

Laboratoire de GÉOPHYSIQUE  
Services Scientifiques Centraux - Bondy

R. GODIVIER  
G. DUMONT

Les amplificateurs operationnels

Juin 1968

# GÉOPHYSIQUE



OFFICE DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ET TECHNIQUE OUTRE-MER



LABORATOIRE DE GEOPHYSIQUE  
Services Scientifiques Centraux

O.R.S.T.O.M.  
PARIS  
1 9 6 8



LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

# I. PRINCIPES - FONCTIONNEMENT - CHOIX

(D'APRES C.V. WEDEEN)

## 1. Généralités

1.1. Les plus récents amplificateurs à courant continu ont pour fonctions essentielles de réaliser des opérations mathématiques telles que multiplication, addition, intégration, différenciation. Ces dispositifs, connus sous le nom d'amplificateurs opérationnels, sont principalement utilisés dans les calculateurs analogiques. Actuellement, les progrès réalisés dans la technologie des dispositifs à semi-conducteurs permettent la fabrication de circuits plus économiques, plus fiables et plus compacts que les anciens circuits à tubes et qui répondent, outre les fonctions de calculs précédemment citées, à des besoins très divers tels que la mise en forme, le filtrage, la mesure ou le contrôle des signaux. Cette liste d'applications pratiques n'est pas exhaustive et continue de croître à mesure qu'apparaissent de nouveaux dispositifs à semi-conducteurs comprenant par exemple des transistors appariés ou à effet de champ.

Le but de cette note est de familiariser l'utilisateur éventuel avec les paramètres mentionnés par les fabricants afin de lui permettre de choisir le dispositif le mieux adapté au problème à résoudre.

## 1.2. Propriétés.

L'amplificateur opérationnel (A.O.) est un dispositif de gain élevé et stable, généralement utilisé avec une forte contre réaction négative. De ce fait, le circuit amplificateur est relativement peu sensible à la charge; l'effet de température et la dérive sont également minimisés. Avec une bonne approximation, les caractéristiques de l'amplificateur dépendent uniquement de la contre réaction (C.R.), ce qui confère au système une grande souplesse d'utilisation.

C'est ainsi par exemple (figure 1) que si  $Z_1$  et  $Z_{CR}$  sont des résistances pures, les tensions d'entrée et de sortie sont liées par la relation :

$$V_S = V_E \cdot \frac{Z_{CR}}{Z_1}$$

Si  $Z_1$  est une résistance et  $Z_{CR}$  un condensateur, le circuit intègre la tension d'entrée en accord avec la constante de temps  $Z_1$  et  $Z_{CR}$ .

Si  $Z_{CR}$  est un transistor, le circuit délivre le logarithme du signal d'entrée.

Outre ces modes opératoires, linéaires ou non, l'A.O. peut être utilisé en commutation, en détection ainsi que pour l'isolement ou l'adaptation d'impédance. L'A.O. peut amplifier également des signaux alternatifs mais, en raison de la capacité de sortie des transistors, le gain décroît à mesure que la fréquence augmente. Cet effet est généralement compensé dans les amplificateurs à plusieurs étages où on limite l'atténuation à 6 db par octave qui empêche l'A.O. d'osciller, quelle que soit la valeur du gain en boucle fermée (figure 2).

L'A.O. idéal posséderait une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle. Sa largeur de bande et son gain seraient infinis si bien que le signal de sortie dépendrait uniquement du signal d'entrée et des caractéristiques du circuit de C.R., sans qu'interviennent les impédances de source ni de charge.

L'A.O. réel diffère de l'idéal par l'existence et la fluctuation (effet de température et dérive) d'une tension et d'un courant intrinsèques de sortie (offset voltage and current) en l'absence de tout signal d'entrée. Cette tension et ce courant ainsi que leurs variations sont les défauts fondamentaux qui constituent ce qu'on appelle le bruit et limitent les performances de l'A.O.

### 1.3. Différents types d'amplificateurs.

On trouve actuellement sur le marché des amplificateurs

- différentiels;
- stabilisés par découpeur (Chopper);
- à transistors à effet de champ (FET : field effect transistors);
- à circuits intégrés.

Schématiquement, tous ces types se ramènent à un amplificateur à courant continu dont l'entrée est équilibrée pour une première compensation de température (figure 3).

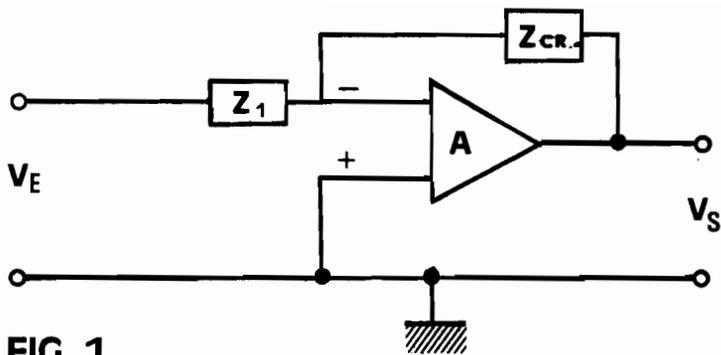


FIG. 1

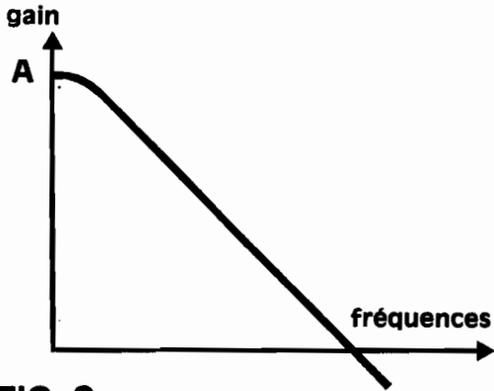


FIG. 2

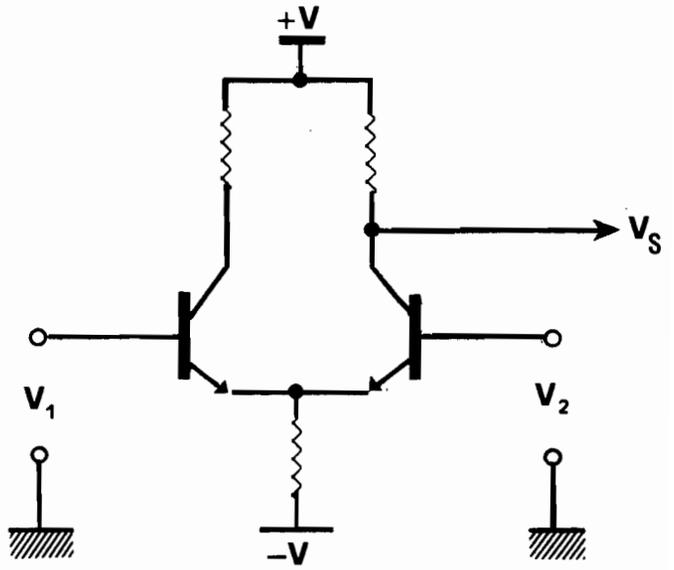


FIG. 3

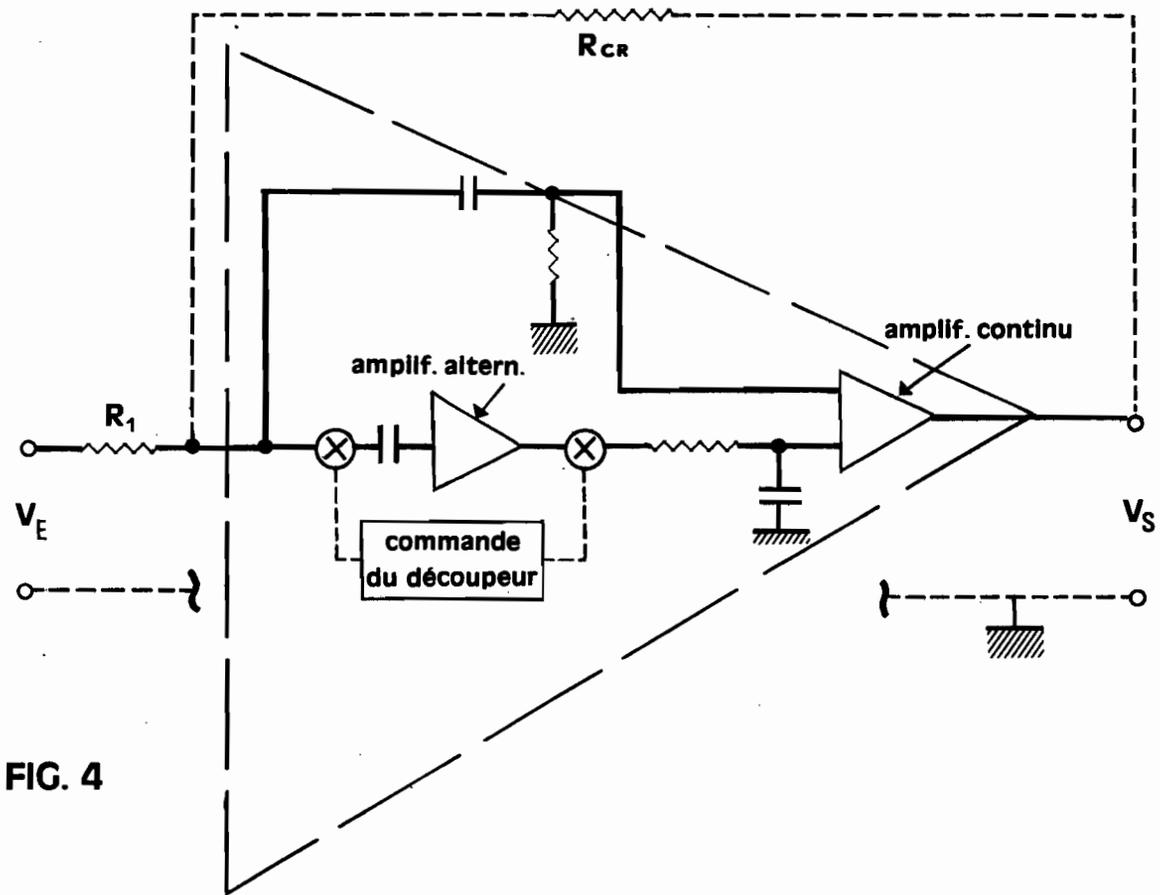


FIG. 4

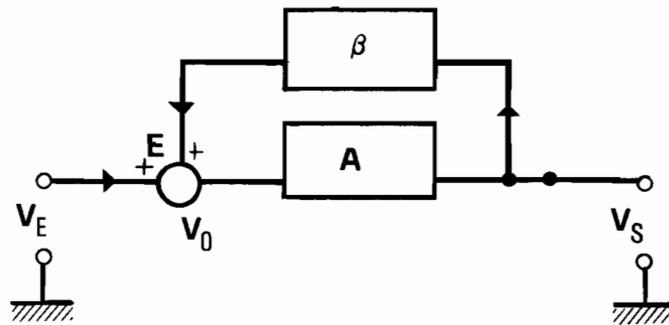


FIG. 5

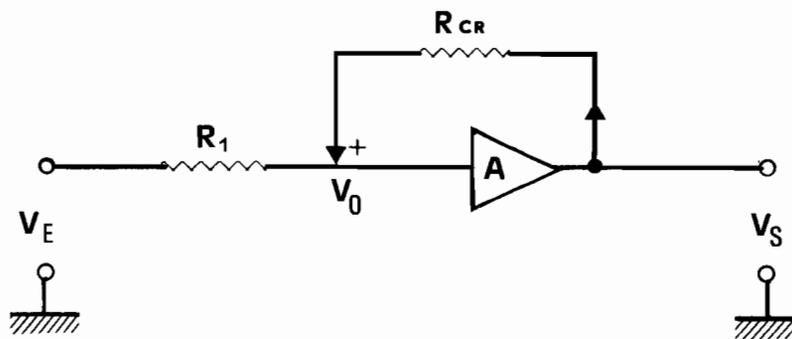


FIG. 6

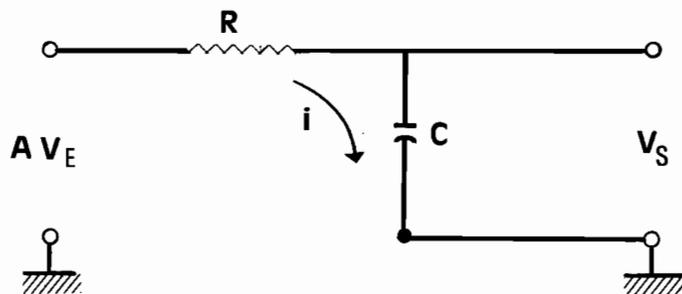


FIG. 7

### 1.3.1. Amplificateur différentiel (A.D.).

Il comprend, comme le schéma général de principe (figure 3) une entrée équilibrée suivie d'étages additionnels, et une sortie en général simple pour ajuster le gain et l'impédance.

La tension et le courant de sortie sont fonction de la différence des deux entrées et à ce titre, il est particulièrement utile pour amplifier des signaux provenant de sources éloignées. Il peut être également connecté pour obtenir un signal de sortie en phase. L'impédance d'entrée est alors très élevée.

### 1.3.2. Amplificateur stabilisé par découpeur (Chopper).

Le schéma de la figure 4 résume le principe du dispositif. Les signaux continus ou de basse fréquence sont modulés et amplifiés par un premier amplificateur alternatif puis démodulés, filtrés et transmis à l'entrée différentielle de l'amplificateur continu. Les signaux de haute fréquence sont directement transmis (par capacité) à l'amplificateur continu. Le gain de l'ensemble est le produit des gains du canal découpeur et de l'amplificateur continu pour la bande passante de ce dernier. Par ce procédé, les tensions et les courants de compensation peuvent être réduits à des valeurs inférieures à 20 microvolts et 20 picoampères. Des dérives inférieures à 0,5 microvolt/degré C et 1 microvolt/semaine sont couramment réalisées. Le découpage est actuellement effectué par des procédés électroniques (cellules photos résistances ou transistors modulateurs commandés par un multivibrateur). Le découpeur mécanique est encore utilisé, mais sa fiabilité médiocre et sa consommation excessive tendent à l'éliminer.

### 1.3.3. Amplificateurs FET (field effect transistor).

Ce sont des amplificateurs utilisant des transistors à effet de champ. Leur impédance d'entrée très élevée et leur faible courant de repos les rendent attrayants dans les applications des électromètres.

### 1.3.4. Circuits intégrés.

Ce sont des A.D. composés d'un unique cristal semi-conducteur (Silicium). Leur avantage essentiel réside dans leurs dimensions extrêmement réduites, leur haute fiabilité et l'appariage serré des transistors composants.

## 2. Paramètres fondamentaux

### 2.1. Gain.

#### 2.1.1. Gain statique boucle ouverte.

C'est le gain de l'amplificateur sans contre réaction. Pour obtenir des résultats satisfaisants, il faut choisir un amplificateur ayant un gain boucle ouverte au moins 100 fois plus grand que le gain "boucle fermée" désiré dans le circuit fonctionnel (égal à  $R_{CR}/R_1$ ). Dans ces conditions, le gain "boucle fermée" est pratiquement indépendant du gain boucle ouverte".

#### 2.1.2. Produit gain-bande.

C'est une constante de l'appareil. Pour un rapport usuel de 6 db/octave, elle est égale à la fréquence pour laquelle le gain devient égal à 1.

Un amplificateur de ce type, dont le produit gain-bande est égal à 1 MHz, aura par exemple un gain "boucle ouverte" de  $10^4$  pour un signal de fréquence 100 Hz. En général, le produit gain-bande atteint 0,5 à 5MHz.

#### 2.1.3. Courbe de réponse (Gain roll-off).

C'est le taux de décroissance du gain en fonction de la fréquence du signal.

Au taux optimum de 6 db/octave ou 20 db/décade, l'amplificateur n'aura pas tendance à osciller pour une valeur quelconque du gain boucle fermée.

### 2.2. Temps de réponse (slewing rate limit).

C'est le temps de variation de la tension de sortie pour une entrée impulsionnelle. La réponse à une impulsion est quelquefois donnée comme vitesse limite (velocity limit) ou temps de montée (risetime). Elle s'exprime généralement en volts par microseconde et est liée à la fréquence maximum  $f$  pour laquelle

on peut obtenir une tension de sortie donnée par l'expression :

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = 2 \eta f V$$

### 2.3. Tension ou courant de compensation à l'entrée (Input offset voltage or current).

On désigne ainsi la tension (ou le courant) d'entrée nécessaire pour annuler la composante continue de la tension (ou du courant) de sortie en l'absence de signal d'entrée et pour une impédance de source nulle (ou infinie). C'est un défaut commun à tous les amplificateurs. On y remédie en appliquant une faible tension prélevée sur l'alimentation. Précisons bien qu'il s'agit ici d'une tension (ou d'un courant) intrinsèque avant toute compensation.

Dans les amplificateurs différentiels, le courant de compensation est la moyenne des courants dans les deux connexions d'entrée qui annulent le courant de sortie. Pour la plupart des circuits intégrés et pour quelques amplificateurs à composants discrets, on considère ce paramètre comme un courant de polarisation à l'entrée (input bias current), en réservant l'appellation "courant de compensation" (input offset current) à la différence des deux courants. Comme cette différence est environ 10 à 25 % du courant moyen, il importe de noter cette ambiguïté dans la terminologie qui peut induire en erreur l'utilisateur sur la qualité des dispositifs proposés par le fabricant.

### 2.4. Dérives (Drift).

#### 2.4.1. Dérive thermique.

Une variation de température entraîne une fluctuation de la tension (ou du courant) de compensation. Cet effet s'exprime généralement en microvolt/degré C quoiqu'il n'est pas nécessairement linéaire sur toute la gamme de température dans laquelle l'amplificateur peut fonctionner.

#### 2.4.2. Autres dérives.

Il s'agit toujours d'une variation de la tension (ou du courant) de com-

pensation dans le temps ou par suite d'une variation de la tension d'alimentation. Dans ce dernier cas, le paramètre est donné en microvolts/pour cent de la tension d'alimentation nominale ou parfois en microvolts/volt.

## 2.5. Bruit à l'entrée.

C'est la valeur ramenée à l'entrée d'une variation de la tension (ou du courant) de sortie non contenue dans le signal d'entrée. Le bruit prend naissance dans les transistors et les résistances de l'amplificateur. Il peut être lié à l'alimentation. Pour le définir correctement, il faut préciser la résistance de source ainsi que la bande passante.

La tension de bruit en bande large intéresse les fréquences comprises entre 1 kHz et 1 MHz et s'exprime en volts efficaces mais parfois en volts crête à crête pour un intervalle de fréquences comprises entre 0,1 et 1 Hz.

L'A.D. a pour caractéristique essentielle d'amplifier les signaux délivrés à ses connexions d'entrée (signaux en mode normal ou différentiel) et de rejeter les signaux qui apparaissent simultanément entre les 2 entrées et la masse (signaux en mode commun).

## 2.6. Caractéristiques d'entrée.

### 2.6.1. Impédance boucle ouverte.

Il s'agit de l'impédance complexe vue de la source sans contre réaction. Dans le circuit classique, elle dépend essentiellement du gain en courant ( $h_{FE}$ ) et de la résistance intrinsèque de base ( $r_e$ ) des transistors d'entrée. Elle est généralement comprise entre 200 et 500 kilohms. Les impédances d'entrée très élevées (environ  $10^{11}$  ohm) des amplificateurs FET sont liées à la géométrie et aux propriétés du cristal des FET. Dans l'amplificateur stabilisé par découpeur, la résistance d'entrée est définie par les résistances "on" et "off" du découpeur. Elle est de l'ordre du mégohm.

### 2.6.2. Impédance en mode commun (common mode input impedance).

C'est l'impédance mesurée entre les 2 terminaisons d'entrée et la masse. Elle est déterminée par les caractéristiques des transistors d'entrée.

### 2.6.3. Tension d'entrée en mode différentiel ou commun.

C'est la tension maximum qui peut être appliquée sans danger entre les terminaisons d'entrée ou entre les terminaisons d'entrée prises ensemble et la masse.

### 2.6.4. Rejet en mode commun (common mode rejection).

On définit ainsi le rapport du gain relatif à un signal en mode différentiel au gain relatif à un signal en mode commun.

## 2.7. Caractéristiques de sortie.

### 2.7.1. Tension et courant.

C'est la tension (ou le courant) maximum que l'amplificateur peut délivrer dans une charge (y compris la contre réaction); le fonctionnement restant linéaire (non saturé).

### 2.7.2. Impédance boucle ouverte.

C'est l'impédance complexe vue des connexions de sortie de l'amplificateur sans réaction. Dans le fonctionnement boucle fermée, l'impédance de sortie est le quotient de l'impédance de sortie par le gain de la boucle. Si l'impédance boucle ouverte ne dépasse pas quelques centaines d'ohms et si le gain de la boucle est assez grand pour garantir une bonne stabilité, l'impédance de sortie boucle fermée peut être de l'ordre de l'ohm, c'est-à-dire négligeable dans la plupart des applications.

### 2.7.3. Charge capacitive.

Il s'agit de la capacité maximum que l'on peut placer à la sortie sans risquer d'amorcer des oscillations. Cette valeur limite est directement proportionnelle au gain de la boucle. Un moyen classique d'utiliser des charges capaci-

tives plus élevées est d'isoler au moyen d'une résistance, la charge des connexions de sortie. Une résistance de quelques ohms suffit généralement : elle n'introduit pas une dissipation supplémentaire excessive.

#### 2.8. Ordre de grandeur des différents paramètres.

(voir tableau page 13)

Définitions	Usage général	Amplis à découpeur	F E T	Circuits intégrés
Gain continu boucle ouverte	$10^4$ à $10^5$	$10^6$ à $10^8$	$10^4$ à $10^5$	$10^3$ à $10^5$
Produit gain-bande	0,4 - 10 MHz	0,3 - 10 MHz	1 - 30 MHz	1 - 10 MHz
Taux d'atténuation (en général)	6 db/oct.	6 db/oct.	6 db/oct.	- - - -
Temps de réponse	0,1 - 3 V/ $\mu$ S	0,6 - 50 V/ $\mu$ S	0,6 - 20 V/ $\mu$ S	0,1 - 30 V/ $\mu$ S
Conditions initiales				
Tension compensation	0,3 - 1 mV	10 - 200 $\mu$ V	1 - 5 mV	1 - 5 mV
Courant "	1,5 - 500 nA	10 - 2000 pA	1 - 50 pA	100 - 500 pA
Dérive avec la température				
Tension	5 - 100 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C	0,5 - 10 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C	5 - 100 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C	3 - 50 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C
Courant	0,2 - 5 nA/ $^{\circ}$ C	0,5 - 20 pA/ $^{\circ}$ C	20 - 100p A/ $^{\circ}$ C	0,1 - 5 nA/ $^{\circ}$ C
Dérive dans le temps				
Tension	10-100 $\mu$ V/jour	1 V/sem-50 $\mu$ V/j.	5 - 100 $\mu$ V/jour	- - - - -
Courant	- - - - -	1 pA/sem-50pA/j.	- - - - -	- - - - -
Bruit à l'entrée				
0,1 - 1 Hz	- - - - -	5 - 10 $\mu$ VC à C	- - - - -	- - - - -
Bande large	1-20 $\mu$ V eff.	10 - 150 $\mu$ V eff.	2 - 30 $\mu$ V eff.	- - - - -
Impédance d'entrée boucle ouverte				
Différentielle	100-1000 K $\Omega$	0,5 - 1 M $\Omega$	$10^{10}$ - $10^{12}$ $\Omega$	10 - 500 K $\Omega$
Mode commun	10 - 500 M $\Omega$	- - - - -	$10^{10}$ - $10^{12}$ $\Omega$	- - - - -
Tension d'entrée max				
Différentielle	5 - 15 V	- - - - -	- - - - -	1 - 8 V
Mode commun	3 - 20 V	- - - - -	8 - 11 V	1 - 11 V
Rejet en mode com.	50 - 100 db	- - - - -	60 - 74 db	60 - 100 db
Tension de sortie	10 - 20 V	10 - 150 V	10 - 11 V	3 - 12 V
Courant de sortie	1 - 20 mA	2 - 100 mA	2 - 20 mA	1 - 10 mA
Charge capacitive de sortie	0,5 nf-10 $\mu$ f	0,5 nf - 10 $\mu$ f	- - - - -	- - - - -
Impédance de sortie boucle ouverte	30-5000 $\Omega$	10 - 1000 $\Omega$	100-1000 $\Omega$	- - - - -

### 3. L'amplificateur à contre réaction

Pour guider l'utilisateur dans l'emploi d'un A.O. qui répond à un besoin déterminé, il est utile de mentionner ce que l'on peut réaliser avec un dispositif de gain élevé avec une contre réaction négative et comment les paramètres "boucle fermée" sont affectés par les caractéristiques "boucle ouverte".

#### 3.1. Gain boucle fermée.

##### 3.1.1. Valeur du gain (figure 5).

Ecrivons une expression de la fonction de transfert (plus communément appelée gain en boucle fermée) d'un amplificateur classique à contre réaction.

A étant le gain boucle ouverte de l'A.O. que l'on suppose à inversion de phase de sorte que, si la tension d'entrée  $V_E$  est positive, la tension de sortie  $V_S$  est négative.

Si A était connu et mesurable avec précision, on pourrait réaliser un grand nombre d'applications faisant intervenir le gain en tension sans boucle de C.R. Ce n'est généralement pas le cas, si bien qu'on prélève une fraction  $\beta$  de la tension de sortie pour la restituer à l'entrée E. La tension de CR  $V_{CR}$  s'ajoute alors au signal d'entrée  $V_E$ . Elle a pour valeur :

$$V_{CR} = \beta V_S \quad (1)$$

La tension en E s'écrit :

$$V_O = V_E + V_{CR} = \frac{V_S}{A} \quad (2)$$

$$\text{D'où } \frac{V_S}{A} = V_E + \beta V_S$$

Le gain boucle fermée a pour valeur :

$$G = \frac{V_S}{V_E} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (3)$$

Si  $A\beta \gg 1$ , on peut écrire :

$$G \sim -\frac{1}{\beta} \quad (4)$$

On constate que le gain boucle fermée est approximativement égal à l'inverse du facteur de contre réaction et ne dépend pas du gain boucle ouverte. Le signe moins de l'expression 4 indique l'inversion de phase.

La quantité  $A\beta$  est le gain de la boucle. C'est le produit de deux facteurs dont l'un  $A$  dépend du fabricant et l'autre  $\beta$  est choisi par l'utilisateur. C'est elle qui permet de dire avec quelle approximation la formule 4 est applicable.

Il est clair que l'amplificateur à contre réaction est d'autant plus proche de l'amplificateur idéal que  $A\beta$  est plus grand.

**Ex e m p l e** : Quel est le gain boucle fermée d'un amplificateur dont le gain boucle ouverte est  $A = -10^4$ ,

1°. si  $\beta = 0,1$  ?

$$G = \frac{-10^4}{1+10^3} \approx -9,99$$

2°. si  $\beta = 0,01$  ?

$$G = -\frac{10^4}{1+100} \approx -99$$

3°. si  $\beta = 0,001$  ?

$$G = -\frac{10^4}{1+10} \approx -900$$

Dans les exemples ci-dessus, le calcul du gain par la formule simplifiée (4) aurait respectivement donné  $G = -10, -100, -1000$ . La valeur approchée s'écarte d'autant plus de la valeur réelle que le gain de la boucle est plus faible. L'erreur commise est  $\frac{1}{A\beta}$ . Elle est négligeable si  $A\beta \gg 1$ . Dans ces conditions, l'équation (3)  $A\beta$  permet d'écrire :

$$\boxed{A\beta \approx \frac{A}{G}} \quad (5)$$

Autrement dit : le gain de la boucle est le rapport du gain boucle ouverte au gain boucle fermée.

Si le gain boucle ouverte  $A$  devient très grand, l'équation (2) montre que la tension d'entrée  $V_0$  tend vers zéro, ce qui revient à dire que la tension de contre réaction  $V_{CR}$  est égale à la tension de la source

$$|V_E| \approx |V_{CR}|$$

### 3.1.2. Stabilité.

Différencions l'équation (3); il vient :

$$\frac{dG}{d\Lambda} = \frac{1}{(1-\Lambda\beta)^2}$$

d'où 
$$\boxed{\frac{dG}{G} = \frac{1}{1-\Lambda\beta} \cdot \frac{d\Lambda}{\Lambda}} \quad (6)$$

On en conclut que la variation relative du gain boucle fermée est approximativement égale au quotient de la variation relative du gain boucle ouverte par le gain de la boucle.

Calculons par exemple la variation du gain boucle fermée d'un A.O. dont le gain nominal boucle ouverte égal à - 10.000 peut varier de 20 %. Si le facteur de contre réaction est égal à 1 % ( $\beta = 0,01$ ), on a :

$$\frac{dG}{G} = \frac{1}{1+100} \times 0,20 \simeq 0,002 = 2 \%$$

### 3.1.3. Contre réaction.

On réalise pratiquement une contre réaction à l'aide d'un diviseur de tension (figure 6). La tension du signal peut être assimilée à une source de courant qui traverse une résistance  $R_1$  en série.

Court-circuitons successivement l'entrée,

$$V_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_{CR}} V_S$$

et la sortie :

$$V_0 = \frac{R_{CR}}{R_1 + R_{CR}} V_E$$

Superposons les 2 états, on obtient :

$$V_0 = \frac{R_{CR}}{R_1 + R_{CR}} V_E + \frac{R_1}{R_1 + R_{CR}} V_S = \frac{V_S}{\Lambda}$$

$$\text{D'où } V_S \left( 1 - \frac{\Lambda R_1}{R_1 + R_{CR}} \right) = \frac{\Lambda R_{CR}}{R_1 + R_{CR}} V_E$$

$$G = \frac{V_S}{V_E} = \frac{\Lambda R_{CR} / (R_1 + R_{CR})}{1 - \Lambda R_1 / (R_1 + R_{CR})}$$

$$\text{Finalement : } G = -\frac{R_{CR}}{R_1} \left[ \frac{1}{1 - \frac{\Lambda R_{CR}}{\Lambda R_1}} \right] \quad (7)$$

L'équation (3) peut se mettre sous la forme :

$$G = -\frac{1}{\beta} \left[ \frac{1}{1 - \frac{1}{\Lambda \beta}} \right] \quad (8)$$

La comparaison de (7) et (8) permet d'écrire une expression du gain de la boucle :

$$\Lambda \beta = \frac{\Lambda R_1}{R_1 + R_{CR}}$$

Si  $\Lambda \beta \gg 1$ , le gain boucle fermée est indépendant de  $\Lambda$  :

$$G = -\frac{R_{CR}}{R_1}$$

Si la condition  $\Lambda \beta \gg 1$  n'est pas réalisée,  $G$  est défini par l'expression (7).

Application numérique - Calculons le gain boucle fermée d'un amplificateur avec  $\Lambda = -10.000$ , si  $R_1 = 10$  kilohms et  $R_{CR} = 10$  mégohms.

On trouve :

$$G = -\frac{10^7}{10^4} \left[ \frac{1}{1 - \frac{10^4 + 10^7}{-10^8}} \right]$$

$$= -1000 \times \frac{1}{1,1} = -910$$

La formule simplifiée aurait donné  $G = -1000$ . Un gain réel boucle fermée de -1000 peut évidemment être réalisé en prenant un rapport  $\frac{R_{CR}}{R_1}$  égal à 1100

mais dans cet exemple, le gain de la boucle n'est que 10, c'est-à-dire trop faible pour garantir une bonne stabilité. Si un gain boucle fermée de - 1000 est nécessaire, il est préférable d'augmenter  $\Lambda\beta$  en choisissant un amplificateur possédant un gain boucle ouverte plus élevé. Par exemple avec  $\Lambda = - 10^6$ , en conservant les mêmes valeurs pour  $R_1$  et  $R_{CR}$ , on trouve  $G = - 999$ . L'erreur commise en employant la formule simplifiée n'est plus que 1 ‰.

### 3.2. Gain dynamique.

#### 3.2.1. Réponse en fréquence.

Les A.O. dont le gain boucle ouverte est élevé sont utilisables de préférence aux très basses fréquences ou en continu. Aux fréquences élevées, la capacité de sortie du transistor entraîne une diminution du gain. Pour garantir un fonctionnement stable, l'A.O. est généralement "compensé" si bien qu'il se comporte comme un réseau résistance-capacité (figure 7); l'effet d'une augmentation de fréquence sur  $\Lambda$  peut être calculé comme suit :

$$i = \frac{\Lambda V_E}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad \omega = \text{pulsation}$$

en désignant par  $i$  le courant de pulsation  $\omega$  qui circule à travers une résistance  $R$  et une capacité  $C$ .

La tension de sortie devient alors :

$$V_S = \frac{i}{j\omega C} = \frac{\Lambda V_E}{1 + j\omega CR}$$

$$\text{D'où } \frac{V_S}{V_E} = \Lambda(\omega) = \frac{\Lambda}{1 + j\omega CR} \quad (9)$$

On peut définir une fréquence de coupure  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  telle que

$\omega_0 = \frac{1}{RC}$ . L'équation (9) devient alors :

$$\Lambda(\omega) = \frac{\Lambda}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (10)$$

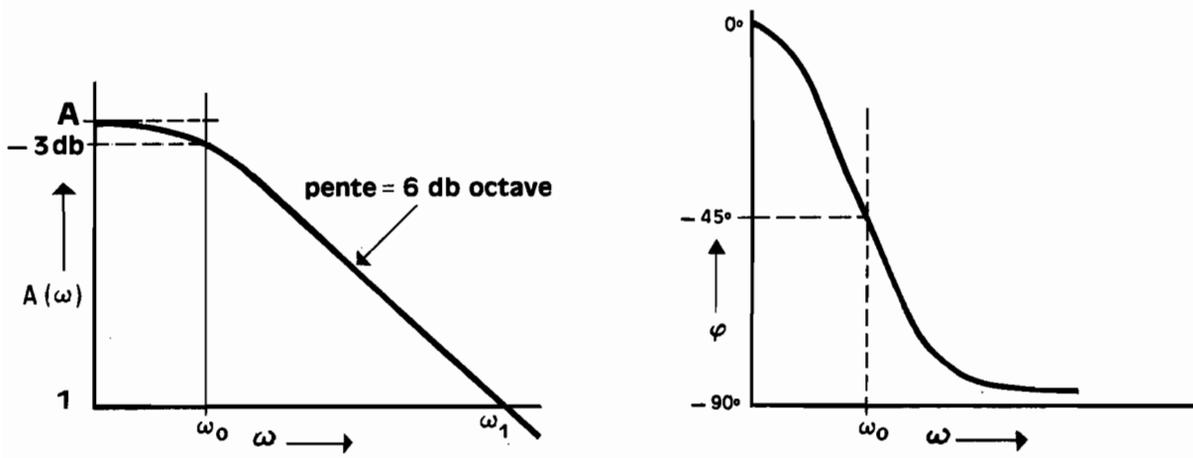


FIG. 8a

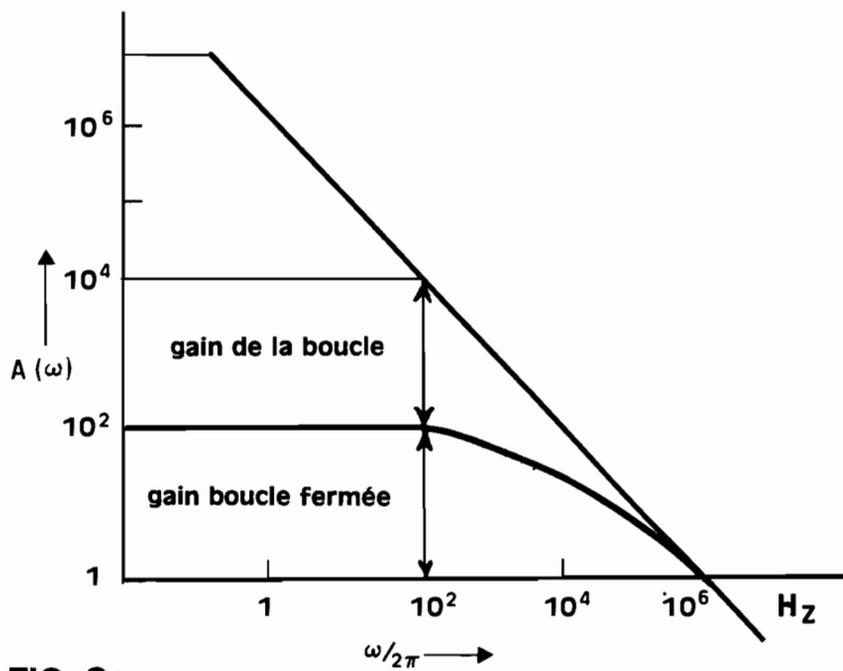


FIG. 8b

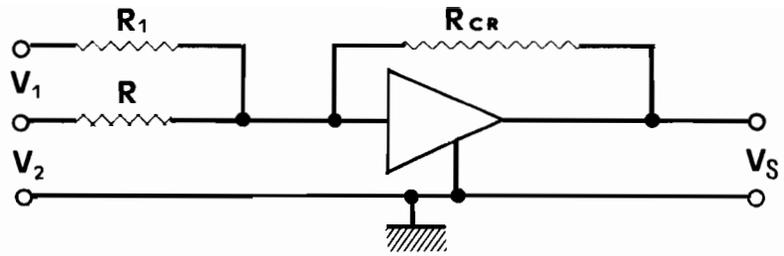


FIG. 9

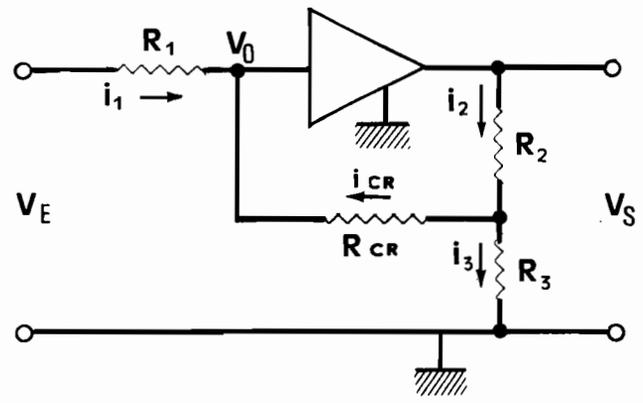


FIG. 10

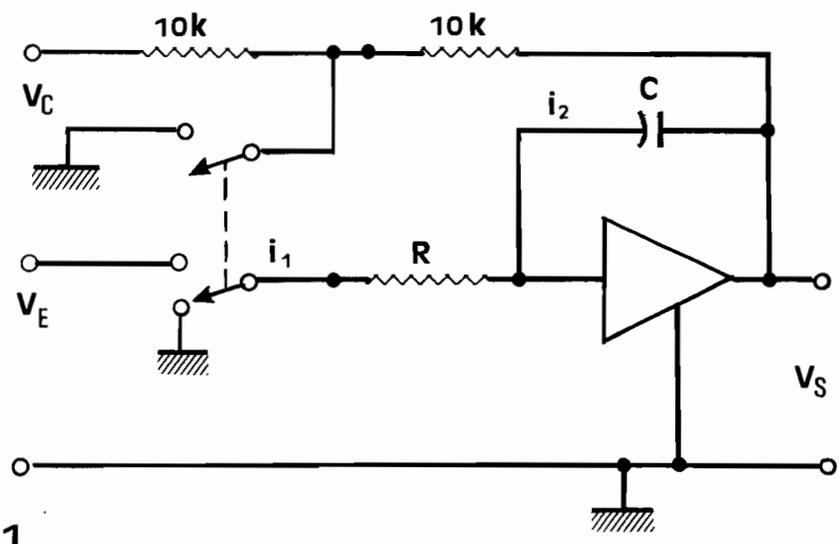


FIG.11

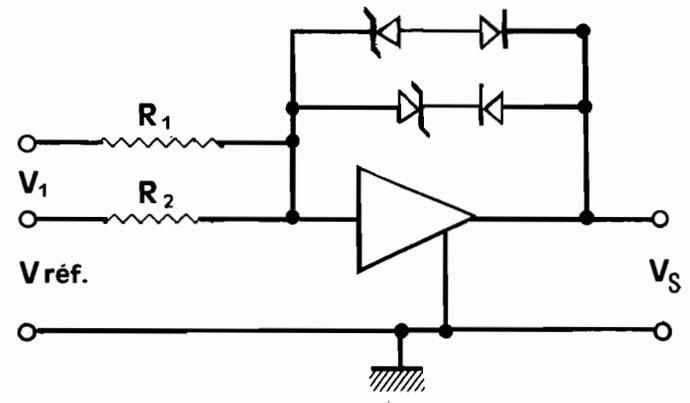


FIG. 12

Le module du gain est :  $|A(\omega)| = A \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$

et l'argument  $\psi = -\text{Arctg} \frac{\omega}{\omega_0}$

Pour  $\omega = \omega_0$ , le module a pour valeur :

$$\frac{A(\omega)}{A} = \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{ db}$$

et l'argument  $\psi_0 = -45^\circ$ .

La figure 8a visualise la courbe de réponse du gain en fonction de la fréquence.

Les amplificateurs stabilisés par découpeur ont une fréquence de coupure généralement inférieure à 1 Hz. Dans ces conditions, aux fréquences élevées ( $\omega \gg \omega_0$ ), on peut écrire :

$$\frac{A(\omega)}{A} \approx \frac{\omega_0}{\omega} \quad (11)$$

Autrement dit, le produit gain-bande est sensiblement constant :

$$A(\omega) \cdot \omega = A \cdot \omega_0 = \text{constant.}$$

Application numérique - Calculons le gain boucle fermée d'un amplificateur dont le gain statique boucle ouverte est  $A = -10^7$ , le produit gain-bande,  $f_1 = 1 \text{ MHz}$  si  $R_1 = 10 \text{ kilohms}$  et  $R_{CR} = 1 \text{ megohms}$ , quand la fréquence du signal est  $f = 100 \text{ Hz}$ .

Il suffit d'utiliser la formule (7) dans laquelle on remplace  $A$  par  $A(\omega)$ . On trouve, en tenant compte de  $A(\omega) = -\frac{10^6}{100} = -10^4$

$$G = -\frac{10^6}{10^4} \left[ \frac{1}{1 - \frac{10^4 + 10^6}{-10^4 - 10^4}} \right]$$

$$G = -100 \left( \frac{1}{1+0,01} \right) = -99$$

On remarque sur la figure (8b) que la courbe du gain boucle fermée est plate dans un certain domaine jusqu'à une fréquence telle que

$\frac{R_1 + R_{CR}}{A(\omega) \cdot R_1}$  n'est plus négligeable devant 1.

L'atténuation commence alors à se manifester et les deux courbes de gain, boucle fermée, boucle ouverte finissent par se confondre aux fréquences élevées pour lesquelles la contre-réaction n'a plus d'effet. Les fréquences de coupures plus élevées de certains amplificateurs "compensés" étendent le domaine d'application vers les hautes fréquences.

### 3.2.2. Réponse à un signal transitoire.

La réponse d'un A.O. fonctionnant en boucle fermée à une impulsion est une exponentielle avec une constante de temps.

Le temps nécessaire pour que la tension de sortie atteigne une fraction déterminée de la tension finale est proportionnel au gain boucle fermée et inversement proportionnel au produit gain-bande.

La largeur de bande caractéristique de l'amplificateur affecte donc la réponse à une impulsion unité. Le temps de réponse ou plutôt, la variation de tension dans l'unité de temps s'exprime généralement en volts par microseconde.

Ce paramètre est donné parfois comme la fréquence maximum  $f_m$  pour laquelle une tension crête  $V_m$  donnée peut être obtenue à la sortie. On a alors :

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = 2 \pi f_m V_m$$

Pour les signaux sinusoïdaux, le facteur limitatif est, non pas le temps de réponse mais le produit gain-bande et le gain de la boucle admissible.

### 3.2.3. Impédances d'entrée et de sortie.

Le tableau du paragraphe 2.8. montre dans quelle mesure les fabrications actuelles prétendent réaliser l'amplificateur idéal.

L'impédance d'entrée  $Z_E$  n'a pas d'effet direct sur le gain boucle fermée à condition qu'elle soit grande par rapport à l'impédance de source et à la résistance additionnelle  $R_1$ . Dans le cas contraire, la réduction du gain de la boucle entraîne l'imprécision du gain. L'impédance de sortie  $Z_s$  a un effet analogue mais elle est généralement négligeable (quelques centaines d'ohms au plus).

La contre réaction modifie considérablement les caractéristiques. Dans le schéma fondamental "phases inversées" l'impédance d'entrée se réduit pratiquement à  $R_1$ . Dans le fonctionnement "en phase", l'impédance d'entrée boucle

fermée est multipliée par le gain de la boucle.

L'impédance de sortie boucle fermée est le quotient de  $Z_S$  par le gain de la boucle, ce qui conduit à des valeurs très faibles.

#### 4? Applications

##### 4.1. Amplificateur "sommateur" (summing amplifier) - (figure 9).

La tension de sortie est donnée par la formule :

$$V_S = - R_{CR} \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) \quad (12)$$

Le signe - indique l'inversion de phase. Remarquons que si  $V_2 = 0$ ,  
on a  $V_S = - \frac{R_{CR}}{R_1} V_1$

L'impédance d'entrée est  $R_1$  pour la source  $V_1$ .

##### 4.2. Amplificateur de haute impédance.

Dans ce circuit (figure 10), on divise la tension de sortie dont une fraction est prélevée pour créer un gain élevé et une haute impédance d'entrée (égale à  $R_1$ ) sans qu'il soit besoin d'une résistance de contre réaction excessive.

Reprenant le calcul effectué en 3.1.3., on peut écrire :

$$V_O = k \frac{R_1}{R_1 + R_{CR}} V_S + \frac{R_S + R_{CR}}{R_S + R_{CR} + R_1} V_E \quad (13)$$

avec  $V_O = \frac{V_S}{\Lambda}$

$$k = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (\text{rapport de la tension de contre réaction à la tension de sortie})$$

$$R_S = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \quad (\text{résistance équivalente quand la sortie est court-circuitée}).$$

On a généralement  $R_3 < R_1 < R_2$ . Les ordres de grandeurs sont les suivants :

$$R_1 = 10^5 \text{ ohms} \quad R_3 = 10^4 \text{ ohms} \quad R_2 = 10^6 \text{ ohms}$$

On peut assimiler  $R_S$  à  $R_3$  (négligeable par rapport à  $R_2$  et  $R_1$ ), ce qui permet d'écrire :

$$V_S \left( \frac{1}{\Lambda} - k \frac{R_1}{R_1 + R_{CR}} \right) = \frac{R_{CR}}{R_1 + R_{CR}} V_E \quad (14)$$

$$\text{D'où} \quad \frac{V_S}{V_E} = \frac{-R_{CR}}{kR_1} \frac{1}{1 - \frac{R_1 + R_{CR}}{kR_1}} \quad (15)$$

$$\text{On a approximativement } k \approx \frac{R_3}{R_2} = \frac{1}{100}$$

et par suite le gain est :

$$G \approx - \frac{R_{CR}}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_2} = -1000$$

Pour obtenir un gain égal avec un schéma classique, il faudrait utiliser une résistance de contre réaction 100 fois plus grande.

On peut admettre (si  $\Lambda$  est grand) que la tension  $V_0$  est nulle et que le courant de contre réaction est égal au courant d'entrée.

$$i_1 = i_{CR} = \frac{V_E}{R_1}$$

$$\text{D'autre part : } V_S = R_2 i_2 - R_{CR} i_{CR}$$

$$\text{D'où} \quad i_2 = \frac{V_S}{R_2} + \frac{R_{CR}}{R_2} \frac{V_E}{R_1}$$

$$\text{Mais} \quad V_S = \frac{R_{CR}}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_3} V_E$$

Par suite

$$i_2 = \frac{R_C R_1}{R_1 R_2} \left( \frac{R_2}{R_2} + 1 \right) V_E$$

$$i_2 = \frac{R_C R_1}{R_1 R_3} \left( 1 + \frac{R_3}{R_3} \right) V_E \quad (16)$$

On constate que si  $R_3 \ll R_2$ , et si  $V_E$  est une tension fixe de référence, le circuit se comporte comme un générateur de courant. Le courant qui traverse la résistance flottante  $R_2$  est pratiquement indépendant de cette résistance. Le gain en courant est alors  $\frac{R_C R_1}{R_3}$

#### 4.3. Intégrateur (figure 11).

Les conditions initiales définissent la constante d'intégration. Pour cela, le condensateur de capacité  $C$  est chargé sous la tension  $-V_C$ . L'entrée de l'A.O. est ensuite connectée à la source.

Si l'on désigne par  $i_1$  et  $i_2$  les courants qui circulent dans la source et dans la boucle, on a approximativement :

$$i_1 = i_2$$

Mais  $i_1 = \frac{V_E}{R}$  et  $i_2 = \frac{CdV_S}{dt}$  en appelant  $V = V_S$  la tension aux bornes du condensateur. On a donc :

$$\frac{V_E}{R} = - \frac{CdV_S}{dt} \quad (17)$$

$$D'où \quad V_S = - \frac{1}{RC} \int_0^t V_E dt - V_C \quad (18)$$

L'intégration se poursuit jusqu'à ce que la tension de sortie atteigne un niveau pour lequel l'A.O. est saturé.

Si  $V_C = 0$ ,  $R = 10^5$  ohms et  $C = 1$  microfarad

$$\text{alors } V_S = - 10 \int_0^t V_E dt. \quad (19)$$

Pour évaluer la dérive  $\frac{\Delta V}{\Delta t}$  de l'intégrateur, on peut définir la tension initiale  $V_C$  puis faire en sorte que  $V_E = 0$  et mesurer la variation de la tension de sortie à partir de la valeur initiale en désignant par  $i$  le courant de compensation de l'A.O.

$$V_S = V_C \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{i}{C}$$

En pratique, la constante d'intégration peut être comprise entre quelques millisecondes et plusieurs heures, si bien que la limite acceptable du courant de compensation varie dans de grandes proportions.

#### 4.4. Comparateur de tension (figure 12).

A l'entrée, la tension inconnue  $V_E$  est opposée à une tension de référence  $V_{\text{réf}}$ . La différence des tensions est ainsi amplifiée et mesurée à la sortie. En faisant varier les résistances étalonnées  $R_1$  et  $R_2$ , on peut annuler la tension de sortie et déterminer  $V_E$  à partir de  $V_{\text{réf}}$ ,  $R_1$  et  $R_2$ .

Les diodes Zener placées dans la contre réaction ont pour effet de diminuer le gain à partir d'un certain seuil défini par les Zener et protégeant ainsi l'appareil de mesure placé à la sortie.

#### 4.5. Limitation des surtensions (figure 13).

Une tension d'entrée trop élevée sature l'A.O. quand il est utilisé comme un simple amplificateur de tension. Il est prudent d'empêcher la saturation lorsque le temps de recouvrement peut durer plusieurs secondes, comme c'est le cas pour un amplificateur stabilisé par découpeur. Le procédé le plus simple consiste à mettre en parallèle avec la résistance de contre réaction deux diodes Zener montées en opposition.

Normalement, l'amplificateur fonctionne dans la zone de linéarité et le gain constant est défini par  $-\frac{R_{CR}}{R_1}$ .

En revanche, quand la tension de sortie  $V_S$  atteint la tension Zener  $V_Z$ , les diodes deviennent conductrices, augmentant la contre réaction négative. On empêche ainsi la saturation de se produire. Le temps de recouvrement se réduit à quelques millisecondes mais il faut prendre garde qu'un courant de fuite à travers les diodes  $Ze_1$  et  $Ze_2$  introduise une erreur non négligeable.

Le schéma de la figure 13 montre comment on remédie à ce défaut. La résistance  $R_2$  absorbe les courants de fuite de  $Ze_1$  et  $Ze_2$ ; il ne subsiste dans l'entrée que les très faibles courants de fuite des diodes  $Ze_3$  et  $Ze_4$ .

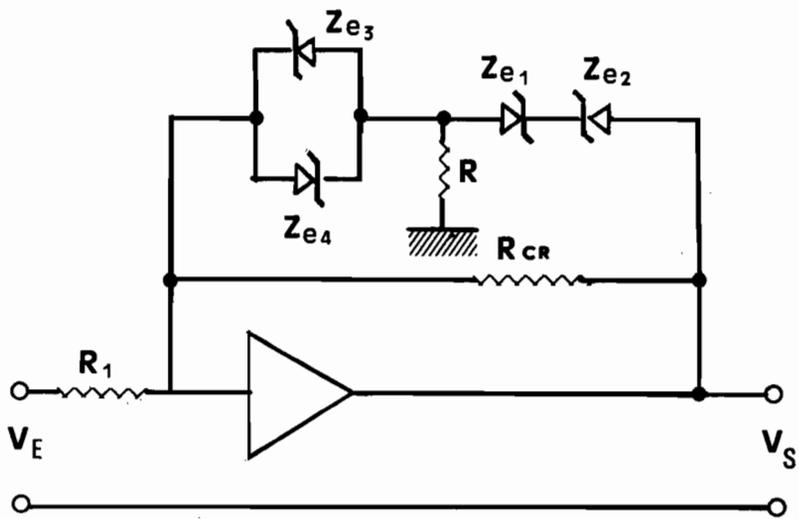


FIG. 13

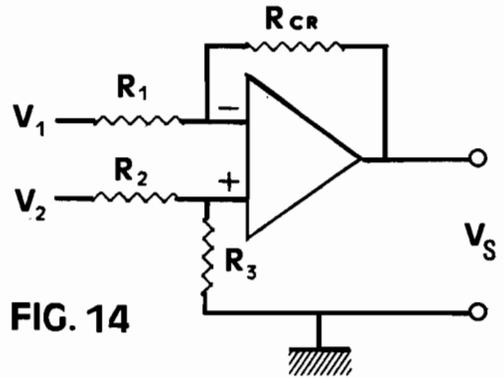


FIG. 14

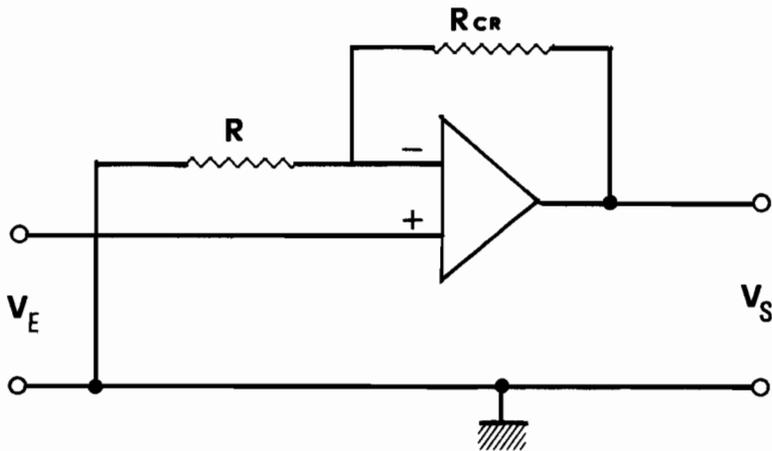


FIG. 15 a

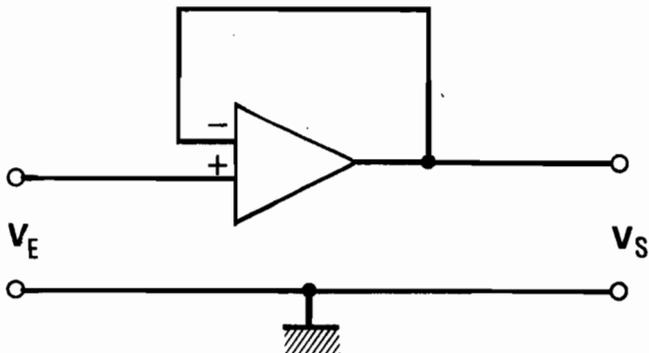


FIG. 15 b



#### 4.6. Amplificateur différentiel ("phases inversées").

Il s'agit ici du schéma fondamental (figure 14) comprenant une entrée différentielle et une sortie simple.

Le rejet en mode commun est le meilleur pour  $R_1 = R_2$  et  $R_3 = R_{CR}$ . Dans ces conditions, la tension de sortie est donnée par la formule :

$$V_S = - \frac{R_{CR}}{R_1} (V_1 - V_2) \quad (20)$$

#### 4.7. Montage "en phase" (figures 15 a).

L'amplificateur différentiel, monté selon le schéma de la figure 15 délivre une tension de sortie en phase avec l'entrée :

$$V_S = + \left( \frac{R_{CR} + R_1}{R_1} \right) V_E \quad (21)$$

La caractéristique essentielle de ce circuit est de réaliser une impédance d'entrée élevée, même si  $R_1$  et  $R_{CR}$  sont faibles. Si l'on supprime la résistance  $R_1$  (figure 15 b) on réalise un étage "suiveur" à gain unité. Dans ce cas, aucun courant ne circule dans la boucle de C.R. Pourtant,  $R_{CR}$ , peut avoir une valeur non nulle, mais les effets des courants de compensation et des capacités parasites sont minimisés avec  $R_{CR} = 0$ . On a alors :

$$V_S = + V_E \quad (22)$$

Remarquons que ce type de montage ne permet pas des gains inférieurs à l'unité comme c'était le cas pour le schéma de la figure 14.

### 5. C h o i x   d e s   é l é m e n t s

#### 5.1. Les résistances.

Dans le calcul du gain, le paramètre essentiel est le rapport des résistances  $R_{CR}/R_1$ . Leurs valeurs ne sont pas tout à fait arbitraires et les remarques qui suivent limitent le choix.

Notons en premier lieu que les tensions de compensation à l'entrée, de dérive et de bruit sont proportionnelles à  $R_1$ . Pour cette raison, la valeur optimum de  $R_1$  doit être relativement faible et de toute façon comprise entre les valeurs des impédances d'entrée boucle ouverte et de source.

La résistance de contre réaction  $R_{CR}$  doit être assez faible pour prélever un courant d'au moins 1 microampère (égal à  $\frac{V_S}{R_{CR}}$ ) d'autant plus que les résistances de forte valeur tendent à limiter le gain dynamique par suite de l'effet des capacités parasites.

D'autre part, la résistance  $R_{CR}$  doit être d'une valeur assez élevée pour obtenir le gain désiré, compte tenu de  $R_1$ .

Dans la plupart des cas,  $R_1$  et  $R_{CR}$  peuvent être prises parmi les valeurs standardisées pour réaliser la gain nécessaire. Des résistances comprises entre 2 kilohms et 20 mégohms, permettent généralement de réaliser des gains inférieurs à 1000.

L'emploi des résistances à couche métallique est recommandé pour minimiser la dérive thermique et garantir la stabilité de l'amplificateur.

## 5.2. Les amplificateurs.

Il convient de déterminer d'abord si l'amplificateur doit comporter une entrée simple ou différentielle. Pour le fonctionnement dans le mode normal linéaire, c'est souvent une question de position de sources, de charge ou d'autres facteurs concernant la compatibilité des masses. Si la charge est isolée de la masse, il faut une sortie différentielle.

Il faut considérer ensuite le niveau de la tension et l'impédance de la source, compte tenu des tensions de compensation, de dérive thermique et de bruit. Il est possible d'équilibrer les tensions de compensation, mais la dérive et le bruit doivent être assez faibles pour permettre la détection d'un signal d'amplitude minimum. Dans certaines applications comme par exemple l'intégrateur, le courant de compensation à l'entrée est le paramètre fondamental.

Enfin, on a toujours intérêt à choisir des A.O. dont le gain boucle ouverte est élevé, de manière à pouvoir utiliser une boucle à fort gain. La stabilité et la précision du gain boucle fermée en sont améliorées.

Il ne faut pas oublier que le calcul du gain de la boucle ne vaut que pour les signaux continus ou de fréquences très basses. A partir de quelques hertz, le gain réel boucle ouverte est calculé en divisant le produit gain bande par la fréquence du signal.

Dans certaines applications, il est nécessaire d'adapter les possibilités de la sortie à la tension et au courant de commande de la charge. Dans les cas critiques, ce sont les caractéristiques d'entrée qui prévalent puisqu'on peut ajuster la sortie à l'aide d'un étage séparateur.

D'autres considérations telles que l'encapsulation, les températures limites d'utilisation, la résistance à la corrosion, la consommation d'énergie et bien entendu le prix, limitent le choix du dispositif qui résulte souvent d'un compromis entre des exigences contradictoires.

## I I. A D A P T A T E U R : D ' I M P E D A N C E

### 1. G é n é r a l i t é s

Lorsque la couche superficielle d'un terrain présente une résistivité électrique élevée, le signal recueilli aux bornes des prises de terre "MN" au cours d'un sondage électrique est difficilement mesurable même avec un appareil sensible du genre galvanomètre. Le même problème se pose lors de l'enregistrement des courants telluriques.

Les prospecteurs du Centre de Bangui utilisent un enregistreur EU type CGG dont la sensibilité maxima est de 200 microvolts pour une déviation de 130 mm, soit approximativement 15 microvolts/cm. La résistance de ligne y compris les prises de terre est alors 666 ohms.

Lorsque la résistance des prises de terre s'élève jusqu'à  $10^5$  ohms environ, comme c'est parfois le cas dans le Ténééré, la sensibilité devient 150 fois plus faible, ce qui oblige d'allonger démesurément les lignes. Une solution plus élégante consiste à amplifier le signal.

M. LACHAUD avait déjà utilisé avec succès des amplificateurs à cellules pour exécuter des sondages électriques. Des considérations de prix et les conseils des techniciens de la CGG nous ont orienté plutôt vers la réalisation d'un adaptateur d'impédance comprenant un amplificateur opérationnel.

### 2. C h o i x d e l ' a m p l i f i c a t e u r

Dans l'ignorance de l'amplitude du signal, c'est l'impédance d'entrée qui constituait le paramètre fondamental. Or, les fabricants affichent pour les

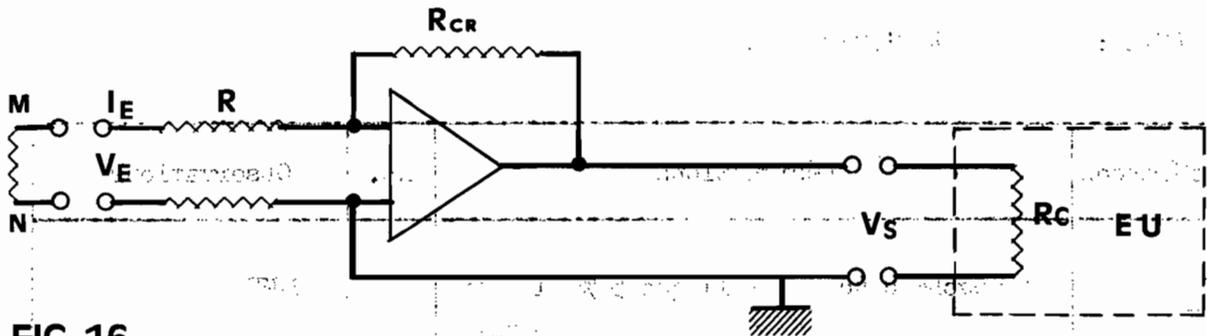


FIG. 16

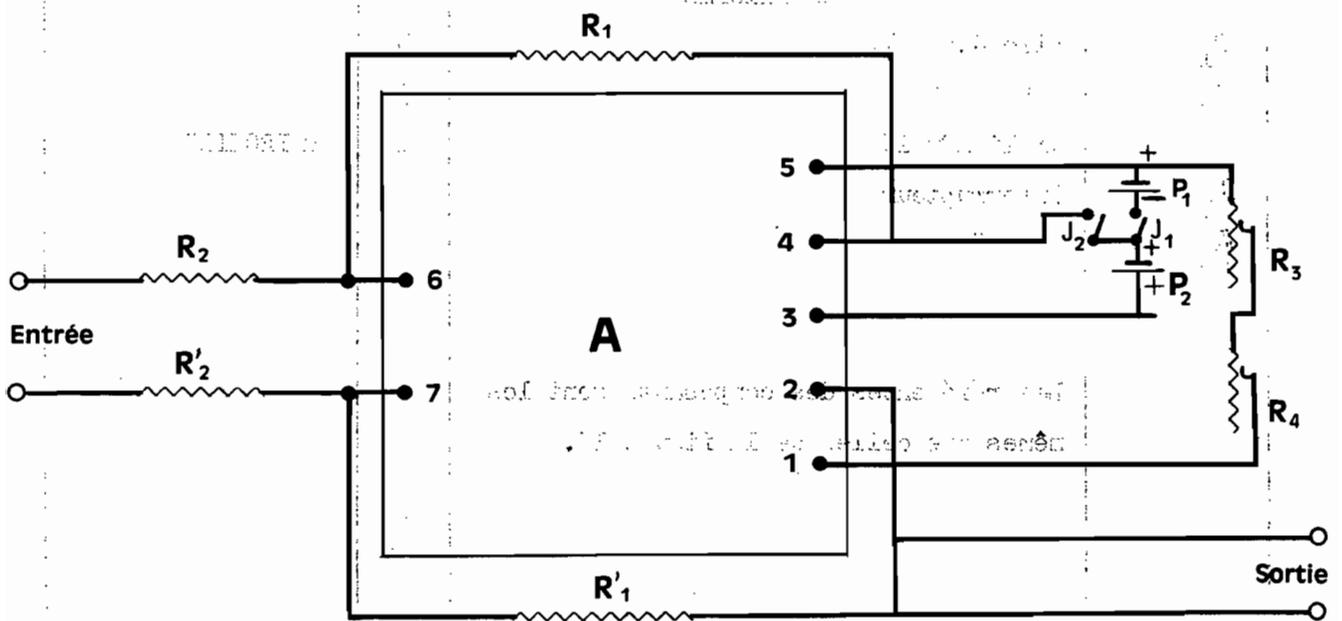


FIG. 17

## APPAREIL : ADAPTATEUR D'IMPEDANCE

Références	Désignations	Nb.	Observations
R <sub>1</sub>	1 mégohm couche métallique 5 % 1 watt MAX-I	1	SAME
R <sub>1</sub>	" " " " "	1	"
R <sub>2</sub>	100 kilohms " " "	1	"
R <sub>2</sub>	" " " " "	1	"
R <sub>3</sub>	Potentiomètre 2,2 kilohms PE 25-PC6 20%	1	SFERNICE
R <sub>4</sub>	" 22 kilohms " "	1	"
P <sub>1</sub>	Pile 4,5 volts	3	
P <sub>2</sub>	" "	3	
A	Ampli ADO 13	1	FAIRCHILD
J <sub>1</sub>	Interrupteur		
J <sub>2</sub>	"		
<p>Les références des composants sont les mêmes que celles de la figure 17.</p>			

A.O. d'usage général des impédances d'entrée généralement supérieures à 200 kilohms. L'A.O. Farichild ADO 13 semblait satisfaisant à cet égard, compte tenu de son prix (130 francs). Le constructeur indiquait en outre pour les autres paramètres :

gain boucle ouverte	: 40 000
tension de compensation	: réglable
dérive thermique	: + 20 microvolts/degre C
dérive dans le temps	: + 40 microvolts/8 heures
bruit	: 40 microvolts crête à crête

Nous ne mentionnons pas les caractéristiques dynamiques puisque le domaine d'utilisation restait limité aux très basses fréquences; d'autre part, les dérives et le bruit paraissaient négligeables par rapport à un signal d'entrée qu'on a supposé supérieur à un millivolt.

### 3. Caractéristiques boucle fermée

#### 3.1. Gain en tension.

On a réalisé le montage décrit dans le paragraphe 4.6. du chapitre précédent (figure 14).

On a choisi une résistance en série dans l'entrée égale à 100 kilohms pouvant être au besoin court-circuitée. La résistance de contre réaction est de 1 mégohm.

Dans ces conditions, (figure 16), le gain boucle ouverte dépend de la résistance de source  $r$ ; il a pour valeur :

$$G = \frac{10^6}{10^5 + r}$$

Selon la nature du terrain superficiel,  $r$  peut varier de quelques milliers d'ohms à 100 000 ohms environ.

Si  $r$  est élevé, de l'ordre de 100 000 ohms par exemple, on a intérêt à court-circuiter la résistance en série et le gain devient :

$$G = \frac{10^6}{r}$$

En revanche, pour un  $r$  faible, on utilise la résistance en série dans l'entrée et l'on a pour  $G$  l'expression trouvée plus haut. Dans tous les cas,

le gain en tension a une valeur voisine de 10. Sa valeur exacte sera déterminée par un étalonnage à l'aide d'une faible tension connue mise en série dans la ligne.

Remarquons que le gain de la boucle s'élève à :

$$A\beta \approx \frac{A}{G} = 4000$$

Cette valeur élevée garantit un gain très stable et constant pour les signaux continus ou de très basses fréquences.

### 3.2. Impédance de sortie.

Le fabricant garantit une impédance de sortie inférieure à 40 ohms. En boucle fermée, cette valeur est divisée par le gain de la boucle, c'est-à-dire :

$$R_S = \frac{40}{4000} = 0,01 \text{ ohm}$$

Autrement dit,  $R_S$  est tout à fait négligeable devant la résistance totale du circuit de mesure de l'EU quelle que soit la sensibilité choisie.

### 3.3. Gain en courant.

Le courant d'entrée a pour valeur :

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \quad (23)$$

et le courant de sortie :

$$I_S = \frac{V_S}{R_S + R_C} \quad (24)$$

en désignant par  $R_E$ ,  $R_S$ ,  $R_C$  les impédances d'entrée (y compris la source) de sortie et de charge. En négligeant  $R_S$ , le gain en courant s'écrit :

$$\frac{I_S}{I_E} = \frac{V_S}{V_E} \cdot \frac{R_E}{R_C} = G \cdot \frac{R_E}{R_C} \quad (25)$$

Si l'on utilise le calibre 0,2 de l'enregistreur CGG, la résistance totale est de 666 ohms et par suite le gain en courant est égal à :

$$\frac{I_S}{I_E} = 10 \times \frac{10^5}{666} \approx 1500$$

Avec le calibre 1 ( $R_C = 3333$  ohms), le gain en courant est :

$$\frac{I_S}{I_E} = 10 \times \frac{10^5}{3333} \approx 300$$

L'adaptateur d'impédance se comporte donc comme un amplificateur de courant.

#### 4. Réalisation

##### 4.1. Circuit.

Le schéma de la figure 17 visualise le circuit. Le tableau de la figure 18 mentionne les composants utilisés. La tension de polarisation indiquée par le fabricant (15 volts) n'est pas impérative. En fait, l'expérience a montré que 3 piles de "4,5 volts" du commerce mises en série et dont la tension totale est comprise entre 13,5 et 14,5 volts conviennent parfaitement. Par suite de la faible consommation (9 milliampères) de l'A.O., elles assurent un fonctionnement sans défaillance pendant une durée assez longue, de l'ordre de quelques jours.

##### 4.2. Etalonnage.

L'étalonnage exécuté par M. LACHAUD à l'aide d'un galvanomètre SEFRAM et d'un suiveur de spot avait pour but de vérifier les performances et de préciser les limites d'utilisation.

On s'est assuré en particulier que le gain en tension restait rigoureusement constant, du moins entre 0 et 600 microvolts de signal d'entrée (figure 19).

La figure 20 montre l'atténuation du gain à mesure que la période diminue. Si le gain est réduit de moitié pour une période de 7,5 sec, l'atténuation devient négligeable pour des signaux de périodes supérieures à 1 minute.

Ce phénomène est dû, non pas à l'amplificateur, mais aux caractéristiques du galvanomètre SEFRAM AV 15 immergé utilisé. L'atténuation est sans doute différente pour le galvanomètre de l'EU, ce qu'il conviendrait de vérifier par un étalonnage dynamique à moins qu'on puisse la négliger systématiquement si la période des phénomènes enregistrés est assez grande.

L'amplitude du bruit est de l'ordre de 15 à 30 microvolts, c'est-à-dire inférieure à la limite indiquée par le fabricant (40 microvolts). Il en résulte que le seuil de détection du signal est compris entre 150 et 300 microvolts, selon les amplificateurs d'un même type, si l'on impose un rapport signal/bruit minimum de 10.

Dans l'hypothèse d'un signal dont l'amplitude minimum est de 1 millivolt, l'erreur demeure inférieure à 3 %. En fait, l'expérience a montré que les phénomènes telluriques possèdent généralement dans le Ténéré une amplitude de 50 microvolts ou moins encore, qu'on ne peut guère distinguer du bruit. La difficulté a été résolue par l'utilisation d'amplificateurs à cellules.

Il existe actuellement des A.O. dont le bruit d'entrée reste inférieur à 1 microvolt efficace (soit environ 3 microvolts crête à crête), ce qui permet un seuil de détection d'environ 30 microvolts en exigeant toujours  $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}} > 10$ .

C'est la limite de ce que la technique récente peut réaliser dans ce domaine.

#### 4.3. Remarques pratiques.

En raison de son impédance élevée, l'entrée est sensible à toute perturbation extérieure. On a donc intérêt à blinder les fils d'entrée.

Enfin, les interrupteurs doivent être manoeuvrés dans l'ordre 1, 2 pour mettre sous tension l'A.O. et dans l'ordre inverse pour la coupure du courant. Faute de cette précaution, la tension de polarisation (15 volts) se trouve aux bornes du galvanomètre qui risque d'être détérioré. Il est de toute façon prudent, avant de brancher le galvanomètre, de s'assurer, à l'aide d'un appareil peu sensible, qu'aucune tension dangereuse n'existe.

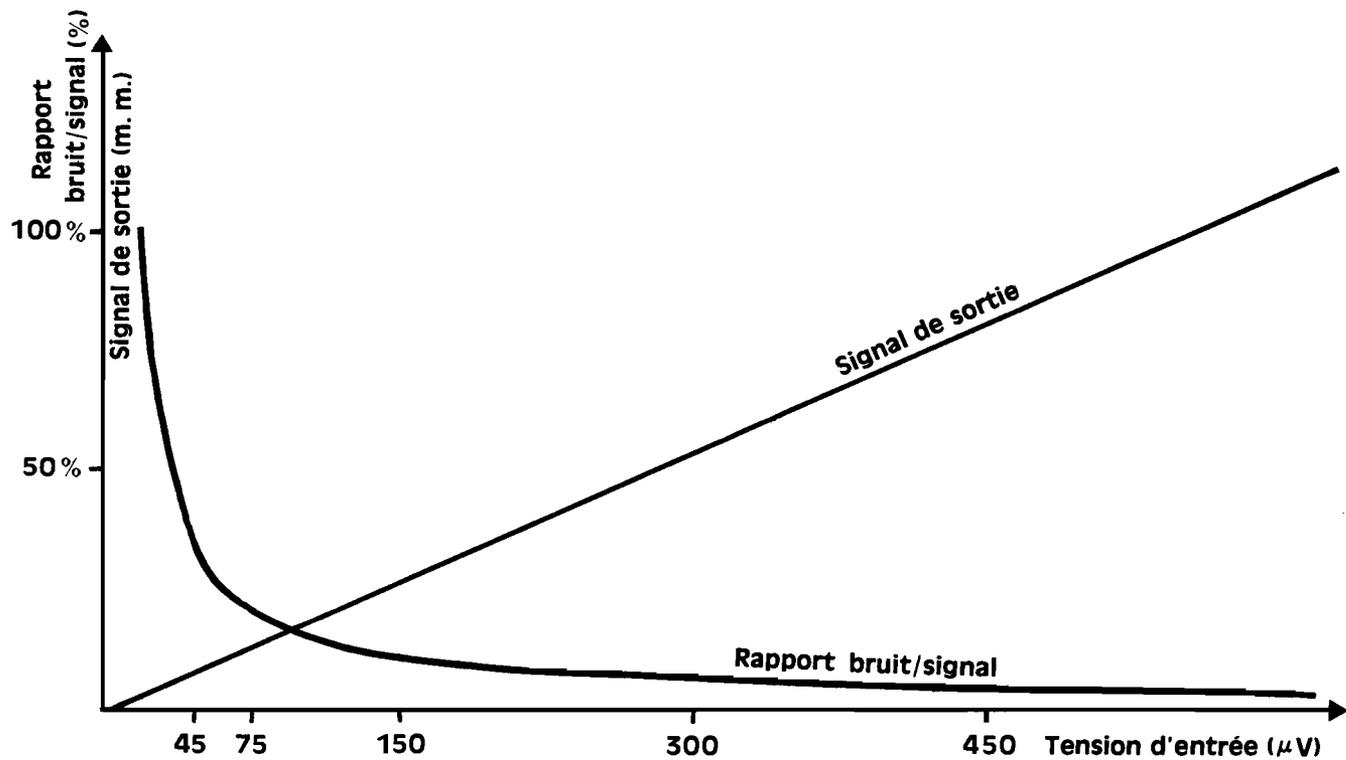


FIG. 19

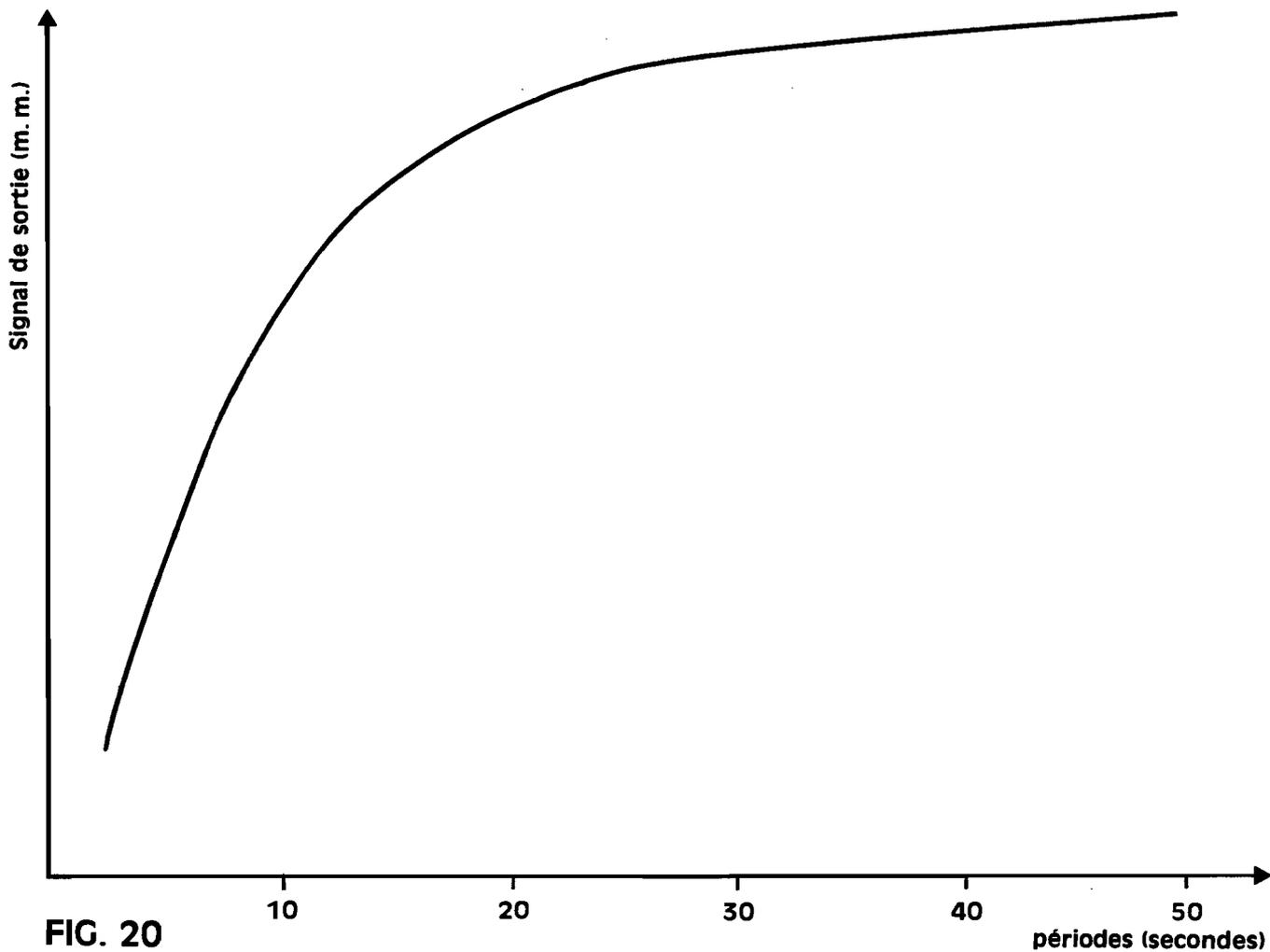


FIG. 20



### III. AMPLIFICATION ET FILTRAGE DES PERIODES LONGUES

#### 1. Généralités

##### 1.1. Nécessité du filtrage.

La méthode d'enregistrement numérique des phénomènes magnéto telluriques utilisée à M'Bour implique un échantillonnage des données à intervalle de temps régulier compatible avec la période du phénomène enregistré. Le "pas" d'échantillonnage doit être assez petit pour que le phénomène soit correctement défini, mais pas trop pour ne pas alourdir l'enregistrement de données inutiles. L'expérience montre qu'une période d'échantillonnage comprise entre 1/12 et 1/30 de la période du phénomène donne de bons résultats.

Les données sont analysées ensuite sur ordinateur avec un programme approprié. On peut alors extraire l'amplitude et la phase de périodes pures recherchées à condition que l'intervalle d'échantillonnage soit inférieur à la plus courte période enregistrée. On admet qu'il n'y a pas risque d'erreur si le pas est inférieur à la moitié de la plus courte période. Autrement dit, il est indispensable d'atténuer l'amplitude de tout phénomène dont la période est inférieure au double du pas.

On est donc obligé de filtrer les périodes courtes. C'est assez facile quand on a affaire aux phénomènes magnétiques dont les amplitudes peuvent varier de 1 à 30 lorsque la période passe de 1 minute à quelques heures. En revanche, s'il s'agit d'enregistrer des périodes courtes, cette caractéristique devient gênante.

Les phénomènes de longue période et de grande amplitude auront tendance à faire sortir le spot de l'échelle. Il faut alors réduire la sensibilité, ce qui

nuit à la précision. L'amplitude des phénomènes telluriques, liée au terrain, ne suit pas cette loi mais le problème demeure qui est résolu par le filtre de bande.

Le filtre idéal (figure 21) aurait une bande passante comprise entre les périodes  $T_2$  et  $T_1$  telles que  $T_2 = 2,5 T_1$ . Le gain serait constant dans la bande et nul à l'extérieur .

## 1.2. Réalisation d'un filtre passe bande.

Le schéma le plus simple d'un filtre passe bande est donné figure 22. Sans entrer dans le détail du calcul de l'atténuation du filtre en fonction de la fréquence, rappelons brièvement son fonctionnement.

### a. Signaux de fréquence élevée.

L'impédance  $Z_1$  et  $Z_2$  des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  est très faible, de même que la tension recueillie entre ses bornes. La tension de sortie  $V_S$  aura pour valeur :

$$V_S \approx V_E \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + R_1} \cdot \frac{R_2}{R_2 + Z_2}$$

$$V_S \approx \frac{Z_1}{R_1} V_E \ll V_E$$

### b. Signaux continus ou de fréquence très basse.

L'impédance des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  est très élevée, si bien qu'on recueille en A une tension voisine de  $V_E$ . Mais la tension de sortie n'est plus que

$$V_S \approx V_E \cdot \frac{R_2}{Z_2} \ll V_E$$

### c. Signaux de fréquences intermédiaires.

Supposons maintenant un signal de fréquence  $\omega$  comprise entre  $\omega_1$  et  $\omega_2$  telle que

$$R_1 C_1 \omega_1 \ll 1 \ll R_2 C_2 \omega_2$$

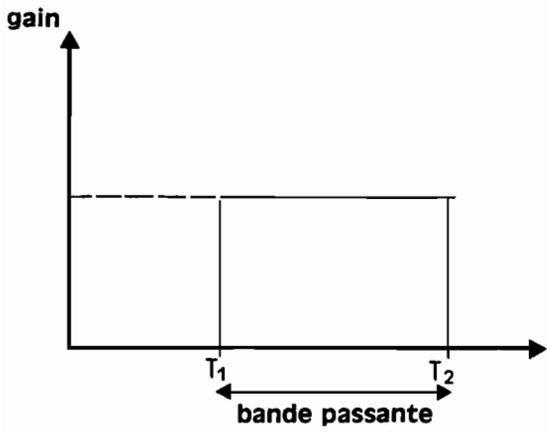


FIG. 21

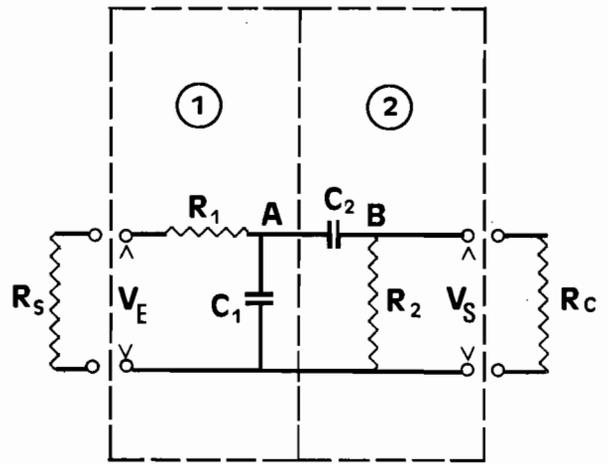


FIG. 22

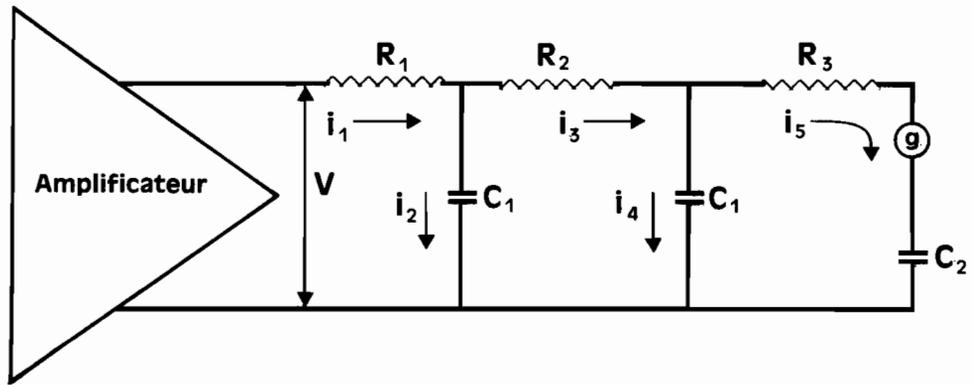


FIG. 23

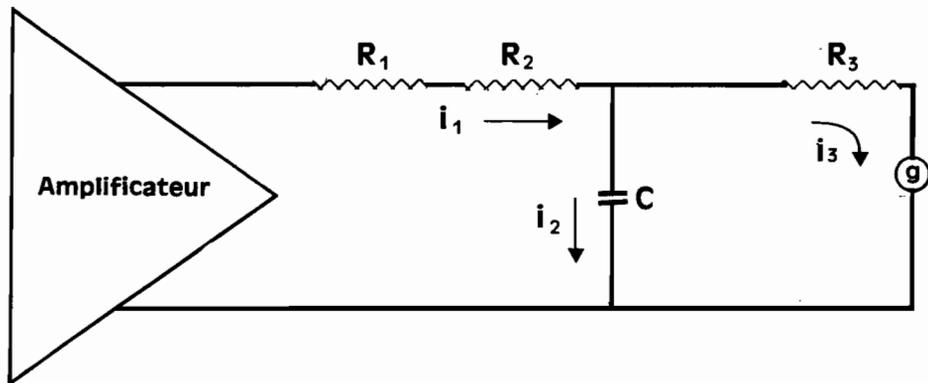


FIG. 24

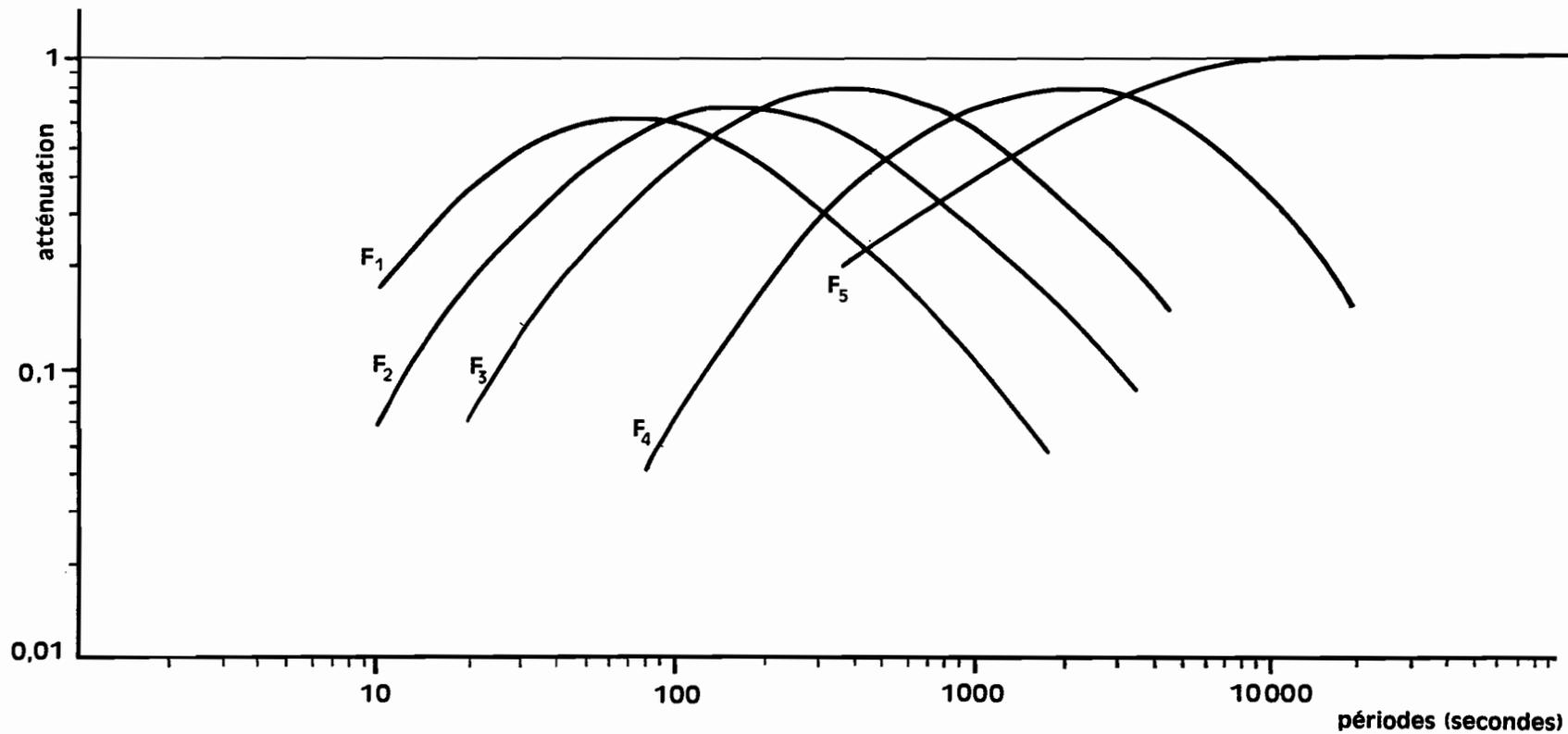


FIG. 25

FILTRES  
(Courbes de réponse)

Dans ces conditions, le signal de sortie ne sera pas atténué ni par la cellule 1 (passe haut) ni par la cellule 2 (passe bas).

### 1.3. Ordres de grandeur et difficultés.

#### 1.3.1. Impédances d'entrée et de sortie.

Remarquons d'abord que dans la relation  $R_1 C_1 \omega_1 \ll 1$ ,  $R_1$  représente en réalité la somme des résistances de la première cellule et de la source ( $R_S$ ). La fréquence dite de coupure  $1/\omega_1 = R_1 C_1$  varie donc selon l'impédance de la source. On peut évidemment ajuster, au moyen d'une résistance variable l'impédance d'entrée ( $R_S + R_1$ ) de manière à la rendre constante. Ce n'est pas toujours aisé si  $R_S$  devient trop élevé (cf. chapitre II). Il n'est pas non plus très commode de changer selon la valeur de  $R_S$ , le condensateur  $C_1$ .

Le même problème se poserait si l'on devait mettre une résistance de charge en parallèle sur  $R_2$  à la sortie. En fait, c'est un courant que l'on mesure à l'aide d'un galvanomètre qu'il est toujours possible de placer en série avec  $R_2$ . Supposons qu'il en soit ainsi et calculons le courant qui traverse le galvanomètre lorsque la période du signal est 3000 secondes. Nous supposons  $2\pi R_2 C_2 = 3000$ .

Si l'on adopte pour  $C_2$  une valeur raisonnable de 1000 microfarads, alors :

$$R_2 \approx 500\,000 \text{ ohms}$$

Dans ces conditions, en négligeant la résistance  $R_1$  (petite devant  $R_2$ ) et pour un signal d'entrée d'amplitude 1 millivolt, le courant de sortie est de :

$$i = \frac{10^{-3}}{5 \cdot 10^5} = 2 \cdot 10^{-8} \text{ . A}$$

Pour un tel courant, la déviation du galvanomètre est encore mesurable. Elle risque de ne plus l'être pour des signaux plus faibles.

En conclusion des remarques qui précèdent, il faut donc :

- adapter l'impédance de la source de manière que les caractéristiques de la cellule passe-haut ne soient pas modifiées;
- amplifier le signal afin de pouvoir utiliser des résistances élevées permettant d'atténuer des phénomènes dont la période est supérieure à une heure, sans

qu'il soit besoin d'employer des capacités monstrueuses.

L'amplificateur opérationnel peut réaliser ces deux fonctions. Il donne en outre la possibilité :

- de compenser une composante continue éventuelle et de réaliser ainsi un réglage fin difficile à obtenir en agissant directement sur les capteurs magnétiques.
- d'établir une gamme de sensibilités diverses, compatibles avec l'amplitude des phénomènes en faisant varier la résistance de contre réaction et par suite le gain. Alors, les résistances pures de la cellule 2 sont constantes et les caractéristiques du filtre passe-haut, indépendantes de la sensibilité choisie.

## 2. Calcul et réalisation du filtre

### 2.1. Filtre passe bande.

Avec les notations de la figure 23, on peut écrire les équations :

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (26)$$

$$i_3 = i_4 + i_5 \quad (27)$$

$$V = R_1 i_1 + \frac{i_2}{jC_1 \omega} \quad (28)$$

$$\frac{i_2}{jC_1 \omega} = R_2 i_3 + \frac{i_4}{jC_1 \omega} \quad (29)$$

$$\frac{i_4}{jC_1 \omega} = \left( R_3 + \frac{1}{jC_2 \omega} \right) i_5 \quad (30)$$

Dans (28), remplaçons  $i_1$  par sa valeur tirée de (26); il vient :

$$V = \left( R_1 + \frac{1}{jC_1 \omega} \right) i_2 + R_1 i_3 \quad (31)$$

De (29), on tire :

$$i_2 = i_4 + jR_2 C_1 \omega i_3 \quad (32)$$

Portons la valeur de  $i_2$  dans (31) :

$$V = (R_1 + R_2 + jR_1R_2C_1\omega) i_3 + (R_1 + \frac{1}{jC_1\omega}) i_4 \quad (32)$$

ce qui peut s'écrire, compte tenu de (27) :

$$V = (2R_1 + R_2 + jR_1R_2C_1\omega + \frac{1}{jC_1\omega}) i_4 + (R_1 + R_2 + jR_1R_2C_1\omega) i_5 \quad (33)$$

$$\text{Mais } i_4 = (\frac{C_1}{C_2} + jR_3C_1\omega) i_5 \quad (34)$$

On a enfin, Z étant l'impédance de transfert :

$$Z = V/i_5 = R_1 + R_2 + R_3 + \frac{C_1}{C_2} (2R_1 + R_2) - R_1R_2R_3C_1^2\omega^2 + j \left[ R_1R_2C_1\omega \left( 1 + \frac{C_1}{C_2} \right) \right. \\ \left. \frac{1}{C_2\omega} + R_3C_1\omega (2R_1 + R_2) \right] \quad (35)$$

En l'absence de filtrage, c'est-à-dire pour

$$C_1 = 0 \text{ et}$$

$C_2 \rightarrow \infty$ , on retrouve évidemment

$$\frac{V}{i_5} = Z_0 = R_1 + R_2 + R_3$$

Posons

$$a = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{2R_1 + R_2}{Z_0}; \quad R_1' = \frac{R_1R_2R_3}{Z_0}; \quad R_2' = \frac{R_1R_2}{Z_0} \left( 1 + \frac{C_1}{C_2} \right);$$

$$R_3' = \frac{R_3}{Z_0} (2R_1 + R_2)$$

$$\text{et } T_1 = 2\sqrt{R_1' C_1}; \quad T_2 = 2\sqrt{R_2' C_1}; \quad T_3 = 2\sqrt{R_3' C_1}; \quad T_4 = 2\sqrt{Z_0 C_2}; \quad T = \frac{2\sqrt{}}{\omega}$$

L'équation (35) s'écrit plus simplement :

$$\frac{V}{i_5} \cdot \frac{1}{Z_0} = 1 + a - \left( \frac{T_1}{T} \right)^2 + j \left[ \frac{T_2 + T_3}{T} - \frac{T}{T_4} \right] \quad (36)$$

$\frac{V}{i_5} \cdot \frac{1}{Z_0}$  est une quantité complexe dont le module est :

$$\text{mod} \left( \frac{V}{i_5} \cdot \frac{1}{Z_0} \right) = \left\{ B + \left( \frac{T_1}{T} \right)^4 + \frac{T_5}{T^2} + \left( \frac{T}{T_4} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (37)$$

Les constantes B et  $T_5$  ont pour valeur :

$$B = 1 + a^2 + 2 \left( a - \frac{T_2 + T_3}{T_4} \right)$$

$$T_5 = (T_2 + T_3)^2 - 2 (1 + a) T_1^2$$

La quantité  $\text{mod} \left( \frac{V}{i_5} \cdot \frac{1}{Z_0} \right)$  définit l'atténuation du filtre qui peut ainsi être calculée pour toute période T quand on connaît les constantes B,  $T_1$ ,  $T_4$ ,  $T_5$ .

## 2.2. Filtre passe-bas.

Il est plus simple que le filtre précédent, puisqu'il ne comporte que 2 cellules au lieu de 3; l'atténuation se calcule de la même manière (figure 24).

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (38)$$

$$V = (R_1 + R_2) i_1 + \frac{i_2}{jC_1 \omega} \quad (39)$$

$$\frac{i_2}{jC_1 \omega} = R_3 i_3 \quad (40)$$

On trouve aisément :

$$Z = \frac{V}{i_3} = R_1 + R_2 + R_3 + j (R_1 + R_2) R_3 C_1 \omega \quad (41)$$

$$\text{Posons : } Z_0 = R_1 + R_2 + R_3$$

$$R_5 = \frac{(R_1 + R_2) R_3}{Z_0}$$

$$T_5 = 2 \uparrow R_5 C_1$$

L'équation 41 peut alors s'écrire :

$$\text{mod} \left( \frac{V}{i_3} \cdot \frac{1}{Z_0} \right) = \left\{ 1 + \left( \frac{T_5}{T} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (42)$$

Comme précédemment, l'atténuation peut se calculer à partir de l'expression 42 quand on connaît la constante  $T_5$ .

### 2.3. Réalisation du filtre.

On a construit 4 filtres passe-bandes que nous désignons par  $F_1, F_2, F_3, F_4$  classés dans cet ordre selon les bandes de périodes croissantes et un filtre  $F_5$  passe-bas.

Les résistances  $R_1, R_2, R_3$  sont identiques pour tous les filtres.

$$R_1 = 47\ 000 \text{ ohms}$$

$$R_2 = 68\ 000 \text{ ohms}$$

$$R_3 = 1 \text{ mégohm}$$

La résistance  $g$  (700 ohms environ), en série avec  $R_3$  est négligeable devant  $R_3$ . Seuls les condensateurs sont différents et ont pour valeur :

	$F_1$	$F_2$	$F_3$	$F_4$	$F_5$	Observations
$C_1$	50	100	200	2000	3000 microfa-	Valeur indiquée
$C_2$	10	20	100	1000	"	par le fabricant
mod $\frac{(Z)}{Z_0}$ max.	0,6	0,7	0,8	0,8	1	id.
centre de la bande	70	150	400	2000	secondes	Valeurs expérimentales
bande passante (6 db)	16 à 300	40 à 700	90 à 1600	420 à 8000	supérieure à 1500 secondes	id.

Les nombres figurant dans le tableau ci-dessus sont ceux indiqués par le fabricant (capacités) ou mesurés (module  $\frac{Z}{Z_0}$ , centre et largeur de la bande passante).

Souvent, les valeurs réelles des capacités diffèrent très sensiblement des valeurs nominales si bien que la bande passante calculée se trouve décalée

en abscisse de la bande expérimentale. En revanche, le module et la pente expérimentaux de l'atténuation confirment les calculs (figure 25).

### 3. Caractéristiques de l'amplificateur

#### 3.1. Courant de sortie.

Pour un trajet optique de 0,5 m, la sensibilité du galvanomètre est d'environ  $4 \cdot 10^{-10}$  Ampère/mm. Une déviation de 100 mm (pleine échelle) sera créée par un courant de  $4 \cdot 10^{-8}$ . Il lui correspond une tension à l'entrée du filtre ou, ce qui revient au même, à la sortie de l'amplificateur égale à :

$$V = \text{mod} \left( \frac{V}{i_5} \cdot \frac{1}{Z_0} \right) \text{ max} \times Z_0 \times 4 \cdot 10^{-8} \text{ A.}$$

Au centre de la bande passante, c'est-à-dire pour :

$$\text{mod} \left( \frac{V}{i_5} \cdot \frac{1}{Z_0} \right) \text{ max} = 0,6 \text{ à } 0,8 \text{ et } Z_0 = 1,1 \cdot 10^6 \Omega$$

$$V = 27 \text{ à } 33 \text{ millivolts}$$

#### 3.2. Gain boucle fermée.

On choisit une impédance d'entrée assez élevée (100 000 ohms) de manière que l'impédance de source soit négligeable, une impédance de contre-réaction maximum de 5 mégohms afin de rester dans des limites raisonnables. Le gain maximum est alors de 50.

La plus petite tension d'entrée capable de balayer la totalité de l'échelle est donc de l'ordre de 600 microvolts.

Par le jeu d'un commutateur, on peut faire varier la résistance de contre-réaction et par suite le gain. On dispose ainsi d'une gamme de 6 sensibilités désignées  $S_1$  à  $S_6$ .

Sensibilités	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>	Unités
Contre-réaction	5.10 <sup>6</sup>	1,2 10 <sup>6</sup>	0,4 7.10 <sup>6</sup>	0,12 10 <sup>6</sup>	0,047 10 <sup>6</sup>	0,12 10 <sup>6</sup>	ohms
Gain	50	12	4,7	1,2	0,47	0,12	
Valeur d'échelle (déviation totale)	0,6	2,5	8,5	25	85	250	millivolts

Remarquons que l'amplification est inférieure à l'unité pour les sensibilités S<sub>5</sub> et S<sub>6</sub>. Les valeurs d'échelle ne sont qu'approximatives puisqu'elles dépendent de la sensibilité propre du galvanomètre qui peut varier d'un appareil à l'autre. En outre, elles sont données pour le centre de la bande passante dont l'atténuation est comprise entre 0,6 et 0,8 selon le filtre utilisé.

#### 4. Réalisation pratique

##### 4.1. Choix de l'amplificateur.

Le bruit à l'entrée constitue le paramètre essentiel. L'amplificateur "Analog device" modèle 108 B possède un bruit inférieur à 12 microvolts, soit approximativement 2 % de l'échelle dans les conditions les plus défavorables (sensibilité S<sub>1</sub>). On pourrait à la rigueur se permettre de multiplier encore le gain par un facteur 4 ou 5 sans que le bruit devienne catastrophique; ceci au cas où le signal semblerait trop faible. Mieux vaudrait alors diminuer la résistance d'entrée qu'augmenter la contre-réaction à condition, bien entendu, que l'impédance de la source ne dépasse pas certaines valeurs.

Le fabricant donne pour les autres paramètres :

- dérive de la tension :  $\pm 20$  microvolts pour 1 % de la tension d'alimentation et  $\pm 50$  microvolts par jour;
- dérive en courant : 50 picoampères/°C soit 5 microvolts pour une impédance d'entrée de 100 000 ohms.

Ces dérives sont éliminées par le filtrage si elles sont périodiques et si la pseudo-période est extérieure à la bande passante du filtre.

Le gain boucle ouverte est de 100 000, ce qui garantit une excellente stabilité du gain boucle fermée.

L'amplificateur est alimenté par une tension de + 15 volts. En fait, deux batteries de 12 volts donnent des résultats satisfaisants. La faible consommation (6 mA) permet un fonctionnement continu assez long sans recharge de batteries.

#### 4.2. Courants de compensation.

En l'absence de signal à l'entrée, l'amplificateur délivre à la sortie un faible courant de 2 nA maximum que l'on peut compenser en déséquilibrant légèrement l'alimentation à l'aide d'un potentiomètre. On peut mettre à profit ce dispositif pour compenser une éventuelle composante continue de la source due par exemple au réglage imparfait d'un magnétomètre ou à la polarisation des prises telluriques.

Au besoin, si la variation du signal tend à faire sortir le spot lumineux de l'échelle, le système de compensation permet de le rattraper et d'éviter ainsi de diminuer la sensibilité ou de retoucher aux aimants des magnétomètres.

On peut alors compenser des variations atteignant environ 9 millivolts (sensibilité  $S_1$ ) à 75 millivolts (sensibilité  $S_6$ ). La polarisation des prises telluriques dépasse fréquemment ces valeurs. Dans ce cas, il est possible de l'annuler grossièrement en insérant dans le circuit d'entrée une tension égale et opposée (comprise entre 5 et 350 millivolts) prélevée sur l'alimentation. La compensation fine s'effectue comme on l'a indiqué précédemment.

#### 4.3. Mode d'emploi.

Les figures 26, 27 et 28 donnent le schéma d'ensemble de l'appareil et la liste des composants utilisés.

L'appareil destiné au Centre de M'Bour a été construit pour l'enregistrement de phénomènes magnéto-telluriques. Il comprend donc 5 voies, 3 magnétiques et 2 telluriques, identiques à quelques détails près. C'est ainsi que seules les voies telluriques comportent une compensation de polarisation d'électrodes à l'entrée.

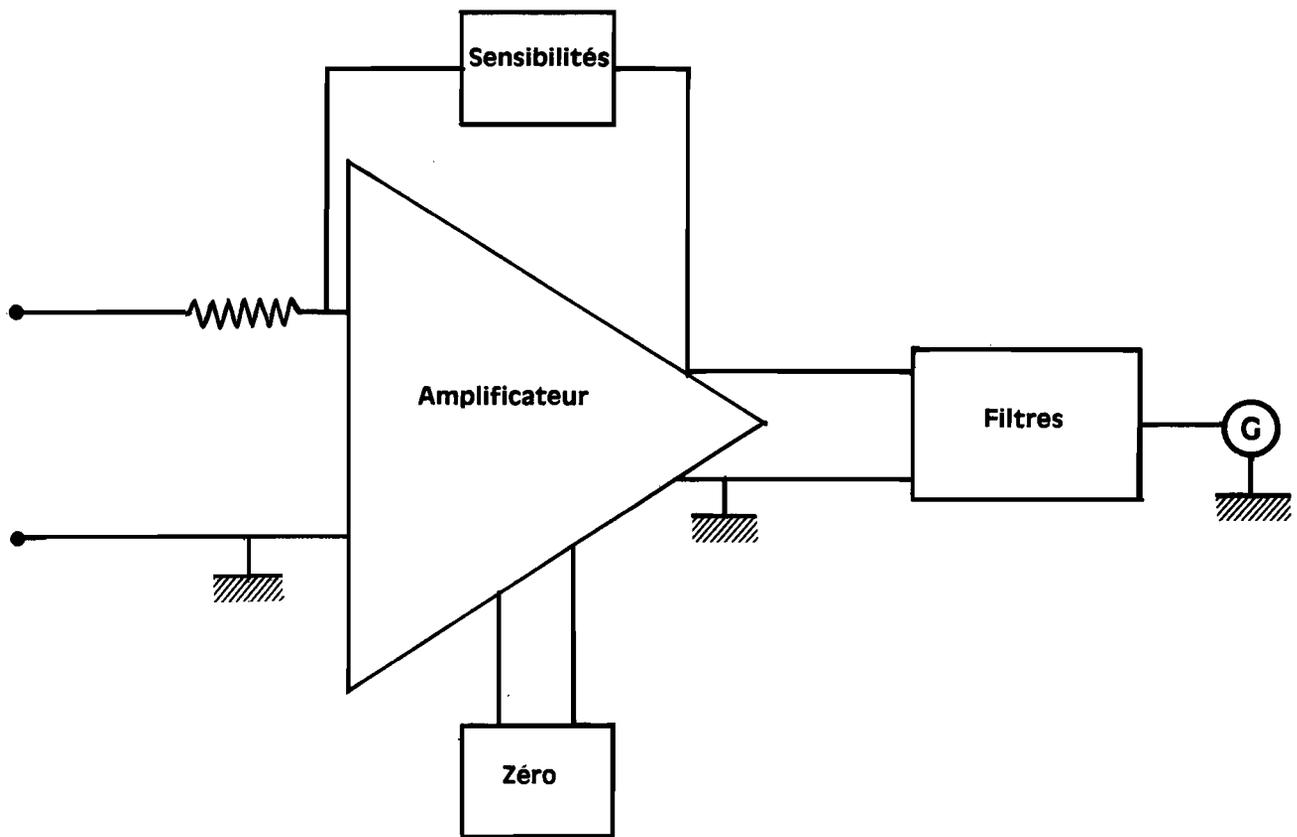


FIG. 26

Schéma synoptique

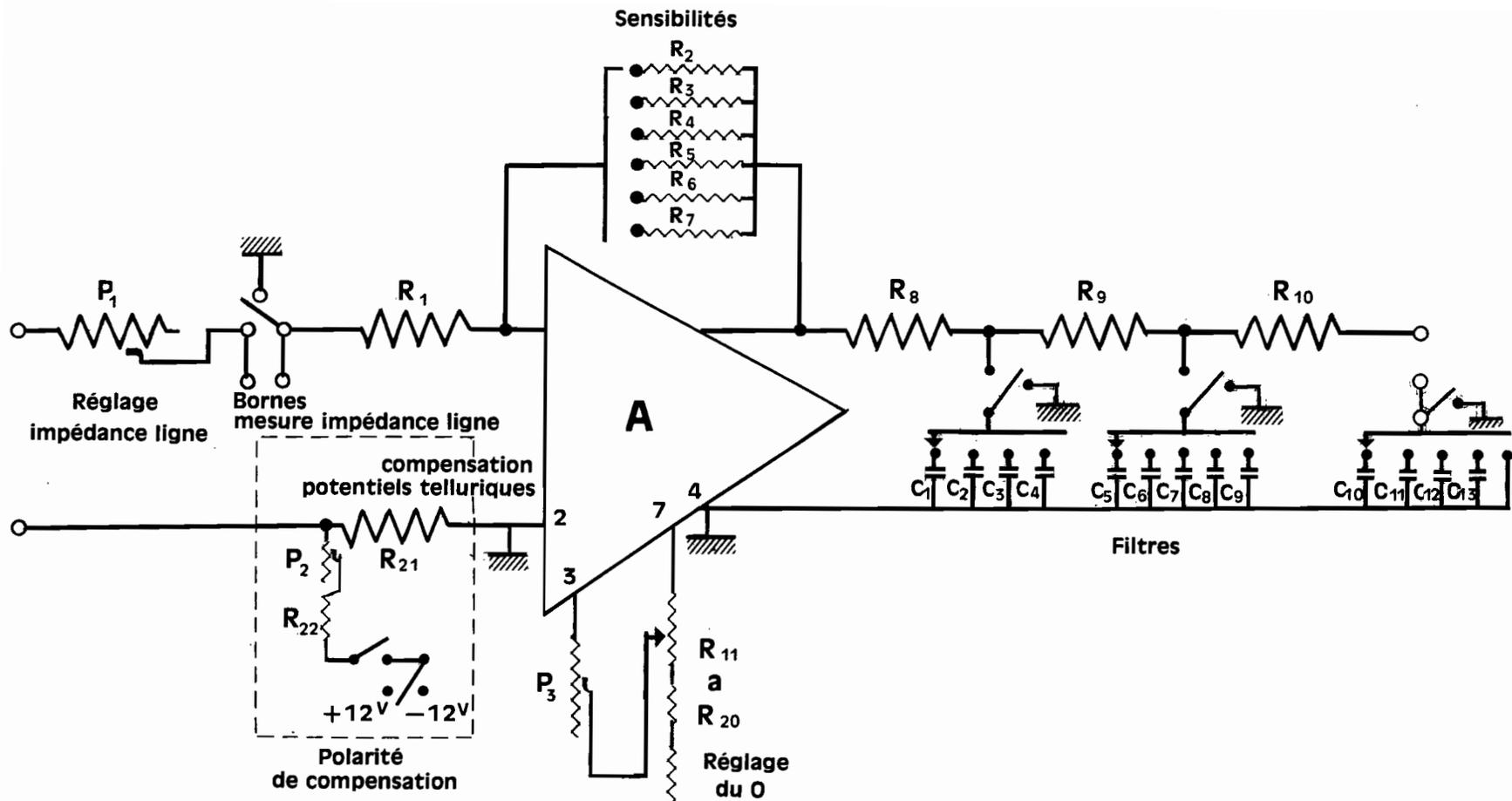


FIG. 27

Schéma de principe d'une voie tellurique

Pour les voies magnétiques, il n'y a pas de compensation à l'entrée.

## APPAREIL : AMPLIFICATION ET FILTRAGE DES PERIODES LONGUES

Références	Désignations	Nb.	Observations
R <sub>1</sub>	Résistance 100 kilohms $\frac{1}{2}$ watt	1	COGECO
R <sub>2</sub>	" 5 mégohms 1 watt	1	CEKA
R <sub>3</sub>	" 1,2 mégohm 1 watt	1	COGECO
R <sub>4</sub>	" 470 kilohms $\frac{1}{2}$ watt	1	"
R <sub>5</sub>	" 120 kilohms "	1	"
R <sub>6</sub>	" 47 kilohms "	1	"
R <sub>7</sub>	" 12 kilohms "	1	"
R <sub>8</sub>	" 47 kilohms	1	"
R <sub>9</sub>	" 68 kilohms	1	"
R <sub>10</sub>	" 1 mégohm "	1	"
R <sub>11</sub> à R <sub>20</sub>	" 22 kilohms $\frac{1}{4}$ watt	10	"
R <sub>21</sub>	" 220 ohms $\frac{1}{2}$ watt	1	"
R <sub>22</sub>	" 6,8 kilohms "	1	"
P <sub>1</sub>	Potentiomètre 10 kilohms à interrupteur	1	MCB
P <sub>2</sub>	" 500 kilohms à interrupteur	1	MCB
P <sub>3</sub>	" 10 tours 100 kilohms	1	inter-composant
C <sub>1</sub> C <sub>2</sub> C <sub>3</sub>	Condensateur 100 microfarads 6 V CTS 12	2	Précis
C <sub>4</sub> C <sub>5</sub> C <sub>6</sub> C <sub>7</sub>			
	" 100 microfarads 6 V CTS 12	2	"

APPAREIL :

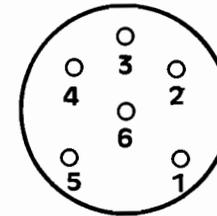
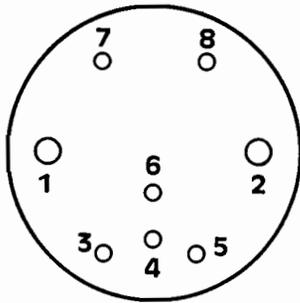
(suite)

Références	Désignations	Nb.	Observations
C <sub>8</sub>	Condensateur 1000 microfarads 3 V TSP 60	1	Précis
C <sub>9</sub>	" " " "	2	"
C <sub>10</sub>	" 10 microfarads 25 V	1	COGECO
C <sub>11</sub>	" 25 microfarads 25 V	1	"
C <sub>12</sub>	" 100 microfarads 6 V CTS 12	1	"
C <sub>13</sub>	" 1000 microfarads 3 V TSP 60	1	Précis
A	Amplificateur type 108 B	1	Analog-Devices
<p>Les références des composants sont les mêmes que celles de la figure 27.</p>			

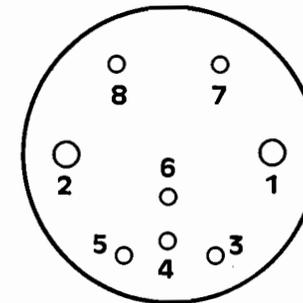
**Les prises Jaeger sont vues de dessous (côté cablage)**

Entrées :

1. Masse de la voie T<sub>1</sub>
2. Masse des voies M<sub>3</sub> - M<sub>4</sub> et M<sub>5</sub>
3. Entrée T<sub>2</sub>
4. Entrée T<sub>1</sub>
5. Entrée M<sub>5</sub>
6. Masse de la voie T<sub>2</sub>
7. Entrée M<sub>1</sub>
8. Entrée M<sub>2</sub>

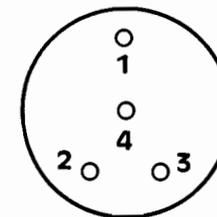


1. Galvanomètre M<sub>3</sub>
2. // M<sub>3</sub>
3. // M<sub>4</sub>
4. // M<sub>4</sub>
5. // M<sub>5</sub>
6. // M<sub>5</sub>



1. commun T<sub>2</sub>, M<sub>3</sub>, M<sub>4</sub>, M<sub>5</sub>.
2. commun T<sub>1</sub>
3. +12V Voies T<sub>2</sub> à M<sub>5</sub>
4. rien
5. +12V Voie T<sub>1</sub>
6. rien
7. -12V Voies T<sub>2</sub> à M<sub>5</sub>
8. -12V Voie T<sub>1</sub>

*Les bornes de sorties M<sub>1</sub> - M<sub>4</sub> - M<sub>5</sub> - T<sub>2</sub> et T<sub>4</sub> doivent, si possible, être reliées à des bornes identiques des galvanomètres, pour faciliter le réglage du zéro.*



1. Galvanomètre T<sub>2</sub>
2. // T<sub>2</sub>
3. // T<sub>1</sub>
4. // T<sub>1</sub>

**FIG. 29**

**Branchement des prises Jaeger**

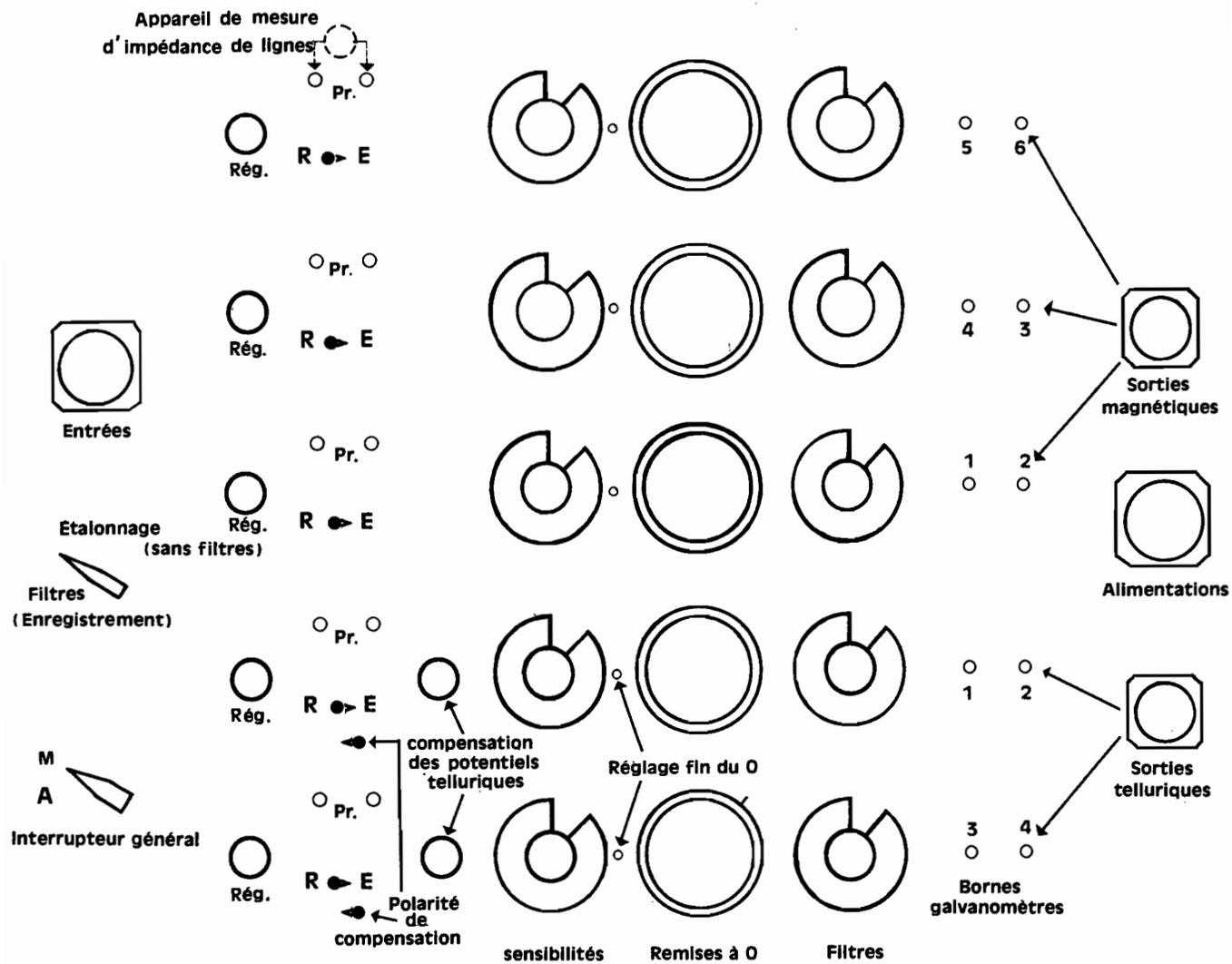


FIG. 30

R : position de l'inverseur pour la mesure d'impédance de ligne .  
 E : position de l'inverseur pour l'enregistrement .  
 Pr.: prises pour mesurer l'impédance de ligne .  
 Rég.: réglage d'impédance de ligne .

### 4.3.1. Etalonnage.

Il a pour but de déterminer la sensibilité de chaque piste en divisions d'échelle/millivolt à l'entrée. Pour une gamme donnée, elle dépend de l'impédance d'entrée (y compris la résistance de source), du galvanomètre et des résistances du filtre.

Dans le tableau ci-après, nous donnons les courants de sortie en nanoampères pour une tension d'entrée de 1 millivolt et pour une impédance de source de 10 000 ohms. Pour obtenir la sensibilité de toute la chaîne, il suffira de multiplier ces nombres par la valeur d'échelle propre du galvanomètre, compte tenu du trajet optique. Il importe assez peu que ces nombres ne soient pas les mêmes pour chaque voie puisque de toute façon les galvanomètres diffèrent entre eux. En revanche, il est souhaitable, pour simplifier l'utilisation, que les rapports des valeurs d'échelles soient identiques pour toutes les pistes, ce qu'on a pu obtenir en triant toutes les résistances au pont de Wheastone.

Gamme de sensibilité	Valeur pour $S_1$ (na/mV <sup>1</sup> )	$S_2/S_1$	$S_2/S_1$	$S_4/S_1$	$S_5/S_1$	$S_6/S_1$
Voies						
Tellurique T <sub>1</sub>	29,1	4,13	10,40	40,5	106,3	403
Tellurique T <sub>2</sub>	29,2	4,09	10,42	40,4	106,1	407
Magnétique M <sub>3</sub>	28,7	4,10	10,55	41,0	106,1	407
Magnétique M <sub>4</sub>	27,5	4,12	10,37	40,2	106,8	402
Magnétique M <sub>5</sub>	27,7	4,13	10,55	40,4	106,3	408

Ainsi, le rapport de deux valeurs d'échelle correspondant à 2 sensibilités données est le même pour toutes les voies à mieux que 1 % près.

### 4.3.2. Mode opératoire.

- Vérifier soigneusement que le branchement des prises Jaeger pour l'entrée, les sorties et les alimentations est conforme au schéma de la figure 29. Il convient de remarquer que les lignes telluriques sont indépendantes. L'appareil comprend donc deux alimentations séparées : l'une pour la voie T<sub>1</sub>, l'autre commune aux voies T<sub>2</sub>, M<sub>3</sub>, M<sub>4</sub> et M<sub>5</sub>.

- Mesure de l'impédance de ligne.

L'interrupteur général étant sur la position M (marche), placer les inverseurs sur la position "R ligne". Dans ce cas, la source est court-circuitée. Deux bornes permettent d'insérer un appareil pour mesurer la résistance de ligne et le potentiomètre de 10 kilohms "aj. R. ligne" d'ajuster la résistance d'entrée à la valeur désirée.

Il est bon d'utiliser quand on le peut, la même résistance de ligne pour toutes les voies de manière à éviter de nouveaux étalonnages.

- Réglage du courant de sortie.

Cette opération a pour but d'annuler le courant de sortie qui peut exister en l'absence de signal d'entrée. Pour cela, relier un milliampèremètre aux bornes "galvan." et tourner le bouton à plots "Zéros" jusqu'à ce qu'aucun courant ne circule dans le milliampèremètre. Au besoin, on peut parfaire le réglage à l'aide d'un potentiomètre "fin" encastré (un tournevis est nécessaire). Opérer de même pour les autres voies. Quand la compensation est impossible à réaliser, il faut généralement incriminer l'alimentation : les tensions des deux batteries ne sont plus égales. On peut alors connecter les galvanomètres sensibles (ne pas laisser le milliampèremètre dans le circuit) et terminer le réglage du zéro.

En mettant l'interrupteur commun aux 5 voies sur la position "E", on peut procéder à l'étalonnage. Pour cela, il suffit de délivrer à l'entrée une tension étalon connue et de mesurer la déviation du galvanomètre en notant la sensibilité. On peut au besoin opérer de même pour les autres sensibilités, mais seulement pour vérifier que les rapports des différentes valeurs d'échelles sont demeurés constants.

Pour cet étalonnage, la source n'était plus court-circuitée et le circuit de compensation tellurique était coupé. On peut alors connecter de nouveau les lignes à l'entrée ou effectuer les différentes compensations telluriques (à l'aide du potentiomètre et de l'inverseur de polarité I, et vérifier de nouveau le courant de sortie).

On met le filtrage en service en plaçant l'interrupteur commun sur la position F après avoir choisi les filtres et les sensibilités désirées à l'aide des boutons à plots correspondants.

Table des matières

I. PRINCIPES - FONCTIONNEMENT - CHOIX  
(d'après C.V. WEDEN)

1. Généralités .....	5
1.1. ....	5
1.2. Propriétés .....	5
1.3. Différents types d'amplificateurs .....	6
2. Paramètres fondamentaux .....	8
2.1. Gain .....	8
2.2. Temps de réponse .....	8
2.3. Tension ou courant de compensation à l'entrée .....	9
2.4. Dérives .....	9
2.5. Bruit à l'entrée .....	10
2.6. Caractéristiques d'entrée .....	10
2.7. Caractéristiques de sortie .....	11
2.8. Ordre de grandeur des différents paramètres .....	12
3. L'amplificateur à contre réaction .....	14
3.1. Gain boucle fermée .....	14
3.2. Gain dynamique .....	18
4. Applications .....	21
4.1. Amplificateur "sommateur" .....	21
4.2. Amplificateur de haute impédance .....	21
4.3. Intégrateur .....	23

4.4. Compérateur de tension .....	24
4.5. Limitation des surtensions .....	24
4.6. Amplificateur différentiel ("phases inversées") .....	25
4.7. Montage "en phase" .....	25
5. Choix des éléments .....	25
5.1. La résistance .....	25
5.2. Les amplificateurs .....	26

## II. ADAPTATEUR D'IMPEDANCE

1. Généralités .....	28
2. Choix de l'amplificateur .....	28
3. Caractéristiques boucle fermée .....	29
3.1. Gain en tension .....	29
3.2. Impédance de sortie .....	30
3.3. Gain en courant .....	30
4. Réalisation .....	31
4.1. Circuit .....	31
4.2. Etalonnage .....	31
4.3. Remarques pratiques .....	32

## III. AMPLIFICATION ET FILTRAGE DES PERIODES LONGUES

1. Généralités .....	33
1.1. Nécessité du filtrage .....	33
1.2. Réalisation d'un filtre passe bande .....	34
1.3. Ordres de grandeur et difficultés .....	35

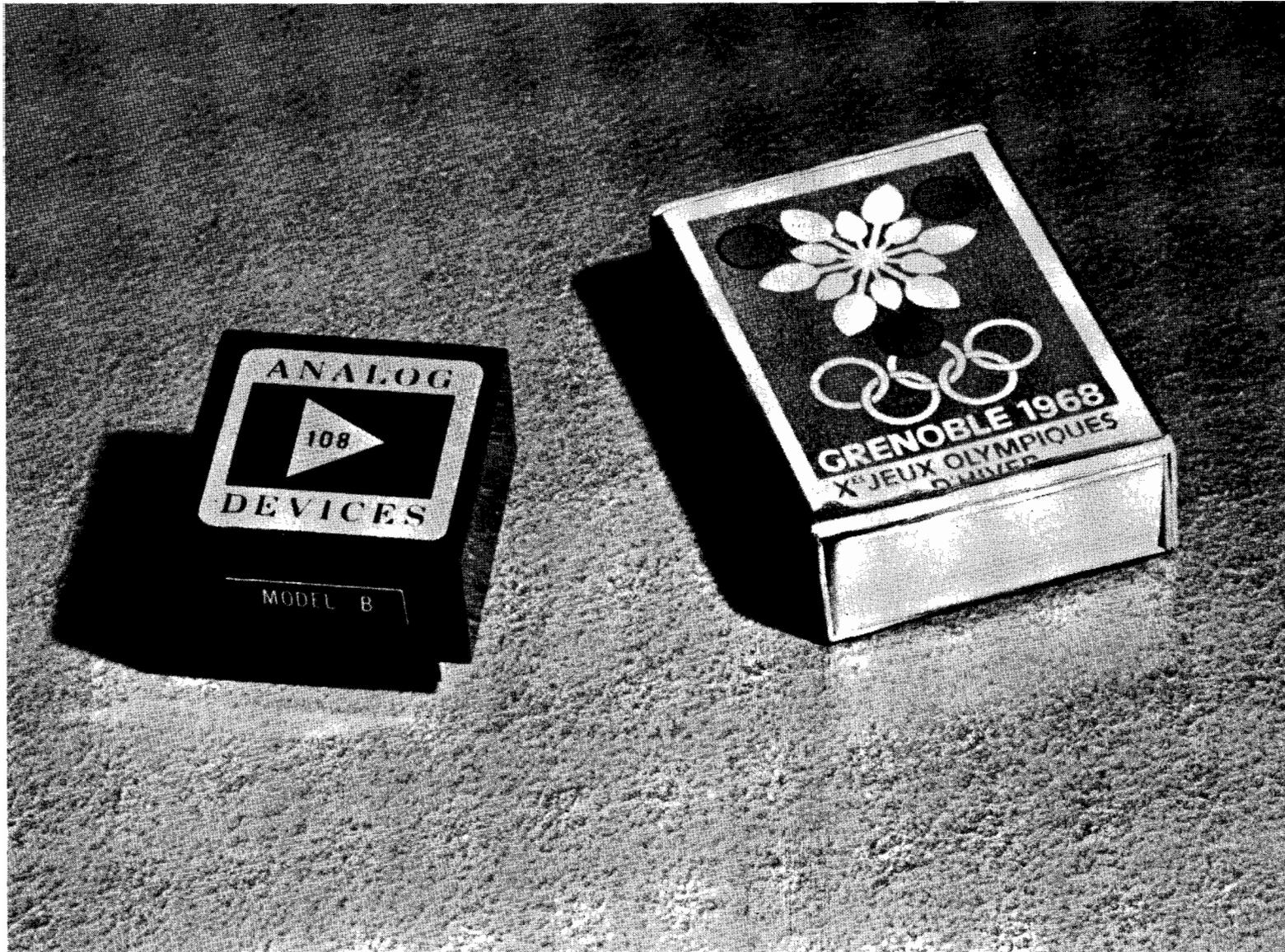
2. Calcul et réalisation du filtre .....	36
2.1. Filtre passe bande .....	36
2.2. Filtre passe-bas .....	38
2.3. Réalisation du filtre .....	39
3. Caractéristiques de l'amplificateur .....	40
3.1. Courant de sortie .....	40
3.2. Gain boucle fermée .....	40
4. Réalisation pratique .....	41
4.1. Choix de l'amplificateur .....	41
4.2. Courants de compensation .....	42
4.3. Mode d'emploi .....	42

## LEGENDE DES PHOTOGRAPHIES

### AMPLIFICATION ET FILTRAGE DES PERIODES LONGUES.

---

- 1e photographie - Amplificateur opérationnel "Analog Devices" type 108 B.
- 2e photographie - Câblage de l'appareil, au premier plan : filtre sur plaquette enfichable.
- 3e photographie - Vue d'ensemble du câblage montrant les filtres et les amplificateurs.
- 4e photographie - L'appareil dans son coffret.



ANALOG  
108  
DEVICES

MODEL B

GRENOBLE 1968  
X<sup>e</sup> JEUX OLYMPIQUES  
D'HIVER



