

AMELIORATION DES ALIMENTATIONS TEKELEC

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE REGULATION
POUR ALIMENTATIONS PULSEES DE HAUTES PERFORMANCES

M. Benedetti

TABLE DES MATIERES

	<u>Page</u>
1. INTRODUCTION ET RAPPEL DES NOTIONS DE BASE	1
1.1 Introduction	1
1.2 Rappel des notions de base	1
2. DESCRIPTION GENERALE	6
2.1 Caractéristiques et principe de fonctionnement	6
2.2 Etage de puissance	8
2.3 Banc de transistors "Ballast"	8
2.4 Inverseur électronique	11
3. ETUDE DES BOUCLES DE REGULATION	12
3.1 Description générale du rôle de chaque boucle	12
3.2 Etude détaillée des boucles	13
4. CONCLUSIONS ET PERFORMANCES OBTENUES	47
REMERCIEMENTS	
REFERENCES	
ANNEXES : Schémas Nos. 1 à 4	

1. INTRODUCTION ET RAPPEL DES NOTIONS DE BASE

1.1 Introduction

Cette étude a pour but de décrire successivement les principes et les calculs utilisés dans la réalisation des différents circuits électroniques qui constituent les diverses boucles de régulation nécessaires dans une alimentation de hautes performances. Pour faciliter la compréhension un bref rappel des notions de base utilisées dans cette étude nous a paru utile.

1.2 Rappel des notions de base

Dans un système bouclé représenté sur la figure 1.1

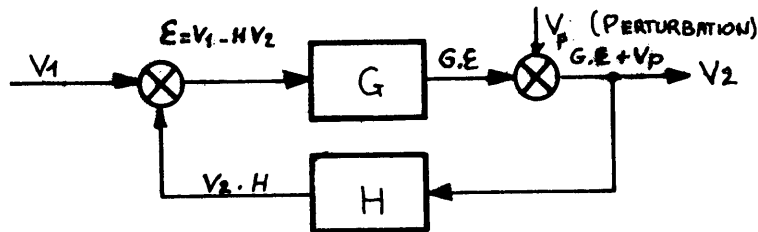


Fig.1.1

où V_1 est le signal d'entrée

V_p est un signal perturbateur se superposant au signal de sortie $G.E$

G et H respectivement les coefficients de transfert direct et de réaction.

On obtient facilement :

$$V_2 = \frac{G}{1 + H \cdot G} V_1 + \frac{V_p}{1 + H \cdot G} \quad (1)$$

$\frac{G}{1 + H \cdot G}$ est le gain en boucle fermée appliqué au signal d'entrée V_1 ,

$\frac{1}{1 + H \cdot G}$ est le facteur d'atténuation appliqué au signal perturbateur dans le système en boucle fermée.

$V_1 \times \frac{G}{1 + H \cdot G}$ est la partie de V_2 due au signal d'entrée V_1 ,

$V_P \times \frac{1}{1 + H \cdot G}$ est la partie de V_2 due au signal perturbateur V_P

Si $V_P = 0$ et $H \cdot G \gg 1$, on a $\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{H}$ (2)

Si $V_P = 0$ et $H \cdot G \ll 1$, on a $\frac{V_2}{V_1} = G$ (3)

Analyse de la stabilité

L'analyse des conditions de stabilité revient à analyser la condition donnant $1 + H \cdot G = 0$, soit $H \cdot G = -1$

Le système est stable si, pour $|G \cdot H| = 1$, on a $\phi < 180^\circ$.

Le système est instable si, pour $|G \cdot H| = 1$, on a $\phi \geq 180^\circ$.

La représentation de Bode consiste à porter en ordonnée le module du gain (ici $G \cdot H$) exprimé en décibel ($20 \log |G \cdot H|$) et en abscisse la fréquence. Le point $|G \cdot H| = 1$ est donc toujours situé sur l'axe 0 db. En regard de cette courbe on trace aussi la courbe de rotation de phase $\phi = f$ (fréquence), (figure 1.2).

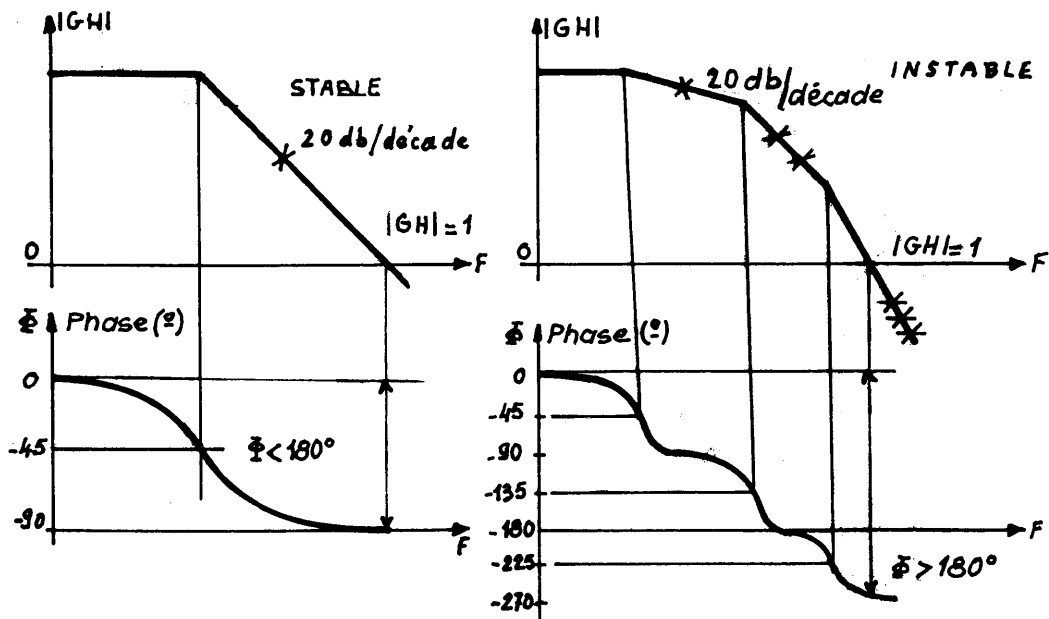


Figure 1.2

Exemple d'analyse de circuit

On considère le schéma de la figure 3 :

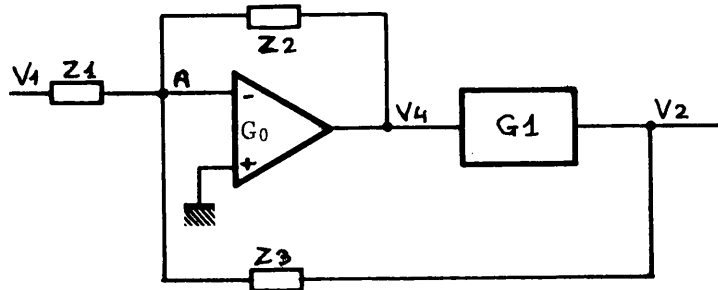


Figure 1.3

on cherche $\frac{V_2}{V_1}$ pour obtenir l'équation de Transfert en boucle fermée

$$G_1 = \frac{V_2}{V_4} \quad V_4 = \frac{V_2}{G_1} \quad (4)$$

- au point de somme A on peut écrire si $G_0 \Rightarrow \infty$

$$\frac{V_2}{Z_3} + \frac{V_1}{Z_1} = - \frac{V_4}{Z_2} \quad (5)$$

de (4) et (5) on déduit :

$$\frac{V_2}{V_1} = - \frac{Z_3 \cdot Z_2 \cdot G_1}{Z_1} \cdot \frac{1}{Z_3 + G_1 \cdot Z_2} \quad (6)$$

en réorganisant l'équation (6) on obtient

$$\frac{V_2}{V_1} = - \frac{Z_2}{Z_1} \cdot G_1 \frac{1}{1 + \frac{Z_2}{Z_3} \cdot G_1 \cdot \frac{Z_1}{Z_1}} = - \left(\frac{Z_2}{Z_1} \cdot G_1 \right) \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{Z_2}{Z_1} G_1 \right) \times \frac{Z_1}{Z_3}}$$

si on fait $\frac{Z_2}{Z_1} \cdot G_1 = G$ et $\frac{Z_1}{Z_3} = H$ on obtient :

$$\frac{V_2}{V_1} = - \frac{G}{1 + G \cdot H}$$

c'est-à-dire que l'on peut représenter le diagramme général par la figure 1.4. Pour l'analyse de la stabilité on utilisera le terme $1 + \frac{Z_2}{Z_3} \cdot G_1 = 0$. Si $G \cdot H \gg 1$, on a $\frac{V_2}{V_1} = - \frac{1}{H}$

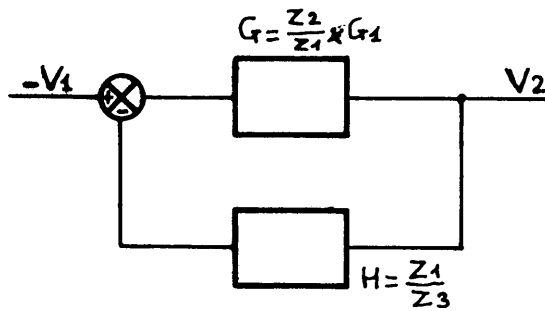
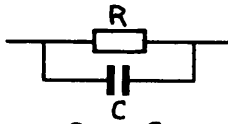


Figure 1.4

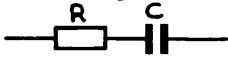
Quelques impédances de transfert :



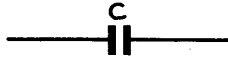
$$Z = R$$



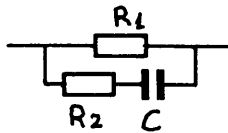
$$Z = \frac{R}{1+SRC}$$



$$Z = \frac{1+SRC}{SC}$$



$$Z = \frac{1}{SC}$$

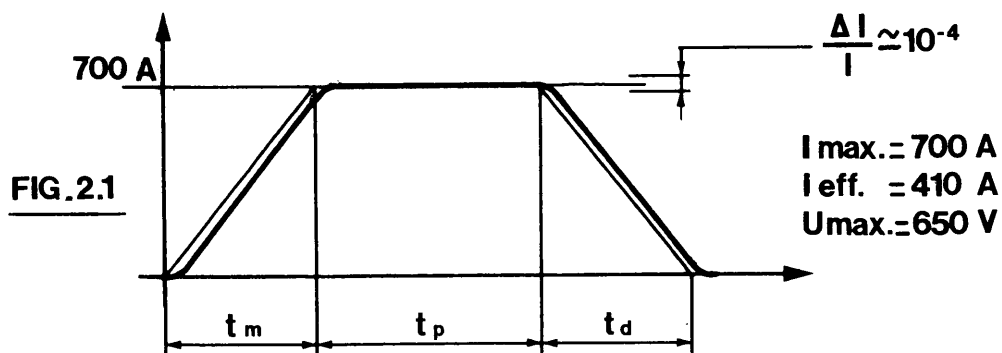


$$Z = \frac{R_1(1+SR_2C)}{1+S(R_1+R_2)C}$$

2. DESCRIPTION GENERALE

2.1 Caractéristiques et principe de fonctionnement :

Ce type d'alimentation est conçu pour fournir du courant dans des charges inductives très variables, et avec des exigences de stabilité et des formes de pulsations qui sont décrites en détail dans la spécification. (Voir réf. 1 et figure 2.1)



principe de fonctionnement (voir figure 2.2)

L'alimentation est composée d'un transformateur triangle/ étoile-triangle, de deux ponts de Graetz à thyristors, en série, d'un filtre passif L.C.R., d'un banc de transistors en série avec la charge et d'un inverseur de courant. La régulation et la stabilité du courant sont assurées par une boucle de courant (1) qui, assistée par une boucle tension interne (2), pilotent le banc de transistors. Une boucle (3) asservit la commande de grille et le redresseur. La boucle (4) anticipe les perturbations du banc de transistors et évite les saturations. L'inverseur (5) reçoit les informations de polarités déduites de la référence. Un détecteur de courant (6) bloque la régulation (1) dans les temps morts et verrouille l'inverseur.

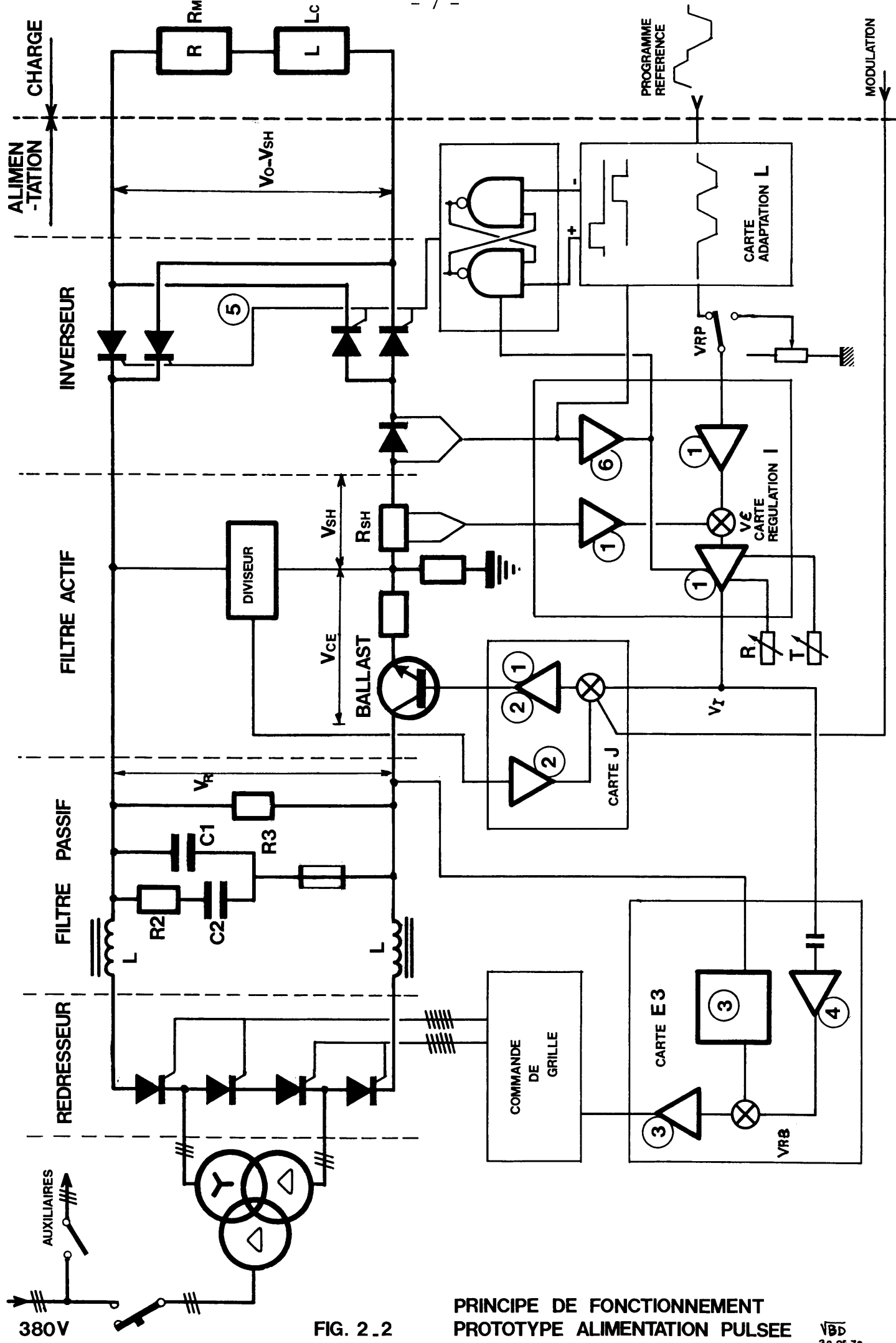


FIG. 2.2

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT
 PROTOTYPE ALIMENTATION PULSEE

2.2 Etage de puissance (voir figure 2.3 et références 2 et 3)

La puissance est fournie par le transformateur T1 suivi d'un double pont de Graetz, la tension redressée est filtrée par un filtre passif du type semi-amorti, formé des éléments : L1, L2, C1, C2, R2, R3, avec $L1 = L2 = 1,5 \text{ mH}$; $C1 = 0,7 \text{ mf}$; $C2 = 2,3 \text{ mf}$; $R2 = 2,3 \Omega$; $R3 = 1 \text{ k}\Omega$.

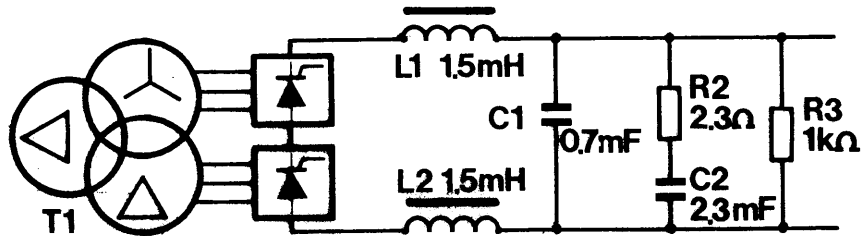


FIG.2.3

2.3 Banc de transistors "Ballast" (voir figure 2.4) (Voir référence 4)

Il est composé de 4 ailettes refroidies à l'eau et montées sur glissières comportant chacune 143 transistors de puissance du type 2N 3442 répartis en 13 groupes de 10 transistors en parallèle protégés par 1 fusible; chaque groupe est piloté par un 2N 3442 (montage Darlington); tous ces groupes sont mis en parallèle et pilotés par un transistor rapide 2N 6496, les 4 ailettes sont elles-mêmes en parallèle et pilotées par un transistor rapide 2N 6496. La protection du banc est assurée par un système de diodes Zeners entre collecteur et base du 'driver' général.

La réponse en fréquence du ballast sur charge $R = 100 \text{ m}\Omega$; $L = 10 \text{ mH}$ est montrée sur la figure 2.5.

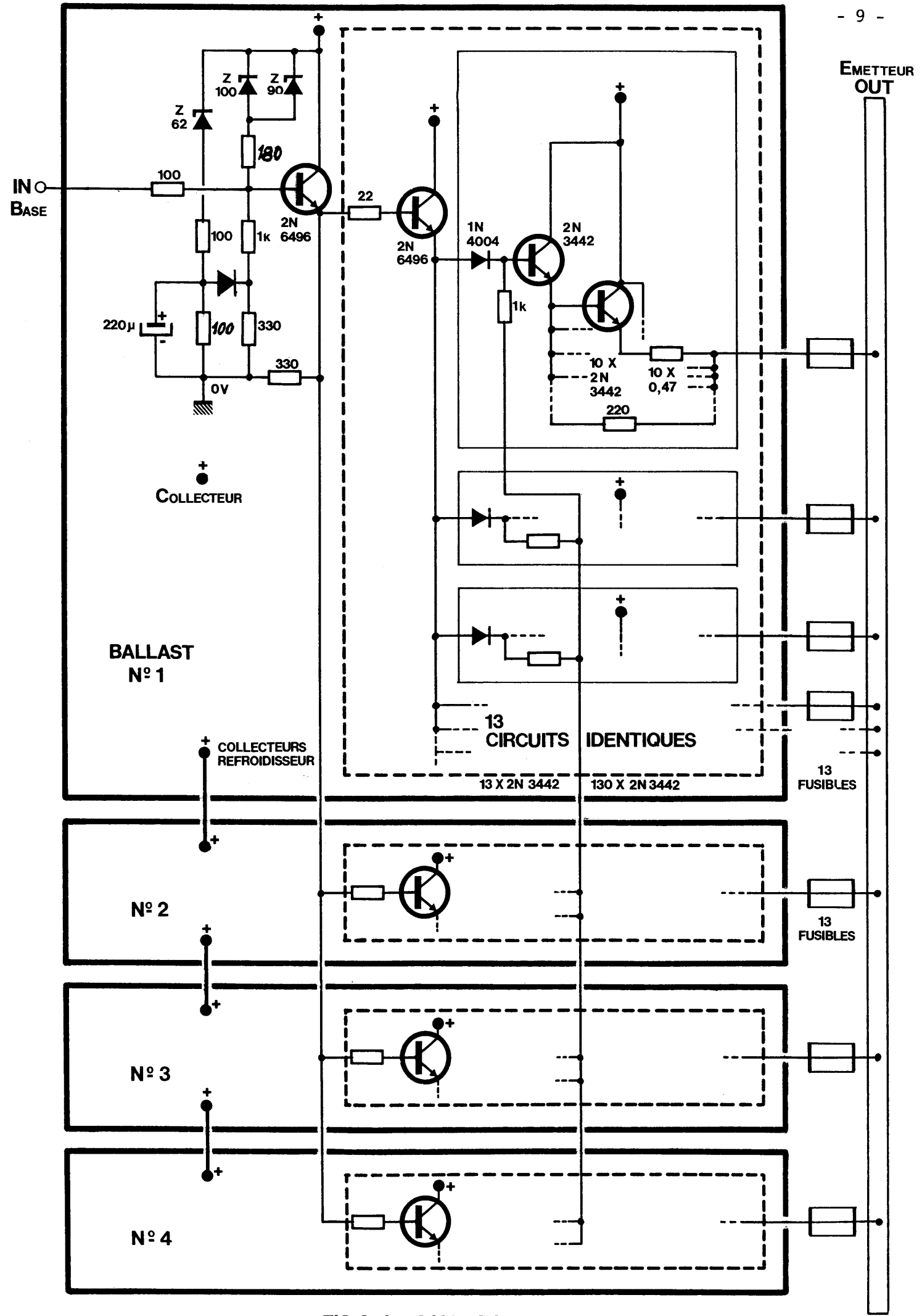


FIG.2.4 BALLAST

Un réseau formé de $R4 = 10 \Omega$ et $C4 = 2 \mu\text{f}$ est mis entre le collecteur du ballast et le commun de façon à diminuer, en haute fréquence, son impédance de sortie (figure 2.6).

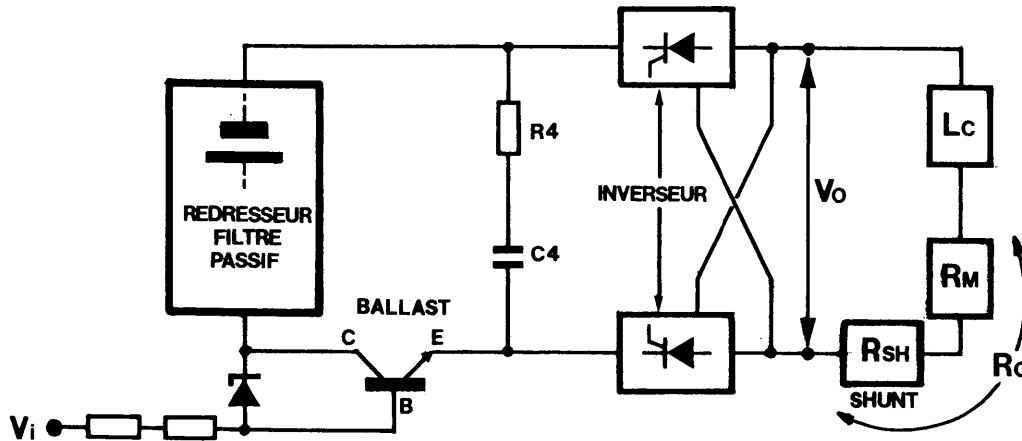


Figure 2.6

2.4 Inverseur électronique

L'alimentation ne peut fournir du courant que dans un seul sens, il faut donc un inverseur pour changer le sens du courant dans la charge.

Cette tâche est accomplie par un inverseur à thyristors commandé par une logique à haute immunité aux bruits. Les impulsions de déclenchement et de sélection des voies sont synchrones de la tension de référence; le temps minimum entre deux inversions de polarités est limité à 15 ms.

- Un détecteur de courant de zéro remet la commande de l'inverseur dans l'état initial de blocage et déconnecte la charge de l'alimentation.

3. ETUDE DES BOUCLES DE REGULATION

3.1 Description générale du rôle de chaque boucle (voir figure 2.2).

Le courant dans la charge doit suivre le plus fidèlement possible la tension de référence externe. 4 boucles de régulation permettent d'arriver aux performances décrites précédemment.

a) Boucle de courant ①

Cette boucle compare la tension de référence V_{RP} (unipolaire et filtrée par un "passe-bas" à 150 Hz) avec la tension Shunt V_{SH} . Le signal d'erreur amplifié commande via un amplificateur d'excitation le banc de transistors. Cette boucle contient aussi les 2 réglages d'adaptation aux caractéristiques de la charge : réglage de la résistance R_C et de la constante de temps T_C .

b) Boucle de tension ②

Cette boucle rapide mesure la tension aux bornes de la charge et assure l'absorption du "ripple" présent à la sortie du filtre et des transitoires dus aux variations du réseau.

c) Boucle du ballast ③

Cette boucle limite la puissance dissipée par le ballast en commandant le redresseur pour maintenir une tension fixe V_{CE} aux bornes du banc de transistors.

d) Boucle auxiliaire ④

Cette boucle en superposition avec la boucle du ballast permet d'assurer la non-saturation du ballast pendant les transitions.

3.2 Etude détaillée des boucles

a) Boucle de "courant" (1) (figure 3.1) :

Cette boucle est composée :

- de la carte de régulation I (schéma No. 2 en annexe)
- de la carte de régulation J1 (schéma No. 1 en annexe)
- du ballast
- de la charge
- du shunt

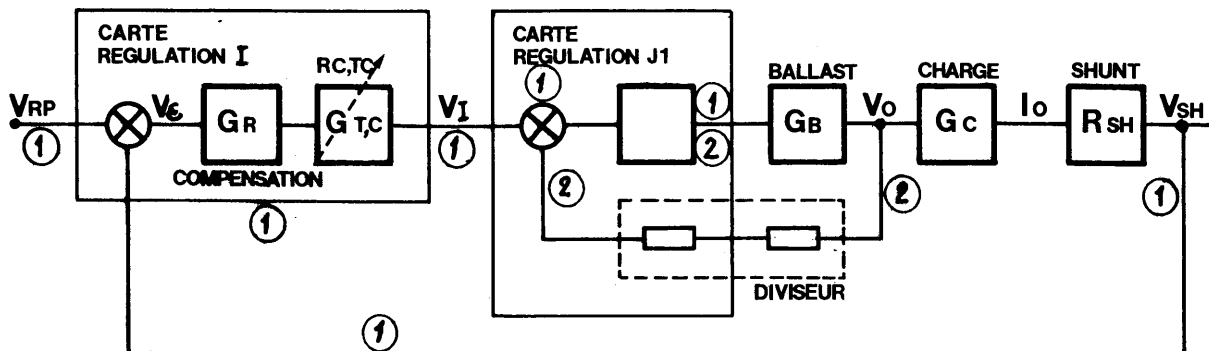


Figure 3.1

Les grandeurs mises en jeu sont :

- V_{RP} = tension de référence programmée
- V_{SH} = tension aux bornes du shunt
- V_e = signal d'erreur $\neq V_{RP} - V_{SH}$
- V_I = tension de sortie de la carte de régulation I (courant)
- V_0 = tension aux bornes de la charge
- T_C = constante de temps de la charge $\neq \frac{L_C}{R_M + R_{SH}}$
- $G_{T,C}$ = caractéristique de transfert des circuits de réglage (en fonction de la charge) et de compensation
- G_R = caractéristique de transfert de la compensation R_C
- G_B = caractéristique de transfert du ballast
- G_C = admittance de la charge $\neq \frac{I_0}{V_0} = \frac{1}{(1 + ST_C)R_C}$; $T_C = \frac{L_C}{R_C}$
- G_J = $\frac{V_0}{V_I}$ caractéristique de transfert de la boucle de tension (boucle (2) sur la figure 3.1).

Cette boucle complexe doit assurer 5 tâches principales :

1. Réjection du ripple de redressement
2. Précision et reproductibilité du courant
3. Stabilité
4. Souplesse d'ajustement pour différentes charges
5. Vitesse de réponse optimum compatible avec le système redresseur.

b) Boucle de tension (2) (figure 3.2)

Pour obtenir une grande réjection du ripple et des transitoires de redressement, indépendamment des performances de la boucle courant, il est nécessaire d'avoir une boucle rapide de tension interne à la boucle principale.

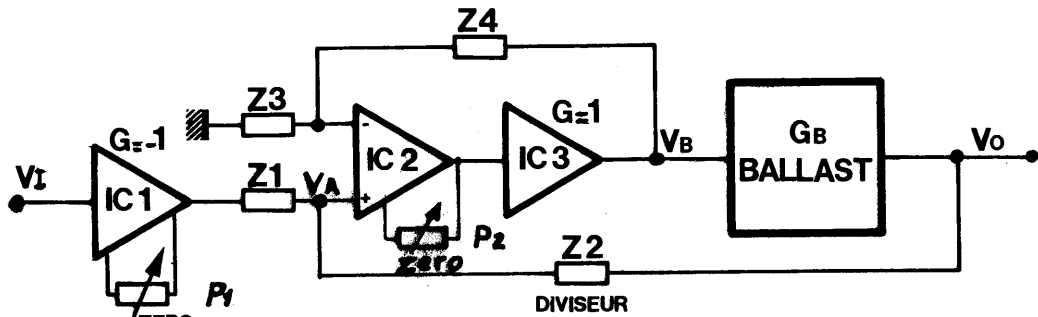


FIG. 3.2

Cette boucle est constituée par :

- la carte J1 (schéma No. 1 en annexe)
- le "Ballast"
- un diviseur ramenant une tension image de V_0 .

On retrouve :

V_I = tension en provenance de la carte I de régulation "courant",

V_0 = tension aux bornes de la charge,

V_A = tension au point A,

V_B = tension au point B (sortie carte J1),

G_B = caractéristique de transfert du "Ballast".

Le signal V_I provenant de la carte de régulation I est reçu par un amplificateur IC1 de gain -1. Il attaque un système de gain défini par $-\frac{Z_2}{Z_1}$ de telle façon que le gain total G_J de la boucle de tension soit exprimé par :

$$G_J = \frac{V_0}{V_I} = + \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{K_J}{1 + S \cdot T_J} \quad (3.1)$$

où $K_J = 180 \neq 45$ db, $T_J = 0,159$ ms avec $f_J = \frac{1}{2\pi \cdot T_J} = 1000$ Hz, S = opérateur complexe. Le gain G_J a été déterminé de façon à être à peu près égal au gain en moyenne et haute fréquence du ballast. Cela signifie que le gain $\frac{V_B}{V_A} = 1 + \frac{Z_4}{Z_3}$ est entièrement destiné à la réjection des perturbations (voir notions de base paragraphe 1.2). Ce gain ajusté à une valeur élevée est presque égal au gain en boucle ouverte de l'amplificateur IC2.

L'amplificateur IC3 adapte la sortie de IC2 pour l'attaque correcte du ballast.

Détails du calcul : éléments de la carte J1

Dans la réalisation pratique (voir schéma No. 1 annexé) Z_1 est réalisée par $R_7 = 1,6$ K Ω .

Pour obtenir la relation (3.1) on doit réaliser Z_2 par un schéma du type représenté sur la figure 3.3 (voir notions de base fin de chapitre 1).

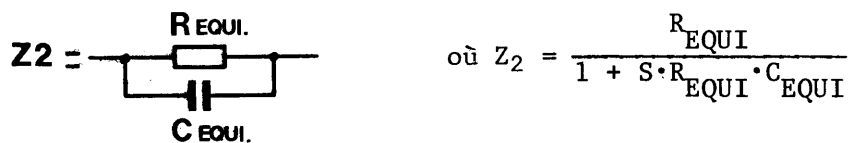


Figure 3.3

On doit avoir, pour satisfaire à la relation (3.1) :

$$T_J = R_{EQUI} \cdot C_{EQUI}$$

$$\text{et } R_{EQUI} = Z_1 \cdot K_J = R_7 \cdot K_J$$

$$\text{d'où } Z_2 = \frac{R_7 \cdot K_J}{1 + S \cdot R_{\text{EQUI}} \cdot C_{\text{EQUI}}} = \frac{R_7 \cdot K_J}{1 + S \cdot T_J} \quad (3.2)$$

Pour des raisons de sécurité et de protection des composants (sur le schéma théorique de la figure 3.2, Z_2 est directement branchée à un point de haute tension V_0), Z_2 est en fait réalisée par le schéma représenté sur la figure 3.4.

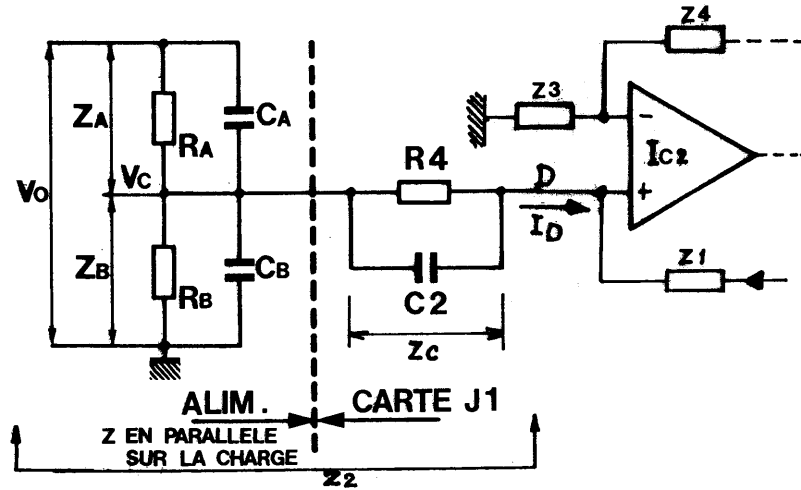


figure 3.4

Avec les indications données sur la figure 3.4, on calcule :

$$Z_2 = \frac{Z_A \cdot Z_C + Z_A \cdot Z_B + Z_B \cdot Z_C}{Z_B} = \frac{V_0}{I_D} \quad \left| \begin{array}{l} V_D = 0 \end{array} \right.$$

$$\text{si } R_A \cdot C_A = R_B \cdot C_B = R_4 \cdot C_2 = T_J$$

on obtient

$$Z_2 = \frac{R_A \cdot R_4 + R_A \cdot R_B + R_B \cdot R_4}{R_B (1 + S \cdot T_J)}$$

si on reprend l'expression (3.2) :

$$R_{\text{EQUI}} = R_7 \cdot K_J = \frac{R_A \cdot R_4 + R_A \cdot R_B + R_B \cdot R_4}{R_B} \quad (3.3)$$

On introduit maintenant les conditions que nous nous imposons pour la sécurité (pas de haute tension ramenée sur les cartes d'électronique). La figure 3.4 nous montre que, si on considère une valeur maximum de $V_0 = 800$ V, la tension ramenée dans le panier d'électronique est $(V_C)_{\max.}$:

$$(V_C)_{\max.} = \frac{800}{R_A + R_B} \times R_B$$

on choisit $(V_C)_{\max.} \approx 14$ volt

d'où
$$\frac{R_A + R_B}{R_B} = \frac{800}{14} = 57,14$$

On a été ainsi conduit à choisir pratiquement :

$$R_A = 56 \text{ K}\Omega \text{ et } R_B = 1 \text{ K}\Omega$$

En reprenant l'expression (3.3) on calcule R_4

$$R_4 = \frac{R_{7K_J} \cdot R_B - R_A \cdot R_B}{R_B + R_B} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \times (R_{7K_J} - R_A)$$

$$R_4 = \frac{(1,6 \cdot 10^3 \cdot 180 - 56 \cdot 10^3)}{57} \approx 4 \text{ K}\Omega$$

On choisit la valeur normalisée la plus proche permettant de réaliser, avec une valeur de condensateur normalisée, la constante de temps voulue :

$$R_4 \times C_2 = T_J = 0,159 \cdot 10^{-3}$$

pour $R_4 \approx 4,22 \text{ K}\Omega$ on obtient $C_2 = \frac{0,159 \cdot 10^{-3}}{4,22 \cdot 10^3} = 37 \text{ nf}$

On prendra donc $C_2 = 33 \text{ nf}$ avec un condensateur d'ajustage C_3 en parallèle avec C_2 . Ce condensateur d'ajustage C_3 peut donc avoir une valeur de l'ordre de 4 nf mais dépend de la valeur

réelle du condensateur C2. On calcule de la même façon C_A et C_B :

$$C_A = \frac{0,159 \cdot 10^{-3}}{56 \cdot 10} = 2,8 \text{ nF} \Rightarrow 2,7 \text{ nF}$$

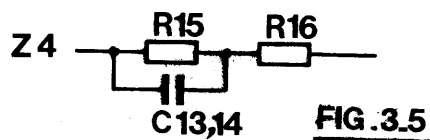
$$C_B = \frac{0,159 \cdot 10^{-3}}{10^3} = 159 \text{ nF} \Rightarrow 150 \text{ nF}$$

Remarque : deux diodes D5 et D6 (schéma No. 1 annexé) assurent une protection supplémentaire de l'amplificateur IC2.

Calcul des éléments pour la réjection des perturbations :

Cela concerne, nous l'avons vu, le gain $\frac{V_B}{V_A} = 1 + \frac{Z_4}{Z_3}$ (figure 3.2) sur le schéma No. 1 annexé (détail carte J1), les éléments impliqués sont :

R16
R15
R12
R11
C13
C14



Le schéma correspondant à Z₄ est donné sur la figure 3.5 on obtient facilement :

$$Z_4 = R16 + \frac{R15 \times \frac{1}{S \cdot C13,14}}{R15 + \frac{1}{S \cdot C13,14}} = (R15 + R16) \frac{1 + S \cdot T1}{1 + S \cdot T2}$$

$$\left. \begin{aligned} T1 &= \frac{R15 \cdot R16}{R15 + R16} \times C13,14 \\ T2 &= R15 \times C13,14 \end{aligned} \right\} \text{ on a toujours } T1 < T2$$

Par ailleurs Z₃ = R11

Le gain $G = \frac{V_B}{V_A} = 1 + \frac{Z_4}{Z_3}$ se trouve ainsi être égal à

$$G = 1 + \frac{(R15 + R16) \frac{1 + S \cdot T1}{1 + S \cdot T2}}{R11}$$

c'est-à-dire de la forme $G = 1 + k \frac{1 + S \cdot T1}{1 + S \cdot T2}$ $T2 > T1$

où
$$k = \frac{R15 + R16}{R11}$$

Sur la figure 3.6.a, est représenté le diagramme de Bode du Ballast. Sur la figure 3.6.b, est représenté le diagramme de Bode du système. Ces diagrammes nous ont conduit à choisir :

$$f1 = 300 \text{ KHz d'où } T1 = \frac{1}{2\pi \cdot f1} = \frac{1}{2\pi \cdot 300 \cdot 10^3} = 5,3 \cdot 10^{-7} \text{ sec.}$$

$$f2 = 3 \text{ Hz d'où } T2 = \frac{1}{2\pi \cdot f2} = \frac{1}{2\pi \cdot 3} = 5,3 \cdot 10^{-2} \text{ sec.}$$

$$\text{d'où } \frac{T2}{T1} = \frac{R15 + R16}{R16} = 1 + \frac{R15}{R16} = 10^5 \approx \frac{R15}{R16}$$

On prend $R16 = 100 \ \Omega$ d'où $R15 = 100 \times 10^5 = 10 \text{ M}\Omega$.

$$\text{On en déduit } C13,14 = \frac{T2}{R15} = \frac{5,3 \cdot 10^{-2}}{10^7} = 5,3 \text{ nf}$$

$$\text{On veut } k \approx 100 \text{ db d'où } k = \frac{R15 + R16}{R11} \approx \frac{R15}{R11} = 10^5$$

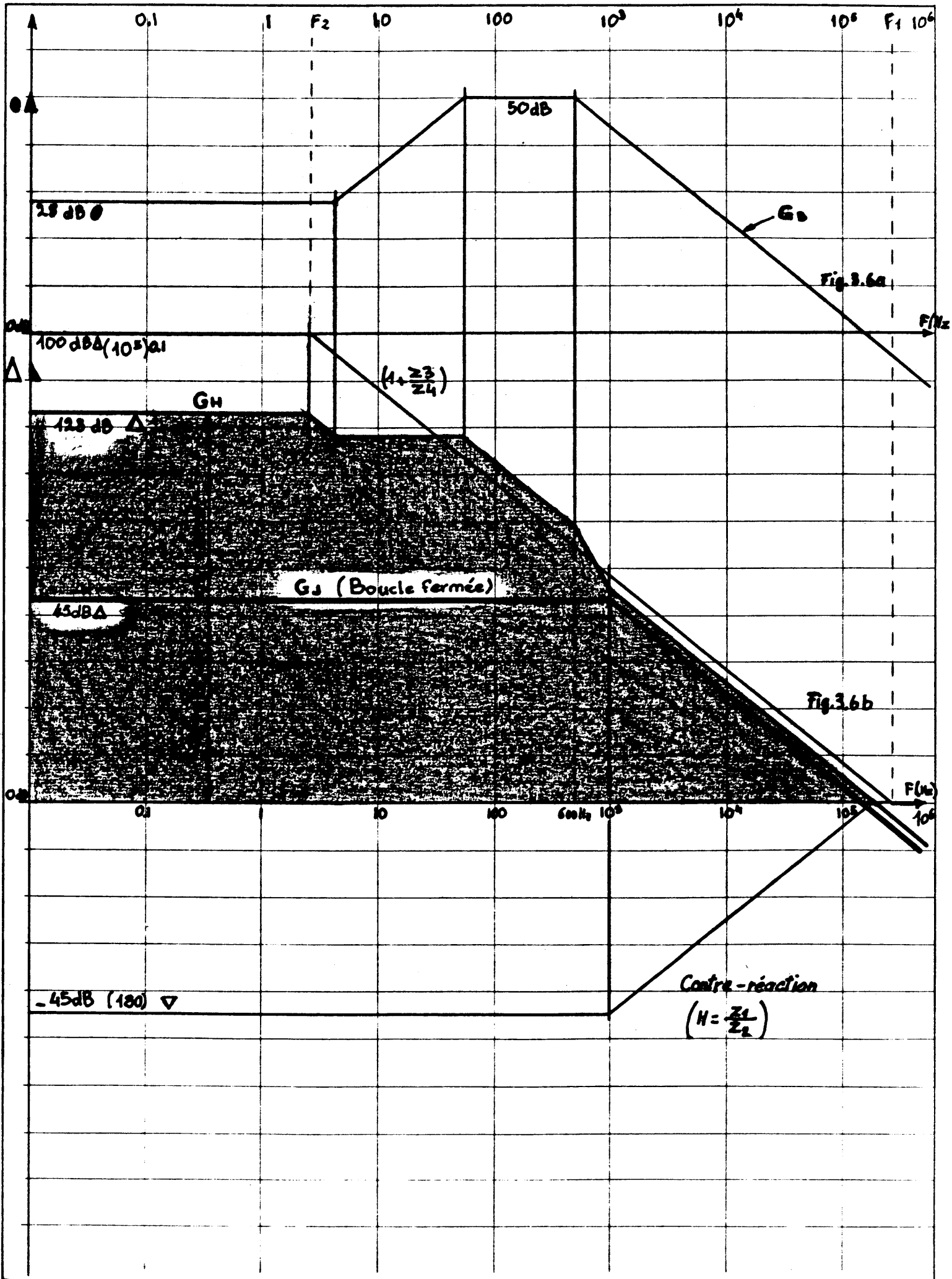
et
$$R11 = \frac{10^7}{10^5} \approx 100 \ \Omega.$$

L'atténuation en tension du bruit résiduel du filtrage à la fréquence de 600 Hz est dans ce cas, 60 db, c'est-à-dire 1000 fois.

- Diagramme de Bode de la boucle de tension Fig. (3.7) correspond à l'expression du gain en boucle fermée :

$$G_J = \frac{V_0}{V_I} = + \frac{Z2}{Z1} = \frac{K_J}{1 + S \cdot T_J} = \frac{180}{1 + S \times 0,159 \cdot 10^{-3}}$$

$$\text{avec } f_J = \frac{1}{2\pi \cdot T_J} = \frac{1}{2\pi \times 0,159 \cdot 10^{-3}} = 1000 \text{ Hz}$$



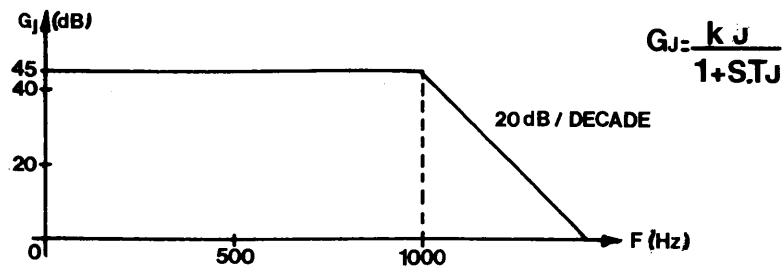


Figure 3.7

Ajustement pratique de la carte J1 :

REGLAGE EN FREQUENCE : cette carte a été conçue pour ne pas avoir besoin de réglage, mais étant donné la complexité du ballast, il se peut que des oscillations HF prennent naissance.

Un réglage peut donc être nécessaire :

- Pour le réglage : l'alimentation sera mise en régulation de tension (clef carte J1 sur position REGV) avec un courant de sortie = 100 A.
- Réglage : La résistance R16 qui ajuste l'avance de phase en HF devra être modifiée (plus R16 est grande plus stable est le système). Si avec 5 x R16 les conditions ne sont pas stables, ajuster C13 (plus C13 est grand plus stable est le système); dans ce cas la réjection du bruit sera diminuée.

REGLAGE DU ZERO :

- L'alimentation sera mise en régulation de tension.
 - Le potentiomètre P2 sera positionné au milieu de sa course.
 - La résistance R18 sera court-circuitée (mise à la masse du côté REGV de la clef).
 - La puissance sera enclenchée.
- Ajuster P1 pour obtenir $V_0 = 0$. Si ce réglage ne permet pas d'atteindre $V_0 = 0$, retoucher avec le potentiomètre P2.

Nota : En régulation tension, le potentiomètre P3 permet de varier la tension de sortie. Un circuit transistor et diode led permet de visualiser la position de potentiomètre pour éviter des enclenchements dangereux.

c) Boucle de "courant"

Si on se reporte à la figure 3.1 montrant la boucle de "courant", on a vu en fait, qu'elle contient aussi une boucle interne : la boucle de tension (2) qui a été détaillée précédemment.

Le schéma fonctionnel de cette boucle de courant est représenté sur la figure 3.8

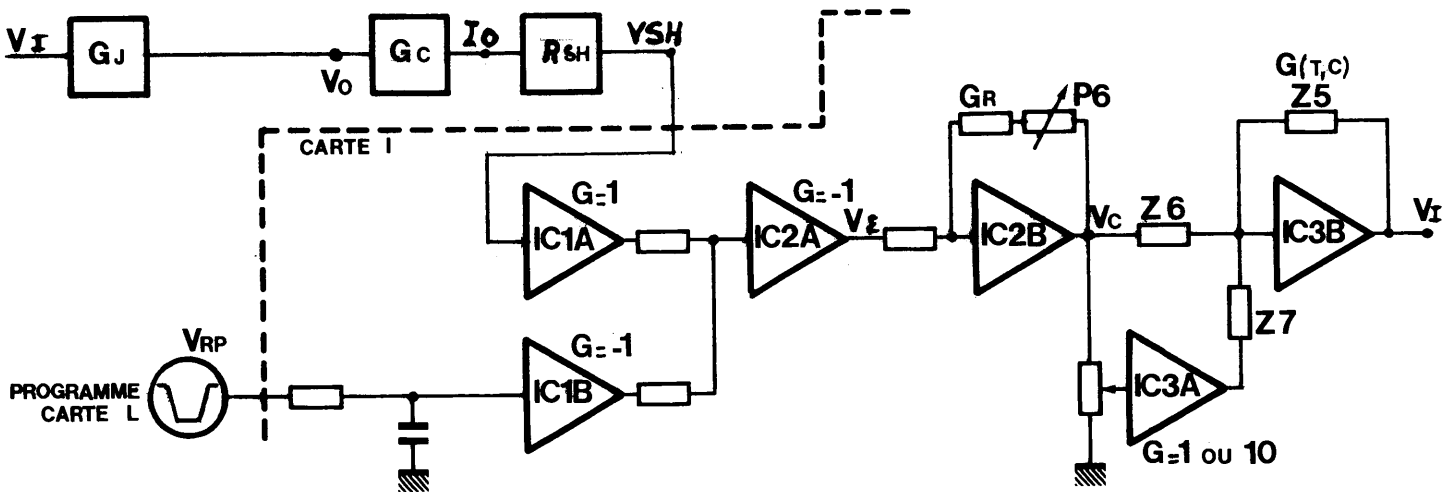


Figure 3.8

Cette boucle est constituée par :

- la carte I (voir schéma No. 2 annexé)
- le shunt.

On retrouve :

G_I = Gain de la boucle de courant

R_{SH} = Résistance du shunt

V_O = Tension aux bornes de la charge

V_{SH} = Tension aux bornes du shunt

V_{RP} = Tension de référence programmée

V_ϵ = Signal d'erreur $V_{RP} - V_{SH}$

G_R = Gain du circuit d'adaptation à la résistance de la charge

$G_{T,C}$: Gain du circuit d'adaptation à la constante de temps de la charge et compensation.

Z5 à Z7 : Impédance de transfert

Le signal en provenance du shunt est reçu en mode différentiel sur un ampli IC1A de gain 1.

Le signal en provenance du programme (carte L) est reçu en mode différentiel sur l'ampli IC1B avec un gain 1.

L'ampli IC2A réalise la somme de ces 2 signaux en opposition avec un gain -1. La tension de sortie V_{ϵ} est le signal d'erreur. Les circuits associés IC2B, IC3A et B compensent d'une manière continue toutes les valeurs de charge pour assurer la stabilité, la précision du système et la réponse temporelle dans la gamme :

$$150 \text{ m}\Omega \leq R_C \leq 500 \text{ m}\Omega \text{ et } 5 \text{ ms} \leq T_C \leq 500 \text{ ms}$$

Pour satisfaire les conditions de vitesse (trainée du courant) sans rebondissement, le gain de boucle fermée doit être du type suivant :

$$\text{en boucle fermée : } G_{I,LF} = \frac{1}{1 + S \cdot T_I} = \frac{V_{SH}}{V_{RP}} \quad (3.4)$$

Pour que le gain de boucle fermée conduise à une bonne condition de stabilité et de précision, étant donné la valeur unitaire de la contre-réaction, il faut que le gain de boucle ouverte soit :

$$G_{I,LO} = \frac{1}{S \cdot T_I} = G_R \times G_{T,C} \times G_J \times G_C \times R_{SH} \quad (3.5)$$

$$\text{Par ailleurs } G_C \times R_{SH} = \frac{V_{SH}}{V_O} = \frac{R_{SH}}{R_C (1 + S \cdot T_C)} \quad (3.6)$$

On aura donc en remplaçant dans (3.5) G_J par la valeur déjà trouvée [relation (3.1)] et compte tenu de la relation (3.6) :

$$\frac{1}{S \cdot T_I} = G_R \times G_{T,C} \times \frac{K_J}{1 + S \cdot T_J} \times \frac{R_{SH}}{R_C (1 + S \cdot T_C)}$$

Si on fait $G_R = \frac{R_C}{R_{SH}} \times K_R$ on obtient

$$G_{T,C} = \frac{(1 + S \cdot T_J) \times (1 + S \cdot T_C)}{S \cdot T_I \times K_R \times K_J} \quad (3.7)$$

Dans ces conditions on voit que le circuit IC2B permet d'ajuster, en faisant varier son gain (à l'aide du potentiomètre P6), la condition $G_R = K_R \cdot \frac{R_C}{R_{SH}}$. On a ainsi une relation linéaire entre la valeur du gain G_R^{SH} et la valeur de la résistance R_C de la charge qui permet, si elle est satisfaite, de compenser simplement la partie résistive de la charge.

La résistance du shunt est donnée : $R_{SH} = 10 \text{ m}\Omega$, ainsi que la plage de variation de R_C ; par contre le coefficient K_R est ici : $K_R = 0,24$.

Le circuit IC3 permet d'ajuster la compensation de la constante de temps $TC = \frac{L_C}{R_C}$ de la charge. Une clé K4 (voir schéma No. 2 annexé) permet la sélection de gamme (1 ou 10) pour le réglage de la compensation de la constante de temps $\frac{L_C}{R_C}$. Le principe de cette compensation est mis en oeuvre à l'aide des deux amplificateurs IC3B et IC3A (figure 3.9)

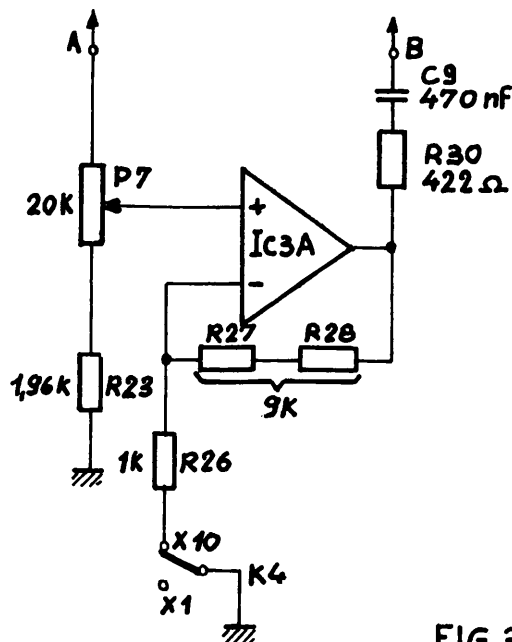
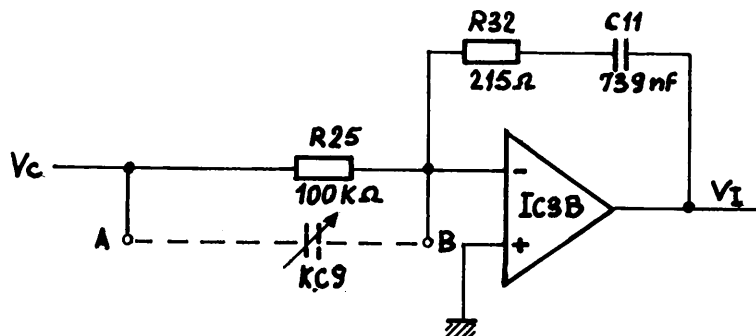


FIG.3.9

Nous allons d'abord considérer un schéma simplifié avec IC3B seul où existe entre les points A et B une capacité variable $K \cdot C9$ dans laquelle :

$0,1 \leq K \leq 1$ lorsque la clé K4 est sur la position x 1,

$1 \leq K \leq 10$ lorsque la clé K 4 est sur la position x 10.

L'équation de transfert $\frac{V_I}{V_C}$ est alors, si l'on considère que $R30 \ll R25$:

$$G_{T,C} = \frac{V_I}{V_C} \approx \frac{(1 + S \cdot K \cdot C9 \cdot R25) \times (1 + S \cdot C11 \cdot R32)}{S \cdot R25 \cdot C11} \quad (3.8)$$

Si nous comparons maintenant la relation (3.8) à la relation voulue (3.7), on voit que l'on doit avoir :

$$T_J = C11 \cdot R32$$

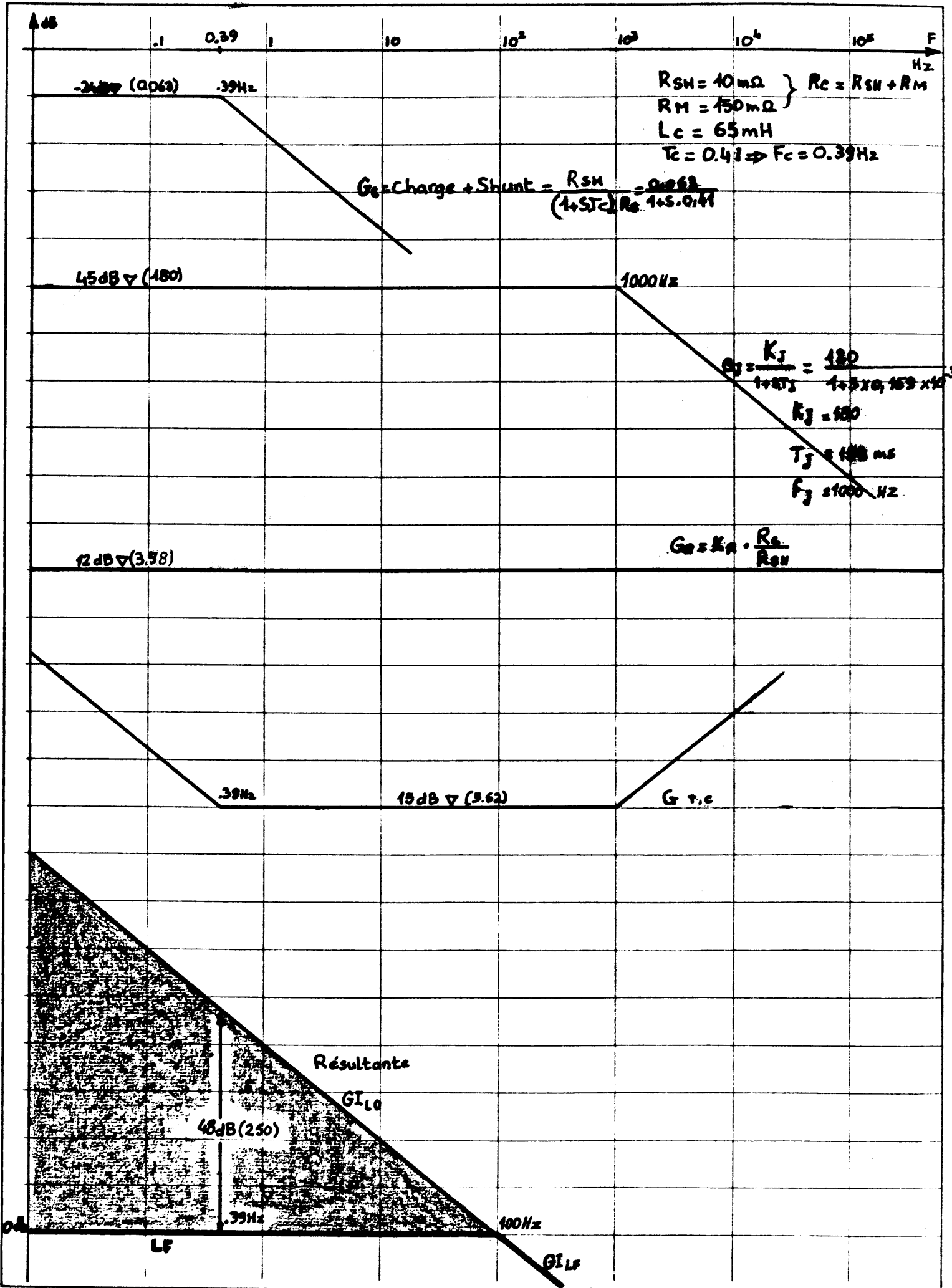
$$T_C = K \cdot C9 \cdot R25$$

et $T_I \times K_R \times K_J = R25 \cdot C11$ où $T_I = \frac{1}{2\pi \cdot 100}$ (coupure à 100 Hz)

Dans ce cas, l'ajustement de K (à l'aide du potentiomètre P7 et de la clé K4) pour obtenir $T_C = K \cdot C9 \cdot R25$ permet l'adaptation de l'équation de transfert $G_{T,C}$ à la caractéristique $T_C = \frac{L_C}{R_C}$ de la charge.

La valeur $K \cdot C9$ est réalisée par le circuit IC3A (entre les points A et B).

On peut vérifier que $C11 \cdot R32 \approx 0.159$ ms ($= T_J$). Ces résultats sont transcrits sur les diagrammes de Bode représentés sur la figure 3.10, avec $L_C = 65$ m₄ et $R_C = 160$ m.Ω.



Circuit annexe dans la boucle de courant (partie supérieure du schéma No. 2 de la carte J1)

La présence d'un inverseur à thyristors à la sortie de l'alimentation a pour conséquence, lorsque le courant tend vers zéro, d'ouvrir le circuit et par suite d'ouvrir la boucle de régulation courant. En raison du très grand gain en continu du circuit, on a été amené à court-circuiter la capacité C11 de l'intégrateur quand la boucle de courant est ouverte. Pour cela on a utilisé un commutateur analogique IC6, commandé par le détecteur de courant de zéro; ainsi, la tension V_I est nulle quand le courant est nul.

Le détecteur de courant de zéro est lui-même formé des circuits IC4 et IC5 (comparateurs rapides). Le circuit IC4 est un comparateur avec hystérésis et deux seuils indépendants V_{S1} et V_{S2} dont l'un, V_{S1} , de haute stabilité est réglable par un potentiomètre P5 entre + 100 mV.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

- quand l'entrée C est plus négative que V_{S2} , c'est-à-dire quand il y a un carré fixe signifiant qu'un programme a été détecté, la sortie de IC4 (point de test PT7) bascule en saturation positive, l'entrée B reçoit ensuite l'information négative prise aux bornes de la diode de détection (circuit de puissance) signifiant que le courant passe dans la charge (voir figure 3.11);
- quand la tension à l'entrée B est en dessous du seuil fixé par P5 (courant nul), le circuit IC4 rebascule en position initiale pour autant que la tension C soit à zéro.

Le circuit IC5 adapte le signal pour le commutateur IC6 et le réarmement des logiques de la carte X qui sélectionnent les voies de l'inverseur.

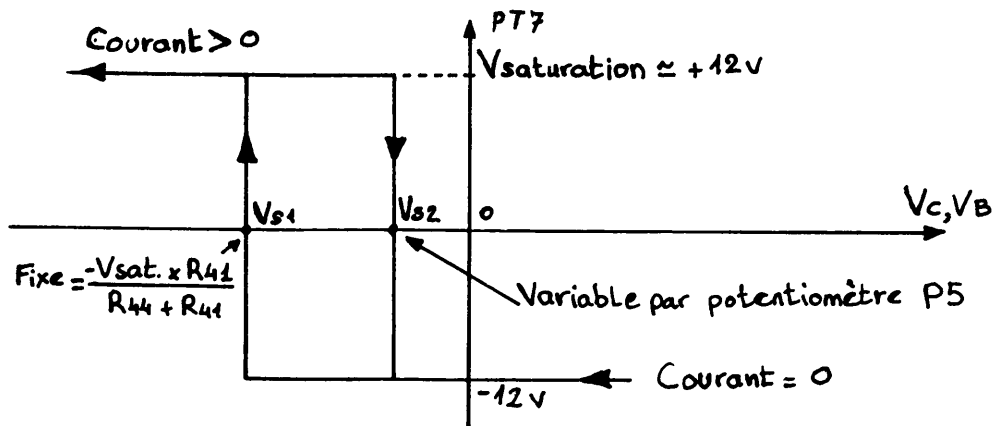


Figure 3.11

Ajustement pratique de la carte I

ADAPTATION AUX DIFFERENTES CHARGES :

Il est possible d'établir des relations simples permettant d'ajuster les circuits de l'alimentation en fonction des caractéristiques de la charge.

- Réglage de la résistance avec le potentiomètre P6 :

$$R_C = 150 \text{ m}\Omega + 40 \text{ m}\Omega \text{ par tour}$$

Il faut donc positionner P6 sur le nombre de tours :

$$N_{RC} = \frac{R_C - 150}{40}$$

avec R_C , résistance de la charge, exprimée en $\text{m}\Omega$.

- Réglage de la constante de temps avec le potentiomètre P7 :

Clé K4 sur position x 1 $T_C = 0,005 \text{ seconde} + 0,005 \text{ seconde par tour}$

Clé K4 sur position x 10 $T_C = 0,05 \text{ seconde} + 0,05 \text{ seconde par tour.}$

Il faut donc positionner P7 sur le nombre de tours suivant :

$$\text{si } 0,005 \text{ s} \leq T_C \leq 0,05 \text{ s} \quad N_{TC} = \frac{T_C - 0,005}{0,005} \quad \text{K4 sur position x 1}$$

$$\text{ou si } 0,005 \text{ s} \leq T_C \leq 0,5 \text{ s} \quad N_{TC} = \frac{T_C - 0,05}{0,05} \quad \text{K4 sur position x 10.}$$

REGLAGE DES ZEROS :

- Sans courant, ajuster P1 pour avoir 0 V au point de test PT1;
- Avec une tension de référence ≥ 0 , puissance enclenchée, K1 fermé et K2 ouvert (redresseurs D1 et D2 en circuit), ajuster P2 pour avoir 0 V en PT2,
- Ajuster P3 dans les mêmes conditions pour avoir 0 V en PT3,
- Avec K3 ouvert (position ajustement), ajuster P4 pour obtenir 0 V en PT6 (dérive nulle),
- Fermer la clé K3 (position fonctionnement),
- Ouvrir K1 et fermer K2 (redresseurs D1 et D2 hors circuit).

REGLAGE DU SEUIL DU DETECTEUR DE ZERO :

Le potentiomètre P5 est ajusté de telle façon que le détecteur bascule en position de repos pour une valeur de courant inférieure à celle du courant de maintien dans les thyristors.

- Notas :
1. La clé inverseur K1-K2 permet d'éliminer l'action des diodes de redressement D1 et D2.
 2. Pour profiter au maximum de la tension de redressement pendant les transitoires, un filtrage du programme est fait en différentiel à l'entrée de IC1B par l'intermédiaire du réseau R7, R9, C2, C3, C4 avec une constante de temps $T_F = 1,1$ ms.
 3. Chacun des circuits intégrés IC1 à IC3 (type OP10EY) comporte deux amplificateurs appariés, de haute précision et stabilité. La capacité C11 = 715 nF au polycarbonate est à 1% et les résistances qui déterminent la précision sont à 0,005%. Les photos suivantes montrent la tension en dynamique à chaque point de test.

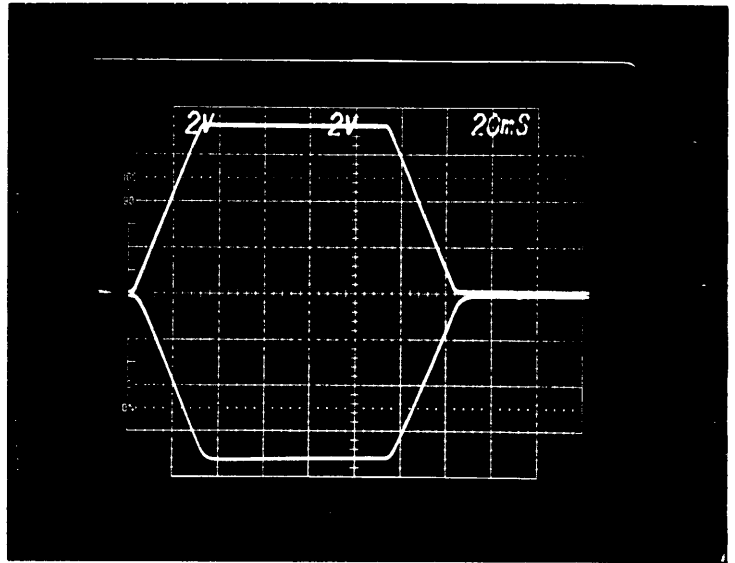
Mesures sur le prototype T706

Carte I Régulation courant

Points de mesure PT2

0

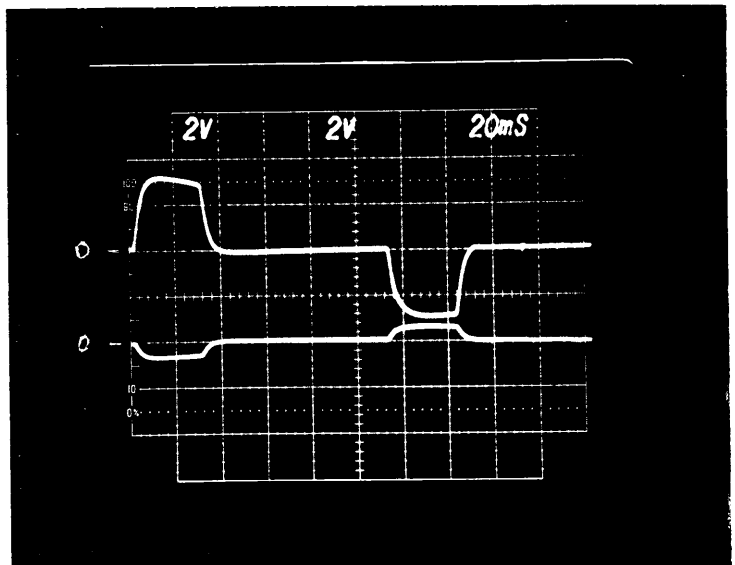
PT1



Points de mesure

PT4

PT3



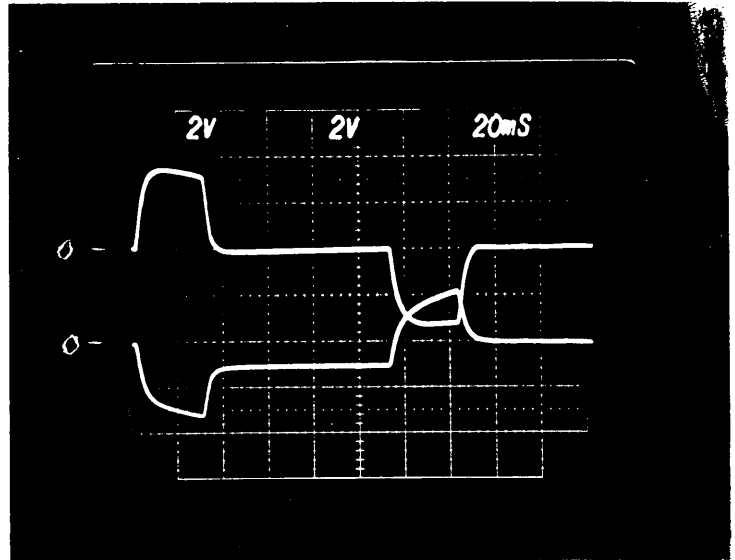
Mesures sur le prototype T706

Carte I régulation courant

Points de mesure

PT6

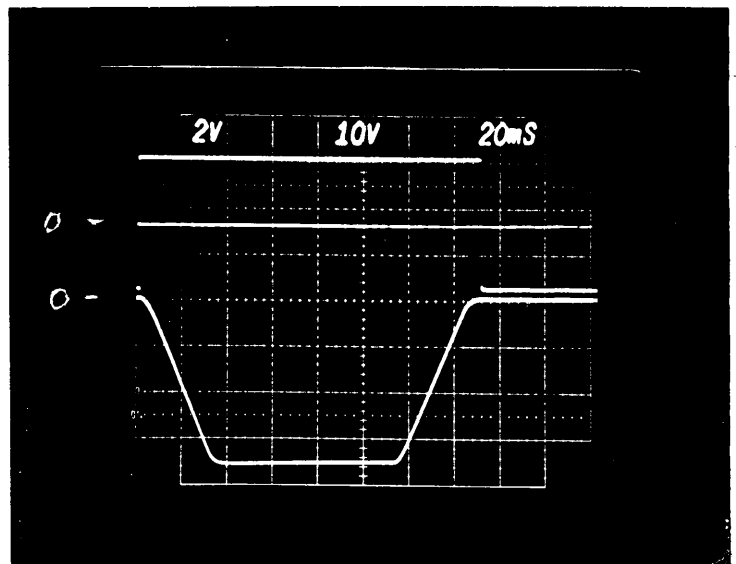
PT5



Points de mesure

PT7

PT1



d) Boucle du "Ballast" et boucle auxiliaire

Etant donné la puissance mise en jeu et l'existence d'un filtre actif en série ("Ballast"), il est nécessaire de concevoir un système d'asservissement qui prérégule la tension de sortie, en maintenant une tension fixe $\approx 45 \text{ V}$ entre collecteur et masse du ballast (V_{CE}) nécessaire pour le bon fonctionnement des circuits.

- La boucle du ballast se compose de la carte E3, de la commande de grilles, du redresseur à thyristors et du filtre passif.

Schéma simplifié de la boucle du Ballast

Schéma simplifié

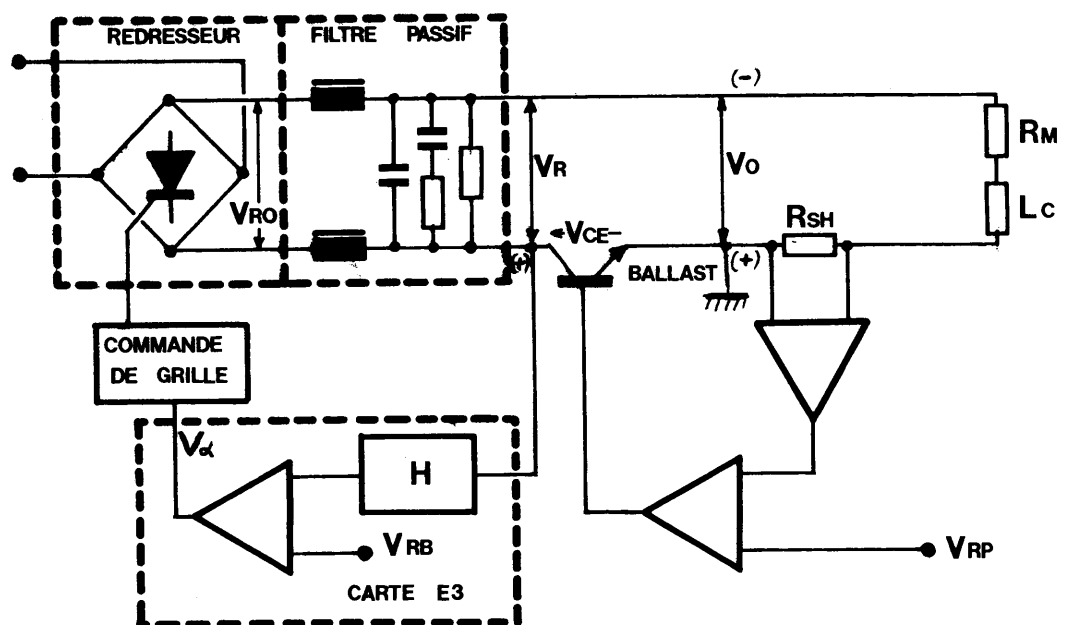


Figure 3.12

La figure 3.12 montre le fonctionnement de cette boucle :

- Une tension proportionnelle à V_{CE} est comparée avec une référence continue V_{RB} , le signal d'erreur convenablement amplifié commande le redresseur à thyristors au travers de la commande de grilles; la tension de sortie V_{RO} passe par un filtre passif du type semi-amorti.

- La tension V_R est telle que :

$$V_R - V_O = V_{CE} = 45 \text{ V}$$

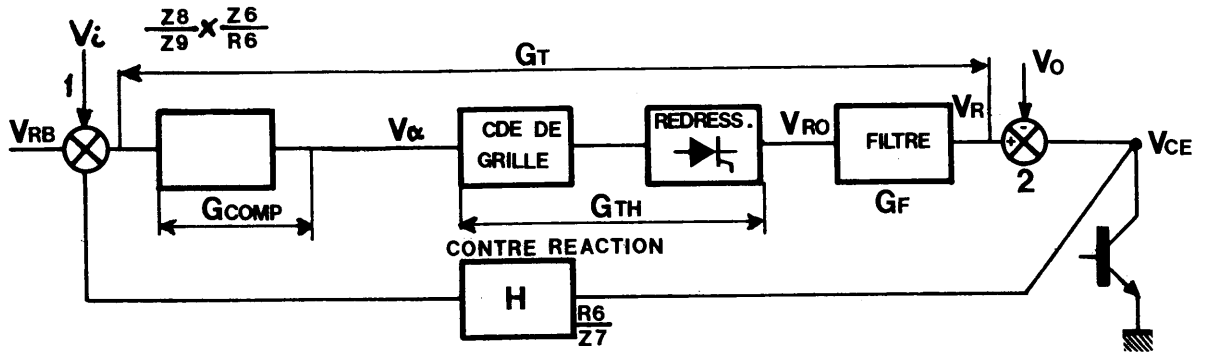


Figure 3.13

Bloc Diagramme

Dans lequel :

G_T = Gain total de la boucle du ballast

V_{RB} = Référence continue de la tension du ballast

G_{comp} = Equation de transfert du circuit de compensation

G_{Th} = Equation de transfert du circuit à thyristors

G_F = Equation de transfert du filtre

V_R = Tension redressée et filtrée

V_{CE} = Tension aux bornes du ballast

H = Contre-réaction.

Dans l'étude de cette boucle on a assimilé le bloc discontinu G_{Th} à une équation de transfert continue approximative telle que (figure 3.14 (b)) (Voir Références 5 et 6)

$$\frac{V_{RO}}{V_{\alpha}} \approx \frac{V_{RO(0)}}{V_{\alpha(0)}} \times e^{-S\frac{T}{2}} \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{T} = \text{fréquence du ripple} \\ T = \frac{1}{600} \\ \frac{V_{RO(0)}}{V_{\alpha(0)}} = \frac{2 \times 650}{13} = 100 = K_2 \end{array} \right.$$

$$\approx K_2 e^{-S\frac{T}{2}}$$

dans lequel :

$V_{RO(0)}$ = Tension de sortie en continu crête à crête

$V_{\alpha(0)}$ = Tension à l'entrée de la commande de grilles continue.

α = Angle d'allumage pouvant varier de $\alpha_{\min} = 30^{\circ}$ à $\alpha_{\max} = 150^{\circ}$

et le filtre G_F est assimilé à une équation de transfert approximative telle que (Fig. 3.14 (a)) :

$$\frac{V_R}{V_{RO}} \approx \frac{1}{(1 + S.T_F)^2}$$

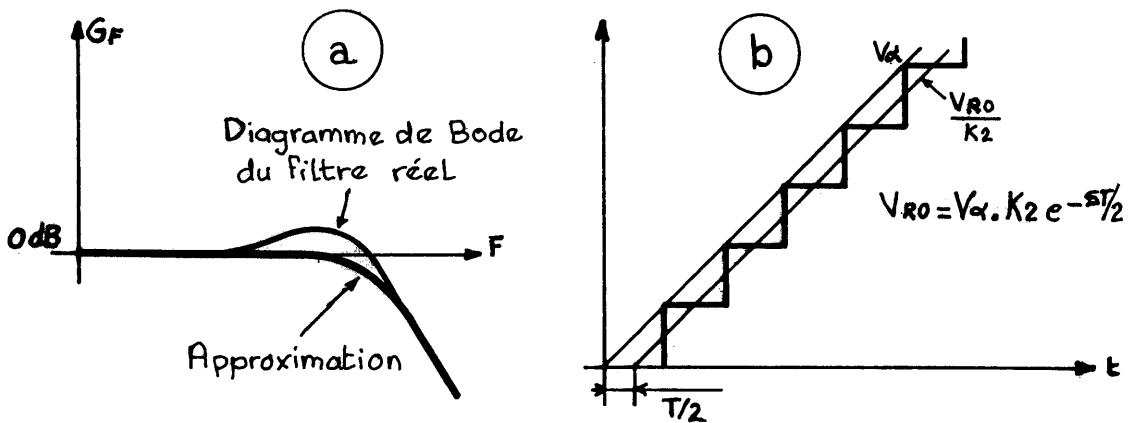
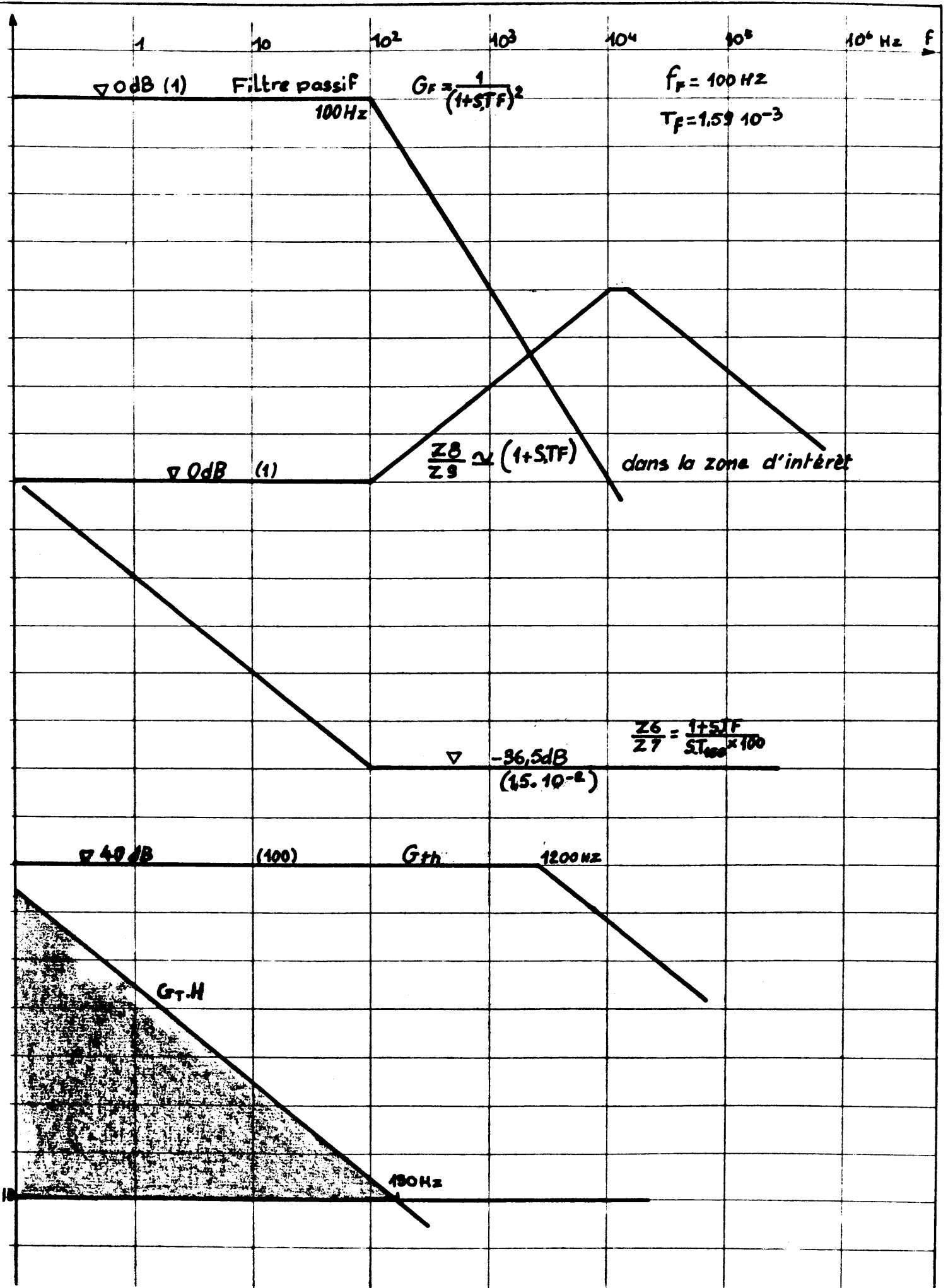
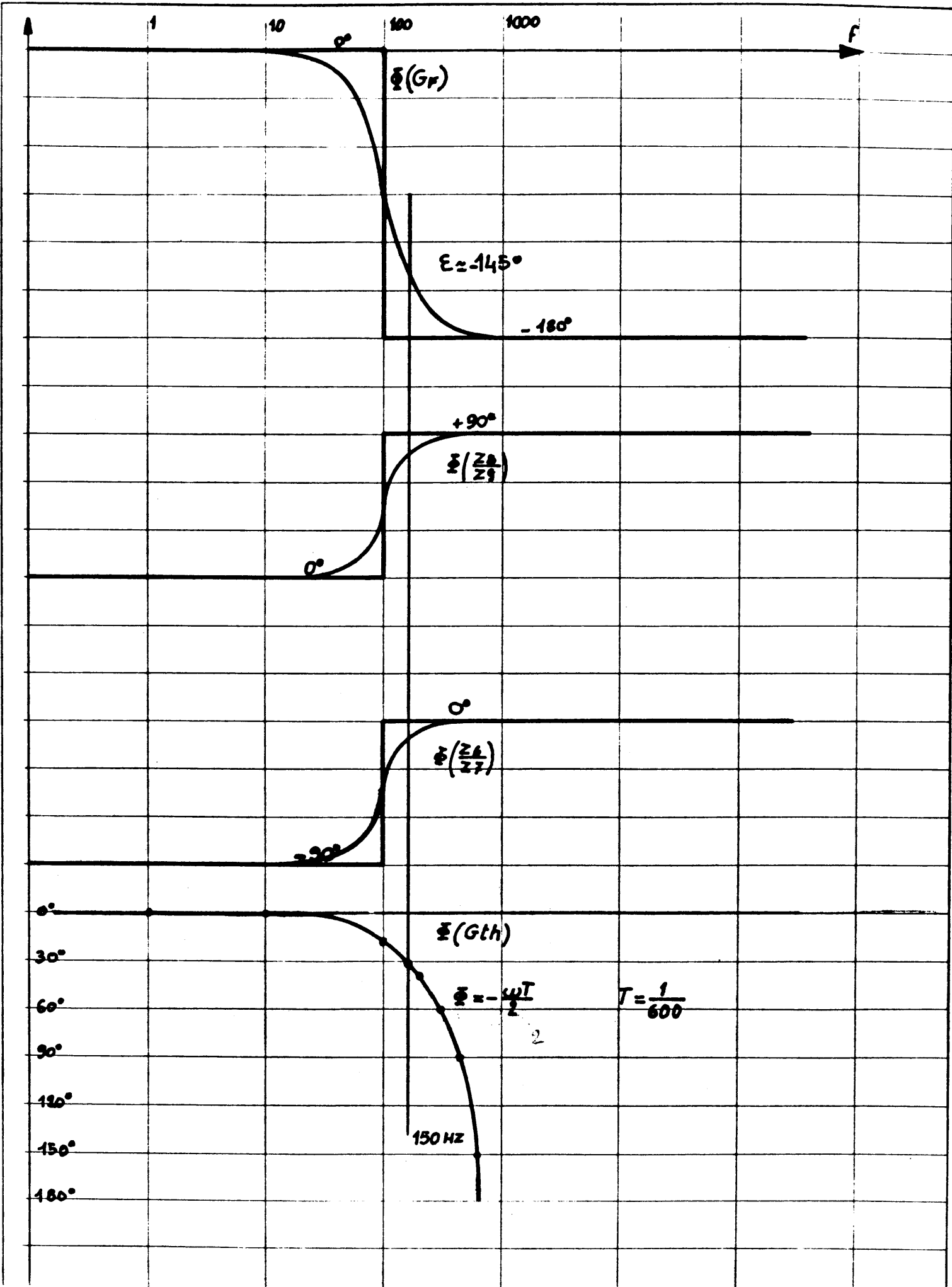


Figure 3.14

- Cette boucle étant discontinue, sa bande passante en boucle ouverte est limitée; la limite théorique de la fréquence de coupure de boucle ouverte de $G_T \times H$ est égale à 200 Hz. (Voir références 7 et 8). Cette fréquence a été ramenée pour des raisons de pratique et de sécurité à 150 Hz.

Le diagramme de Bode de cette boucle est représenté dans les figures No3.15 (a) et (b).





- Avec cette fréquence de coupure de 150 Hz proche de la fréquence en boucle fermée de la boucle principale de courant, la régulation de la tension V_{CE} du collecteur n'est pas suffisante pendant les transitions. La figure 3.16 nous montre cette tension pendant un cycle courant.

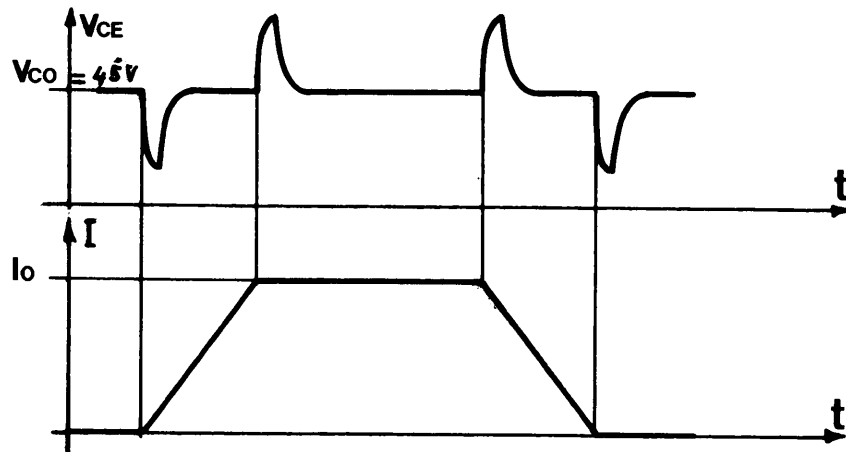


Figure 3.16

Quand la charge est très inductive ou quand la pente de la référence est très grande, la variation de la tension collecteur V_{CE} arrive à des limites non désirées et la boucle de régulation se sature; un système d'injection est prévu pour éviter, dans une certaine mesure, cet inconvénient, c'est le rôle de la boucle auxiliaire.

Boucle auxiliaire

- La boucle analysée précédemment essaie de nous donner la tension nécessaire V_R en recevant comme perturbation les variations de tension de la charge V_O (Figure 3.13). Quand la charge est très inductive ou quand la pente de la référence est très grande, V_R ne peut pas suivre V_O ; c'est alors le ballast qui doit changer V_{CE} pour assurer le programme courant (Réf. 9).
- A la sortie de la carte régulation I on dispose d'une tension proportionnelle à la tension de sortie; en l'injectant convenablement au point de sommation (1), figure 3.13, on anticipe les variations qui se produisent sur le ballast et sa tâche est considérablement allégée :

la saturation est évitée dans la plupart des cas.

- En réalité cette anticipation n'est pas 100% efficace en partie à cause du retard et de la complexité du système, ainsi que du non-synchronisme avec le réseau.

Analyse de la carte E3 (schéma No. 3)

- La tension de référence V_{RB} (diviseur R7, R8, pot. P1) tirée du -15 V est envoyée à travers R6 au point de sommation de IC1. Le potentiomètre P1 permet de varier la tension du collecteur du ballast entre 35 V et 45 V.
- La tension V_{CE} (entrée S) est envoyée au même point de sommation par le réseau $R2 + R3 = 360 K\Omega$.
- Le signal résultant est convenablement adapté par les circuits IC1, IC2, IC3 et la sortie D attaque la commande de grilles.
- Les entrées T et H reliées au point de sommation assurent les conditions de démarrage et de protection, elles n'ont aucune influence pendant le fonctionnement normal.
- Le réseau formé des circuits IC5 à IC7 assure la non saturation du ballast même lors des variations brusques de la tension de sortie V_0 ; le signal en provenance de la carte régulation courant I est reçu en M sur un circuit différentiateur IC5 et envoyé par l'intermédiaire de IC4 et d'une clé K1 au point de sommation de IC1; les circuits IC6 et IC7 injectent par l'intermédiaire de IC4 une deuxième différentiation du signal d'entrée M.

Si on considère que $G_{Th} = 100 \cdot e^{-\frac{S}{2}T}$ et que le filtre a une équation de transfert

$$G_F = \frac{1}{(1 + S \cdot T_F)^2} ,$$

on peut écrire que le gain en boucle ouverte est (voir diagramme bloc figure 3.13) :

$$G_T \times H = G_{Th} \times G_F \times G_{Comp} \times H = \frac{100 e^{-S \frac{T}{2}}}{(1 + S \cdot T_F)^2} G_{Comp} \times H.$$

Ce gain doit être, pour des conditions de stabilités décrites précédemment, du type :

$$G_T \times H = \frac{e^{-S \frac{T}{2}}}{S \cdot T_{150}}.$$

Des relations 3.9 et 3.10, on obtient :

$$G_{Comp} \times H = \frac{(1 + S \cdot T_F)^2}{S \cdot T_{150} \times 100}$$

Réalisation pratique de cette équation de transfert

Diagramme simplifié

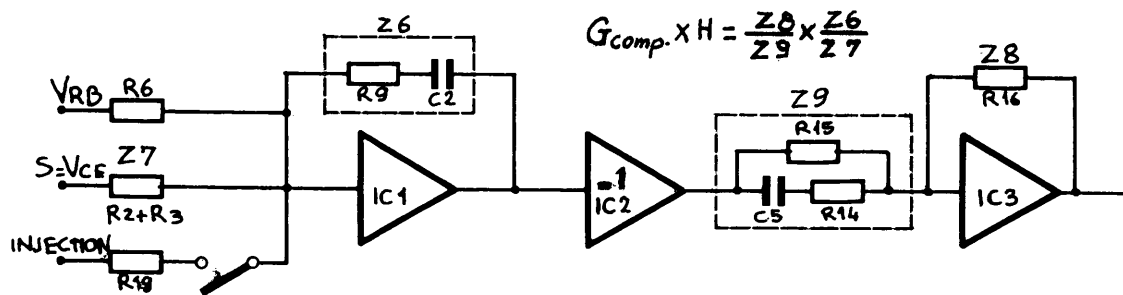


Figure 3.17

$$H = \frac{R_6}{Z_7}$$

$$G_{Comp} = \frac{Z_8}{Z_9} \times \frac{Z_6}{R_6} \quad - \quad T_F = R_{15} C_5 = C_2 R_9$$

$$\frac{Z_6}{Z_7} = \frac{1 + S \cdot T_F}{S \cdot T_{150} \times 100} \quad - \quad T_{150} \times 100 = (R_2 + R_3) C_2$$

- R16 = R15

$\frac{Z_8}{Z_9} \approx 1 + S \cdot T_F$ - R14 << R15

d'où l'on tire $G_{Comp} \times H = \frac{Z_6}{Z_7} \times \frac{Z_8}{Z_9} = \frac{(1 + S \cdot T_F)^2}{S \cdot T_{150} \times 100}$

C'est-à-dire que les résistances R2 + R3 avec C2 et R9 déterminent le gain en basse fréquence et compensent une partie du filtre passif; le circuit associé à IC3 compense l'autre partie (voir diagramme Bode carte E₃)(Fig 3.15 (a) et (b))

NOTA : R14 et C6 assurent la stabilité en haute fréquence du circuit IC3.

Analyse détaillée du circuit d'injection (IC4 - IC7)

Elle est basée sur le diagramme (en alternatif) suivant (Voir Référence 9) :

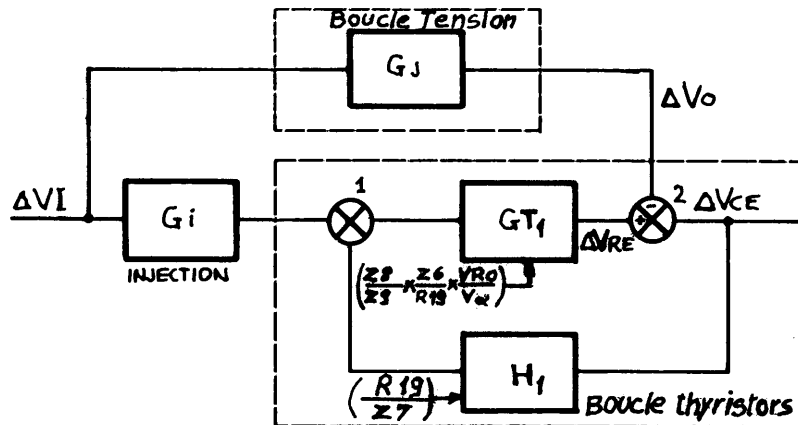


Figure 3.18

dans lequel :

ΔV_I = variation de la tension de sortie, carte régulation courant

ΔV_O = variation de la tension sur la charge

ΔV_{CE} = variation de la tension du collecteur ballast

G_i = équation de transfert de l'injection

G_J = équation de transfert de la boucle tension en boucle fermée

G_{T1} = équation de transfert de la chaîne direct, boucle thyristors

H_1 = contre-réaction.

Si on applique le principe de superposition au circuit figure 3.18 la variation ΔV_{CE} est égale à :

$$\Delta V_{CE} = - \frac{\Delta V_I \cdot G_J}{1 + G_{T1} \cdot H_1} + \Delta V_I \cdot G_i \cdot \frac{G_{T1}}{1 + G_{T1} \cdot H_1}$$

on désire que $\Delta V_{CE} = 0$.

D'où :

$$(3.11) G_J = G_i \times G_{T1} \text{ dans laquelle: } \begin{cases} H_1 = \frac{R19}{Z_7} \\ G_{T1} = \frac{Z_8}{Z_9} \times \frac{Z_6}{R19} \times \frac{V_{RO}}{V_\alpha} \\ G_{T1} = \frac{e^{-S \frac{T}{2}}}{S \cdot T_{150} \times H_1} \\ G_J = \frac{180}{1 + S \cdot T_J} \end{cases}$$

$$\text{soit : } G_i = \frac{G_J}{G_{T1}} = \frac{180 \cdot H_1 \cdot S \cdot T_{150} \times e^{+S \frac{T}{2}}}{(1 + S \cdot T_J)}$$

On peut poser $e^{\frac{T}{S^2}} \approx (1 + S \cdot \frac{T}{2})$.

On obtient : $G_i \approx \frac{S \cdot T_{150} \cdot K_1}{(1 + S \cdot T_J)} (1 + S \cdot \frac{T}{2})$ (3.12)

dans laquelle :

$$K_1 = 180 H_1$$

avec

$$H_1 = \frac{R_{19}}{Z_7}$$

Réalisation pratique de cette équation de transfert

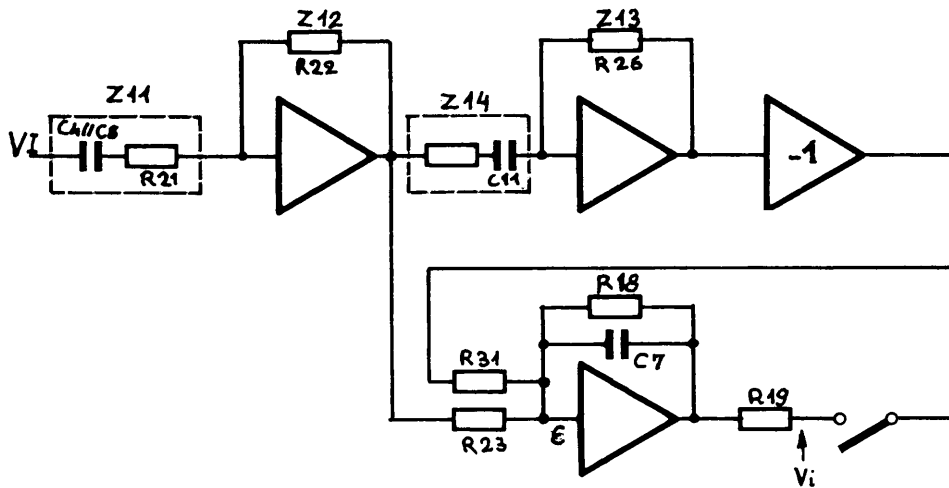


Figure 3.19

$$\frac{V_i}{V_I} = \frac{Z_{12}}{Z_{11}} + \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \times \frac{Z_{13}}{Z_{14}} = \frac{Z_{12}}{Z_{11}} (1 + \frac{Z_{13}}{Z_{14}})$$

$$\frac{Z_{12}}{Z_{11}} = \frac{R_{22} \times S \cdot C_{4C8} \text{ en //}}{(1 + S \cdot C_{4C8} \text{ en //} \times R_{21})}$$

$$1 + \frac{Z_{13}}{Z_{14}} = 1 + S \cdot R_{26} \cdot C_{11}$$

Ainsi :

$$G_i = \frac{V_i}{V_I} = \frac{R_{22} \times S \cdot C_{4C8} \text{ en //}}{(1 + S \cdot R_{21} \times C_{4C8} \text{ en //})} (1 + S \cdot R_{26} \times C_{11})$$

Par identification avec la relation 3.12 où :

$$G_i = \frac{S \cdot T_{150} \cdot K_1}{(1 + S \cdot T_J)} \cdot \left(1 + S \cdot \frac{T}{2}\right)$$

Nous en déduisons :

$$T_{150} \cdot K_1 = R_{22} \times C_{4C8} \text{ en //} \quad \text{où } T_{150} = \frac{1}{2\pi \cdot 150} \text{ et } K_1 = 1$$

$$T_J = R_{21} \times C_{4C8} \text{ en //} \quad \text{où } T_J = 0,159 \cdot 10^{-3}$$

$$\frac{T}{2} = R_{26} \times C_{11} \quad \text{où } T = \frac{1}{600}$$

$$R_{18} = R_{23} = R_{31}$$

Nota : Les éléments R21, R25, et C10, C12, C13 sont mis pour assurer la stabilité en haute fréquence des circuits intégrés correspondants.

Ajustement de la carte E3

- Le seul ajustement est celui de P1 (position du ballast).
- La capacité C7 ($\approx 0,47 \mu\text{F}$) sera ajustée expérimentalement.

Les photos suivantes montrent la réponse dynamique de l'alimentation.

Mesures sur le prototype T706

Photo No. 1

Comparaison

Référence : \geq 1 V/cm

Courant I_0 : 100 A/cm

\hat{I} 700 A charge 20 mH , 250 m Ω .

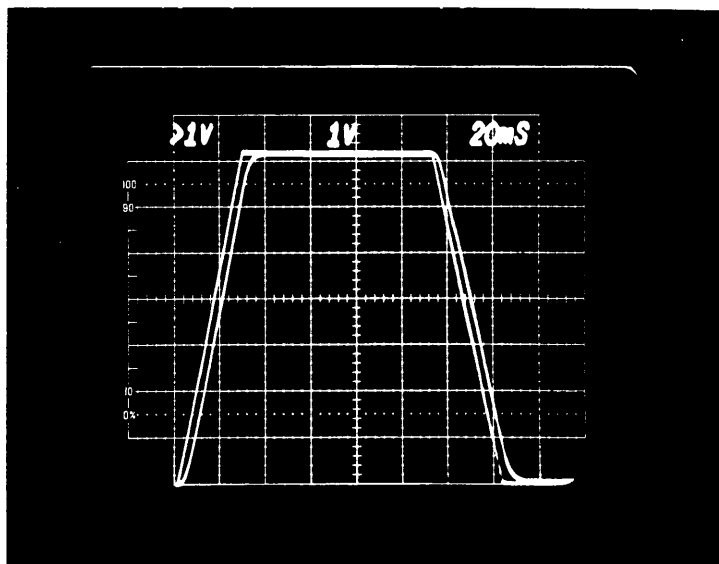


Photo No. 2

Tension V_0 :

Courant I_0 :

\hat{I} 700 A charge 20 mH , 250 m Ω .

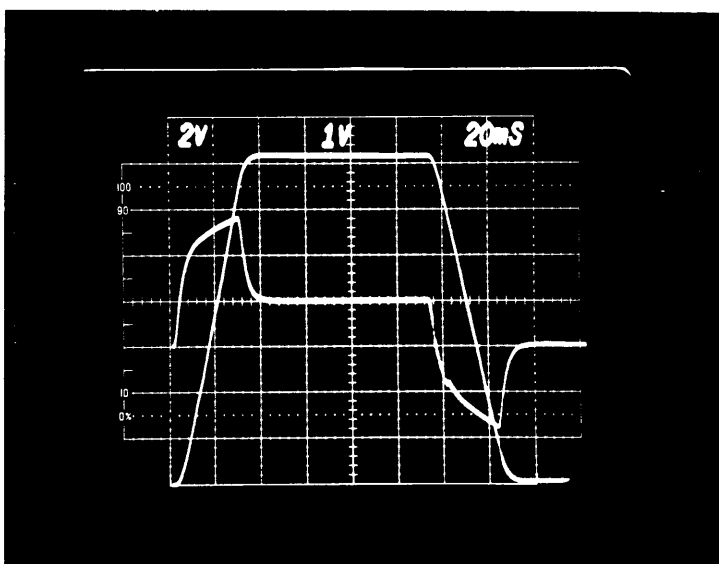
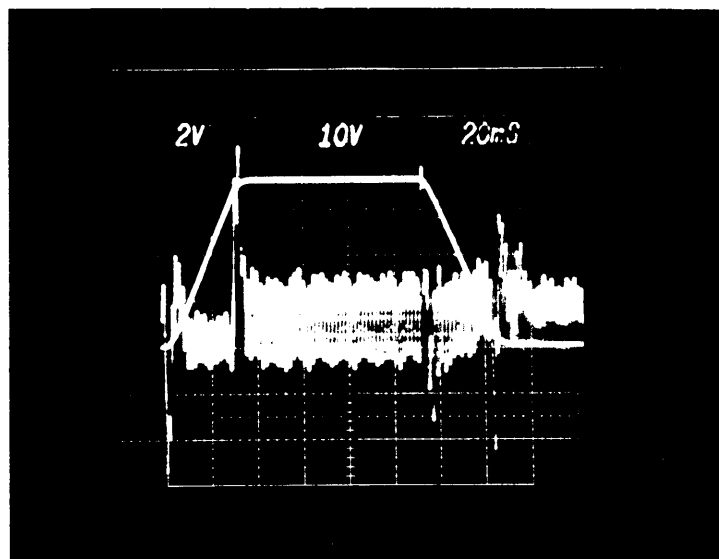


Photo No. 3

Tension ballast V_{CE} : 10 V/cm

Courant I_0 : 200 A/cm

\hat{I} 700 A charge 20 mH , 250 m Ω .



Mesures sur le prototype T706

Photo No. 4

Comparaison

Référence : $\approx 1 \text{ V/cm}$

Courant I_0 : 100 A/cm

Tension V_0 : 200 V/cm

\hat{I} 700 A charge 20 mH , 250 m Ω .

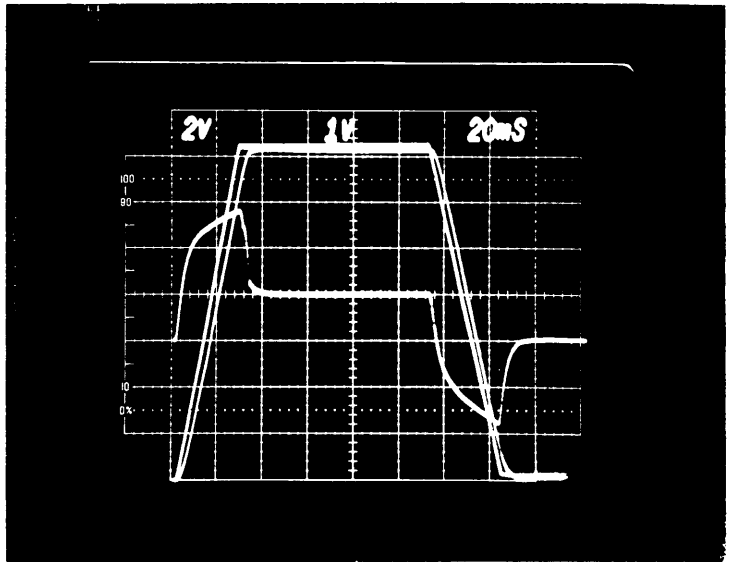


Photo No. 5

Agrandissement

Comparaison

Référence : $0,1 \text{ V/cm}$

Courant I_0 : 10 A/cm

\hat{I} 700 A charge 20 mH , 250 m Ω .

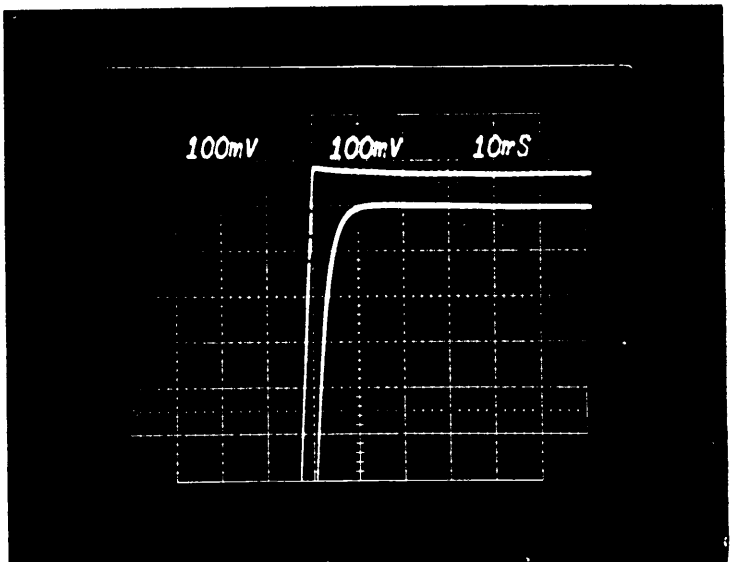


Photo No. 6

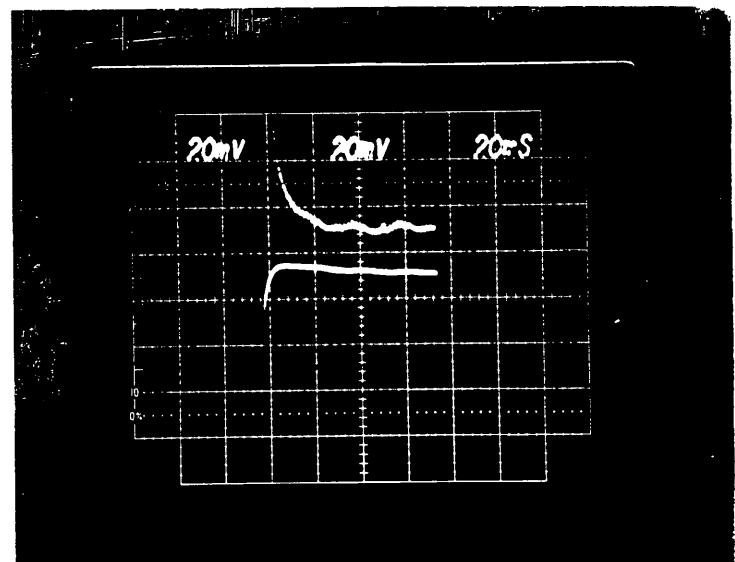
Agrandissement

Comparaison

Tension V_0 : 2 V/cm

Courant I_0 : 2 A/cm

\hat{I} 700 A charge 20 mH , 250 m Ω .



Mesures sur le prototype T706

Photo No. 7

Tension redresseur : 200 V/cm

Courant I_0 : 500 A/cm

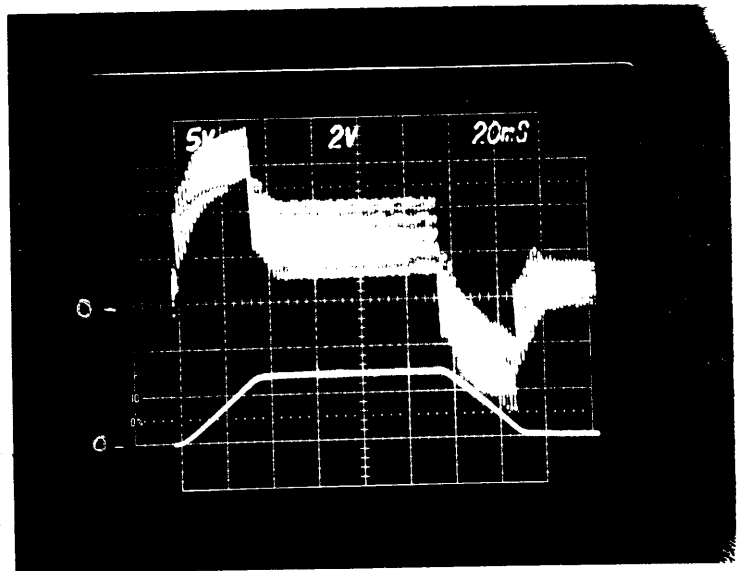


Photo No. 8

Courant 400 A : 100 A/cm

Tension ballast : 10 V/cm

Carte E_3 sans injection

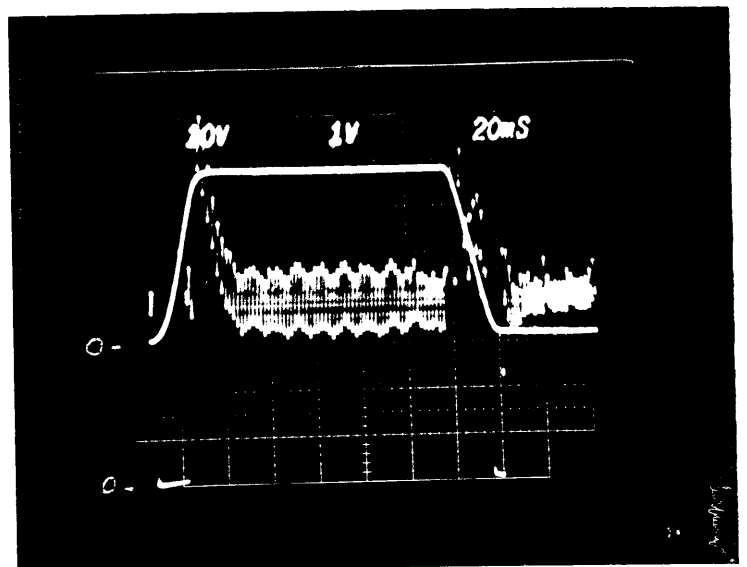
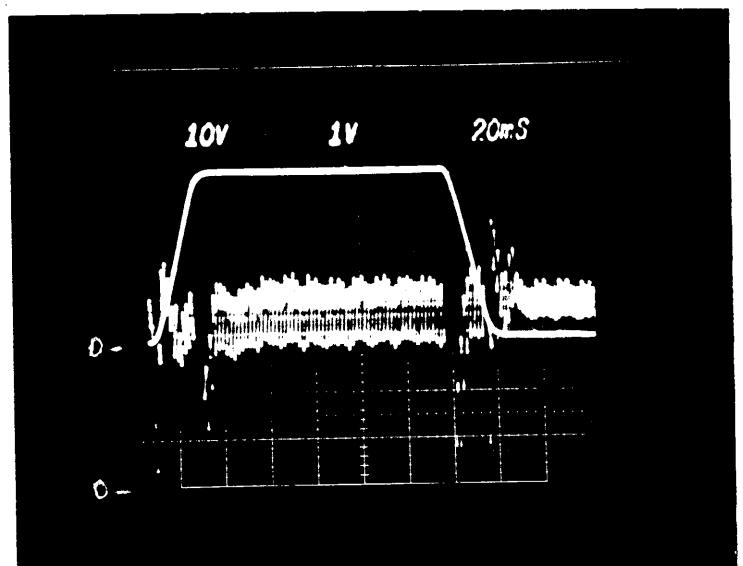


Photo No. 9

Courant 400 A : 100 A/cm

Tension ballast : 10 V/cm

Carte E_3 avec injection



4. CONCLUSIONS ET PERFORMANCES OBTENUES

L'alimentation possède un filtre passif dont la fréquence de coupure a été choisie égale à $F_F = 100$ Hz, à cause de l'ondulation résiduelle admissible avant le banc de transistors du ballast (voir référence 2.). Pour permettre le contrôle optimum des boucles de régulation, la bande passante de la boucle de régulation de courant a été choisie égale à 100 Hz; c'est ce qui apparaît dans le diagramme de Bode relatif au gain en courant en boucle fermée (Figure 4.1).

$$G_{ILF} = \frac{V_{SH}}{V_{RP}} = \frac{1}{1 + S \cdot T_I}$$

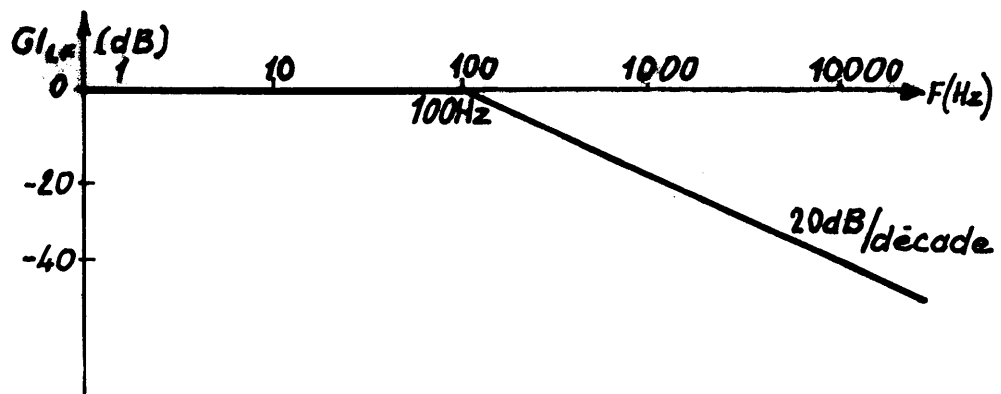


Figure 4.1

L'erreur relative en régime statique est :

$$\frac{V_\epsilon}{V_{SH}} = \frac{V_{RP} - V_{SH}}{V_{SH}} = \frac{1}{G_{LO}}$$

Nous avons vu (cf. relation 3.5) que

$$G_{LO} = \frac{1}{S \cdot T_I}$$

mais en régime continu ce gain n'est cependant pas infini (car le gain en boucle ouverte des amplificateurs opérationnels choisis, quoique très grand, est cependant limité), il est égal à :

$$\begin{aligned} G_{LO} &= G_R \times G_{T,C} \times K_J \times \frac{R_{SH}}{R_C} \\ &= K_R \times G_{IC3BO} \times K_J \end{aligned}$$

où G_{IC3BO} est le gain en boucle ouverte de l'amplificateur IC3B de la carte de régulation de courant (cf. schéma No. 2). Or, le circuit

intégré choisi (OP 10 EY) est tel que ce gain minimum garanti est de 180,000. L'erreur relative maximale théorique en continu est donc :

$$\frac{V_{\epsilon}}{V_{SH}} = \frac{1}{G_{LOmin}} = \frac{1}{0,2 \times 180,000 \times 180} = 1,5 \cdot 10^{-7}$$

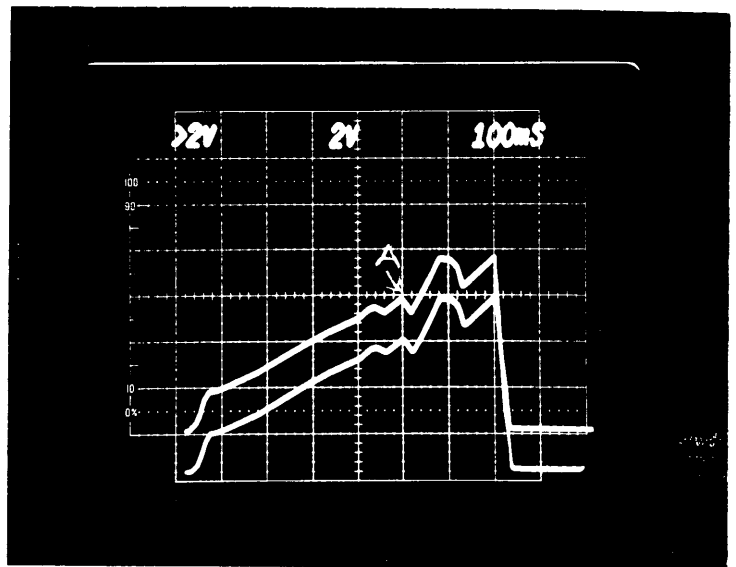
ce qui est bien inférieur à la précision $\frac{\Delta I}{I}$ de 10^{-4} demandée. La stabilité est définie par la précision des résistances des amplificateurs d'entrée (R1, R2, R3, R4, R7, R8, R9, R10, R12, R11, R6 et R15), qui sont des résistances VISHAY à 0,005 % de haute stabilité à très faible coefficient de température (3 ppm/°C), ce qui garantit une stabilité à long terme de l'alimentation meilleure que 10^{-4} .

L'alimentation équipée des circuits de régulation précédemment décrits a été soumise au cycle d'opération de l'accélérateur correspondant au cycle le plus "lourd" des alimentations auxiliaires de ce type (cycle B du PS pour la boucle en huit : courant de crête 780 A, tension de crête 650 V, 370 A_{eff}, $\frac{dI}{dt} = 16000$ A/s). Les photos suivantes montrent comment l'alimentation suit parfaitement son programme, le retard maximum lors des variations brusques de la référence n'étant que de 4 ms. Grâce au circuit d'injection, on peut constater que la tension aux bornes du ballast ne s'annule jamais, même pendant la descente rapide, cela permet d'assurer la précision demandée pendant tout le cycle. Tout le parc d'alimentations Tekelec sera successivement équipé de ce nouveau système de régulation.

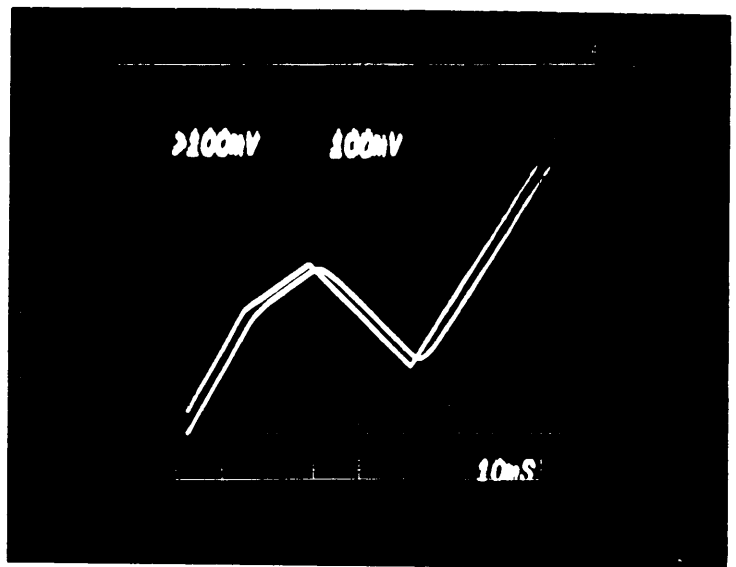
Mesures sur le prototype T706

Charge et référence. correspondant
à la boucle en 8.

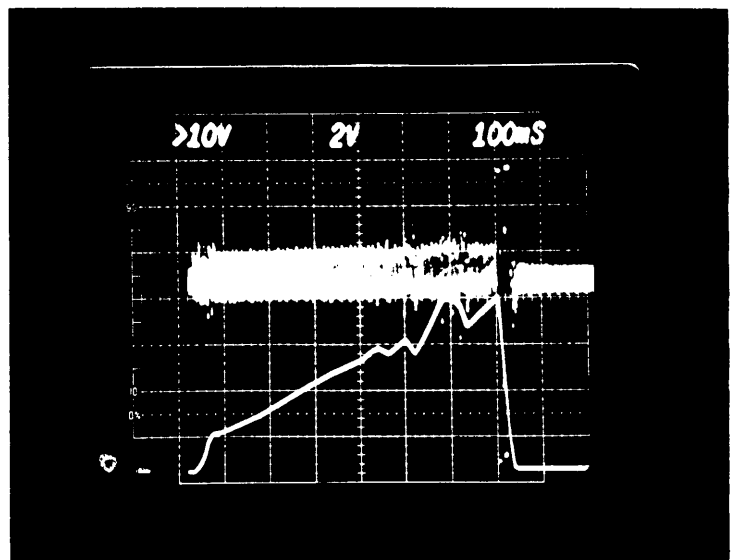
Référence : 2 V/cm
Courant : 200 A/cm
Sur 20 mH , 250 mΩ .



Agrandissement de A



Tension ballast : > 10 V/cm
Courant : 200 A/cm



REMERCIEMENTS :

Je voudrais remercier Edgar Asseo pour son inestimable collaboration au point de vue discussion autour de ce projet, ainsi que Joseph Guillet pour son importante contribution dans la partie pratique et dans la traduction de cette publication.

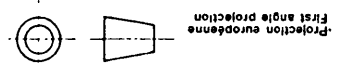
REFERENCES

1. "Améliorations des alimentations Tekelec. Résumé des principes et caractéristiques techniques du prototype d'alimentation pulsée (650 V, 700 A) réalisé à partir de la T706", M. Benedetti, PS/SM/Note 78-5.
2. "Etude et réalisation d'un nouveau filtre passif", M. Benedetti PS/SM/Note 78-7.
3. "The ripple in controlled rectifier systems for inductive loads with and without "free wheeling" diode", M. Benedetti, CERN/PS/SM 78-11.
4. Simulation of a complex control Device. M. Benedetti, E.J. Tacconi, PS/SM/Note 79-7.
5. DC Magnets for beam transport and their thyristor power supplies for magnet current regulation regarded as continuous or sampled data systems. F. Depping, CERN/MPS/ED 71-1-April 1971.
6. An investigation into the use of programmed thyristor controlled power supplies for the pole-face windings of the 28 GeV. Proton Synchrotron of CERN. J/H/ Nizol, CERN MPS/SR/Note 73-42 December 1973.
7. Optimal response of first-order feedback systems with thyristor-control. N. Rasmussen, CERN/MPS/ED 73-2 July 1973.
8. Analysis of the response to a mains perturbation of a voltage regulated rectifiers taking into account the discontinuity of the feedback signal. N. Rasmussen, CERN/MPS/ED 70-3 September 1970.
9. Optimization of Pre-Regulated Systems. M. Benedetti, Jose M. Catalfo, PS/SM/Note 79-8.

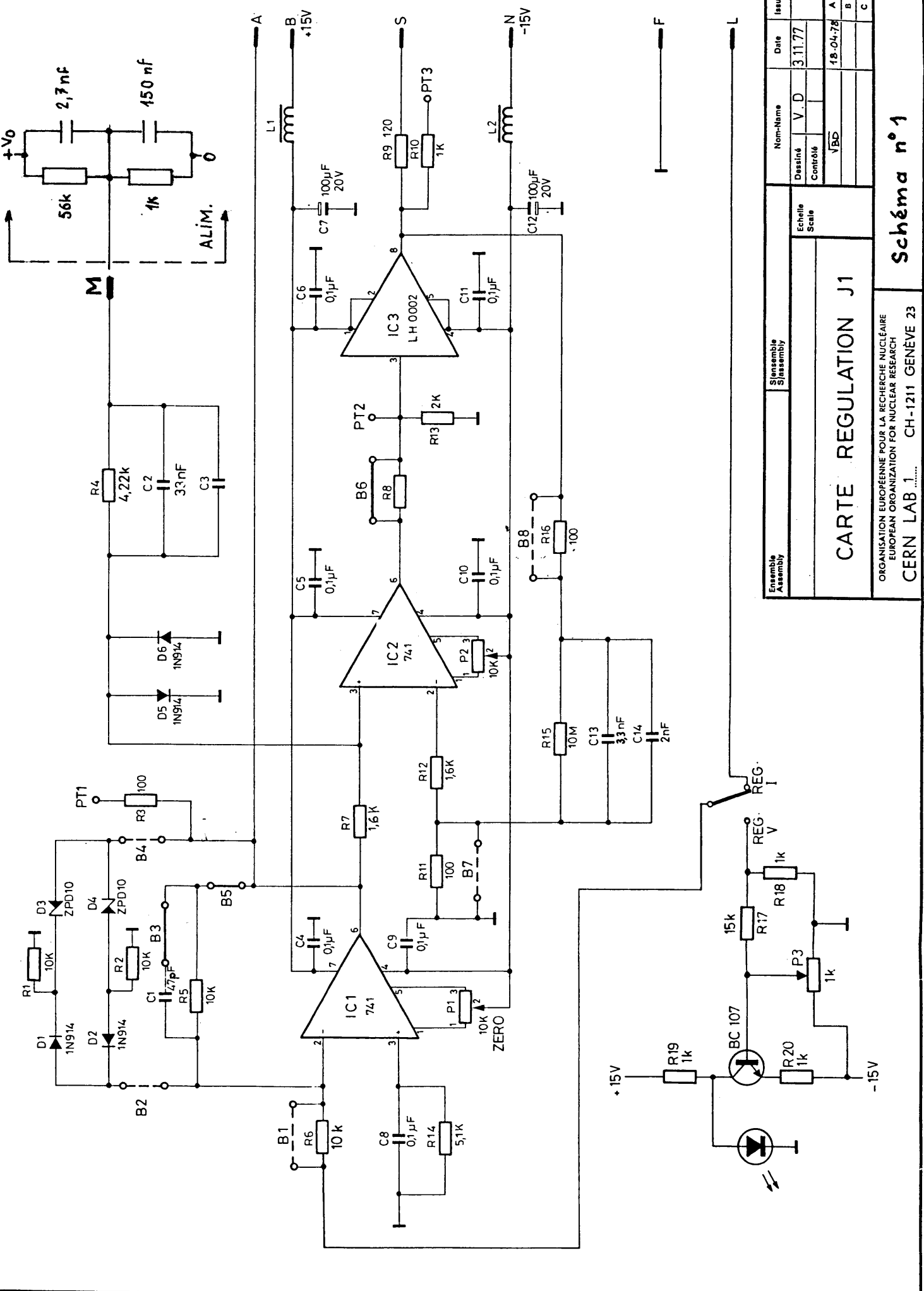
ANNEXES : Schémas Nos. 1 à 4

Distribution : (ouverte)

Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite.
 This drawing may not be used for commercial purposes without written authorization.



Projection européenne
 First angle projection



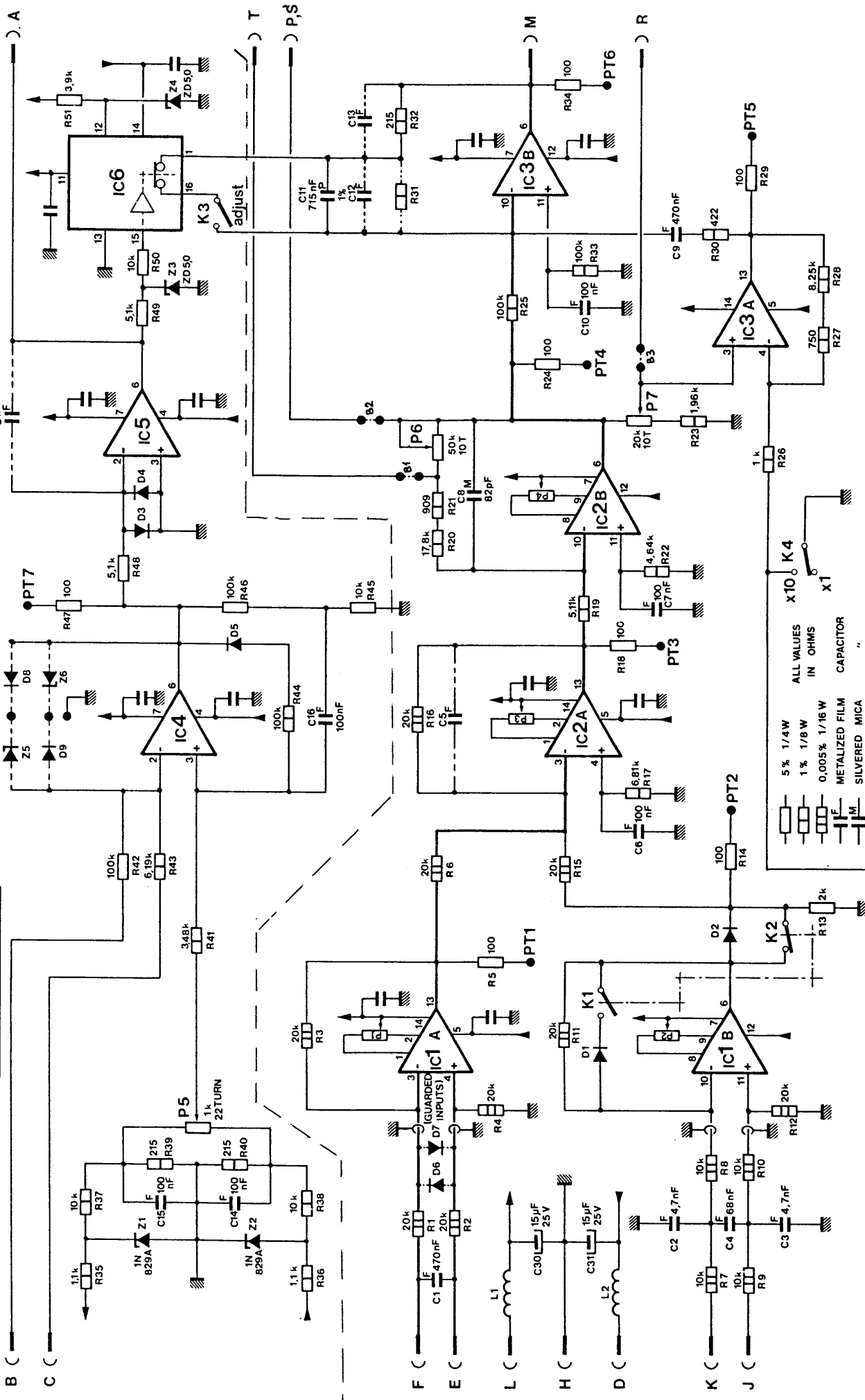
Ensemble Assembly	Senssemble S/assembly		Non-Name	Date	Issue
			V. D	3.11.77	
		Dessiné			
		Contrôlé			
		VBD		18.04.78	A
					B
					C

CARTE REGULATION J1

ORGANISATION EUROPÉENNE POUR LA RECHERCHE NUCLÉAIRE
 EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH
 CERN LAB 1 CH-1211 GENEVE 23

Schéma n°1

Détecteur de zéro



- 5% 1/4W
- 1% 1/8W
- 0.005% 1/16W
- METALIZED FILM CAPACITOR
- SILVERED MICA
- ALL OTHER CAPACITORS 0.1 μF CERAMIC
- P1 TO P4 CERMET 4 TURNS 20K
- IC 4 5 LM318N ALL DIODES 1N 914
- IC 1 2 3 OP-10EY POLYCARBONATE 4%

CARTE REGULATION COURANT I

SCHEMA n° 2

11-05-78

VBD

ECHELLE SCALE

DESSINE

CONTRÔLE

REPLACE

REPLACE PAR

REDUCTION

ORGANISATION EUROPEENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE
EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH
CERN

INDICE

DESSIN RUGOSITE TOLERANCES
SELON NORMES ISO

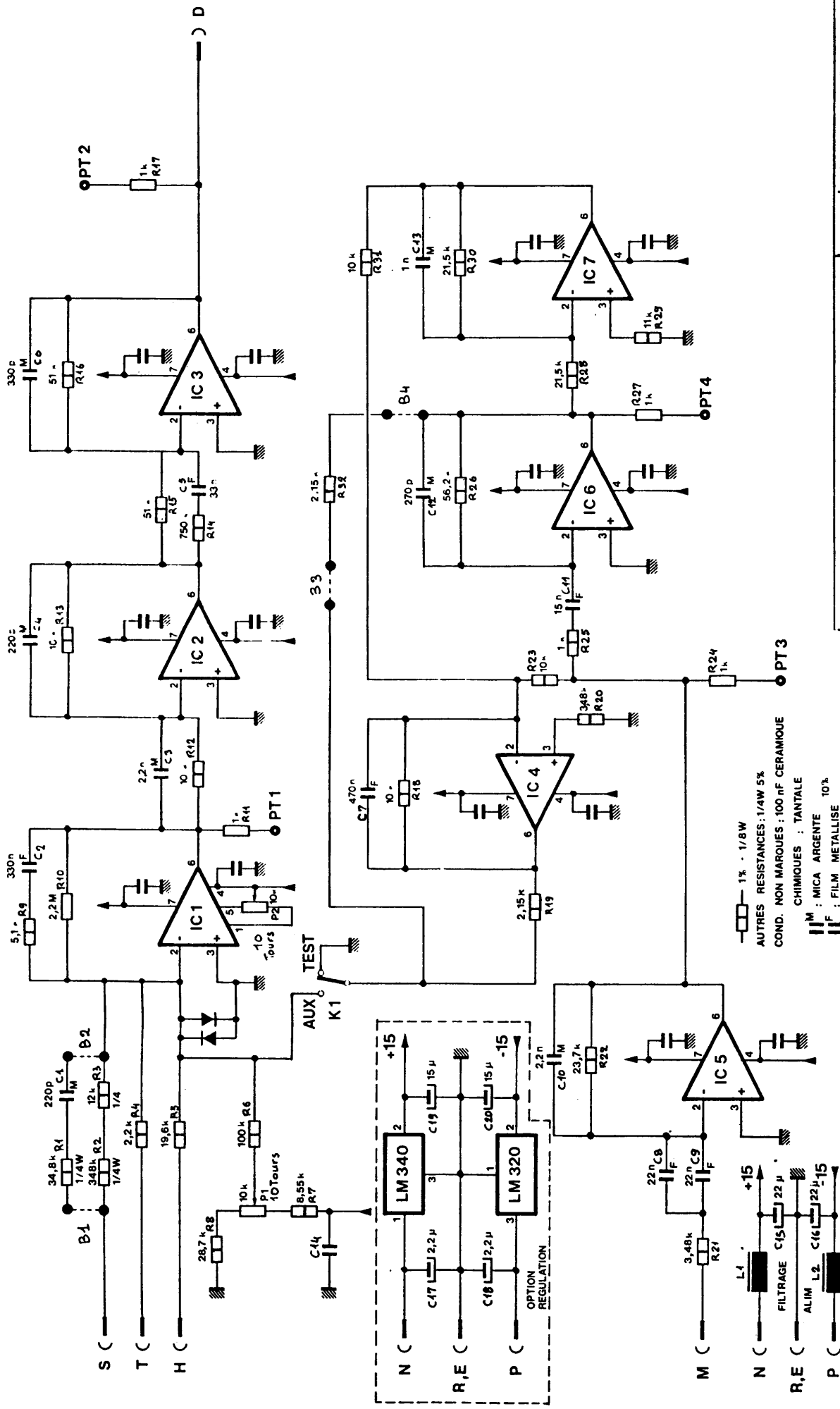
Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite
This drawing may not be used for commercial purposes without written authorisation



Projection européenne
First angle projection

INDICE DATE NOM ZONE MODIFICATION

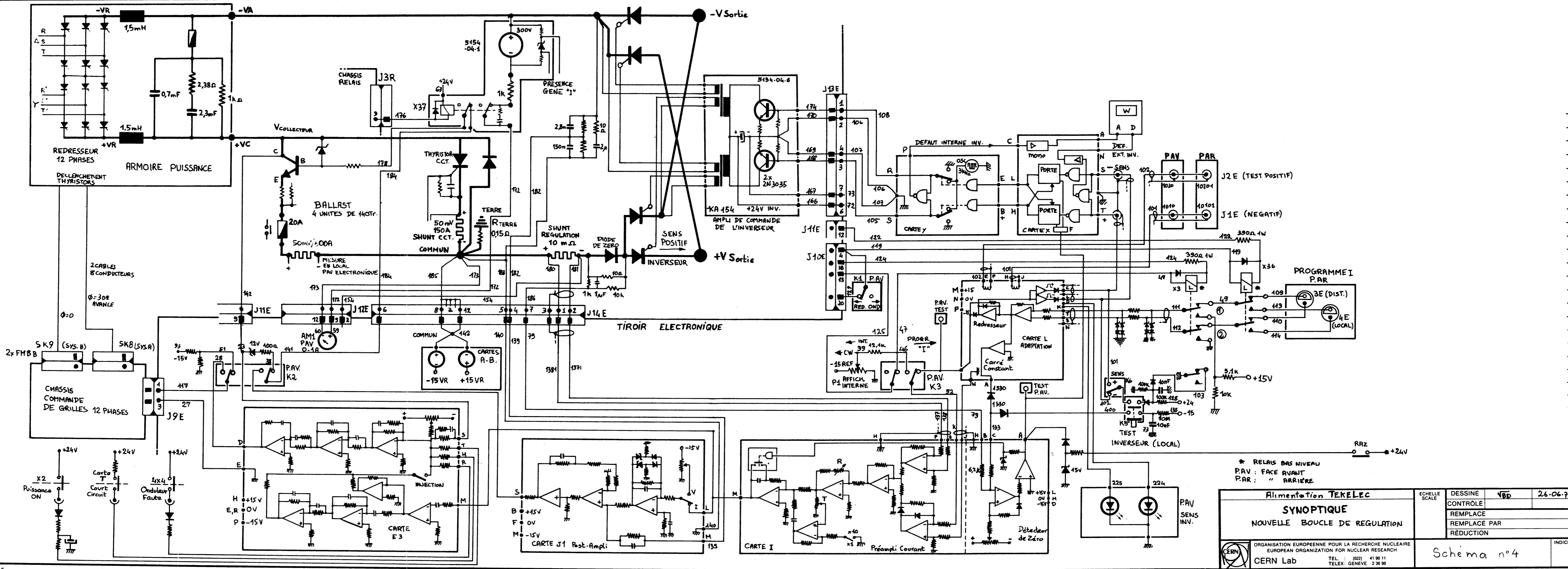
DESIGN RUGOSITE TOLERANCES
SECON NORMES ISO



- 1% - 1/8W
 AUTRES RESISTANCES: 1/4W 5%
 COND. NON MARQUES: 100 nF CERAMIQUE
 CHIMIQUES: TANTALE
 MICA: MICA ARGENTE 10%
 FILM: FILM METALLISE 10%
 DIODES: 1N 914
 AMPLIS OP.: LM 741 CN

CARTE E3	DESSIN CONTROLÉ	VED	29.05.78
	REMPLACEMENT REDUCTION		
Schéma N°3		CEFIN	

INDICE DATE NOM ZONE MODIFICATION



Alimentation TEKELEC		Echelle SCALE	DESSINÉ	√BD	26-06-78
SYNOPTIQUE NOUVELLE BOUCLE DE REGULATION			CONTROLÉ		
CERN ORGANISATION EUROPEENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH CERN Lab		REPLACÉ			
		REPLACÉ PAR			
Schéma n°4		INDICE			

A : L. Ghilardi, PS Division

De :, Division

Veillez m'envoyer copie(s) du Note PS/SM/Note 79-9 "Amélioration" des alimentations Tekelec. Etude et réalisation d'un système de régulation pour alimentations pulsées de hautes performances", par M. Benedetti.

PS/SM/Note 79-9
15.6.1979.

AMELIORATION DES ALIMENTATIONS TEKELEC
ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE REGULATION
POUR ALIMENTATIONS PULSEES DE HAUTES PERFORMANCES

M. Benedetti

Cette étude a pour but de décrire successivement les principes et les calculs utilisés dans la réalisation des différents circuits électroniques qui constituent les diverses boucles de régulation nécessaires dans une alimentation de hautes performances.

Distribution : Liste PS/1

15.6.1979.

AMELIORATION DES ALIMENTATIONS TEKELECETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE REGULATION
POUR ALIMENTATIONS PULSEES DE HAUTES PERFORMANCES

M. Benedetti

Envoyé	10 copies	à	M. Benedetti	envoyé	1 copie	à	A. Cheretakis
"	1 copie	à	H. Riege	"	2 copies	à	B. Godenzi
"	2 copies	à	M. Thivent	"	1 copie	à	F. Rohner
"	2 copies	à	J. Gruber	"	1 copie	à	L. Danloy
"	1 copie	à	J.P. Royer	"	1 copie	à	L. Rinolfi
"	2 copies	à	H. Fiebiger	"	1 copie	à	P. Burla
"	1 copie	à	F. Volker	"	1 copie	à	G. Héritier
"	1 copie	à	M. Zahnd				
"	3 copies	à	C. Christiansen				
"	1 copie	à	D.J. Williams				
"	2 copies	à	G. Molinari				
"	1 copie	à	D. Dekkers				
"	1 copie	à	A. Krusche				
"	1 copie	à	C. Mazeline				
"	1 copie	à	D. Cornuet				
"	1 copie	à	E. Schulte				
"	1 copie	à	J. Cuperus				
"	1 copie	à	L. Blanc				
"	1 copie	à	V. Schou				
"	1 copie	à	L. Coull				
"	1 copie	à	H. Ullrich				
"	1 copie	à	B. Kuiper				
"	1 copie	à	U. Jacob				
"	1 copie	à	J. Buttkus				
"	1 copie	à	P. Collet				
"	1 copie	à	M. Bouthéon				
"	1 copie	à	H. Haseroth				
"	1 copie	à	C. Germain				
"	1 copie	à	D. Bloess				
"	1 copie	à	W. Heinze				