

ALIMENTATION DE PUISSANCE PULSEE

16 000 A - 32 V

"SPG TEST"

L. Rinolfi

1. INTRODUCTION

En 1976, le besoin s'est fait sentir de pouvoir disposer d'une alimentation pour tester les aimants à septum (SM61, SM62, SM85, TIS42, etc.).

L'idée était de disposer d'une alimentation pouvant fournir 8 kA crêtes sous une tension de 64 V ou bien 16 kA crêtes sous une tension de 32 V, avec un "duty-cycle" $\leq \frac{1}{3}$, soit un courant efficace de 9 kA.

La longueur des paliers à 16 kA peut aller à 1 s. Les septa actuels ont un L/R qui varie dans la gamme de 1 ms à 100 ms.

La référence 1 est la proposition pour la réalisation de ce projet.

La présente note est un survol des différents problèmes rencontrés, des solutions apportées et des caractéristiques obtenues.

2. PARTIE PUISSANCE

La figure 1 (en annexe) donne le schéma de toute la partie puissance. La réalisation en a été confiée à la firme Tekelec (référence 2).

Cette partie puissance a été conçue de manière à pouvoir fournir 16000 A crêtes sous 32 V ou bien 8000 A crêtes sous 64 V. On obtient ceci par des commutations de câbles de puissance et de barrettes situées dans le filtre passif de l'alimentation.

2.1 Autotransformateur

C'est une construction classique avec 47 spires par colonne, ce qui donne les rapports suivants:

Tension d'entrée	Nombre de spires	%	Tension de sortie
380 V	47	100	380 V
"	40	85	323 V
"	33	70	267 V
"	27	57	218 V
"	20	43	162 V
"	14	30	113 V
"	7	15	57 V

2.2 Transformateurs

2.2.1 Généralités

Afin de pouvoir réaliser une mise en série ou une mise en parallèle des deux ponts redresseurs, on a fabriqué deux transformateurs indépendants.

Le primaire est un "polygone" qui donne un déphasage de $+15^\circ$ pour l'un (pont A) et un déphasage de -15° pour l'autre (pont B).

La figure 2 donne le schéma de câblage des enroulements des transformateurs.

La figure 3 (b) nous permet d'écrire:

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{8 \sin \beta}{8 \cos \beta + 22}$$

$$\beta = 180^\circ - \alpha = 60^\circ \text{ car } \alpha = 120^\circ \text{ (déphasage réseau)}$$

$$\phi = \operatorname{arctg} \left(\frac{8 \sin 60}{8 \cos 60 + 22} \right) = 14,92^\circ$$

$$\phi \approx 15^\circ.$$

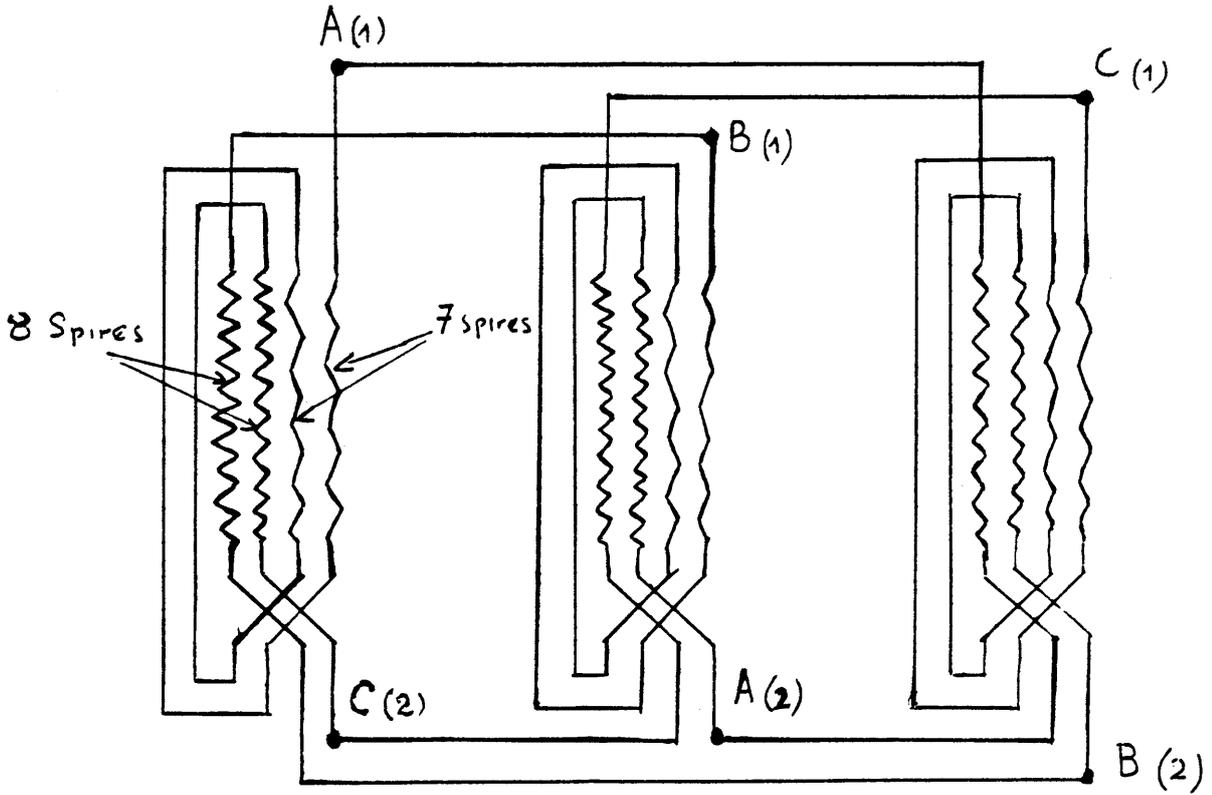
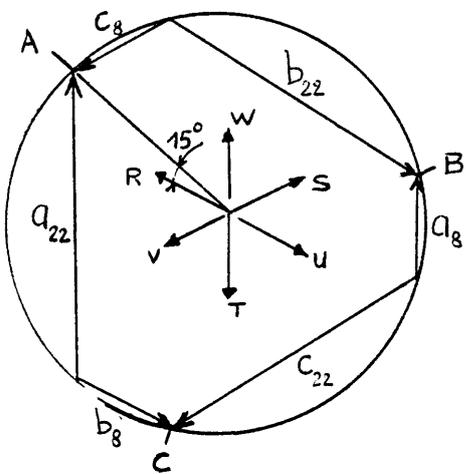


Figure 2

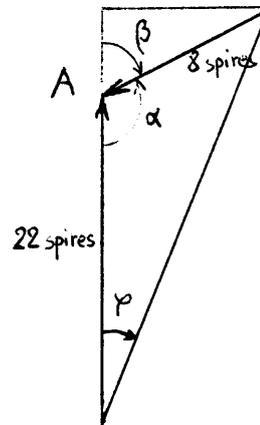
Couplage réel des enroulements primaires

(1) : transformateur 1

(2) : transformateur 2



(a)



(b)

Figure 3

2.2.2 Mesure des déphasages des transformateurs

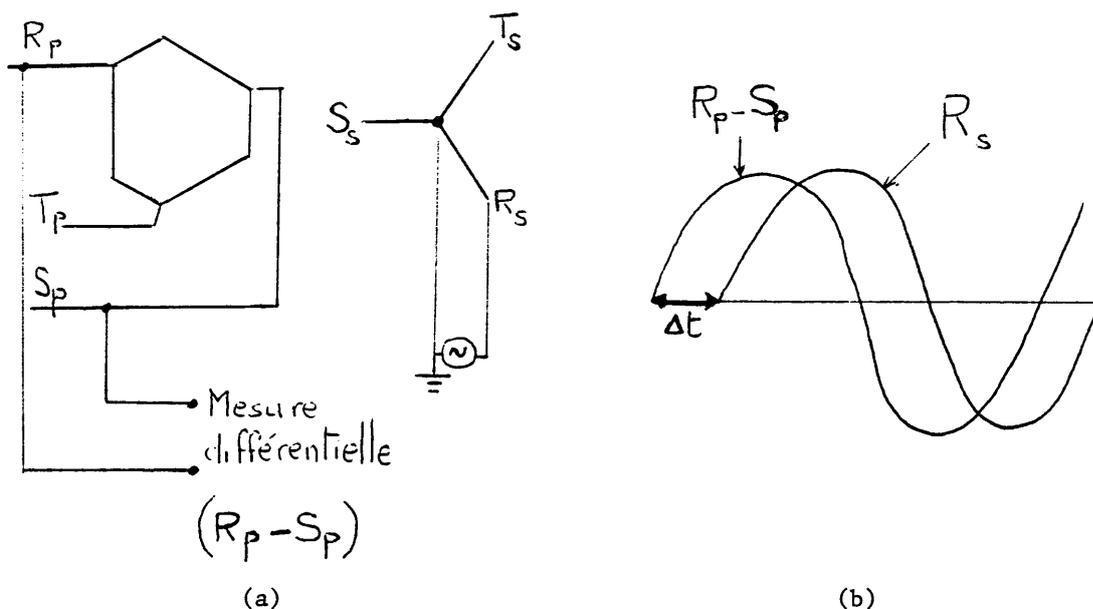


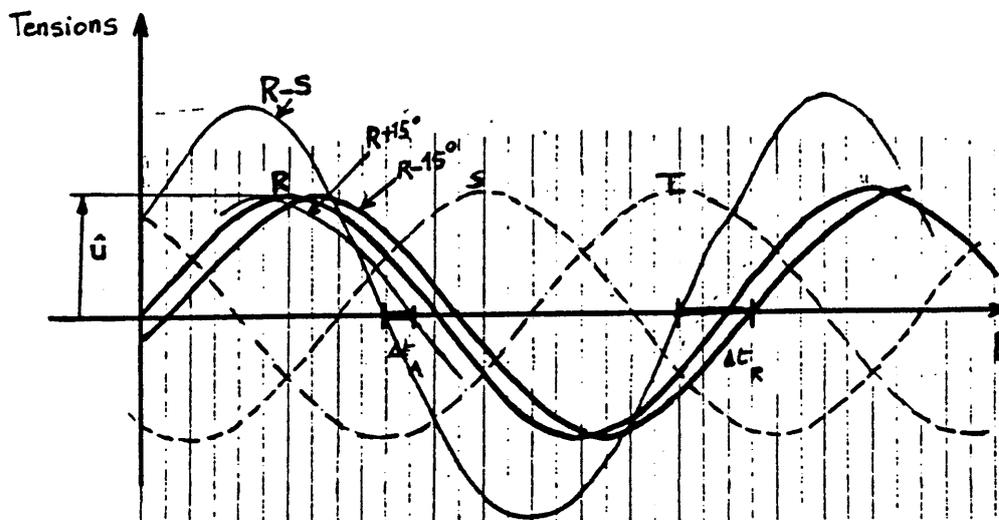
Figure 4

La figure 4 (a) nous montre le schéma du montage expérimental qui nous a permis de contrôler les déphasages des deux transformateurs.

La figure 5 nous montre la disposition relative des différents signaux $(R - S)_p$, $R_S(+15^\circ)$, $R_S(-15^\circ)$.

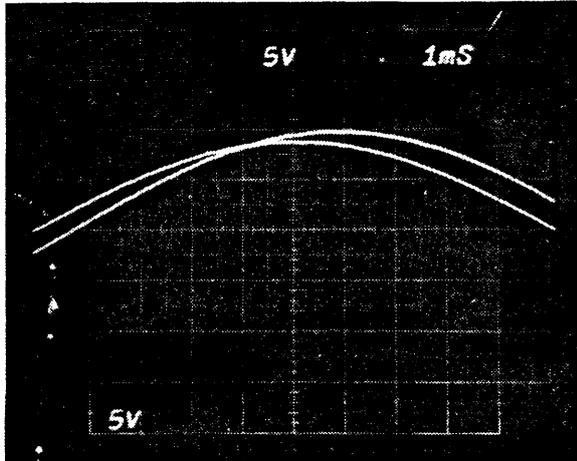
Avec ce type de visualisation, on s'aperçoit que les phases R_S du secondaire (avance ou retard) sont toujours en retard par rapport à $(R - S)_p$.

Les figures 6 et 7 nous montrent les résultats obtenus.



Note: Les sinusoïdes de départ (pour cette figure et les figures 20 à 23) ont été fournies par G. Héritier.

Figure 5

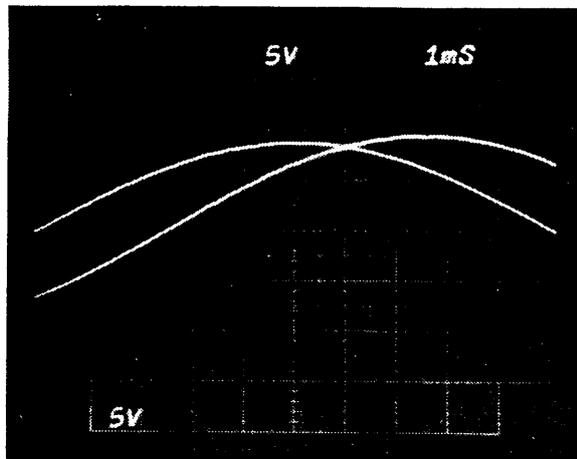


Pont A

$\Delta t = 0,8$ ms de déphasage entre la phase (R - S) du réseau et la sortie phase R/neutre du secondaire, soit un $\Delta\phi = 15^\circ$.

La construction de la figure 5 nous montre comment une phase en avance (de 15°) se transforme en retard (de 15°) si l'on prend comme référence (R - S)_p au lieu de R_p.

Figure 6



Pont B

$\Delta t = 2,5$ ms

$\Delta\phi = 45^\circ$

R_s est en retard de 15° par rapport à R_p. Voir construction qui montre comment cela devient un retard de 45° / (R - S)_p.

Figure 7

2.2.3 Evaluation des puissances

1) Courants dans le secondaire de chaque transformateur

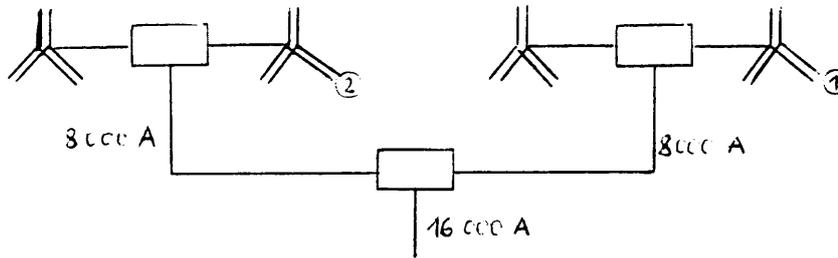


Figure 8

Dans notre système, on a quatre demi-ponts dédoublés qui se partagent donc le courant ($I_d/4 \times 2$).

Par conséquent, chacune des 24 branches conduira pendant 120° , un courant

$$I_2/\text{branche} = \frac{16000}{8} = 2000 \text{ A crêtes .}$$

Intensité efficace

$$I_2 \text{ eff} = 2000 \sqrt{\frac{120}{360}} = \frac{2000}{\sqrt{3}} = 1154,7 \text{ A}$$

$$I_2 \text{ eff}/\text{branche} \approx 1155 \text{ A}$$

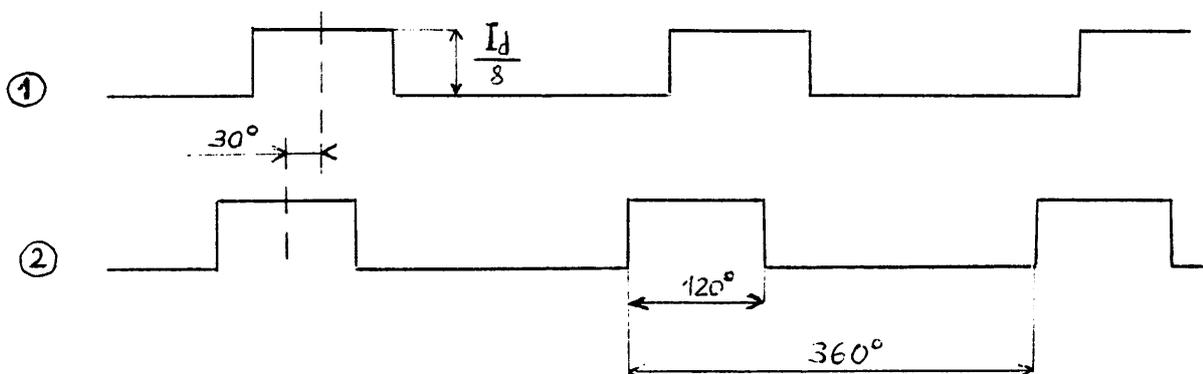


Figure 9

2) Tension entre phase et neutre du secondaire

On a besoin de 32 V aux bornes de la charge lors du palier; les diverses chutes de tension (thyristors, bobines d'absorption, filtre passif, câbles refroidis à eau) sont estimées à 10 V; soit une tension efficace entre phase et neutre du secondaire égale à $V_a = 32 + 10 = 42$ V.

La mesure expérimentale faite à vide nous donne 42,2 V entre phase et neutre du secondaire des transformateurs.

3) Puissance apparente du secondaire d'un transformateur

$$P_s = 12 \times I_{2 \text{ eff}} \times V_a$$

$$P_s = 12 \times 1155 \times 42 = 582120 \text{ VA}$$

$$P_s \approx 582 \text{ kVA}$$

Si on voulait l'exprimer en fonction de I_d et V_d (courant et tension redressés sur charge résistive)

$$I_2 = \frac{I_d}{8} \sqrt{\frac{1}{3}}$$

$$V_a = \frac{V_d}{1,17} .$$

Comme il y a deux groupes redresseurs on a

$$P_s = 2 \times 12 \frac{I_d}{8} \sqrt{\frac{1}{3}} \frac{V_d}{1,17}$$

$$P_s = 1,48 I_d V_d .$$

4) Puissance apparente du primaire

La puissance apparente d'un primaire en triangle est égale à $1,047 I_d V_d$; compte tenu que notre primaire est un polygone (déphasage 15°), on a

$$P_p = 1,117 I_d V_d .$$

5) Puissance du transformateur

$$P_m = \frac{1}{2} (P_s + P_p) = 1,298 I_d V_d$$

$I_d = 16 \text{ kA}$, $V_d = 49,1 \text{ V}$:

$$P_m = 1020932 \text{ VA}$$

$$P_m \approx 1 \text{ MVA} .$$

6) Equilibre des transformateurs

Sur la position 162 V de l'autotransformateur, on a mesuré toutes les tensions secondaires. Elles sont toutes égales à $19 V_{eff}$ entre phase et neutre et pour chacun des deux ponts A et B.

La tension d'entrée mesurée était de 170 V (au lieu de 162).

La tension du réseau était de 390 V, ce qui donnait un courant de 125 A efficaces pour un courant redressé dans la charge de 3700 A.

On n'a pas cette situation lorsqu'on mesure les courants dans chacun des bras comportant un thyristor.

Le tableau ci-après nous indique les résultats et nous montre une certaine dissymétrie.

Contrôle des courants dans les bras des secondaires ($I_C = 1000 A$)

(pince ampèremétrique + métrix
exprimé en ampères)

Pont B (-15°)						Pont A (+15°)					
R		S		T		R		S		T	
B B'	B B'	B B'	B B'	B B'	B B'	A A'	A A'	A A'	A A'	A A'	A A'
42 42	48 37,5	47 39				65 65	60 68	60 62			
U		V		W		U		V		W	
B B'	B B'	B B'	B B'	B B'	B B'	A A'	A A'	A A'	A A'	A A'	A A'
46 46,8	46,8 44,5	47 45				55 55	50 50	52 52			

U_1/U_2 388 V
 U_2/U_3 390 V
 U_3/U_1 391 V
 } tensions primaires secteur

On devrait avoir en fait: $\frac{1000}{24} \approx 42 A$ par thyristor.

La figure 10 nous donne le nom des sorties et leurs dispositions relatives pour chaque transformateur.

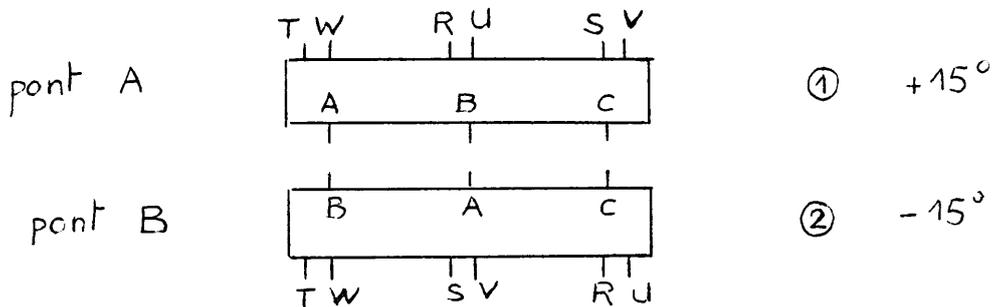


Figure 10

Les figures 11 à 13 montrent comment ces dissymétries se font ressentir au niveau de l'ondulation du courant redressé dans la charge et de la tension de sortie redressée.

La figure 14 est le résultat obtenu pour un courant de 10000 A dans la charge.

(Ponts en parallèle)

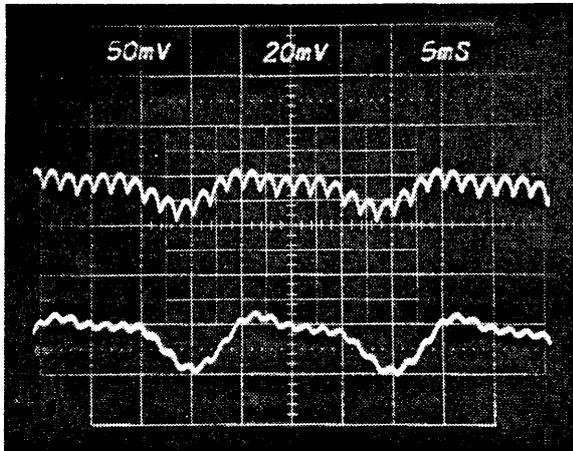


Figure 11

$I_c = 5000 \text{ A.}$

- 1) Tension redressée filtrée
(0 à 1 kHz).
- 2) Courant dans la charge avec les
24 thyristors connectés
(50 mV/cm).

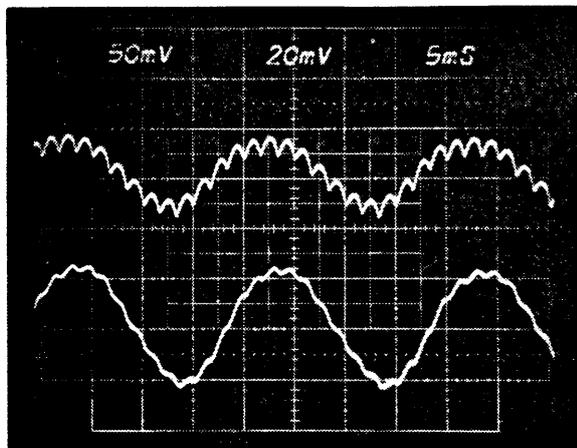


Figure 12

$I_c = 5000 \text{ A.}$

Idem avec 12 thyristors connectés
sur ponts A et B.
(4 thyristors devant, 2 thyristors
derrière, ceux des extrémités)

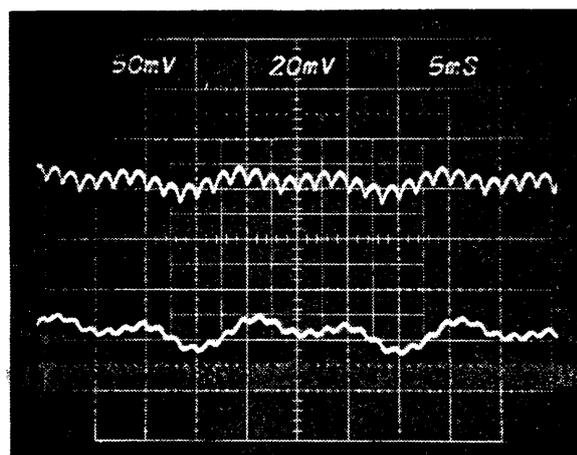


Figure 13

$I_c = 5000 \text{ A.}$

Idem avec 12 thyristors connectés
sur ponts A et B (tous devant).

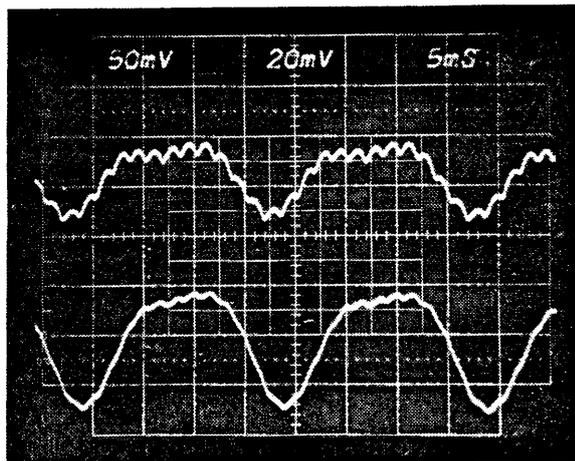


Figure 14

$I_c = 10000 \text{ A.}$

- 1) Tension filtrée (à la sortie du redresseur) (20 mV/cm).
 - 2) Courant dans la charge (50 mV/cm).
- Le 600 Hz est quasiment invisible devant l'ondulation de 100 mV_{CC} du 50 Hz.

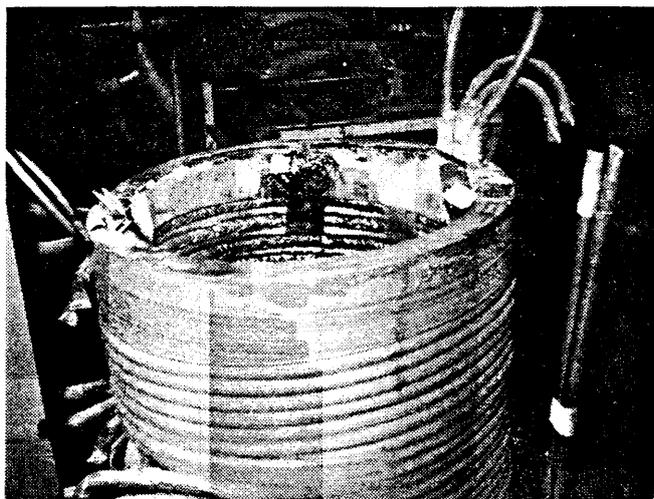
Pour les photos ci-dessus, le DCCT (calibré du groupe ED) était placé très loin de l'alimentation et ne subissait aucune saturation par des champs magnétiques parasites.

7) Court-circuit dans le transformateur du pont A

Au mois de décembre 1978, un court-circuit a eu lieu dans le transformateur qui crée le déphasage de +15°. Il y avait un défaut entre les deux bobines de huit spires et entre l'une de ces dernières et l'écran.

Les photos 15 et 16 suivantes montrent l'état du bobinage en question.

Figure 15



12.01.1979

Bobine du milieu du transformateur pont A (+15°).

Il y a toute une région où il semble qu'une sorte "d'acide" a attaqué le cuivre le long d'une bande verticale (photo haut du bobinage).

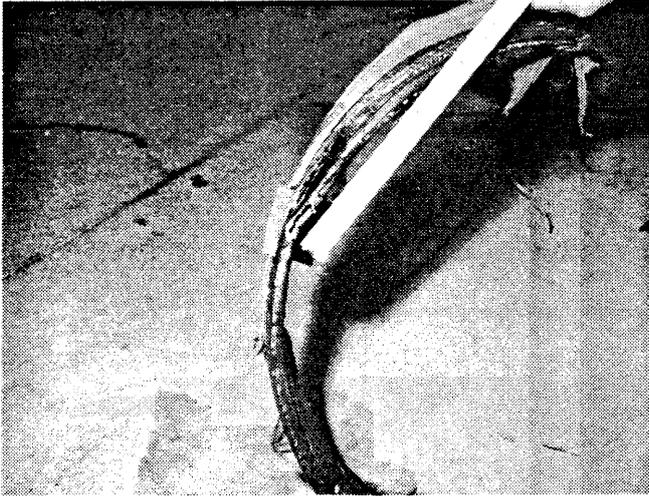


Figure 16

Trou du bas :
le cuivre a disparu sur 2 cm.

Calcul de l'inductance de fuite d'une bobine (d'après formule donnée par le fabricant):

$$\mathcal{L} = \frac{79 \left(\frac{e_1 + e_2}{3} + e_3 \right) r_m n^2 10^{-9}}{h}$$

longueurs en cm, \mathcal{L} en H

$$\mathcal{L} = \frac{79 \left(\frac{1,3 + 1,4}{3} + 0,2 \right) 16 \times 3^2 \times 10^{-9}}{2 \times 18}$$

$$\mathcal{L} = 0,347 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$\mathcal{L} \approx 0,35 \text{ } \mu\text{H} .$$

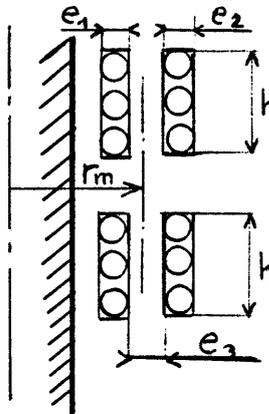
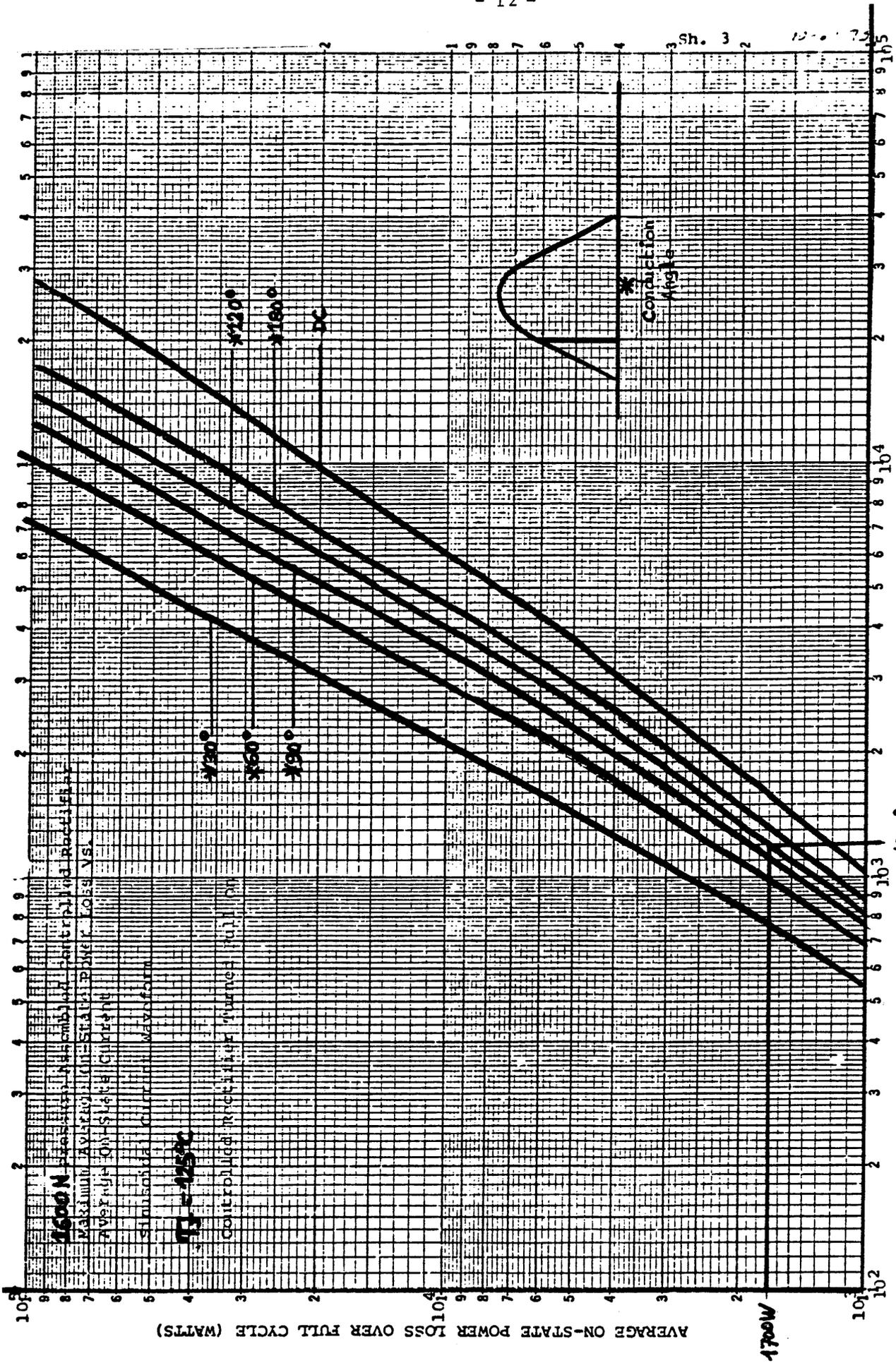


Figure 17



AVERAGE ON-STATE CURRENT OVER FULL CYCLE (AMPERES)

Figure 18

2.3 Thyristors

Dans la note donnée en référence 2, on trouvera toutes les caractéristiques des thyristors utilisés dans cette alimentation.

Limite de courant pour les thyristors	1600 PN (IR)
Température maximum de la jonction	125°C
Température maximum de l'eau	40°C
Température maximum d'échauffement	85°C
Résistance thermique totale	0,05°C/W
Puissance totale à dissiper	$P_t = 85/0,05 = 1700 \text{ W}$

D'après l'abaque (fig. 18 ci-avant), 1700 → 1200 A moyen pour 1 thyristor conduisant une onde sinusoïdale sur 120°.

Or, avec la configuration adoptée, on a

$$I_{\text{moyen}}/\text{thyristor} = \frac{16000}{8} \times \frac{120}{360} = 666,6 \text{ A .}$$

L'utilisation est donc faite à

$$\frac{666,6}{1200} = 56\%$$

des possibilités des ponts redresseurs.

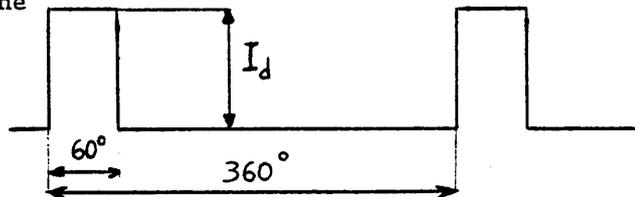
2.4 Bobine d'absorption

a) Elle "sépare" les secondaires des transformateurs, ce qui a pour effet d'augmenter le temps de conduction des thyristors, en diminuant l'amplitude du courant crête.

Ceci entraîne que le courant moyen dans chaque thyristor reste identique mais le courant efficace diminue (puisque'il est proportionnel à la racine carrée du duty-cycle de conduction).

Exemple pour un montage hexaphasé:

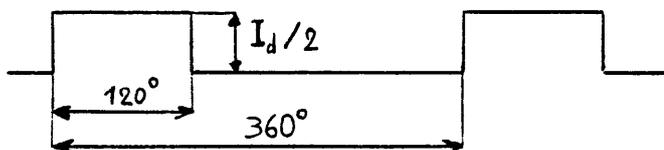
Sans bobine



$$I_m = I_d \frac{60}{360} = 0,166 I_d$$

$$I_{\text{eff}} = I_d \sqrt{\frac{1}{6}} = 0,408 I_d$$

Avec bobine



$$I_m = \frac{I_d}{2} \frac{120}{360} = 0,166 I_d$$

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_d}{2} \sqrt{\frac{1}{3}} = 0,289 I_d$$

Figure 19

b) Elle équilibre les tensions dynamiques qui apparaissent à ses bornes. Le bobinage est réalisé de telle sorte que lorsque $I_1 = I_2$ (continu), le flux résultant est nul. La composante alternative qui reste va équilibrer les tensions dynamiques.

Les figures 20 et 21 donnent la forme de la composante de tension (théorique) aux bornes de la bobine d'absorption de 150 Hz pour un angle d'allumage de 30° et 60° respectivement.

Les figures 22 et 23 donnent la forme de la composante de tension (théorique) aux bornes de la bobine d'absorption de 300 Hz pour les mêmes angles d'allumage.

Les photos 24 et 25 donnent les vrais signaux obtenus à $\alpha = 60^\circ$.

La photo 26 donne le signal vu par la sonde à effet Hall implantée dans la bobine d'absorption à 300 Hz.

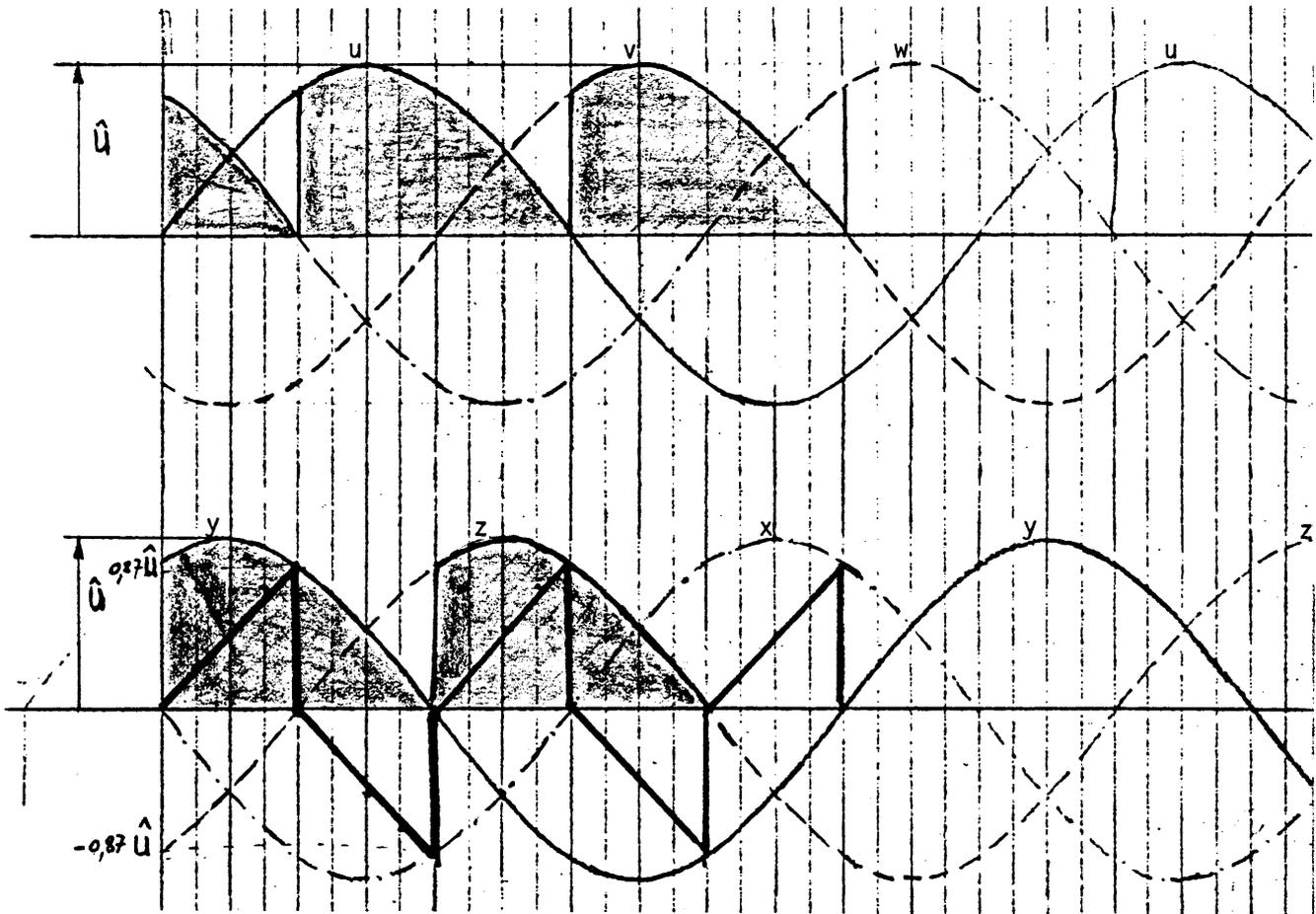


Figure 20

Tension sur la bobine d'interphase pour $\alpha = 30^\circ/\alpha_0$

$$f = 150 \text{ Hz} = 50 \times 3 = 50 \times \frac{12 \text{ cm}}{4 \text{ cm}} = 50 \times \frac{360^\circ}{120^\circ}$$

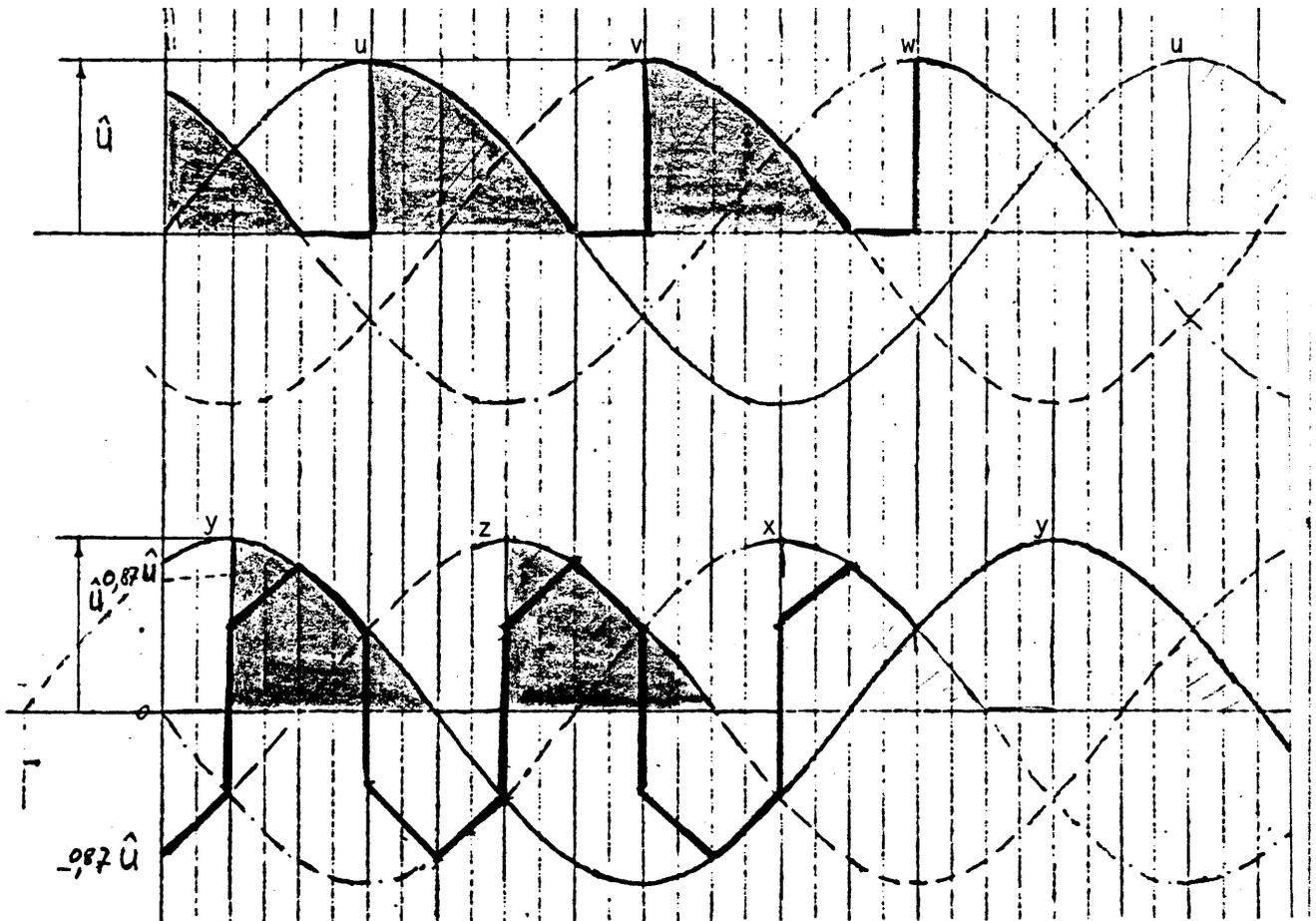


Figure 21

Tension sur la bobine d'interphase pour $\alpha = 60^\circ/\alpha_0$

$f = 150 \text{ Hz}$

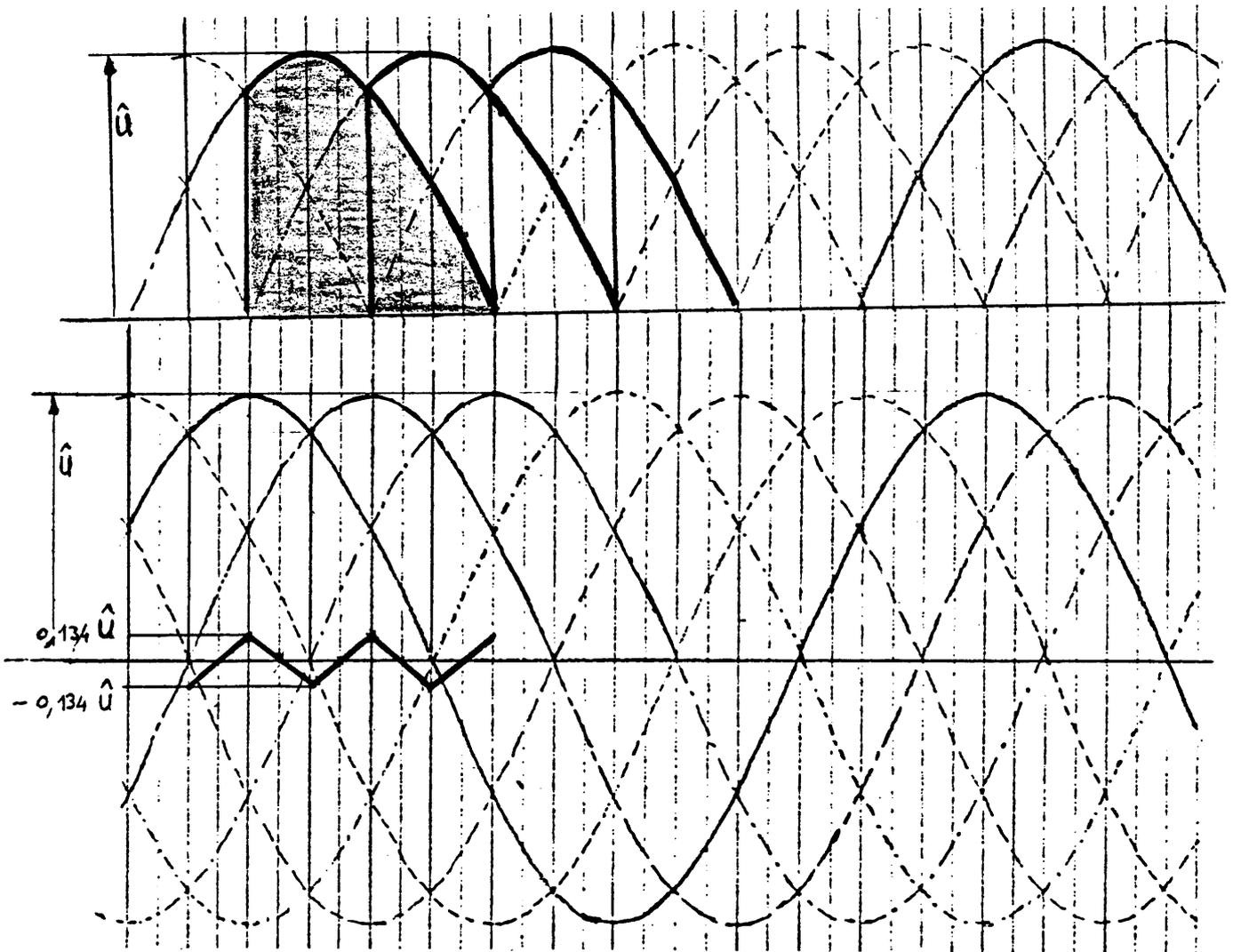


Figure 22

Tension sur la bobine d'interphase pour $\alpha = 30^\circ/\alpha_0$

$$f = 300 \text{ Hz} = 50 \times 6 = 50 \times \frac{12 \text{ cm}}{2 \text{ cm}} = 50 \times \frac{360^\circ}{60^\circ}$$

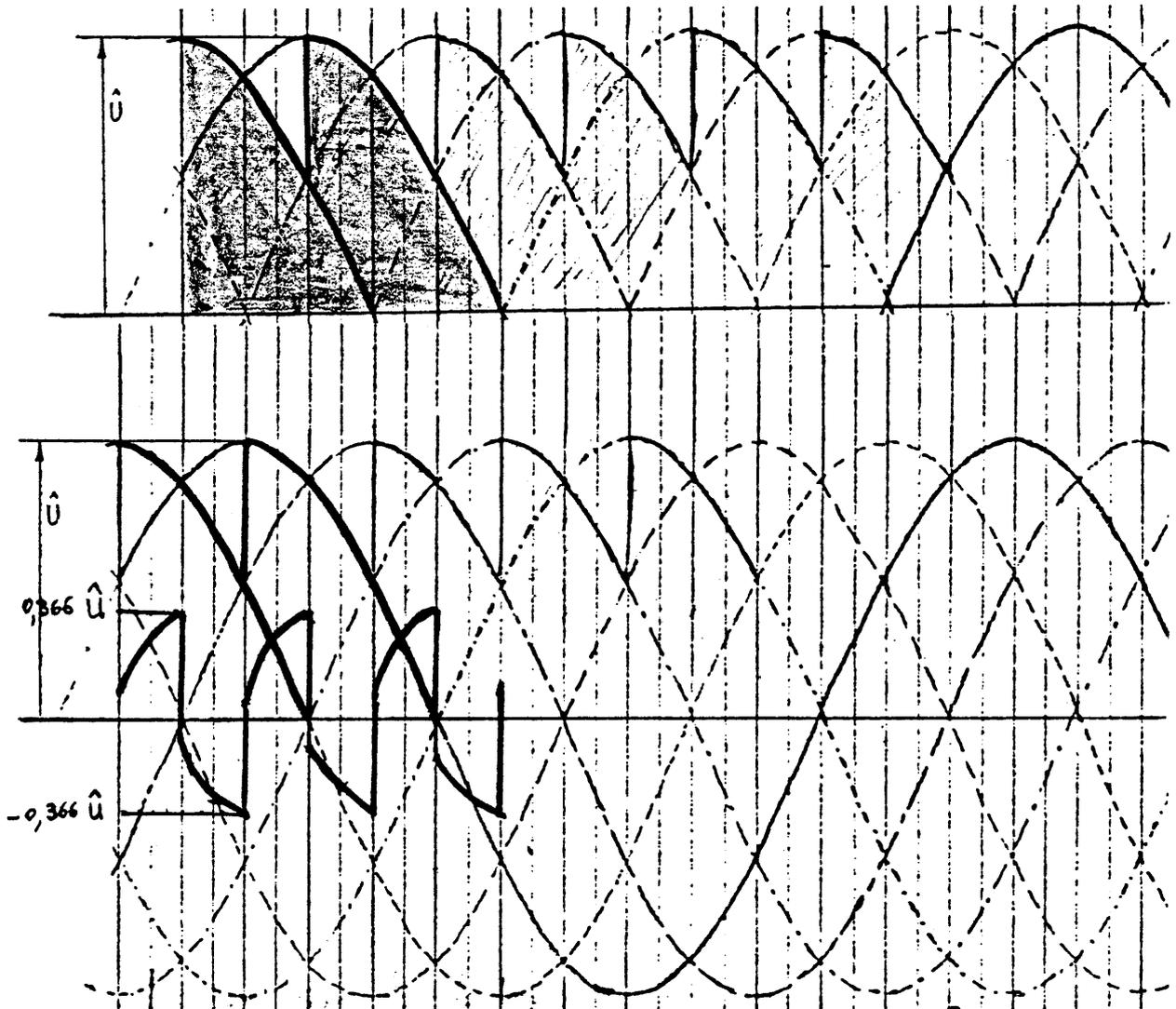


Figure 23

Tension sur la bobine d'interphase pour $\alpha = 60^\circ/\alpha_0$

$f = 300 \text{ Hz}$

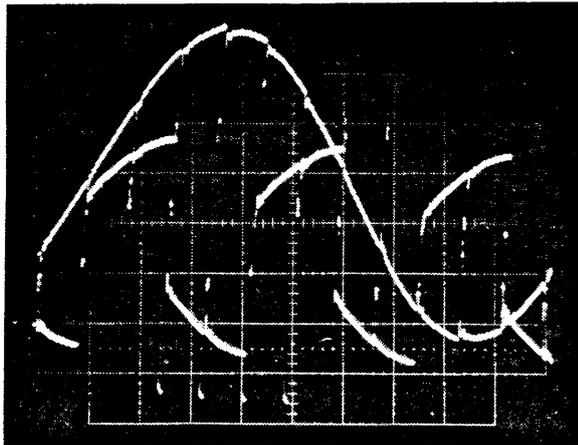


Figure 24

Bobine d'absorption 150 Hz (pont B)
30 V/cm (signal bobine)
20 V/cm (signal réseau)
2 ms/cm
 $I_c = 5000$ A
 $\alpha = 60^\circ$

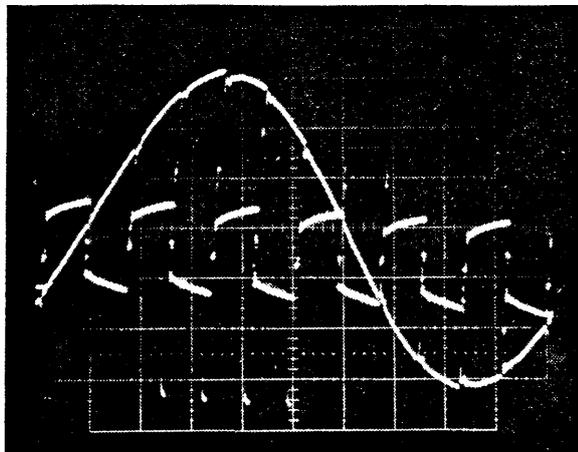


Figure 25

Bobine d'absorption 300 Hz.
30 V/cm (sinusoïde réseau 20 V/cm),
2 ms/cm
 $I_d = 5000$ A
 $\alpha = 60^\circ$

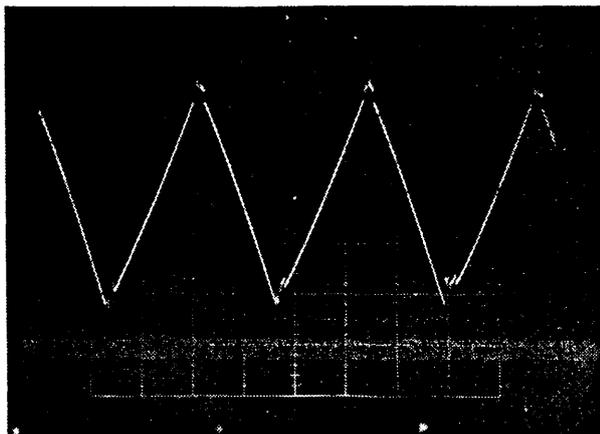


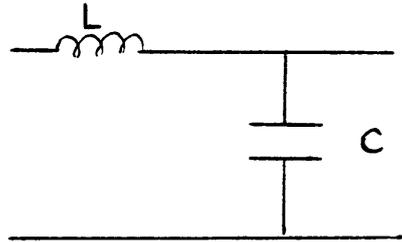
Figure 26

Signal issu de la sonde à effet
Hall (bobine 300 Hz).
 $I_c = 5000$ A
50 mV/cm
1 ms/cm

2.5 Filtre passif

2.5.1 Fréquence de coupure

La fréquence de coupure du filtre a été choisie à 90 Hz.



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Figure 27

Ceci nous a conduit à prendre les valeurs de $L = 10 \mu\text{H}$ et $C = 0,36 \text{ F}$.

De plus, on a incorporé une branche d'amortissement, ce qui nous donne le schéma suivant (référence 3):

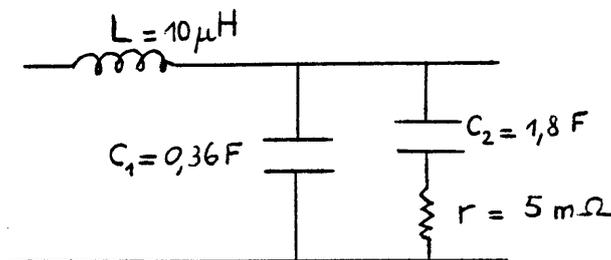


Figure 28

2.5.2 Détermination de l'inductance parasite

En fait, le câblage de la branche de 0,36 F introduit une inductance parasite L_p (figure 29).

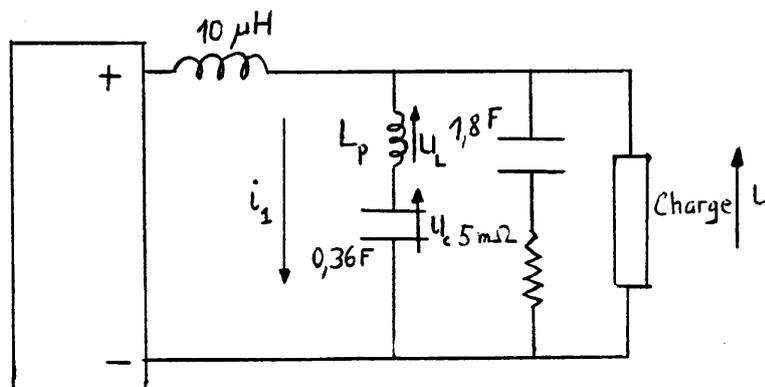


Figure 29

Evaluation de cette inductance (fig. 30)

D'après la photo 31, on a $0,2 V_{cc}$ aux bornes de la $0,36 F$ (600 Hz). Soit

$$(i_1)_{600 \text{ Hz}} = 0,2 \times 0,36 \times 2\pi \cdot 600 = 271 \text{ A}$$

$$(i_1)_{600 \text{ Hz eff}} = \frac{271}{2\sqrt{2}} = 96 \text{ A} .$$

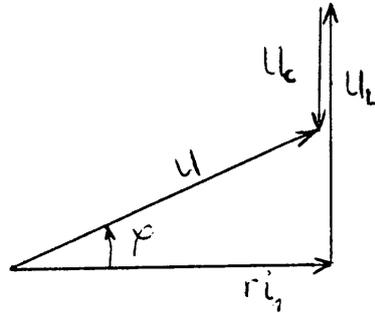


Figure 30

On a

$$|U_L|_{600 \text{ Hz}} = |U| + |U_c|_{600 \text{ Hz}}$$

D'après la photo 32, on a $|U| \approx 1,5 \text{ V}$

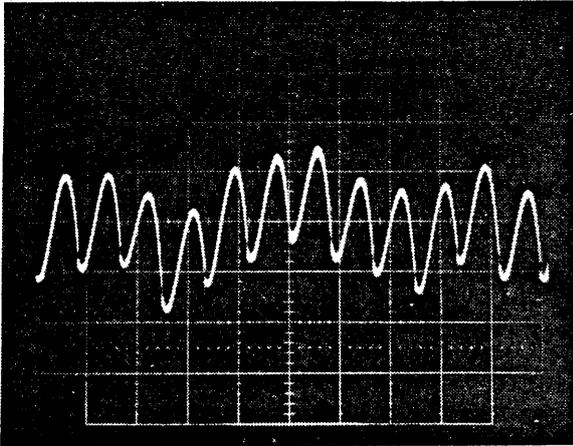
donc

$$(U_L)_{600 \text{ Hz cc}} = 1,5 + 0,2 = 1,7 V_{cc}$$

$$U_L = L_p \omega i_1$$

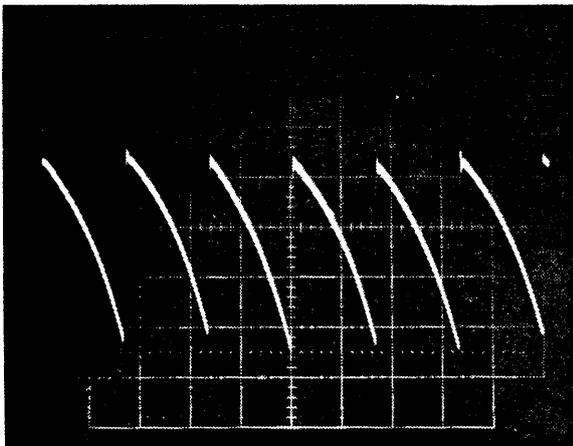
$$L_p = \frac{1,7}{2\pi \cdot 600 \cdot 271} = 1,66 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$L_p \approx 1,7 \mu\text{H} .$$



Signal aux bornes des condensateurs
(branche 0,36 F)
 $I_c = 1000 \text{ A}$
100 mV/cm
2 ms/cm

Figure 31



Signal à la sortie du redresseur
 $I_c = 1000 \text{ A}$
500 mV/cm
1 ms/cm

Figure 32

2.5.3 Mesure de la résistance d'amortissement

Montage redresseurs en parallèle (fig. 33) :

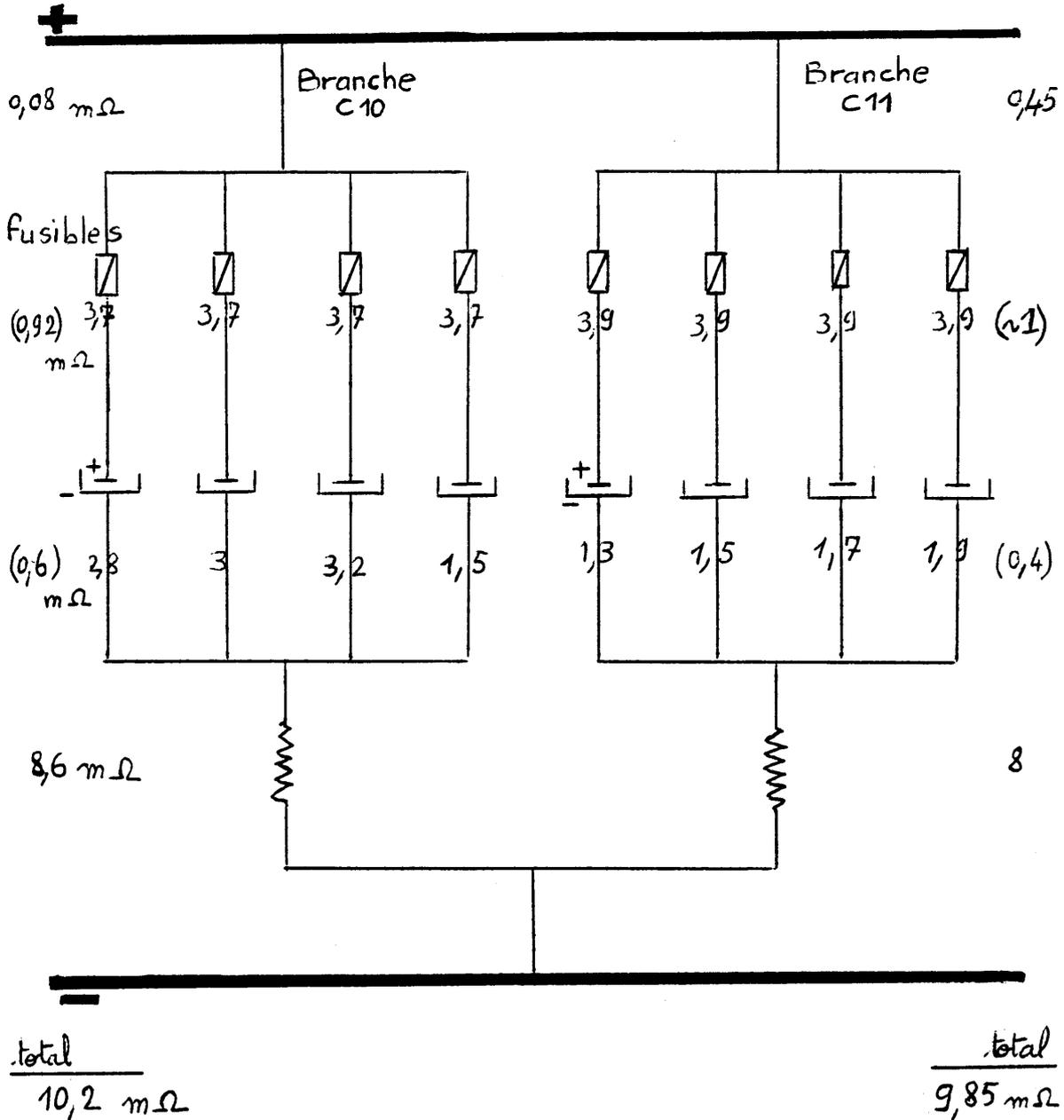


Figure 33

En comptant toutes les résistances qui entrent en jeu dans la branche d'amortissement, on a une résistance équivalente R_a de

$$\frac{1}{R_a} = \frac{1}{10,2} + \frac{1}{9,85} \Rightarrow R_a = 5 \text{ m}\Omega .$$

2.5.4 Courbes théoriques obtenues par simulation

Le schéma équivalent du filtre étant maintenant déterminé, on a pu faire des évaluations des tensions et courants dans les différentes branches du filtre passif.

A partir d'un programme ("LAPLACE" de Umstätter sur la CDC 7600 du CERN), on calcule les signaux dans le domaine temporel à partir des fonctions de transfert.

Les figures 34 et 35 en donnent un exemple.

Le programme "Calculator Network Analysis Program" qui travaille sur le calculateur HP 9820 A nous a permis de tracer les caractéristiques, dans le domaine des fréquences, de plusieurs configurations (figure 36).

La courbe (1) est la réponse (V_{out}/V_{in}) du filtre théorique

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{LC_1}} = 90 \text{ Hz}$$

$$A = \frac{C_2}{C_1} = \frac{1,8 \text{ F}}{0,36 \text{ F}} = 5 .$$

La courbe (2) est la réponse (I_{out}/V_{in}) du filtre sur une charge déterminée (aimant à septum $2,5 \mu\text{H}$ et $0,2 \text{ m}\Omega$).

La courbe (3) est la même réponse (I_{out}/V_{in}) mais en tenant compte de l'inductance parasite de $1,7 \mu\text{H}$ dans la branche de condensateurs de $0,36 \text{ F}$.

D'après la formule tirée de la référence 3

$$\frac{E_{in}}{E_{out}} = \sqrt{\frac{1 + A^2 B^2 \chi^2}{[1 - \chi^2(1 + A)]^2 + [AB\chi(1 - \chi^2)]^2}} ,$$

où

$$A = \frac{C_2}{C_1}$$

$$B = \frac{r}{\omega_0 L} \text{ (voir figure 28)}$$

$$\chi = \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} ;$$

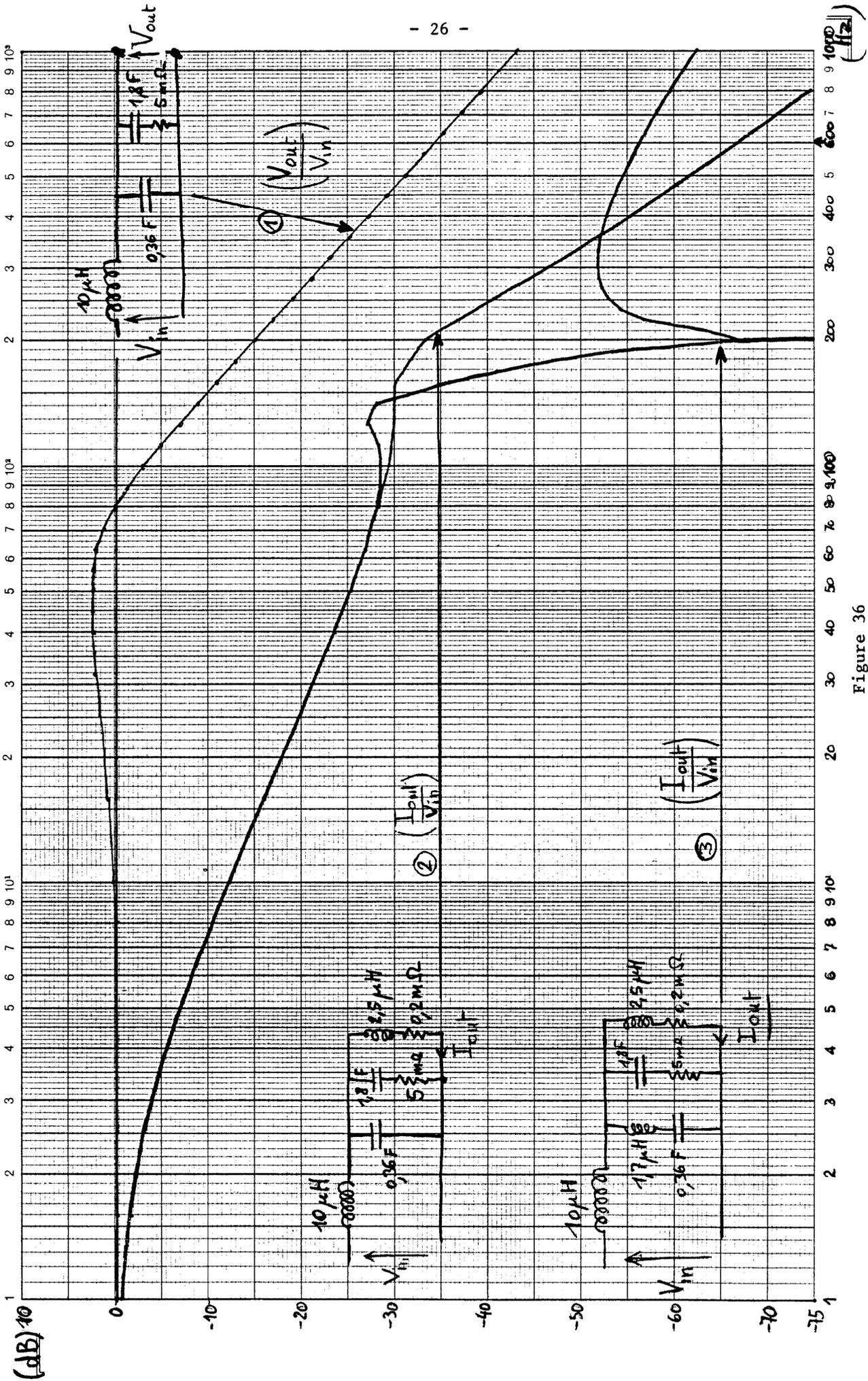


Figure 36

si l'on applique à notre cas particulier

$$A = 5, \quad B = 0,88$$

a) Cas où $f = 600 \text{ Hz} \Rightarrow \omega = 2\pi \cdot 600 \text{ rad/s}$, $\chi = 6,67$

$$\frac{E_{in}}{E_{out}} = 0,0225$$

soit une atténuation de $20 \lg 0,0225 = -33 \text{ dB}$ à 600 Hz .

b) Cas où $f = 50 \text{ Hz} \Rightarrow \omega = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$, $\chi = 0,55$

$$\frac{E_{in}}{E_{out}} = 1,4$$

soit un gain de 3 dB à 50 Hz .

Ces valeurs sont parfaitement vérifiées par ailleurs sur la courbe (1) de la figure 36.

Les résultats expérimentaux nous montrent une grande ondulation dans le courant à 50 Hz (voir figure 14).

On a observé le signal, à la sortie du redresseur (ou à l'entrée du filtre passif) et les photos 38 à 40 nous montrent les résultats.

A partir de cela, on a fait la simulation suivante:

Circuit équivalent

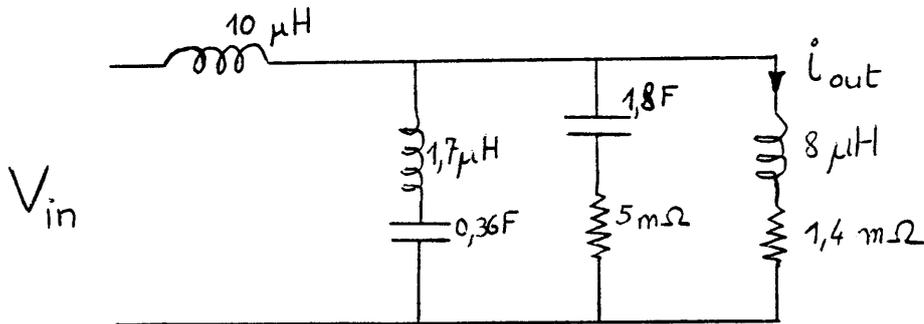


Figure 37

On a entré la tension V_{in} , donnée par la figure 41. Ce sont des arcs de cosinus avec $1,667 \text{ ms}$ de période (600 Hz) auxquels on superpose une sinusoïde ayant 20% de l'amplitude du 600 Hz et 20 ms de période (50 Hz).

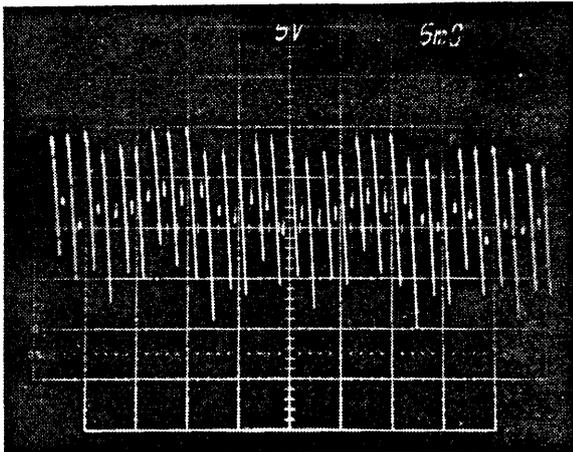


Figure 38

Composante alternative du signal à la sortie du redresseur (point 70 sur la figure 1 en annexe).

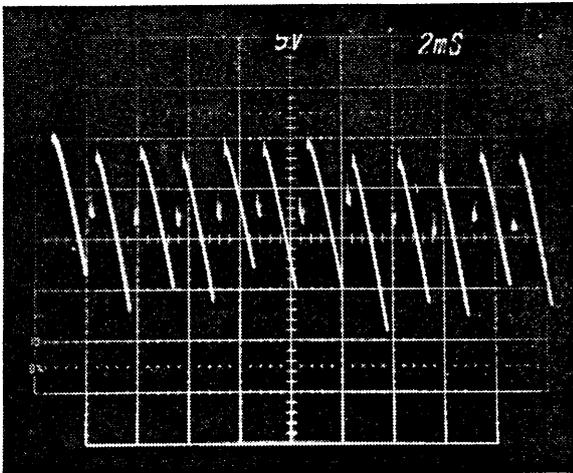


Figure 39

Même signal que ci-dessus, avec un balayage plus rapide.

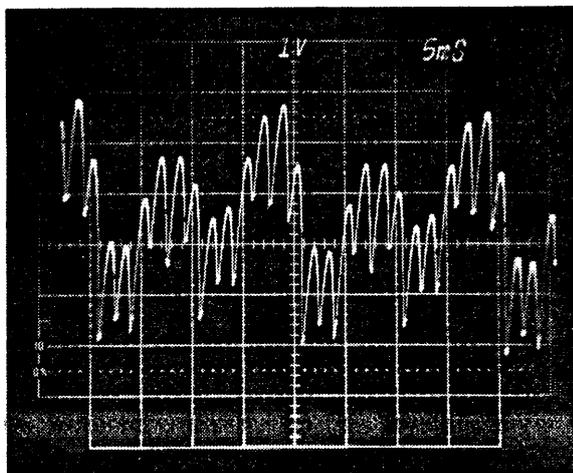


Figure 40

Même signal que la figure 38, mais cette fois-ci filtré entre 0 et 100 Hz. Pour un courant de palier de 12000 A on a un ΔV_{cc} (50 Hz) \approx 2,5 V.

D'après les figures 39 et 40:

$$\Delta V_{cc} (600 \text{ Hz}) \approx 13 \text{ V}$$

$$\Delta V_{cc} (50 \text{ Hz}) \approx 2,5 \text{ V}$$

$$\frac{2,5}{13} = 0,19 \approx 20\% .$$

Le résultat simulé par le circuit de la figure 37 est donné par la figure 42.

On a un ΔI_{cc} (50 Hz) de 47 A, pour 0,2 V_{cc} d'ondulation à l'entrée.

Or, on a (figure 40) un ΔV_{cc} (50 Hz) de 2,5 V, pour un courant de palier dans la charge de 12000 A.

Soit

$$\frac{47 \times 2,5}{0,2} = 588 \text{ A}$$

de ΔI_{cc} prévu par la simulation.

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{588}{12000} = 4,9 \times 10^{-2}$$

$$\left(\frac{\Delta I}{I} \right)_{50 \text{ Hz}} \approx 5\% \text{ pour } I = 12000 .$$

La réalité nous donne en fait 1%, soit :

$$(10 \times 10^{-3}) \text{ à } 50 \text{ Hz} .$$

$$\mathcal{L}[\cos at + \sin(a(t-t_0))] = \frac{s}{s^2+a^2} + \frac{a \cdot z}{s^2+a^2} \quad (600 \text{ Hz}) + 20\% (50 \text{ Hz})$$

$$z = e^{-st_0}$$

$$a = \frac{\pi}{2t_0}$$

$$b = \frac{2\pi}{t_1}$$

$$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{s+a\beta}{s^2+a^2} \cdot \frac{1}{1-\beta} + 0.2 \frac{b}{s^2+b^2}\right] = y(t)$$

$$t_0 = 1.66 \text{ ms}$$

$$t_1 = 20 \text{ ms}$$

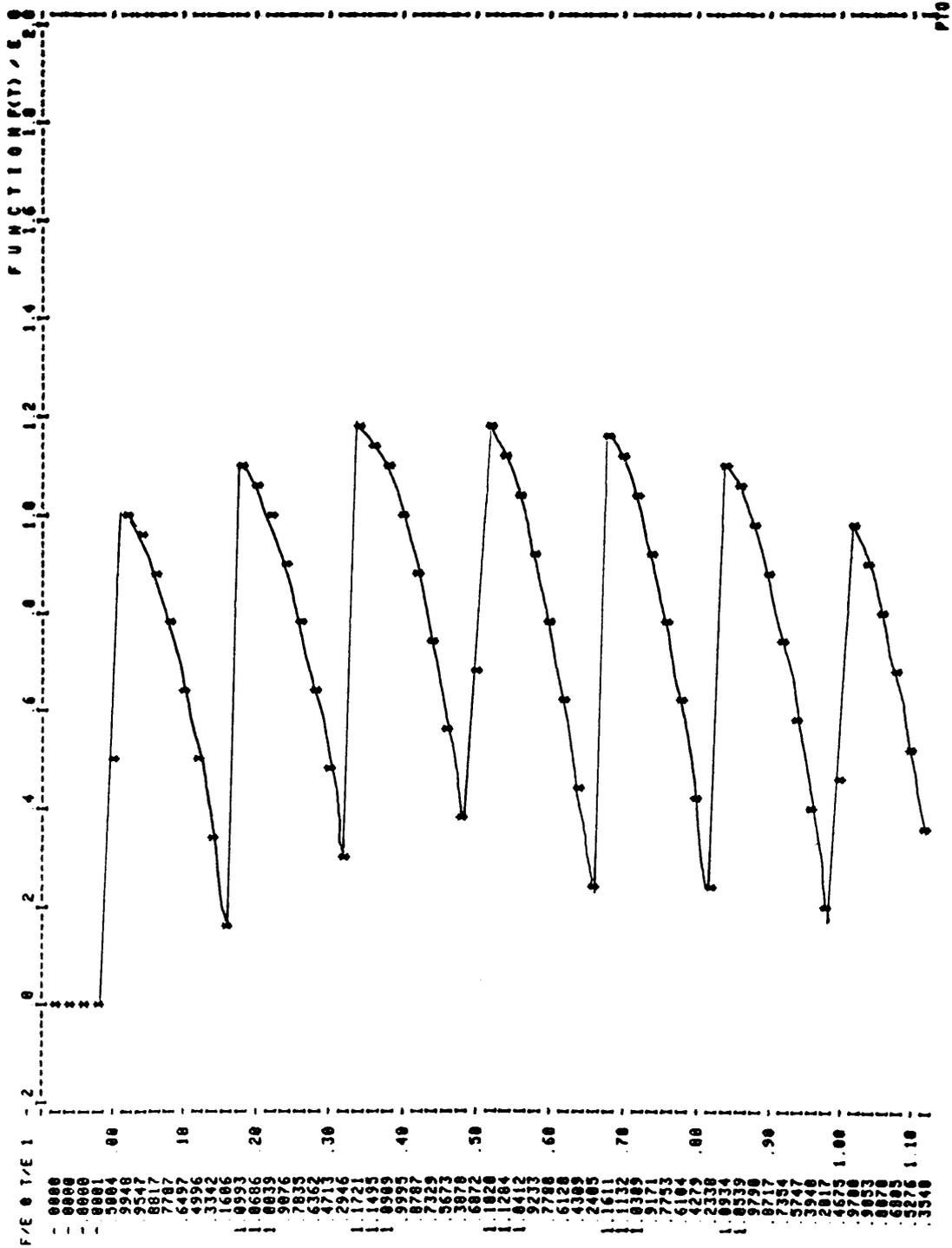


Figure 41

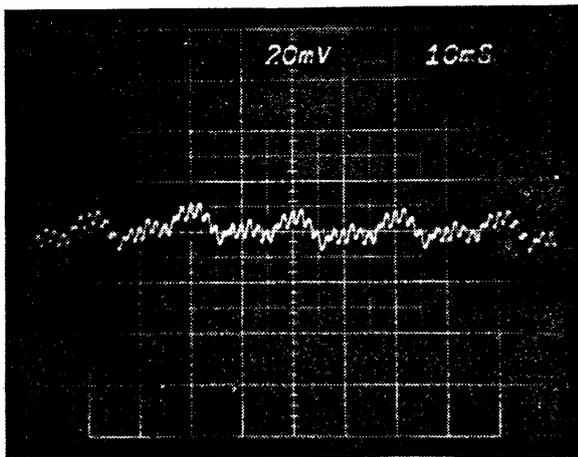
2.6 DC Current Transformer (DCCT) (DCCT)

Nous avons eu un problème avec l'un des noyaux du DCCT de Avel Lindberg.

La figure 43 montre le signal obtenu avec deux noyaux T_1 et T_2 connectés (celui appelé T_3 servant de filtre est déconnecté).

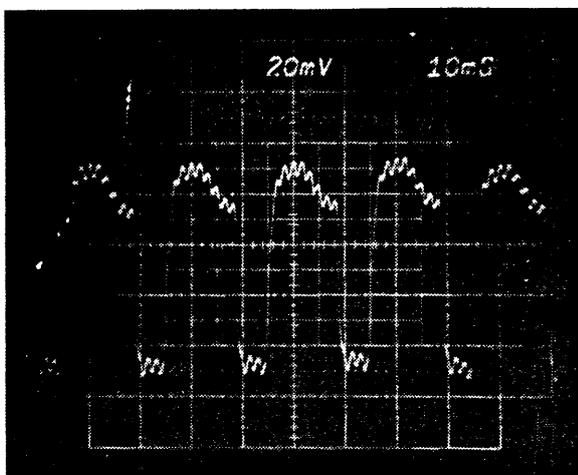
La figure 44 montre le même signal lorsqu'on connecte T_1 et T_3 (c'est T_2 qui sert de filtre et que l'on déconnecte).

Après contrôle avec les moyens du groupe ED, on s'est aperçu que le noyau T_3 avait 100 spires de plus que la normale (5000 spires).



Signal recueilli sur une résistance de mesure ($2,5 \Omega$) lorsque les deux noyaux du DCCT sont corrects.

Figure 43



Même signal que ci-dessus avec l'un des noyaux comportant un défaut dans le nombre de spires.

Figure 44

3. REFROIDISSEMENT

3.1 Aspect thermique

On trouvera ci-dessous la relation qui donne le débit d'eau nécessaire pour évacuer une puissance thermique dissipée dans une charge :

$$\text{Energie électrique dissipée} \quad E_{\text{el}} = RI^2 t$$

$$\text{Energie à évacuer par une masse } m \quad E_{\text{cal}} = 4,18 mc\Delta\theta$$

(E est exprimé en J, R en Ω , I en A, t en s, m en g, c en cal/°Cg, θ en °C).

$$E_{\text{el}} = E_{\text{cal}} \Rightarrow \frac{m}{t} = \frac{RI^2}{4,18 c\Delta\theta}$$

pour l'eau $c = 1$ et si l'on veut exprimer m/t en litres/minute, on a

$$\frac{m}{t} = D = 60 \times \frac{RI^2}{4,18 \Delta\theta} \times 10^{-3}$$

$$D = 1,435 \times 10^{-2} \frac{RI^2}{\Delta\theta}$$

(D est exprimé en l/min, RI^2 en W, $\Delta\theta$ en °C).

3.2 Tableau de réglage

Le tableau ci-dessous indique les valeurs mesurées en novembre 1978 au laboratoire sur l'alimentation:

ARMOIRE PUISSANCE					
No. vanne	Nom	Débit calculé	Débit réglé (l/min)	ΔP calculé	ΔP mesuré (at)
D ₁	Autotransformateur	4	6	2	6
D ₂	Primaire transfo	6	7,5	3	6
D ₃	Secondaire transfo	12	13,5	5,4	5,9
D ₄	Bobines d'absorption (150 Hz)	6	7	2	6
D ₅	Thyristors	48	50	3,5	5,9
ARMOIRE ELECTRONIQUE					
D ₆	Résistances d'amortissement + Diodes roue libre + Plages de cuivre	6	7	2,6	6,5
D ₇	Bobines d'absorption (300 Hz) + Bobine filtrage	8	9,5	4,6	6,6
D ₈	Câbles refroidis à eau	15	16,5	6,5	6,4

3.3 Températures mesurées

Avec la prise de l'autotransformateur sur la position 162 V, on a fait pulser l'alimentation à 16000 A sur un court-circuit.

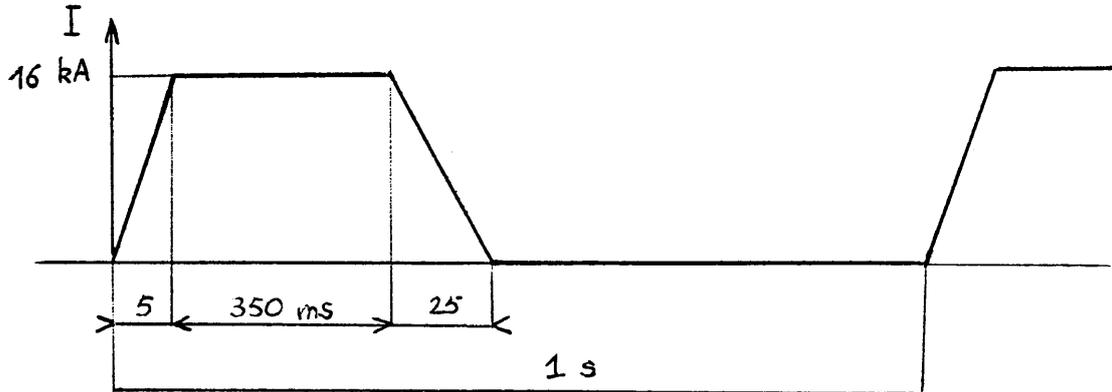


Figure 45

Après 1 h de fonctionnement, on avait

Prise de sortie de l'autotransformateur	42°C
Bobine autotransformateur (cuivre)	30°C
Fer autotransformateur	36°C
Plage des thyristors (pont B)	29°C
Câbles venant des thyristors (150 mm ²)	42°C
Bobine d'absorption (cuivre)	34°C
Connexion entre bobine (300 Hz) et bobine de filtrage	46°C
Plage de cuivre supérieure (sortie négative)	49°C

<u>Température de l'eau:</u>	Température à l'entrée	
sortie autotransformateur		31°C
sortie primaire transfo		40°C
sortie secondaire transfo		37°C
sortie thyristors		28°C
sortie bobines d'absorption		43°C
sortie bobine absorption + bobine filtrage		41°C
sortie résistance amortissement + diodes roue libre		30°C
sortie câbles à eau		35°C
	Température à l'entrée	26°C

4. REGULATION

Cette alimentation n'ayant pas été prévue avec un filtre dynamique (banc de transistors), on a réalisé une boucle rapide de tension, incluse dans une boucle lente de courant (figure 46 en annexe).

Le contrôle en boucle fermée se fait uniquement sur les impulsions d'allumage des thyristors.

Les trois tiroirs utilisés pour l'électronique d'allumage ont été développés au groupe ED.

4.1 Boucle de tension

Etant donné la conception de la bobine d'absorption à 300 Hz (pour faciliter le passage de redresseurs parallèle en redresseurs série), on a deux points-milieux:

De ce fait, les signaux ne sont pas tout à fait identiques sur chacun de ces points; on a donc fait une sommation de ces signaux pour être utilisé comme signal de contre-réaction de la boucle tension.

La figure 47 en donne le schéma de principe:

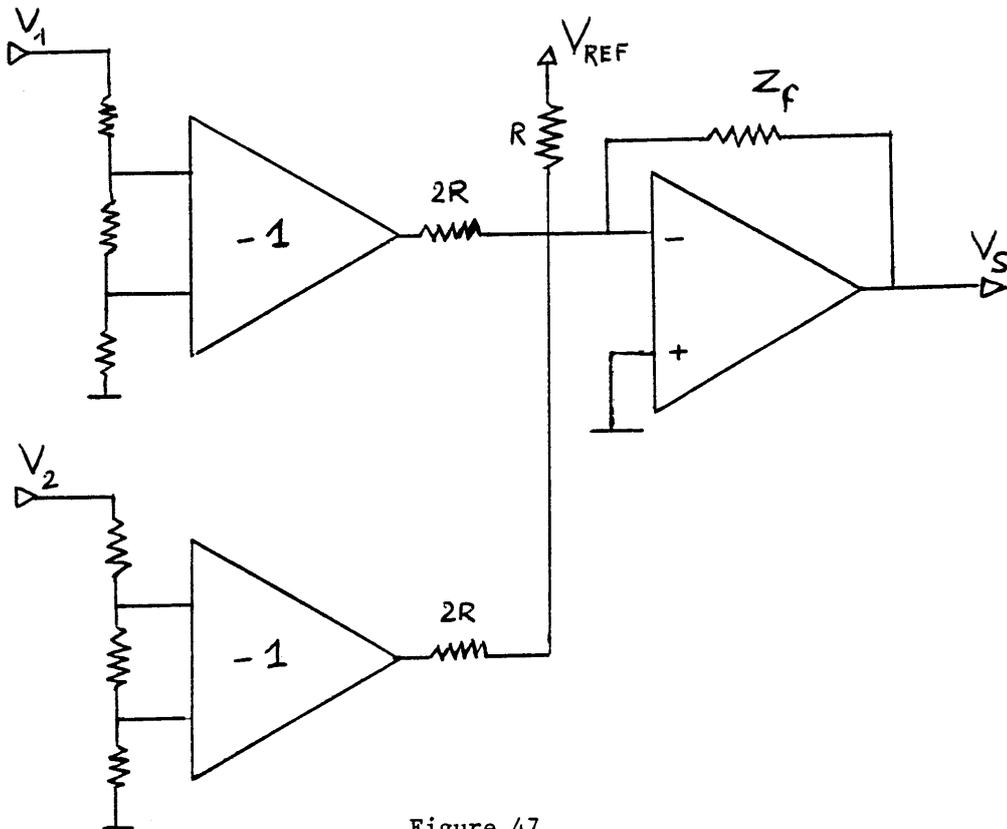


Figure 47

$$V_s = -Z_f \left[\frac{V_{REF}}{R} + \frac{-V_1}{2R}\beta + \frac{-V_2}{2R}\beta \right]$$

β est le facteur de réduction entre la tension V_1 (ou V_2) et celle appliquée à l'entrée des amplificateurs opérationnels de gain (-1).

Si on considère $V_1 \approx V_2 = V_E$ ($\beta = 1/4$) la fonction de transfert se réduit à:

$$V_s = -\frac{Z_f}{R} [V_{REF} - \beta V_E].$$

Ceci nous donne le schéma équivalent suivant:

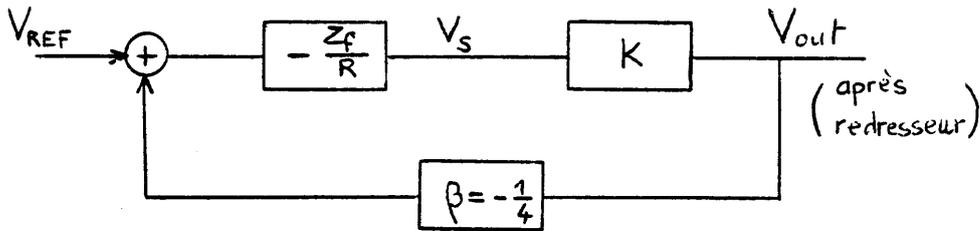


Figure 48

K est la fonction de transfert comprenant les redresseurs (à thyristors).

Avec ce type de montage, on ne peut pas dépasser une fréquence de coupure au-delà de 150 Hz sans entrer en oscillation.

Ceci nous détermine une valeur minimum du condensateur à mettre dans l'intégrateur de la boucle de tension sachant que l'on a pris $R = 10 \text{ k}\Omega$

$$f_{c_{max}} = \frac{1}{2\pi RC_{min}} \Rightarrow C_{min} = 0,1 \mu\text{F}.$$

On a choisi $C = 0,2 \mu\text{F}$.

On ajoute en série avec le condensateur un potentiomètre, ce qui nous permet de modifier la fréquence de coupure de l'amplificateur.

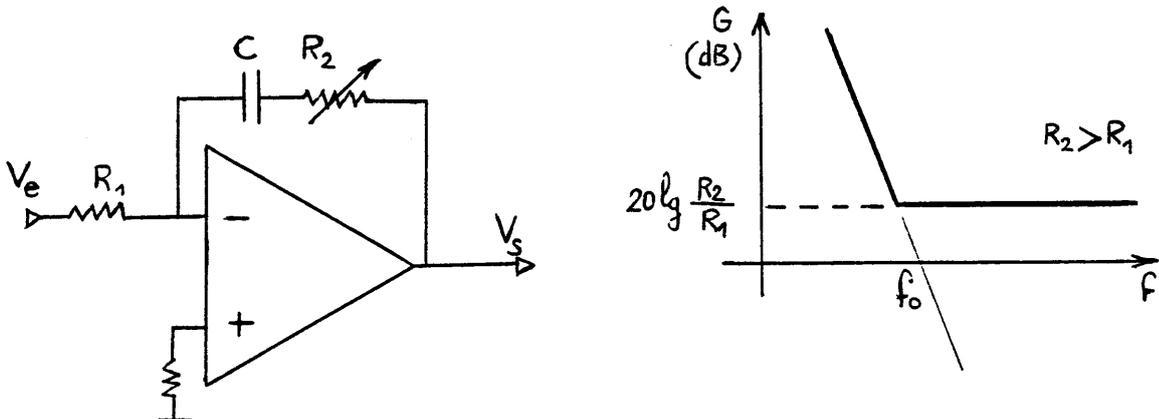


Figure 49

4.2 Boucle de courant

On doit maintenant prendre en compte les fonctions de transfert de la boucle de tension, du filtre passif, de la charge, et le rapport d'atténuation entre courant dans la charge et courant à la sortie du DCCT.

Ce qui donne le schéma équivalent de la figure 50.

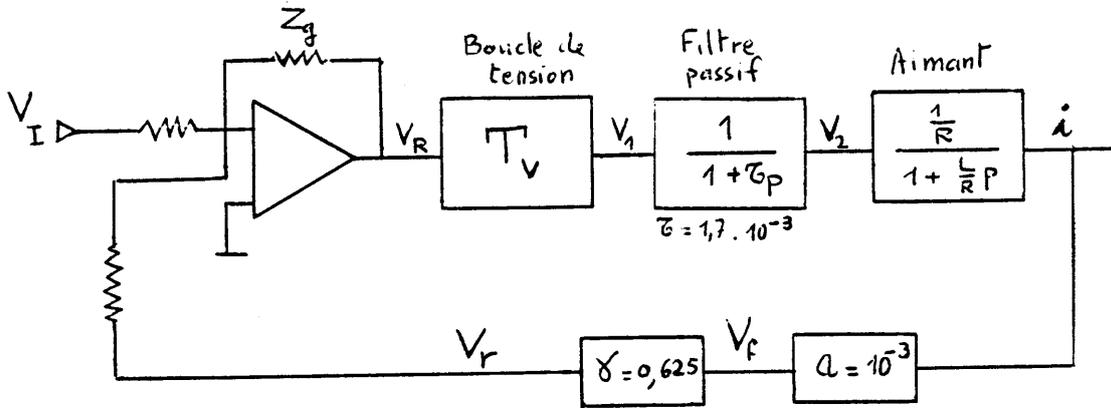


Figure 50

Lorsqu'on porte ces différentes fonctions de transfert sur un diagramme de Bode, on s'aperçoit que dans la gamme des valeurs de charges possibles, si l'on veut couper l'axe des fréquences avec une pente de -20 dB/décade afin de s'assurer une stabilité du système, on ne doit pas aller au-delà de 40 Hz.

Ce qui, toujours avec $R = 10$ k Ω , conduit à une valeur minimum de condensateur à mettre sur l'intégrateur de la boucle de courant égale à $0,39$ μ F.

On a choisi $0,43$ μ F. Ici aussi on a mis un potentiomètre en série de 100 k Ω avec ce condensateur.

Dans la figure 50, γ représente un facteur d'adaptation entre le 16 V maximum que peut sortir le DCCT et les 10 V maximum utilisés pour la contre-réaction de la boucle de courant.

4.3 Temps de montée et de descente

On peut ajuster ces temps à l'aide de deux potentiomètres se trouvant sur la carte de régulation (figure 46 en annexe).

La photo 51 nous montre l'impulsion de courant obtenue avec un temps de montée de 10 ms pour un I_p de 8000 A.

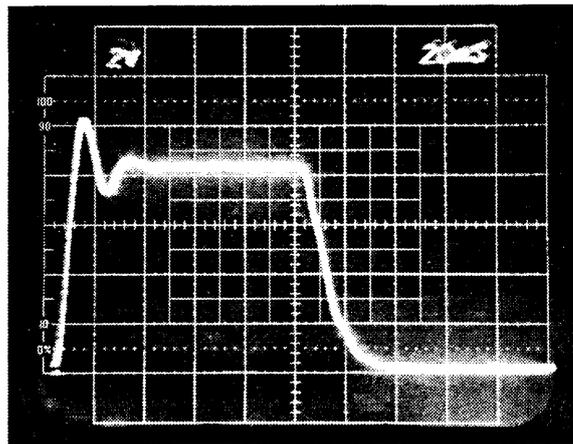


Figure 51

4.4 Ondulation de courant en palier

La spécification était donnée pour un

$$\frac{\Delta I}{I} \leq \pm 2 \times 10^{-3} .$$

La figure 12 nous montre pour un $I_p = 5000$ A

$$\left(\frac{\Delta I_{PP}}{I_p} \right)_{600 \text{ Hz}} = \frac{0,010 \text{ V}}{5 \text{ V}} = 2 \times 10^{-3}$$

$$\left(\frac{\Delta I_{PP}}{I_p} \right)_{50 \text{ Hz}} = 10 \times 10^{-3} .$$

La figure 52 ci-dessous est faite pour un courant de 12 kA; on a

$$\left(\frac{\Delta I_{PP}}{I_p} \right)_{600 \text{ Hz}} = \frac{0,012}{12} = 10^{-3}$$

$$\left(\frac{\Delta I_{PP}}{I_p} \right)_{50 \text{ Hz}} = \frac{0,120}{12} = 10 \times 10^{-3} = 10^{-2} .$$

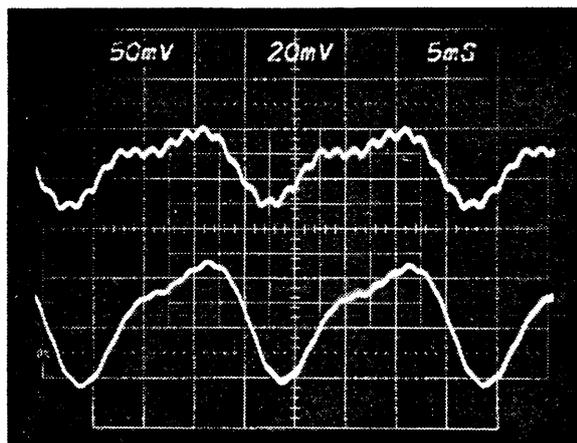


Figure 52

$$I_p = 12000 \text{ A}$$

- 1) tension redressée filtrée
(20 mV/cm)
- 2) courant dans la charge
(50 mV/cm)

La reproductibilité est conforme à la spécification, c'est-à-dire

$$\frac{\Delta I}{I_p} \leq \pm 5 \times 10^{-3}$$

sur 24 heures.

5. ELECTRONIQUE

La porte de l'alimentation incluant toute l'électronique est composée:

- châssis mécanique CAMAC,
- châssis de commande,
- châssis de sécurités,
- alimentation auxiliaire 48 V continu.

Un dossier complet "SPG test" donne le détail de tous les schémas électriques et électroniques composant tous ces modules de contrôle et de régulation.

6. CONCLUSION

Cette alimentation de puissance fonctionne maintenant depuis plus d'une année et a permis de tester plusieurs septa dont ceux construits pour l'Accumulateur d'Antiprotons (référence 4).

Elle mériterait une continuation d'études (dissymétries des lignes, saturation du DCCT, filtre passif, etc.) pour améliorer ses performances actuelles.

Si on peut lui adjoindre dans le futur un filtre dynamique, on pourrait avoir là une alimentation de réserve pour l'éjection lente actuelle 61/62, avec les caractéristiques requises.

Remerciements

Je voudrais remercier D. Bloess et R. Bertolotto pour leur soutien dans la réalisation de ce projet. D. Boimond et G. Molinari ont permis de mener la réalisation de ce projet jusqu'au bout avec un maximum d'efficacité. B. Boileau nous a permis d'avoir un environnement de travail prêt à recevoir cette alimentation (place, électricité, etc.).

Les discussions avec les personnes du groupe ED de R. Mosig, et tout particulièrement L. Coull m'ont permis de faire avancer à grands pas tous les problèmes de régulation et les problèmes relatifs au DCCT.

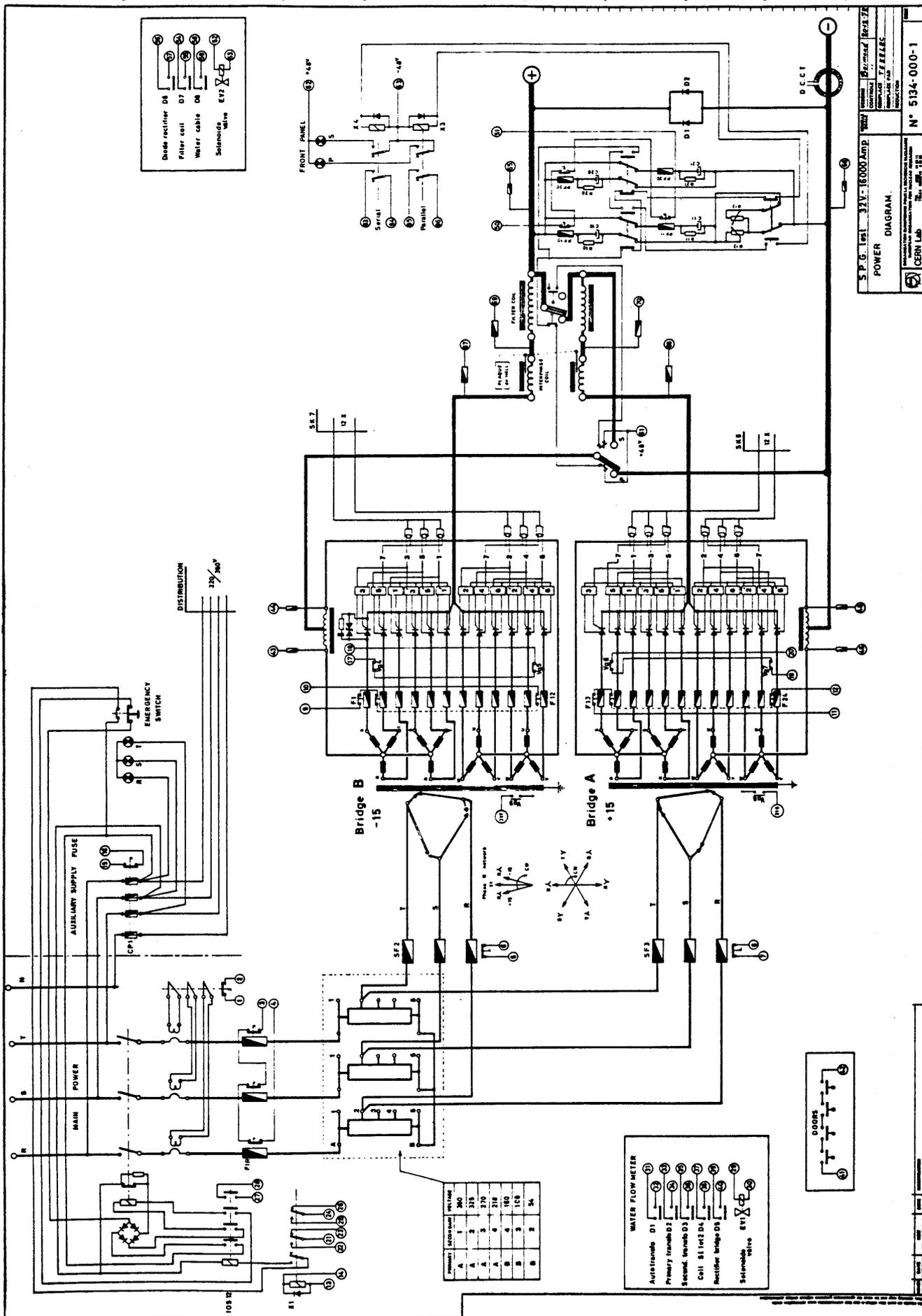
Je terminerai en mentionnant ici les fructueuses discussions que j'ai eues avec G. Baribaud, M. Benedetti et H. Umstätter.

REFERENCES

- 1) R. Bertolotto, Proposition pour la construction d'une alimentation de test, Note PS/AE/77-2.
- 2) M. Lehéricey, Tekelec (Fresnes, France), Alimentation de courant TE32-16000P.
- 3) J.G. Cottingham, Passive filter for the converted AGS flat-top, 10 November 1965.
- 4) B. Boileau, Rapport de mesures de champ magnétique sur aimant $p\bar{p}$, Note PS/EI/80-1.

* * *

- G. Héritier, Thyristor three-phase bridge rectifiers ($n = 6$), Note MPS/ED/74-9.
- M. Benedetti, The ripple in controlled rectifier systems for inductive loads, Note PS/SM/78-11.
- R. Mascarín, Redresseurs industriels à semi-conducteurs (Ed. Eyrolles, Paris, 1973).



S.P.O. Tel. 32V-16000 Amp

POWER DIAGRAM.

REVISIONS

NO.	DESCRIPTION	DATE
1	INITIAL DESIGN	11/11/52
2	REVISION	11/11/52

DESIGNED BY: J. F. L. L. L. C.

CONSTRUCTION: J. F. L. L. C.

PROJECT NO. N° 5134-000-1

LABORATORY: ICRN LAB. Tel. 32V-112

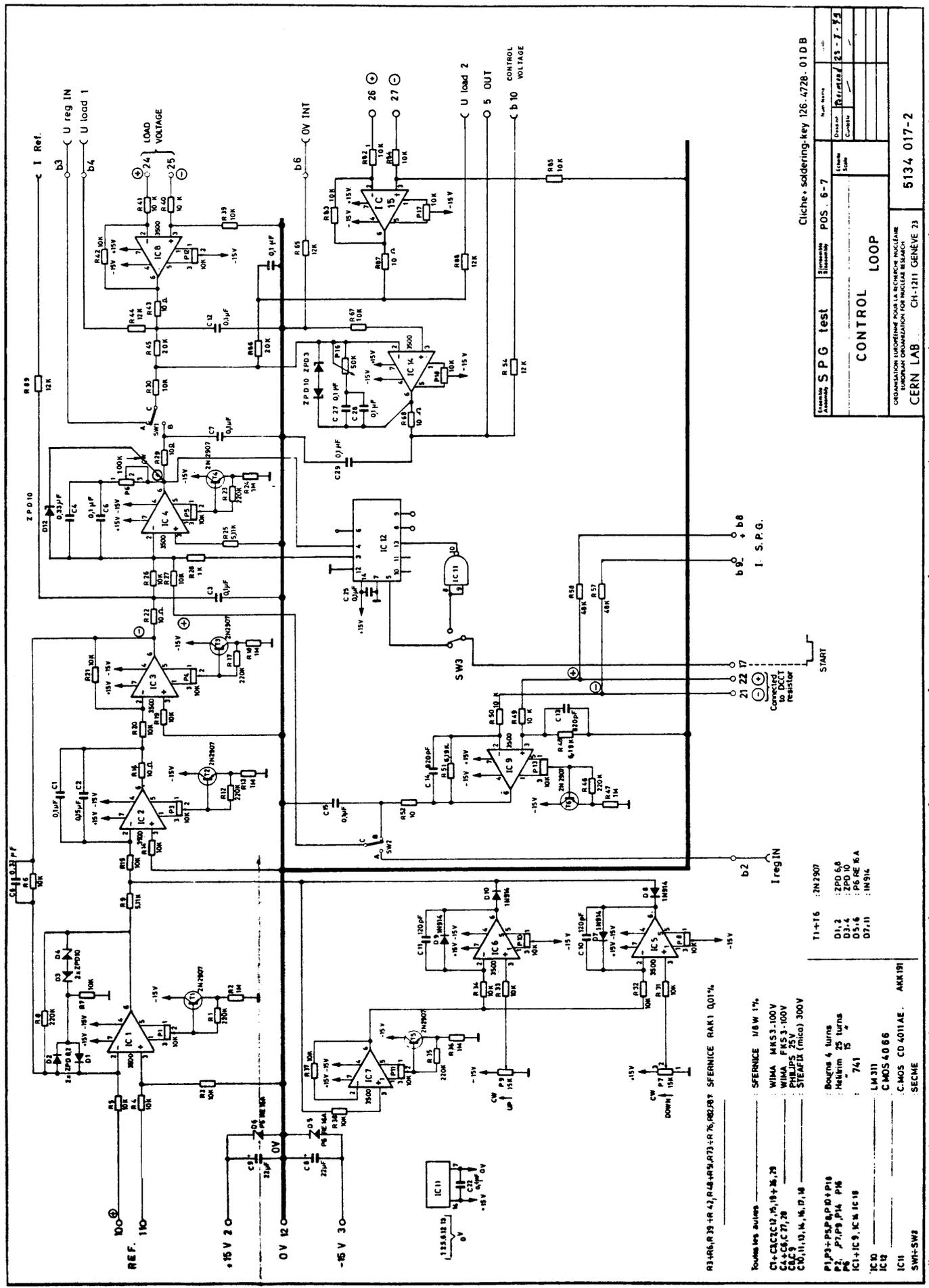
Component	Quantity	Value
A	1	200
A	2	215
A	3	270
A	4	210
A	5	180
B	3	100
B	2	50

WATER FLOW METER

- Auto transfer D1
- Primary transfer D2
- Secondary transfer D3
- Cell S1 1v2 D4
- Rectifier bridge D5
- Solenoid

- Diode rectifier D4
- Filter coil D7
- Water cable D6
- Solenoid Valve S12

D.O.D.B.



Cliche • soldering-key 126.4728-010 B

Approved	Drawn	Checked	Scale
SPG test	POS 6-7	123-1-73	
CONTROL LOOP			
ORGANISATION EUROPEENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH CERN LAB. CH-1211 GENEVE 23			
5134 017-2			

T1+T6 : 7N2507

- D1,2 : ZPD 6,8
- D3,4 : ZPD 10
- D5,6 : P6 RE 6.A
- D7,11 : 1N914

Resistors values : SPERNICE 1/8 W 1%

- C1+ C2, C10, 15, 18 + 36, 75
- C4 + C6, C7, 28
- C8, C9
- C10, 11, 12, 14, 16, 17, 18

- WIMA MKS3-100V
- WIMA FKS3-100V
- PHILIPS 75V
- STEAPLA (mica) 300V

- Bourges 4 turns
- Helikim 25 turns
- 741
- LM311
- CMOS 40 66
- C.MOS CD 4011AE
- ANX 191

- P1, P9 + PSP, P10 + P18
- P2, P7, P9, P14, P16
- IC1 + IC3, IC4, IC18
- IC2
- IC11
- SW1-SW2

R3, R6, R7, R9 + R12, R14, R15, R17, R18, R20, R21, R22, R23, R24, R25, R26, R27, R28, R29, R30, R31, R32, R33, R34, R35, R36, R37, R38, R39, R40, R41, R42, R43, R44, R45, R46, R47, R48, R49, R50, R51, R52, R53, R54