

PREMIER MINISTRE  
COMMISSARIAT A  
L'ÉNERGIE ATOMIQUE

# MESURES CONTINUES EN REGIME MODULE

par

R. GARIOD et E. TOURNIER

**Rapport C.E.A. n°2247**

**1963**

CENTRE D'ETUDES  
NUCLEAIRES DE GRENOBLE

CEA 2247 - GARIOD R. et TOURNIER E.

MESURES CONTINUES EN REGIME MODULE (1963)

Sommaire. - Nous avons été amenés à réaliser un certain nombre d'appareils de mesure et de contrôle dans lesquels nous avons par modulation obtenu de bonnes performances. Nous voulons ici rappeler les avantages que procure l'emploi de la démodulation synchrone chaque fois qu'une modulation initiale a pu être apportée au système.

Nous donnerons le principe de quelques applications réalisées dans le domaine des mesures nucléaires et de mesure de grandeurs physiques.

---

CEA 2247 - GARIOD R. et TOURNIER E.

CONTINUOUS MEASUREMENTS ON A MODULATING SYSTEM (1963)

Summary. - We have developed a number of measuring and testing instruments for which interesting characteristics have been obtained through modulation. In this paper, we would like to emphasize the interest of using the synchronous demodulation when a previous modulation has been used in the device.

We give the fundamentals of some embodiments applied to nuclear and physical parameters measurements.

# MESURES CONTINUES EN RÉGIME MODULÉ

PAR

R. GARIOD et E. TOURNIER

Section d'Electronique

Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble

Avant d'aborder quelques problèmes particuliers d'électronique appliquée aux mesures nucléaires, nous ferons un bref rappel du principe et des propriétés d'un type de démodulation synchrone.

## 1. Principe

On réalise électroniquement la fonction de transfert  $T$  représentée figure 1. Une tension incidente donnera en sortie du montage (fig. 2) une tension  $E_2$  telle que  $E_2 = TE_1$ .

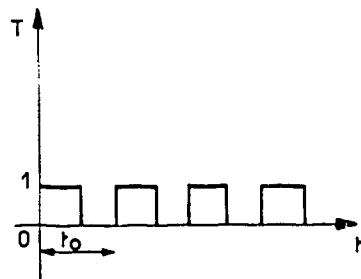


FIG. 1.

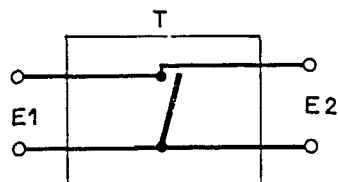


FIG. 2.

L'expression de  $T$  est pour  $(\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0})$  :

$$T = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left( \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega_0 t + \dots \right)$$

Soit une tension incidente  $E_1$  périodique, considérons une de ses composantes :

$$E_1 = E_{1(n)} \sin (\omega_n t + \varphi_n).$$

Le produit  $E_1 \times T$  montre que la tension  $E_2$  correspondante a pour composantes possibles de fréquences :  $E_2 \rightarrow (\omega_0 \pm \omega_n), (3 \omega_0 \pm \omega_n)$  etc.

Considérons maintenant le montage figure 3 :

$$\left( RC > \frac{2\pi}{\omega_0} \right).$$

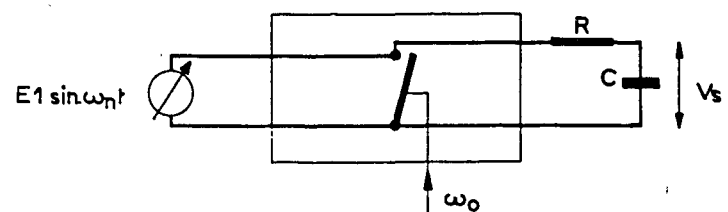


FIG. 3.

La tension d'entrée du système est à amplitude constante et à fréquence variant de 0 à l'infini. La figure 4 représente la tension de sortie en fonction de la fréquence.

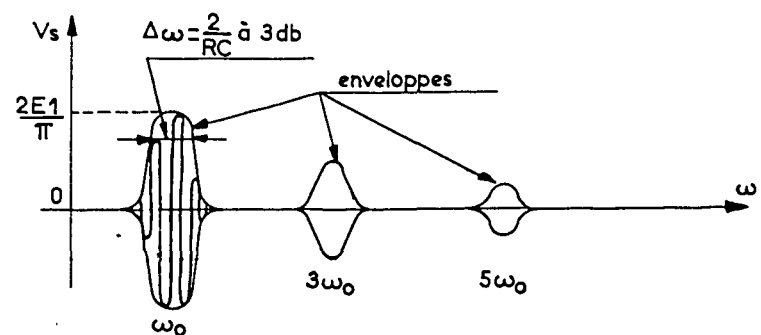


FIG. 4.

Seules les composantes

$$\left| \omega_0 - \omega_n \right| < \frac{2\pi}{RC}, \quad \left| 3\omega_0 - \omega_n \right| < \frac{2\pi}{RC},$$

$$\left| 5\omega_0 - \omega_n \right| < \frac{2\pi}{RC} \text{ etc. passeront le filtre } RC$$

( $\omega_n$  variant de 0 à l'infini).

### Amplitudes des enveloppes :

Le calcul montre que les amplitudes maximales prises par les enveloppes pour  $\omega_0$ ,  $3 \omega_0$ ,  $5 \omega_0$ , etc.  $k\omega_0$  sont

$$A = E_1 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{k}$$

## 2. Propriétés

### 2.1. MESURE D'UNE TENSION DE FRÉQUENCE CONNUE

Soit un signal à mesurer par le dispositif représenté figure 5.

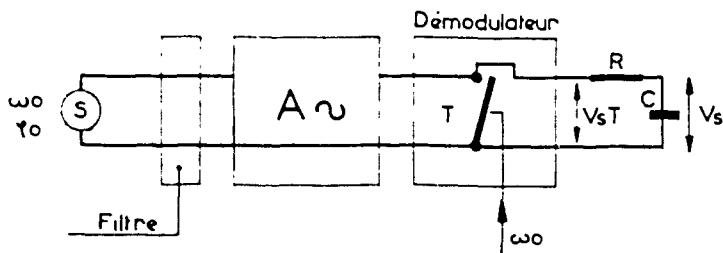


FIG. 5.

Le signal est de la forme

$$S = S_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_1) + S_2 \sin(2 \omega_0 t + \varphi_2) + S_3 \sin(3 \omega_0 t + \varphi_3) + \dots$$

de même fréquence que le démodulateur  $T$ .

A la sortie du démodulateur on aura

$$\begin{aligned} V_{ST} &= A \cdot S \cdot T \\ &= A \left[ S_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_1) + S_2 \sin(2 \omega_0 t + \varphi_2) + S_3 \sin(3 \omega_0 t + \varphi_3) + \dots \right] \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} (\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega_0 t + \dots) \right] \\ V_{ST} &= A \left( S_1 \frac{1}{\pi} \cos \varphi_1 + \frac{1}{3 \pi} S_3 \cos \varphi_3 + \text{composante } \omega_0 + \text{composante } 3 \omega_0 + \dots \text{ etc.} \right) \end{aligned}$$

Si le signal est filtré dès  $3 \omega_0$ , la tension  $V_{ST}$  devient

$$V_{ST} = A S_1 \frac{2}{\pi} \cos \varphi_1 + B(\omega_0) + C(3 \omega_0)$$

Le circuit  $RC$  de sortie doit répondre à la condition  $RC > \frac{1}{\omega_0}$ . On a alors une tension continue  $V_S$  proportionnelle à la composante fondamentale du signal

$$V_S = \frac{1}{\pi} A S_1 \cos \varphi_1$$

*Remarque :* Le filtrage des harmoniques de  $S$  permet d'autre part de ne pas saturer les étages de sortie, saturation qui introduirait une erreur de mesure et un accroissement du bruit.

### 2.2. TEMPS DE RÉPONSE

Le temps de réponse sera celui du filtre de sortie

$$\tau = RC.$$

### 2.3. BANDE PASSANTE - BRUIT

Dans les conditions de mesure décrites au paragraphe 2.1, considérons la somme composée d'un signal utile  $S \omega_0$  à détecter et d'une tension de bruit.

La valeur moyenne continue de la tension de sortie sera proportionnelle au signal utile à mesurer. Les fluctuations autour de la valeur moyenne dépendront de la valeur du bruit compris dans la bande passante donnée par le filtre de sortie, et centrée sur la fréquence  $f_0$  de démodulation.

### 2.4. CONCLUSION

Ce dispositif permet d'amplifier un signal dont la référence de phase est connue, avec une bande passante sensiblement égale au temps de réponse du dispositif sans utiliser de filtres de sélectivité précis (tels que dans les amplificateurs à très haute sélectivité, pont T.T. etc.).

D'autre part, l'erreur sur la composante continue de sortie  $V_S$  est théoriquement nulle puisque même le bruit à  $\omega_0$  est à phase aléatoire et ne donnera que des fluctuations de la tension de sortie.

## 3. Exemple de circuit

Démodulateur à transistor.

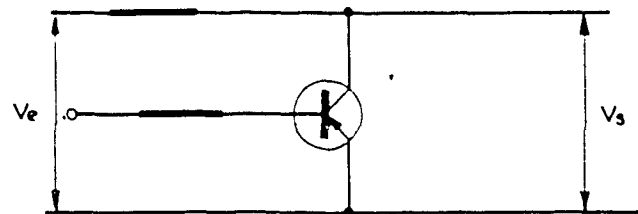


FIG. 6.

En respectant certaines conditions un transistor peut fonctionner en interrupteur presque parfait, quelle que soit la polarité de la tension collecteur. La figure 8 montre les tensions avant découpage et les tensions découpées, dans le cas de deux tensions en provenance d'un amplificateur symétrique et de deux modulateurs symétriques (fig. 7).

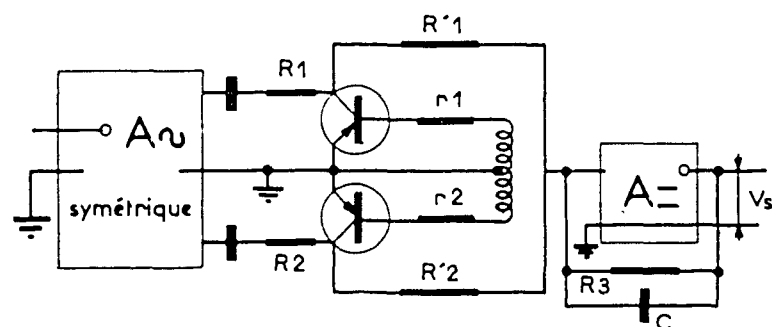


FIG. 7.

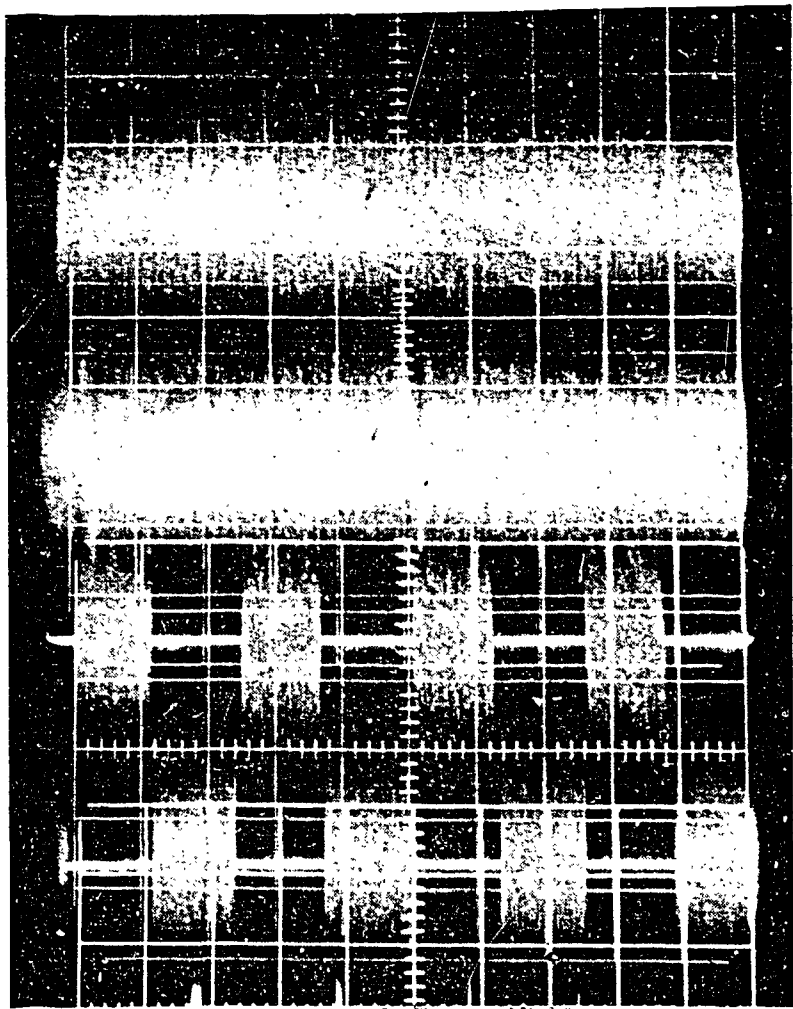


FIG. 8. — Tension de sortie de détecteur synchrone

De multiples combinaisons de circuits de démodulation et de sortie sont possibles).

Le montage décrit utilise un étage continu de sortie fortement contre-réactionné qui, avec l'attaque symétrique, confère à celui-ci quelques propriétés intéressantes :

- très basse impédance de sortie ;
- diminution possible du temps de réponse ;
- temps de réponse parfaitement fixé par

$$\tau = R_3 C ;$$

— possibilité en enlevant  $R_3$  d'obtenir une chaîne d'asservissement à très grand gain ;

— grande amplitude du signal de sortie (qui en général est limitée, sans amplificateur, à une fraction de la tension alternative possible).

#### 4. Introduction du régime modulé dans les chaînes électroniques de mesures de grandeurs physiques

##### 4.1. LIMITES DES POSSIBILITÉS DE MESURE (fig. 9).

La chaîne classique de mesure physique se résume dans la majorité des cas aux éléments suivants :

—  $\varphi$  : amplitude du phénomène physique à mesurer.

—  $D$  : détecteur qui transforme  $\varphi$  en signal électrique  $s = K_1 \varphi$ .

—  $A$  : amplificateur  $S = A.s$

—  $I$  : indicateur de déviation  $\theta = K_2 S$ .

Pour les mesures de faibles niveaux les trois principales difficultés rencontrées sont :

1° bruit que l'on peut caractériser en chaque point de la chaîne :

- phénomène physique parasite extérieur  $b_\phi$  ;
- un bruit de détecteur équivalent à un second bruit physique  $b_a$  ;
- un bruit d'amplificateur  $b_A$ .

2° des dérives de zéro pour les mesures du type continu et qui peuvent de même se définir par  $d_\phi$ ,  $d_a$ ,  $d_A$ .

3° une variation des grandeurs qui caractérisent le gain de conversion de chaque étage  $\Delta K_1$ ,  $\Delta A$  (en supposant le système indicateur fidèle).

L'expression totale de l'indication de sortie devient donc en réalité

$$\theta = K_2 (A + \Delta A) [d_A + \bar{b}_A + (K_1 + \Delta K_1) (\varphi + \bar{b}_a + \bar{b}_\phi + d_a)].$$

En première approximation

$$\theta \simeq K_1 K_2 A \varphi + [AK_2 \bar{b}_A + AK_1 K_2 (\bar{b}_a + \bar{b}_\phi)] + [AK_2 d_A + AK_1 K_2 (d_a + d_\phi)] + (K_2 \Delta A K_1 + A \Delta K_1) \varphi.$$

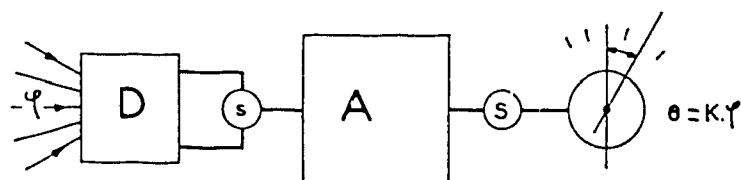


FIG. 9.

##### 4.2. AMÉLIORATIONS POSSIBLES DE CHAQUE TERME D'ERREUR

Dérive :  $[AK_2 d_A + AK_1 K_2 (d_a + d_\phi)]$  ;

— en modulant l'amplificateur on s'affranchit de la dérive d'un amplificateur du type continu  $d_A$  ;

— en modulant le détecteur on élimine les dérives continues de ce détecteur ou des liaisons (forces électromotrices de contact) ;

— en modulant le phénomène physique utile  $\varphi$  on peut éliminer un phénomène parasite se superposant à lui.

— Variation des gains =  $(\Delta A.K_1 + A \Delta K_1) \varphi$

— les variations de gains des amplificateurs sont minimisées par l'utilisation de montages en général efficacement contre-réactionnés ;

— par contre la variation de sensibilité du détecteur est dans la plupart des cas difficile à éliminer.

— Bruit =  $[AK_2 \bar{b}_A + AK_1 K_2 (\bar{b}_a + \bar{b}_\phi)]$ .

Le bruit des éléments qui suivent le modulateur ne fausse pas la mesure ; la valeur du rapport signal-bruit est améliorée par un choix de  $F_0$  dans des zones de plus faible bruit des éléments.

### 5. Exemples de réalisations de mesures en régime modulé

Nous allons examiner quelques problèmes de mesures continues souvent rencontrés dans l'application de l'électronique au domaine nucléaire.

Dans chacun des cas nous chercherons par l'introduction du régime modulé l'atténuation maximale de chacune des 2 causes principales d'erreurs caractérisées par le bruit et la dérive.

#### 5.1. MESURE DE FAIBLES COURANTS D'IONISATION ( $10^{-3}$ A A $10^{-13}$ A).

##### 5.1.1. Modulation de l'amplificateur

— Les amplificateurs continus en liaison directe utilisés dans les chaînes classiques sont simples mais leur dérive les font souvent redouter des utilisateurs

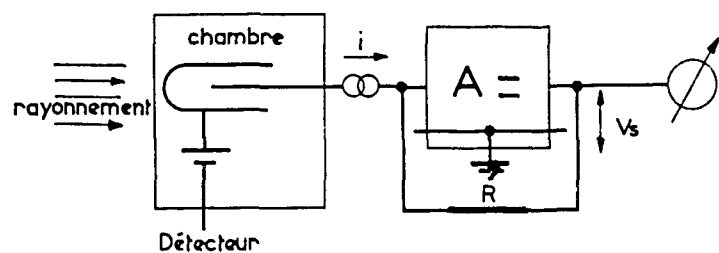


FIG. 10.

$$V_s \simeq R i + d_A.$$

— La modulation semble pouvoir résoudre ce problème, mais industriellement on ne peut encore proposer de solutions sûres et reproductibles pour concurrencer facilement les procédés électrométriques.

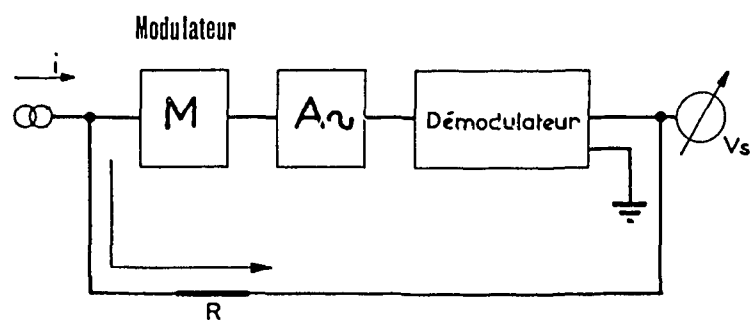


FIG. 11.

— Un procédé de modulation à semiconducteur présente un aspect intéressant pour ces mesures : c'est l'amplification paramétrique avec diodes, utilisant les variations de capacité des diodes inverses en fonction de leur tension. La dérive en courant est donnée par la différence  $I_{c02} - I_{c01}$  courant de fuite des deux diodes. On a dans ce cas :

$$V_s = R i + R (I_{c02} - I_{c01})$$

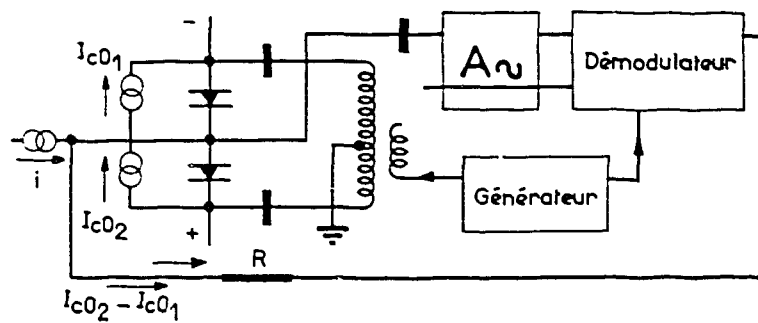


FIG. 12.

— Une limitation du nombre des éléments de l'amplificateur peut se faire, en travaillant sur le glissement de phase de deux circuits oscillants accordés sur les deux diodes.

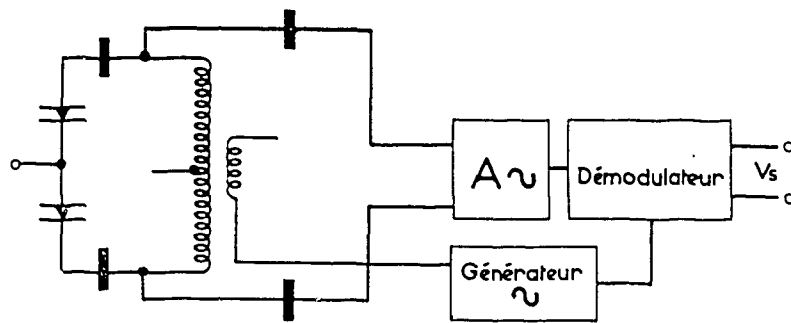


FIG. 13.

— Le modulateur à condensateur vibrant résoud parfaitement les cas de mesure de très faibles courants dans le cadre d'un laboratoire, mais sa sensibilité aux accélérations, son prix, la fréquence trop basse de sa modulation, sont de lourds handicaps, lorsque ses performances ne sont plus nécessaires dans des installations industrielles ou de contrôle.

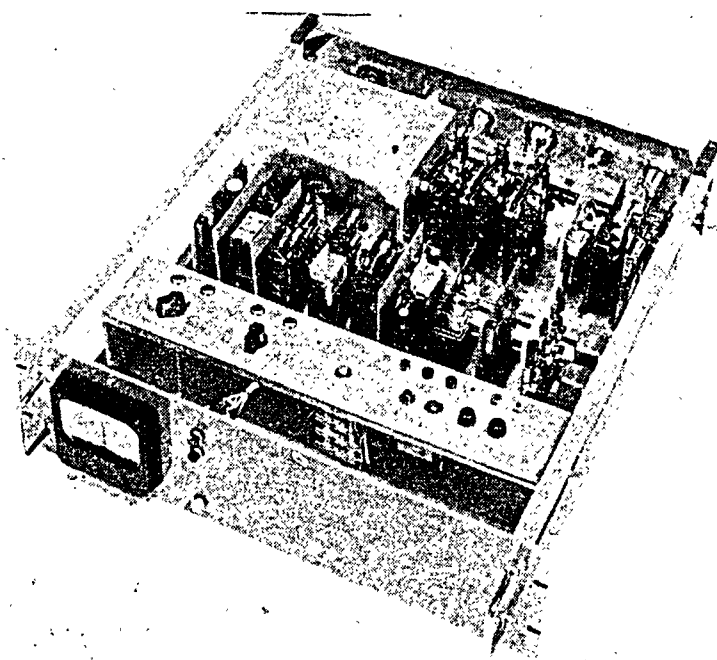


FIG. 14. — Amplificateur de pilotage pour réacteur utilisant des diodes modulées.

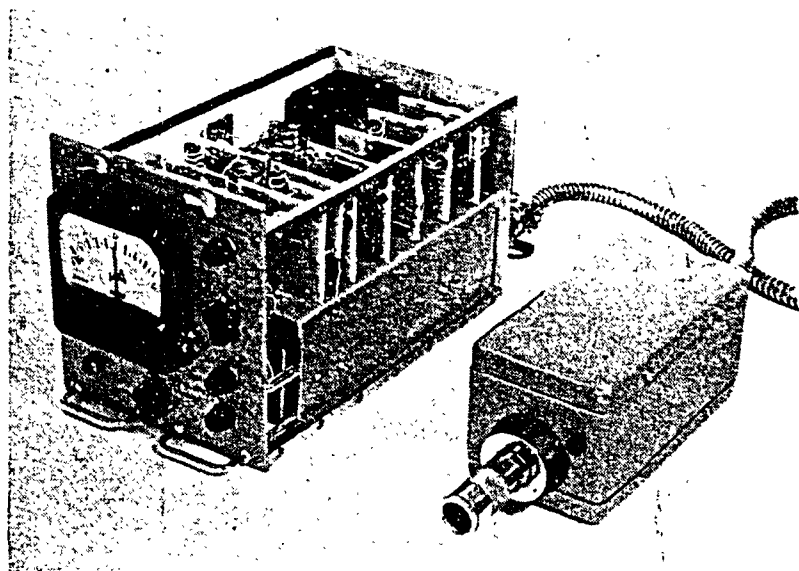


FIG. 15. — Amplificateur pour mesure de faible courant à électromètre à condensateur vibrant.

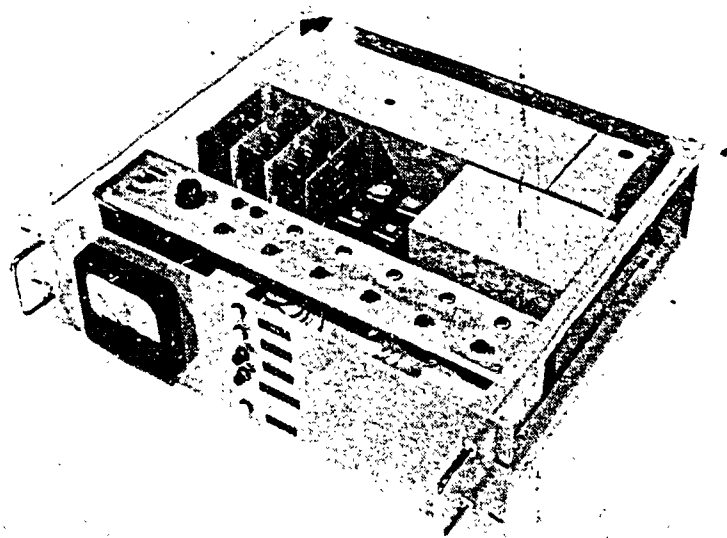


FIG. 18. — Chaîne de sécurité pour réacteur utilisant une chambre alimentée en alternatif (100 Hz signaux rectangulaires).

5.1.2. Modulation de la chambre d'ionisation

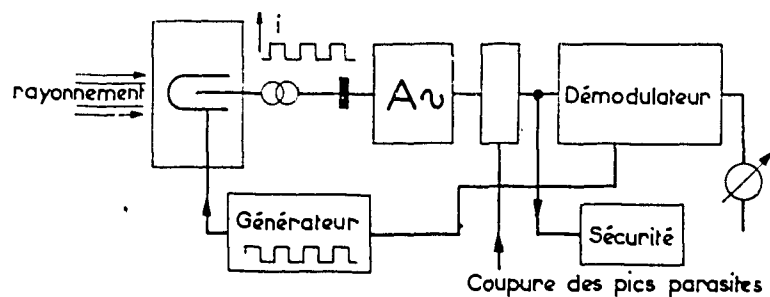


FIG. 16.

La chambre alimentée en signaux carrés donne un courant déformé, malgré un neutrodynage capacitif, par les pics de capacité de chambre (voir fig. 17). Un circuit de mise en forme les élimine facilement et le signal alternatif peut être exploité directement dans :

- un circuit direct de sécurité,
- un circuit à démodulation synchrone qui permettra d'avoir une indication correcte à bas niveau.

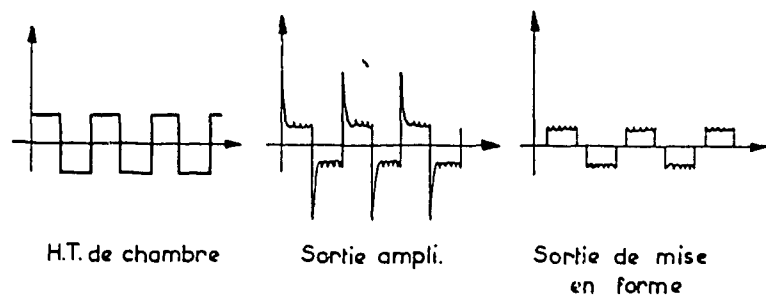


FIG. 17.

5.2. MESURE DE FLUX NEUTRONIQUES

Les chambres généralement utilisées sont dites « compensées » car la chambre principale à revêtement de bore donne un courant  $I_1 = I_N + I_\gamma$  et la chambre de compensation donne  $I_2 = I_\gamma$ .

La mesure continue de flux neutronique présente deux difficultés électroniques :

- médiocre compensation du flux  $\gamma$  entre les deux chambres ;
- dérive de l'amplificateur continu.

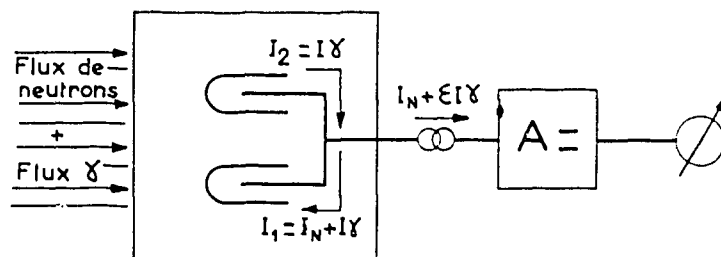


FIG. 19.

Cette dernière difficulté peut être surmontée par les procédés vus au paragraphe précédent.

Modulation du phénomène physique à mesurer

Une modulation à taux constant du phénomène physique, ici le flux neutronique, permet de s'affranchir du flux parasite  $\gamma$  qui fausse l'indication permanente des chambres.

Si ce principe semble le plus satisfaisant électriquement, il présente par contre quelques complications mécaniques.

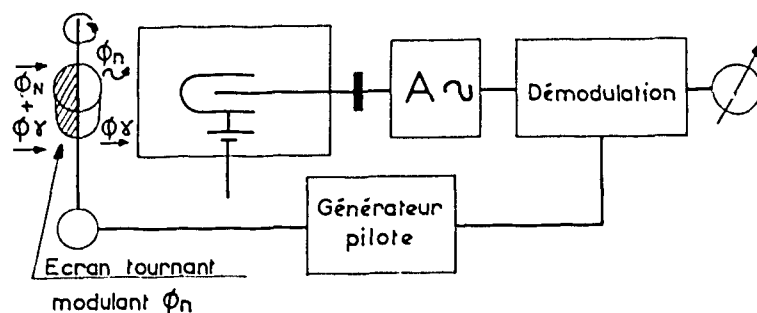


FIG. 20.

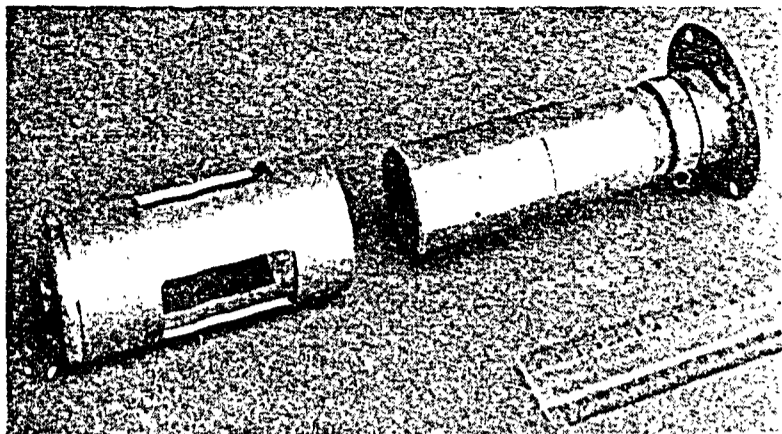


FIG. 21. — Chambre et modulateur tournant

### 5.3. MESURE DE TEMPÉRATURE

#### 5.3.1. Système classique simple

L'inconvénient de ces mesures directes en continu est la dérive de zéro de l'ensemble due :

- - aux dérives de l'amplificateur  $d_A$  ;
- - aux fluctuations continues des potentiels de contact  $d_d$

$$V_s = A (e + d_d + d_A)$$

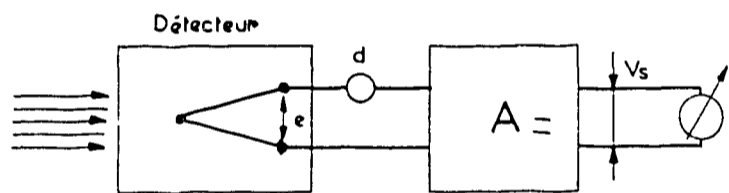


FIG. 22.

#### 5.3.2. Modulation introduite au niveau de l'amplificateur

On utilise le système classique du chopper qui module le signal continu fourni par le détecteur et supprime la dérive de l'amplificateur.

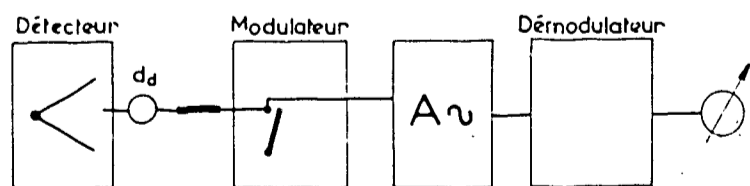


FIG. 23.

#### 5.3.3. Modulation introduite sur le détecteur

$$V_s = A (e + d_d)$$

La modulation du détecteur (sonde en platine) supprime les dérives dues aux liaisons.

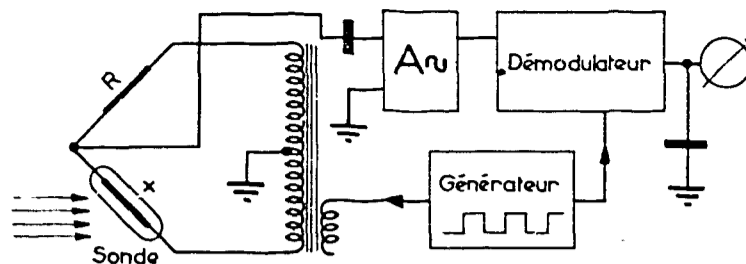


FIG. 24.

Ce cas de mesure peut aussi s'assimiler à une amplification du type paramétrique.

Ce principe convient très bien pour les stabilisations de température. La photo montre un ensemble pour stabilisation de température de balance de Mac Bain.

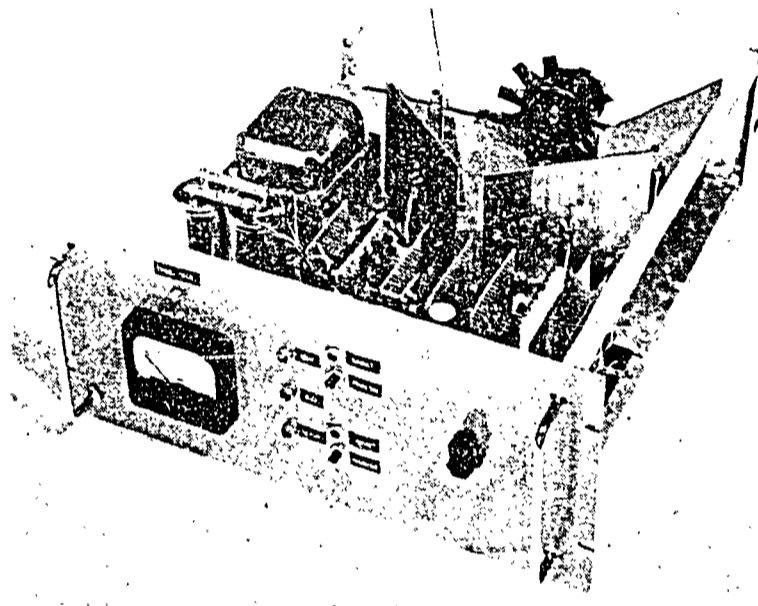


FIG. 25. — Stabilisation de température

### 5.4. MESURE DYNAMIQUE DE PERMÉABILITÉ MAGNÉTIQUE

Le problème s'est posé aux physiciens du laboratoire de « physique du solide » du C.E.N.G., sous la forme de l'étude du traînage magnétique dans les matériaux irradiés.

L'introduction de la modulation sur le champ magnétisant, permet de recueillir une f.é.m. représentative de la perméabilité sous certaines conditions de stabilité d'amplitude et de fréquence du balayage.

L'utilisation du régime modulé a permis dans ce domaine l'étude d'un phénomène à partir d'un signal de l'ordre du  $\mu V$  sans grande précaution de montage grâce à la grande sélectivité permise pour une basse fréquence de balayage.

Ce dispositif permet de plus d'étudier les composan-

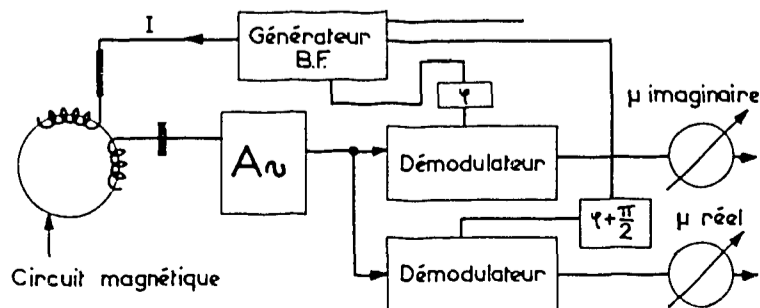


FIG. 26.



tes réelles et imaginaires du phénomène grâce à la détection de phase sur laquelle il est basé.

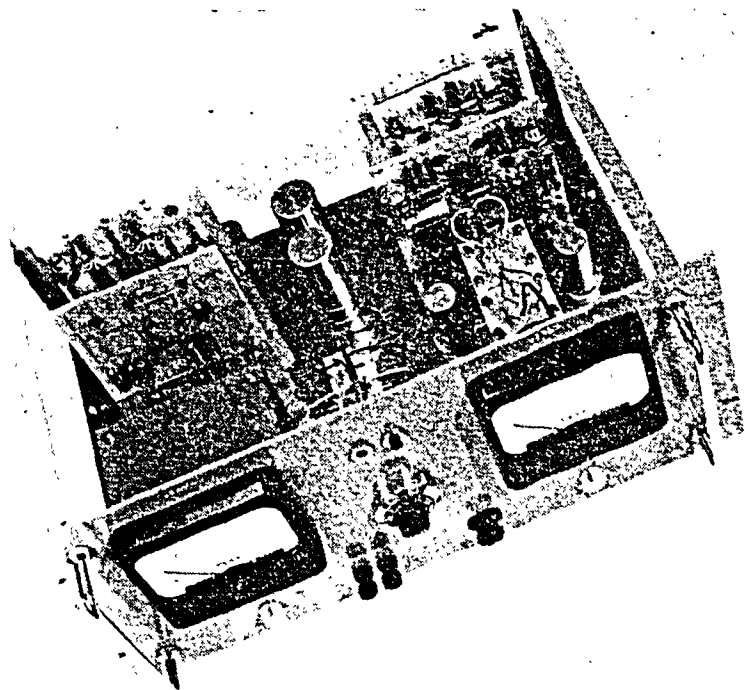


FIG. 27. — Ensemble de mesure de détection synchrone

## 6. Conclusions

Depuis que l'électronique s'est trouvée en présence d'amplification à très faible bruit, ou à très faible dérive, le régime modulé a souvent donné une solution sûre à ces problèmes.

Dans le domaine des fortes puissances continues ou de basses fréquences, cette tendance se manifeste par un développement des éléments semiconducteurs de puissance (transistors de commutation, diodes contrôlées) qui permettent avec un grand rendement de trouver une solution élégante grâce à la modulation par commutation.

Notre laboratoire a réalisé plusieurs ensembles de puissance de ce type et les résultats sont excellents.

Quant aux mesures nucléaires en continu, le régime modulé a là aussi apporté une amélioration dans tous les montages n'exigeant pas de trop faibles courants de fuite, mais par contre une grande robustesse et une très bonne stabilité.