mesuré	$\cos \varphi''$ calculé
10	21	620	0,933	0,901
15	24,5	630	0,909	0,902
20	30	638	0,866	0,904
25	33,5	646	0,833	0,905

$\varphi'' = 25,5^{\circ}$	$\rightarrow$	$U_2 = 30,5$
$\varphi_{s_2} = 16^{\circ}$		$\alpha_{2 \max} = 144^{\circ}$
$V_2'' = 632 V$		

d) Pour  $N = 2000 \text{ tr/mn}$  et  $X_d'' = 0,0903 \Omega$

$\varphi_{s_2} (^{\circ})$	$\varphi'' (^{\circ})$	$V_2'' (V)$	$\cos \varphi''$ mesuré	$\cos \varphi''$ calculé
10	23	644	0,920	0,874
15	26,5	654	0,895	0,876
20	30,5	666	0,861	0,878
25	35,5	678	0,814	0,880

$\varphi'' = 28,75^{\circ}$	$\rightarrow$	$U_2 = 35,5^{\circ}$
$\varphi_{s_2} = 17,5$		$\alpha_{2 \max} = 139,5^{\circ}$
$V_2'' = 660 V$		

e) Pour  $N = 350 \text{ tr/mn}$  et  $X''_d = 0,0158 \Omega$

$\varphi_{s_2} (\circ)$	$\varphi'' (\circ)$	$V''_2 (v)$	$\cos \varphi''$ mesuré	$\cos \varphi''$ calculé
5	9°	306	0,996	0,950
15	18,5	310	0,948	0,951
25	29	314	0,962	0,952

$\varphi'' = 18^\circ$
$\varphi_{s_2} = 14,5^\circ$
$V''_2 = 310 \text{ v}$

$u_2 = 19,5^\circ$
$\alpha_{2 \max} = 155^\circ$

### 5-3 TENSIONS REDRESSEES - TENSION SIMPLE DE RACCORDEMENT - FACTEUR DE PUISSANCE

La détermination des valeurs suivantes sera faite pour  $N = 700 \text{ tr/mn}$  donnant  $\varphi_{s_2}$  le plus petit, valeur pour laquelle  $P_{ud}$  est maximale. voir (fig: 2-1e) pour les notations.

#### 5-3-1 tension redressée entrée onduleur $U_{d\alpha_2}$

Connaissant les valeurs de  $X_2$  et  $V''_d$  on approxime donc  $X_2 \approx X''_d$  et  $V''_d \approx V_i$ . D'après la formule (33-1) on a :

$$U_{d\alpha_2} = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_i \cos \alpha_2 + \frac{3}{\pi} X''_d I_d + \frac{3}{\pi} R_s I_d + \Delta E_{\text{ond}_2}$$

en tenant compte de  $\Delta E_{\text{ond}_2}$  chute de tension due aux thyristors de l'onduleur. Comme  $V''_d \approx V_i$  et  $X_2 \approx X''_d$  on aura :

$$U_{d\alpha_2} = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot 614 \cdot \cos(155) + \frac{3}{\pi} \cdot 0,0158 \cdot 2100 + \frac{3}{\pi} (0,0049 \cdot 2100) + 3 \text{ v}$$

$$= 1371,8 \text{ v}$$

(58-1)

$$U_{d\alpha_2} = 1371,8 \text{ v}$$

#### 5-3-2 tension redressée sortie redresseur $U_{d\alpha_1}$

soit  $R_c$  la résistance de la bobine de lissage  $L_c$ , on a :

$$U_{d\alpha_1} = U_{d\alpha_2} + 1\% U_{d\alpha_2} = 1371,8 \text{ v} + \frac{1}{100} \cdot 1371,8 \text{ v} = 1386 \text{ v}$$

avec  $R_c I_d = 1\% U_{d\alpha_2}$ .

(58-2)

$$U_{d\alpha_1} = 1386 \text{ v}$$

#### 5-3-3 tension simple de raccordement $V_L$

D'après l'expression (33-1), en tenant compte de la chute de



tension  $\Delta E_{Red1}$  dans les thyristors du redresseur on a :

$$U_{d\alpha_1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_L \cos \alpha_1 - \frac{3}{\pi} X_1 I_d - \frac{3}{\pi} R_1 I_d - \Delta E_{Red1} \quad (1)$$

Si  $U_1$  est la tension composée au primaire du transformateur, on a

$$U_1 = 6 \text{ kV} \pm 5\% \Rightarrow V_L \text{ est aussi variable de } \pm 5\%$$

Lors du régime II<sub>6</sub>, pour garder  $V_L \cos \alpha_1$  constante pour toute variation de  $V_L$ , on doit régler  $\alpha_1$  tel que :

$$V_{L_{\min}} = V_L - 5\% V_L \leq V_L \leq V_{L_{\max}} = V_L + 5\% V_L$$

et l'on doit avoir à tout instant :  $V_L \cos(\alpha_1) = V_{L_{\max}} \cos(\alpha_{1_{\max}}) = V_{L_{\min}} \cos(\alpha_{1_{\min}})$

$$\text{Or pour } (\alpha_{1_{\min}}) \Rightarrow \cos(\alpha_{1_{\min}}) = 1 \Rightarrow \alpha_{1_{\min}} = 0$$

$$\text{On a donc } V_{L_{\min}} \cos(\alpha_{1_{\min}}) = 0,95 V_L = V_L \cos \alpha_1 \Rightarrow \cos \alpha_1 = 0,95 \Rightarrow$$

$$\alpha_1 = 18,2^\circ. \text{ De même on trouve } \alpha_{1_{\max}} = 25,2^\circ$$

Pour un transformateur de puissance  $P \approx 3 \text{ MW}$  et de tension composée  $U_1 = 6 \text{ kV}$  on donne  $U_{ccr} = 10,4\%$  et  $U_{cca} = 1,5\% \Rightarrow$

$$R_1 I_1 = R_1 I_d \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = \frac{1,5}{100} V_L \quad \text{et} \quad X_1 I_1 = X_1 I_d \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = \frac{10,4}{100} V_L$$

L'expression ci-dessus (1) devient :

$$U_{d\alpha_1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_L \cos \alpha_1 - \frac{3}{\pi} \frac{10,4}{100} V_L \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} - \frac{3}{\pi} \frac{1,5}{100} V_L \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} - \Delta E_{Red1}$$

$$\Rightarrow V_L = \frac{U_{d\alpha_1} + \Delta E_{Red1}}{\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \alpha_1 - \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \left( \frac{10,4 + 1,5}{100} \right)} = 667 \text{ V} \quad \boxed{V_L = 667 \text{ V}}$$

avec  $V_L$  : tension simple à vide d'alimentation du redresseur Red<sub>1</sub>.

La tension composée correspondante est :  $U_L = 1155 \text{ V}$

#### 5-3-4 Facteur de puissance

De la formule (22-3) on a :  $FP = \frac{3}{\pi} \cos(\alpha_1 + \frac{u_1}{2})$  et la formule (23-3) avec  $V_L = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$  on a :

$$u_1 = \text{Arc cos} \left[ \cos \alpha_1 - \frac{X_1 I_d}{V_L} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \right] - \alpha_1 = \text{Arc cos} \left[ \cos 18,2^\circ - \frac{10,4}{100} \right] - 18,2^\circ$$

$$\Rightarrow u_1 = 14^\circ \Rightarrow F.P = \frac{3}{\pi} \cos(18,2^\circ + 7^\circ) = 0,86 \quad \boxed{F.P = 0,86}$$

(59-3)

#### 5-4 VALEUR REELLE DES PERTES FER

On détermine les pertes fer à 2000 tr/mn d'après la formule (55-1)  
 Connaissant la valeur de ces pertes à pleine charge soit 270 kW sous  
 $I_{exci} = 592 \text{ A}$ .

$$\frac{P_{fer}(f, B)}{P_{fer}(f_n, B_n)} = \frac{k \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^\beta \cdot B^2 \cdot G}{k \cdot \left(\frac{f_n}{50}\right)^\beta \cdot B_n^2 \cdot G} = \left(\frac{f}{f_n}\right)^\beta \cdot \left(\frac{E}{E_n}\right)^2 \cdot \left(\frac{N_n}{N}\right)^2$$

car on a :  $E = KN\phi$  et  $E_n = KN_n\phi_n \Rightarrow$

$$\frac{B}{B_n} = \frac{\phi}{\phi_n} = \frac{E}{E_n} \cdot \frac{N_n}{N}$$

d'après la caractéristique à vide (page 43) on a :

pour  $I_{exci} = 592 \text{ A}$  par extrapolation on a  $E_n = 9093 \text{ v}$

à 2000 tr/mn  $\Rightarrow f = 33,33 \text{ Hz}$  et  $E = 2184 \text{ v}$

$$\frac{P_{fer}(f, B)}{P_{fer}(f_n, B_n)} = \left(\frac{33,33}{50}\right)^{2,3} \cdot \left(\frac{2184}{9093}\right)^2 \cdot \left(\frac{3000}{2000}\right)^2 = \boxed{7,6 \% = P_{fer}} \quad (60-1)$$

On remarque que l'évaluation précédente des pertes fer est  
 sensiblement du même ordre que la valeur réelle calculée.

#### 5-5 PUISSANCE D'ENTREE ( $P_e$ ) DU CONVERTISSEUR

$$P_e = P_{ud} + \sum \text{Pertes}$$

- Puissance aux bornes du moteur due à l'harmonique fondamental.

$$P_{mot} = 3V_2 I_{s2} \cos \varphi_{s2} = 3 \cdot 602 \cos 14^\circ \cdot 1637 = 2868 \text{ kW}$$

- Les pertes dans  $R_{ed1}$  et  $0nd2$  sont :  $\Delta E_{red1} = \Delta E_{ond2} = 3 \text{ v}$

$$2 \cdot \Delta E \cdot I_d = 3 \cdot 2100 \cdot 2 = 12,6 \text{ kW}$$

- Pertes dans la bobine de lissage ( $P_{Lc}$ ) :

$$P_{Lc} = R_c I_d^2 = 0,0068 \cdot 2100^2 = 30 \text{ kW}$$

d'où l'on a :

$$P_e = 2868 + 12,6 + 30 \text{ kW} = 2910 \text{ kW}$$

$$(60-2) \quad \boxed{P_e = 2910 \text{ kW}}$$



## 5-6 DIMENSIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR

La puissance d'entrée du convertisseur statique ( $P_e$ ) étant connue, On fixera la puissance du transformateur ( $P_T$ ) telle que :

$$P_T = f \cdot P_e \quad \text{avec } f = 1,048 : \text{facteur de dimensionnement}$$

$$P_T = 1,048 \cdot 2910 \approx 3050 \text{ kW}$$

$$P_T = 3050 \text{ kW}$$

- Tension aux bornes du secondaire à vide (simple) :  $V_L = 667 \text{ V} \pm 5\%$
- Tension composée au secondaire à vide :  $U_L = 1,155 \text{ kV} \pm 5\%$
- Tension composée au primaire (réseau) :  $U_n = 6 \text{ kV} \pm 5\%$
- Facteur de puissance :  $(61-1)$   $F.P = 0,85$
- Puissance apparente :  $S_n = 3588 \text{ kVA}$

## 5-7 DIMENSIONNEMENT DE LA BOBINE DE LISSAGE

L'inductance totale du système est (sans bobine de lissage) :

$$X''_d = 12,3\% \frac{U_{2n}}{I_{2n}\sqrt{3}} = \frac{10500}{5500\sqrt{3}} \frac{12,3}{100} = 0,1355 \Omega$$

$$X_1 = 10,4\% \frac{U_L}{I_{1n}\sqrt{3}} = \frac{1155}{1714\sqrt{3}} \times \frac{10,4}{100} = 0,04 \Omega$$

$$L''_d = \frac{0,1355}{2\pi \cdot 50} = 0,431 \text{ mH} \quad \text{inductance subtransitoire par phase}$$

$$L_1 = \frac{0,04}{2\pi \cdot 50} = 0,127 \text{ mH} \quad \text{inductance par phase du transformateur.}$$

$$L_{\text{syst}} = 2(0,127 + 0,431) = 1,116 \text{ mH} \rightarrow \text{du système sans bobine de lissage}$$

Inductance totale avec bobine de lissage :  $L_{T \text{ syst}}$

Inductance de lissage nécessaire au système pour un lissage du courant  $I_d$  à une précision de 5% :

$L_c = L_{T \text{ syst}} - (2L_1 + 2L''_d) = L_{T \text{ syst}} - 1,116 \text{ mH}$ . La fréquence de l'harmonique fondamental du courant redressé est 6 fois plus grand que celle de la tension du réseau :

$$L_{T \text{ syst}} = \frac{U_d \cdot \frac{2}{35} \sqrt{(\cos \alpha_1)^2 + (6 \sin \alpha_1)^2}}{6 \cdot 2\pi \cdot f \cdot \frac{5}{100} \cdot 2100}$$

$$L_{T \text{ syst}} = 2,426 \text{ mH}$$

$$\Rightarrow L_c = 1,31 \text{ mH} \quad \text{avec } \alpha_1 = \pi/2$$

## 5-8 CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DU SYSTEME DE DEMARRAGE

### - A - CONVERTISSEUR STATIQUE DE DEMARRAGE

Le convertisseur statique de démarrage se compose d'une armoire à thyristor type AUR. 2.9 contenant :

- 12 thyristors à disque du type T 671 N 3400 T OF avec refroidissement radial à air .
- 6 thyristors pour le redresseur Red<sub>1</sub>
- 6 thyristors pour l'onduleur Ond<sub>2</sub>

#### Dimensions de l'armoire :

- Largeur 1,2 m
- Hauteur avec ventilation 2,57 m
- Profondeur 0,8 m
- Poids 900 kg
- mode de Protection IP20

#### convertisseur de démarrage

Puissance nominale $P_{en}$ :	3000 kW
Courant continu $I_{dn}$ :	2100 A
Tension de raccordement entre phase $U_L$ :	1155 v $\pm$ 5%
Facteur de puissance F.P :	0,86
Pertes dans Red <sub>1</sub> et Ond <sub>2</sub> :	2 x 6 kW
Tension crête inverse $\hat{U}_{inv}$ :	1633 v $\pm$ 5%
Fréquence	50 Hz

### - B - TRANSFORMATEUR

courant nominal $I_n$ au secondaire :	1714 A
TENSION primaire $U_n$ :	6 kV $\pm$ 5%
Tension secondaire à vide $U_L$	1,155 kV $\pm$ 5%
Puissance apparente $S_n$	3588 kVA
Facteur de puissance F.P	0,85



Tension de court-circuit $U_{cc}$	10,5% $U_n$
Tension de court-circuit réactive $U_{ccr}$	10,4% $U_n$
Tension de court-circuit active $U_{cca}$	1,5% $U_n$

- C - BOBINE DE LISSAGE

Courant nominal $I_{dN}$	2100 A
Inductivité pour $I_{dN}$	1,31 mH
Type	GS 630
Mode de protection	IP 03
Isolation	série 3

- D - SYSTEME D'EXCITATION

Type d'excitation	SEMIPOL (AEG)
Courant d'excitation à $U_n$ et $\cos\varphi = 0,8$	592 A
Tension d'excitation nominale	338 V
Tension maximale d'excitation	510 V
Nombre de thyristors	6
Tension maximale de blocage des thyristors	1500 V
Tension primaire du transformateur d'excitation	6 KV $\pm$ 5%
Puissance apparente	375 KVA
Tension au secondaire	400 V

## - VI -

## EXCITATION

Les valeurs des courants d'excitation pour différentes vitesses Lors du régime  $\text{II}_b$  ( $\bar{v}_2 = \text{cte}$ ) sont déterminées à partir des valeurs de  $E_2$  données par l'équation vectorielle  $\vec{V}_2 = \vec{E}_2 + j X_s \vec{I}_{s2}$  représentée par le diagramme (fig: 6). Afin de déterminer les valeurs du courant d'excitation à partir de la courbe  $E_2 = f(I_{\text{exci}})$  obtenue à 3000 tr/mn (voir caractéristique à vide page 43), on ramène chaque f.e.m ( $E_2$ ) pour une vitesse  $N$  donnée à la vitesse de 3000 tr/mn. Les résultats sont consignés dans le tableau ci-dessous.

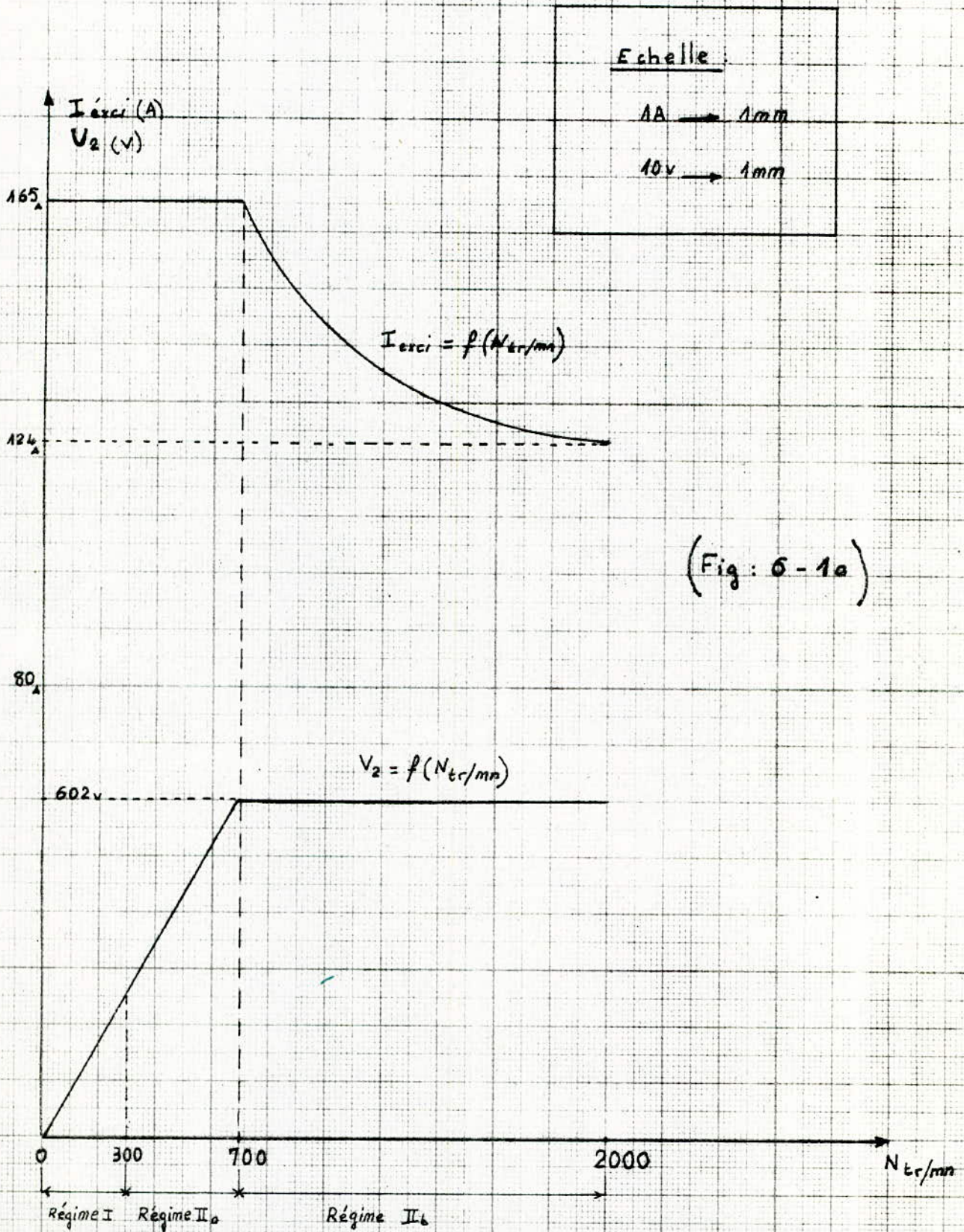
N	$V_2$ (V)	$X_s I_{s2}$ (V)	$\varphi_{s2}$ (°)	$E(N)$ (V)	$E(3000 \text{tr/mn})$ (V)	$I_{\text{exci}}$ (A)
700	603	677,6	14	1012	4337	165
1000	603	968	15	1272	3816	145
1500	603	1452	16	1716	3432	130,5
2000	603	1936	17,5	2184	3276	124,7

Durant le régime I et  $\text{II}_a$ , on garde  $I_{\text{exci}} = \text{cte}$  car on travaille à couple constant. La valeur de  $I_{\text{exci}}$  au point  $N = 700 \text{tr/mn}$  (point commun au régime  $\text{II}_a$  et  $\text{II}_b$ ) est de:  $I_{\text{exci}} = 165 \text{ A}$

Durant le régime  $\text{II}_b$ , on travaille à  $v_2 = \text{cte} = 602 \text{ V}$  (fig: 6-1a). D'après l'expression  $E = KN\phi$ , on constate que lors d'une variation de vitesse donnée, pour garder  $v_2 = \text{cte}$ , il doit correspondre un affaiblissement du flux  $\phi$  d'une valeur bien définie et ceci est obtenu par le système de régulation du courant d'excitation. La (fig: 6-1a) donne l'allure de la variation de  $I_{\text{exci}}$  en fonction de la vitesse à  $v_2 = \text{cte}$  durant le régime  $\text{II}_b$ . L'équipement d'excitation est donné page (63).



COURBES DE COURANT D'EXCITATION ET DE TENSION  
EN FONCTION DE LA VITESSE.





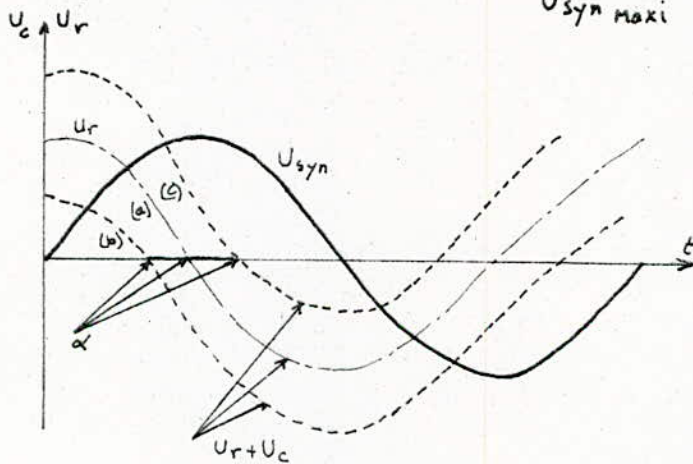
## -VII- COMMANDE DES CONVERTISSEURS

Les circuits de commande doivent répondre aux exigences d'exploitation auxquelles sont soumis les convertisseurs, tout en tenant compte des caractéristiques des thyristors qui les composent. La commande des thyristors consiste à envoyer des impulsions sur leur gâchette à des temps "t" bien déterminés (exprimés en angle tels que  $\alpha = \omega t$ ,  $\alpha$  est alors appelé angle de retard à l'amorçage) afin d'obtenir la tension et le courant désirés. On utilise dans notre cas la commande verticale « arc-cosinus ».

### 7-1 COMMANDE VERTICALE "ARC-COSINUS"

Le déphasage "arc-cosinus" est obtenu par superposition de deux tensions l'une  $U_{ref}$  (tension de référence) et l'autre  $U_c$  (de commande)

telles que :  $\alpha = \arccos \frac{U_c}{U_{syn\ max}}$  .  $U_{syn\ max}$  : tension de synchronisation maximale



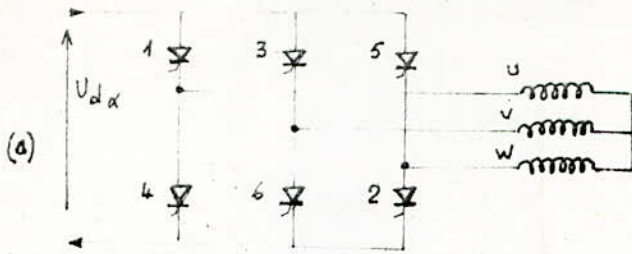
- (a)  $U_c = 0$      $\alpha = 90^\circ$
- (b)  $U_c < 0$      $\alpha \rightarrow 0^\circ$
- (c)  $U_c > 0$      $\alpha \rightarrow 180^\circ$

(fig: 7-1a) commande verticale "arc-cosinus"

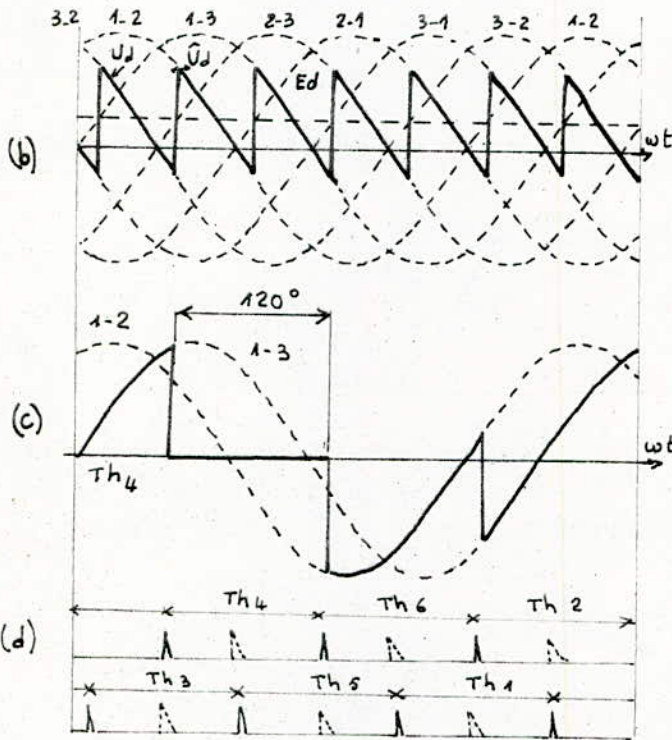
### 7-2 APPLICATION A LA COMMANDE D'UN PONT DE GRAËTZ PAR "DOUBLE IMPULSION"

soit un pont de graëtz (fig: 7-2a) . La tension d'alimentation et la tension redressée avec commutation instantanée sont données par La (fig: 7-2b) . La tension aux bornes de  $th_4$  donnée par la (fig: 7-2c)





nous avons déjà vu que dans un pont de graëtz (a), lors d'un fonctionnement continu, chaque thyristor conduit sur  $120^\circ$ .

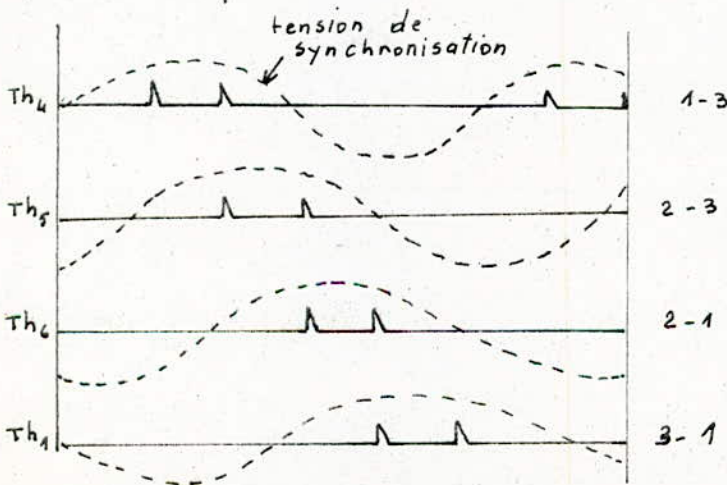


L'ordre de distribution des impulsions de commande doit être tel qu'un thyristor d'un côté du pont ne reçoit l'ordre d'amorçage que si un autre thyristor, de branche différente, de l'autre côté du pont conduit déjà (d).

Mais lors de la mise sous tension ou en conduction discontinue, cette condition

(Fig: 7-2-a, b, c d)

n'est pas remplie. Ce qui nous amène à utiliser la commande à double impulsion (Fig: 7-2e). chaque thyristor reçoit par période deux impulsions décalées de  $60^\circ$  et synchronisées par deux phases successives.



(Fig: 7-2e)

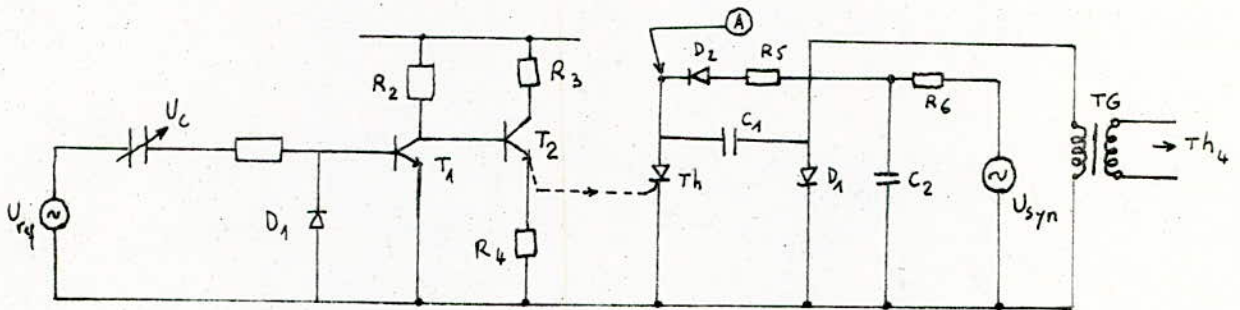
Commande à "double impulsion" d'un pont de GRAËTZ triphasé.

← idem pour  $Th_2$  et  $Th_3$  avec respectivement leur tension de référence. 3-2 et 1-2

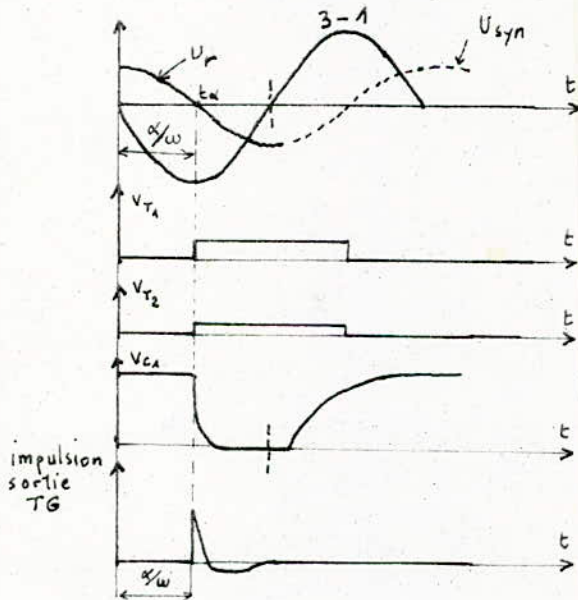
### 7-3 CIRCUIT ADAPTATEUR ET GENERATEUR D'IMPULSIONS

Le circuit de la (fig: 7-3f) produit des impulsions à front raide et de forte amplitude. Ce circuit peut être alimenté sous une tension de l'ordre de 100 à 200 v.

La tension de synchronisation  $U_{syn}$  de chaque thyristor est obtenue suivant la (fig: 7-2e), cette tension et la tension de référence  $U_{ref}$  déphasée de  $\frac{\pi}{2}$  en avant de  $U_{syn}$  donnent un signal impulsionnel par l'intermédiaire du condensateur  $C_1$  (fig: 7-3g).



(fig: 7-3f) : générateur d'impulsions



tension de synchronisation et tension de référence.

tensions émetteurs des transistors  $T_1$  et  $T_2$ .

tension aux bornes du condensateur  $C_1$

impulsion due à la décharge de  $C_1$

(fig: 7-3g) : Production de l'impulsion

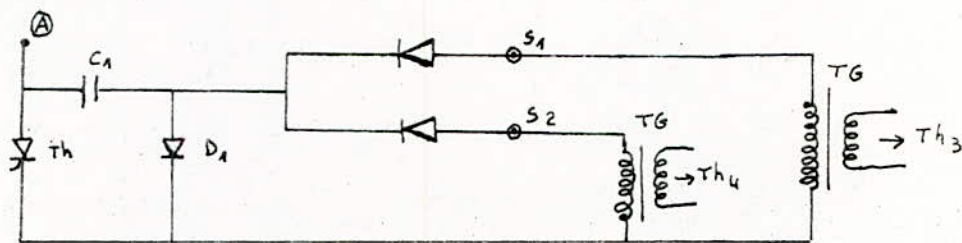
$$U_c + U_{syn \max} \cos \omega t \alpha = 0 \quad \text{avec} \quad t \alpha = \frac{\alpha}{\omega} \Rightarrow U_c + U_{syn \max} \cos \alpha = 0$$

$$\text{donc on a :} \quad \alpha = \text{Arc cos} \left[ -\frac{U_c}{U_{syn \max}} \right] \quad (68-1)$$

$$\text{pour } U_c = 0 \Rightarrow \alpha = \frac{\pi}{2}, \quad U_c > 0 \Rightarrow \alpha \rightarrow 180^\circ; \quad U_c < 0 \Rightarrow \alpha \rightarrow 0^\circ$$

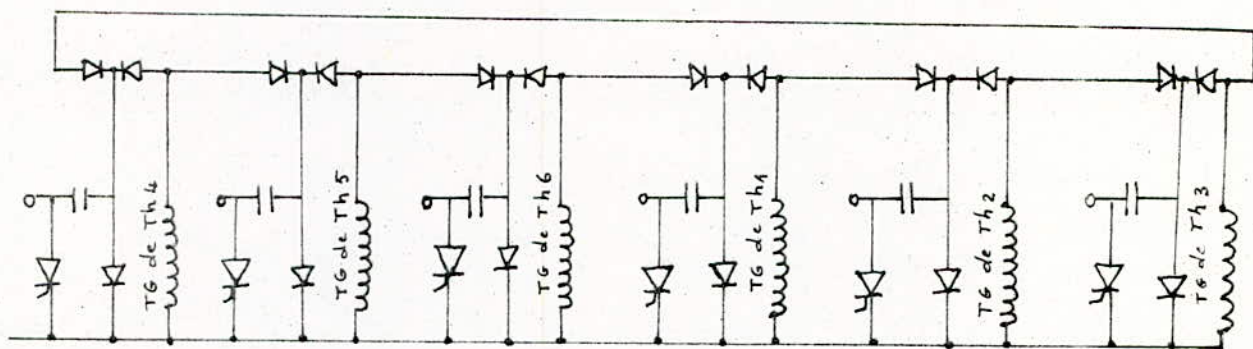


La commande du convertisseur comprend six circuits identiques à celui de la (fig: 7 - 3h). Chaque circuit comporte deux sorties  $S_1$  et  $S_2$ , l'une commande le thyristor de sa propre phase, l'autre commande le thyristor correspondant à la phase décalée de  $60^\circ$  par rapport à la précédente.



(fig: 7 - 3 h)

L'interconnexion des circuits est faite selon la (fig: 7 - 3i) et la distribution des impulsions répond au diagramme (fig 7 - 2e).



(fig: 7 - 3 i)

Deux dispositifs de commande des gâchettes des thyristors semblables à celui étudié ci-dessus sont employés pour la commande du convertisseur  $Red_1$  et le convertisseur  $ond_2$ .

Les tensions de synchronisation pour la commande de  $Red_1$  et  $ond_2$  sont respectivement : la tension d'alimentation du réseau au secondaire du transformateur et les tensions :

- a) du capteur de position de la roue polaire au régime I.
- b) aux bornes du moteur synchrone au régime II.

#### 7-4 Schéma de principe de la régulation d'un moteur synchrone autopiloté.

La régulation du système de démarrage, d'un turbogroupe à gaz utilisant son alternateur comme moteur synchrone autopiloté, ne peut être traitée dans les délais fixés pour notre projet. Afin de compléter notre étude, nous décrirons ci-dessous et sommairement un système de régulation proposé par S.E.G pour le démarrage d'un turbogroupe à gaz par convertisseur statique de fréquence (fig :

##### 7-4-1 Fonctionnement.

###### a) Durant le régime I (fig 4-1a)

Durant ce régime de démarrage, on travaille à couple constant et par impulsions de courant redressé. Le capteur de position (CP) de la roue polaire du moteur synchrone délivre un signal au système de commande (f). Le système (f) délivre deux ordres, l'un commande l'onduleur (2) à travers un distributeur d'impulsions ( $e_2$ ) et un amplificateur ( $a_2$ ), le second sert de valeur de référence au régulateur de courant ( $b_1$ ) qui contrôle le courant redressé dans l'étage intermédiaire et détermine aussi le temps de fonctionnement du redresseur (1) en onduleur suivant le principe de la (fig: 3-3d page 41). Durant ce régime on gardera  $\psi = 0^\circ = \text{cte.}$

###### b) Durant les régimes II<sub>a</sub> et II<sub>b</sub> (fig: 4-1a)

Durant ces régimes, la tension aux bornes du moteur aura une valeur suffisante pour permettre une commutation onduleur - machine synchrone. Le signal du capteur de position sera remplacé par un signal donnant l'image de la tension aux bornes du



moteur et cela par l'intermédiaire d'un transformateur de potentiel ( $TP_2$ ).

Durant ces régimes la commande de démarrage ( $f$ ) délivrera au régulateur de courant ( $b_1$ ) une valeur de consigne constante correspondante à un courant  $I_d = 2100 A = cte$ .

Ce régulateur de courant agit sur le redresseur ( $a$ ) à travers un distributeur d'impulsions ( $e_1$ ) et un amplificateur ( $a_1$ ).

### c) Fonctionnement de l'excitation

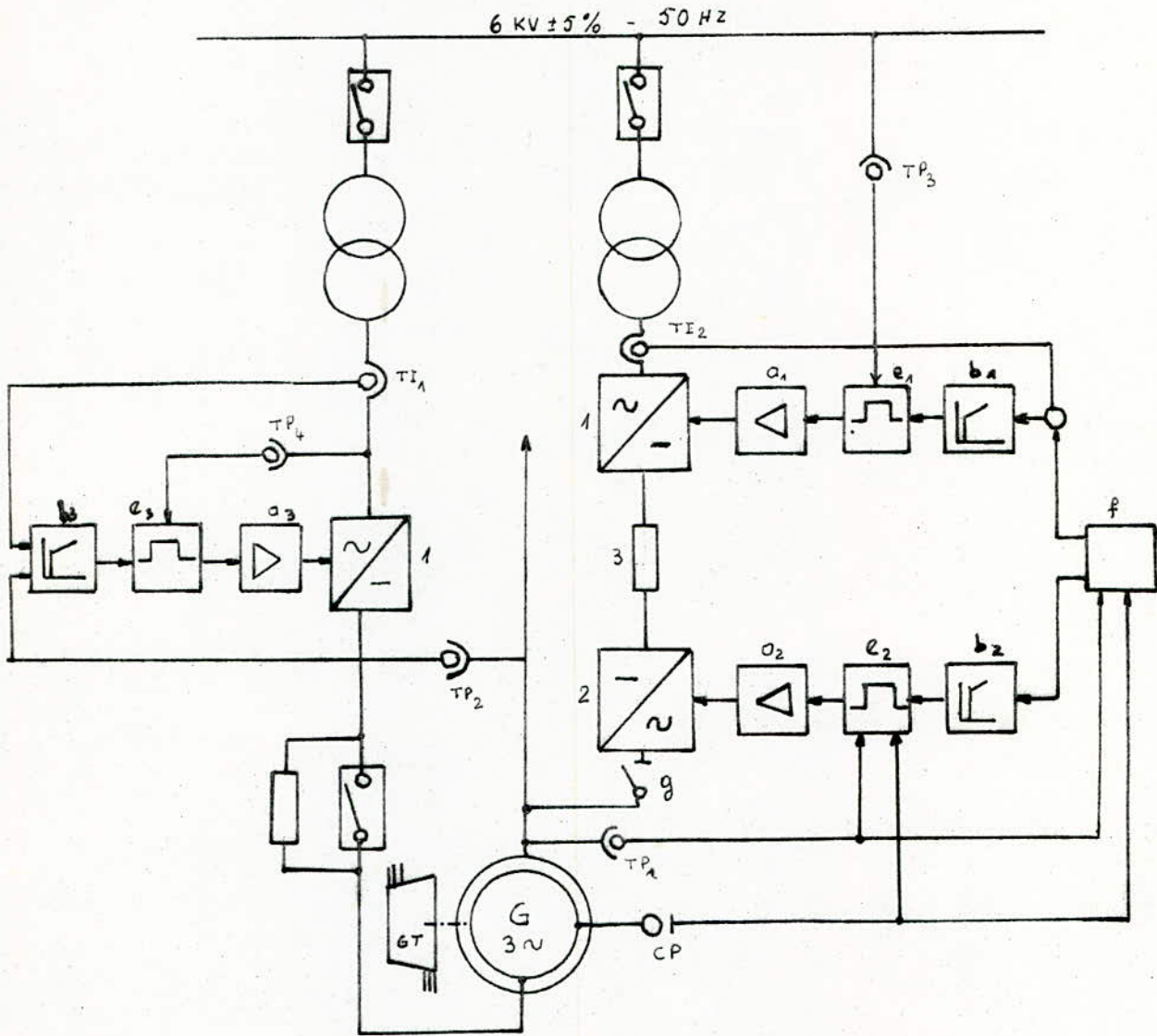
Si l'on considère uniquement la période de démarrage, la régulation de l'excitation comporte deux étapes à savoir l'étape correspondante aux régimes I et II<sub>a</sub> et l'étape correspondante à celle du régime II<sub>b</sub>.

Durant les régimes I et II<sub>a</sub> l'excitation doit être maintenue à une valeur de consigne  $I_{exc} = 165 A = cte$ .

Durant le régime II<sub>b</sub> l'excitation doit compenser l'affaiblissement du flux, afin de maintenir la tension  $V_2$  aux bornes du moteur synchrone à une valeur de consigne  $V_2 = 602 V = cte$ , suivant la (fig: 6-1a page 65).

Lors du fonctionnement en alternateur, le système d'excitation demeure le même et la régulation doit répondre à toute variation de charge et aux perturbations auxquelles est soumis l'alternateur

SCHEMA DE PRINCIPE DE LA REGULATION D'UN MOTEUR SYNCHROME AUTOPILOTE.



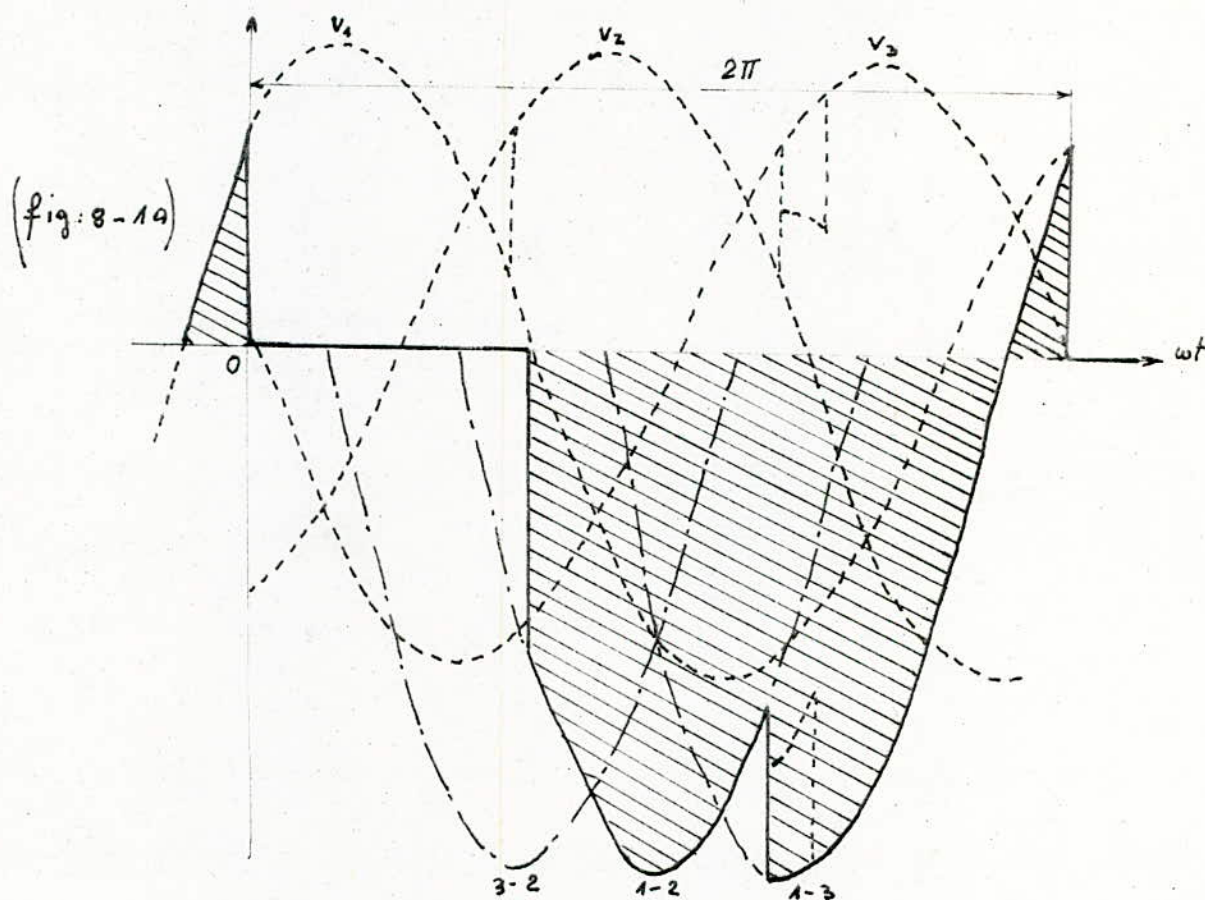
- 1 Redresseurs
- 2 Onduleur
- 3 bobine de lissage
- G Alternateur
- GT Turbine à gaz
- CP capteur de position de la roue polaire
- a<sub>1,2,3</sub> Amplificateurs d'impulsions
- b<sub>1,2,3</sub> Régulateurs (ensemble de régulateurs)
- e<sub>1,2,3</sub> Distributeurs d'impulsions
- g sectionneur
- f commande de démarrage
- TP<sub>1,2,3,4</sub> transformateurs de potentiel
- TI<sub>1,2</sub> transformateurs d'intensité



# - VIII - PROTECTION DES MONTAGES REDRESSEURS - ONDULEURS

## 8-1 TENSION INVERSE AUX BORNES D'UN THYRISTOR

Lors de la commutation que l'on considérera instantanée, pour déterminer la tension inverse aux bornes d'un thyristor bloqué, à un état donné, il suffit de remplacer par un court-circuit les thyristors qui conduisent durant cet état. Soit la (fig: 3-2a et 2b) durant l'état de conduction de Th (5 et 6) la forme de la tension inverse est donnée par la (fig: 8-1a) ci-dessous, aux bornes de Th<sub>4</sub>.



Si l'on considère uniquement l'état de conduction durant une période, le thyristor Th<sub>4</sub> conduit sur  $\frac{2\pi}{3}$  et durant  $\frac{4\pi}{3}$  Th<sub>4</sub> aura à ses bornes une tension inverse de valeur crête  $\hat{U}_{inv} = \frac{\pi}{3} U_{d0}$ .

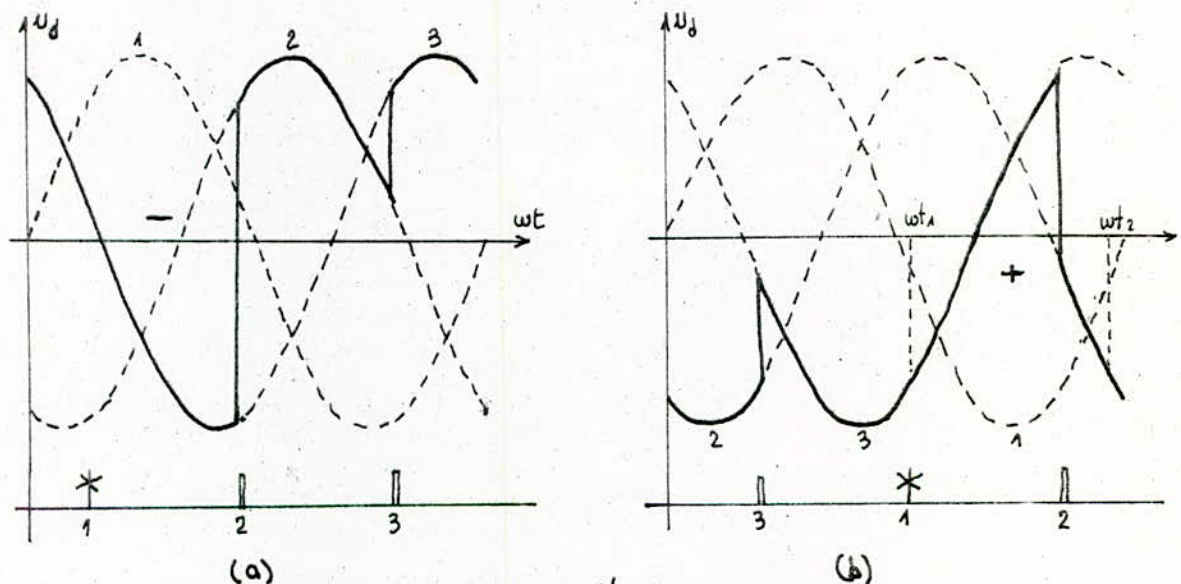
(73-1)

$$\hat{U}_{inv} = \frac{\pi}{3} U_{d0}$$

## 8-2 ORIGINES ET CAUSES DES SURINTENSITES

Les surintensités dans les convertisseurs peuvent provenir soit :

- d'une perturbation extérieure qui se traduit par une forte augmentation de  $I_d$  provenant d'une surcharge ou d'un court-circuit dans le réseau d'alimentation (pour le cas du redresseur) et d'une baisse de tension alternative ou d'une hausse de la tension redressée (dans le cas de l'onduleur).
- d'une perturbation interne due aux avaries telles que la cessation de l'effet redresseur (claquage) qui engendre un fort courant inverse, ou d'une perturbation de la commande qui engendre une surintensité (surtout dans le cas de l'onduleur) (fig: 8-2b).



(fig: 8-2-a, b) : effet d'un retard d'amorçage  
a) sur le redresseur  
b) sur l'onduleur

### 8-2-1 protection contre les surintensités

#### a) Protection globale :

La protection globale contre les surintensités provenant du circuit continu sera assurée par un limiteur de courant continu branché à l'aval de la



bobine de lissage. Les surintensités externes côté réseau alternatif seront éliminées par des disjoncteurs alternatifs actionnés par une protection différentielle.

b) Protection individuelle des thyristors

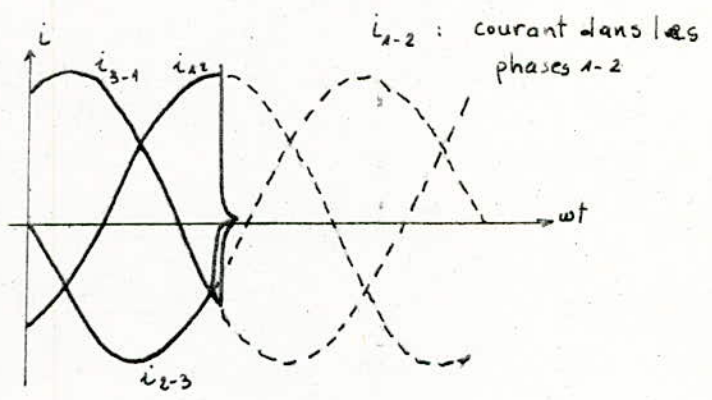
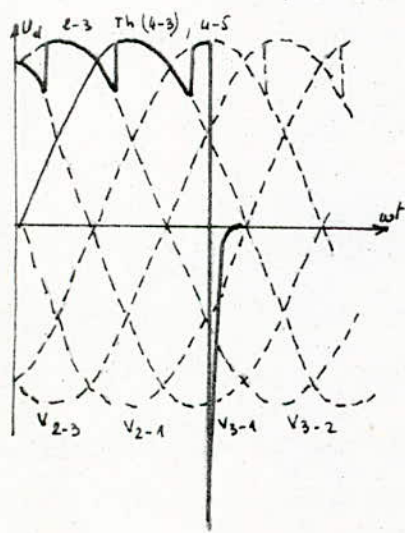
Ces protections ont pour rôle d'une part d'interrompre une surintensité brutale avant qu'elle ait pu causer une destruction du thyristor, et d'autre part éliminer le thyristor avarié en le court-circuitant. On utilisera des fusibles en série avec chaque thyristor. Pour les variations brutales du courant dynamique inverse  $(\frac{di}{dt})$ , la protection sera la même que celle contre les surtensions  $(\frac{du}{dt})$  qu'on étudiera au paragraphe suivant.

8-3 ORIGINES et CAUSES DES SURTENSIONS

8-3-1 surtensions dues aux régimes transitoires

Ces régimes transitoires sont dus aux coupures de l'alimentation ou de la surcharge.

- si la coupure se situe au niveau du primaire du transformateur, on aura une surtension  $v_1 - v_2 = L \frac{di_{1,2}}{dt} < 0$  de grande valeur (fig: 8-3a) due au courant magnétisant dans les inductances L du transformateur (L est l'inductance équivalente entre phase).



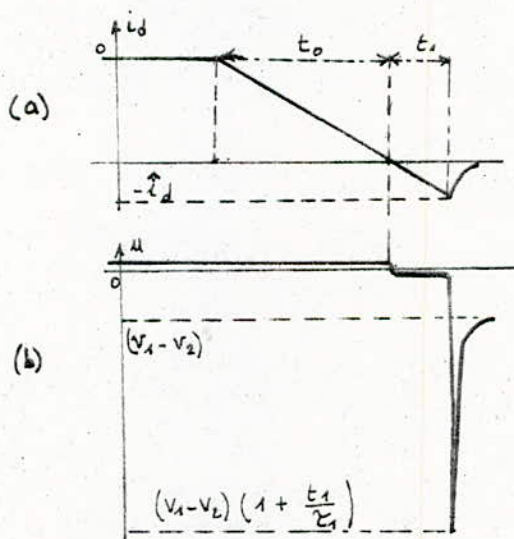
(fig: 8-3 a) : surtension due à la coupure d'une inductance entre phases.

- si la coupure se situe par contre au niveau du circuit continu, il apparaît une surtension dans les inductances du transformateur  $L \frac{di_d}{dt}$  pouvant prendre des valeurs élevées.

Ces surtensions s'ajoutent aux tensions inverses du thyristor d'où risque de claquage. Sur la bobine de lissage apparaît aussi une surtension  $L_c \frac{di_d}{dt}$  qui est appliquée dans le sens direct au thyristor qui risque de provoquer un déblocage intempestif du thyristor bloqué.

### 8-3-2 surtensions dues aux $(\frac{di_d}{dt})$

Lors d'une commutation binaire (fig: 3-2g), après l'annulation du courant direct  $I_d$  dans un thyristor, il existe un temps  $t_1$  de courte durée durant lequel un fort courant inverse  $i_d$  circule dans le thyristor en commutation (voir introduction sur les thyristor fig 3-1d et 3-1e) schématisé par la (fig: 8-3b(a,b)) ci-dessous.



(fig: 8-3 b) :

surtension due au  $(\frac{di_d}{dt})$  après une commutation

$i_d$  : courant redressé instantané  
 $t_0$  : temps au bout duquel  $I_d = 0$   
 $t_1$  : temps durant lequel  $I_d < 0$   
 $\tau_1$  : constante de temps de la boucle en commutation.

L'expression (23-1) donne après résolution  $t_0 = \frac{2L}{v_2 - v_1} I_d$   
 par continuité du courant (a) on a :  $i_d = \frac{I_d}{t_0} \cdot t_1$ . Le courant inverse diminue après  $t_1$  exponentiellement avec la constante de temps  $\tau_1 = \frac{L}{R}$

$$i_d = \hat{i}_d e^{-t/\tau_1} \quad \text{d'où} \quad \left(\frac{di_d}{dt}\right)_{t_1} = \frac{v_1 - v_2}{2L} \frac{t_1}{\tau_1} \quad \text{d'où} :$$



La tension inverse aux bornes du thyristor est (b) :

$$u_{inv} = V_1 - V_2 \left( 1 + \frac{t_1}{\tau_1} \right) \quad (77-1)$$

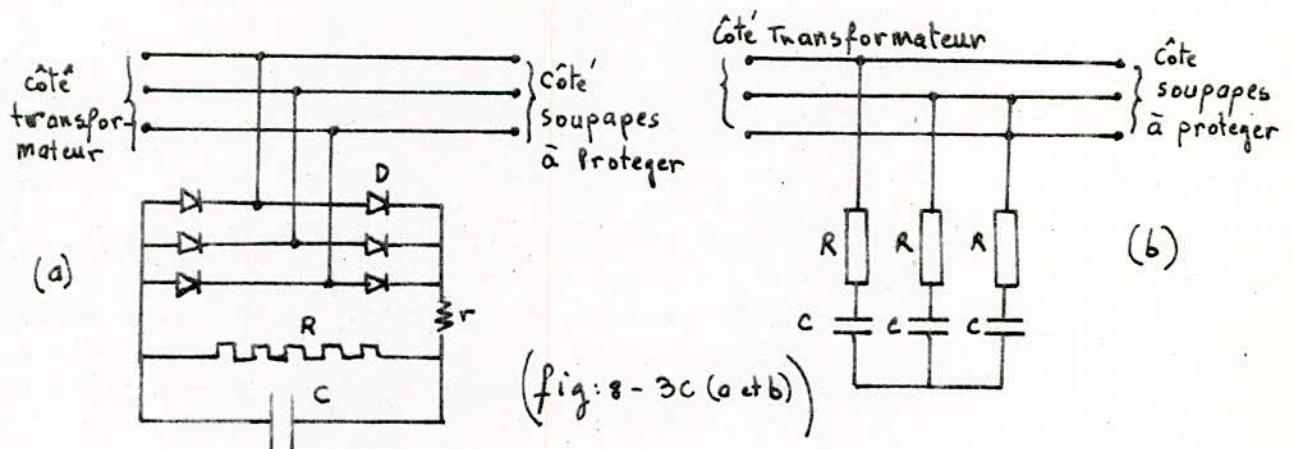
On constate donc que la tension inverse  $u_{inv}$  est majorée de  $\left( 1 + \frac{t_1}{\tau_1} \right)$  puis tendra vers  $V_1 - V_2$  durant un temps " $t_2$ " (d'une façon exponentielle)

### 8.3.3 Protection contre les surtensions

#### a) Protection globale

Cette protection doit se situer entre le secondaire du transformateur et le pont redresseur afin d'éviter des surtensions intempestives dues aux inductances du transformateur  $L \left( \frac{di}{dt} \right)$ . Cette protection peut être réalisée soit par un système triphasé formé de trois branches RC reliées en étoile (fig: 8-3c (b)); soit par une seule capacité C en parallèle avec R en aval d'un pont de GRAËTZ à diodes (fig: 8-3c (a)).

Il est plus économique d'utiliser ce second montage qui comporte un pont de faible puissance et une capacité C qui emmagasine sous forme d'énergie toute surtension avant de la libérer dans la résistance R, on place une résistance r en série avec (R//C) afin d'amortir les oscillations.



Protection globale des convertisseurs contre les surtensions.

Dans la (fig: 8-3c (a)) l'énergie libérée par l'inductance de fuites ( $L$ ) du transformateur se traduit par une variation de tension  $\Delta V$  aux bornes du condensateur ( $C$ ) à partir de sa tension nominale  $\sqrt{3}V_m$ . on peut donc écrire :

$$LI_d^2 = C \cdot \Delta V \sqrt{3} V_m$$

De l'expression (78-1) on aura :  $\sqrt{3} V_m = \frac{\pi}{3} U_{d0}$  qui donne

$$LI_d^2 = \frac{\pi}{3} U_{d0} C \Delta V \quad (78-1)$$

Soit  $x\%$  la chute de tension inductive correspondante à un courant  $I_d$  on aura :

$$L\omega I_d = \frac{\pi}{3} U_{d0} \cdot x\% \Rightarrow \text{comme } P = U_{d0} I_d \text{ on aura :}$$

$$\frac{3}{\pi} L\omega I_d^2 = x\% \cdot P \quad (78-2)$$

Des expressions (78-1) et (78-2) on aura

$$C\omega = \frac{x\% P}{U_{d0}^2} \cdot \frac{1}{\frac{\Delta V}{U_{d0}}} \quad (78-3)$$

- $P$  puissance du système à protéger
- $U_{d0}$  valeur maximale de tension redressée
- $\Delta V$  variation de la tension aux bornes du condensateur ( $C$ )
- $x\%$  chute de tension inductive correspondante à  $I_d$ .

La résistance  $R$  à mettre en parallèle avec ( $C$ ) est de valeur telle que la constante de temps  $RC = T$  où  $T$  est la période du réseau  $T = \frac{1}{f}$  et  $f = 50\text{Hz}$ .

Pour  $x\% = \frac{L\omega I_d}{U_{d0}} \cdot \frac{3}{\pi} \Rightarrow x\% = 4\%$  on prendra  $\Delta V$  égale à  $6\%$  de  $U_{d0} \Rightarrow$

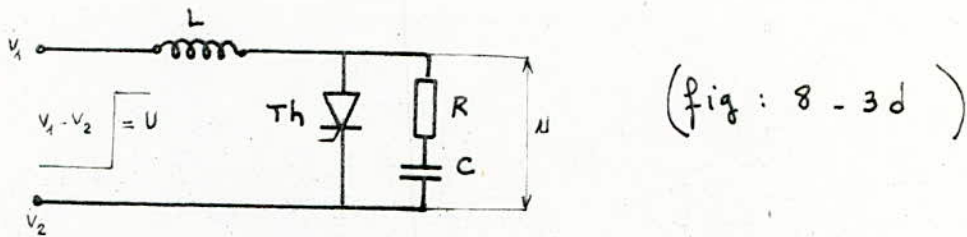
$$\begin{array}{|l} C = 2,6 \text{ mF} \\ R = 8 \Omega \end{array} \quad (78-4)$$

"r" sera pris de sorte à éviter les oscillations de "C" avec les inductances du réseau.



b) Protection de chaque thyristor avec un circuit RLC

La protection individuelle de chaque thyristor contre les surtensions et les surintensités sera réalisée par des circuits RLC, avec RC en parallèle avec le thyristor et l'inductance L (inductance du transformateur par phase  $L=L_1=L_2=L_3$ ) en série (fig: 8-3d)



La surtension  $u$ , que l'on supposera instantanée, apparaissant lors de la variation du courant dynamique inverse est donnée par la relation (77-1) :  $u = (v_1 - v_2) \left(1 + \frac{t_1}{\tau_1}\right)$  avec  $\tau_1 = \frac{L}{R}$  à partir de  $t_1$ , l'équation régissant  $u$  est telle que :

$$LC \frac{d^2u}{dt^2} + RC \frac{du}{dt} + u = v_1 - v_2$$

avec les hypothèses que la tension  $v_1 - v_2 = U$  est une variation instantanée et que le courant  $I_d$  s'annule brusquement ( $t_2 = 0$ ) on aura :  $\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=t_1} = \frac{v_1 - v_2}{\tau_1} = \frac{UR}{L}$  avec  $L = \sum$  des inductances du circuit soumis à  $v_1 - v_2$

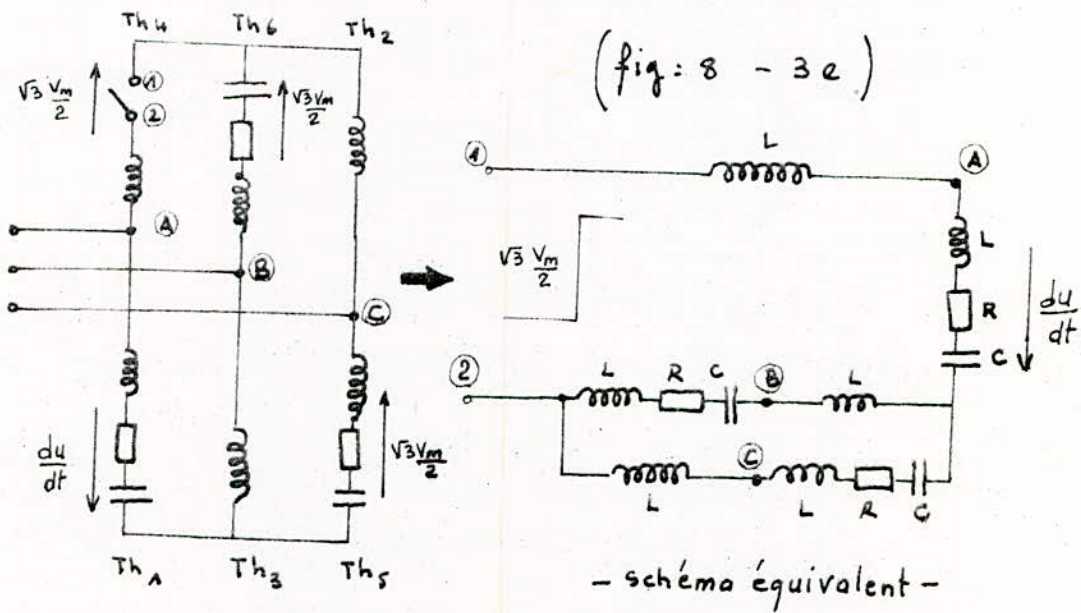
(79-1)  $\boxed{\frac{du}{dt} = \frac{UR}{L}}$  et  $\frac{du}{dt}$  est une caractéristique donnée par le constructeur

En générale une détermination expérimentale de  $\frac{du}{dt}$  et  $\frac{di}{dt}$  conduit plus rapidement et plus sûrement au but.

- Application au convertisseur en pont de GRAËTZ

Comme les branches sont identiques (fig: 8-3e), il suffit donc d'étudier le comportement d'une seule branche.

Le saut le plus abrupt sur  $Th_4$  (par exemple) a lieu dans le fonctionnement en onduleur pour  $\alpha = 120^\circ$  et au moment où s'amorce  $Th_4$  selon la figure ci-dessous.



sollicitation par  $du/dt$  dans un couplage GRETZ et le schéma équivalent au moment de l'amorçage de  $Th_4$ .

Pour  $\alpha = 120^\circ$  et., la tension aux bornes du condensateur de  $Th_4$  est nulle exactement avant l'amorçage de  $Th_4$ . Les condensateurs des branches 5 et 6 sont chargés sous  $\sqrt{3} \frac{V_m}{2}$ . Lorsque  $Th_4$  s'amorce, la branche de  $Th_4$  est reliée à ces condensateurs selon le schéma équivalent. Le saut de tension est donc  $\sqrt{3} \frac{V_m}{2} = \sqrt{3} \frac{U}{2}$ , ( $V_m = U$ ), et ceci nous ramène au cas de la (fig: 8 - 3 d). Avec les mêmes suppositions on aura :

$$\boxed{\frac{du}{dt} = \frac{\sqrt{3} U R}{6 L}} \quad (80 - 1)$$



## CONCLUSION

A la lumière de cet exposé, il semblerait que le démarrage d'un turbogroupe à gaz par convertisseur statique de fréquence relève d'un souci plutôt d'innovation que de rentabilité, vu l'apparence complexe de ce système (grande stabilité et précision de la commande, système de détection de la position de la roue polaire, composants du système technologiquement avancés etc..).

Mais en réalité il en est tout autrement. Les progrès technologiques réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance font que ce dispositif de démarrage est devenu fort simple et qu'il a atteint l'âge industriel, sans compter son utilisation dans les entraînements continus tels que : les transports, les entraînements des broyeurs dans les cimenteries et dans différentes autres branches de l'industrie où la vitesse variable est nécessaire.

En plus de sa surveillance simple, sa possibilité de commande à distance, sa facilité d'adaptation et sa grande aisance de maintenance, le système de démarrage par convertisseur statique de fréquence possède d'autres avantages tels que :

- Son utilisation pour le démarrage de plusieurs turbogroupes.
- Temps de démarrage réduit et possibilité de démarrage à l'arrêt.
- Réduction de la longueur de la ligne d'arbre du turbogroupe.
- Fonctionnement silencieux, sans usure, ne nécessite pas de fondation.
- Faible consommation d'énergie donc économique etc...

L'aspect économique de ce système de démarrage comparé aux méthodes anciennes s'avère avantageux. Il est donc permis de penser que la tendance vers les démarrages et les entraînements par convertisseur statique de fréquence sera développée dans les temps à venir.

# TABLE DES MATIERES

## - A. NOTIONS SUR LES TURBINES A GAZ, LES MOTEURS SYNCHRONES ET LES CONVERTISSEURS STATIQUES

<u>I/</u>	<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>II/</u>	<u>NOTIONS SUR LES TURBINES A GAZ ET MOTEURS SYNCHRONES</u>	2
2-1/	<u>Turbines à gaz</u>	
2-1-1/	Généralités	
2-1-2/	constitution	
2-1-3/	schéma de principe d'une turbine à gaz	3
2-1-4/	Fonctionnement	
2-1-5/	Système de démarrage	5
2-2/	<u>Machines synchrones</u>	6
2-2-1/	Principe de fonctionnement	
2-2-2/	F.e.m à vide d'une machine synchrone	7
2-2-3/	Réaction d'induit pour machine à rotor lisse	
2-2-4/	Diagramme de réactance synchrone	8
2-2-5/	Marche en moteur	9
<u>III/</u>	<u>RAPPEL SUR LES CONVERTISSEURS</u>	12
3-1/	<u>Les semi-conducteurs</u>	
3-1-1/	Jonction P-N	
3-1-2/	Diodes et Thyristors	
3-2/	<u>Les convertisseurs statiques</u>	16
3-2-1/	Convertisseur Alternatif - Continu ou Redresseur	
3-2-2/	Convertisseur continu - Alternatif ou Onduleur	25

## - B. ETUDE DU SYSTEME DE DEMARRAGE PAR CONVERTISSEUR STATIQUE DE FREQUENCE

<u>I/</u>	<u>PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN MOTEUR SYNCHRONE AUTOPILOTE</u>	28
<u>II/</u>	<u>COMPORTEMENT DU MOTEUR ALIMENTE PAR CONVERTISSEUR STATIQUE DE FREQUENCE</u>	30
2-1/	<u>Détermination de la tension de commutation</u>	
2-2/	<u>Expressions générales des tensions redressées lors de la commutation par machine</u>	33
<u>III/</u>	<u>ETUDE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE</u>	34



3-1/	<u>Détermination du couple moyen</u>	36
3-2/	<u>Harmoniques du couple</u>	
3-3/	<u>Comportement du couple aux basses vitesses</u>	39
3-4/	<u>Données techniques de l'alternateur</u>	42
<u>IV /</u>	<u>DETERMINATION DE LA PUISSANCE DE DEMARRAGE</u>	44
4-1/	<u>Expressions du couple moteur et temps de démarrage</u>	
4-2/	<u>Expression du couple résistant</u>	45
4-3/	<u>Calcul de la puissance de démarrage (<math>P_{ud}</math>)</u>	48
<u>V /</u>	<u>DIMENSIONNEMENT</u>	54
5-1/	<u>Détermination du courant et de la tension du moteur synchrone durant le régime <math>\Pi_6</math></u>	
5-1-1/	Valeur efficace du courant fondamental $I_{s2}$ dans une phase du moteur synchrone	
5-1-2/	Tension simple aux bornes du moteur	
5-1-3/	Evaluation des pertes fer	55
5-2/	<u>Détermination de l'angle de commutation <math>u_2</math></u>	
5-3/	<u>Tensions redressées - tension simple de raccordement - facteur de puissance</u>	58
5-3-1/	Tension redressée entrée onduleur $0nd_2$	
5-3-2/	Tension redressée sortie redresseur $Red_1$	
5-3-3/	Tension simple de raccordement $V_L$	
5-3-4/	Facteur de puissance	59
5-4/	<u>Valeur réelle des pertes fer</u>	60
5-5/	<u>Puissance d'entrée du convertisseur (<math>P_e</math>)</u>	
5-6/	<u>Dimensionnement du transformateur</u>	61
5-7/	<u>Dimensionnement de la bobine de lissage</u>	
5-8/	<u>Caractéristiques techniques du système de démarrage</u>	62
	A/ Convertisseur statique de démarrage	
	B/ Transformateur	
	C/ Bobine de lissage	63
	D/ Système d'excitation	
<u>VI /</u>	<u>EXCITATION</u>	64

## VII / COMMANDE DES CONVERTISSEURS

- 7-1 / Commande verticale "Arc-cosinus" 66
- 7-2 / Application à la commande d'un pont de GRAËTZ par double impulsions
- 7-3 / Circuit adaptateur et générateur d'impulsions 68
- 7-4 / Schéma de principe de la régulation d'un moteur synchrone autopiloté 70

## VIII / PROTECTION DES MONTAGES REDRESSEURS-ONDULEURS

- 8-1 / Tension inverse aux bornes d'un thyristor 73
- 8-2 / Origines et causes des surintensités 74
  - 8-2-1 / Protection contre les surintensités
- 8-3 / Origines et causes des surtensions 75
  - 8-3-1 / Surtensions dues aux régimes transitoires
  - 8-3-2 / Surtensions dues aux  $\left(\frac{di}{dt}\right)$  76
  - 8-3-3 / Protection contre les surtensions 77

## CONCLUSION

---

---

---

---



# BIBLIOGRAPHIE

KOSTENKO

Machines électriques tome I et II

G. SEGUIR

Électronique de Puissance

Electrotechnique industrielle

R. CHAUPRADE

Commande électronique

- des moteurs à courant continu

- des moteurs à courant alternatif

M. MOUNIC

Redressement 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> partie

DEMONTVIGNIER

Soupapes électriques: Redresseurs - Onduleurs fascicule I et II

VOJEN SUCHANEK - FRANZ PENEDER - WALLSTEIN - OTTO KOLB

STEMMLER - HANGLARITSCH

Revue B.B.C de 1966 à 1980

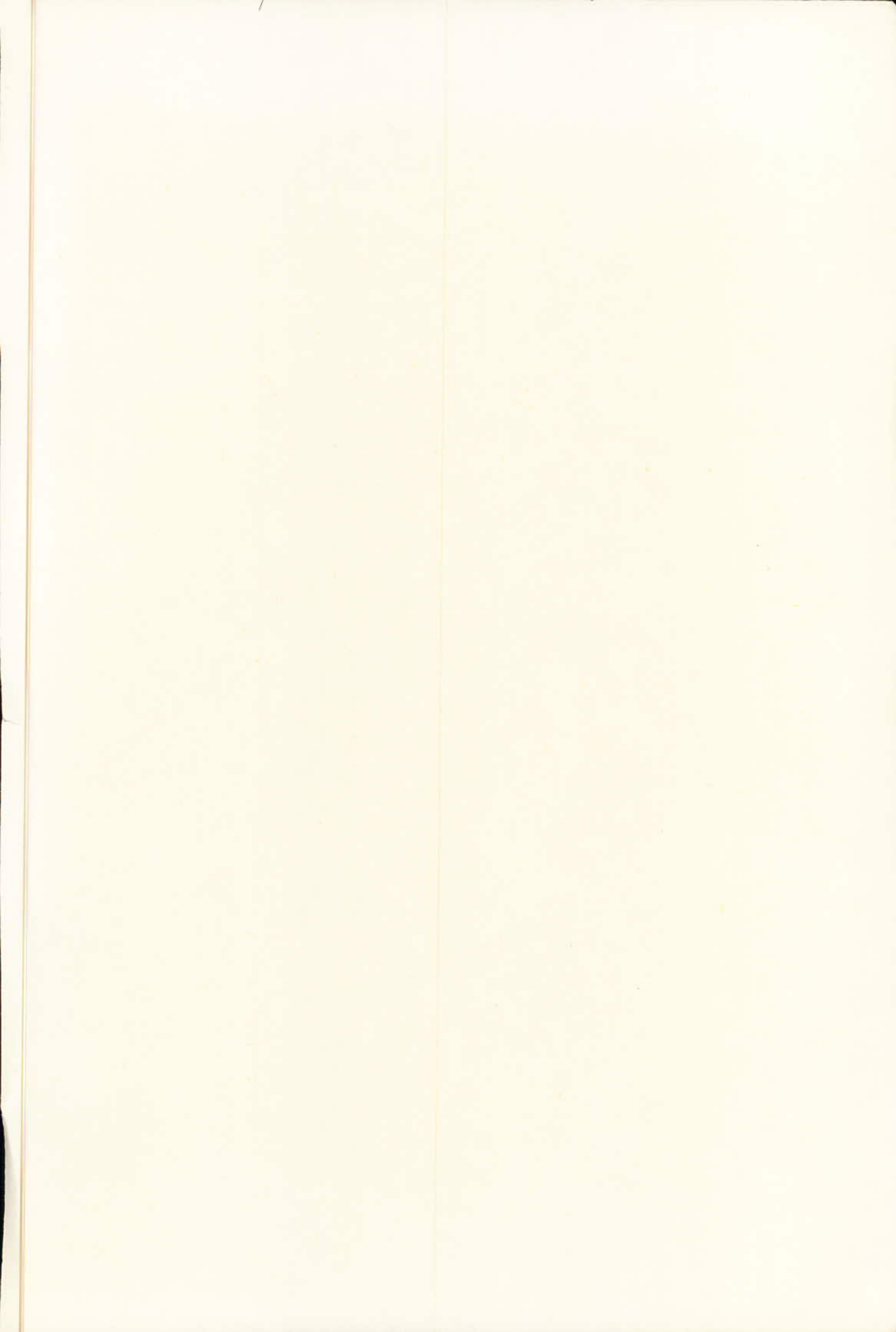
CHAUPRADE . R

Revue N° 22 Jeumont - Schneider 1976

Revue R.G.E N° 9 et 10 1978

Annexe:

Submission d'avant projet pour SONEGAS par B.B.C et S.E.G  
Conférence sur les turbines à gaz à ALGER (INPED)





DETERMINATION DE L'ANGLE DE  
COMMUTATION  $U_2 = f(N, \omega, \omega_2)$

echelle : 1cm  $\rightarrow$  20V

Electrical  
BOUZEGHOUR  
TOVAHAR  
1982

Fig.



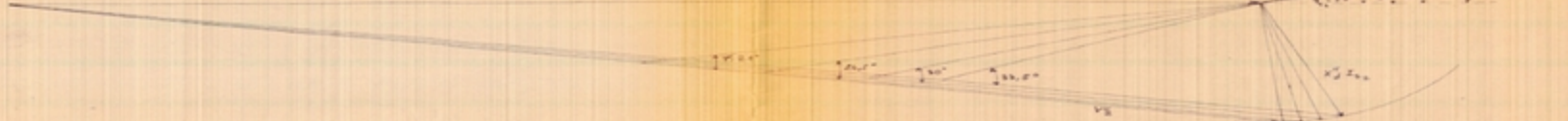
$\omega = 2000$  tr/mn

$V_2 = 602V \rightarrow X_2 = 0,0903 \Omega$



$\omega = 1500$  tr/mn

$V_2 = 602V \rightarrow X_2 = 0,1277 \Omega$



$\omega = 1000$  tr/mn

$V_2 = 602V \rightarrow X_2 = 0,1651 \Omega$



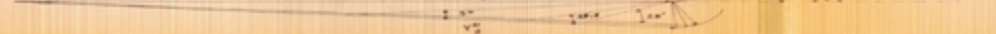
$\omega = 700$  tr/mn

$V_2 = 602V \rightarrow X_2 = 0,2346 \Omega$



$\omega = 550$  tr/mn

$V_2/2 = 301V \rightarrow X_2 = 0,3158 \Omega$





الجامعة الوطنية للهندسة  
البيزنطية  
.....  
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

Fig: G

Echelle : 1cm → 40v

