



**U. S. T. H. B.**

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

**FOUR DE CHAUFFAGE PAR INDUCTION D'UNE  
TUBERIE. PROBLEMES LIES A SON ALIMENTATION  
EN ENERGIE ELECTRIQUE**

Proposé par : SNS/URPTD

Dirigé par :

M. KOURGLI Professeur ENPA

J.M. MONNIER Ingénieur SNS

Etudié par :

O. AMRANI

M.O. SI-AHMED

Nous remercions Mr KOURGLI, professeur à l'école qui a bien voulu diriger ce projet.

A la S.N.S, nous remercions tout particulièrement Mr MONNIER, qui a mis ses connaissances et son expérience à notre service.

Nous désirons également exprimer notre reconnaissance a Mr ZENDAOUI pour ses conseils et l'aide qu'il nous a apportée au niveau de S.N.S/URPTD ainsi qu'a Mr REKAB pour la réalisation matérielle de cet ouvrage.

A mon père  
A ma mère  
A mes frères et soeurs  
A tous les amis

Mohamed Ouali Si-Ahmed

A la mémoire de ma mère  
A mon père  
A mes frères et soeurs  
A mon beau frère Ahmed  
A mes amis

Omar Amrani



## I N T R O D U C T I O N

La Société Nationale de Sidérurgie se propose de réaliser un projet d'usine, dont l'objectif final est de produire annuellement 87 000 tonnes de tubes gaz en acier.

La chaîne de fabrication comprend un four à induction, dont le rôle est d'assurer le recuit du tube.

Ce traitement thermique a pour but de donner à l'acier un état d'équilibre sur le plan chimique, structural et mécanique.

L'installation de ce four de grande puissance exige des groupes à thyristors.

Ces convertisseurs statiques industriels sont connus comme étant des sources de perturbations du réseau, notamment par les courants harmoniques qu'ils y renvoient.

Chaque courant harmonique va créer, en traversant l'impédance du réseau, une tension harmonique de même rang que lui.

L'ensemble des tensions harmoniques va distordre le système des tensions sinusoidales d'origines.

Outres les pertes supplémentaires, sous forme d'effet Joule dans les lignes, que ces harmoniques produisent, certaines autres utilisations sensibles, raccordées au réseau, exigent une qualité de la tension très proche de la sinusoidale pure.

Un calcul des charges harmoniques pour le réseau, s'avère donc indispensable pour justifier que celles-ci restent dans les limites des charges harmoniques telles qu'elles figurent dans les recommandations et spécifications du fournisseur d'énergie électrique (Sonelgaz en Algérie).

Mais souvent, sinon toujours, les perturbations dues aux redresseurs industriels dépassent les impositions du fournisseur d'énergie.

Il faut alors recourir à un moyen de diminuer les réactions des convertisseurs sur le réseau. Ce moyen consiste à placer des filtres (circuits LC) en amont du convertisseur, accordés sur la fréquence des harmoniques les plus gênants afin de les atténuer.

CHAPITRE I

DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DE L'USINE

## DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DE L'USINE

### I. DIMENSIONS ET ALIMENTATION DE L'USINE :

Les dimensions de l'usine tubes gaz sont données par la figure. Le pôle industriel de Azzaba qui comprend l'usine tubes gaz est alimenté principalement par la centrale électrique de Skikda où un poste source de 220 KV alimente un poste de 60 KV par 2 transformateurs.

La puissance de court-circuit disponible au jeu de barres 220 KV est de 1500 MVA. Pour augmenter cette puissance Sonelgaz prévoit de relier 2 autres sources à ce jeu de barres.

Les transformateurs 220 KV/60 KV ont une puissance de 80 MVA chacun avec une tension de court-circuit de 13 %.

La ligne aérienne 60 KV reliant Skikda à Azzaba est longue de 48 Km. Elle est constituée de câbles en almelec de 288 mm<sup>2</sup> de section et présente une résistance de 0,12  $\Omega$ /km et une réactance de 0,36  $\Omega$ /km.

Le poste 60 KV de Azzaba alimente une sous-station principale de 20 KV par l'intermédiaire de 2 transformateurs de puissance 12,5 MVA chacun, de tension de court-circuit de 10 %.

En réalité, il existe un troisième transformateur mais 2 transformateurs au plus sont mis en service.

L'usine tubes gaz est reliée à cette sous-station par 3 câbles en parallèles. Chaque câble a une longueur de 380 m, une résistance de 0,125  $\Omega$ /km et une réactance de 0,193  $\Omega$ /km.



## II. FONCTIONNEMENT DE LA CHAÎNE TUBES A GAZ :

Le feuillard d'acier arrive en bobines de 10 à 20 tonnes à l'atelier de refendage de l'usine. Il est stocké.

Ces bobines sont refendues car leurs largeurs de 550 à 1350 mm ne se prêtent pas à la réalisation des ébauches de tubes voulues.

Nous obtenons deux largeurs principales 294 mm et 370 mm destinées respectivement à réaliser l'ébauche cylindrique de 93 mm de diamètre et l'ébauche de 117 mm de diamètre.

Ces nouveaux formats de feuillard sont de nouveau enbobinés et stockés.

Ils passent ensuite dans une dérouleuse qui les envoie dans une raboteuse. Une formeuse qui suit la raboteuse permet d'obtenir l'ébauche cylindrique de diamètre désiré. Une soudeuse électrique à haute fréquence réalise la soudure longitudinale du tube.

Cette soudure se fait sans apport de matière, seulement par pression de mise en contact des bords échauffés.

Le tube est découpé en longueurs de 100 mètres par une trançonneuse. Ces dernières passent par un accumulateur.

Nous arrivons au four où le tube entre à la température ambiante 20 - 30°C et sort à une température de 1000°C. Il passe ensuite au laminoir réducteur étireur qui lui donne l'épaisseur et le diamètre définitif. Suit une scie volante qui le découpe en longueurs de 5 à 7 mètres. Ces derniers tubes subissent un refroidissement lent avant de passer au parachèvement ou finissage.

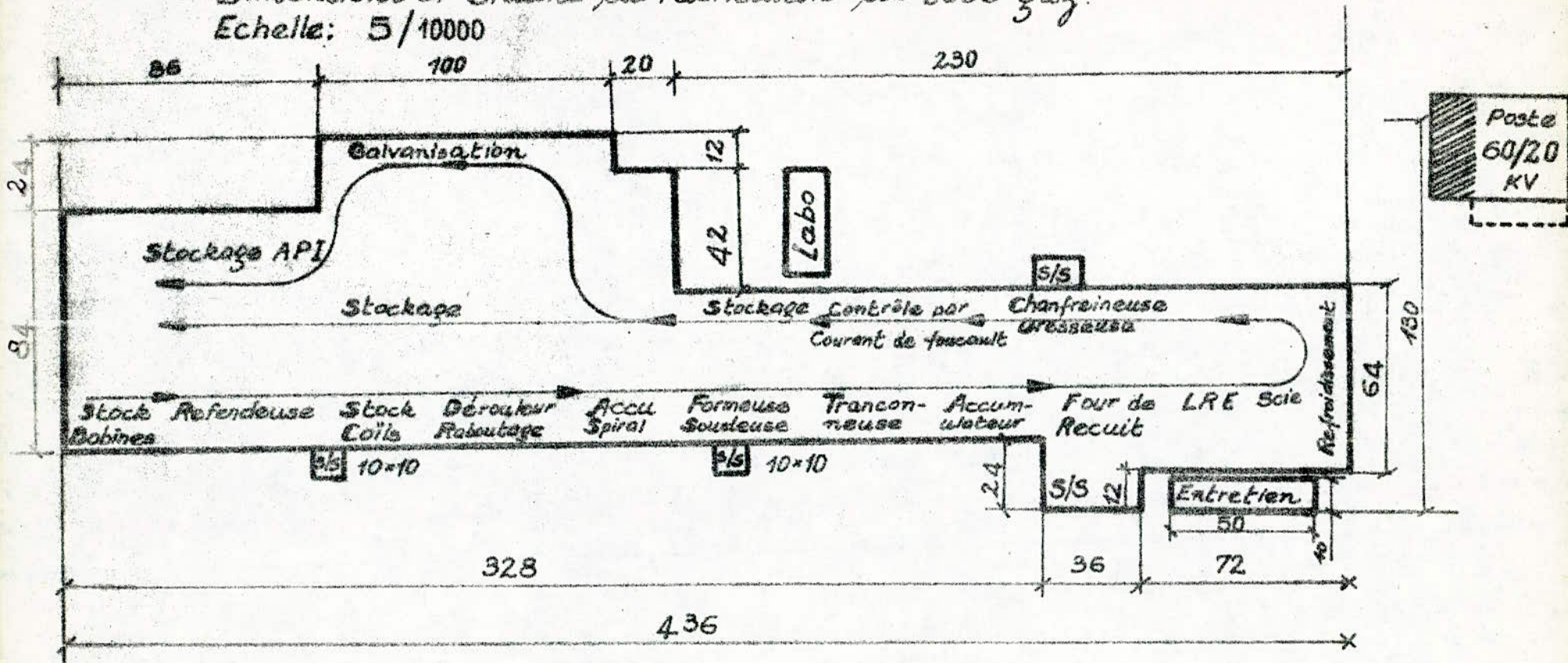
Le finissage consiste à dresser, à chanfreiner les tubes.

Ces tubes subissent ensuite un contrôle non destructif par courants de Foucault. Les tubes déclarés douteux à ce contrôle passent à l'épreuve hydraulique où ils sont classés bons ou rebutés.

Enfin les tubes bons sont pesés et stockés prêts à la commercialisation.

# usine

Dimensions et Chaîne de Fabrication du tube gaz.  
Echelle: 5/10000



CHAPITRE II

GENERALITES SUR LES MONTAGES CONVERTISSEURS A THYRISTORS



## GENERALITES SUR LES MONTAGES CONVERTISSEURS A THYRISTORS

### I. RAPPELS ET DEFINITIONS :

Nous avons jugé utile sinon nécessaire de faire un rappel de vocabulaire concernant le thyristor, élément redresseur le plus répandu et le redressement en général.

#### I.1. Le thyristor :

C'est un composant électronique à trois bornes :

Anode (A) Cathode (K) et Gachette (G). Il conduit le courant unidirectionnellement dans le sens Anode Cathode seulement après un signal de commande appliqué à la gachette. Symbole (figure 1).

##### I.1.1. Fonctionnement :

Si la tension d'Anode  $V_{AK}$  est négative (tension inverse), le thyristor ne s'amorce pas quel que soit le signal de gachette. Il est alors à l'état bloqué.

Un courant de gachette suffisant  $I_G$  n'amorce le thyristor que si la tension  $V_{AK}$  est positive. Le thyristor est alors à l'état passant.

Dans le cas d'une alimentation alternative le courant de gachette  $I_G$  doit donc renouveler l'amorçage à chaque période à cause du désamorçage provoqué par le passage à zéro du courant.

##### I.1.2. Constitution :

C'est un semi conducteur (Silicium) à quatre couches alternativement PN. Il a donc trois jonctions.

Les couches extrêmes constituent l'Anode (couche P1) et la Cathode (couche N2).

Les couches internes sont appelées couche de commande (P2) et couche de blocage (N1).

JA, JG, JK sont respectivement les jonctions d'anodes, de commande et de cathode (figure 2).

### I.13. Caractéristiques statiques et dynamiques :

Les thyristors sont caractérisés par leur performance de tenue en tension et en courant.

La caractéristique statique d'un thyristor montre que la tension inverse maximale fixe une limite à la tension d'alimentation et par suite à la tension redressée.

Les constructeurs donnent en général la tension inverse maximale que peut supporter sans ennui un thyristor (figure 3).

Les caractéristiques dynamiques concernent les temps relatifs à l'amorçage et au blocage ainsi que les vitesses de croissance de la tension d'anode et du courant d'anode.

Le temps d'amorçage  $t_g$  correspond à la commutation de l'état bloqué à l'état passant résultant de l'application d'une impulsion de commande sur la gachette.

Les points spécifiés pour définir le temps d'amorçage sont :

- 10 % de la valeur finale de l'impulsion de gachette,
- 10 % de la valeur initiale de la tension d'anode.

En fait le temps d'amorçage est la somme du temps de retard  $t_d$  défini entre :

- 10 % de l'impulsion de gachette,
- 90 % de la tension d'anode.

et du temps  $t_{r_1}$  pendant lequel la tension d'Anode décroît de :  
90 % à 10 % de sa valeur initiale (figure 4).

## II. REDRESSEURS :

Un thyristor à lui seul, placé dans un circuit alternatif monophasé peut donner à sa sortie une tension et donc un courant d'une autre forme que les signaux d'entrée. C'est un redresseur élémentaire.

Pour des besoins plus exigeants en électronique de puissance, des montages sont réalisés par un ensemble de thyristors connectés judicieusement pour obtenir des performances plus élevées adaptées aux besoins du point de vue des courants et des tensions à leurs bornes. Ces montages sont appelés redresseurs.

Leur représentation symbolique est la même que celle d'un thyristor.

### II.1. Montages redresseurs :

Il existe plusieurs montages redresseurs dont nous citerons quelques uns pour mieux comprendre le fonctionnement de ceux qui composent l'installation à étudier.

Nous préciserons au préalable certaines définitions.

#### II.1.1. Bras d'un montage redresseur :

Il contient un redresseur élémentaire et constitue un trajet de redressement.

#### II.1.2. Groupe commutant - commutation :

Un groupe commutant est un ensemble de bras conduisant le courant alternativement et indépendamment.

La commutation est le passage de la conduction du courant d'un bras à un autre d'un même groupe commutant.



II.1.3. Indice de commutation  $q$  - indice de pulsation  $P$  :

L'indice de commutation est le nombre de commutations dans un même groupe commutant au cours d'une période de la tension d'alimentation.

II.1.4. Montages redresseurs à simple ou double voies :

Un montage est dit à simple voie si ses connexions d'alimentation sont parcourues par un courant unidirectionnel.

Il est à double voies si ses connexions d'alimentation sont parcourues par un courant bidirectionnel.

III. QUELQUES MONTAGES REDRESSEURS :

III.1. Montage trianodique :

La figure 5 montre un tel montage. Il comporte trois fils de phase et un neutre. Trois éléments redresseurs le constituent. Le thyristor qui conduit est celui dont le potentiel d'anode est le plus positif par rapport au neutre. Ce groupe commutant est à simple voie.  
Son indice de pulsation est 3, son indice de commutation est 2.

III.2. Montage tricathodique :

Ce montage (figure 6) est analogue au précédent, mais ici ce sont les cathodes des thyristors qui constituent le point commun. Si bien que la phase qui conduit est celle dont le potentiel est le plus négatif.

Avec ces 2 montages nous obtenons les mêmes formes de tension et de courant redressés (figure 7).



La différence est que le montage trianodique "écrême" les sinusoides représentant les tensions de phases par en haut alors que le montage tricathodique les "écrême" par en bas. Pour un système m - phasé le principe de fonctionnement est le même.

Si la tension simple est  $u = V_m \cos \omega t$ . La tension moyenne redressée  $U_{do}$  vaut :

$$U_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{q}}^{\frac{\pi}{q}} V_m \cos x \, dx = \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q}$$

### III.3. Montage en pont triphasé :

Ce montage souvent désigné par montage en pont de Greatz peut se déduire des 2 montages précédents (figure 8).

Les 2 courants  $I'_d$  et  $I''_d$  sont pratiquement égaux et le circuit du neutre n'est parcouru par aucun courant. Nous pouvons donc le supprimer et obtenir le montage de la figure 9. Cependant ce raisonnement qui conduit à supprimer le fil du neutre n'est pas tout à fait rigoureux. En effet, la décomposition des courants  $I'_d$  et  $I''_d$  en composantes continues et alternatives montre que les composantes continues s'annulent mais qu'il n'en est pas tout à fait de même pour les composantes alternatives.

En raisonnant directement sur le montage lui-même, nous pouvons toutefois montrer qu'il fonctionne correctement et qu'il permet d'obtenir une meilleur régularité du courant que les montages trianodique et tricathodique.

Les phases qui conduisent sont telles que la différence de potentiel entre elles soit maximale.

Examinons les courbes des tensions simples (figure 10).

Entre  $t_1$  et  $t'_1$  la différence de potentiel  $V_1 - V_2$  est la plus positive.

Entre  $t'_1$  et  $t_2$   $V_1 - V_3$  est la plus positive. De  $t_2$  à  $t'_2$   $V_2 - V_3$  est la plus grande. Entre  $t'_2$  et  $t_3$  la différence de potentiel  $V_2 - V_1$  est la plus grande. De  $t_3$  à  $t'_3$  c'est  $V_3 - V_1$  qui est plus positive. Entre  $t'_3$  et  $t_{1+T}$   $V_3 - V_2$  est la plus grande. A partir de  $t_1 + T$  ce cycle recommence.

Nous obtenons les différentes conductions suivantes au cours d'une période.

Bras (ou thyristor)	Phases
a et b'	1 et 2
a et c'	1 et 3
b et c'	2 et 3
b et a'	2 et 1
c et a'	3 et 1
c et b'	3 et 2
-----	
a et b'	1 et 2

Nous pouvons remarquer que l'indice de pulsation du montage est  $\nu = 6$  et que l'indice de commutation est  $q = 2$ . Il est évident que c'est un montage à double voies.

Le courant  $I_d$  circule dans le groupe commutant A alternativement par les thyristors a, b, c et dans le groupe commutant A' par les thyristors a', b', c'.

La durée de conduction correspond à  $\frac{2\pi}{3}$  pour chaque bras. La figure 11 donne les courants de phases  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$ .

En tenant compte du sens de conduction des thyristors, nous constatons que le courant de phase est alternatif mais de forme rectangulaire.

L'amplitude de l'onde rectangulaire est égale à la valeur du courant  $I_d$ .



IV. REDRESSEMENT COMMANDE :

Au lieu d'amorcer chaque thyristor au moment où sa tension d'anode est la plus grande, nous pouvons retarder l'impulsion de commande d'un angle  $\alpha$ .

La figure 12 tient compte de cet angle de retard.

La tension moyenne redressée vaut dans ce cas :

$$U_d = \frac{V_m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \cos x \, dx = \frac{q}{2\pi} V_m 2 \operatorname{Sim} \frac{\pi}{2} \cos \alpha$$

soit  $U_d = U_{d0} \cos \alpha$

V. EMPIÈTEMENT -- CHUTE DE TENSION INDUCTIVE :

Dans ce qui précède nous avons négligé le phénomène de la commutation. Ce phénomène allonge le débit des thyristors et crée une chute inductive.

Il est dû surtout à la réactance d'anode (inductance du circuit amont supposée localisée au bras du redresseur).

Le passage du courant ne se produit pas instantanément d'un thyristor à l'autre mais pendant un certain temps (temps de commutation) auquel correspond un angle d'empiètement  $\mu$  (figure 13).

Antérieurement au temps  $t_0$  le thyristor T1 conduit la totalité du courant  $I_d$ . Ce courant peut être considéré comme continu et ne provoque aucune chute de tension dans la réactance d'anode X.

Au temps  $t_0$  où le thyristor T2 s'amorce, les 2 tensions  $u_1$  et  $u_2$  sont mises en court-circuit à travers les 2 thyristors : Le courant  $i_2$  croît et le courant  $i_1$  est alors égale à  $I_d - i_2$ .

A l'instant  $t_1$   $i_2 = I_d$  et  $i_1 = 0$ .

Pendant la commutation la tension redressée est en valeur instantanée, la moyenne des tensions des phases  $u_1$  et  $u_2$ , soit :  $\frac{u_1 + u_2}{2}$  (figure 14)

La chute de tension instantanée qui en résulte est alors

$$u_2 - \frac{u_1 + u_2}{2}$$

Le phénomène se produisant pendant  $\frac{2\pi}{9}$ , la chute de tension inductive aura pour valeur :

$$U_x = \frac{1}{\frac{2\pi}{9}} \int_0^u \left( u_2 - \frac{u_1 + u_2}{2} \right) dx$$

Avec l'origine choisie :  $u_1 = U_m \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{9} \right)$   
 $u_2 = U_m \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{9} \right)$

Nous obtenons :  $U_x = \frac{9}{2\pi} U_m \sin \frac{\pi}{9} [1 - \cos u]$ .

Pour un pont de Greutz, il y a 2 groupes commutants en série :

$$U_x = 2 \frac{9}{2\pi} U_m \sin \frac{\pi}{9} (1 - \cos u)$$

Conséquence de l'empiètement : le courant de phase n'est plus rectangulaire mais approximativement trapézoïdal.

VI. FONCTIONNEMENT EN ONDULEUR :

Si le retard  $\alpha$  devient supérieur à  $\frac{\pi}{2}$ , la tension redressée s'inverse et devient négative d'après la formule  $U_d = U_{d0} \cos \alpha$



La  $f_{em}$  du redresseur devient  $f_c \omega_m$ . L'énergie est maintenant fournie au réseau à courant alternatif. Nous obtenons le fonctionnement en onduleur.

Le retard  $\alpha$  ne doit pas toutefois dépasser  $\pi$  sinon l'onduleur décrocherait.

fig:1 Représentation symbolique



A: Anode  
 K: Cathode  
 G: Gachette

fig:2 Constitution du thyristor

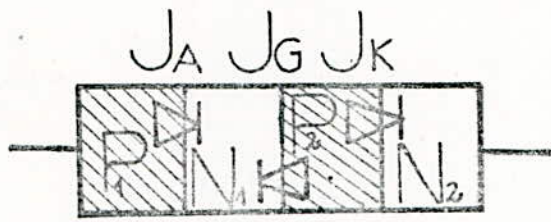
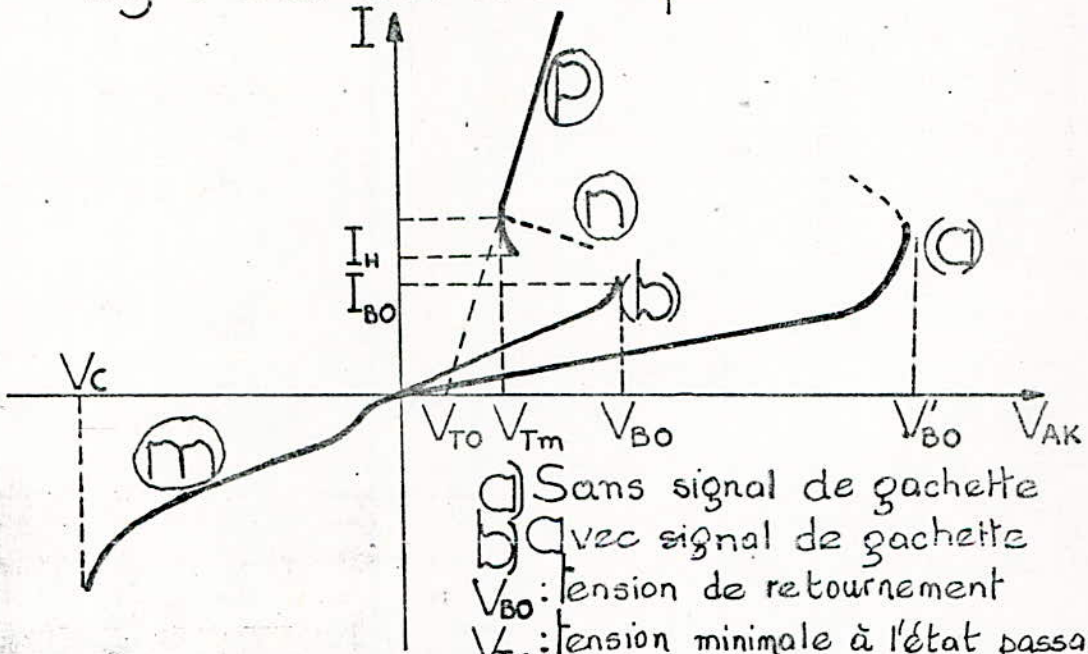
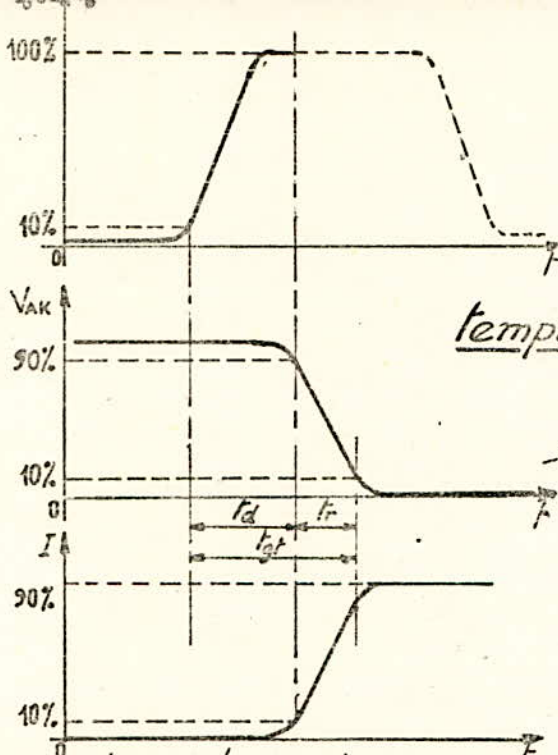


fig:3 Caractéristique U=F(I)



- (a) Sans signal de gachette
- (b) Avec signal de gachette
- $V_{BO}$ : tension de retournement
- $V_{Tm}$ : tension minimale à l'état passant
- $V_{TO}$ : tension de seuil
- $I_{BO}$ : Courant de retournement
- $I_H$ : Courant de maintien
- $V_c$ : tension de claquage inverse
- Zone (p): état passant dans le sens direct
- Zone (m): état bloqué dans le sens inverse
- Zone (n): région de résistance négative

fig:4



temps : d'amorçage  $t_d$   
de retard  $t_r$   
de croissance  $t_s$

fig:5 Montage trianodique

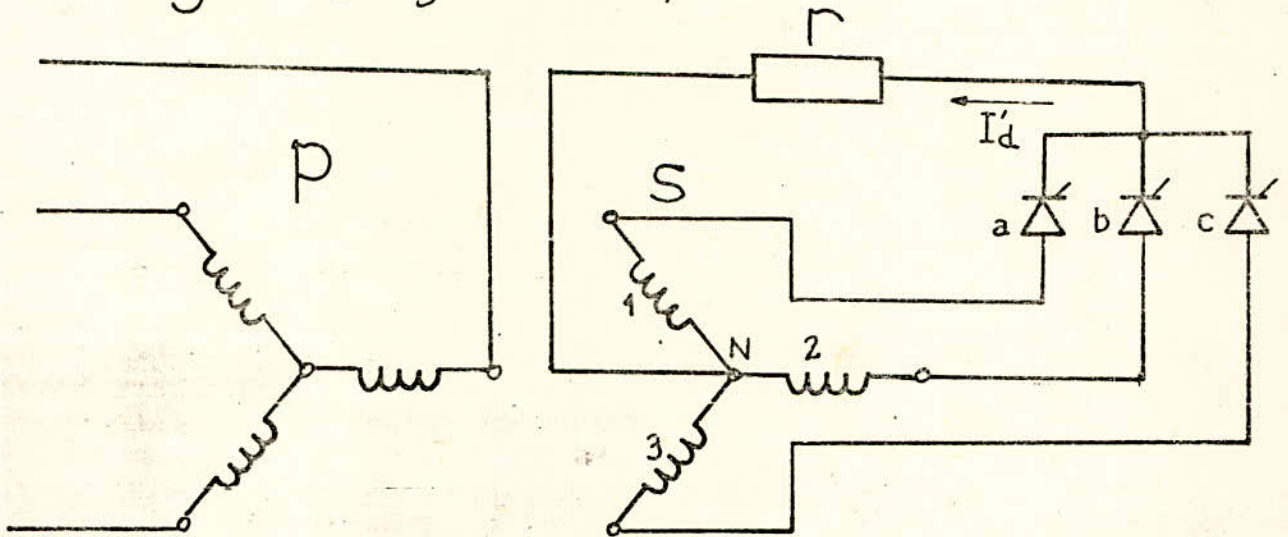


fig:6 montage tricathodique

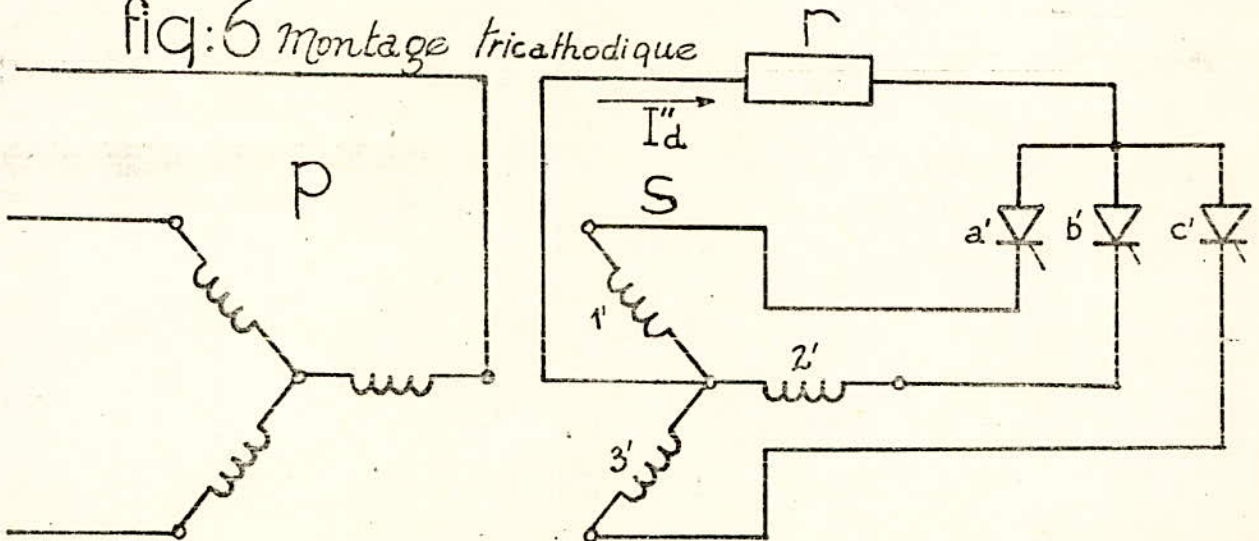


fig: 83

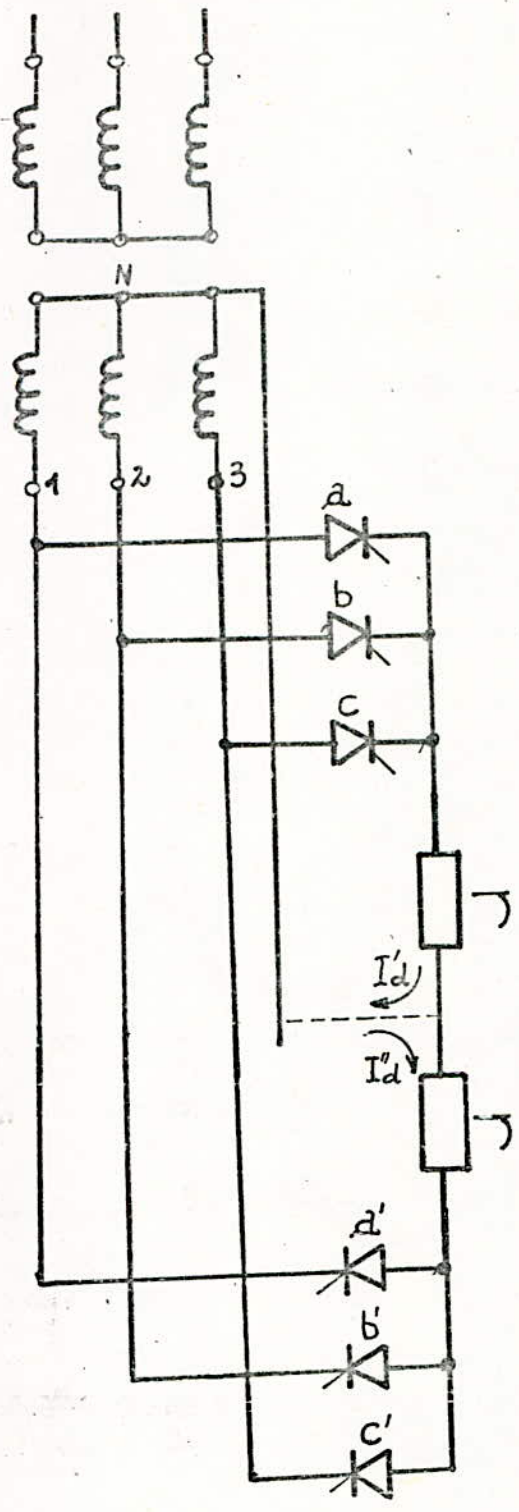


fig: 7

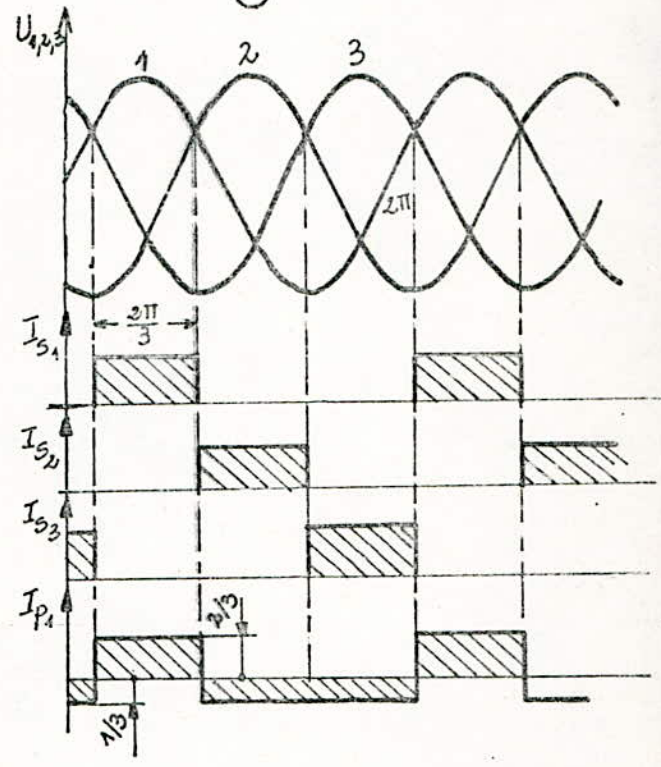


fig: 9

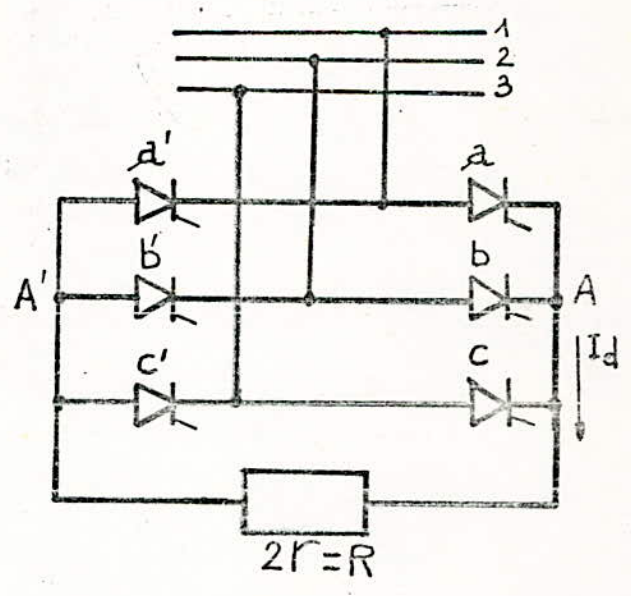




fig: 11 et 12

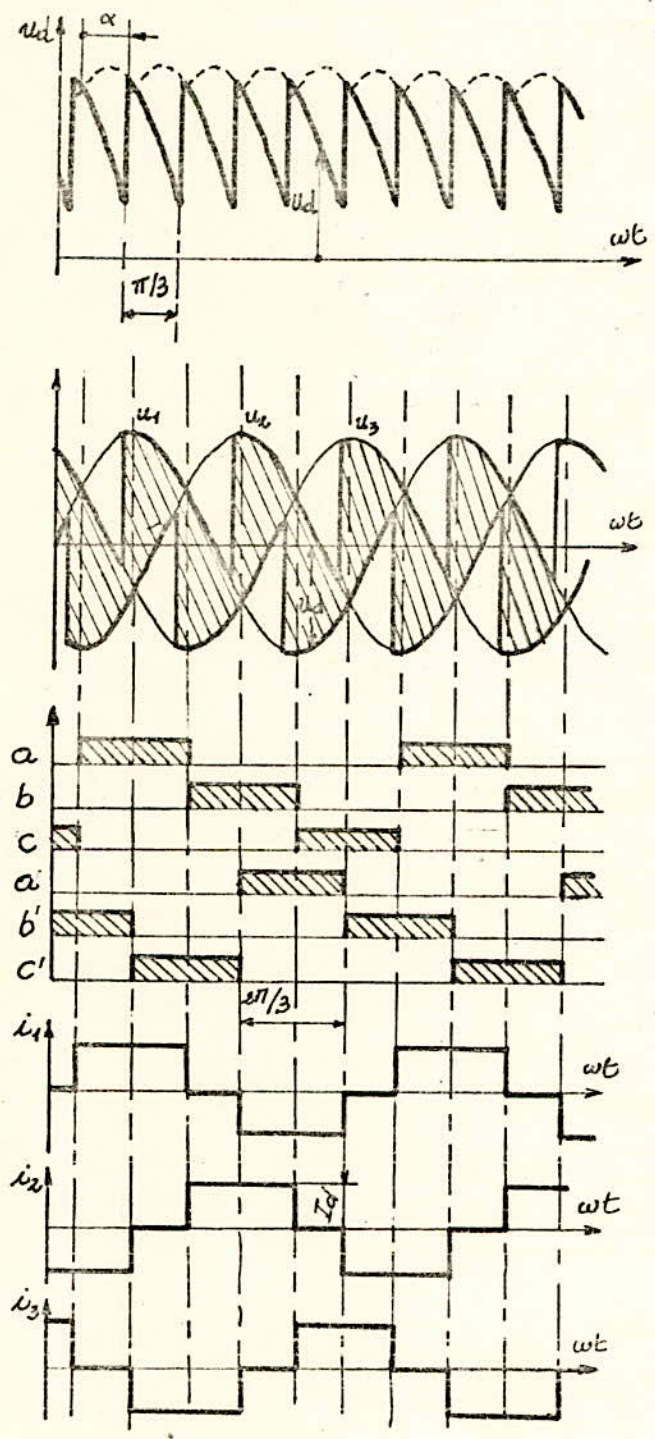


fig:10 Potentiels des phases/neutre

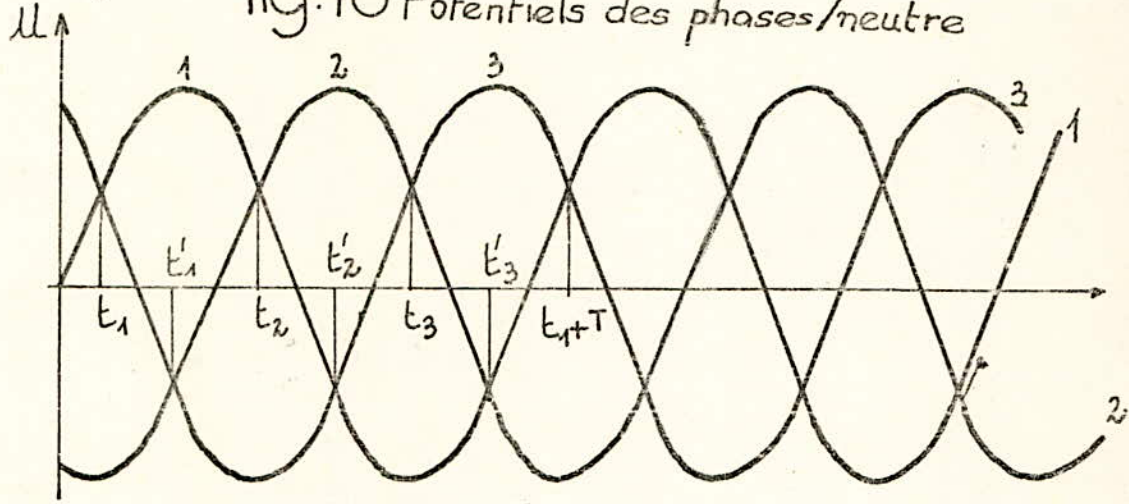


fig:13 Phénomène de commutation

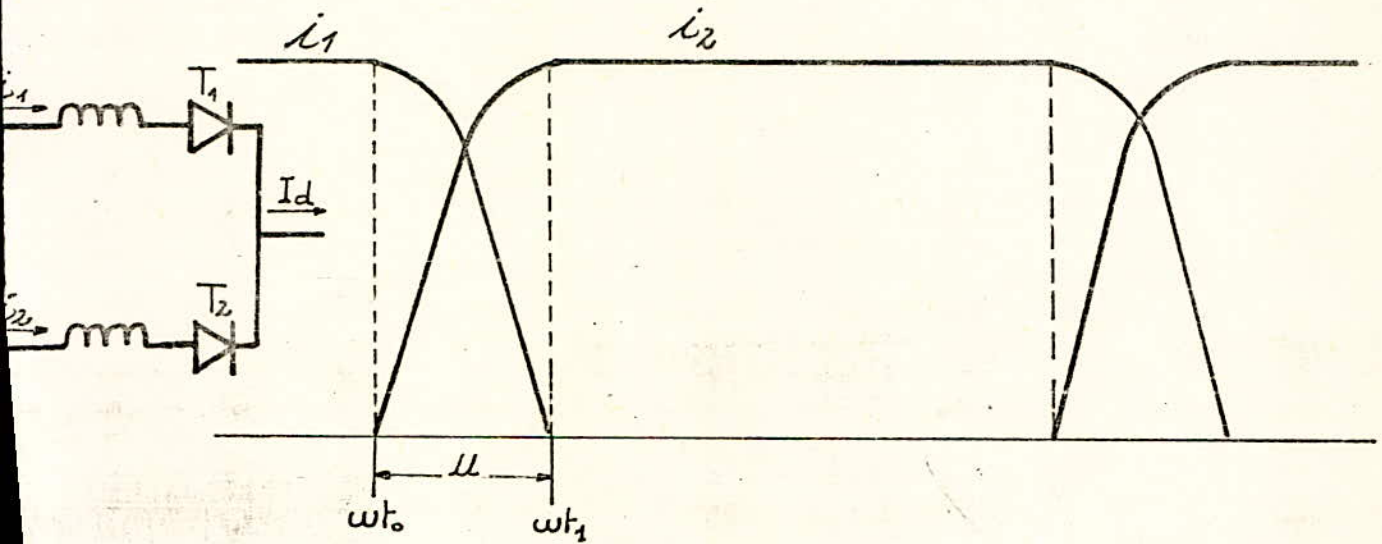
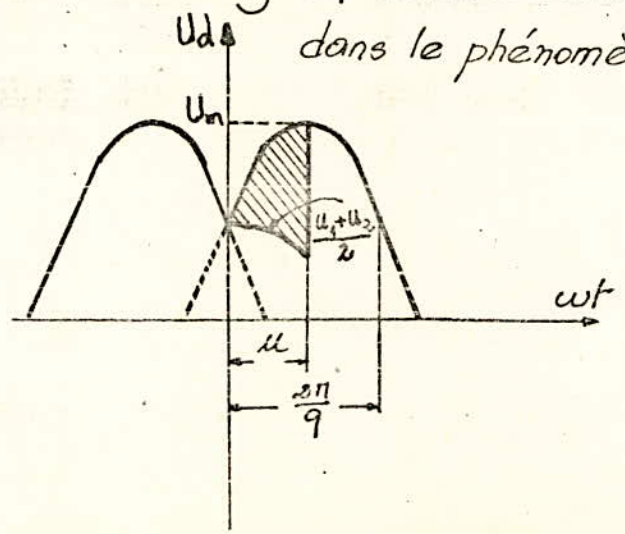


fig:14 Chute inductive de tension dans le phénomène de commutation



CHAPITRE III

CONVERTISSEURS STATIQUES ET FOUR A INDUCTION

## I. PRINCIPE DU CHAUFFAGE PAR INDUCTION :

### I.1. Définition :

Le chauffage inductif assure le chauffage ou la fusion de matériaux avec transmission de l'énergie calorifique par un champ magnétique alternatif dans une bobine d'induction.

C'est une application particulière du chauffage par effet joule, en ce sens que le courant induit est obtenu par induction magnétique, comme le courant secondaire d'un transformateur.

- l'induction magnétique oblige à l'emploi d'un courant alternatif, généralement *monophasé*,

- sa valeur  $\frac{\Delta \phi}{\Delta t}$  (volts) montre qu'elle peut être obtenue.

soit par une forte variation  $\Delta \phi$  du flux soit par une variation  $\Delta t$  plus rapide, c'est à dire par une fréquence plus élevée ; d'où deux procédés de chauffage par induction magnétique --  
Ce courant induit est développé dans le matériau sous forme de courants de Foucault.

Il n'y a pas de liaison matérielle entre le matériau et le corps de chauffe.

### I.2. Principe :

Le chauffage par induction utilise une bobine inductrice parcourue par un courant alternatif et qui peut être considérée comme le primaire d'un transformateur dont la pièce à traiter serait le secondaire en court-circuit (figure 15).

Les courants induits dans la pièce créent un flux qui s'oppose au flux primaire ; ces courants échauffent la pièce par effet joule.



La pièce placée à l'intérieur de l'inducteur est pénétrée par le champ magnétique alternatif qui y provoque un courant induit de même fréquence mais de direction inverse (figure 16). Dans ces conditions, la densité de courant alternatif induit n'est pas la même suivant la section du conducteur (pièce chauffée).

Les courants induits se concentrent à la surface extérieure du bloc, et la densité de courant décroît rapidement de la périphérie vers le centre.

Ce phénomène pour la première fois observé par Lord Kelvin, est appelé ; effet pelliculaire.

On définit une épaisseur de peau  $\delta$ , comme l'épaisseur fictive dans laquelle il faudrait répartir uniformément le courant pour obtenir le même courant.

Plus la fréquence est élevée, plus l'effet d'impédance se fait sentir et plus le courant a tendance à se porter vers l'extérieur pour diminuer la réactance et atteindre un équilibre tel que la réactance de  $L\omega$  soit égale à la résistance.

## II. LOI DE REPARTITION A FROID DES COURANTS INDUITS DE H.F :

Considérons d'abord le cas où la pièce d'acier est, en tous points, à la température ambiante.

Dans ce cas on peut admettre que la perméabilité varie peu avec le champ H et prendre en première approximation une valeur  $\mu$ .

On considère un cylindre de rayon  $r$  en acier homogène placé dans un champ inducteur uniforme alternatif de pulsation  $\omega$  et d'amplitude  $H_0$  (figure 17).

Le champ résultant H ainsi que la densité des courants induits d'amplitude i sont fonction de la distance r à l'axe.  
 Pour r voisin de r<sub>0</sub>, H et i sont donnés par les formules :

$$H = H_0 \cdot e^{-(r - r_0) / \epsilon} \cdot \cos \left( \omega t - \frac{r_0 - r}{\epsilon} \right)$$

$$i = \frac{H_0 \sqrt{2}}{4\pi \epsilon} \cdot e^{-(r - r_0) / \epsilon} \cdot \cos \left( \omega t - \frac{r_0 - r}{\epsilon} + \frac{\pi}{4} \right)$$

$$\epsilon = \sqrt{\frac{\rho}{2 \pi \mu \omega}} = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}}$$

avec :

$\epsilon$  = épaisseur des courants de peau (cm)

$\rho$  = résistivité (  $\Omega \text{cm}^2/\text{cm}$  )

$\mu$  = perméabilité magnétique

$\omega = 2 \pi f$  = pulsation (rd/sec)

$f$  = fréquence (Hz)

Dans les formules ci-dessus  $\epsilon$  est supposé faible devant r, c'est-à-dire les décroissances de H et de i sont rapides à partir de la surface de sorte que les courants induits sont pratiquement limités à une couche cylindrique périphérique de faible épaisseur.

### III. PUISSANCE DEVELOPPEE PAR EFFET JOULE :

Les ampères tours secondaires compensent les ampères tours de l'inducteur, le courant induit dans l'unité de longueur du cylindre de révolution homogène est :  $I_i = -nI$  si l'inducteur parcouru par le courant  $I = I_0 \sin \omega t$  comprend n spires par cm.



Ici comme dans la suite on peut négliger l'échauffement par hystérésis magnétique vis-à-vis de l'effet joule des courants induits. La puissance développée par effet joule est  $RI_i^2$  eff par unité de hauteur ; la résistance est :  $R = \frac{\rho}{\epsilon} 2 \pi r_0$  /  $\epsilon$  par unité de hauteur, la puissance va être :

$$W = \frac{\rho}{\epsilon} 2 \pi r_0 (n I_{eff})^2$$

et pour la hauteur "h" du cylindre on a :

$$W = \frac{\rho}{\epsilon} 2 \pi r_0 h (n I_{eff})^2$$

III.1. Energie cédée par unite de surface :

En remplaçant  $\epsilon$  par sa valeur on a :

$$W = 2 \pi r_0 h (n I_{eff})^2 \cdot 2 \pi (\epsilon \mu f)^{0,5}$$

En posant  $S = 2 \pi r_0 h$  l'énergie cédée par unité de surface est :

$$W/S = 2 \pi (n I_{eff})^2 (\epsilon \mu f)^{0,5}$$

Si on note que  $I_{eff} = I_0 \frac{\sqrt{2}}{2}$  et  $H_0 = 4 \pi n I_0$

$$\text{On peut écrire } \frac{W}{S} = \frac{(H_0^2 / 16 \pi) (\epsilon \mu f)^{0,5}}{}$$

III.2. Remarque :

Cette dernière formule n'est valable que si l'amplitude maximum  $H_0$  du champ n'est pas assez grande pour que l'acier reste un peu loin de la saturation, de telle sorte que la perméabilité ne varie peu entre 0 et  $H_0$  et qu'on puisse adopter une valeur moyenne.



### III.3. Répartition à chaud des courants induits :

Le problème mathématique est beaucoup plus compliqué quand la pièce s'échauffe puisque  $\rho$  et  $\mu$  sont fonction de la température et que celle-ci varie dans l'espace et dans le temps.

En chaque élément de volume, la température dépend non seulement de l'énergie électrique libérée par effet joule, mais aussi de l'énergie calorifique acquise ou perdue par suite de la diffusion thermique.

De plus aux températures voisines de la zone de transformation ; la perméabilité varie considérablement avec H. Comme H décroît de la surface vers l'intérieur et devient sensiblement nul à une faible profondeur de l'ordre de  $\epsilon$ , la perméabilité  $\mu$  croît considérablement de la surface à la profondeur  $\epsilon$ .

Le produit  $\mu H$  varie relativement peu et on peut admettre avec L.A. Dreyfus que l'induction B décroît d'abord très peu quand la profondeur  $r - r_0$  croît, pour ensuite décroître très brusquement jusqu'à s'annuler pour une profondeur voisine de  $\epsilon$ .

Les courbes représentées par les figures 18 et 19 schématisent la répartition de l'induction en profondeur ainsi que les variations de  $\mu$  moyenne et l'épaisseur équivalente  $\epsilon$  en fonction de la température.

Les résultats sont obtenus pour le chauffage à induction d'un cylindre sous une fréquence de 270 KHZ et un champ  $H = 200$  AT/cm.

## IV. DISPOSITION PRATIQUE DE L'INSTALLATION DES CONVERTISSEURS :

(figure 20)

### IV.1. Transformateur :

C'est un transformateur destiné à adapter la tension d'alimentation fournie par le réseau à celle nécessaire à l'entrée du redresseur.

Il assure la séparation galvanique du réseau et du circuit à courant continu, l'amortissement des courants de court-circuit côté continu.

Dans notre cas il est prévu à trois enroulements :

Un enroulement primaire en Y,

Deux enroulements secondaires ; l'un en Y, l'autre en D.

Nous obtenons ainsi 2 systèmes de tensions déphasés de  $\frac{\pi}{6}$ .

Ce transformateur est destiné à alimenter un redresseur à indice de pulsation élevé soit un indice égal à 12.

#### IV.2. Redresseur :

C'est un redresseur classique à thyristors, en ponts. Les deux ponts en série alimentés par le transformateur précédent ont pour rôle de transformer la tension alternative en une tension continue réglable.

#### IV.3. Self de lissage $L_D$ :

Cette réactance à la sortie du redresseur lisse le courant continu et empêche le courant à haute fréquence de remonter sur le réseau d'alimentation.

#### IV.4. Onduleur :

Un pont onduleur proprement dit fait passer le courant continu alternativement dans un sens puis dans l'autre dans le circuit de charge.

Les thyristors sont pilotés de façon à entretenir les oscillations propres du circuit de charge.

Les impulsions de commande sont fournies par un générateur sensible à la tension haute fréquence.



IV.5. Circuit de charge :

C'est le four proprement dit. Il est constitué par une charge fortement inductive L,R (bobine de chauffage par induction) associée à des condensateur C en parallèles avec cette charge. Le tout forme un circuit oscillant. Si l'amortissement de ce circuit est faible ( $\frac{Pr}{Pa} > 5$ ) la fréquence propre de ce circuit vaut approximativement, comme nous le verrons par la suite :

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}}$$

L'onduleur est continuellement adapté à cette fréquence.

IV.6. Système de démarrage (figure 21)

Les oscillations ne démarrent pas d'elles-mêmes à la mise sous tension. Un système de démarrage (figure 16) est prévu pour fournir une impulsion d'énergie qui déclenchera ces dernières.

Pour le fonctionnement, la source à courant continu 1 charge le condensateur 3 à travers la résistance 2.

Lorsque le thyristor 5 conduit, l'énergie <sup>passé par la réactance</sup> 4 vers le condensateur 7 du circuit de charge. Dès que le courant tend à s'inverser pour retourner au condensateur 3, le thyristor se bloque, ce qui provoque l'oscillation du circuit formé par le condensateur 7 et l'inductance 8 de la charge.



IV.7. Caractéristiques électriques du circuit de puissance :

Selon les notations de la figure 22 nous pouvons formuler les caractéristiques électriques du circuit de puissance.

En négligeant l'influence de la commutation la valeur moyenne de la tension à l'entrée de l'onduleur est :

$$u_D = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\pi-\theta} U \sqrt{2} \sin x \, dx$$

$$u_D = U \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \theta \quad (1)$$

$\theta$  est l'angle de décalage du passage du courant par zéro par rapport à celui de la tension.

Le courant  $I_f$  qui traverse la bobine a une composante active  $I_{fa}$  et une composante réactive  $I_{fr}$ .

Si l'onduleur est sans pertes la puissance active doit être la même à la sortie qu'à l'entrée :

$$U I_{fa} = u_D I_d$$

En introduisant U et  $u_D$  dans l'équation (1) :

$$I_d = I_{fa} \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cos \theta} \quad (2)$$

Dans le cas idéal la courbe du courant I (figure 23) se présente comme un rectangle. L'amplitude de son fondamental est :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_d \sin n x \, dx = \frac{4 I_d}{\pi n} \sin \frac{n\pi}{2}$$

$$\text{soit : } I_1 = \frac{4 I_d}{\pi}$$

En introduisant  $I_d$  dans l'équation (2)

$$I_1 = I_{fa} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\cos \theta}$$

L'onde fondamentale de I présente naturellement une composante active  $I_{1a}$  :

$$I_{1a} = I_1 \cdot \cos \theta = I_{fa}$$

et une composante réactive (fournie par le condensateur C) :

$$I_{1r} = I_1 \cdot \sin \theta$$

$$I_{1r} = I_{1a} \operatorname{tg} \theta = I_{fa} \cdot \sqrt{2} \operatorname{tg} \theta \quad (3)$$

La valeur efficace de l'onde fondamentale du courant traversant le condensateur est donc :

$$I_C = I_{fr} + \frac{I_{1r}}{\sqrt{2}}$$

$$I_C = I_{fr} + I_{fa} \cdot \operatorname{tg} \theta \quad (4)$$

Si nous multiplions les deux membres de l'équation (4) par U nous obtenons :

$$Q_C = Q_f + P_f \operatorname{tg} \theta$$

$$\text{mais } P_f = Q_f \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi}$$

$$\text{d'où : } Q_C = Q_f \left( 1 + \frac{\operatorname{tg} \theta}{\operatorname{tg} \varphi} \right) \quad (5)$$

$Q_C$  : puissance réactive fournie par le condensateur.

$Q_f$  : puissance réactive absorbée par la bobine.

$P_f$  : puissance active consommée par la bobine.

La fréquence de résonance est calculée en utilisant les relations :

$$Q_C = \omega C U^2 \quad Q_f = \frac{U^2}{\omega L}$$

Introduites dans l'équation (5) nous aurons : en tenant compte

de  $\omega = 2 \pi f$  :

$$f = \frac{1}{2\pi LC} \sqrt{1 + \operatorname{tg} \theta / \operatorname{tg} \varphi} \quad (6)$$

IV.8. Gamme de fréquences :

La relation (1) montre que  $\theta$  ne peut occuper une part importante de la demi période. La valeur limite est  $\theta = \frac{\pi}{2}$

En général, en fonctionnement réel,  $\theta$  est compris entre  $\frac{\pi}{6}$  et  $\frac{\pi}{4}$ .

Ceci montre que la gamme de fréquences possible est limitée compte tenu de la relation (6).



fig:16

fig:15

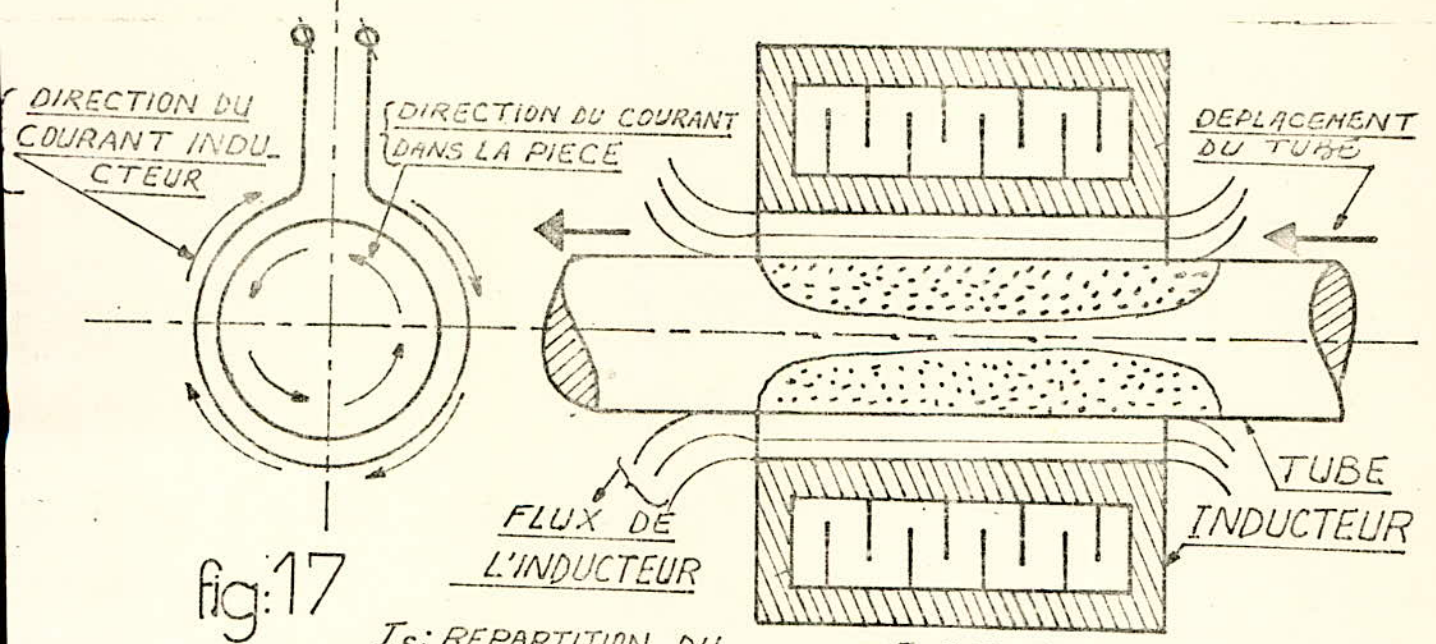


fig:17

$I_s$ : REPARTITION DU COURANT SECONDAIRE

$I_p$ : REPARTITION DU COURANT PRIMAIRE

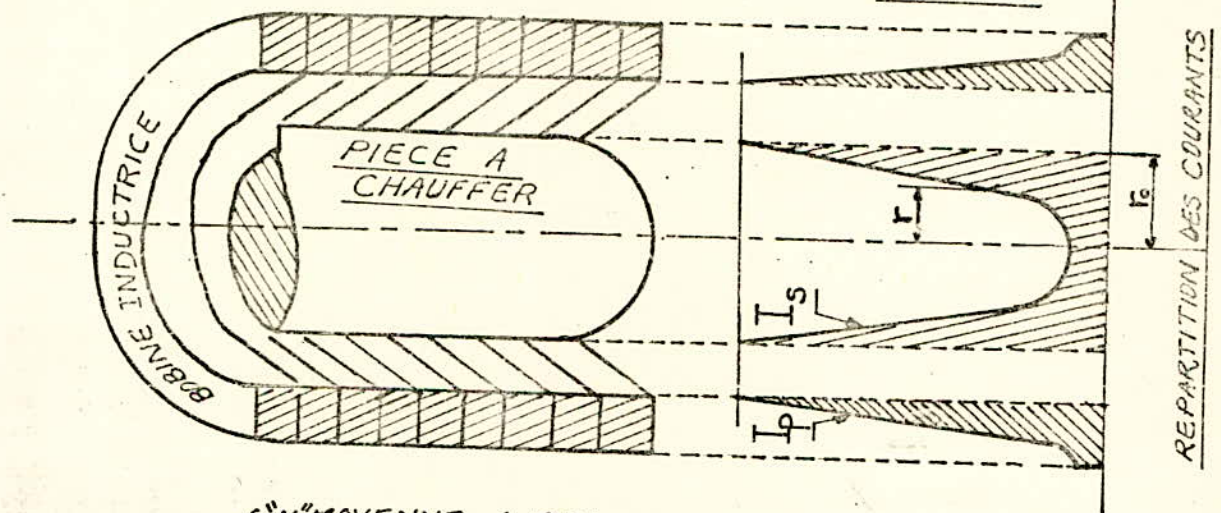


fig:18 { "MOYENNE et EPAISSEUR EQUIVALENTE "E" EN FONCTION de la TEMPERATURE

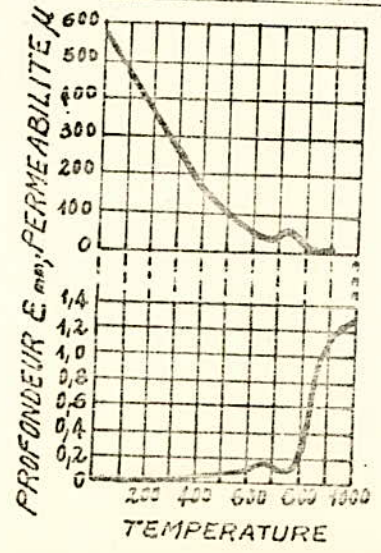


fig:19

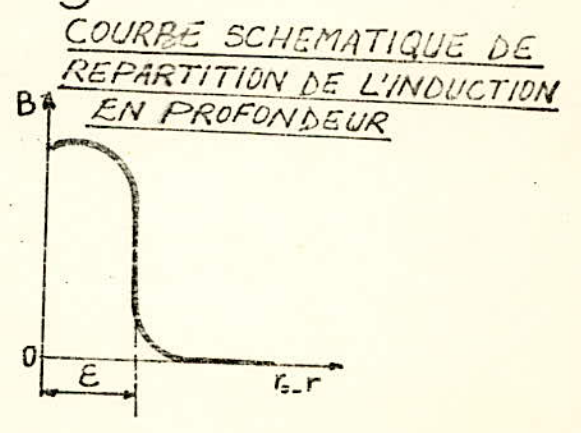


fig:20

Convertisseur statique alimentant une charge  $L, C$

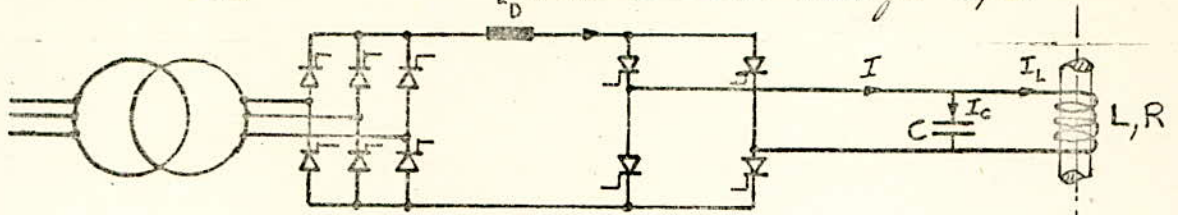
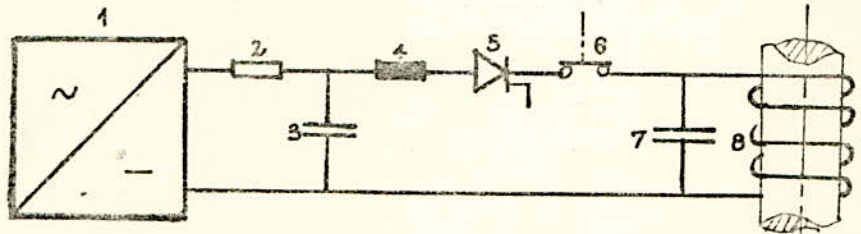


fig:21



- |                                       |                                     |
|---------------------------------------|-------------------------------------|
| 1 Source courant continu de démarrage | 5 Thyristor de démarrage            |
| 2 Résistance de décharge              | 6 Contacteur                        |
| 3 Condensateur de démarrage           | 7 Condensateur du circuit de charge |
| 4 Réactance de démarrage              | 8 Bobine du four                    |

fig:22

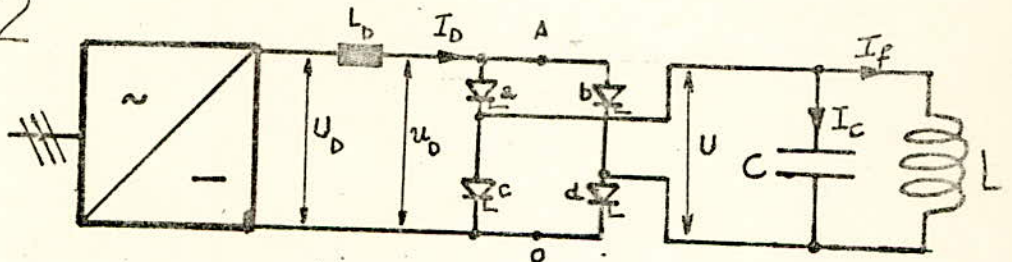
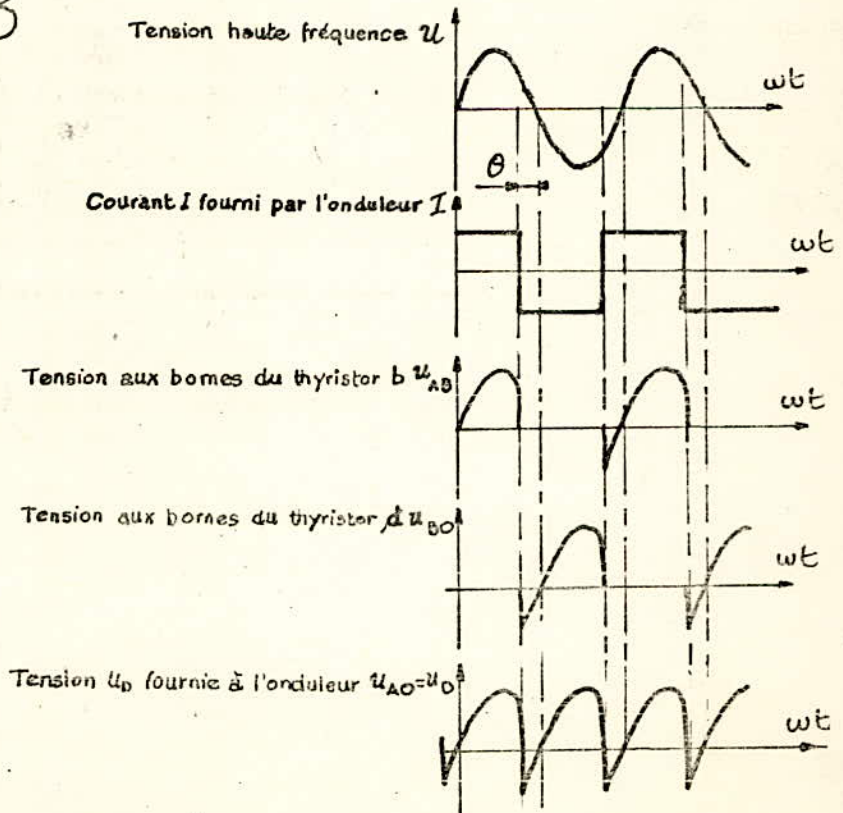


fig:23



CHAPITRE IV

CALCUL DES COURANTS DE COURT-CIRCUIT



CALCUL DES COURANTS DE COURT-CIRCUIT ET DES PUISSANCE AU NIVEAU  
DES JEUX DE BARRES 60 KV ET 220 KV D'AZZABA

INTRODUCTION :

La puissance de court-circuit disponible (Sonelgaz) sur le jeu de barres 220 KV de Skikda étant de 1000 ou 1500 MVA.

Toutefois, pour une éventuelle expansion du réseau, Sonelgaz est capable de disposer d'une puissance de court-circuit beaucoup plus grande soit 5000 MVA.

C'est ce qui nous a amené à faire le calcul de  $I_{cc}$  et donc de  $S_{cc}$  pour chaque puissance disponible.

Afin de tracer une courbe nous renseignant sur l'évolution de la puissance de court-circuit au niveau d'Azzaba en fonction de celle disponible au niveau de Skikda, nous avons prolongé le calcul pour  $S_{cc} = 500, 2500$  et  $3500$  MVA au niveau de Skikda.

La méthode que nous utiliseront pour le calcul du courant de court-circuit est la méthode allemande modifiée en Pologne.

Le plan et le schéma équivalent du réseau sont donnés aux figures 24 et 25.

I -- Scc = 1500 MVA à la Station poste de Skikda :

I.1. Réactance extérieure au jeu de barres 220 KV

$$X_{ex} = \frac{1,1 U_2}{S_{cc}} = \frac{1,1 \times 220^2}{1500} = 35,49 \ \Omega$$

I.2. Réactances des transformateurs

$$X_{T2} = \frac{13}{100} \frac{220^2}{80} = 78,65 \ \Omega$$

$$X_{T3} = \frac{10}{100} \frac{60^2}{12,5} = 28,8 \ \Omega$$

X.3. Réactance et résistance de la ligne

$$X_L = 0,36 \times 48 = 17,28 \ \Omega$$

$$R_L = \frac{35}{288} \times 48 = 5,83 \ \Omega$$

I.4. Hypothèses

I.4.1. Le court-circuit se produit sur le jeu de barres 60 KV

Réactance vue du point de court-circuit :

$$X_{T2} \text{ en parallèle avec } X_{T2} \Rightarrow X_{T2}' = \frac{78,65}{2} = 39,32 \ \Omega$$

$$X_{ex} \text{ en série avec } X_{T2}' \Rightarrow X_{ex} + X_{T2}'$$

$$\text{soit } X = 39,32 + 35,49 = 74,81 \ \Omega$$

Réactance ramenée au point de court-circuit :

$$X_r = 74,81 \times \left(\frac{60}{220}\right)^2 + 17,27 = 22,84 \ \Omega$$

courant initial :

$$I_m = \frac{1,1 U_n}{\sqrt{3} \sum x_i} = \frac{1,1 \times 60}{\sqrt{3} \times 22,84} = 1,67 \text{ KA}$$

Puissance de court-circuit à l'instant  $t = 0$

$$S_{cc} = \sqrt{3} \quad U_n I_m = 1,732 \times 60 \times 1,67$$

$$S_{cc} = 173,54 \text{ MVA.}$$

I.4.2. Le court-circuit produit sur le jeu de barres MF

Les deux transformateurs 60/20 KV marchent en parallèle

$$X_{T3} \text{ en parallèle avec } X_{T3} \Rightarrow X_{T'3} = \frac{28,8}{2} = 14,4 \, \Omega$$

$$X_r \text{ en série avec } X_{T'3} \Rightarrow X = 37,24 \, \Omega$$

Impédance ramenée au point de court-circuit :

$$X''_r = 37,24 \left( \frac{20}{60} \right)^2 \approx 4,14 \, \Omega$$

Courant initial :

$$I_{in} = \frac{1,1 U_n}{\sqrt{3}} = \frac{1,1 \times 20}{\sqrt{3}} = 3,07 \text{ KA}$$

$$\sqrt{3} \times 4,14 \quad 1,732 \times 4,14$$

$$S_{cc_{t=0}} = \sqrt{3} \quad U_n I_n = 106,28 \text{ MVA}$$

Un seul transformateur 60/20 KV fonctionne :

Impédance ramenée :

$$X''_r = (X_r + X_{T3}) \left( \frac{20}{60} \right)^2 = (28,8 + 22,84) \times \left( \frac{20}{60} \right)^2 = 5,73 \, \Omega$$

Courant initial :

$$I_{ni} = \frac{1,1 \times 20}{\sqrt{3}} = 2,22 \text{ KA}$$

$$\sqrt{3} \times 5,73$$

Puissance de court-circuit :

$$S_{cc_{t=0}} = \sqrt{3} \times 20 \times 2,22 = 76,80 \text{ MVA}$$



II - Sec = 1000 MVA à la station poste de Skikda

Réactance extérieure au jeu de barres 220 KV

$$X_{ex} = \frac{1,1 \text{ Un}^2}{\text{Sec}} = \frac{1,1 \times 220^2}{1000} = 53,24 \ \Omega$$

II.1. Hypothèses

II.1.1. Court-circuit sur le jeu de barres 60 KV

La méthode de calcul étant la même que précédemment.

$$X_{ex} + X'T_2 = 53,24 + 39,32 = 92,56 \ \Omega$$

Réactance ramenée au point de court-circuit :

$$X_r = 92,56 \times \frac{(60)^2}{(220)^2} + 17,28 = 24,16 \ \Omega$$

Courant initial :

$$I_{im} = \frac{1,1 \text{ Un}}{\sqrt{3} \sum X_i} = \frac{1,1 \times 60}{\sqrt{3} \times 24,16} = 1,58 \text{ KA}$$

Puissance de C.C. à l'instant  $t = 0$

$$S_{cc,t=0} = \sqrt{3} \text{ Un } I_{im} = 1,58 \times 60 \times \sqrt{3} = 164,20 \text{ MVA}$$

II.1.2. Le court-circuit se produit sur le jeu de barres MT 20 KV

Les deux transformateurs 60/20 KV marchent en parallèles

$$X_r \text{ en série avec } X'T'_3 \text{ soit : } X = 38,56 \ \Omega$$

Impédance ramenée au point de C.C. :

$$X'r = 38,56 \frac{(20)^2}{(60)^2} = 4,28 \ \Omega$$

Courant initial :

$$I_{im} = \frac{1,1 \text{ Un}}{\sqrt{3} \times 4,28} = 2,97 \text{ KA}$$

Puissance de court-circuit à  $t = 0$  :

$$S_{cc_{t=0}} = \sqrt{3} \text{ Un } I_{im} = 102,8 \text{ MVA}$$

Un seul transfo 60/20 KV fonctionne :

Impédance ramenée au point de C.C.:

$$X''_r = (X_r + X_{T3}) \left( \frac{20}{60} \right)^2$$

$$X''_r = (24,16 + 28,8) \left( \frac{20}{60} \right)^2 = 5,88 \ \Omega$$

Courant initial :

$$I_{im} = \frac{1,1 \times 20}{\sqrt{3} \times 5,88} = 2,16 \text{ KA}$$

Puissance de court-circuit :

$$S_{cc_{t=0}} = \sqrt{3} \times 20 \times 2,16 = 74,82 \text{ MVA.}$$

III - Sec = 5000 MVA à la station poste de Skikda

Réactance extérieure au jeu de barres 220 KV :

$$X_{ex} = \frac{1,1 U^2}{S_{cc}} = \frac{1,1 \times 220^2}{5000} = 10,65 \ \Omega$$

### III.1. Hypothèses

III.1.1. Court-circuit sur le jeu de barres 60 KV

$$X_{ex} \text{ en série avec } X'_{T2} \Rightarrow X = 50 \ \Omega$$

Réactance ramenée au point de CC.

$$X_r = 50 \times \left( \frac{60}{220} \right)^2 + 17,28 = 21 \ \Omega$$

Courant initial :

$$I_{ni} = \frac{1,1 U_n}{\sqrt{3} \times 21} = 1,81 \text{ KA}$$

Puissance de C.C. à  $t = 0$  :

$$S_{cc} = \sqrt{3} \times 60 \times 1,81 = 188,52 \text{ MVA}$$

III.1.2. Le court-circuit se produit sur le jeu de barres 20 KV

Les deux transformateurs 60/20 KV marchent en parallèle :

XT3 en parallèle avec XT3' : soit  $XT3' = 14,4 \ \Omega$

Xr en série avec XT3' soit  $X = 21 + 14,4 = 35,4 \ \Omega$

Impédance ramenée au point de C.C. :

$$X'r = 35,4 \times \frac{(20)^2}{(60)^2} = 3,93 \ \Omega$$

$$\text{Courant initial : } I_{in} = \frac{1,1 \times 20}{\sqrt{3} \times 3,93} = 3,23 \text{ KA}$$

Puissance de court-circuit à  $t = 0$  :

$$S_{cc} = \sqrt{3} U_n I_{in} = \sqrt{3} \times 20 \times 3,23 = 111,89 \text{ MVA.}$$

Un seul transformateur 60/20 KV fonctionne :

Impédance ramenée au point de C.C. :

$$X''r = (X_r + XT3) \times \frac{(20)^2}{(60)^2} = (21 + 28,8) \times \frac{(20)^2}{(60)^2} = 5,53 \ \Omega$$

Courant initial :

$$I_{in} = \frac{1,1 \times 20}{\sqrt{3} \times 5,53} = 2,30 \text{ KA}$$

Puissance de court-circuit :

$$S_{cc} = \sqrt{3} \times 20 \times 2,30 = 79,67 \text{ MVA}$$



Le calcul étant le même pour les autres puissances de court-circuit à la station poste de Skikda.

Les résultats sont consignés dans le tableau de la page 42.

Comme il est fort probable que la puissance de court-circuit à adopter à la station poste de Skikda va être de 1500 MVA ; nous avons pensé utile, de prolonger les calculs en considérant que le court-circuit a lieu à un temps  $t > 0$ , soit  $t = 0,05$  seconde.

Cette hypothèse se justifie par le fait que les disjoncteurs actuels, les plus rapides ouvrent les circuits au bout d'un temps  $t = 0,05$  sec. seconde.

Il est à remarquer que le courant de choc (valeur maximale du courant) a lieu au bout d'un temps  $t = 0,01$  seconde, par conséquent, il est inévitable pour le disjoncteur.

Calculs :

à  $t = 0,05$  sec. le courant est encore assymétrique, à cet instant le courant a deux composantes:

$$I_a = (I_s^2 + i_a^2)^{0,5}$$

$I_a$  = courant assymétrique

$I_s$  = courant symétrique

$i_a$  = courant appériodique

$$I_s = K_s \frac{I_{in}}{I_n}$$

$$i_a = K_a \sqrt{2} \frac{I_{in}}{X}$$

$K_s$  et  $K_a$  sont des constantes données respectivement par les courbes

$$K_s = f \left( \frac{I_{in}}{I_n} \right) \text{ et } K_a = g \left( \frac{R}{X} \right)$$

$I_n$ , R et X sont les valeurs ramenées au point de court-circuit.

Le calcul sera fait pour un court-circuit sur le jeu de barres 20 KV de Azzaba.

$$RT_2 = 3,63 \ \Omega \quad \text{au primaire}$$

$$R_L = 5,83 \ \Omega$$

$$RT_3 = 1,8 \ \Omega$$

$$RT_2 \text{ en parallèle avec } RT_2 \Rightarrow R = 1,8 \ \Omega$$

$$RT_3 \text{ en parallèle avec } RT_3 \Rightarrow R = 0,90 \ \Omega$$

Résistance ramenée au point de C.C. :

$$R_r = \left[ 1,8 \frac{(60)^2}{(220)^2} + 5,83 + 0,9 \right] \frac{(20)^2}{(60)^2} = 0,762 \ \Omega$$

$$X_r = 4,14 \ \Omega \quad (\text{voir calcul précédent})$$

$$\frac{R}{X} = \frac{0,762}{4,14} = 0,184$$

$$\frac{R}{X} = 0,184 \text{ et } t = 0,05 \text{ sec} \Rightarrow K_a = 0,08$$

$$i_a = K_a \sqrt{2} \times I_{in} = 0,08 \times \sqrt{2} \times 3,07 = 0,347 \text{ KA}$$

Détermination de la constante  $K_g$  :

Courant nominal ramené  $I_{nr}$  au jeu de barres 20 KV.

En considérant seulement la centrale de 125 MW,

10 KV, et  $\cos \varphi \approx 0,90$ , on aura :

$$I_n = \frac{125 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \times 10 \times 0,90} = 800 \text{ A}$$

courant ramené :

$$I_{nr} = 800 \times \frac{10}{220} \cdot \frac{220}{60} \cdot \frac{60}{20} = 400 \text{ A} = 0,40 \text{ KA}$$

$$\left. \begin{array}{l} \frac{I_{in}}{I_{nr}} = \frac{3,07}{0,40} = 7,68 \\ \\ t = 0,05 \text{ sec.} \end{array} \right\} \Rightarrow K_S = 0,87$$

d'où  $I_S = K_S \cdot I_{in} = 0,87 \times 3,07 = 2,67 \text{ KA}$

valeur du courant de court-circuit :

$$I_{cc} = (I_S^2 + i_a^2)^{0,5} = \sqrt{(2,67)^2 + (0,347)^2}^{0,5}$$

$$\underline{\underline{I_{cc} = 2,69 \text{ KA}}}$$

Le disjoncteur doit avoir au moins un pouvoir de coupure égal à 2,70 KA pour  $t = 0,05 \text{ sec.}$

Le pouvoir de coupure exprimé en MVA :

$$S_{0,05} = \sqrt{3} \cdot 2,69 \cdot 20 = 93,20 \text{ MVA}$$

Valeur du courant de choc :

$$I_{ch} = \sqrt{2} I_{in} K_{ch}$$

$$K_{ch} = 1,55$$

$$I_{ch} = \sqrt{2} \cdot 3,07 \cdot 1,55 = \underline{\underline{6,73 \text{ KA}}}$$



Sonelgaz jeu Sec sur de barre 220 KV Niveau du court circuit.	500 MVA Xex = 106,48	1000 MVA Xec = 53,24	1500 MVA Xex = 35,49	2500 MVA Xex = 21,30
60 KV	Xr = 28,12 Iin = 1,36 KA Sec = 141,33 MVA	Xr = 24,16 Iin = 1,58 KA Sec = 164,20 MVA	Xr = 22,84 Iin = 1,68 KA Sec = 173,38 MVA	Xr = 21,30 Iin = 1,75 KA Sec = 181,86 MV
20 KV 2 transfos en //	Xr = 4,75 Iin = 2,67 KA Sec = 92,50 MVA	Xr = 4,28 Iin = 2,97 KA Sec = 102,8 MVA	Xr = 4,14 Iin = 3,07 KA Sec = 106,28 MVA	Xr = 4,02 Iin = 3,16 KA Sec = 109,46 MV
20 KV 1 transfo	Xr = 6,32 Iin = 2,01 KA Sec = 69,62 MVA	Xr = 5,88 Iin = 2,16 KA Sec = 74,82 MVA	Xr = 5,73 Iin = 2,22 KA Sec = 76,80 MVA	Xr = 5,62 Iin = 2,26 KA Sec = 78,29 MVA

fig 24 PLAN DU RESEAU

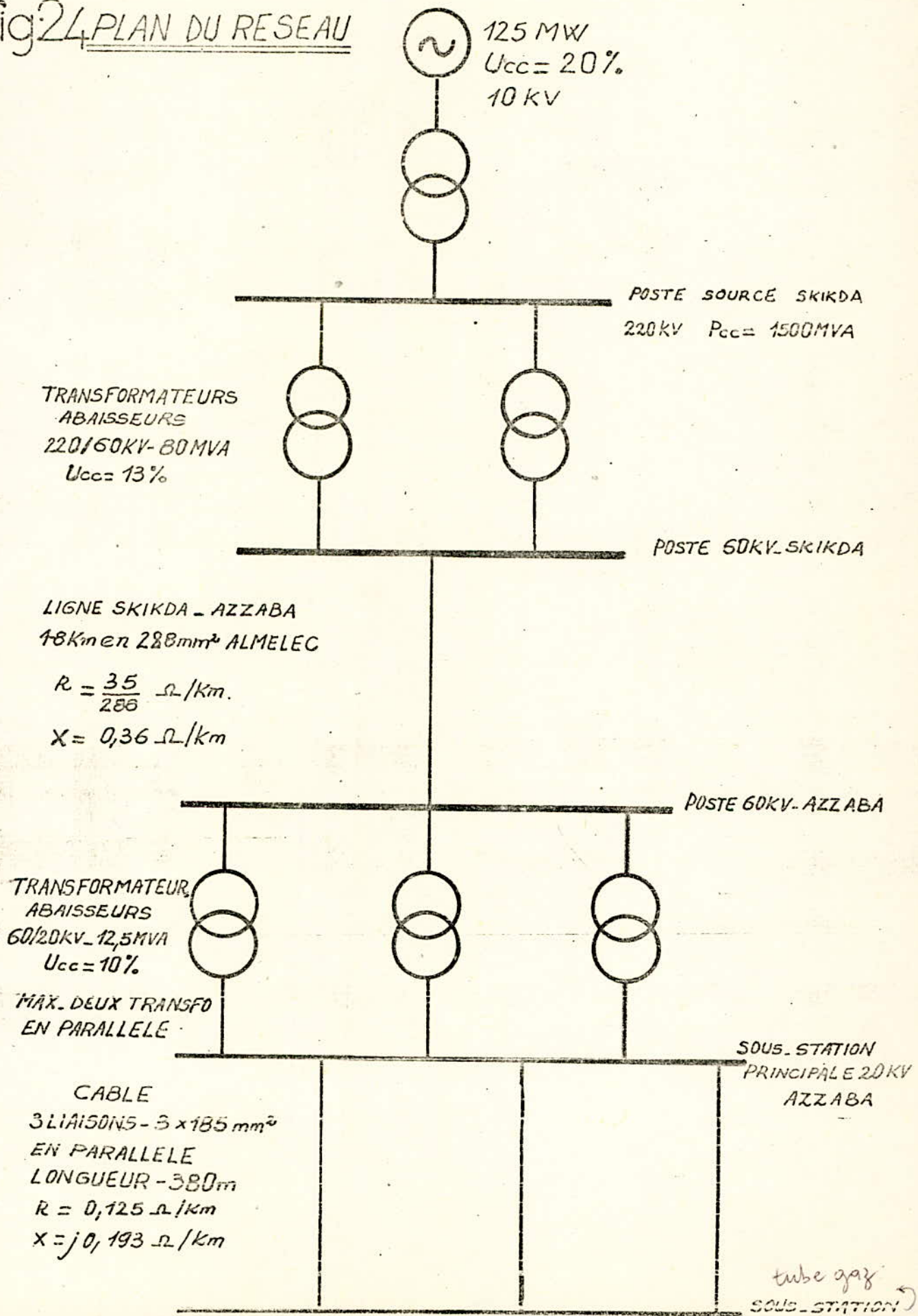
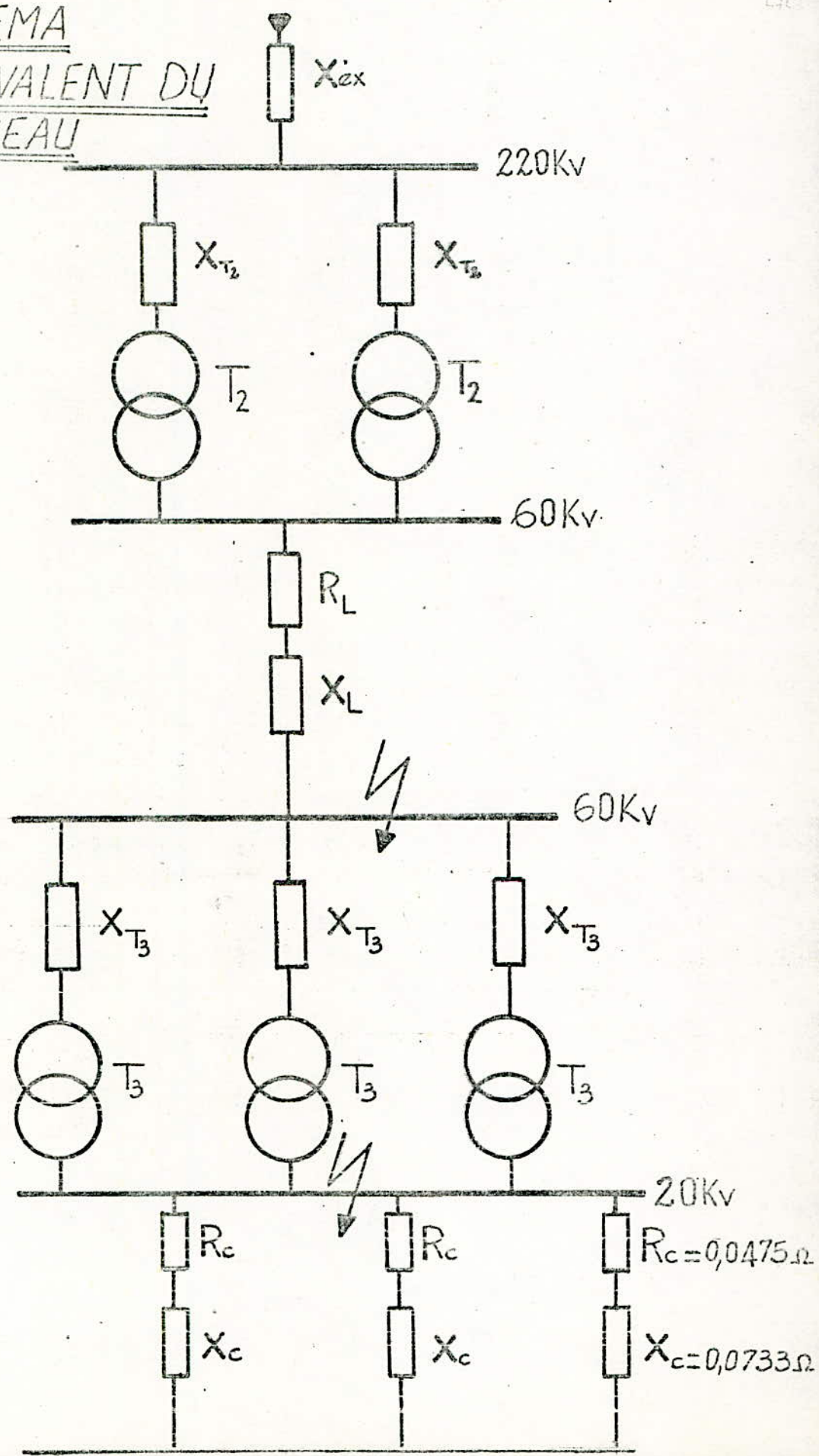


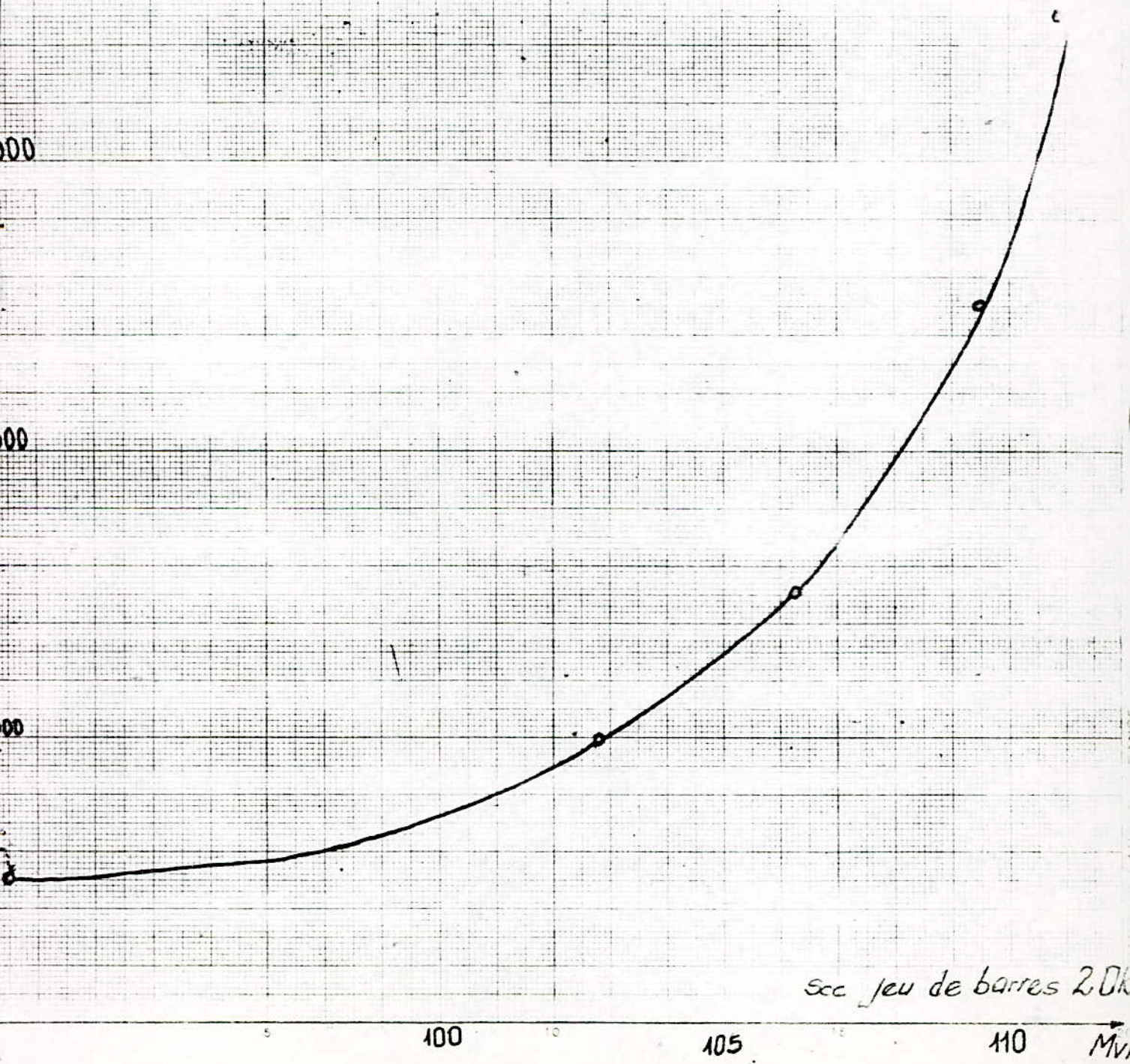
fig:25 SCHEMA  
EQUIVALENT DU  
RESEAU





cc (Sonélgaz)  
MVA

Evolution de la puissance de c.c. au jeu de barres 20KV en fonction de la puissance de c.c. disponible au poste-source SKIKDA.



Sec jeu de barres 20KV

100

105

110

MVA

CHAPITRE V

HARMONIQUES GÉNÉRÉS PAR LES CONVERTISSEURS STATIQUES



## HARMONIQUES GENERES PAR LES CONVERTISSEURS STATIQUES

### I -- GENERALITES

La forme des ondes de courant ou de tension relevées dans les réseaux industriels, s'éloignent assez souvent de la sinusoïde pure théorique.

Nous interprétons cette déformation en considérant que se superpose à l'onde fondamentale 50 Hz parfaitement sinusoïdale une série d'ondes sinusoïdales de fréquences multiples de la fondamentale : les harmoniques (figure 26 c).

Nous nous intéressons aux courants harmoniques générés par les convertisseurs statiques en particulier par les redresseurs, et aux distorsions de tension qu'ils engendrent dans le réseau.

Approximativement nous pouvons imaginer la production des harmoniques de la façon suivante.

Le redresseur est un convertisseur d'énergie complexe :

Il absorbe de la puissance au réseau d'alimentation sous forme de courant sinusoïdal à la fréquence fondamentale.

Cette puissance est transférée au réseau d'utilisation sous forme de courant continu plus ou moins chargé d'harmoniques.

Il restitue au réseau d'alimentation le reste d'énergie sous forme d'harmoniques complémentaires, ceci constituant sa fonction parasite.

### II- Système du générateur d'harmoniques

Le théorème de Fourier permet de faire quelques calculs d'harmoniques mais ne fait pas comprendre le cheminement de ceux-ci dans le réseau. Un réseau de distribution alimenté par un (ou plusieurs) générateurs, sur lequel sont branchés divers récepteurs dont un groupe redresseur qui absorbe un courant non sinusoïdal, peut-être considéré comme système réel.



Le courant se décompose alors dans ce système en un fondamental à 50 Hz et des courants harmoniques.

Ce système peut être à son tour considéré comme étant la superposition de 2 systèmes (figure 26 b).

Un système à 50 Hz comprenant :

- le réseau d'alimentation avec sa fem à 50 Hz et ses impédances.
- les récepteurs avec leur fem à 50 Hz et le groupe redresseur qui absorbe seulement le fondamental.

Un système harmonique comprenant :

- le réseau d'alimentation avec ses impédances mais sans la fem
- les différents récepteurs avec leur impédance mais sans leur fem
- un générateur de tous les harmoniques à la place du redresseur

Les formules habituelles s'appliquent au premier système.

Il y a lieu de considérer pour le deuxième système, que dans le cas des convertisseurs, les courants harmoniques sont pratiquement indépendants des impédances du réseau alternatif. Autrement dit le générateur d'harmonique débite à courant constant. Il envoie dans le réseau amont des courants sinusoidaux de fréquence  $f_n = n \times 50$  Hz.

Dès lors, la loi d'ohm généralisée s'applique au système où les impédances sont  $R$ ,  $L\omega_n$  et  $1/C\omega_n$

avec  $\omega_n = 2\pi f_n = 2\pi n f = 2\pi n \times 50 = 314 n$ .

### III - PERTURBATIONS DES HARMONIQUES DE COURANTS

Les perturbations causées par les courants harmoniques sont nombreuses. Leur description fera l'objet d'un chapitre suivant.

#### III.1. Influence du montage redresseur sur les harmoniques

La forme du courant alternatif dépend essentiellement du couplage en pont des redresseurs, c'est-à-dire du nombre de bras de ses ponts.

Il dépend ensuite mais à un degré bien moindre :

- des caractéristiques du circuit "continu"
- de l'angle de retard des thyristors.

Comme nous le verrons par la suite l'augmentation du nombre de bras du redresseur diminue la déformation de l'onde de courant.

### III.2. Taux de distorsion

Pour exprimer quantitativement cette déformation, nous retiendrons

le taux de distorsion  $d$ .

Il est défini par :

$$d = \frac{\sqrt{\sum_{n \geq 2} b_n^2}}{\sqrt{\sum_{n \geq 1} b_n^2}} \approx \frac{\sqrt{\sum_{n \geq 2} b_n^2}}{b_1}$$

où  $b_1, b_2, \dots, b_n, \dots$  sont les amplitudes des harmoniques 1 (fondamental), 2, ...,  $n$ , ... .

### IV - CALCULS D'HARMONIQUES

Ces calculs seront faits seulement dans le cas des redresseurs en ponts triphasés qui sont utilisés dans les convertisseurs que nous étudions.

Le but de ces calculs est de constater la production d'harmoniques par le convertisseur.

Si le taux de distorsion qui en résultera est supérieur à la limite imposée par le fournisseur d'énergie (Sonelgaz) lequel règlemente le renvoi d'harmoniques sur son réseau, il s'agira pour nous de réduire ce taux de distorsion en éliminant les harmoniques les plus gênants par des moyens appropriés.



#### IV.1. Hypothèses de base

Dans le domaine industriel deux hypothèses sont à considérer :

- le courant continu est supposé parfaitement "lissé",  
c'est-à-dire que sa valeur est constante dans le temps.  
Ce qui implique une réactance de valeur théoriquement infinie  
dans le circuit d'utilisation - Pratiquement les ondulations  
sont très aplaties avec la réactance "naturelle" que possèdent  
ces circuits dès que l'indice de pulsation est supérieur à 2.

- les circuits anodiques ne présentent pas de réactance.

Ce qui veut dire que les commutations d'un bras sur un autre  
sont instantanées ce qui est en contradiction avec la chute  
inductive déjà signalée mais permet d'éviter des calculs assez  
compliqués.

Compte-tenu de ces 2 hypothèses les courants dans les bras  
sont représentés en fonction du temps (ou de  $\omega t$ ) par des  
rectangles longueurs variables avec l'indice de commutation.

La durée de conduction dans un bras est de  $\frac{T}{9}$ .  $T$  étant la  
période du courant d'alimentation.

Le courant continu débité par un bras vaut  $I_d$ .

Finalement le courant dans chaque connexion d'alimentation du  
redresseur sera représenté par des rectangles de longueur  $\frac{T}{9}$   
et de hauteur  $I_d$ .

#### IV.2. Harmoniques de courant dans le cas du pont de Grectz

Nous désignerons par  $i_v$  le courant dans les connexions  
d'alimentation, par  $i_s$  le courant dans le secondaire du trans-  
formateur d'alimentation, par  $i_p$  le courant primaire et par  $i_L$   
le courant de ligne.



Nous calculerons ces courants en utilisant le théorème de Fourier et en supposant que le transformateur d'alimentation comporte le même nombre de spires au primaire et au secondaire ; ceci pour faciliter la représentation graphique des courants.

Nous ne tiendrons pas compte du retard  $\alpha$ .

IV.2.1. Alimentation du redresseur par un transformateur Y Y (figure 27)

1° Courant secondaire

Dans ce cas  $i_s = I_v$

$$i_s = \frac{a_0}{2} + \sum_{n \neq 0} (a_n \cos n x + b_n \sin n x)$$

Les coefficients  $a_n$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ) sont nuls car  $i_s(x) \cos n x$  est une fonction impaire.

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{s1}(x) \sin n x \, dx = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_{s1}(x) \sin n x \, dx$$

car  $i_{s1}(x) \sin n x$

est une fonction paire  $b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{5\pi}{6}} I_d \sin n x \, dx$

$$\int_{\frac{\pi}{6}}^{\pi}$$

$$b_n = \frac{2}{\pi n} I_d \cos n x \left| \begin{array}{l} \frac{\pi}{6} \\ \frac{5\pi}{6} \end{array} \right.$$

$$b_n = \frac{4 I_d}{\pi n} \sin n \cdot \frac{\pi}{2} \sin n \cdot \frac{\pi}{3}$$

Pour les coefficients non nuls nous obtenons :

$$b_n = \frac{2 \sqrt{3} I_d}{\pi} \cdot \frac{1}{n}$$

D'où le tableau suivant en désignant par  $b_5$  l'amplitude du courant secondaire.

	Amplitudes des courants.	$\frac{b_n}{b_5}$	Fréquences (Hz)
$b_5$	$1,155 I_d = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d$		
$b_1$	1,103 Id	0,955	50
$b_5$	0,221 Id	0,191	250
$b_7$	0,158 Id	0,237	350
$b_{11}$	0,100 Id	0,087	550
$b_{13}$	0,085 Id	0,074	650
$b_{17}$	0,065 Id	0,056	850
$b_{19}$	0,058 Id	0,050	950
$b_{23}$	0,048 Id	0,042	1150
$b_{25}$	0,044 Id	0,038	1250
$b_{29}$	0,038 Id	0,033	1450
$b_{31}$	0,036 Id	0,031	1550
$b_{35}$	0,032 Id	0,028	1750
$b_{37}$	0,030 Id	0,026	1850

L'expression du courant secondaire sera :

$$i_s = \frac{2\sqrt{3}}{11} I_d \left( \sin x - \frac{1}{5} \sin 5x - \frac{1}{7} \sin 7x + \frac{1}{11} \sin 11x + \frac{1}{13} \sin 13x \dots \right)$$

2° Courant primaire et courant de ligne

De la supposition faite sur les nombres de spires secondaire et primaire, le courant primaire a la même forme que le courant secondaire. Du fait que le primaire est une étoile le courant de ligne est identique au courant primaire.

$$i_L = i_p = i_s$$

Nous aurons donc  $b_L = b_p = b_s$

Si nous exprimons la valeur efficace du courant dû aux 5 premiers harmoniques en fonction du courant efficace de ligne, il vient :

$$I(1, 5, 7, 11, 13) = \sqrt{\left(\frac{b_1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{b_5}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{b_7}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{b_{11}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{b_{13}}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

$$= 0,809 I_d$$

D'autre part  $I_L = \frac{b_L}{\sqrt{2}} = \frac{1,155 I_d}{\sqrt{2}} = 0,817 I_d$

finalement :  $I = 0,991 I_L$

Nous constatons que les harmoniques de rangs supérieurs à 13 interviennent faiblement du point de vue amplitude.

IV.2.2. Alimentation du redresseur par un transformateur YD (figure 28)

1° courant secondaire

Avec les sens choisis sur la figure (transformateur), nous pouvons écrire :

$$i_{v1} = i_{s1} - i_{s2}$$

$$i_{v2} = i_{s2} - i_{s3}$$



A cause de la symétrie et en absence d'harmoniques d'ordres  $3k$  ( $k$  entier) :

$$i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$$

En résolvant le système par rapport à  $i_{s1}$  nous trouvons :

$$i_{s1} = \frac{2}{3} i_{v1} + \frac{1}{3} i_{v2}$$

Le courant secondaire a l'allure donnée par la figure 21.

### 2° Courant primaire et courant de ligne

Le courant primaire a même forme que le courant secondaire. Cependant nous passons d'un triangle à une étoile ; son amplitude est  $\sqrt{3}$  fois plus grande que celle du secondaire.

Le courant de ligne est identique au courant primaire comme dans le cas précédent.

Nous obtenons les coefficients de sa décomposition en série de Fourier par :

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_L \cdot \sin n x \, dx$$

par un choix convenable de l'origine des temps :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{I_d}{3} \sin n x \, dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{2 I_d}{\sqrt{3}} \sin n x \, dx +$$

$$\frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \frac{I_d}{\sqrt{3}} \sin n x \, dx$$

$$b_n = \frac{2 I_d}{\pi \sqrt{3} n} \left\{ \cos n x \right|_{\frac{\pi}{3}}^0 + \cos n x \left|_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} + \frac{4 I_d}{\pi \sqrt{3} n} \cos n x \left|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} + \frac{4 I_d}{\pi \sqrt{3} n} \cos n x \left|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \right. \right.$$

$$b_n = \frac{2 I_d}{\sqrt{3} \pi n} \left[ (\cos 0 - \cos n \pi) + \left( \cos n \frac{\pi}{3} - \cos n \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$b_n = \frac{4 I_d}{\sqrt{3} \pi n} \sin n \frac{\pi}{2} \left( \sin n \frac{\pi}{2} + \sin n \frac{\pi}{6} \right)$$

$$b_n = \frac{8 I_d}{\sqrt{3} \pi n} \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3} \cos n \frac{\pi}{6}$$

Nous obtenons les mêmes coefficients que dans le cas précédent

$$b_n = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot \frac{1}{n}$$

L'expansion du courant de ligne sera :

$$I_L = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left( \sin x + \frac{1}{5} \sin 5x + \frac{1}{11} \sin 11x \dots + \frac{1}{17} \sin 17x + \frac{1}{19} \sin 19x \right. \\ \left. + \frac{1}{7} \sin 7x + \dots \right)$$

#### IV.3. Harmoniques de courants dans le cas de

2 ponts de Greutz en série alimentés par un transformateur Y / YD

Dans le cas de 2 ponts de Greutz en série alimentés par 2 secondaires d'un même transformateur, nous obtenons le courant de ligne par superposition, à chaque instant, des ampères tours dus aux courants secondaires sur un même noyau, les uns fournis par le système étoile les autres par le système triangle. Nous devons tenir compte du déphasage de  $\frac{\pi}{6}$  en choisissant une origine commune (figure 29).

Série de Fourier du courant de ligne

$$i_L = \frac{a_0}{2} + \sum_{n \neq 1} (a_n \cos n x + b_n \sin n x)$$

Nous remarquons figure 29 que le courant de ligne est une fonction impaire. Les coefficients,  $a_0, a_n (n = 1, 2 \dots)$  sont nuls.

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \mu \sin n x \, dx$$

$\mu \sin n x$  est une fonction paire nous pouvons calculer  $b_n$  par :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \mu \sin n x \, dx$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{\text{Id}}{\sqrt{3}} \sin n x \, dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{2\pi}{6}} \frac{\sqrt{3}+1}{\sqrt{3}} \text{Id} \sin n x \, dx +$$

$$\frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{6}} \frac{\sqrt{3}+2}{\sqrt{3}} \text{Id} \sin n x \, dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{4\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{\sqrt{3}+1}{\sqrt{3}} \text{Id} \sin n x \, dx +$$

$$\frac{2\pi}{6}$$

$$\sin n x \, dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{6\pi}{6}} \frac{\text{Id}}{\sqrt{3}} \sin n x \, dx$$

$$b_n = \frac{2 \text{Id}}{\sqrt{3} \pi n} \left[ \cos 0 - \cos n \frac{\pi}{6} + \cos n \frac{5\pi}{6} - \cos n \frac{6\pi}{6} \right]$$

$$+ \frac{2 \text{Id}}{\sqrt{3} \pi n} \left[ (\sqrt{3}+1) \left( \cos n \frac{\pi}{6} - \cos n \frac{2\pi}{6} + \cos n \frac{4\pi}{6} - \cos n \frac{5\pi}{6} \right) \right]$$

$$\frac{5\pi}{6} \left. \right\} + \frac{2 \text{Id}}{\sqrt{3} \pi n} \left[ (\sqrt{3}+2) \left( \cos n \frac{2\pi}{6} - \cos n \frac{4\pi}{6} \right) \right]$$

$$b_n = \frac{2 \text{Id}}{\sqrt{3} \pi n} \left[ 2 \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{2} + 2\sqrt{3} \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3} + 2 \sin n \frac{\pi}{2} \right]$$

$$\sin n \frac{\pi}{6} \left. \right]$$



$$b_n = \frac{4 I_d}{\sqrt{3} \pi n} \left[ \sin n \frac{\pi}{2} + \sqrt{3} \sin n \frac{\pi}{3} + \sin n \frac{\pi}{6} \right] \sin n \frac{\pi}{2}$$

Nous obtenons le tableau suivant pour les coefficients de rangs non nuls.

$$b_n = \frac{4 \sqrt{3}}{\pi} I_d \frac{1}{n}$$

b1	b11	b13	b23	b25	b35	b37	b47	b49	b59	b61	b71	b73
2,205 Id	0,200 Id	0,170 Id	0,096 Id	0,088 Id	0,063 Id	0,060 Id	0,047 Id	0,045 Id	0,037 Id	0,036 Id	0,031 Id	0,030 Id

expression du courant de ligne

$$i_L = \frac{4 \sqrt{3}}{\pi} I_d \left( \sin x + \frac{1}{11} \sin 11 x + \frac{1}{13} \sin 13 x + \frac{1}{23} \sin 23 x + \frac{1}{25} \sin 25 x \right)$$

Taux de distorsion du courant :

Pour le pont de Graetz nous trouvons :

$$d_1 = \frac{\sqrt{\sum_{n \geq 2} b_n^2}}{\sqrt{\sum_{n \geq 1} b_n^2}} = \frac{\sqrt{0,11}}{\sqrt{1,33}} = \frac{0,33}{1,15} = 0,29$$

Dans le cas de deux ponts en série

$$d_2 = \frac{\sqrt{\sum_{n \geq 2} b_n^2}}{\sqrt{\sum_{n \geq 1} b_n^2}} = \frac{\sqrt{0,11}}{\sqrt{4,97}} = \frac{0,33}{2,23} = 0,15$$

Nous pouvons tirer des conclusions théoriques et pratiques de ce qui précède. Le redresseur du type Greutz a un indice de pulsation  $p = 6$ . Mais deux Greutz disposés en série avec un déphasage de  $\frac{\pi}{6}$  donne à l'ensemble un indice de pulsation = 12.

Dans les 2 cas d'après les expressions des courants, nous remarquons que le redresseur est un générateur d'harmoniques de courant de rangs  $n = kp \pm 1$  (k entier).

n s'accroît en même temps que p et il en résulte des harmoniques plus espacés et d'amplitudes plus faibles.

Le système à 12 impulsions élimine les harmoniques 5 et 7 existants dans le système à 6 impulsions.

Les amplitudes des harmoniques sont limités en augmentant l'indice de pulsation.

La multiplication des phases s'impose donc pour réduire les harmoniques des redresseurs.

fig: 26 "b"

Système réel = système à 50 Hz + système harmonique

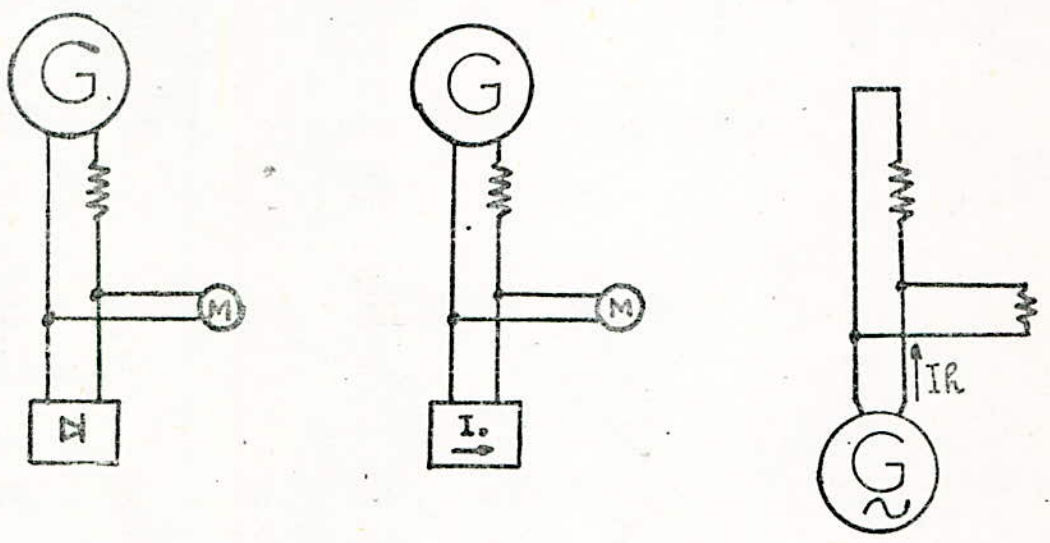


fig: 26 "a" Déformation d'une Sinusoïde par l'harmonique 3

— Courbe déformée =  $i_1 + i_3$   
 — Sinusoïde  $n=1$   $i_1$   
 - - - Sinusoïde  $n=3$   $i_3$   
 $i_1$  à 50HZ  
 $i_3$  à  $3 \times 50$ HZ

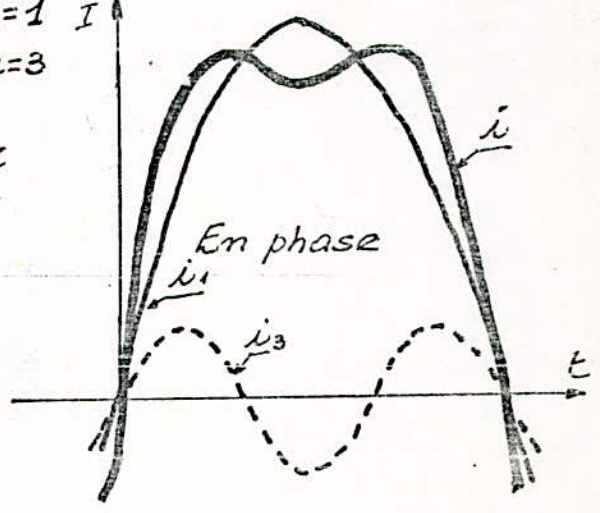
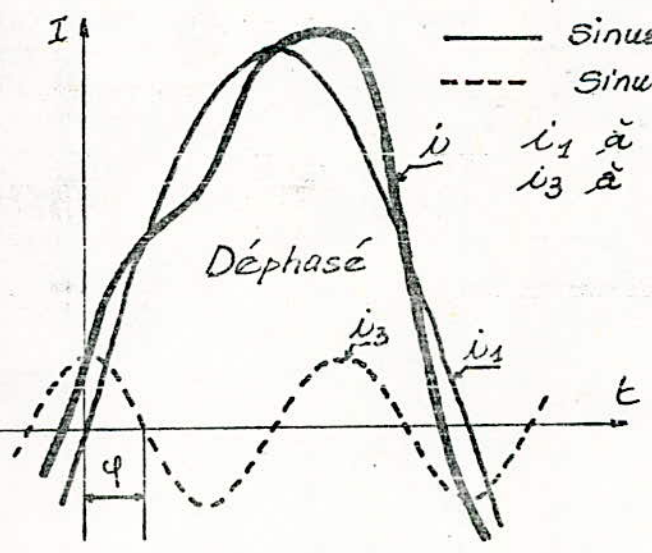




fig: 27

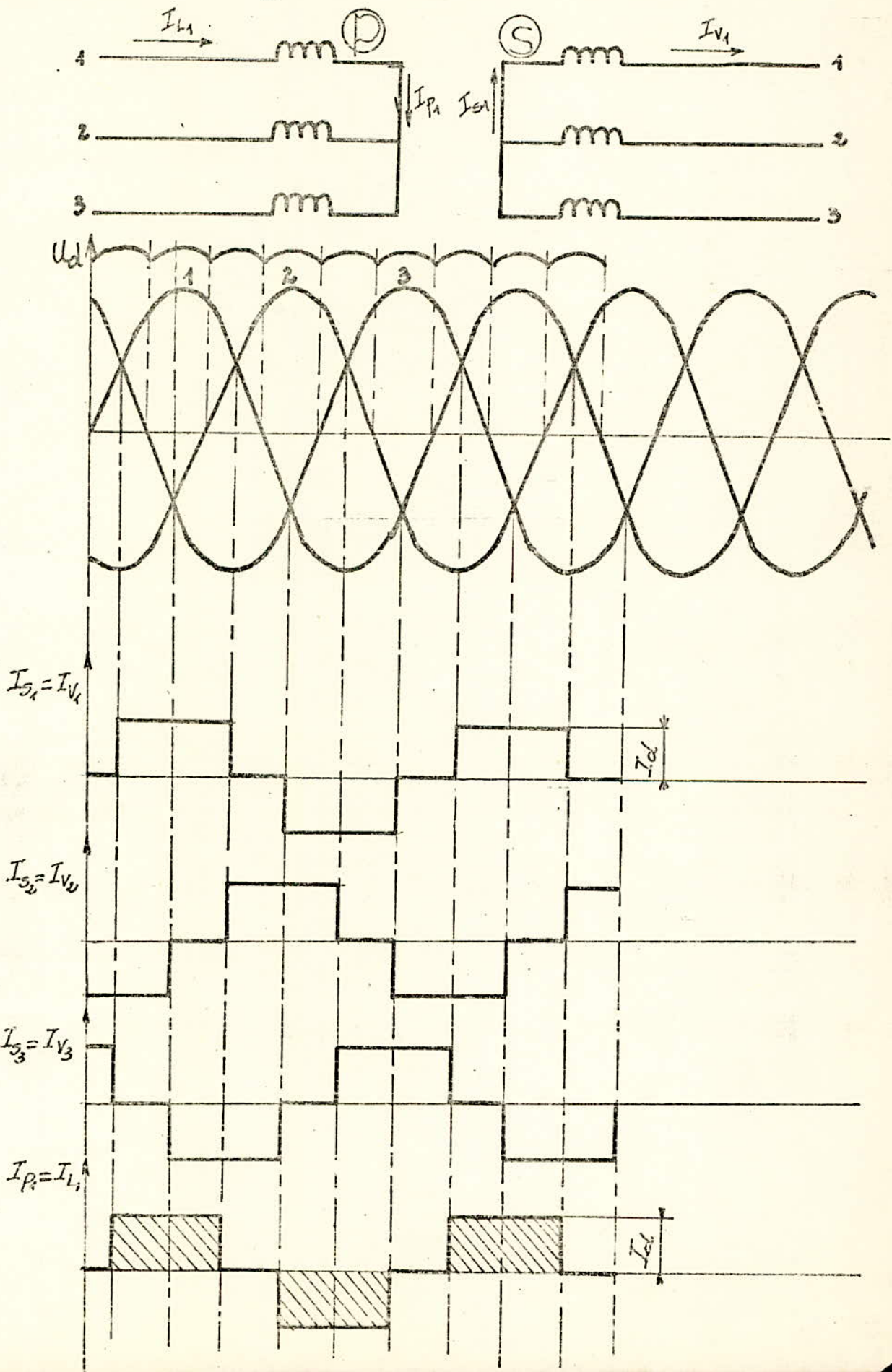
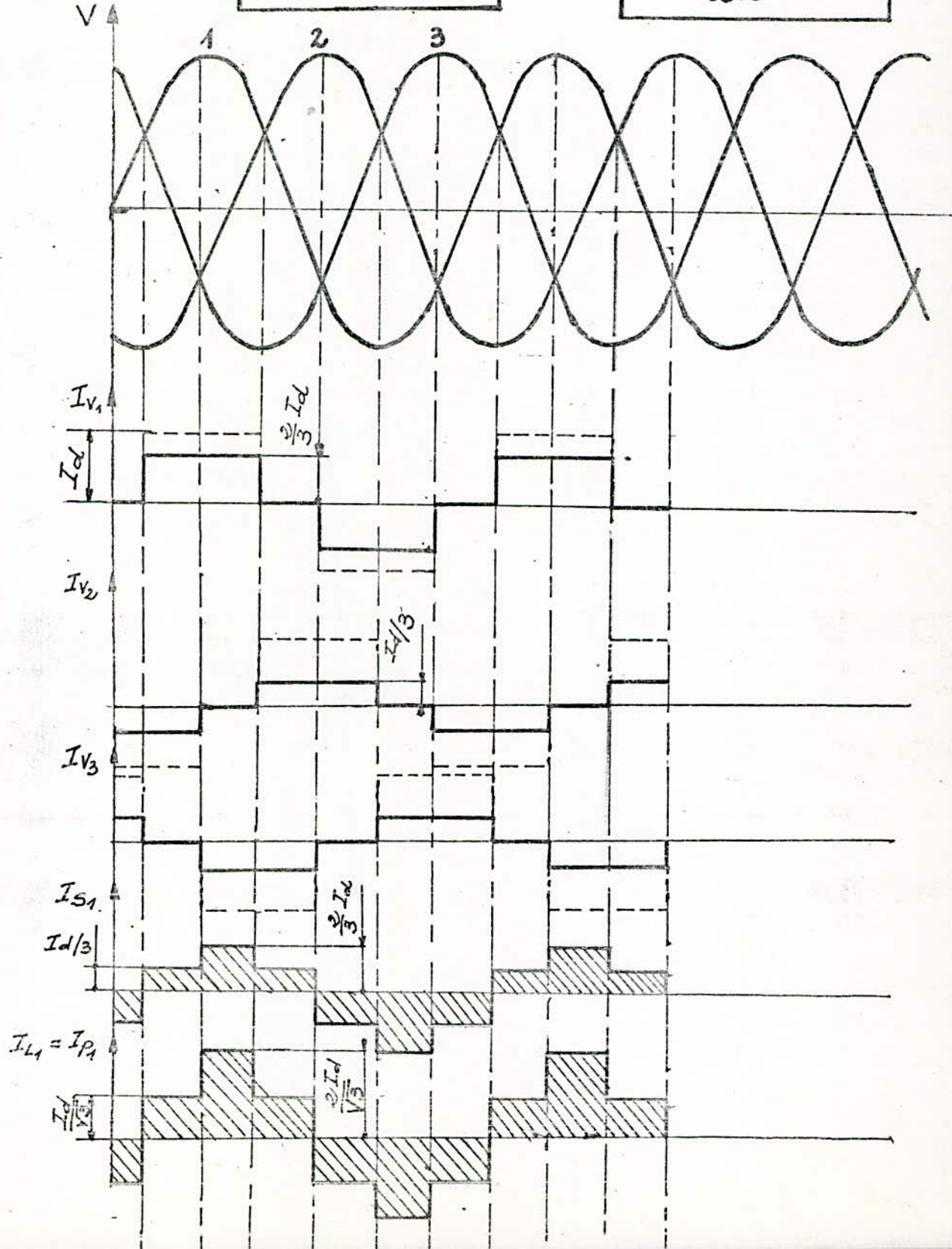
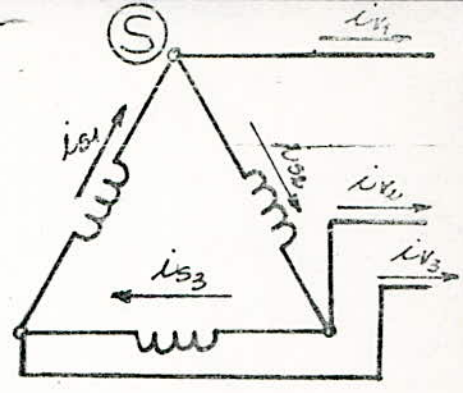
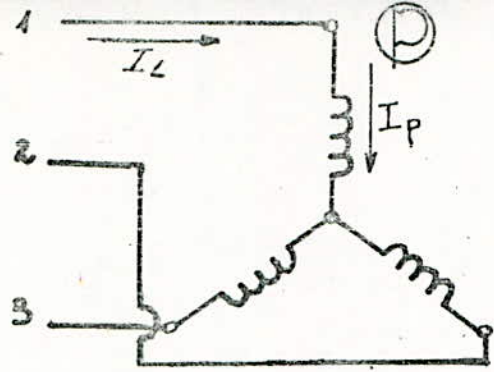


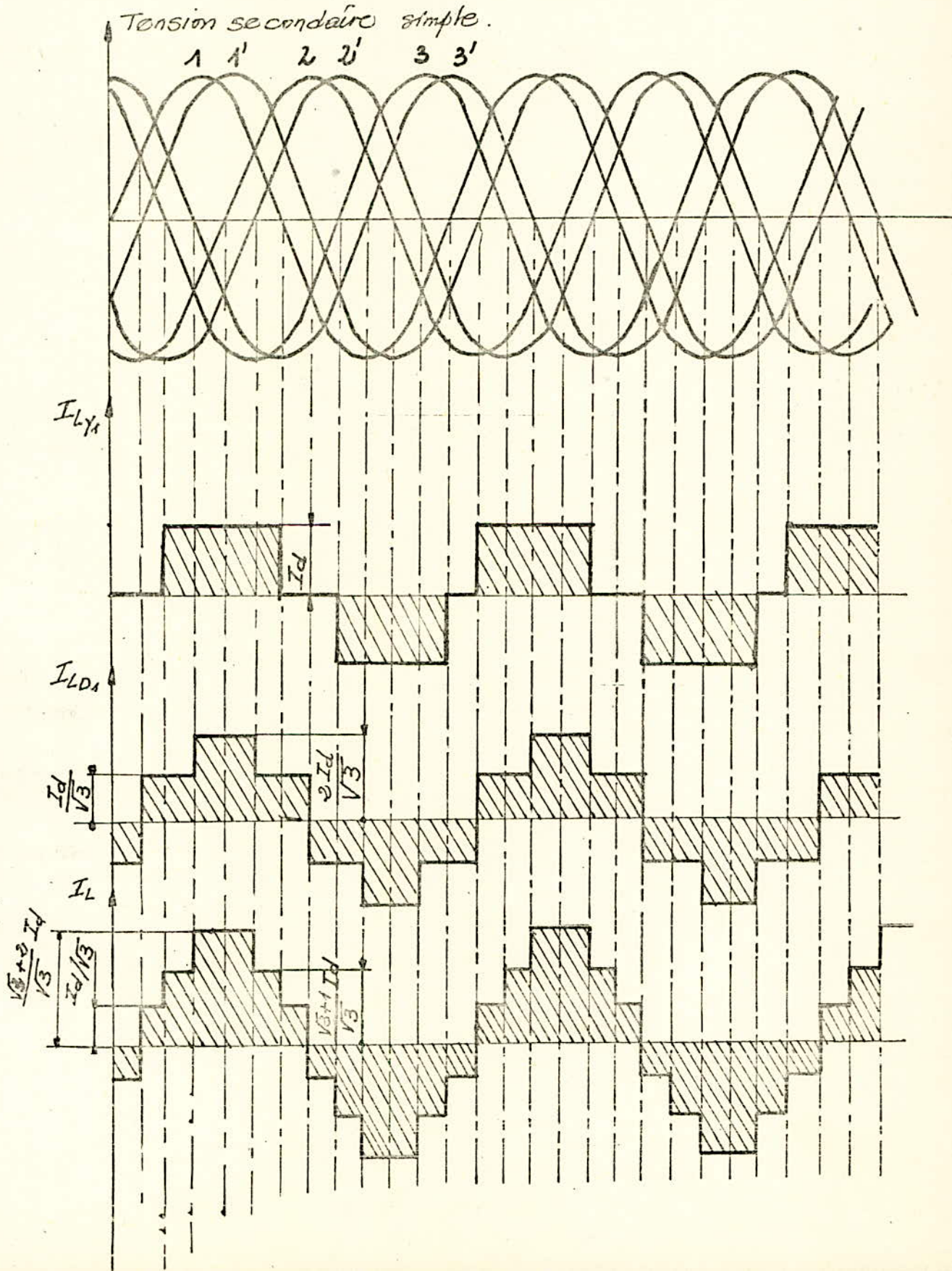
fig: 283





# Fig: 29 Courants de Ligne

- - Dû aux ampères-tours du secondaire Y
- - Dû aux ampères-tours du secondaire D
- Courant résultant  $I_L$





CHAPITRE VI

PERTURBATIONS PRODUITES PAR LES FREQUENCES HARMONIQUES

## PERTURBATIONS PRODUITES PAR LES FREQUENCES HARMONIQUES

Les fréquences harmoniques produites par différents appareils du réseau et des usagers produisent des perturbations à ces deux niveaux. Nous parlerons brièvement des perturbations du consommateur et avec plus de détail de celles produites dans le réseau électrique.

### I - PERTURBATIONS PRODUITES CHEZ LE CONSOMMATEUR

Etant donné que les appareils des usagers sont conçus pour fonctionner à la fréquence industrielle, il est alors évident que l'état de pureté de la fréquence va influencer leur régime de marche normal.

#### I.1. Erreurs d'indication dans les appareils de mesure

La présence des fréquences harmoniques fausse l'indication de certains appareils de mesure.

Les appareils les plus sensibles sont ceux dont la déviation de l'aiguille dépend de la fréquence; c'est le cas des appareils de mesure dont l'élément moteur est à induction. Pour ces appareils l'indication dépend du déphasage entre le courant et la tension.

En effet, le principe d'un tel élément moteur est l'action d'un ou plusieurs champs magnétiques produits par un ou plusieurs circuits sur les courants de Foucaults que ces champs induisent dans une bobine, un disque ou un cylindre conducteur mobile. On reconnaît dans cette classe les wattmètres, les varmètres, les compteurs d'énergie,...

Par exemple pour les derniers cités, les gênes liées à la pollution harmonique sont :

- sensibilité plus faible du comptage aux fréquences harmoniques
- dégradation de la classe de précision.

### I.2. Télécommande à fréquence acoustique

Le système de télécommande circulaire consiste dans la transmission d'une certaine fréquence (voisine de 800 HZ) vers les appareils de réception en utilisant le réseau électrique. Quand les signaux arrivent à leur destination ils déclenchent certains appareils de commande :

par exemple, commande de l'éclairage public.

Cependant en régime harmonique il peut exister certaines fréquences voisines des fréquences musicales. Ces fréquences peuvent perturber alors la télécommande. Ce sont en général les fréquences de denture des machines asynchrones qui sont les plus gênantes dans ce cas car elles dépendent du glissement, c'est-à-dire de la charge de la machine.

### I.3. Autres appareils sensibles

Beaucoup d'autres appareils de la clientèle sont gênés par la pollution harmonique.

Nous citerons :

- les téléviseurs ; pour ces appareils la distorsion de la tension risque de déformer l'image.
- les ordinateurs : leur fonctionnement même est troublé si le facteur de déformation  $d$  dépasse 5 % ( $d$  est défini comme le rapport du résidu à la valeur efficace).
- les appareils médicaux générateurs de rayon X : dans ce cas on constate des perturbations par surtension par valeur de crête liées aux distorsions de la tension si  $U_n/U_1 = 10 \%$
- circuits divers de la clientèle : les déclenchements intempestifs sont attribués aux distorsions de tension et à des particularités des circuits alimentés.  
Cette gêne apparait si  $U_n/U_1 = 6$  à  $12 \%$ .



## II - PERTURBATIONS PRODUITES DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES

Les harmoniques qui pénètrent dans les réseaux électriques ont une influence néfaste sur ce dernier.

En effet, les pertes dans les machines et les batteries de condensateurs augmentent, le vieillissement des différents équipements est accéléré et le facteur de puissance est réduit.

### II.1. Pertes dans les machines tournantes

Les pertes dans les machines électriques sont groupées en pertes supplémentaires et pertes principales.

#### II.1.1. Perte dans le fer

Les pertes dans le fer comprennent les pertes d'hystérésis dans le noyau et dans les dents de l'induit et les pertes par courants de Foucault dans les mêmes pièces.

- pertes par hystérésis :  $P_h$

Steinmetz a proposé une formule empirique pour le calcul des pertes par hystérésis, par unité de masse, lors d'une inversion d'aimantation alternative :

$$P_h = C_h \cdot f \cdot (B)^a = K_h (f/100)B^2$$

où  $C_h$  est une constante qui dépend de la nuance du fer utilisé,  $f$  la fréquence  $B$  = valeur maximale de l'induction magnétique.

$a$  = il est déterminé expérimentalement (pour des aciers alliés et des inductions comprises entre 0,3 et 1,6 T on prend en moyenne  $a = 2$  ).

- pertes par courants de Foucault :  $P_F$

$$P_F = C_F f^2 B^2 = K_F (F/100)^2 B^2$$

Ce sont les pertes par courants de Foucault dans une unité de masse.

où  $C_F$  représente une constante qui dépend de la nuance de l'acier et de l'épaisseur de la tôle.

Finalement les pertes totales dans un kg de masse de fer sont :

$$P_f = P_h + P_f = K_h (f/100) B^2 + K_F (f/100)^2 B^2$$

soit  $P (1/50)$  les pertes spécifiques pour  $f = 50$  Hz et  $B = 1$  T, il vient alors que les pertes spécifiques pour une fréquence  $f$  quelconque sont :

$$P_f = P_{(f/50)} (f/50)^b \text{ pour } B = 1 \text{ T}$$

$b$  coefficient dépendant de l'acier, compris entre 1,2 et 1,5 ainsi pour une fréquence harmonique d'ordre  $n$ , les pertes spécifiques sont augmentées de  $n^b$ .

### II.1.2. Pertes dans le cuivre : $P_C$

Les plus importants sont les pertes cuivre dans l'induit qui est parcouru par le courant  $I$ .

Dans le cas où ce courant n'est pas sinusoïdal, les pertes actives sont proportionnelles à :

$$I^2 = I_1^2 (1 + (I_n/I_1)^2)$$

On déduit que les pertes principales dans le cuivre sont majorées des pertes proportionnelles à :

$$(I_n/I_1)^2$$

dues aux courants harmoniques.

## 11.2. Pertes dans les transformateurs

La forme de la courbe de tension influe sur les pertes à vide d'un transformateur.

Lorsque la tension est sinusoidale, les pertes par hystérésis et par courants de Foucault sont données par les formules citées dans le cas des machines tournantes.

Pour une tension d'alimentation  $U_1$  non sinusoidale les courbes de f.e.m.  $e_1$  et du flux  $\phi_t$  ne sont pas sinusoidales.

Dans le cas général  $d\phi_t / dt = e_1$ .

C'est-à-dire que le flux est une fonction intégrale de la f.e.m.

Il en résulte que lorsque les courbes de la tension et, par conséquent, de la f.e.m. sont pointues, la courbe du flux est aplatie et vice-versa.

Si la f.e.m. est une courbe non sinusoidale on a :

$$E_1 = 4 K f n_1 \phi_m$$

où  $K$  représente le facteur de forme de la courbe de la f.e.m.

$$\phi_m \equiv B_m \equiv E_1 / K \equiv U_1 / K$$

d'après le paragraphe précédent on a :

$$P_h \equiv B_m^2 \text{ c'est-à-dire } P_h \equiv (U_1/K)^2$$

Les pertes par courants de Foucaults sont :

$$P_F \equiv K^2 B_m^2 \text{ c'est-à-dire } P_F \equiv U_1^2$$

Il en résulte que pour une valeur efficace donnée de la f.e.m. les pertes par hystérésis sont inversement proportionnelles au carré du facteur de forme et les pertes par courants de Foucault ne dépendent pas de la forme de la courbe de la f.e.m.



On peut admettre approximativement que les pertes totales dans le fer sont :

$$P_f \cong (U_1/K)^2$$

Si la courbe de la f.e.m. a une forme aplatie K est inférieur à 1,11.

Ainsi, les pertes fer sont supérieures aux pertes qui ont lieu pour une courbe sinusoidale de la f.e.m.

L'augmentation des pertes fer est alors :

$$P_f \cdot (1,11/K)^2$$

### II.3. Pertes dans les batteries de condensateurs

Les pertes diélectriques d'un condensateur sont chiffrées par l'angle de pertes  $\delta$  qui est une constante caractéristique du diélectrique .

Cet angle est indépendant des paramètres géométriques.

Si un condensateur est alimenté par une tension U, la puissance transformée en chaleur est :

$$P = U^2 C \cdot W \cdot \text{tg} \delta$$

$$\text{où : } W = 2 \pi f ; \text{tg} \delta = \sin \delta = \cos \phi$$

supposons maintenant que la tension d'alimentation U n'est pas sinusoidale : si  $U_n$  est la n ème composante harmonique de U

on aura :

$$P_n = U_n^2 C \cdot W \cdot n \cdot \text{tg} \delta \text{ car } W_n = nW$$

ainsi les pertes dans les batteries de condensateurs subissent une élévation égale à :

$$U_n^2 \cdot n \cdot C \cdot W \cdot \text{tg} \delta$$

généralement ces pertes sont élevées du fait que l'admittance de la batterie de condensateurs est proportionnelle à l'ordre de l'harmonique qui y pénètre.

#### II.4. Pertes dans les lignes

Les pertes dans les lignes de transport et de distribution sont liées au courant qui y circule. En présence de courants harmoniques les pertes ohmiques sont alors majorées.

#### II.5. Vieillessement accéléré de l'équipement électrique

Pour une tension non sinusoïdale on constate un vieillissement accéléré de l'isolation des machines électriques, des transformateurs, des condensateurs et des câbles, résultat de processus physico-chimiques qui découlent de l'action des champs harmoniques supérieurs et aussi de l'influence des parties conductrices de courant qui sont fortement chauffées (augmentation des pertes).

soient  $t_s$  et  $t_{ns}$  : durées de vie respectivement sinusoïdale et non sinusoïdale.

$$t_s = t_0 2^{(T_M - T_s) / \theta}; \quad t_{ns} = t_0 2^{(T_M - T_{ns}) / \theta}$$

avec  $t_0$  = durée de service de l'isolation à la température maximale  $T_M$ ;  $T_s$  et  $T_{ns}$  = température de l'isolation dans un service continu de travail de l'équipement pour une tension sinusoïdale, respectivement non sinusoïdale  $\theta$ : constante thermique, égale au dépassement de la température pour laquelle la durée de vie de l'isolation diminue de moitié.

*La réduction relative de la durée de l'isolation par une tension non sinusoïdale est :*

$$\frac{t_s - t_{ns}}{t_s} = \frac{\Delta t}{t_s} = 1 - 2^{-(T_s - T_{ns}) / \theta}$$

Exemple : des calculs ont été faits pour un transformateur de 40,5MVA, alimentant continuellement une cage <sup>de</sup> laminé à chaud, muni de redresseurs à semi-conducteurs et montrent que la durée de vie de celui-ci est diminuée, à cause de l'échauffement par les courants harmoniques de 6,5%.

II.6. Influence sur le facteur de puissance : K

$$K = \frac{P_1}{S_1}$$

avec  $P_1 = U_1 I_1 \cos \phi_1$  : puissance active

$$Q_1 = U_1 I_1 \sin \phi_1 : \text{puissance réactive}$$

$$S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} : \text{puissance apparente}$$

En régime harmonique il y a déformation de celles-ci et nous savons dans ce cas que :

$$U = U_1 \left( 1 + \sum_2 \frac{(U_n/U_1)^2}{2} \right)^{0,5}$$

$$\text{et } I = I_1 \left( 1 + \sum_2 \frac{(I_n/I_1)^2}{2} \right)^{0,5}$$

$$\text{comme } P = U_1 I_1 \cos \phi_1 + \sum_2 U_n I_n \cos \phi_n$$

Nous en déduisons pour le facteur de puissance :

$$K = \frac{U_1 I_1 \cos \phi_1 + \sum_2 U_n I_n \cos \phi_n}{U_1 I_1 \left( 1 + \sum_2 \frac{(U_n/U_1)^2}{2} \right)^{0,5} \left( 1 + \sum_2 \frac{(I_n/I_1)^2}{2} \right)^{0,5}}$$

Il s'ensuit que le facteur de puissance K est sans relation avec le déphasage du terme fondamental du courant et de ses harmoniques par rapport aux tensions correspondants.

Aussi, on ne peut plus mettre en évidence une puissance réactive et en donner une interprétation physique.

On peut néanmoins considérer la puissance réactive totale comme des puissances réactives dues au fondamental et à chacun de ses harmoniques, ce qui donne la formule suivante :

$$Q = U_1 I_1 \sin \phi_1 + \sum_2 U_n I_n \sin \phi_n$$



Cependant avec ces définitions de P et de Q on aura :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \text{ au lieu de } S^2 = P^2 + Q^2$$

le terme D est appelé : puissance déformante, il est défini

$$\text{par l'équation : } D^2 = S^2 - P^2 - Q^2$$

$$\text{d'où } D^2 = \sum (U_m^2 I_n^2 + U_n^2 I_m^2 - 2 U_m I_n U_n I_m \cos(\phi_n - \phi_m))$$

finalement on obtient pour le facteur de puissance l'expression :

$$K = P/S = P / (P^2 + Q^2 + D^2)^{0,5}$$

Nous concluons alors, que la pollution harmonique diminue le facteur de puissance du fait de l'existence d'une puissance "déformante" dans l'expression de la puissance apparente.

## II.7. Influence sur l'électronique de puissance

Les harmoniques créés en grande partie par l'électronique de puissance ont une influence néfaste sur les appareils équipés de dispositifs à semi-conducteurs.

La gêne liée à la pollution harmonique est le trouble fonctionnel, si la distorsion de tension dépasse un certain niveau :

- électronique de puissance : si D dépasse 5 %
- ponts redresseurs : si la somme des tensions harmoniques individuelles dépasse 5 %.

En effet, la présence d'un taux d'harmonique élevé sur la tension d'alimentation peut perturber la régularité des angles d'amorçage des thyristors et ainsi favoriser l'apparition des composantes continues et d'harmoniques irréguliers dans le courant alternatif (les harmoniques irréguliers sont ceux qui ne sont pas normalement développés par le groupe redresseur).

CHAPITRE VII

TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE ET MOYENS DE

REDUCTION DU NIVEAU DES HARMONIQUES

## I -- TAUX DE DISTORSION DE LA TENSION ALTERNATIVE

La circulation des courants harmoniques dans les impédances de ligne du réseau provoque des distorsions de tension.

Elles sont définies par le rapport de chaque tension harmonique à la tension efficace de ligne ou encore par le rapport :

$$r = \frac{\left[ \sum u_h^2 \right]^{0,5}}{U_L}$$

appelé résidu harmonique de leur moyenne quadratique à la tension efficace de ligne.

Les éléments du réseau R et L seront pris avec les valeurs correspondants, au rang de l'harmonique.

- la résistance R ne change pas sauf une légère augmentation au cas où l'effet de peau serait appréciable (conducteur de forte section)
- l'inductance  $L_n$  croît évidemment avec le rang n.

Nous nous proposons de calculer uniquement le taux de distorsion de la tension provoquée par le four sur le jeu de barres 20 KV d'Azzaba.

Soit  $Z_{cc}$  l'impédance de court-circuit ramenée au jeu de barres 20 KV

$$Z_{cc} = \left( R^2 + X_{cc}^2 \right)^{0,5} \quad \text{pour } f = 50 \text{ Hz}$$

R et  $X_{cc}$  étant calculées au chapitre IV.

- en régime harmonique  $f_n = 50 \times n$  on aura :

$$Z_{ccn} = \left( R^2 + n^2 X_{cc}^2 \right)^{0,5}$$

n étant le rang de l'harmonique

Si  $I_n$  est le courant harmonique, la tension harmonique vaut :

$$U_n = Z_n I_n$$



I.1. Calculs

La valeur efficace de l'amplitude fondamentale du courant primaire (côté réseau du transformateur) est :

$$I_1 = \frac{\pi (3^{0,5} + 1)}{6 \cdot 60,5} \frac{I_d}{\cos \phi} \frac{U_d}{U_L}$$

$I_d$  = courant continu moyen

$$I_d = 2500A \quad (C.H. \sqrt{III})$$

$U_d$  = tension continue

$$U_d = 1900 V \quad (C.H. \sqrt{III})$$

$U_L$  = tension de ligne (côté réseau alternatif) entre phase

$$U_L = 20\ 000 V$$

$\cos \phi$  = facteur de puissance du réseau  $\cos \phi = 0,90$

Pour les valeurs ainsi définies, nous aurons :

$$I_1 = \frac{\pi [3^{0,5} + 1]}{6 \cdot 60,5} \times \frac{2500}{0,90} \times \frac{1900}{20.000}$$

$$I_1 = 154 A.$$

Chaque pont (hétéphasé) du groupe redresseur engendre dans le primaire du transformateur des courants harmoniques = 11, 13, 23, 25... donc la valeur efficace est de l'ordre de :

$$I_{11} = \frac{I_1}{11} = \frac{154}{11} = 14 A$$

$$I_{13} = \frac{I_1}{13} = \frac{154}{13} = 11,85 A$$

$$I_{23} = \frac{I_1}{23} = \frac{154}{23} = 6,70 \text{ A}$$

$$I_{25} = \frac{I_1}{25} = \frac{154}{25} = 6,16 \text{ A}$$

I.2. Calcul des impédances harmoniques

$$Z_{cc11} = [R^2 + 11^2 X_{cc}^2]^{0,5}$$

$$R = 0,762 \Omega$$

$$X_{cc} = 4,14 \Omega$$

$$Z_{cc11} = [0,762^2 + (11 \times 4,14)^2]^{0,5} = 45,54 \Omega$$

$$Z_{13} = [0,762^2 + (13 \times 4,14)^2]^{0,5} = 53,82 \Omega$$

$$Z_{23} = [0,762^2 + (23 \times 4,14)^2]^{0,5} = 95,22 \Omega$$

$$Z_{25} = [0,762^2 + (25 \times 4,14)^2]^{0,5} = 103,5 \Omega$$

$$r = \frac{[\sum (Z_n I_n)^2]^{0,5}}{U_L}$$

$U_L$  va être la tension simple soit :

$$U_L = 20.000/3^{0,5} = 11547 \text{ V}$$

$$r = \frac{[(45,54 \times 14)^2 + (53,82 \times 11,85)^2 + (95,22 \times 6,70)^2 + (103,5 \times 6,16)^2]^{0,5}}{11547}$$

$$11547$$

$$r = 0,11 \text{ soit } \boxed{r = 11\%}$$

REMARQUES : Ce taux est de loin supérieur à celui imposé par Sonelgaz (2%) d'où la nécessité de filtrage des harmoniques, de plus le taux global pour les 4 secondaires est de  $r_t = 4 \times 11 = 44\%$ .

## II - MOYENS DE REDUCTION DU NIVEAU DES HARMONIQUES

Autre que le convertisseur alimentant le four, l'usine comporte d'autres utilisations génératrices d'harmoniques.

C'est pourquoi nous<sup>nous</sup> proposons de réduire les harmoniques générés par l'ensemble de l'usine.

### II.1. Filtres d'harmoniques

Les filtres d'harmoniques peuvent être des filtres en série avec le réseau, ils séparent ainsi les charges linéaires des charges non linéaires ; ou des filtres en parallèle avec le réseau, ils dérivent alors les courants harmoniques vers la terre. Généralement les filtres sont placés près de la source afin d'éviter la pénétration de ces courants dans le réseau.

#### Filtres "schunts"

Pour des raisons technologiques on doit éliminer les harmoniques de rang faible qui sont les plus dangereux.

Nous utilisons à cette fin des bras résonnants, en parallèle avec le réseau, accordés chacun sur une fréquence jusqu'à un certain ordre. Au delà de ce rang nous installons un filtre passe-haut. La limite est d'ordre économique.

Les cellules les plus utilisés sont :

- filtre à une seule fréquence d'accord
- filtre à double fréquence d'accord
- filtre passe-haut du second ordre
- filtre passe-haut du troisième ordre

Nous avons représenté sur les figures 30 le schéma de chacune des cellules que nous venons de citer.

### II.2. Rappels

#### II.2.1. Etude de la résonance série

La condition de résonance d'un circuit RLC série est que sa réactance soit nulle, à quoi correspond la pulsation :

$$\omega_r = (1/LC)^{0,5}$$



L'impédance du circuit est à ce moment minimale et égale à R.

Si  $0 < W < W_r$  le circuit est capacitif

Si  $W_r < W < \infty$  le circuit est inductif

soit X la réactance du circuit  $X = WL - 1/CW$ .

Si nous introduisons la fréquence de résonance dans le rapport  $X/R$ , on aura :

$$X/R = (WL - 1/CW)/R = (W_r L/R) (W/W_r - W_r/W)$$

$$\text{soit } X/R = Q \cdot x$$

Où :

$Q = W_r L/R$  est désigné comme coefficient de surtension ou facteur de surtension ; il exprime la qualité du circuit.

$x = W/W_r - W_r/W$  est le coefficient de désaccord du circuit.

Finalement on peut écrire :

$$\bar{Z} = R(1 + j Q x)$$

$$\text{d'où } Z = R (1 + (Qx)^2)^{0,5}$$

$$\text{et } \phi = \text{arctg} (Qx)$$

### II.2.2. Filtre passe-haut

Le filtre passe-~~haut~~ est une cellule qui affaiblit les fréquences supérieures à la fréquence de coupure.

Ses propriétés peuvent être décrites par la définition de deux paramètres.

$$m = L/R^2 C \text{ et } f_0 = 1/2 \pi (L.C)^{0,5}$$

où :

$f_0$  est la fréquence de coupure, ce filtre présente une faible impédance de l'ordre de R pour toutes les fréquences supérieures à  $f_0$ .  
 $m$  = ce paramètre influence la forme de la courbe de l'impédance en fonction de la fréquence, en général m varie entre 0,5 et 2,0.

### II.3. Calcul et dimensionnement des éléments du filtre

Les harmoniques les plus gênants seront ceux de rang :

5, 7, 11 et 13. Nous installerons alors un bras résonant à chacune de ces fréquences et un filtre passe-haut pour les fréquences supérieures à 650 Hz.

Entre chaque phase et le neutre, au niveau du jeu de barres 20 KV de Azzaba ; nous installerons une cellule du type de la figure 31, de sorte que le filtre soit une étoile avec neutre à la terre.

#### II.3.1. Choix du facteur de qualité du filtre

Le circuit équivalent par phase est représenté par la figure 32.

La condition de résonance du filtre est  $LC\omega_n^2 = 1$  avec  $\omega_n = n\omega$ .

Pour justifier économiquement la connexion au filtre sur le réseau on utilise ces circuits pour fournir de l'énergie réactive. Donc la capacité C est fixée par des considérations économiques, on déduit ensuite la valeur de L.

Il reste alors à déterminer la valeur de la résistance R.

Le facteur de surtension Q du circuit est défini par le rapport  $\omega_n L/R$ , le filtre est d'autant meilleur que la valeur de Q est élevée.

Malheureusement le facteur de désaccord  $\alpha$  n'est pas nul, il est dû aux :

- écarts dans la fréquence du réseau
- variations de capacités avec la température
- variations de self avec la température et le courant
- réglage initial inexact de l'accord, à cause de la grandeur définie des paliers de réglage.

La tolérance normale pour la fréquence du réseau peut être de  $\pm 0,2\%$  à  $1\%$ . Or un filtre désaccordé présente une impédance plus élevée que R, donnée par  $Z = R(1 + jQ\alpha)$ .

Cette impédance, étant plus grande que R, permet déjà que les tensions harmoniques soient plus élevées, qu'au cas de l'accord exact ; mais il existe un autre danger : puisque l'impédance du filtre est maintenant réactive, elle peut entrer en résonance partielle avec certaines valeurs d'impédances du réseau alternatif, ce qui conduit à des tensions encore plus élevées :

$$1/Z_a = G_a + j B_a \quad \text{admittance réseau.}$$

$$1/Z_f = G_f + j B_f \quad \text{où } G_f = 1/R (1 + (Q \chi)^2)^{0,5}$$

$$B_f = -Q/R (1 + (Q \chi)^2)^{0,5}$$

Si  $I_n$  est le courant harmonique venant de l'usine (convertisseur four, laminoir, soudeuse ...) on peut écrire :

$$U_n = I_n / \left( (G_a + G_f)^2 + (B_a + B_f)^2 \right)^{0,5}$$

$U_n$  aura une valeur maximale quand l'expression sous le radical est minimal, ce qui correspond à :

$$G_a = 0 \text{ et } B_a = B_f \text{ d'où :}$$

$$U_n = I_n / (G_f^2 + 4 B_f^2)^{0,5} = I_n W_n L/Q (1 + (Q \chi)^2)$$

Cette expression a un minimum égal à  $I_n \cdot R$  pour  $Q = 1/\chi$ . Cette valeur est donc un optimum de Q, dont on peut tirer la valeur de R, et qui conduira à un maximum absolu de  $U_n = I_n \cdot R$ .

Quelle que soit l'impédance du réseau.

L'hypothèse faite concernant  $G_a = 0$  correspond à une impédance du réseau sans pertes (purement réactive). La présence des pertes permet que Q soit plus élevé et  $U_n$  plus faible.

Dans les calculs qui suivent nous choisirons :

$$\chi = 2 \%, \text{ soit } Q = 50.$$



#### II.4. Détermination des éléments du filtre

Vu le coût élevé des condensateurs, nous nous proposons de les utiliser pour la compensation de l'énergie réactive.

Le taux de puissance réactive à compenser étant fixé à 3,5 MVar et ce, à la fréquence fondamentale ; on peut écrire alors :

$$C_t = C_5 + C_7 + C_{11} + C_{13} + C_{ph} \text{ est telle que :}$$

$$Q_c = U^2 / X_{ct} = 3,5 \text{ MVar.}$$

$$\text{d'où : } U^2 W \cdot C_t = Q_c \implies C_t = Q_c / U^2 W.$$

application numérique :

$$f = 50 \text{ Hz ; } U = 20 \text{ KV ; } Q_c = 3,5 \text{ MVar}$$

$$C_t = \frac{3,5 \cdot 10^6}{(20 \cdot 10^3)^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} = 27,85 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_t = 27,85 \cdot 10^{-6} \text{ F}}}$$

$$\text{Nous choisisons } C_5 = C_7 = C_{11} = C_{13} = C_{PH} / 2$$

Ce choix est arbitraire et le réglage exact ne peut être fait qu'après les essais.

Finalement on obtient :

$$\underline{\underline{C_{PH} = 9,28 \cdot 10^{-6} \text{ F}}}$$

$$\underline{\underline{C_5 = C_7 = C_{11} = C_{13} = 4,64 \cdot 10^{-6} \text{ F}}}$$

De la condition de résonance on peut déduire les valeurs des inductances.

$$L_n = 1 / W_n^2 C_n$$

$$\text{avec } W_n = n \cdot W$$

$$L_5 = 1 / (5 \cdot 2 \pi \cdot 50)^2 C_5 = 87,43 \text{ mH}$$

$$L_7 = 1 / (7 \cdot 2 \pi \cdot 50)^2 C_7 = 44,60 \text{ mH}$$

$$L_{11} = 1/(11.2 \cdot 11.50)^2 \quad C_{11} = 18,06 \text{ mH}$$

$$L_{13} = 1/(13.2 \cdot 11.50)^2 \quad C_{13} = 12,93 \text{ mH}$$

Quant aux résistances leurs valeurs sont déduites des valeurs de  $L_n$  et  $Q$ .

$$R_n = W_n \cdot L_n / Q.$$

$$R_5 = 5 \cdot W \cdot L_5 / 50 = 2,745 \Omega$$

$$R_7 = 7 \cdot W \cdot L_7 / 50 = 1,96 \Omega$$

$$R_{11} = 11 \cdot W \cdot L_{11} / 50 = 1,25 \Omega$$

$$R_{13} = 13 \cdot W \cdot L_{13} / 50 = 1,05 \Omega$$

Pour les éléments du filtre passe-haut nous choisissons :

$$f_0 = 700 \text{ Hz et } m = 0,5.$$

On obtient alors :

$$R_{PH} = 1/C_{PH} \cdot W_0 = 1/(9,28 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 11 \cdot 700)$$

$$\text{soit } R_{PH} = 24,5 \Omega$$

$$L_{PH} = m \cdot C_{PH} \cdot R_{PH}^2 = 0,5 \cdot 9,28 \cdot (24,5)^2 \cdot 10^{-6}$$

$$L_{PH} = 2,785 \text{ mH}$$

Ainsi par un calcul simplifié, nous avons pu dimensionner les éléments de la cellule de filtrage représentée à la figure 31.

## II.5. Dimensionnement des éléments du filtre

Le courant dans un bras accordé d'un filtre comportera essentiellement le courant harmonique à la fréquence de résonance venant de la source harmonique, plus le courant à la fréquence fondamentale. Il existe aussi de faibles courants à d'autres fréquences.

### II.5.1. Dimensionnement des condensateurs

Les dimensions physiques et le coût d'un condensateur dépendront surtout soit de la contrainte diélectrique, c'est-à-dire de la tension de crête (que l'on peut admettre, de façon pessimiste, égale à la somme de la crête fondamentale et des crêtes des tensions harmoniques), soit des pertes électriques, qui sont proportionnelles à la somme des puissances réactives de la fondamentale et des harmoniques.

Enfin, la norme UTE 127, relative aux règles d'établissement des condensateurs statiques à fréquence industrielle, spécifie qu'un condensateur, de tension nominale  $U$  et de courant nominal  $I$ , doit pouvoir supporter en service continu toute tension alternative, même non sinusoidale, de valeur efficace  $1,10 U$ , à condition que la valeur efficace du courant traversant le condensateur ne soit pas supérieure à  $1,30 I$ .

### II.5.2. Dimensionnement de la self

Les principaux facteurs à prendre en considération sont la tension d'essai au choc et les pertes ohmiques. La tension d'essai au choc la plus satisfaisante est celle qui est égale à la tension d'essai du réseau, dans ce cas la tension de service et les tensions de crête transitoires sont relativement sans importance.

Le courant détermine les pertes ohmiques, quoique la résistance effective des pertes puisse varier avec la fréquence, si bien que la valeur efficace du courant total ne suffit pas encore pour le calcul.

### II.5.3. Dimensionnement des résistances

Il est déterminé par les pertes ohmiques (qui dépendent de la valeur efficace du courant) et par la tension de crête, cette dernière ne dépasse pas quelque KV (réseau HT et THT) dans les bras résonants.



Dans un bras résonant passe-bas, la résistance doit être dimensionnée pour supporter la pleine tension d'essai au choc de la ligne.

#### II.5.4. Isolation à la terre

La disposition la plus économique est celle où les éléments du bras se suivent dans l'ordre R,L,C en partant de la terre. De cette façon il est facile d'isoler la résistance et une extrémité de la self, les condensateurs nécessitent des isolateurs de support pour une tension relativement haute.

III - TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE APRES INSERTION DES FILTRES

L'impédance harmonique à prendre en considération dans ce cas, va être l'impédance équivalente du filtre en parallèle avec celle du réseau.

Le calcul de cette impédance harmonique équivalente sera fait pour chaque harmonique générée par le four (n = 11, 13, 23 et 25).

Pour le filtre schunt on a :

$$Z_n = \left[ R^2 + \left( L \omega_n - \frac{1}{C \omega_n} \right)^2 \right]^{0,5}$$

pour le filtre passe-haut :

$$Z_{PH} = \frac{\left[ R^2 (1 - LC \omega_n^2)^2 + L^2 \omega_n^2 \right]^{0,5}}{C \omega_n \left[ R^2 + L^2 \omega_n^2 \right]^{0,5}}$$

Le résultat des calculs est donné par le tableau :

$n$	$Z_5$	$Z_7$	$Z_{11}$	$Z_{13}$	$Z_{PH}$
11	239,60	91,67	1,25	17,77	6,86
13	356,88	182,05	73,71	1,05	17,60
23	601,60	292,30	100,60	63,55	10,28
25	658,90	322,66	114,32	74,05	10,97

$$\omega_n = 2 \pi n.f.$$

Pour un harmonique d'ordre n, l'impédance harmonique équivalente  $Z_n$  est telle que :

$$\frac{1}{Z_n} = \frac{1}{Z_5} + \frac{1}{Z_7} + \frac{1}{Z_{11}} + \frac{1}{Z_{13}} + \frac{1}{Z_{PH}} + \frac{1}{Z_{CCn}}$$

de sorte que pour n = 11, 13, 23 et 25 nous trouvons respectivement :

$$Z_n = 0,96 ; 0,95 ; 7,2 \text{ et } 7,83 \Omega$$

et le taux résiduel pour un pont est :

$$r = \frac{[(0,96 \times 14)^2 + (0,95 \times 11,85)^2 + (6,70 \times 7,2)^2 + (6,16 \times 7,83)^2]^{0,5}}{20.000 / 3^{0,5}}$$

$$\text{soit } r = 6 \cdot 10^{-3} \text{ soit } \underline{\underline{r = 0,6\%}}$$

mais les courants harmoniques dus au pont hexaphasé étoile sont du même ordre de grandeur que ceux du pont triangle et comme nous avons quatre ponts, le taux résiduel pour le four après filtrage sera :

$$\underline{\underline{r_t = 0,6 \times 4 = 2,4\%}}$$

REMARQUE :

Ce taux dépasse légèrement celui imposé par Sonelgaz. Nous pouvons facilement le diminuer en jouant sur les valeurs :

- des capacités c (refaire la répartition de l'énergie réactive à compenser entre les diverses capacités).
- du facteur de qualité Q des selfs.

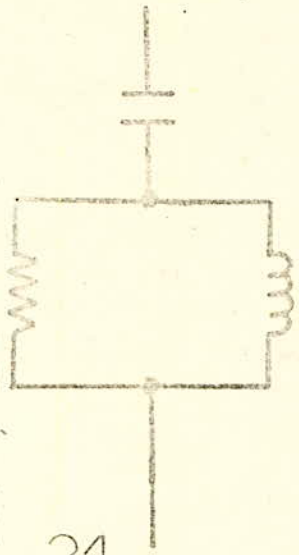


Filtre à une seule fréquence d'accord

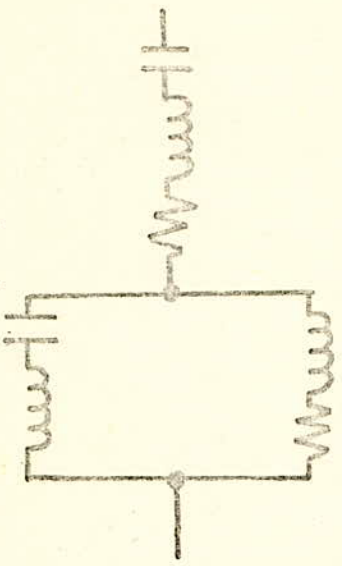


fig:30

Filtre passe-haut de 2<sup>e</sup> ordre



Filtre à double fréquence d'accord



Filtre passe-haut de 3<sup>e</sup> ordre

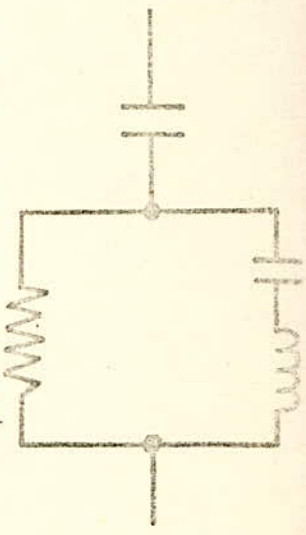


fig:31

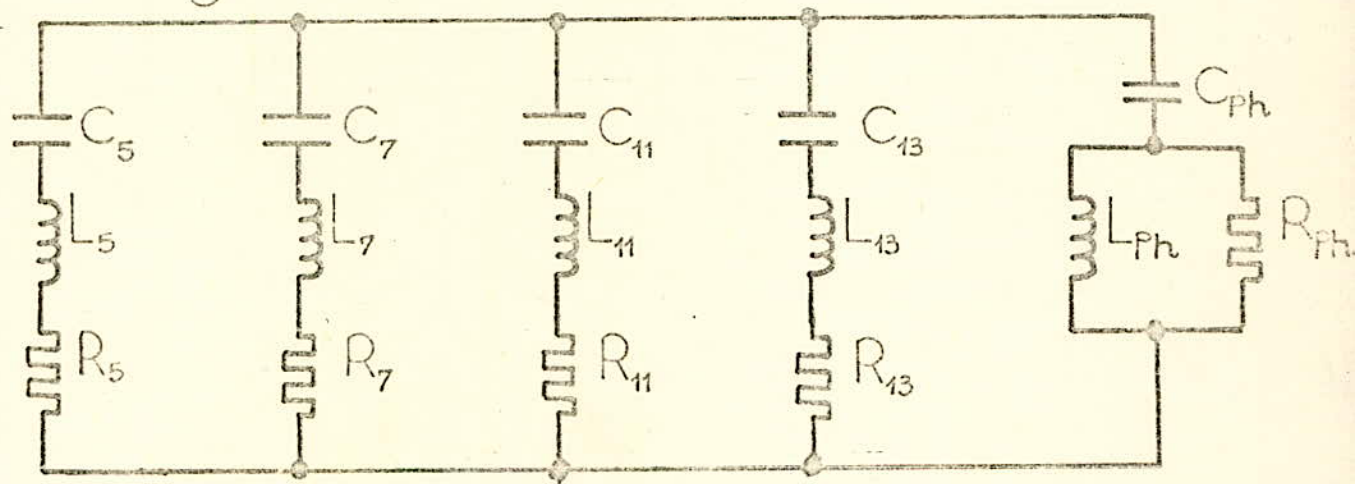
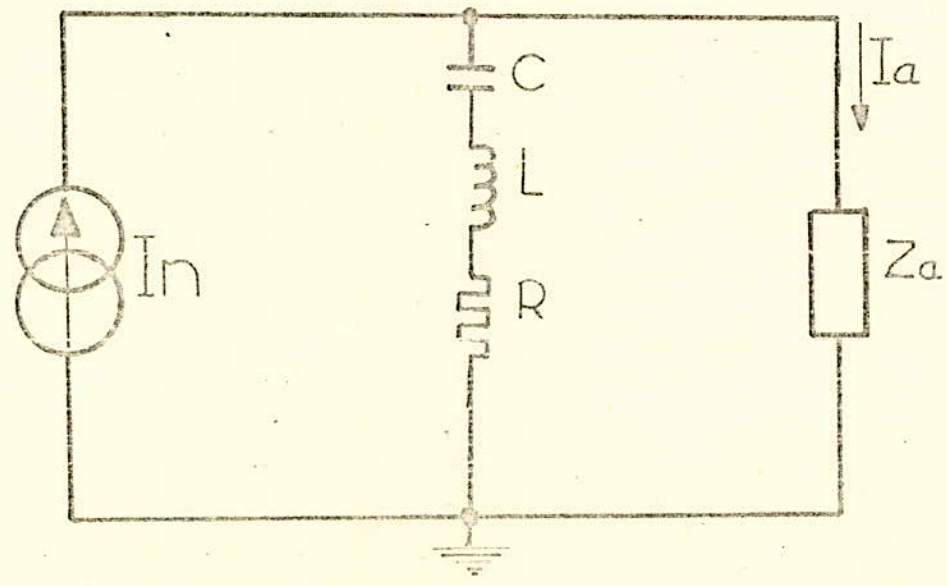


fig:32



CHAPITRE VIII

DIMENSIONNEMENT ET SCHEMA DE PUISSANCE DU FOUR

## DIMENSIONNEMENT ET SCHEMA DE PUISSANCE DU FOUR

### I - DIMENSIONNEMENT

Pour évaluer la puissance nécessaire au recuit de 30 tonnes de tubes par heure nous ferons un premier calcul basé sur l'équation calorimétrique :

$$Q = M C \Delta \theta$$

nous permettant d'avoir l'ordre de grandeur de cette puissance. Un deuxième calcul basé sur l'énergie spécifique par tonne de tube, obtenue expérimentalement par les constructeurs de fours, nous permettra d'opter pour un type de four parmi deux variantes. Sur ce dernier nous déterminerons les paramètres (puissances, tensions, courants) de l'installation.

#### I.1. Puissance calorimétrique nécessaire au recuit

Volume extérieur du tube :

Si  $l$  est la longueur du tube,  $D$  son diamètre extérieur :

$$V_e = \frac{\pi D^2 l}{4}$$

Volume intérieur du tube :

$$V_i = \frac{\pi d^2 l}{4}$$

Volume du métal :

$$V = V_e - V_i = \frac{\pi D^2 - d^2 l}{4}$$

En introduisant l'épaisseur  $e$  du tube :

$$V = \frac{\pi}{4} (D + d) (D - d) l = \frac{\pi}{4} (D + D - 2e) (D - D + 2e) l$$

$$\boxed{V = \pi (D - e) e l}$$



Longueur du tube correspondant à une production de 30 t/h :

Si  $m$  désigne la masse volumique de l'acier :

$$\rho V = m \pi (D - e) e l = 30\,000 \text{ kg}$$

$$l = \frac{30\,000}{m \pi (D - e) e} = \frac{30\,000}{7\,700 \pi (117 - 4) 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = 2\,743,74$$

$$\boxed{l = 2\,744 \text{ m}}$$

La vitesse constante de défilement du tube dans l'inducteur sera :

$$v = \frac{l}{t} = \frac{2\,744}{3\,600}$$

$$\boxed{v = 0,76 \text{ m/s}}$$

La chaleur spécifique moyenne pour l'acier ordinaire est donnée par le tableau suivant (P. Puel : "Acier inoxydables", fascicule du centre d'information du Nickel) :

CHALEURS SPECIFIQUES MOYENNES	
TEMPERATURES	C Cal/ g ° C)
De 0 à 50°C	0,108
" 50 à 100 °C	0,115
" 100 à 150°C	0,120
" 150 à 200°C	0,125
" 200 à 250°C	0,130
" 250 à 300°C	0,133
" 300 à 350°C	0,136
" 350 à 400°C	0,142
" 400 à 450°C	0,150
" 450 à 500°C	0,158
" 500 à 550°C	0,167
" 550 à 600°C	0,177
" 600 à 650°C	0,191
" 650 à 700°C	0,205
" 700 à 750°C	0,272
" 750 à 800°C	0,229
" 800 à 850°C	0,211
" 850 à 900°C	0,193
" 900 à 950°C	0,175
" 950 à 1000°C	0,157

$$M = 30 \cdot 10^6 \text{ g}$$

$$\Delta\theta = 30^\circ\text{C (de } 20 \text{ à } 50^\circ\text{C)}$$

$$\Delta\theta = 50^\circ\text{C pour les autres intervalles de températures}$$

L'application de  $Q = M C \Delta \theta$  donne les résultats suivants :

$Q_1$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,108 \cdot 30$	$= 97,20 \cdot 10^6$	cal
$Q_2$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,115 \cdot 50$	$= 172,10^6$	cal
$Q_3$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,120 \cdot 50$	$= 180 \cdot 10^6$	cal
$Q_4$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,125 \cdot 50$	$= 187,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_5$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,130 \cdot 50$	$= 195 \cdot 10^6$	cal
$Q_6$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,133 \cdot 50$	$= 199,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_7$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,136 \cdot 50$	$= 204 \cdot 10^6$	cal
$Q_8$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,142 \cdot 50$	$= 213 \cdot 10^6$	cal
$Q_9$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,150 \cdot 50$	$= 225 \cdot 10^6$	cal
$Q_{10}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,158 \cdot 50$	$= 237 \cdot 10^6$	cal
$Q_{11}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,167 \cdot 50$	$= 250,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_{12}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,177 \cdot 50$	$= 265,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_{13}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,191 \cdot 50$	$= 286,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_{14}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,205 \cdot 50$	$= 305,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_{15}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,272 \cdot 50$	$= 408 \cdot 10^6$	cal
$Q_{16}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,229 \cdot 50$	$= 343,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_{17}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,211 \cdot 50$	$= 316,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_{18}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,193 \cdot 50$	$= 289,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_{19}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,175 \cdot 50$	$= 262,5 \cdot 10^6$	cal
$Q_{20}$	$= 30 \cdot 10^6$	$0,157 \cdot 50$	$= 235,5 \cdot 10^6$	cal

$$Q = \sum Q_i$$

soit en joules

$$Q = 4875 \cdot 10^6 \text{ cal}$$

$$Q = 20\,375 \cdot 10^6 \text{ J}$$



Puissance utile pour le réchauffage :

$$P = \frac{Q}{t} = \frac{20\,375\,10^3}{3\,600} \qquad P = \underline{5660\text{ KW}}$$

I.2. Puissance expérimentale nécessaire au recuit

Une énergie par tonnes de tubes, de dimensions les plus courantes donnée par le constructeur ASEA est de 310 KWh.

Pour produire 30 t/h de tube, il faut une puissance absorbée :

$$P_1 = \frac{310 \times 30}{1} \qquad P_1 = \underline{9300\text{ KW}}$$

Le rendement de l'installation ASEA est de 74 %.

La puissance utile sera :

$$P = 9\,300 \times 0,74 \qquad P = \underline{6\,882\text{ KW}}$$

Sur la base de ces résultats, si nous optons pour les convertisseurs SIEMENS qui dispose de modules de 2000 KW pouvant fonctionner en parallèle il faut installer 5 modules.

Pour sa part ASEA dispose d'onduleurs parallèles de 80 KW chacun. Il faut donc installer 12.

ASEA dispose également de transformateurs 20 KV/700x2V de puissance 6000 KVA.

Un ensemble de 6 onduleurs en parallèles peut être relié à un transformateur de ce type par l'intermédiaire d'un redresseur (figure ). Nous utilisons ainsi 2 transformateurs. Chaque transformateur doit fournir une puissance active de  $6 \times 800 = 4800\text{ KW}$ .

La tension moyenne redressée sera :

le nombre de groupes commutants en série dans un redresseur est

$$s = 4$$

$$U_{do} = s \frac{q}{\pi} \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}} \sin \frac{\pi}{q} = 4 \cdot \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2} \cdot 700}{\sqrt{3}} \sin \frac{\pi}{3}$$

$$\underline{U_{do} = 1900 \text{ V}}$$

Pour un rendement de 99 % du redresseur le courant redressé moyen est :

$$I_d = \frac{4800 \times 0,99}{1900}$$

$$\underline{I_d = 2500 \text{ A}}$$

En négligeant l'influence de la commutation dans l'onduleur et supposant que la réactance de lissage n'absorbe qu'une tension alternative, la tension  $u_D$  à l'entrée de l'onduleur a une valeur moyenne approximativement égale à  $U_{do}$ .

$$\text{De la relation } u_D = U \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \theta \quad 30^\circ \leq \theta \leq 45^\circ ,$$

$$U = \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cos \theta} U_{do} = \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cos 30} 1900 \quad \underline{U = 2400 \text{ V}}$$

Pratiquement à la sortie des onduleurs le courant est entièrement actif, en tenant compte du rendement redresseur-onduleur de 97,5 % :

$$I = \frac{4800 \times 0,975}{2400}$$

$$\underline{I = 1950 \text{ A}}$$

Sachant que la capacité en parallèle avec un inducteur fournit une puissance de 10 000 KVAR sa valeur est environ de :

$$C = \frac{Q_c}{2\pi f \left(\frac{U}{2}\right)^2} = \frac{10.000.000}{2\pi \cdot 600 \left(\frac{2400}{2}\right)^2} \quad \underline{C = 1,84 \cdot 10^3 \text{ F}}$$

$f = 600$  Hz est la moyenne fréquence.

L'inductance d'une bobine peut se déduire de :

$$LC\omega^2 = 1$$

$$L = \frac{1}{C\omega^2} = \frac{1}{1,84 (2 \pi 600)^2}$$

$$L = \underline{\underline{3,82 \cdot 10^{-5} \text{ H}}}$$



## II - PROTECTION DES CONVERTISSEURS

### II.1. Protection contre des surintensités

Les courants trop forts provoquent un échauffement trop élevé de la jonction des thyristors et cause la destruction de l'élément redresseur. Il est donc indispensable de prévoir une protection contre les surintensités.

Ces surintensités peuvent être provoquées par des court-circuits aux bornes du convertisseur statique ou dans un de ces bras, ou par des surcharges à la sortie du convertisseur.

Une caractéristique limite de surcharge de chaque élément redresseur indique le courant limite admissible en fonction du temps.

La protection doit couper le courant avant que celui-ci n'atteigne la valeur limite. Elle est réalisée par un fusible en série avec l'élément redresseur ou par disjoncteur rapide placé dans le circuit de charge. Généralement ces deux moyens sont combinés.

Pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur même après défaillance d'un élément redresseur, une disposition en série et en parallèle des thyristors est envisagée.

### II.2. Protection contre des surtensions

Les éléments redresseurs sont également très sensibles aux surtensions apparaissant pendant la durée de blocage entre anode et cathode.

Ces surtensions peuvent avoir deux origines :

- surtensions internes dues à l'effet d'accumulation des porteurs de charge dans l'élément redresseur.
- surtensions externes dues à des phénomènes atmosphériques ou de coupure, en particulier le déclenchement de transformateurs à vide, y compris le propre transformateur alimentant le convertisseur statique.

La protection des éléments redresseurs contre les surtensions internes est réalisée par un circuit RC en parallèle avec l'élément redresseur.

La protection des éléments redresseurs contre les surtensions d'origine externes se fait en prévoyant un circuit RC entre chaque phase et la terre.

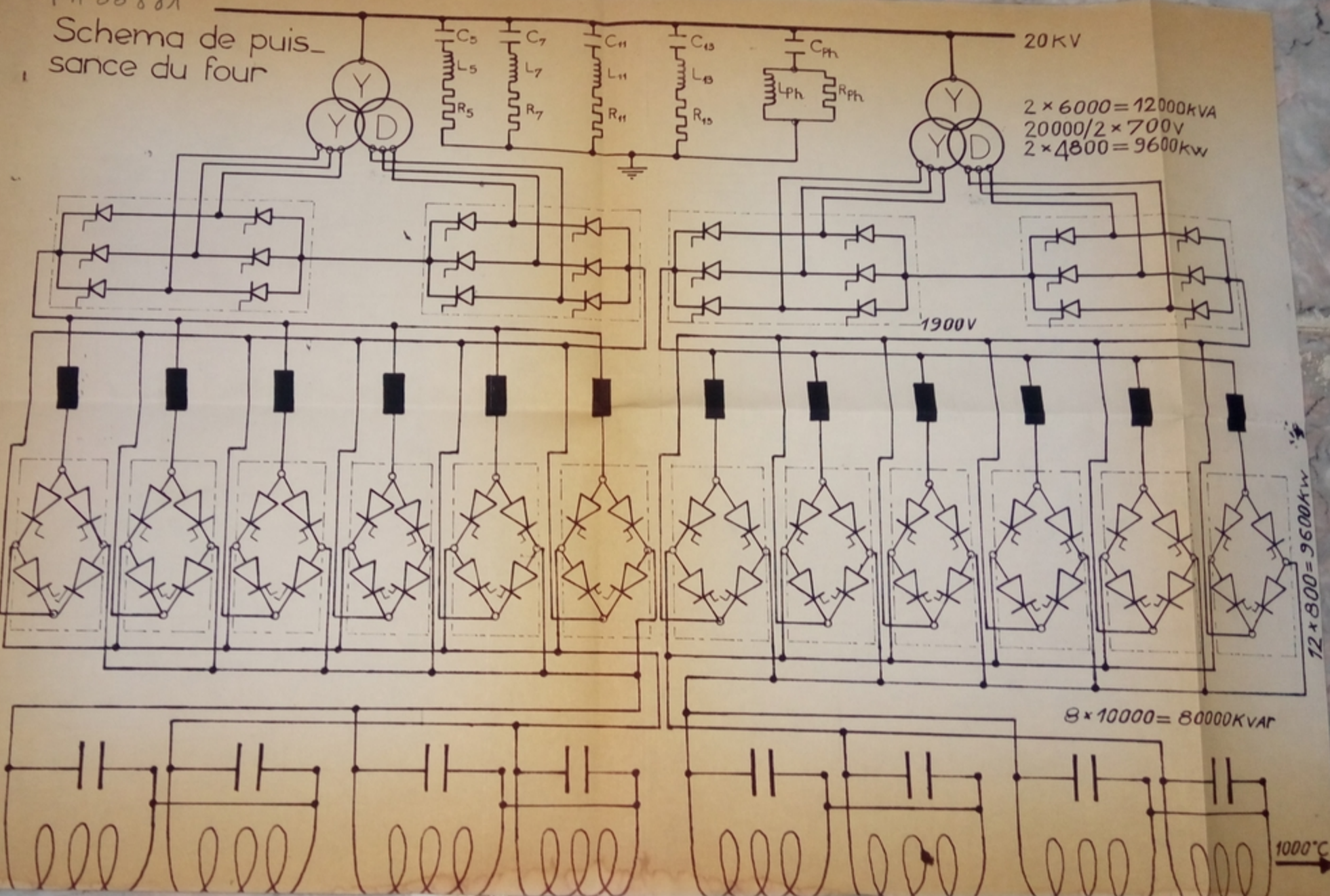
### III - EQUIPEMENT DE SURVEILLANCE

Outre le système de surveillance de la température qui arrête le réchauffeur en cas d'anomalie, il existe dans l'installation un système de surveillance de la vitesse du tube en fonction de la puissance et un équipement de surveillance du niveau d'isolement à la terre du réchauffeur.



PA 00881

# Schema de puissance du four





## CONCLUSION

L'utilisation des fours à induction comme moyen de chauffage dans l'industrie répond mieux aux exigences croissantes des conditions de travail dans les usines que les fours à combustible. En plus du coût réduit du chauffage, vu son bon rendement, le four à induction présente des dimensions plus petites que les autres fours. Il est prêt pour la production dès qu'il est mis en circuit. Le niveau sonore, l'émission de chaleur, de fumée sont réduites au maximum.

Du point de vue perturbations, cette étude n'est pas spécifique aux convertisseurs statiques.

Des réactions identiques peuvent provenir des arcs électriques ou sous forme de tensions harmoniques des machines synchrones et asynchrones, des transformateurs de puissances, d'intensité des réactances à noyau de fer... c'est la raison pour laquelle le calcul des filtres tient compte des autres générateurs d'harmoniques que contient l'usine, tels que le laminoir, la soudeuse.... Mais le taux de distorsion harmonique, avant et après insertion des filtres, est déterminé uniquement pour le four qui a fait l'objet de cette étude.

Nous signalons que le calcul serait facilement abordable si nous connaissions les données concernant toutes les utilisations de l'usine, génératrices d'harmoniques. En effet, les théorèmes classiques de l'électrotechnique, à savoir: la loi d'OHM généralisée, le principe de superposition le théorème de THEVENIN, ... s'appliquent sans difficultés à chacune des fréquences harmoniques.

Pour conserver la pureté de la fréquence et par conséquent, assurer un bon fonctionnement des appareils électriques, les distributeurs d'énergie électrique définissent des limites admissibles du taux d'harmonique de courant ou de tension. Dans une étude plus approfondie, il faut aussi envisager des cas défavorables où les capacités installées peuvent, avec les inductances du réseau, constituer un circuit résonnant accordé sur l'un des harmoniques, créant ainsi des conditions dangereuses pour le matériel.

Le problème des harmoniques reste cependant difficile à étudier Car ce sont toutes les caractéristiques électriques, transitoires ou non, du réseau général et de celui des utilisateurs qui entrent en ligne de compte.

Devant ces nombreux problèmes énumérés, nous pensons que cette étude interressera tout élève ingénieur électricien désireux d'appartenir a une entrprise de distribution ou d'exploitation de l'énergie électrique;



## TABLE DES MATIERES

Introduction.....	1
<u>CHAPITRE I</u> : description et fonctionnement de l'usine	
I dimensions et alimentation de l'usine.....	3
II fonctionnement de la chaine tubes gaz.....	4
<u>CHAPITRE II</u> : généralités sur les montages convertisseurs à thyristors	
I rappels et définitions.....	7
I 1 le thyristor.....	7
I 11 fonctionnement.....	7
I 12 constitution.....	7
I 13 caractéristiques statiques et dynamiques.....	8
II redresseurs.....	9
II 1 montages redresseurs.....	9
II 11 bras d'un montage redresseur.....	9
II 12 groupe commutant-commutation.....	9
II 13 indice de commutation -indice de pulsation.....	10
II 14 montages redresseurs à simples ou doubles voies....	10
III quelques montages redresseurs.....	10
III 1 montage trianodique.....	10
III 2 montage tricathodique.....	10
III 3 montage en pont triphasé.....	11
IV redressement commandé.....	13
V empiètement-chûte de tension inductive.....	13
VI fonctionnement en onduleur.....	14
<u>CHAPITRE III</u> : convertisseurs statiques et four à induction	
I principe du chauffage par induction.....	21
I 1 définition.....	21
I 2 principe.....	21
II loi de répartition à froid des courants induits HF.	22
III puissance développée par effet Joule.....	23
III 1 énergie cédée par unité de surface.....	24
III 2 remarque.....	24
III 3 répartition des courants à chaud induits HF.....	25



IV	disposition pratique de l'installation des convertisseurs convertisseurs.....	25
IV 1	transformateur.....	25
IV 2	redresseur.....	266
IV 3	self de lissage $L_D$ .....:	26
IV 4	onduleur.....	26
IV 5	circuit de charge.....	27
IV 6	système de démarrage.....	27
IV 7	caractéristiques électriques du circuit de puissance	28
IV 8	gamme de fréquences.....	30
<u>CHAPITRE IV</u> : calcul des courants de court circuit		
	Introduction :.....	33
I	pour $S_{cc}=1500$ MVA à la station poste de SKIKDA.....	34
I 1	réactance extérieure au jeu de barres 220 kV.....	34
I 2	réactance des transformateurs.....	34
I 3	réactance et r sistance de la ligne.....	34
I 4	hypothèses sur le lieu du court circuit.....	34
I 41	court circuit sur le jeu de barres 60 kV.....	34
I 42	court circuit sur le jeu de barres MT 20 kV.....	35
	-avec 2 transformateurs 60/20 KV en service	
	-avec 1 seul transformateur en service	
II	pour $S_{cc} = 1000$ MVA à la station poste de SKIKDA.....	36
II 1	hypothèses sur le lieu du court circuit.....	36
II 11	court circuit sur le jeu de barres 60 kV.....	36
II 12	court circuit sur le jeu de barres MT 20 kV.....	36
	-avec 2 transformateurs 60/20 kV en service	
	-avec 1 seul transformateur en service	
III	pour $S_{cc} = 5000$ MVA à la station poste de SKIKDA.....	37
III 1	hypothèses sur le lieu du court circuit.....	37
III 11	court circuit sur le jeu de barres 60 kV.....	37
III 12	court circuit sur le jeu de barres MT 20 kV.....	38
	tableau récapitulatif.....	42

CHAPITRE V : harmoniques générés par les convertisseurs  
statiques

I	généralités.....	46
II	système du générateur d'harmoniques.....	46
III	perturbations des harmoniques de courants.....	47
III 1	influence du montage redresseur sur les harmoniques	47
III 2	taux de distorsion.....	48
IV	calculs d'harmoniques.....	48
IV 1	hypothèses de base.....	49
IV 2	harmoniques de courant dans le cas du pont de Greatz	49
IV 2 1	alimentation du redresseur par un transformateur YY	50
IV 2 2	alimentation du redresseur par un transformateur YD	52
IV 3	harmoniques de courant dans le cas de 2 ponts de Greatz en série alimentés par un transformateur Y/YD	54

CHAPITRE VI : perturbations produites par les fréquences  
harmoniques

I	perturbations produites chez le consommateur.....	62
I-1	erreurs d'indication dans les appareils de mesure...	62
I-2	télécommande à fréquence acoustique.....	63
I-3	autres appareils sensibles.....	63
II	perturbations produites dans les réseaux électriques	64
II-1	pertes dans les machines tournantes.....	64
II-11	pertes dans le fer.....	64
II-12	pertes dans le cuivre.....	65
II-2	pertes dans les transformateurs.....	66
II-3	pertes dans les batteries de condensateurs.....	67
II-4	pertes dans les lignes.....	68
II-5	vieillissement accéléré de l'équipement électrique	68
II-6	influence sur le facteur de puissance.....	69
II-7	influence sur l'électronique de puissance.....	70

CHAPITRE VII : taux de distorsion harmonique et moyens de  
réduction du niveau des harmoniques

I	taux de distorsion de la tension alternative.....	71
I-1	calculs.....	72
I-2	calcul des impédances harmoniques.....	73
II	moyens de réduction du niveau des harmoniques.....	74
II-1	filtres d'harmoniques.....	74



II-2	rappels.....	74
II-2 1	étude de la raionnance série.....	74
II-2 2	filtre passe-haut.....	75
II-3	calcul et dimenssionnement des éléments du filtre.....	76
II-3 1	choix du facteur de qualité du filtre.....	76
II-4	determination des éléments du filtre.....	78
II-5	dimensionnement des éléments du filtre .....	79
II-5 1	dimensionnement des condensateurs.....	80
II-5 2	dimensionnement de la self.....	80
II-5 3	dimensionnement des resistances.....	80
II-5 4	isolation a la terre.....	81
III	taux de distorsion harmonique après insertion des filtres.....	82

CHAPITRE VIII : dimensionnement et schéma de puissance  
du four

I	dimensionnement.....	85
I-1	puissanse calorimétrique nécessaire au recuit...85	85
I-2	puissance expérimentale nécessaire au recuit....89	89
II	protection des convertisseurs.....	92
II-1	protection contre des surintensités.....	92
II-2	protection contre surtensions.....	92
III	équipement de surveillance.....	93
	Conclusion.....	94



## BIBLIOGRAPHIE

### Ouvrages

Electronique industrielle 1 : électronique de puissance

HANSRUEDI BUHLER (ed. Georgi)

Réseaux électriques : calculs de court circuit.

W. MICHALAK (cours ENPA)

Redressement : tomes 1 et 2

MOUNIC (ed. FOUCHER)

Metallographie et traitement thermique des métaux.

I. LAKHTINE (ed. Mir )

Métallurgie revêtements thermiques

JJ. BARON

J. DEBAENE techniques de l'ingénieur

Redresseurs industriels

P. BASTIEN

R. MASCARIN (ed. DUNOD)

### Revue-Articles :

Quelques aspects de la pollution des réseaux par les distorsions harmoniques de la clientèle.

M. LEMOINE ( R G E Mars 76 )

Tensions et courants harmoniques dans les réseaux.

A. DUCLUZAUX ( Merlin Gérin )

Perturbations des réseaux par les convertisseurs statiques.

F. SCHULZ ( Merlin Gérin )

Réactions des convertisseurs statiques avec le réseau

JEUMONT SCHNEIDER (Conf. N° 18 )

Convertisseurs de fréquence pour la fusion et le réchauffage par induction

Revue ASEA N° 2 1974

Réchauffeur par induction pour le chauffage continu de tubes

Revue ASEA N° 2 1979

Récupération de la chaleur dans les installations de fusion à induction pour fer et acier

Revue ASEA N°4 1979