

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: **ELECTRONIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

ETUDE ET REALISATION
D'UN PERIODEMETRE A COURANT CONTINU
POUR LE CONTRÔLE DU DEMARRAGE
D'UN REACTEUR NUCLEAIRE

Proposé par :
M^r: 7^{em} REZIG

Etudié par :
7^{elle} A. NAÏLI
7^{elle} Z. AÏT-TERIDECHÉ

Dirigé par : 7^r: 7^{em} REZIG

PROMOTION : JANVIER 85



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electronique

PROJET DE FIN D'ETUDES
pour l'obtention
d'un Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

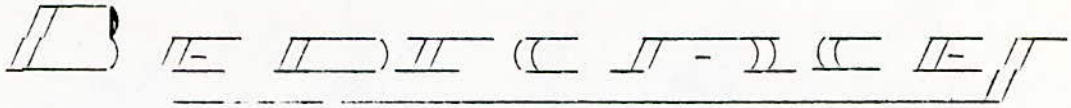
sujet

**Etude et Réalisation
d'un Périodemètre à Courant
Continu pour le Contrôle d'u
démarrage d'un Réacteur Nucléaire**

Proposé par
M^r H. REZIG

Etudié par:
Aïcha NALLI
Zoubida AIT MEKIDECHE

PROMOTION Janvier 1985



A mon père et à ma mère .
à mes frères et à mes soeurs .
à mon oncle .
à toute la famille .
à Saliha, Atika, Djida et Aicha .
à toutes mes amies .

TOUBIDA :

A mon père et à ma mère .
à mes frères et à ma soeur .
à ma belle soeur et ma nièce .
à tous ceux qui me sont chers .

ICHA :

---cc00&00cc--- (E M E R C I E M E N T) ---cc00&00cc---
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

Nous remercions Monsieur T A T A H, Directeur du C.D.C.E, pour nous avoir aimablement accueillies au sien de son centre .

Nos plus vifs remerciements vont particulièrement à Monsieur, Med R E Z I G, pour nous avoir suivies, conseillées et aidées à mener à bien notre travail, nous le remercions aussi pour l'aide morale qu'il n'a pas cessé de nous prodiguer durant tout le semestre .

Nous remercions MM AIT MEKIDECHE Abdelhafid et AIT MEKIDECHE Boubkeur, et AKSSAS Mustapha pour les soins portés à la frappe et au tirage de ce polycopié .

Que tous ceux qui ont contribué de près et de loin à l'accomplissement de ce travail trouvent en ces quelques lignes l'expression de notre profonde reconnaissance .

SOMMAIRE

	Page
Introduction	1
Chapitre 1 : Fonctionnement du réacteur nucléaire	3
1/ Définition du réacteur nucléaire	3
2/ Principe de fonctionnement du réacteur	3
3/ Existence de réaction en chaîne	5
3.1/ Condition d'entretien d'un réaction de fission en chaîne. facteur de multiplication.	5
3.2/ Evolution exponentielle de la chaîne	6
4/ Cinétique des réacteurs nucléaires	7
5/ Effets intervenant dans la réactivité	8
Chapitre 2: Rappels théoriques sur les signaux fluctuants :	11
1/ Caractères aléatoire	11
2/ Loi de poisson	11
3/ Loi de gauss	12
4/ Théorème de Campbell	12
5/ densité spectrale, bruit blanc	13
6/ Application à la detection neutronique	13
Chapitre 3: Principe du périodemetre	14
1/ Présentation de l'ensemble périodemetre	14
2/mise en forme	14
3/convertisseur fréquence tension	16
4/ Ampli logarithmique	21
5/filtre +différentiateur	21
Chapitre 4: Réalisation	30
1/ introduction	30
2/étude des différents blocs	30
3/ 1/ mise en forme	30
2/ convertisseur	33
3/ ampli logarithmique	21
4/ filtre+différentiateur	21

3/ Ampli logarithmique	34
4/ filtre+ différentiateur	34
5/ isolateur isolateur	41
6/ déclencheur	43
Conclusion	48

INTRODUCTION .

Le démarrage d'un réacteur nucléaire à partir de l'état de repos où la puissance résiduelle est très faible, est toujours une opération très délicate .

Il est difficile de prévoir, exactement la masse critique correspondant à la divergence, d'où le besoin de connaître à chaque instant le flux neutronique existant dans le réacteur .

Au moment du démarrage, le risque devient grand car le cœur du réacteur atteint son état critique est diverge sans que l'on s'en aperçoive du moment précis de la divergence . La puissance au début est si faible qu'elle n'est pas considérée pour la protection du réacteur; mais le réacteur peut se trouver dans un état de divergence tellement rapide qu'il n'y a plus le temps suffisant pour freiner l'emballement et d'éviter la catastrophe : c'est là le danger de l'accident dit : " de démarrage " .

Le but de notre projet est l'étude et la réalisation d'un périodemètre à courant continu pour le contrôle du démarrage d'un réacteur nucléaire .

Ce périodemètre est destiné à être incorporé dans un tableau de contrôle d'un réacteur . Il mesure la période de divergence T_e .

Cette mesure permet en cas de dépassement d'un seuil admissible d'actionner des dispositifs d'alarme ou de sécurité tels que les dispositifs d'arrêt d'urgence du réacteur .

Notre étude comporte quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on décrira le réacteur nucléaire et son fonctionnement par la mise en équations de différents paramètres qui le caractérisent tels que la réactivité, la période, le flux neutronique.

- Dans le second chapitre nous donnerons quelques rappels sur la théorie des signaux fluctuant .

- C'est dans le troisième chapitre que se fait la présentation de l'ensemble périodemètre .

On développera en premier lieu la partie relative à la mise en forme des impulsions .

On décrira par la suite la conversions fréquence tension, qui sera suivie par une étude détaillée permettant un choix judicieux du filtre et du différentiateur .

Le quatrième chapitre sera consacré à la réalisation de notre dispositif périodemètre, il comportera les différents schémas des circuits adaptés et les technologies utilisées .

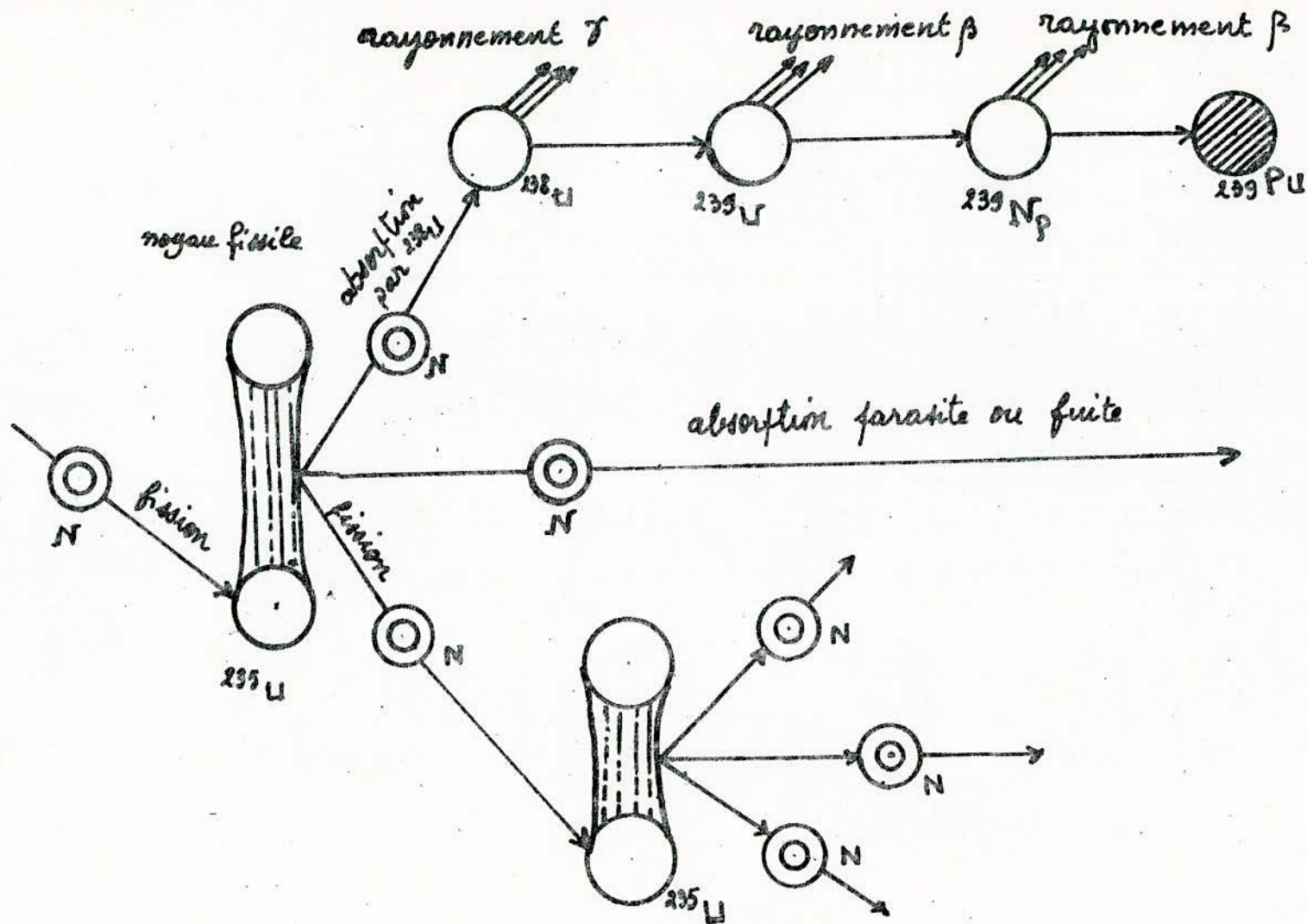


Schéma simplifié de la fission du noyau ^{235}U et de la conversion $^{235}\text{U} \rightarrow ^{239}\text{Pu}$

Comme la réaction nucléaire de fission est principalement provoquée et entretenue par les neutrons, les matériaux intervenant dans les éléments d'un réacteur nucléaire, et au premier chef, les éléments combustibles doivent être étudiés et préparés en fonction de la capture et de l'absorption de ces neutrons .

La capacité d'absorption est exprimée par la "section efficace" correspondant à la probabilité de capture du neutron par l'élément considéré .

3°) EXISTENCE DE REACTION EN CHAÎNE .

3.1°) Condition d'auto-entretien d'une réaction de fission en chaîne .

Facteur de multiplication .

Les neutrons libérés lors d'une fission sont classés en deux catégories /: Les neutrons prompts et les neutrons retardés .

- Les neutrons prompts sont émis presque instantanément dans un temps de l'ordre de 10^{-14} secondes .

- les neutrons retardés sont obtenus par la désintégration de fragments nucléaires instables . Ils sont émis au bout d'un laps de temps plus ou moins important . C'est grâce à leur présence que le contrôle de la réaction en chaîne est possible . Il est à noter que les neutrons libérés par fission ont des énergies très élevées, ils sont appelés " neutrons rapides " . Il est de se fait, nécessaire de les ralentir pour l'entretien de la réaction en chaîne, et cela en leur faisant subir des chocs élastiques sur les noyaux d'une substance appropriée appelée modérateur ou ralentisseur telle que l'eau lourde, le graphite . les neutrons émis par fission disparaissent par des processus différents . Ils peuvent :

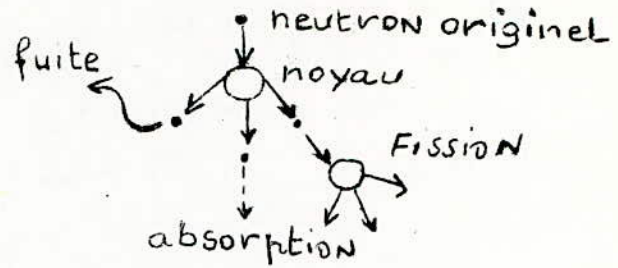
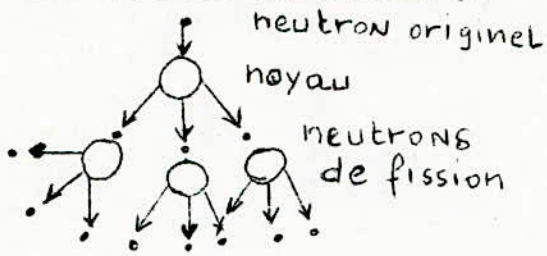
Provoquer une nouvelle fission pour que la réaction en chaîne se soutienne .

- Être capturés sans produire de fission .

- S'échapper du réacteur même et être capturés par l'écran biologique qui les entoure .

Si toutes les captures étaient utiles (toute capture suivie de fission) . Chaque neutron produit au cours d'une fission originelle créerait à son tour une nouvelle fission et ainsi de suite le nombre de neutrons libres irait donc en croissant très rapidement selon une chaîne ramifiée .

Un neutron originel engendre trois neutrons prompts au cours d'une fission sur lesquels un seul est un neutron utile (neutron dont la disparition engendre une fission).



D'où l'introduction de deux paramètres importants :

le nombre de neutrons engendrés effectivement en moyenne, par fission ($\approx 2,5$).

K : le nombre de neutrons utiles produits en moyenne par fission. En appelle K , le facteur de multiplication, ou facteur de reproduction.

Il est aussi connu étant le rapport du nombre de neutrons utiles d'une génération au nombre de neutrons de la génération immédiatement précédente.

$K = \frac{\text{Nombre de neutrons d'une génération}}{\text{Nombre de neutrons de la génération précédente}}$

• Nombre de neutrons de la génération précédente.

C'est ce facteur K qui fixe la possibilité d'autoentretien de la chaîne.

- $K = 1$: le nombre de neutrons initial se maintient.

Les créations par fission compensent exactement les pertes par absorption et fuite. Ce cas limite est le plus intéressant en pratique, car il ne conduit ni à une explosion, ni à un étouffement de la réaction.

- $K > 1$: le nombre de neutrons augmente, la chaîne se ramifie de plus en plus, on dit qu'elle est divergente. Le système est dans un état surcritique.

- $K < 1$: le nombre de neutrons décroît jusqu'à extinction. La chaîne est convergente et le système est dit souscritique.

3. 2)- EVOLUTION EXPONENTIELLE DE LA CHAÎNE.

Si le nombre de neutrons utiles d'une génération est n , l'augmentation ou la diminution du nombre de neutrons en passant à la génération suivante se produit en un temps très court τ , par exemple 10^{-3} seconde, ce qui permet de définir une vitesse d'évolution de la chaîne (divergence ou convergence)

$$\frac{dn}{dt} = \frac{n(K-1)}{\tau} \quad (1)$$

En intégrant, on obtient la loi d'évolution :

$$n = n_0 e^{\frac{(K-1)}{\tau} t}$$

Où n_0 est le nombre de neutrons initiateur de la chaîne à l'instant $t = 0$. Si K est légèrement supérieur à 1, la chaîne se développe de façon exponentielle, avec la constante de temps suivante $\tau/(K-1)$.

Cette constante de temps représente la durée nécessaire pour que le nombre de neutrons initial soit multiplié par le nombre e . ($e = 2,7$).

4°)- Cinétique des réacteurs nucléaires .

Il est indispensable dans le contrôle d'un réacteur de connaître l'évolution de la réactivité dans celui-ci .

1/ DEFINITION DE LA REACTIVITE .

Elle est définie comme étant égale à l'accroissement relatif du nombre de neutrons de deux populations successives .

$$\beta \text{ (réactivité)} = \frac{k_{\text{eff}} - 1}{k_{\text{eff}}} \quad (2)$$

On désigne par $\delta k = k_{\text{eff}} - 1$, k_{eff}

l'excès du coefficient de la multiplication par rapport à l'unité, δk est appelé quelquefois réactivité par excès .

k_{eff} : c'est le facteur de multiplication effectif dans un milieu fini dans lequel sont prises en compte les fuites de neutrons . Comme k_{eff} est souvent voisin de l'unité, on peut confondre δk et β . Son unité est le p.c.m. (pour cent mille) ou le dollar .

1 dollar = β p.c.m. Avec β pourcentage totale de neutrons retardés donc la réactivité est exprimée en fonction de la fraction des neutrons retardés . Au cours du fonctionnement d'un réacteur, il est nécessaire de connaître à toute instant, la période et il est intéressant de la relier à réactivité .

La période d'un réacteur est définie par l'inverse de la dérivée logarithmique du flux neutronique par rapport au temps .

$$\frac{1}{T_e} = \frac{1}{n} \frac{dn}{dt} \quad (3)$$

D'après les relations (1), (2) et (3) on a :

$$\beta = \frac{\tau}{\tau + T_e}$$

n : étant la grandeur proportionnelle au flux neutronique dans le réacteur .

T_e étant le temps de multiplication par un facteur $e = 2,71^0$.

T_d étant le temps nécessaire pour que la densité neutronique soit doublée .

T_d est le temps de doublement $n \equiv n_0 2^{t/T_d}$

EFFETS INTERVENANT SUR LA REACTIVITE .

Nous avons vu que le terme réactivité définit le comportement dynamique du réacteur nucléaire . Plusieurs grandeurs physiques peuvent modifier cette réactivité, elles agissent par conséquent sur le comportement du réacteur . Parmi ces effets on peut citer :

- Effets de la température .
 - Effets de la pression .
 - Effets des poisons .
 - Effets des barres de contrôle .
- 1°)- Effets de la température* .

Les températures à l'intérieur d'un réacteur sont spécifiques de son fonctionnement de l'endurance et la durée de vie des éléments constitutifs . L'augmentation de la température dans le coeur du réacteur, provoque l'échauffement du combustible qui intervient d'abord agissant par effet doppler, et précèdent l'échauffement du modérateur, qui modifie les propriétés d'absorption du milieu . Vis à vis des neutrons et dont la dilatation amène un changement de densité appréciable . Donc une variation de température entraîne la diminution du facteur de multiplication K donc de la réactivité .

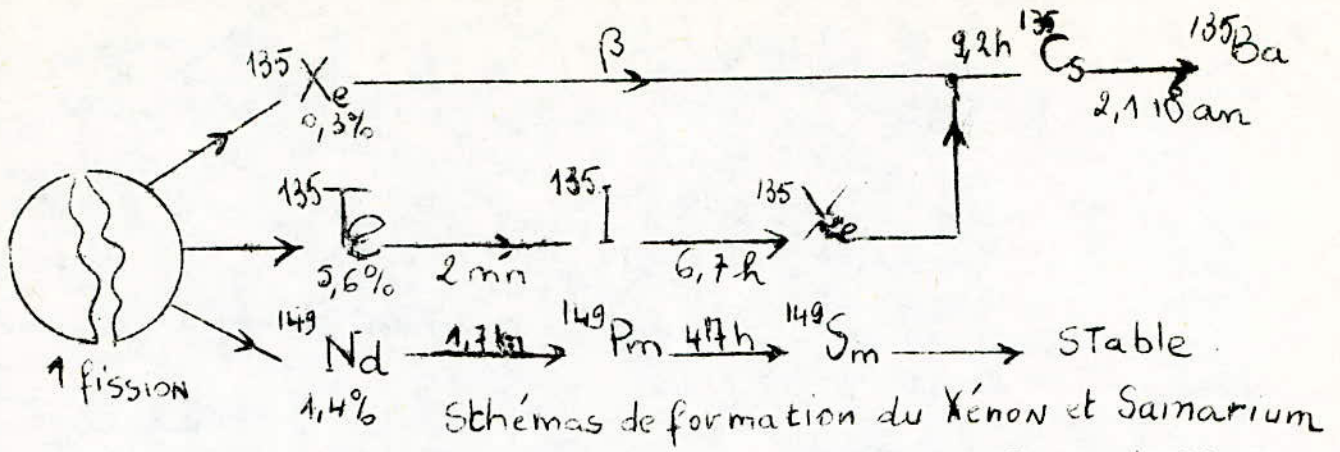
2°)- Effets de pression .

Cet effet intervient surtout pour les gaz à très grande section efficaces de capture . Une chute de pression peut être la cause d'une augmentation de réactivité .

3°)- Effets de poison .

On appelle poison, un corps qui possède une section efficace de capture très importante . Les principaux poisons sont :

Le ^{135}Xe et le ^{149}Sm . Le schéma de ces derniers est indiqué sur la figure si-dessous :



Les poisons ont tendances à absorber fortement les neutrons et ainsi à arrêter la réaction de fission en chaîne .

En effet l'existence de ces poisons dans le coeur du réacteur va diminuer une partie de neutrons thermiques qui, normalement devraient être absorbés par le combustible .

Vu que leur temps de formation est de plusieurs heures, alors que le démarrage ne dure que quelques minutes, on peut dire que les poisons n'ont aucune influence pendant le démarrage .

En conclusion, ces effets cités plus haut n'interviennent pas pendant toute la phase de démarrage du réacteur où la puissance correspondante ne représente au plus que 10^{-5} de la valeur nominale, puisqu'ils ne surviennent qu'en phase de puissance .

1°)- Caractère aléatoire .

La détaction des particules fait intervenir une succession d'événements tels que la désintégration des noyaux leur fission et l'interaction des rayonnements émis avec la matière (ionisation, excitation effet photo électrique etc. . . .) ces événements sont aléatoires .

Il est impossible de prévoir individuellement le comportement d'un atome particulier dans le phénomène de désintégration, de fission ou celui d'un photon traversant la matière . Mais l'ensemble constitué par un grand nombre de ces individus est soumis à des lois qui permettent d'estimer l'écart probable entre le nombre d'événements se produisant dans un temps donné et la valeur moyenne de ce nombre . (Obtenu en faisant une très grande série de mesures .)

2°)- Loi de poisson .

Cette loi est relative à des événements élémentaires identiques entre eux et dont les instants sont répartis aux hasard . Elle suppose que les propriétés statistiques de la distribution dans le temps des événements restent invariantes si l'on change l'origine des temps, c'est à dire que la distribution est stationnaire et que les éléments sont indépendants les uns des autres .

Soit n le nombre moyen d'événements survenant pendant l'intervalle de temps T , la fréquence moyenne des événements est la limite du rapport $\frac{n}{T}$ lorsque T tend vers l'infini .

$$f = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{n}{T}$$

On peut aussi dire que la probabilité pour qu'un événement tombe entre les instants t et $t + dt$. Est indépendant de t et à pour valeur $p = f dt$. On démontre alors que la probabilité qu'un intervalle de temps Δt contiennent N événements et N seulement à pour expression /:

$$p (N, K) = \frac{K^N e^{-K}}{N !} \quad \text{avec } K = f \Delta t$$

K est un nombre moyen d'événement dans un intervalle de temps Δt la loi de poisson tend rapidement vers une loi de gauss lorsque K augmente .

3°)- Loi de gauss .

Elle permet l'étude de la distribution des fluctuations autour de la valeur moyenne de la variable signal de sortie $V (t)$ d'un instrument lié à un détecteur de neutron .

Elle est valable dans le cas où l'on suppose que les événements à l'entrée du dispositif sont répartis suivant une loi de poisson, et lorsque l'intervalle moyen des événements est petit devant la durée de la réponse de l'instrument à un événement. Elle s'exprime de la façon suivante:

$$P(V)dV = dP(V) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(V-\bar{V})^2}{2\sigma^2}} dV.$$

$P(V)$: densité de probabilité de la fluctuation de $V(t)$ d'amplitude $(V-\bar{V})$ autour de la valeur moyenne \bar{V} .

σ : étant l'écart quadratique moyen.

4/ Théorème de Campbell.

Ce théorème n'est valable que si les événements élémentaires sont distribués selon une loi poissonnienne, et les propriétés statistiques de la réponse d'un instrument à ces événements, à ce moment là, sont bien définies.

Soit $h(t)$ la réponse supposée connue de l'instrument à un seul événement si l'on suppose que la réponse de l'instrument à un nombre quelconque d'événements est la somme des réponses à chacun d'eux: $V(t) = \sum h(t)$.

Le théorème de Campbell exprime deux propriétés statistiques importantes de $V(t)$.

La première permet de calculer la déviation moyenne \bar{V} .

La deuxième permet de calculer la valeur quadratique moyenne des fluctuations de la réponse autour de \bar{V} .

Si f est la fréquence des événements par unité de temps:

$$\bar{V} = f \int_0^{\infty} h(t) dt.$$

$$\bar{V}^2 = \int_0^{\infty} D(\omega) |F(\omega)|^2 d\omega.$$

$|F(\omega)|^2$: étant l'amplitude de l'impédance de transfert du périodimètre.

$D(\omega)$: la densité énergétique spectrale des fluctuations du courant d'entrée.

5/ Densité spectrale, bruit blanc.

Nous considérons que le détecteur fournit un courant obtenu par l'intégration d'une suite d'impulsions très brèves, de charge individuelle Q , réparties dans le temps de façon parfaitement aléatoire.

La densité énergétique spectrale des fluctuations à la sortie du détecteur

est alors constante (spectre blanc) et vaut pour un courant moyen $i = nQ$ / .
 n ; désignant le nombre moyen d'évènements détectés. donc nQ est le
courant moyen correspondant .

6/ Application à la détection neutronique.

Les causes de bruit à la sortie des amplificateurs liés aux
détecteurs de neutrons sont nombreuses.

Nous n'envisageons ici que les fluctuations dues à l'arrivée
aléatoire des neutrons sur le détecteur, et nous supposons que la
répartition statistique des évènements à l'entrée des instruments
obéit à la loi de poisson.

Ainsi, dans le calcul du bruit à la sortie de notre dispositif
périodemètre, l'évolution de l'écart type des fluctuations se fera par
l'application du théorème de Campbell.

1°)- Présentation de l'ensemble périodemètre .

Le rôle d'un tel instrument est de fournir la quantité

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{N} \frac{dN}{dt}$$

T désignant la période

N . désignant la puissance neutronique .

t . désignant le temps .

Dans le cas particulier où la puissance varie exponentiellement dans le temps suivant la loi : $N = N_0 e^{t/T}$, la période est constante . D'après cette définition, il est évident que la méthode la plus directe pour mesurer la période, consiste à dériver par rapport au temps un signal continu proportionnel au logarithme du flux . Un signal de cette sorte pouvant être obtenu à la sortie d'un appareil logarithmique . L'ensemble périodemètre se compose d'un détecteur fonctionnant en impulsion, d'un amplificateur, d'un discriminateur, d'un circuit mise en forme, d'un convertisseur fréquence - tension, d'un amplil logarithmique, d'un filtre, d'un différentiateur, d'un isolateur enfin d'un système à seuils (déclencheur) .

Notre étude commencera à partir de la mise en forme .

2°)- Mise en forme.

Le détecteur des rayonnements nucléaires délivre des impulsions dont la forme ne nous permet pas d'attaquer le convertisseur, d'où la nécessité d'un circuit de mise en forme.

L'objet de ce dispositif est de transformer les impulsions en signaux de forme bien déterminée, en général rectangulaire . Ainsi à partir d'un trigger de schmitt on peut réduire le temps de montée et le rendre le plus bref possible, afin d'obtenir des impulsions carrées .

On ce qui concerne la durée de ces impulsions, un circuit monostable agissant sur le front descendant répondra à cette nécessité la durée des impulsions sera égale à la durée du basculement du monostable (voir figure 3.2) .

On peut donc d'après ce principe de fonctionnement présenter schématiquement les parties du dispositifs de mise en forme donné par la figure 3.3 .

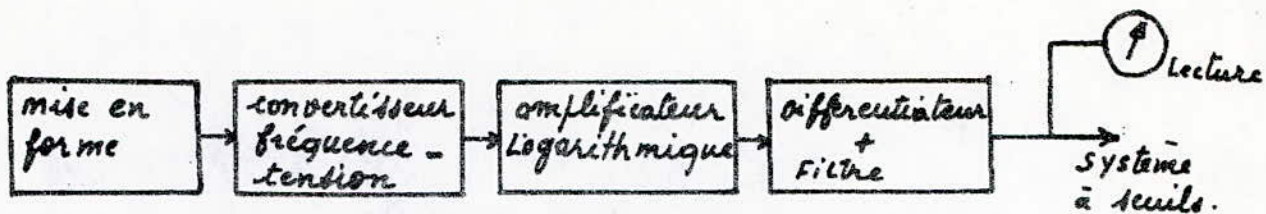


schéma synoptique de l'ensemble périodemètre - fig 3.1 -



sortie du discriminateur

fig 3.2



sortie du trigger



sortie du monostable.



schéma synoptique du dispositif mise en forme. fig 3.3

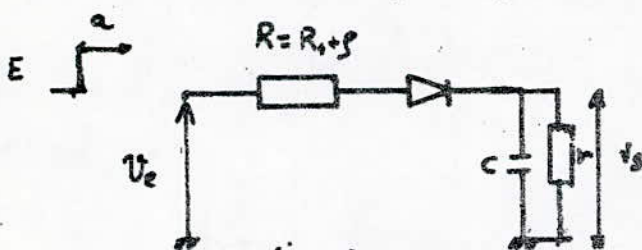


fig 3.4 a

schéma de principe du convertisseur fréquence-tension

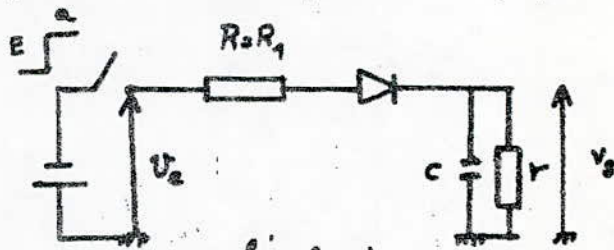


fig 3.4 b

schéma de principe équivalent.

3°)- Convertisseur fréquence t'en sion .

C'est un sous ensemble destiné à fournir une valeur continue proportionnelle à la fréquence moyenne des impulsions .

3.1)- Principe .

Le principe de fonctionnement consiste à emmagasiner une charge q bien déterminée, dans un condensateur c chaque fois qu'il arrive une impulsion . Le condensateur est shunté par une résistance r et l'on mesure la t'en sion moyenne aux bornes de c . schéma de principe voir figure 3,4 .

Nous envoyons à l'entrée du circuit des échelons d'impulsions de largeur a , d'amplitude E et de période T . En supposant que la résistance de la diode dans le sens direct est négligeable devant R , on considère le schéma équivalent de la figure 3.4 b .

L'évolution de la tension de sortie v_s en fonction du temps à la allure de la figure 3.5 .

Nous allons calculer successivement la valeur de $v_s(t)$ au temps $t = a$ (V_0), puis pour $t = T$ (V_1), nous déduirons ensuite les expressions de $v_s(nT + a)$ et $v_s(nT)$, n étant le facteur de multiplication de la période des impulsions .

1/Réponse du circuit à un échelon de tension.

La fonction de transfert du circuit pour $0 < t < a$ est :

$$T(P) = \frac{V_s(P)}{V_e(P)} = \frac{Z(P)}{R + Z(P)} \quad \text{avec } Z(P) = \frac{r}{1 + rcp}$$

$$T(P) = \frac{r}{(1 + rcp)(R + \frac{r}{1 + rcp})} = \frac{1}{1 + \frac{R}{r}(1 + rcp)}$$

$$T(P) = \frac{1}{RC} \frac{1}{p + \frac{1}{Rc}} \quad \text{avec } \frac{1}{Rc} = \frac{1}{r} + \frac{1}{R}$$

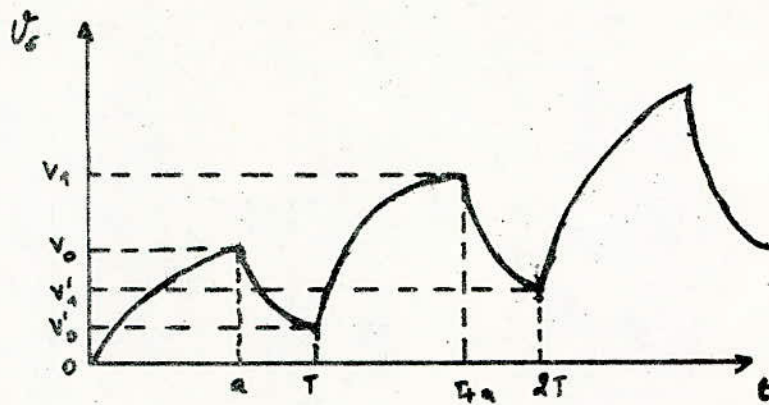
Soit E/P la transformée de Laplace de l'échelon de tension E , il vient alors :

$$V_s(t) = \frac{Er}{R+r} (1 - e^{-t/Rec})$$

2°) Calculons la valeur de la tension $V_s(t)$ pour $t = a$:

$$V_s(a) = \frac{Er}{R+r} (1 - e^{-a/Rec}) = V_0$$

Jusqu'au temps $t = a$, la tension de sortie croît avec une constante de temps : $\tau = Rec = \frac{Rrc}{R+r}$



Évolution de la tension de sortie U_s en fonction du temps
fig 3.5

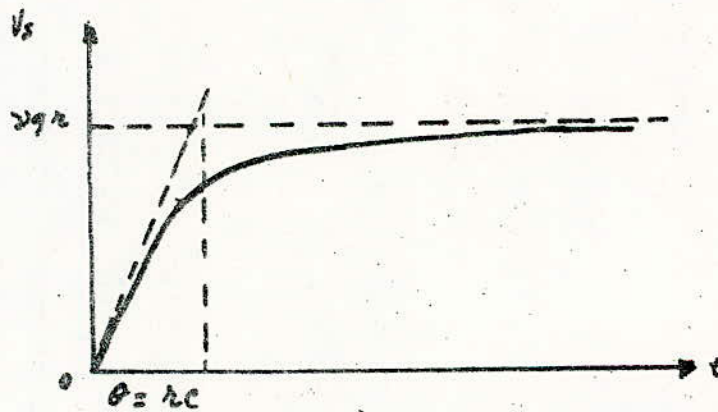


fig 3.6.

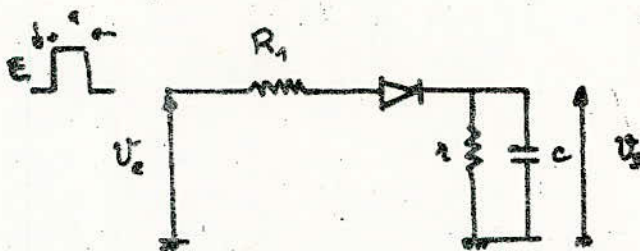


schéma électrique du convertisseur
fig 3.7

3°)- Calculons la valeur de $V_s(t)$ pour $t = T$.
 au delà du temps $t = a$, le condensateur se décharge avec une constante de temps $\theta_2 = rC$, et au temps $t = T$, la tension de sortie est égale à :

$$V_s(T) = \frac{Er}{R+r} (1 - e^{-a/ReC}) e^{-\frac{(T-a)}{rc}} = V_c'$$

4°)- Calculons la valeur de la tension $V_s(t)$ correspondante au temps $t = T + a$, C à d à la fin de la 2°- impulsion.

Ecrivons l'équation différentielle associée au circuit.
 Le condensateur étant chargé initialement à la valeur V_0' .

$$V_s(t) = E - R i(t)$$

$$V_s(t) = E - R \left(\frac{V_s}{r} + C \frac{dV_s}{dt} \right)$$

$$V_s(p) = \frac{E}{p} - \frac{R}{r} V_s - Rc (pV_s - V_0')$$

$$V_s(p) = \frac{E}{RCP(1+p)} + \frac{V_0'}{1+p}$$

$$V_s(t - T) = \frac{Er}{R+r} (1 - e^{-\frac{(t-T)}{Rec}}) + V_0' e^{-\frac{(t-T)}{Rec}}$$

$$V_s(T + a) = V_1 = \frac{Er}{R+r} (1 - e^{-\frac{a}{Rec}}) + V_0' e^{-\frac{a}{Rec}} \quad (A)$$

5°)- Expression de $V_s(t)$ permettant de calculer sa valeur à des temps multiples de $T + a$ et T :

De l'équation (A), on en déduit $V_s(t - nt)$, n étant le nombre de période.

$$V_s(t - nt) = \frac{Er}{R+r} (1 - e^{-\frac{(t-nt)}{Rec}}) + V_1' e^{-\frac{(t-nt)}{Rec}}$$

- Au temps $t = T + a$, $n = 1$

$$V_s(T + a) = V_1 = V_0 (1 + e^{-\left(\frac{T}{r} + \frac{a}{R}\right) \frac{1}{c}})$$

- Au temps $t = 2T$

$$V_s(2T) = V_1' = V_1 = V_0 e^{-\frac{T-a}{rc}} \left(1 + e^{-\left(\frac{T}{r} + \frac{a}{R}\right) \frac{1}{c}} \right)$$

- Au temps $t = 2T$.

$$V_s(2T) = V_1' = V_1 e^{-\frac{T-a}{rc}} = V_0 e^{-\frac{T-a}{rc}} \left(1 + e^{-\left(\frac{T}{r} + \frac{a}{R}\right) \frac{1}{c}} \right)$$

- Au temps $t = 2T + a$, $n = 2$

$$V_s(2T + a) = V_2 = \frac{Er}{R+r} (1 - e^{-\frac{a}{Rec}}) + V_1' e^{-a/Rec}$$

$$V_s(2T + a) = V_2 = V_0 \left(1 + e^{-\left(\frac{T}{r} + \frac{a}{R}\right) \frac{1}{c}} \right) + e^{-2\left(\frac{T}{r} + \frac{a}{R}\right) \frac{1}{c}}$$

On en déduit les expressions suivantes :

$$(B/ \quad V_s(nT+a) = V_0 (1 + e^{-\left(\frac{T}{r} + \frac{a}{R}\right) \frac{1}{c}} + e^{-2\left(\frac{T}{r} + \frac{a}{R}\right) \frac{1}{c}} + \dots + e^{-n\left(\frac{T}{r} + \frac{a}{R}\right) \frac{1}{c}})$$

$$(C/ \quad V_s(nT) = V_0 e^{-\frac{(T-a)}{rc}} \left(1 + e^{-\frac{(I+a)}{rR}} \frac{1}{C} + e^{-2 \left(\frac{T+a}{rR} \right) \frac{1}{C}} + \dots + e^{-n \left(\frac{T+a}{rR} \right) \frac{1}{C}} \right)$$

La quantité entre parenthèses dans les expressions (B) et (C) est une progression géométrique de raison $q = e^{-\left(\frac{T+a}{rR} \right) \frac{1}{C}}$

$$\text{Donc : } V_s(nT+a) = V_0 \frac{1-q^{n+1}}{1-q} = V_0 \frac{1 - e^{-\frac{(n+1)(I+a)}{rR} \frac{1}{C}}}{1 - e^{-\left(\frac{T+a}{rR} \right) \frac{1}{C}}} \quad (D)$$

$$\text{Et } V_s(nT) = V_0 e^{-\frac{(T-a)}{rc}} \frac{1 - e^{-\frac{(n+1)(T+a)}{rR} \frac{1}{C}}}{1 - e^{-\left(\frac{T+a}{rR} \right) \frac{1}{C}}}$$

De (D) on en déduit $V_s(t)$

avec $t = nT + a$, et en remplaçant V_0 par son expression :

$$V_s(t) = \frac{Er}{R+r} \frac{1 - e^{-\frac{a}{Rec}}}{1 - e^{-\frac{(I+a)}{rR} \frac{1}{C}}} \left(1 - e^{-\frac{(a-1)(T+a)}{rR} \frac{1}{C}} \right) e^{-\frac{1}{TC} \left(\frac{T+a}{rR} t \right)}$$

Cette expression donne la courbe enveloppe des points situés à des temps $t = nT + a$.

On peut également déterminer la courbe enveloppe des points situés à $t = nT$.

$$(E/ \quad V_s'(t) = \frac{Er}{R+r} e^{-\frac{T-a}{rc}} \frac{1 - e^{-\frac{a}{Rec}}}{1 - e^{-\frac{(T+a)}{rR} \frac{1}{C}}} \left(1 - e^{-\frac{(T+a)}{rR} \frac{1}{C}} \right) e^{-\frac{1}{TC} \left(\frac{T+a}{rR} t \right)}$$

Condition pour obtenir une réponse linéaire, en fonction de la fréquence avec un minimum de fluctuations.

1/ Condition de filtrage.

Il faut que $\frac{T}{rc} \ll 1$, ce qui entraîne $\frac{a}{Rec} \ll 1$ car $a < T$.

Donc : $1 - e^{-a/Rec} \approx a/Rec$

et $V_s = V_s' e^{-\frac{T-a}{rc}}$

$$V_s = \frac{Ea}{RcT} \frac{1}{\frac{a}{TRC} + \frac{1}{C}} = \frac{9}{C^2 T} \frac{1}{\frac{a}{TRC} + \frac{1}{C}}$$

$$V_s = \frac{Ea}{R} \frac{1}{1 + \frac{ar}{TR}} = \frac{1}{1 + ar/R}$$

2°)- Condition imposée par la linéarité :

Il faut que $\frac{ar}{TR} \ll 1$ ce qui entraîne $V_s(t) = V_s = \frac{Ea \gamma r}{R} = \gamma q r$
 appelons $\psi = \frac{ar}{TR}$ l'erreur absolue sur la linéarité.

$$V_s = \gamma q r \frac{1}{1 + \frac{ar}{TR}} = \gamma q r \left(1 - \frac{ar}{TR} \right)$$

compte

En tenant des conditions imposées par le filtrage et la linéarité, l'expression (E) devient : $V_s(t) = \frac{Ea \gamma r}{R} (1 - e^{-\frac{a}{T} - 1}) \left(\frac{T+a}{r} \right) \frac{1}{R} \frac{1}{c}$

mais $e^{-\left(\frac{a}{T} - 1\right) \left(\frac{T+a}{r} \right) \frac{1}{R} \frac{1}{c}} \approx 1$ car $\frac{a}{T} \ll 1$ et $\left(\frac{T+a}{r} \right) \frac{1}{R} \frac{1}{c} \ll 1$.

et comme $\frac{T}{r} \gg \frac{a}{R}$ il vient $V_s(t) = \frac{Ea \gamma r}{R} (1 - e^{-t/rc}) = \gamma q r (1 - e^{-t/rc})$

et $V_s(t) = \gamma q r$ quand t tend vers l'infini (voir figure 3.6)

Interprétation .

Comme en vient de le voir à l'arrivée de la première impulsion, la tension aux bornes de c est $V = \frac{q}{c}$, puis elle baisse légèrement avant l'arrivée de la seconde impulsion, à la suite de celle-ci, la baisse de tension est un peu plus rapide, finalement la tension moyenne aux bornes de c après une montée exponentielle de constante de temps rc atteint une valeur qui résulte d'un équilibre entre le courant moyen apporté par les charges q et le courant débité dans la résistance r et $V_{\text{moy}} = \gamma q r$ avec γ : fréquence moyenne des impulsions .

Schéma électrique voir figure 3.7 .

4°)- Amplificateur logarithmique . e_n

Quand le taux de comptage varie la fonction du temps, selon la loi exponentielle explicitée précédemment $I = I_0 e^{t/T}$, l'amplificateur logarithmique délivre une tension qui, sans tenir compte du propre temps de réponse, est de la forme : $V = A \log \frac{I}{I_0}$ d'où $V = \frac{A}{T} t \log e$.

Donc il suffit de dériver le signal de sortie de l'amplificateur logarithmique pour obtenir la période de divergence du réacteur. Cependant l'information à la sortie de l'ampli logarithmique n'est pas une tension continue pure, par rapport à la valeur moyenne on retrouve des variations erratiques correspondant aux fluctuations statistiques du phénomène détecté. Pour dériver ces variations qui peuvent être rapides conduit à la saturation des circuits utilisés ou pour le moins à une information inexploitable, on est conduit à filtrer la sortie de l'ampli logarithmique .

5°)- Filtre et dérivateur .

Comme on vient de le voir, l'existence d'un filtre entre l'amplificateur logarithmique et le différentiateur proprement dit est nécessitée par le caractère aléatoire des informations données par le détecteur . L'étude de tout périodemètre se résume à l'optimisation de ce filtre dont les constantes de temps fixe le temps de réponse à 90 % et les fluctuations affectant la tension de sortie de l'appareil .

Nous n'envisageons donc surtout ici que le problème de la différentiation analogique . Deux traits caractérisant cette opération dans le cas d'un périodemètre, d'une part, le temps de réponse du différentiateur doit être faible pour que l'appareil puisse déceler rapidement les périodes courtes susceptibles d'être dangereuses pour le réacteur, d'autre part, le bruit superposé au signal période ne doit pas perturber les indications . Le circuit que nous avons étudié répond à ces deux impératifs .

Dans les exposés qui suivent nous présentons les diverses étapes du projet de l'appareil . Désignant par :

- $H_f (P)$ la fonction de transfert du filtre
- $H_d (P)$ "- "- "- du différentiateur.
- $H_l (P)$ "- "- "- de l'ampli logarithmique .

L'importance des fluctuations à la sortie du périodemètre est caractérisée par leur écart type moyen . Donc d'après les définitions données au chapitre précédent et avec les notations définies précédemment :

$$\sigma^2 = \frac{Q_{10}}{\pi} \int_0^{\infty} |H_l(j\omega)|^2 |H_f(j\omega)|^2 |H_d(j\omega)|^2 d\omega$$

La fonction de transfert de l'ampli logarithmique d'un courant moyen i est donné par : $H_l(P) = \frac{R_d}{1+p\tau}$ $\tau = R_d C$

R_d étant la résistance dynamique autour de i .

C la capacité parasite de l'ampli logarithmique .

Si S est la sortie de l'ampli logarithmique $R_d = \frac{dS}{dI} = \frac{d(A \log I/I_0)}{dI}$
 $R_d = A/I$ autour de i $R_d = A/i$.

La fonction de transfert du différentiateur proprement dit est :

$$H_d(P) = Kp \text{ avec } K \text{ constante des talonnages du différentiateur .}$$

Pour la fonction de transfert du filtre , on sait que plus le degré de la fonction est élevé plus grande sera sa complexité . Pour cela notre choix se limitera aux fonctions de transfert les plus simples celle du premier ordre et celle du second ordre .

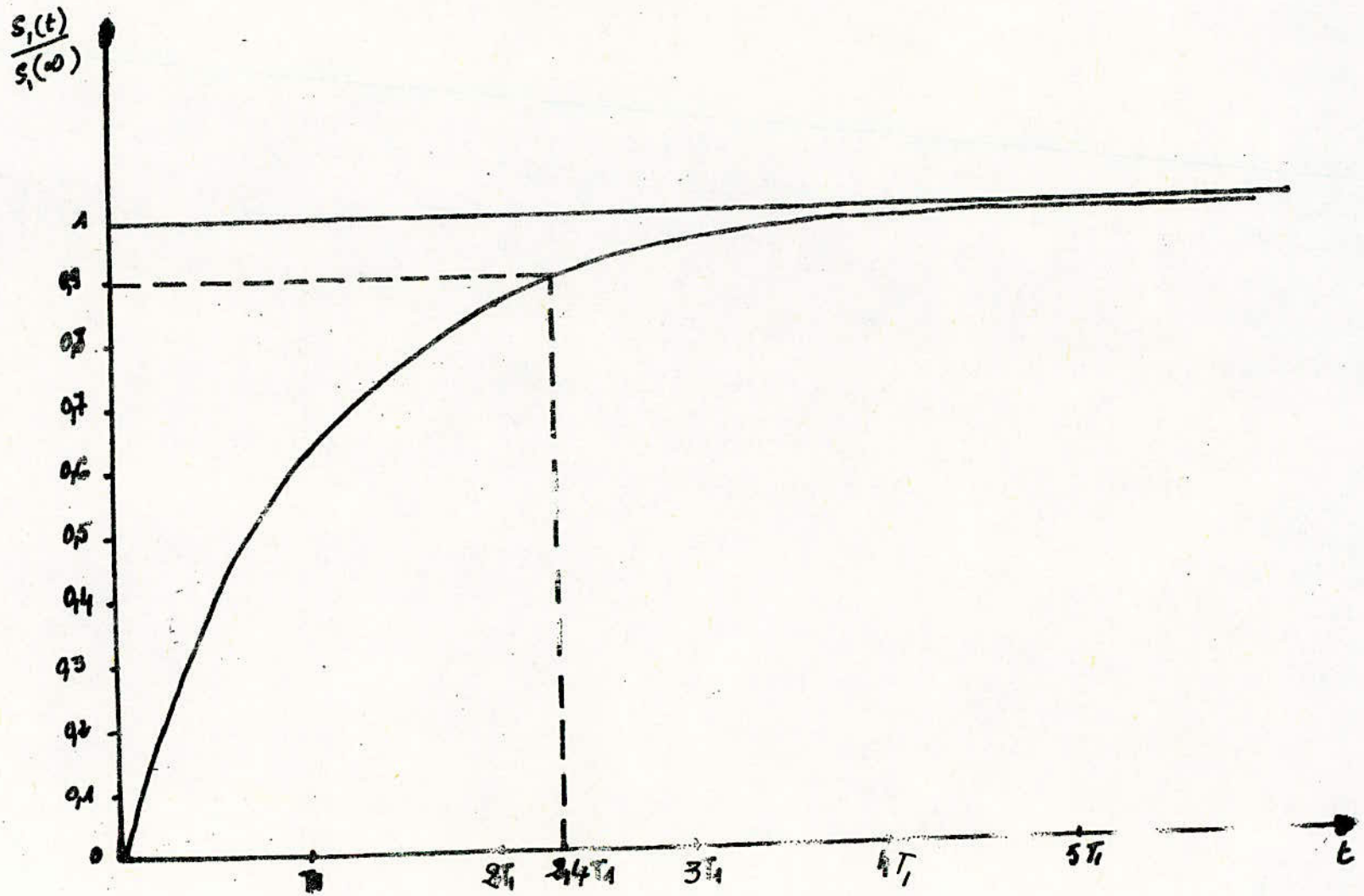


fig 3.8

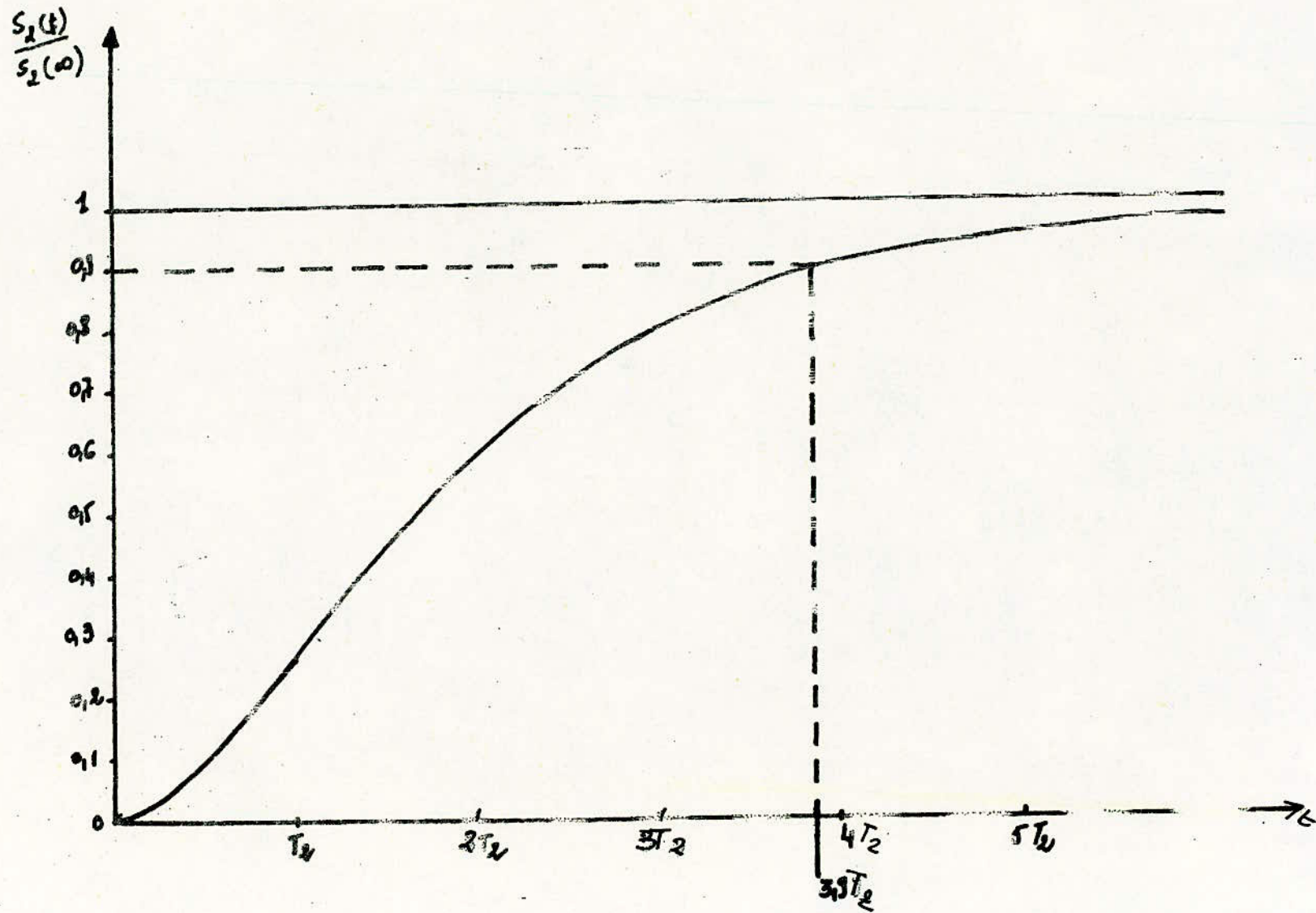


fig 3.9

$$\text{Soit: } H_{f1} = \frac{1}{1 + pT_1} \quad \text{et} \quad H_{f2} = \frac{1}{(1 + pT_2)^2}$$

T_1 et T_2 étant les constantes de temps de filtrage.

En régime de divergence du réacteur; le temps de réponse à 90% de l'association filtre plus différentiateur vaudront respectivement:

$$t_1 = 2,4T_1 \quad \text{dans le cas de } H_{f1}$$

$$t_2 = 3,9T_2 \quad \text{dans le cas de } H_{f2} \quad (\text{voir figure 3.8 et 3.9}).$$

$$\text{Dans le cas de } H_{f1}: \quad H(p) = \frac{KP}{(1 + pT_1)}$$

Le signal d'entrée étant une rampe alors $E(p) = E/p^2$ d'où la sortie de l'ensemble filtre plus différentiateur:

$$S(p) = \frac{KE}{p(p+1/T)}$$

D'après la transformée de Laplace on a: $S(t) = EK(1 - e^{-t/T})$.

$S(\infty) = KE$ les variations de $\frac{S(t)}{S(\infty)}$ en fonction du temps sont données par les figure 3.8 et 3.9.

$$\text{— Dans le cas de } H_{f2}: \quad H(p) = \frac{KP}{(1 + pT_2)^2}$$

$$\text{D'où } S(p) = \frac{KE}{p(1 + pT_2)^2} = \frac{kE}{T_2^2} \frac{1}{p(1 + p)^2}$$

On décompose $S(p)$ en éléments simples.

$$\frac{1}{p(1 + pT_2)^2} = \frac{A}{p} + \frac{B}{(p + 1/T_2)} + \frac{C}{(p + 1/T_2)^2}$$

$$\text{avec } A = T_2^2, \quad B = -T_2, \quad \text{et } C = -T_2^2$$

$$\text{D'où } S(t) = KE \left(1 - \frac{1}{T_2} t e^{-t/T_2} - e^{-t/T_2} \right) \quad \text{avec } \frac{S(t)}{S(\infty)} = 1$$

LES variations donnant $\frac{S(t)}{S(\infty)}$ en fonction du temps sont représentées par la figure 3.9.

Donc autour d'un courant détecteur i, c'est à dire en période infinie, les carrés des écarts type en sortie du périodemètre seront calculées par la méthode indiquée:

1/ Filtre du premier ordre.

$$V_1^2 = \frac{Qi}{\pi} \int_0^{\infty} |Kj\omega| \frac{A^2}{i^2 |1 + j\omega T_1|^2} \left| \frac{1}{1 + j\omega T_1} \right|^2 d\omega$$

$$V_1^2 = \frac{A^2 Q K^2}{\pi i} \int_0^{\infty} \frac{\omega^2}{(1 + \omega^2 T_1^2) (1 + \omega^2 T_1^2)} d\omega$$

Soit la décomposition en éléments simples avec $w^2 = x^2 = X$

$$\frac{w^2}{(1+w^2 T_1^2)(1+w^2 T_2^2)} = \frac{X}{(1+X T_1^2)(1+X T_2^2)} = \frac{a}{1+X T_1^2} + \frac{b}{1+X T_2^2}$$

avec, après calcul des constantes a, b, c.

$$a = \frac{-1}{T_1^2 - T_2^2}, \quad b = \frac{-1}{T_2^2 - T_1^2}$$

Soit l'intégrale:
$$I = \int_0^{\infty} \frac{x^2 dx}{(1+x^2)(1+x^2 T_1^2)}$$

$$I = a \int \frac{dx}{1+x^2 T_1^2} + b \int \frac{dx}{1+x^2 T_2^2} = I_1 + I_2$$

Après calcul on trouve: $I_1 = \frac{a \pi}{2 T_1}$ et $I_2 = \frac{b \pi}{2 T_2}$

Après avoir remplacé a et b par leur expression dans l'intégrale I.

on trouve:

$$I_1 = \frac{A^2 K^2 Q}{2i} \frac{1}{T_1 Z(Z+T_1)}$$

2/Filtre du second ordre.

Comme dans le cas du premier filtre l'expression des fluctuations est:

$$I_2 = \frac{A^2 K^2 Q}{1 \pi} \int_0^{\infty} |jw|^2 \frac{1}{1+w^2 T_2^2} \frac{1}{1+jw T_1} dw$$

en posant $w^2 = x^2 = X$ on a:

$$I = \int_0^{\infty} \frac{w^2 dw}{(1+w^2 T_1^2)(1+w^2 T_2^2)^2} = \int_0^{\infty} \frac{X dx}{(1+X T_1^2)(1+X T_2^2)^2}$$

$$= \int_0^{\infty} \frac{a}{1+X T_1^2} + \int_0^{\infty} \frac{b}{1+X T_2^2} + \int_0^{\infty} \frac{cX+d}{(1+X T_2^2)^2}$$

Après calcul on a:

$$a = \frac{-T_2^2}{(T_2^2 - T_1^2)^2}, \quad b = \frac{T_1^2}{(T_2^2 - T_1^2)^2}, \quad c = 0 \text{ et } d = \frac{-1}{T_2^2 - T_1^2}$$

Soit l'intégrale:

$$I = a \int_0^{\infty} \frac{dx}{1+X T_1^2} + b \int_0^{\infty} \frac{dx}{1+X T_2^2} + \int_0^{\infty} \frac{d dx}{1+X T_2^2} = I_1 + I_2 + I_3$$

Après avoir calculer I_1, I_2, I_3 on trouve:

$$I_1 = \frac{a\pi}{2\tau}, \quad I_2 = \frac{b\pi}{2T_2}, \quad \text{et } I_3 = \frac{d\pi}{4T_2}$$

En remplaçant a, b, d par leur expression, finalement on retrouve:

$$\sqrt{V_2}^2 = \frac{A^2 K^2 Q}{4T_1(T_2 + \tau)^2}$$

La comparaison des mérites respectifs des deux filtres H_{f1} et H_{f2} au point de vue compromis " bruit - temps de réponse " peut se faire en traçant $\sqrt{V_1}^2(i)$ et $\sqrt{V_2}^2(i)$ pour $t_1 = t_2$. C'est à dire pour $T_2 = 0,62T_1$ et on considère aussi que $T_2 = T_{20} = 2,5$ sec. (voir figure 3, 10)

Ces courbes montrent alors que $\sqrt{V_1}^2$ passe par des niveaux d'amplitude supérieurs à ceux de $\sqrt{V_2}^2$.

Ceci prouve que le filtre de fonction de transfert: $H_{f2} = \frac{1}{(1+pT_2)^2}$

est meilleur pour un périodemètre logarithmique.

Intérêt d'un filtre à constantes de temps variables avec la puissance neutronique.

La courbe donnant la variation du carré de l'écart type \sqrt{V}^2 en fonction du courant i montre que \sqrt{V} est meilleur quand le courant i croît, ainsi on a une meilleure approximation pour les périodes de divergence élevées. Il s'ensuit que lorsque i augmente avec la période longue \sqrt{V} décroît comme $1/\sqrt{i}$, si la constante de temps T_2 est fixe. Or il est inutile que \sqrt{V} devienne inférieur à l'écart type du bruit électronique propre à l'amplificateur de différentiation.

Il est intéressant au contraire de diminuer T_2 quand i croît pour maintenir \sqrt{V} constant et égal à son maximum.

L'amplificateur logarithmique couvre l'étendue de courant, 10^{-8} - 10^{-3} A. Donc le maximum de \sqrt{V} est atteint pour $i = 10^{-8}$ A (voir fig 3, 10) et qu'à ce moment là, la constante de temps de filtrage vaut $T_2 = T_{20} = 2,5$ sec, le temps de réponse de l'ampli logarithmique est constant et vaut $\tau = 2 \mu$ donc on a:

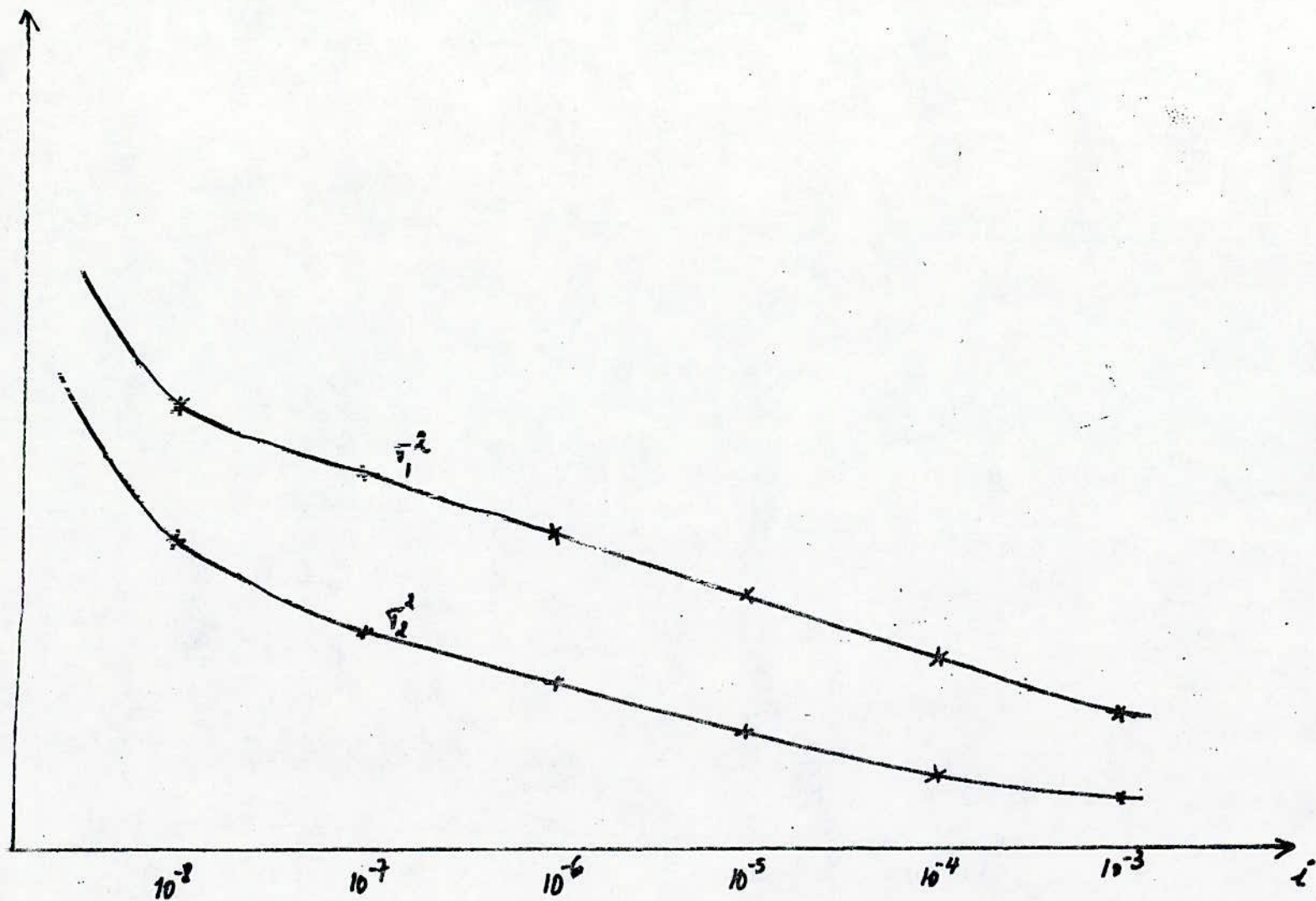
$$\sqrt{V_{max}}^2 = A^2 K^2 Q \quad 16 \cdot 10^5 = 16 A^2 K^2 Q \cdot 10^5$$

donc

donc pour maintenir cette valeur max de \sqrt{V} il faut que:

$$\frac{A^2 K^2 Q}{4T_2(T_2 + \tau)^2} = 16 A^2 K^2 Q \cdot 10^5$$

τ étant très faible devant T_2 on aura:



traçé de r_1^2 et r_2^2 en fonction du courant i

fig 8.10

$$64 T_2^3 i 10^5 = 1 \quad \text{d'où} \quad T_2 = 5,4 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{\sqrt[3]{i}}$$

Donc en régime d'évolution, la loi de variation $T_2(i)$ est:

$$T_2 = T_{20} = 2,5 \text{ sec} \quad \text{pour } i = 10^{-8} \text{ A} .$$

$$T_2 = \text{cste} / \sqrt[3]{i} \quad \text{pour } i > 10^{-8} \text{ A} .$$

Le temps de réponse obtenu, sera aussi court que possible pour les fluctuations tolérées, leur écart type restant sensiblement constant quelque soit la valeur de la puissance neutronique.

Pour obtenir ce résultat on a pensé à une contre réaction qui nous introduit donc un taux de contre réaction β tel que:

$$T_2 = \beta T_{20} \quad \text{d'où} \quad \beta = T_2 / T_{20} .$$

$$\text{donc} \quad \beta = \frac{5,4 \cdot 10^{-3}}{T_{20}} \cdot \frac{1}{\sqrt[3]{i}}$$

Le schéma de principe est représenté sur la figure 3.11 .

REALISATION

1/ Introduction.

Dans ce chapitre nous nous proposons de développer les idées et les calculs qui nous ont permis de concevoir et de réaliser l'ensemble périodemètre.

Nous nous attarderons surtout dans ce chapitre, sur les calculs concernant le choix du filtre et la mise au point du système de contre réaction.

2/ Etude des différents blocs.

1/ Mise en forme.

Pour la mise en forme des impulsions, nous avons choisi un circuit logique TTL (N7413). C'est un trigger de schmitt.

Il se déclenche pour le front descendant des impulsions, lorsque celles-ci ont une amplitude au niveau de l'entrée supérieure à 1,6V.

Le trigger possède un second seuil plus bas de l'ordre de 0,8V en dessous duquel, il revient à son état initial.

Ce trigger sera suivi d'un monostable du type N74121 dont le rôle est de fixer la largeur de l'impulsion désirée.

La largeur de l'impulsion est choisie de telle façon que deux impulsions successives ne se confondent pas.

Soit une durée de basculement de 100ns, pour cela: $C = 100\text{pF}$ et $R = 1,8\text{ k}\Omega$ valeurs données par la figure 4.1 .

La sortie du monostable étant de l'ordre de 4V, afin de relever le niveau de cette sortie à 10V un étage amplificateur de tension (transistor émetteur commun) est indispensable .

On choisira à cette fin, un transistor de type Silicium dont la fréquence de coupure est très supérieure à la fréquence maximale à transmettre. LE transistor 2N3866 répond bien à la question (800MHZ) voir schéma de l'ampli sur la figure 4.1'

Calcul des éléments:

On fixe un courant $I_C = 40\text{mA}$, pour une tension de 12V on a: $R_C = 330$

Le transistor possède un gain $\beta = 60$.

La condition de saturation est donnée par: $I_B = I_C / \beta$

d'où $I_B = 0,5\text{mA}$. I_e courant d'entrée sortant de la porte TTL

fixée à: $I_C = 3\text{mA}$ et $V_e = 4\text{V}$ on a:

$$(1) R_{B1} + R_{B2} = 3\text{k}$$

$$\text{Soit } V_A \text{ tension de thévenin : } (2) V_A = R_T i_b + 0,6$$

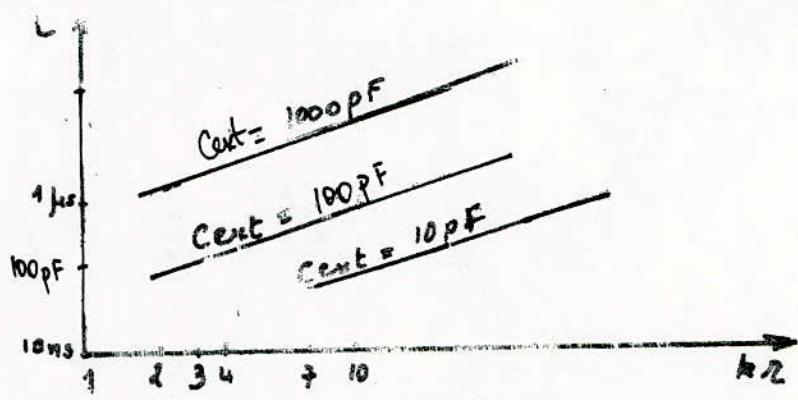


fig 4.1

longueur de l'impulsion de sortie
 fonction de C_{ext} et R_{ext} .

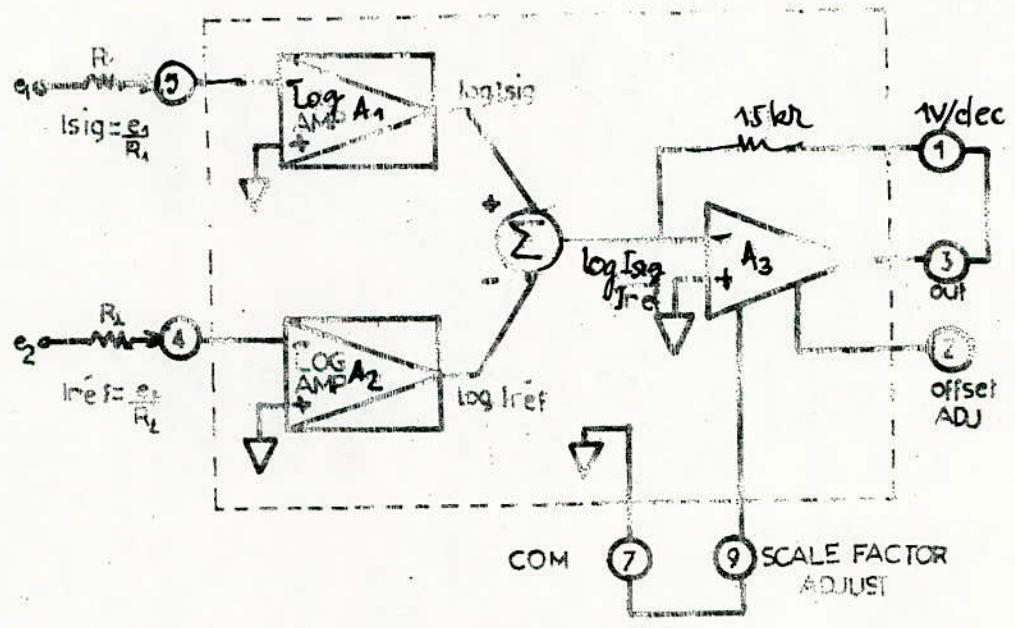


fig 4.3

brochage de l'amplificateur
 logarithmique.

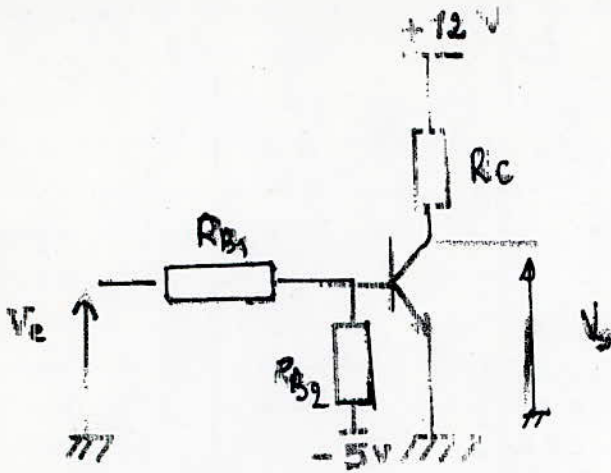


fig 4.1'

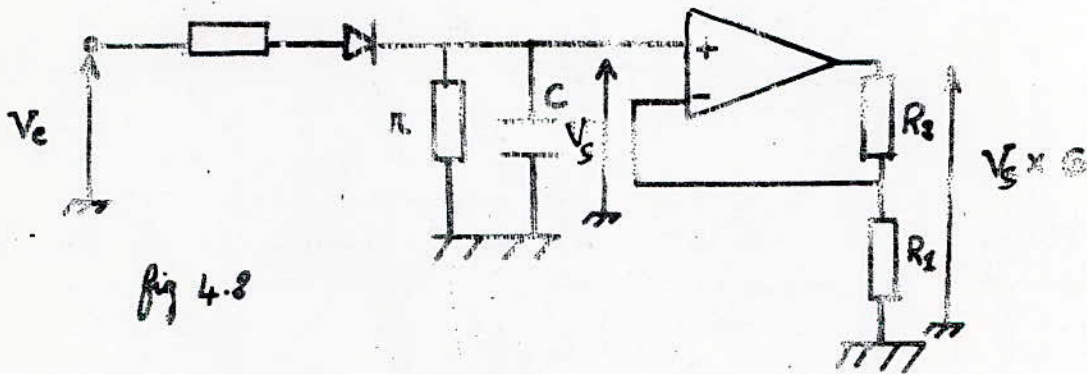


fig 4.8

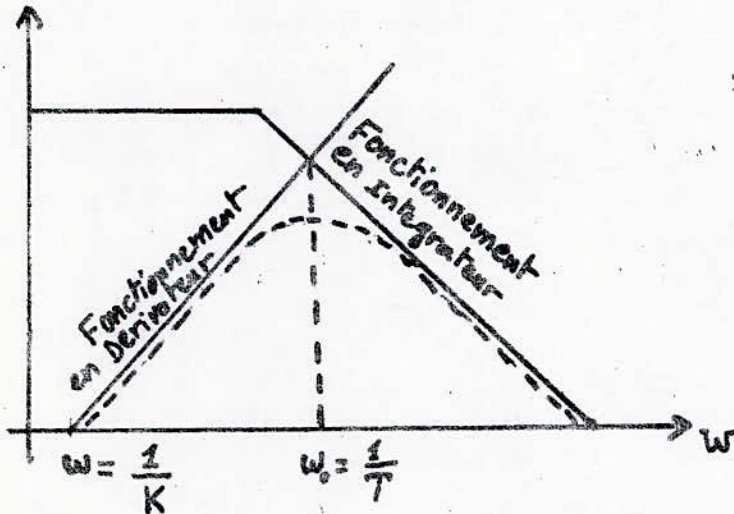


fig 4.4

D $R_T = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$ $V_B = 0,6V$ tension de base du transistor
 en combinant (1) et (2) on a :

$$R_{B1} = 620 \quad \text{et} \quad R_{B2} = 272 \text{ k}$$

2/ Convertisseur.

Les éléments du convertisseur ont été déterminés à partir des conditions de filtrage et de linéarité: $\frac{T}{rc} \ll 1$ et $\frac{ar}{TR} \ll 1$ $T = 1/\omega$

) : fréquence moyenne ω des impulsions, elle s'étend sur une échelle de cinq décades. ($10^6 \text{ c/s} - 10 \text{ c/s}$).

a: largeur de l'impulsion calibrée: ($a = 100 \text{ ns}$)

Si $\frac{ar}{TR} \ll 1$ est vérifiée sur la période la plus petite elle le sera sur pour toutes les autres.

$$\text{Soit } tT = 10^{-6} \text{ s} \quad \text{alors } \frac{r}{R} \ll 1$$

à la limite on prend $R = r$. Soit $R = r = 4,7 \text{ k}\Omega$

pour pouvoir travailler plus ou moins avec des courants importants et négliger l'effet de la résistance dynamique de la diode.

D'autre part il faut aussi que la condition de filtrage $\frac{T}{rc} \ll 1$ soit vérifiée.

Calcul de C:

$$T = 0,4 \text{ sec} \quad \text{la condition de filtrage donne } C \gg 2 \cdot 10^{-5} \text{ F}$$

$$\text{soit } C = 22 \mu\text{F}$$

Ceci nous permet d'avoir un temps de réponse du convertisseur faible vis à vis des temps considérés dans le filtre.

$$\tau = rc = 0,1 \text{ sec}$$

Ce circuit serait difficilement exploitable sans amplificateur et ceci à cause des valeurs faibles de tension obtenues en sortie.

Ce qui nous a conduit à associer au convertisseur un amplificateur

non inverseur dont le gain est donné par: $G = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$

$$\text{Si } G = 10 \quad \text{alors } R_2 = 9R_1 \quad \text{soit } R_1 = 10 \text{ k} \quad \text{et } R_2 = 90 \text{ k}$$

le schéma électrique du convertisseur est donné par la fig 4.2

REMARQUE:

On a pensé à entourer la sortie du convertisseur jusqu'à l'entrée de l'ampli logarithmique d'une masse, car à la sortie du convertisseur les niveaux de tension sont faibles, domaine où les fluctuations sont intenses.

3/ Amplificateur logarithmique.

L'amplificateur logarithmique utilisé est du type: AD757N
son schéma de brochage est donné par la figure 4.3

4/ FILtre + Différentiateur.

La fonction de transfert de l'ensemble est:

$$H(p) = \frac{Kp}{(1+pT)^2}$$

La courbe gain fréquence ayant une forme pointue correspondant au raccordement de deux segments de droites et donnant ainsi un filtre passe bande. (voir fig 4.4)

Le circuit déjà choisi pour réaliser cette fonction de transfert est donné par la figure 4.5

$T = T_{20}$: constante de temps de filtrage:

$$T_{20} = R_c C_c = R_p C'_c = 2,5 \text{sec}$$

K: constante de décalage du dérivateur: $K = \frac{R_c C_c}{R_p C'_c}$

la tension de sortie du périodemètre est de la forme:

$$V_s = \frac{KA \log e}{T_e}$$

pour une tension max de 8V on a une période de divergence $T_e = 3 \text{sec}$

donc $K = \frac{V_s T_e}{A \log e}$ avec $A = 2 \text{V/dec}$ on a $K = 28 \text{ sec}$

à partir des formules donnant T_{20} et K nous avons:

$$\begin{aligned} C_p &= 100 \mu\text{F} & C'_c &= 9,4 \mu\text{F} \\ R_p &= 280 \text{k}\Omega & R_c &= 120 \text{k}\Omega & C_c &= 22 \mu\text{F} \\ R_1 &= 62 \text{k}\Omega & R_2 &= 120 \text{k}\Omega \end{aligned}$$

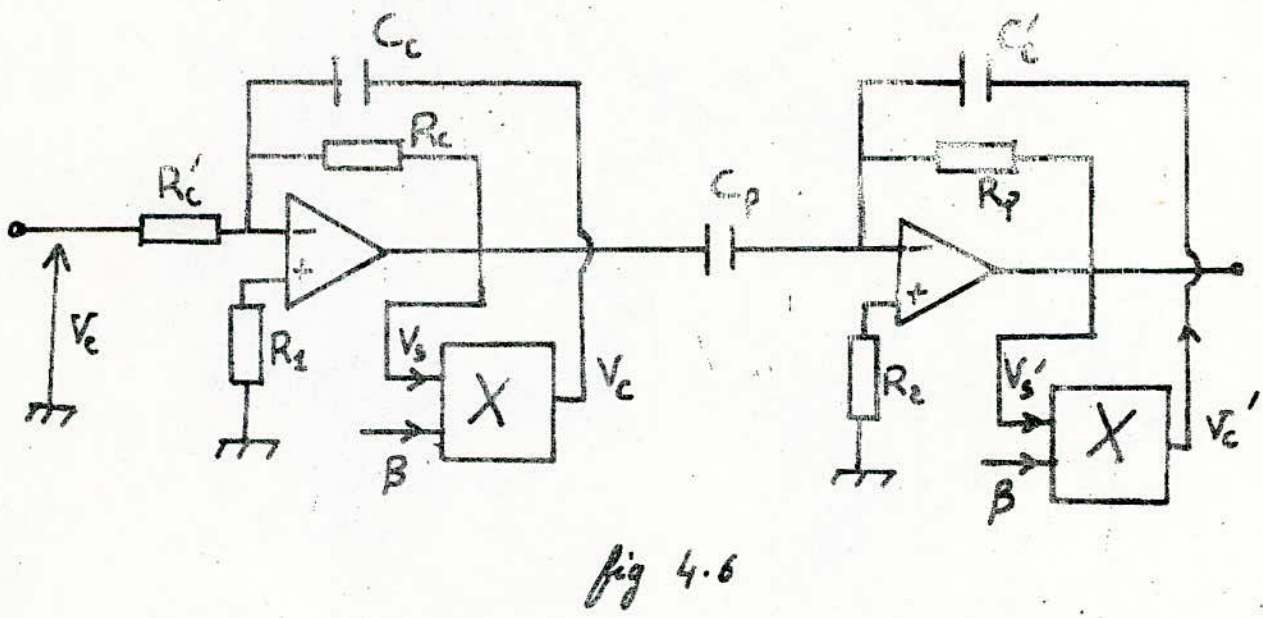
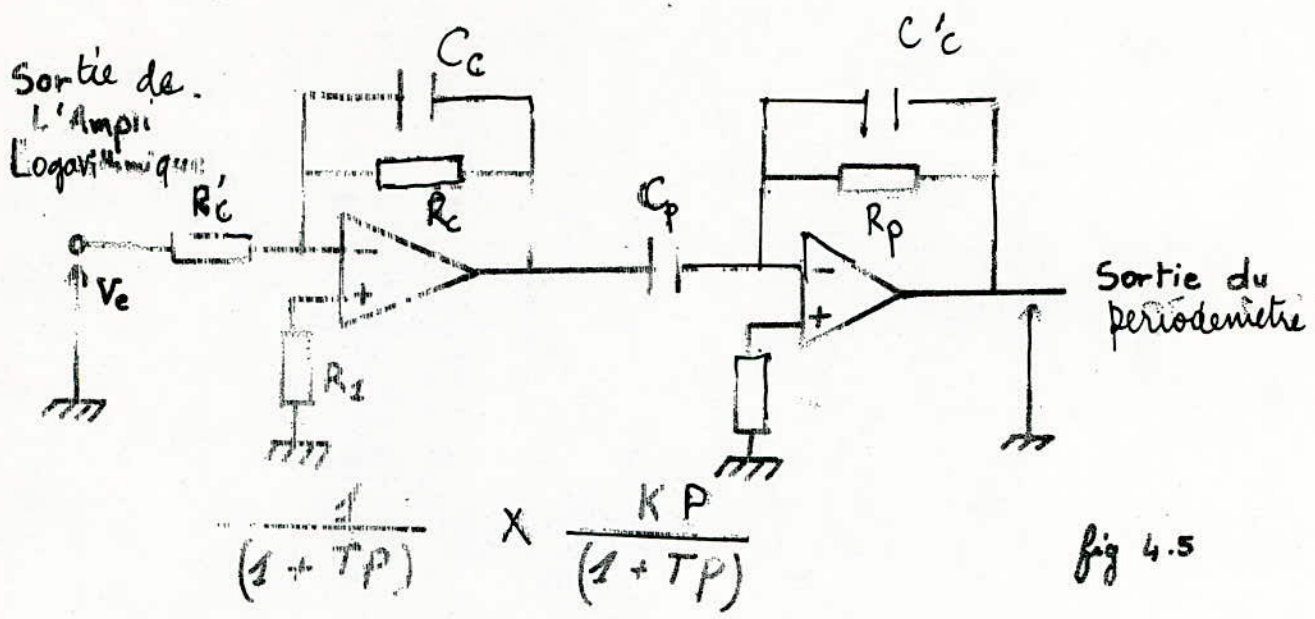
Circuit contre réaction.

Ce circuit permet la variation de la constante de temps du filtrage T, et cela en réinjectant à chaque entrée des amplificateurs constituant filtre-différentiateur, une tension V_c , V'_c respectivement résultant du produit V_s , V'_s (sortie de chaque ampli) par le taux de contre réaction, ce qui montre la nécessité d'un circuit multiplicateur (AD 534).

le schéma de principe est donné par la figure 4.6

ainsi pour le premier ampli on a:

$$\frac{V_e}{R} = \frac{V_s}{R} + \beta \frac{V_s}{1/C_c p} \quad \text{d'où} \quad V_s = \frac{1}{1 + \beta RC_c p} V_e$$



donc on a bien $T = \beta RC_c = RC_1'$

Ce résultat montre que la variation de la constante de temps de filtrage se fait par la variation de la capacité C_c : $C_1'' = \beta C_c$

Pour le deuxième ampli on a :

$$\frac{V_s}{1/C_p P} = \frac{V_e}{1/C_p P} = \frac{V_s'}{R_p} + \beta \frac{V_s'}{1/C_p P} \quad \text{d'où } V_s' = \frac{R_p C_p P}{1 + \beta R_p C_p P} V_e'$$

donc $T = \beta R_p C_c' = R_p C_2''$ de même on a $C_2'' = \beta C_c'$

Principe de fonctionnement de la contre réaction.

Nous avons déjà montré que le taux de contre réaction est donné par :

$$\beta = C_{ste} / \sqrt{v}$$

la courbe représentative de cette fonction est donnée par la fig 4.7

$\beta = f(v)$. v étant le niveau de sortie de l'ampli logarithmique.

Cette fonction n'étant pas facilement réalisable, ce qui nous a conduit à l'approximer par des segments et cela en portant sur le graphique un nombre de points caractéristiques de la fonction, en s'efforçant ensuite de joindre ces points selon le tracé qui se rapproche le plus de la courbe idéale. tracé donné par la figure 4.8

Les éléments de la courbe sont donc fournis par des portions de droite et les points de cassure correspondront aux seuils des diodes.

Le schéma de principe d'un tel circuit est donné par la fig 4.9 (P40)

Le premier segment de la courbe de la fig 4.8 est donné par le gain de la première branche du circuit.

Le deuxième et le troisième segments nécessitent deux diodes D_1 et D_2 , de seuils respectifs $S_1 = 0V$ et $S_2 = 4V$

D_1 est alimentée seulement par la tension d'entrée V_e , quant à D_2 , elle est alimentée d'une part par V_e et d'autre part par une tension négative de référence de telle manière que pour une tension d'entrée nulle, elle sera polarisée en inverse.

Calcul des éléments.

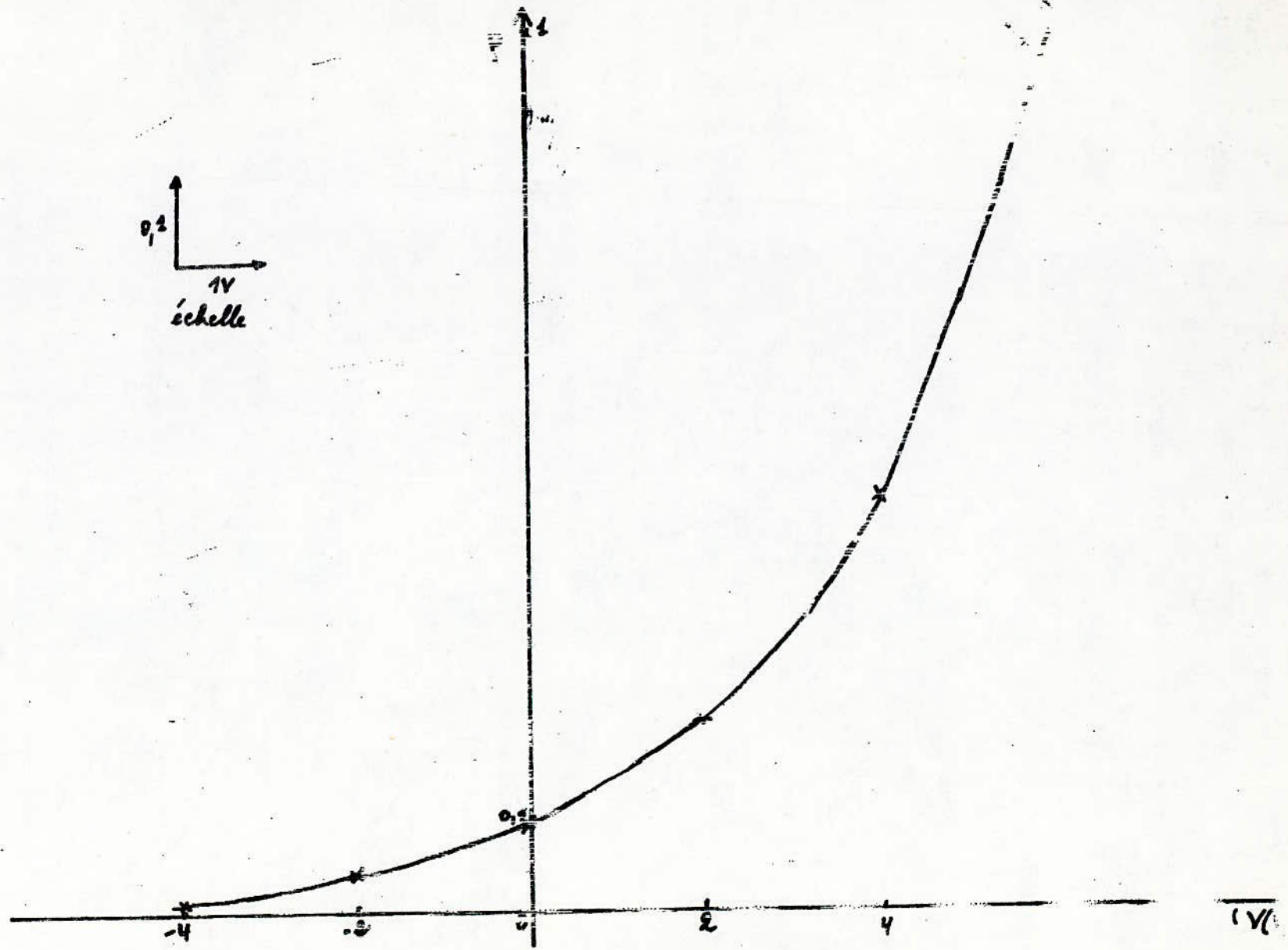
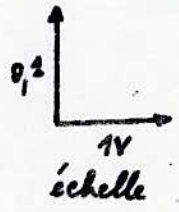
a/ pour le premier segment :

La pente $g_1 = \frac{1}{4,66} = 0,21 = R_2/R_1$ d'où $R_2 = 10k\Omega$ et $R_1 = 47k\Omega$

b/ deuxième segment :

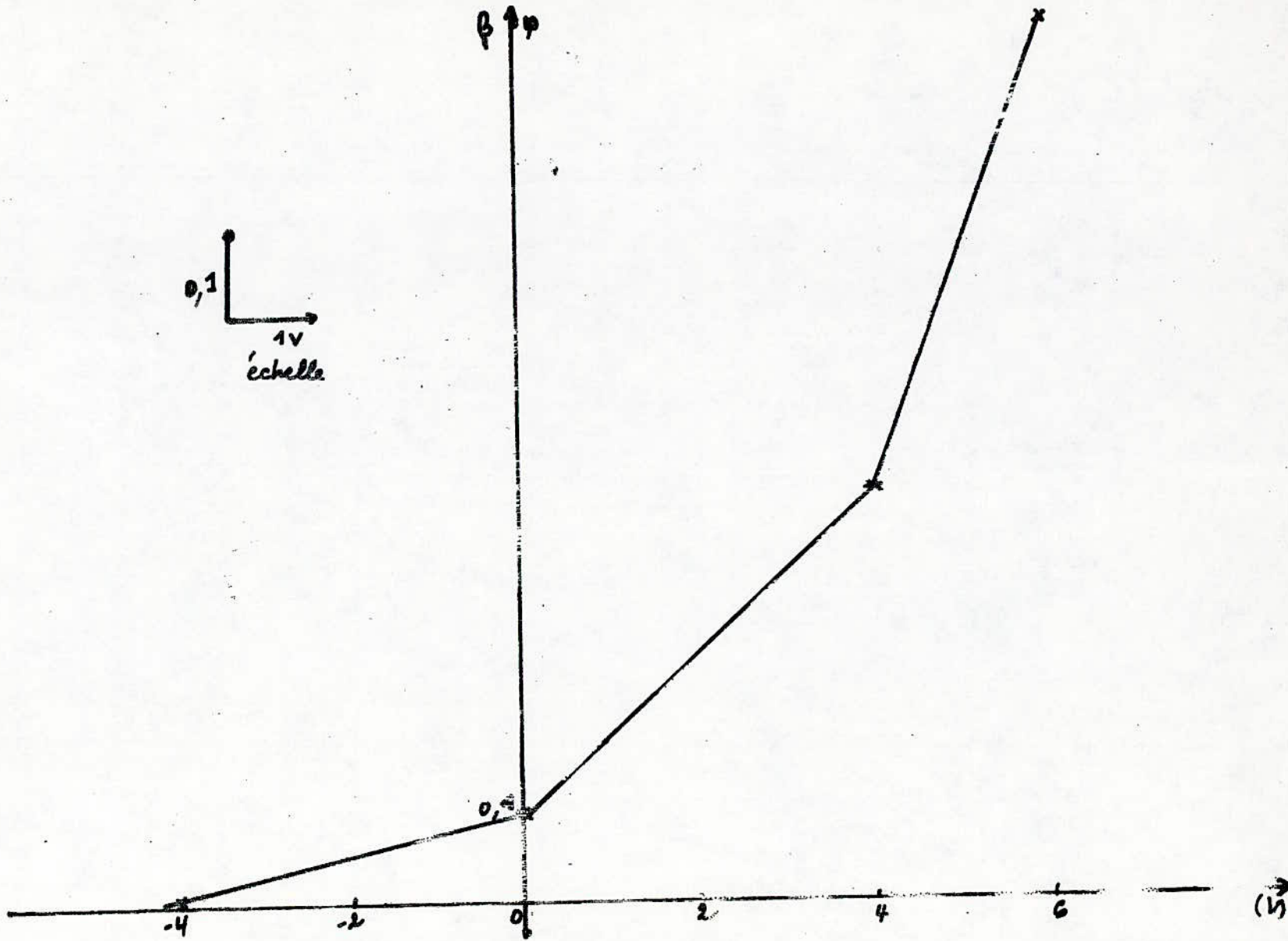
soit g_2 la deuxième pente donc $g_2 - g_1 = R_2/R_3 = 0,71$

d'où $R_3 = 15k\Omega$



courbe représentative de β en fonction de la tension 4.7

37.



tracé approché de la courbe $\beta = f(V)$

fig 4.8

3/ troisième segment

Dans ce cas nous proposons de calculer le gain par application du théorème de thévenin.



$$R_{eq} = \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}$$

calcul de V_A : dans ce cas $I_D = 0$ et $I_D = I_2 - I_1 = 0$

$$I_D = \frac{e - V_A}{R_4} - \frac{V_A + E}{R_5} = 0 \text{ d'où } V_A = \frac{-R_4 E}{R_4 + R_5} - \frac{R_5 e}{R_4 + R_5}$$

ce qui donne $G = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{R_2}{R_{eq}}$ d'où $G = \frac{R_2}{R_4}$

on a aussi:

$$\epsilon_3 - \epsilon_2 = R_2 / R_4 = 1,94 = 1,94 \text{ d'où } R_4 = 4,7k\Omega$$

$$I_D = \frac{e}{R_4} - \frac{E}{R_5} = 0 \text{ pour } E = 12V \text{ et } e = 4V$$

d'où $R_5 = R_4 \cdot 3 = 3R_4$ d'où $R_5 = 15k\Omega$

R' est la résistance équivalente de toutes les autres mises en parallèles: $R' = 6,8k\Omega$

Remarque:

le multiplieur AD534 utilisé dans le montage donne le 1/10 du produit effectué. Pour remédier à cela on a tracé 10β au lieu de β et le circuit de contre réaction sera suivi d'un inverseur de β gain.

Le tableau ci-après résume les résultats obtenus.

Courant (A)	β	Temps de réponse (sec)
10^{-8}	1	10
10^{-7}	0,47	4,6
10^{-6}	0,2	2
10^{-5}	0,1	1
10^{-4}	0,05	0,5
10^{-3}	0,02	0,2

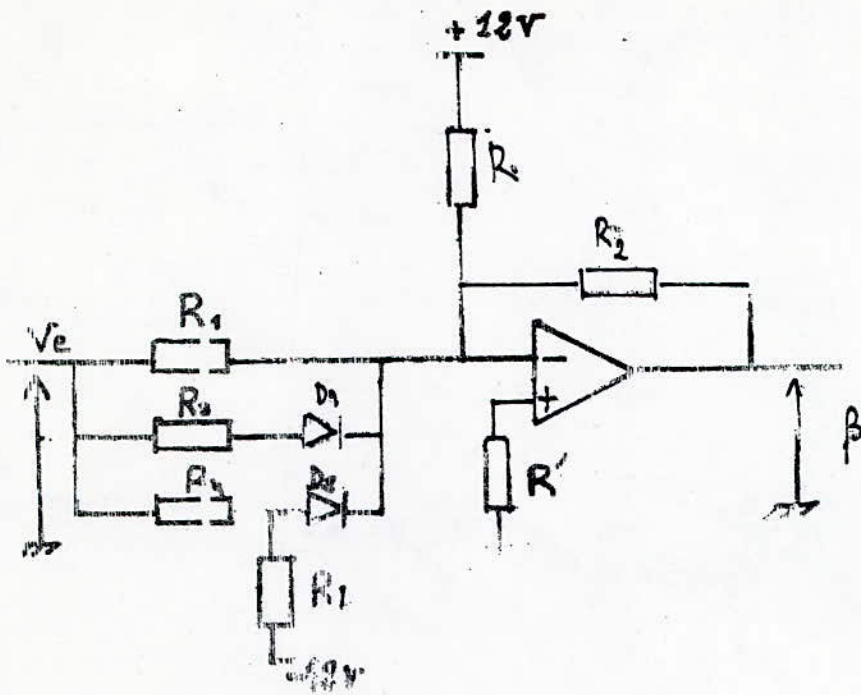


Fig 4.9

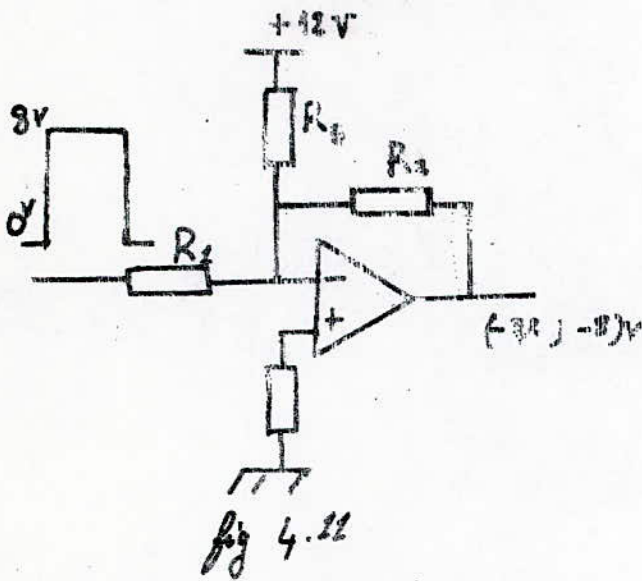


Fig 4.11

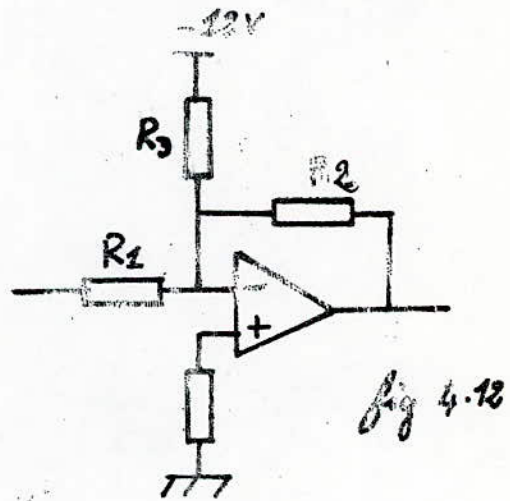


Fig 4.12

Fluctuations à la sortie du périodemètre.

On évalue d'abord la valeur de la charge individuelle Q : $Q = Ea/R$

E : amplitude des impulsions.

a : largeur des impulsions.

R : étant la résistance de charge se trouvant à l'entrée du convertisseur.

$$E=10V \quad a=100ns \quad R=4,7k\Omega \text{ d'où } Q=2.10^{-10}C$$

L'écart type \sqrt{V} des fluctuations affectant la sortie du périodemètre restera voisin de:

$$\sqrt{V} = \sqrt{16A^2 K^2 Q 10^5} = 1V \quad \text{avec } A=2V/dec$$

Calcul de l'erreur sur la période:

à la sortie du périodemètre on a:

$$V = \frac{AKloge}{T_e} \quad \text{d'où} \quad T_e = \frac{AKloge}{V}$$

$$\text{donc} \quad \frac{\Delta T_e}{T_e} = \frac{\Delta V}{V} \quad \text{alors} \quad \Delta T_e = T_e \frac{\Delta V}{V}$$

V étant les fluctuations calculées: $\Delta V = \sqrt{V} = 1V$

Prenons par exemple une tension de sortie de 8V qui correspond à une période de +3sec.

$$T_e = 3/8 = 0,375 = 0,4sec \text{ d'où}$$

$$T_e = (3 \pm 0,4) \text{ sec.}$$

5/ Isolateur

L'isolateur utilisé est du type 4N35. Son principe est de réaliser l'isolation entre les circuits de mesure et les dispositifs de visualisation ou d'enregistrement.

la condition nécessaire dans ce cas, est la linéarité du circuit.

L'absence de cette dernière dans celui-ci nous a conduit à limiter l'étendue du courant pour lequel l'isolateur est apte à travailler. Pour cela, en première étape, nous avons tracé le graphe donnant la tension de sortie de l'isolateur en fonction du courant d'entrée (ou courant direct 0-10mA) voir figure 4.10

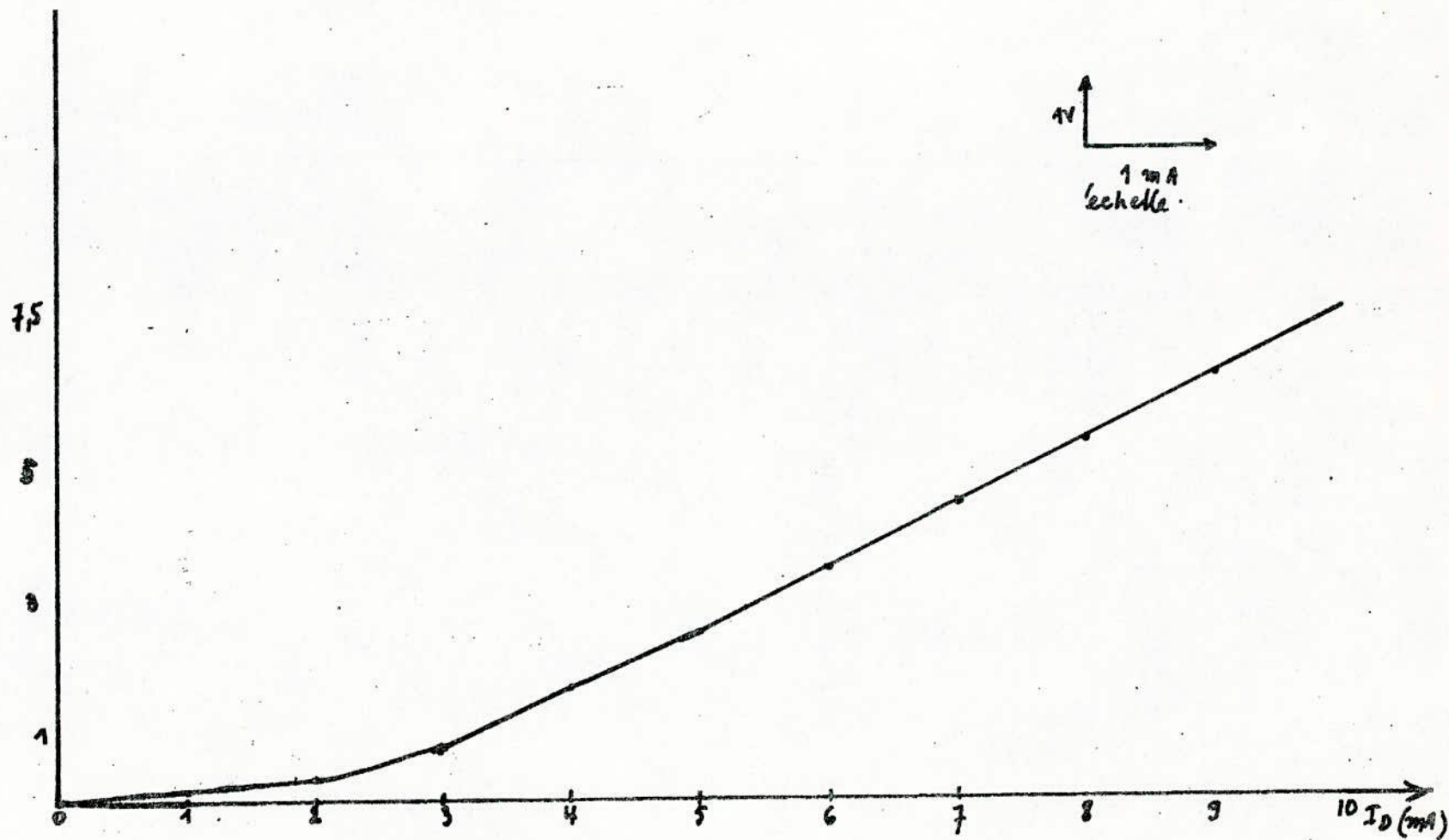
D'après ce tracé on constate que la partie linéaire, se situe entre 4mA et 10mA.

En deuxième étape, on sera ramené à faire correspondre à la sortie du différentiateur 0-8V à la partie linéaire 4mA- 10mA.

$$10mA \longrightarrow 8V$$

$$4mA \longrightarrow X = 3,2V$$

$V_s(V)$



tracé de la courbe donnant la tension de sortie V_s fig 4.10
de l'isolateur en fonction du courant direct de la diode.

Finalement, une entrée de 0V correspond à 3,2V à la sortie du montage de la figure 4.11 .

Remarque/ Le montage de la figure 4.11 doit être suivi par un inverseur pour attacher l'isolateur.

En troisième étape l'isolateur nous donne une tension de 1,7V à 8V. Seulement on est obligé de ramener le niveau 1,7V à la valeur 0V, car l'étendue donnant la période ($\infty \leftrightarrow 3s$) correspond à la plage de tension allant de 0V à 8V; ceci est schématisé par la figure 4.12 .(P40)

Calcul des éléments.

1/ Calcul des éléments de la première étape .

soit le système d'équations suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{8R_2}{R_1} + \frac{12R_2}{R_3} = 8V \quad \text{cas de 8V à l'entrée} \\ \frac{12R_2}{R_3} + 3,2V = 0V \quad \text{cas de 0V à l'entrée} \end{array} \right.$$

on fixe $R_1 = 1k\Omega$ d'où $R_2 = 610\Omega$ et $R_3 = 2,2k\Omega$

2/ Calcul des éléments de la troisième étape:

soit le système d'équations suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{8R_2}{R_1} - \frac{12R_2}{R_3} = 8V \quad \text{cas de 8V à l'entrée.} \\ 1,7 \frac{R_2}{R_1} - \frac{12R_2}{R_3} = 0V \quad \text{cas de 1,7V à l'entrée} \end{array} \right.$$

on fixe $R_1 = 1k\Omega$ d'où $R_3 = 6,8k\Omega$ et $R_2 = 1,3k\Omega$

Le schéma qui réalise globalement l'isolation est donnée par la fig 4.13 .

7/ Le déclencheur à niveaux variables .

Le but de ce système de sécurité à seuils est d'apprécier le dépassement par rapport à des niveaux prédéterminés, de la période de divergence.

Dans le notre étude on a prévu trois seuils de déclenchement et cela par un système de résistances associé à un commutateur.

L'ensemble attaquera un trigger de schmith (N7413). Ce dernier ira exciter un relais (type) en cas de fonctionnement normal.

En cas d'incident (dépassement) le relais se désexcite et le réacteur s'arrête immédiatement.

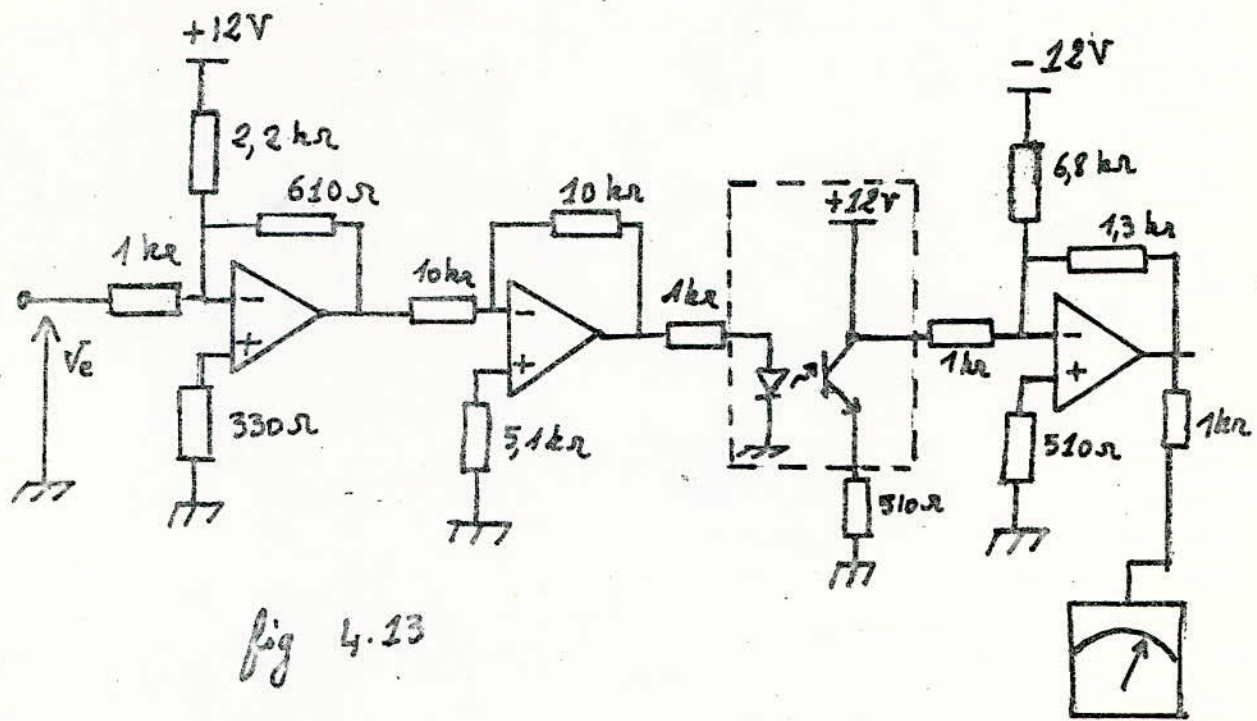


fig 4.23

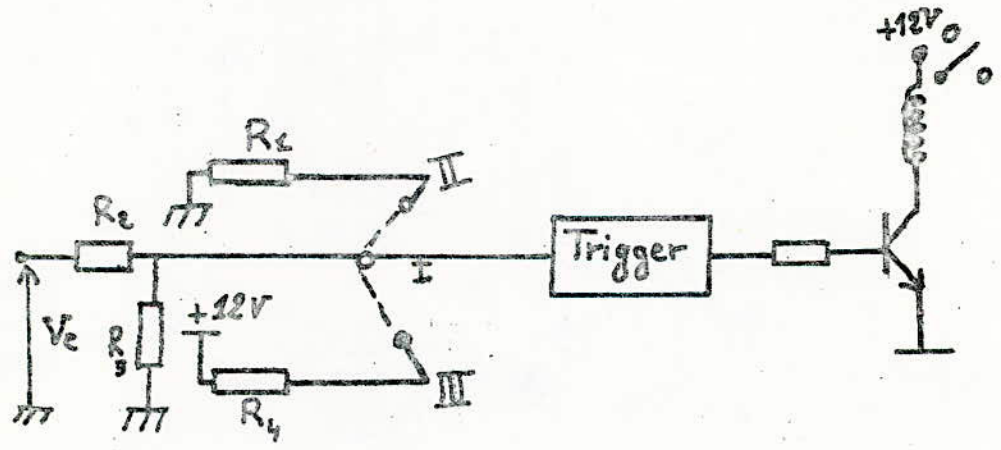


fig 4.24

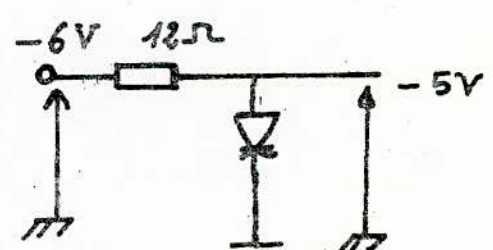
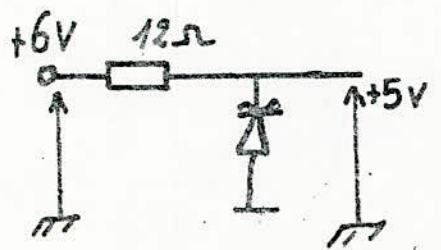


fig 4.15 et fig 4.16 .

Pour fixer le courant traversant la bobine (self dans le relais), un transistor de type silicium 2N3866 est monté entre la sortie du trigger et le relais.

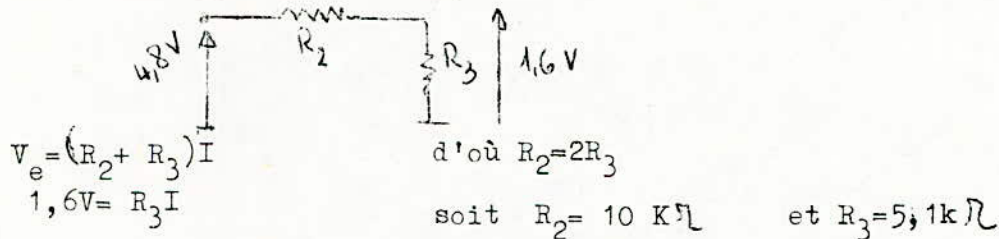
Le schéma de principe du déclencheur est donné par la figure 4.14 .

1/ calcul des éléments de la première branche.

Le point milieu du commutateur est constamment relié à l'entrée du trigger pour cette branche on veut fixer un seuil de tension qui correspond à une période de 5sec. L'entrée du déclencheur étant reliée à la sortie du différentiateur.

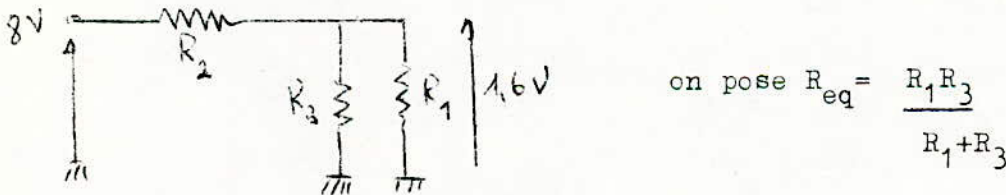
donc: $V_s = AKloge = 4,8V$

LE seuil du trigger étant de 1,6V d'où:



2/ calcul des éléments de la deuxième branche

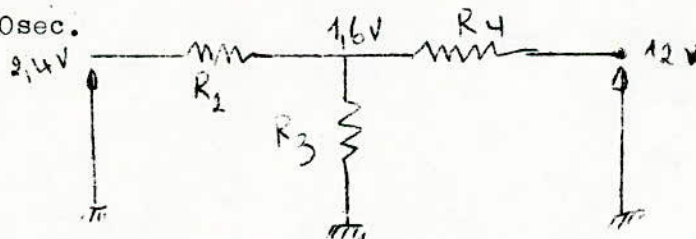
Dans ce cas là le deuxième seuil est de 8V ce qui correspond à une période de 3sec.



$R_2 + R_{eq} \cdot 1,6 = 8R_{eq}$ d'où $1,6R_2 = 6,4R_{eq}$ donc $R_{eq} = 2,5k\Omega$ et $R_1 = 5,1K\Omega$

3/ calcul des éléments de la troisième branche.

Le troisième seuil est fixé à 2,4V ce qui correspond à une période de 10sec.



$\frac{2,4 - 1,6}{R_2} + \frac{12 - 1,6}{R_4} = \frac{1,6}{R_3}$ d'où $R_4 = 43k\Omega$

Dispositif de visualisation.

Sur la face avant de notre dispositif, on a prévu un cadran visualisant la période en seconde.

Une sortie d'enregistrement en tension correspondant à la période lue.

Une sortie de déclenchement qui permet d'actionner le système de protection.

Un commutateur réglant le seuil de déclenchement.

Et bien sûr une entrée en impulsions non calibrées en largeur mais de niveau maximum 5V.

Alimentation.

Le tableau de contrôle dans lequel doit être inséré notre dispositif comporte des alimentations délivrant des tensions de +12 et +6. Mais vu l'utilisation des circuits de technologie TTL, nous nous sommes vues contraintes d'utiliser une alimentation délivrant +5V. Pour cela nous avons prévu un montage qui à partir de +6 nous délivre +5.

Le schéma de l'alimentation est donné par les figures 4.15 et 4.16.

Conclusion.

Le projet que nous avons étudié nous a permis de nous familiariser avec le domaine nucléaire, et de nous pencher particulièrement sur l'un des problèmes posés par l'utilisation du réacteur nucléaire, à savoir sa sécurité pendant la phase du démarrage.

Nous avons essayé de répondre aussi bien que possible aux critères de sécurité, en respectant le cahier de charges à savoir:

—la gamme de fréquence: $10^0/\text{sec}$ ~~S~~ $10^6/\text{sec}$.

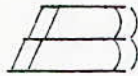
—la gamme de période de mesure: $+3\text{sec}$ — $+\infty$

— le temps de réponse ; *le plus faible possible* .

Comme première approche , nous nous sommes intéressées de plus près au cas de la divergence du réacteur nucléaire. Néanmoins pour que l'appareil remplisse dûment ses fonctions, il faut étudier la convergence qui fera l'objet d'un projet de fin d'étude, et nous espérons ^{que} sera fait ultérieurement.

Nous espérons aussi que, cette modeste contribution aux projets du C.E.N sera profitable, et que l'étude que nous faite servira de base à des améliorations et des extensions qui donneront un dispositif plus performant.

---o00\$00o---



I B L I O G R A P H I E

---o00\$00o---

---o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o---

1°- Contrôle et l'électronique des réacteurs nucléaires .

J . FURET MASSON ET Cie .

2°- Génie atomique Tome I .

3°- Génie atomique Tome II .

4°- Variation des constantes de temps de filtrage dans les périodesmètre logarithmiques .

Rapport C.E.A . R. 2940 . ANNEE 1966 .

5°- L'amplificateur opérationnel et ses applications .

J.C " MARCHAIS .

6°- L'amplificateur opérationnel

R . D A M A Y E .

7°- PHILIPS DATA HANDBOOK .

Signetics integrated circuits 1978 logic T.T.L .

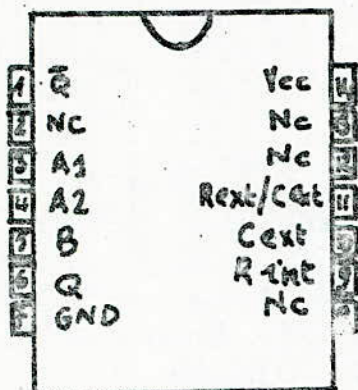
8°- DATA ACQUISITION COMPONENTS AND SUBSYSTEMS .

9°- The semiconductor

DATA LIBRARY MOTOROLA .

FBI WIFE * E

MONOSTABLE SN 74LS 121

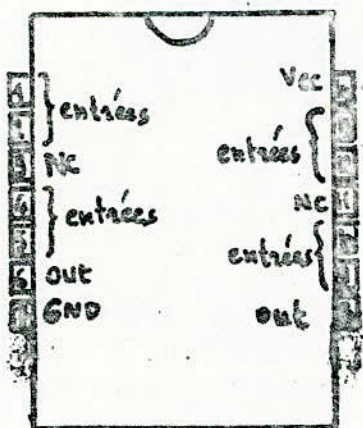


BROCHAGE

ENTRÉES			SORTIES	
A1	A2	B	Q	Q̄
0	X	1	0	1
X	0	1	0	1
X	X	0	0	1
1	1	X	0	1
↓	↓	↓	↓	↓
↓	↓	↓	↓	↓
↓	↓	↓	↓	↓
0	X	↑	↓	↑
X	1	↑	↓	↑

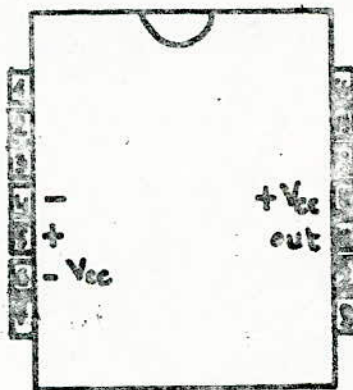
TABLE DE FONCTION

TRIGGER SN 7413

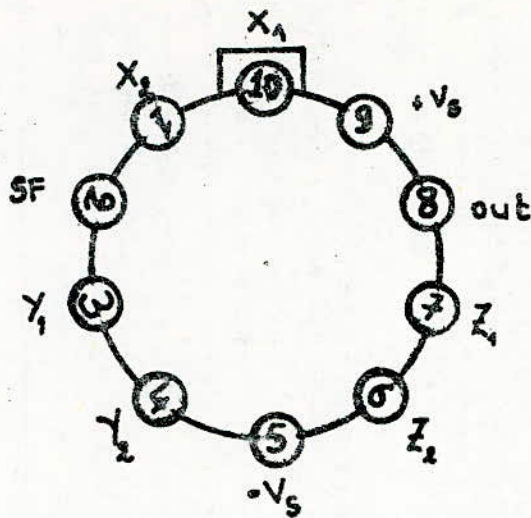


BROCHAGE

OP 07A1



BROCHAGE



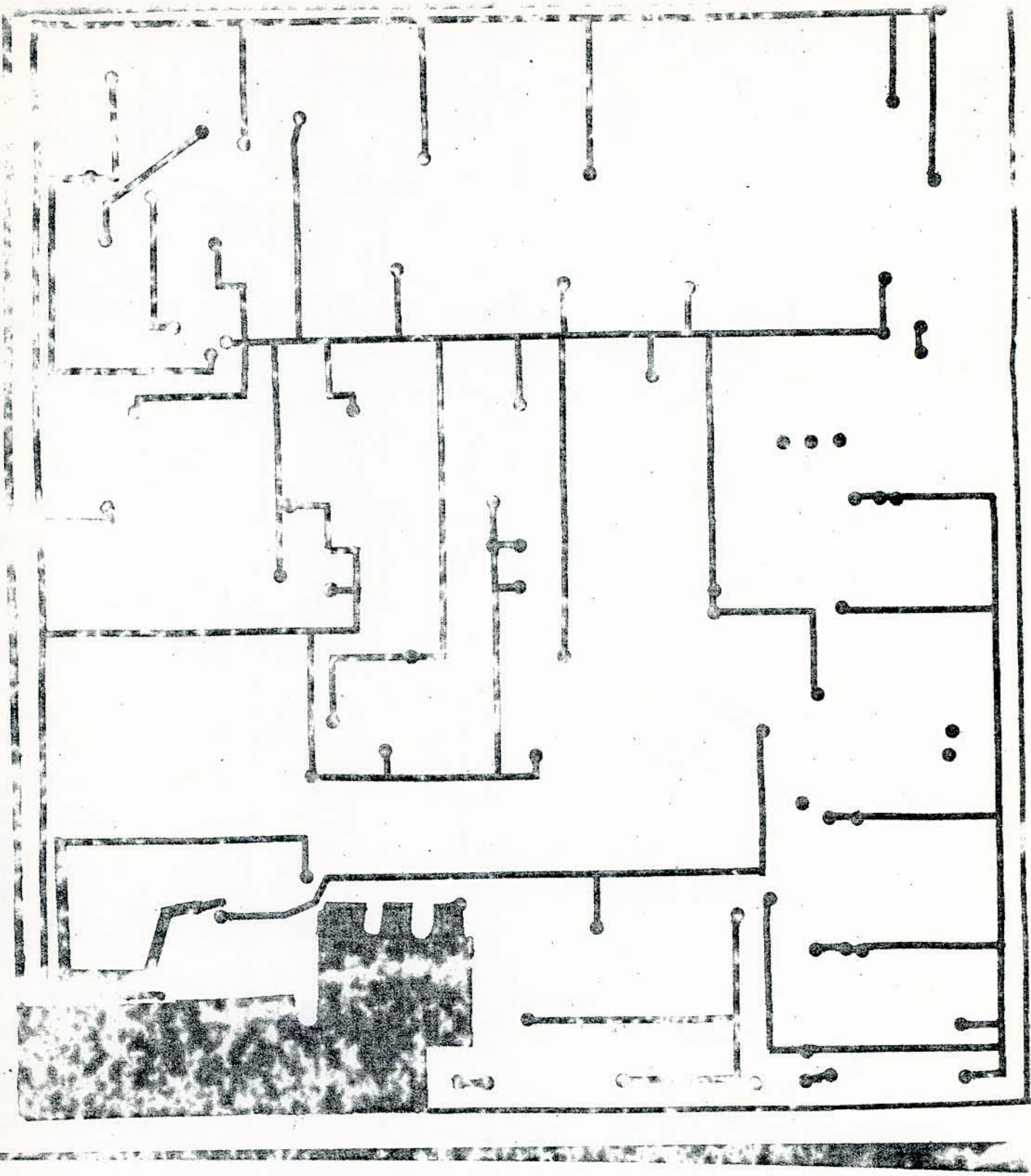
Brochage du multiplicateur AD534

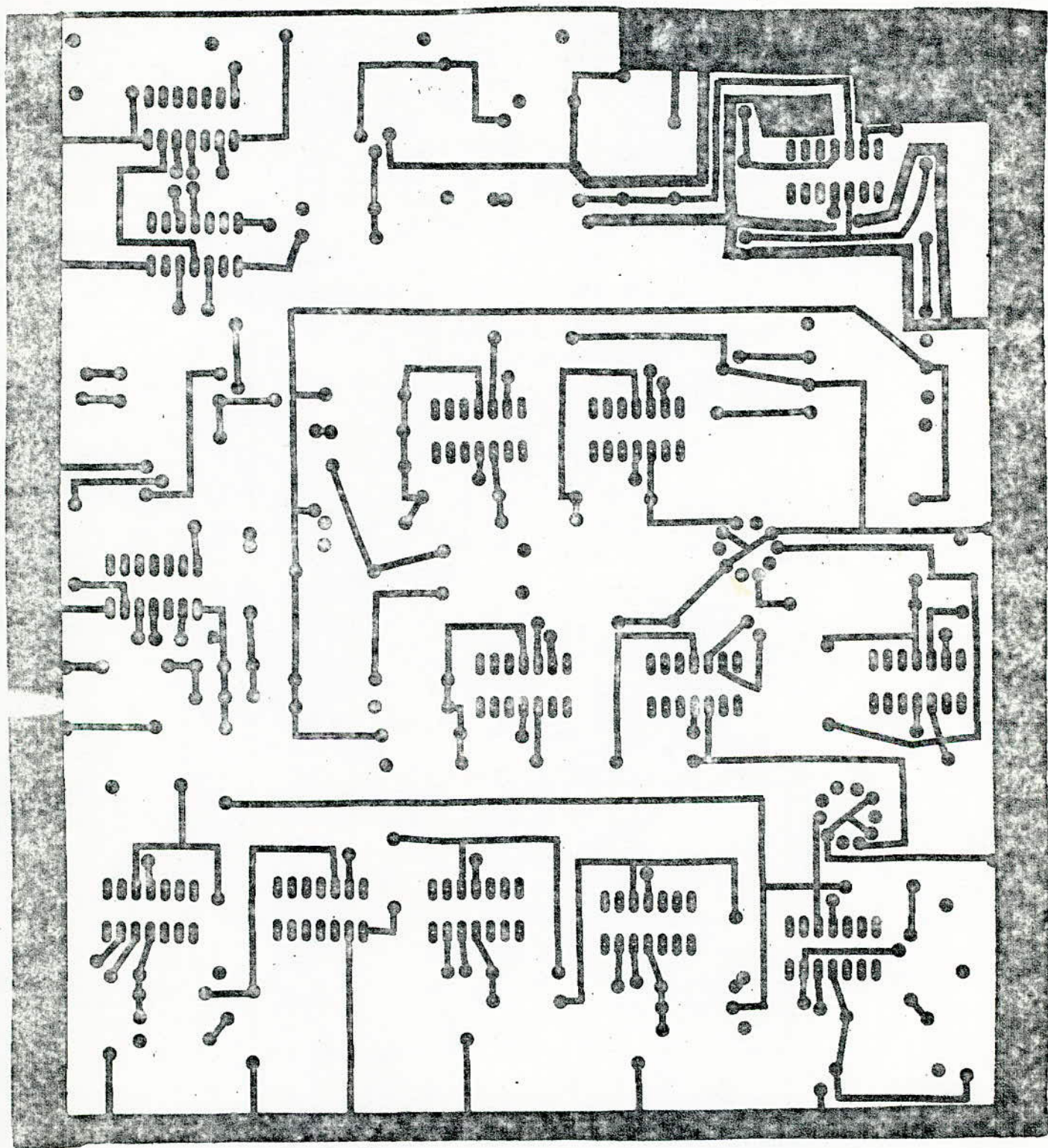
Sa fonction caractéristique est :

$$\frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{10} + z_2$$

pour notre application on a pris :

$$x_2 = y_2 = z_2 = 0$$





Périodemètre



sec.

seuil
decl.

decl.

entrée
5V

sortie
0-8 V

CEN-CDCE