

50376
1967
19

50376
1967
19

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR
PAR

Paul ASTIER

1^{re} THÈSE :

Conception et réalisation d'un microphotomètre à hautes performances.

2^{me} THÈSE :

Propositions données par la Faculté.

Analyse tensorielle classique des phénomènes piézoélectriques. Application à l'étude de 2 modes de vibrations du quartz.]

10 mars

Soutenues le *10 mars* Février 1967, devant la Commission d'Examen.

M. A. LEBRUN : PRÉSIDENT

M. R. FOURRÉ
M. E. CONSTANT } EXAMINATEURS



SCD LILLE 1



D 030 272361 7

1 exe

no 53 dactyl

50376
1967
19

50376
1967
19

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR
PAR

Paul ASTIER

1^{re} THÈSE :

Conception et réalisation d'un microphotomètre à hautes performances.

2^{me} THÈSE :

Propositions données par la Faculté.



Soutenues le

Février 1967, devant la Commission d'Examen.

M. A. LEBRUN : PRÉSIDENT

M. R. FOURRÉ
M. E. CONSTANT } EXAMINATEURS

A MES PARENTS

A MA FEMME

Ce travail a été effectué dans les Laboratoires dirigés par Monsieur SEGARD, Doyen de la Faculté Libre des Sciences de Lille, Directeur de l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord. Nous lui exprimons nos vifs sentiments de reconnaissance pour les conseils et encouragements qu'il a bien voulu nous prodiguer.

Que Monsieur LEBRUN, Professeur à la Faculté des Sciences de Lille, veuille bien trouver ici l'expression de notre gratitude. C'est avec bienveillance qu'il a suivi ce travail et accepté de présider le jury de thèse.

Nos remerciements vont aussi à Messieurs les Professeurs FOURET et CONSTANT de la Faculté des Sciences de LILLE qui ont accepté d'être pour cette thèse nos examinateurs.

Nous tenons ici à remercier tout particulièrement Monsieur le Professeur POULIQUEN, Responsable scientifique des Laboratoires d'Ultra-sons qui a permis la réalisation de ce travail par ses nombreux conseils et suggestions.

Pendant la préparation de cette thèse, j'ai bénéficié du concours des membres de l'équipe d'Ultra-sons. A tous, j'exprime ma reconnaissance.

TABLE DES MATIERES

Introduction

PREMIERE PARTIE (Chapitre I)

Problème posé par l'étude des phénomènes de diffraction
d'une onde lumineuse orthogonale à une onde plane et progressive.

- Phénomène de DEBYE et SEARS -

- I.1 - Rappel des phénomènes étudiés.
- I.2 - Etude de la figure de diffraction
- I.3 - Solution photométrique actuellement utilisée.
- I.4 - Avantages et inconvénients de cette méthode.
- I.5 - Modes d'utilisation du microphotomètre.
- I.6 - Cahier des charges.
 - a - stabilité.
 - b - sensibilité.
 - c - rapidité.
 - d - fonctions.
- I.7 - Polyvalence de l'appareil.

DEUXIEME PARTIE

Solution technique envisagée :

Chapitre II : Le capteur de lumière :

- II.1 Principe de fonctionnement.
- II.2 Limites de sensibilité du photomultiplicateur - Bruit.
 - II.2.1. Courant d'obscurité
 - II.2.2. Bruit du photomultiplicateur.
- II.3 Caractéristiques du tube choisi.

Chapitre III : L'alimentation continue.

III.1. Choix de la tension d'alimentation.

III.2. Stabilisation nécessaire.

III.3. Débit nécessaire.

III.4. "Optimisation" de l'alimentation du photomultiplicateur.

III.4.1. Formule approchée donnant les fluctuations du gain.

III.4.2. Puissance dissipée dans le pont.
Fonction $P(j)$.

III.4.3. Etude de la fonction $P(j)$.

Chapitre IV : Amélioration de la sensibilité.

IV.1. Amélioration de la sensibilité en régime continu

IV.2. Passage à un régime alternatif. Examen des différents procédés de modulation.

IV.3. Choix d'un système modulant - Ses exigences.

Chapitre V : Amplification logarithmique.

V.1. Montage de CLINCK.

V.2. Système utilisant la caractéristique inverse d'une diode ZENER.

Etude des caractéristiques de diverses diodes ZENER.

V.3. Utilisation d'un transistor.

V.3.1. Principe.

V.3.2. Mesures.

V.3.3. Caractéristiques de l'ampli opérationnel.

V.3.4. Etude théorique du système asservi.

V.3.5. Etude expérimentale du dispositif.

TROISIEME PARTIE

La réalisation technique

Chapitre VI : Le système de modulation.

- VI.1. Oscillateur
- VI.2. Séparateur - amplificateur accordé.
- VI.3. Amélioration du dispositif final.

Chapitre VII : Les circuits de sortie.

- VII.1. Le système de sécurité.
- VII.2. Elimination des résiduelles parasites.
- VII.3. Choix d'une résistance de charge.
- VII.4. Amplificateur logarithmique.
(système utilisant une diode ZENER)

QUATRIEME PARTIE (Chapitre VIII)

Performances d'ensemble - Contrôle de linéarité -
Sensibilité

- VIII.1. Relations de base - Précautions.
- VIII.2. Mesures.
 - VIII.2.1. Continu linéaire.
 - VIII.2.2. Alternatif linéaire.
 - VIII.2.3. Continu logarithmique.
- VIII.3. Résultats et conclusions expérimentales.

CONCLUSION

-oOo-

BIBLIOGRAPHIE

-oOo-

ANNEXES :

- A.1. Alimentation stabilisée 450 V.
- A.2. Alimentation stabilisée 1020 V.
- A.3. Alimentation stabilisée 24 V.
- A.4. Présentation de l'ensemble.

-oOo-

INTRODUCTION

Après un bref rappel des phénomènes à analyser, nous exposons dans une première partie la solution photométrique initialement utilisée avec les inconvénients et avantages qu'elle comportait.

Puis, nous avons dégagé les performances d'ensemble que doit atteindre le nouvel appareillage.

Dans la deuxième partie, nous analysons en détails les quatre éléments fondamentaux qui constituent le photomètre réalisé.

En ce qui concerne l'élément photosensible d'abord, nous nous sommes efforcés de cerner les conditions de fonctionnement optimales en régime statique et dynamique. A cet effet, nous développons une étude synthétique du bruit dans les photomultiplicateurs à partir des travaux expérimentaux d'ENGSTROM (10) et les études théoriques de SHOCKLEY (23).

Des considérations précédentes, nous déduisons des valeurs chiffrées concernant les différents ensembles situés à la périphérie du photomultiplicateur.

C'est ainsi que nous calculons et "optimisons" un ensemble de deux alimentations continues de l'élément photosensible.

Ensuite, nous étudions les diverses méthodes propres à améliorer la sensibilité du photomultiplicateur. Le choix opéré, nous analysons les impératifs de fonctionnement.

Enfin, dernier élément de l'ensemble, l'amplificateur logarithmique doit conférer la possibilité d'analyser des figures très fortement contrastées.

L'examen de systèmes classiques, l'expérimentation de nouveaux éléments, nous permettent de choisir un amplificateur logarithmique. Celui-ci est constitué d'un transistor auquel on impose un courant de collecteur. Par le truchement d'un amplificateur opérationnel, ce courant crée une tension émetteur-base proportionnelle à son logarithme. L'étude théorique de la stabilité de ce système asservi non linéaire est confirmée par l'expérimentation.

Dans une troisième partie nous exposons les détails techniques et technologiques de la réalisation. Nous y consignons aussi les performances partielles obtenues.

Enfin, dans une quatrième partie, nous donnons les performances d'ensemble du microphotomètre pour ses différentes fonctions.

La conclusion rend compte des exigences satisfaites et des difficultés rencontrées, elle donne l'esquisse d'un prolongement possible du sujet.

1^{ère} PARTIE

PROBLEME POSE PAR L'ETUDE DES PHENOMENES DE
DIFFRACTION D'UNE ONDE LUMINEUSE ORTHO-
GONALE A UNE ONDE PLANE ET PROGRESSIVE

- PHENOMENES DE DEBYE ET SEARS -

CHAPITRE I

Ce dispositif a été construit spécialement pour l'analyse des figures de diffraction de DEBYE et SEARS par la méthode de défilement que nous envisageons au paragraphe I. 5

Nous avons cependant voulu que cet appareil fût polyvalent afin qu'il puisse répondre autant que possible à d'autres besoins de photométrie.

I.1. Bref rappel des phénomènes étudiés

Un transducteur à quartz produit une onde ultrasonore plane et progressive dans un liquide "dégazé" (eau). Une onde lumineuse plane et monochromatique traverse le milieu liquide orthogonalement à l'onde ultrasonore. Cette onde lumineuse est observée dans le plan focal d'une lentille. On obtient un système de franges [18] correspondant à de nombreux ordres dont le nombre et l'intensité varient avec la tension électrique appliquée au quartz. La figure 1 représente le dispositif utilisé où :

M est un monochromateur
C un collimateur
B le bac à ultra-sons
Q le transducteur à quartz
L la lunette astronomique
P le plan d'observation

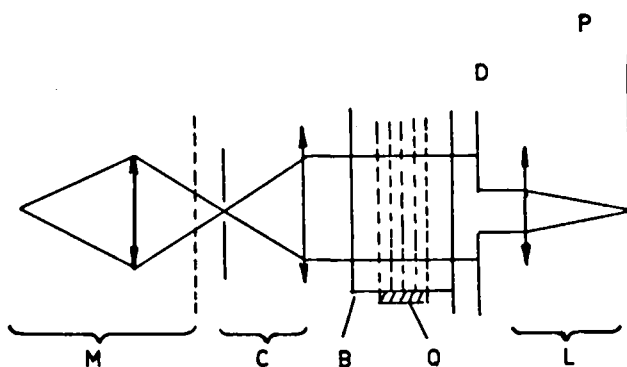


Figure 1

I.2. Etude de la figure de Diffraction

Le milieu traversé par l'onde ultrasonore se comporte approximativement comme un réseau [18]. A ce titre la figure de diffraction comporte des maxima principaux et des maxima secondaires [8]. Jusqu'à présent les études expérimentales ont surtout porté sur l'analyse des maxima principaux et n'ont d'ailleurs pas permis d'observer les maxima secondaires, qui doivent être beaucoup moins lumineux que les premiers.

I.3. Solution photométrique actuellement utilisée

Le procédé comporte trois opérations : la photographie des spectres, l'étalonnage du noircissement des films, la mesure du noircissement.

- Photographie des spectres :

On utilise des films panchromatiques assez sensibles (Gevaert 36° Schreiner ou Tri X). Leur grande rapidité permettent des poses dont la durée peut varier de quelques secondes à une vingtaine de secondes, selon le nombre de raies de la figure. Au développement, l'emploi d'un révélateur lent (Agfa 14) permet d'obtenir un "gamma" très faible.

- Etalonnage du noircissement des films :

On utilise un secteur tournant de Zeiss à dix échelons dont les angles d'ouverture suivent une progression géométrique de raison 1,40 [7]. Il faut de plus vérifier l'uniformité de luminance de la portion de source utilisée, afin de déceler soit les petits dérèglages éventuels, soit les défauts de pellicule.

Pour cela, on photographie la portion de source, secteur tournant arrêté (fond continu). Cela permet d'éventuelles corrections de courbes d'étalonnage.

Pour pouvoir comparer les clichés du phénomène, du secteur tournant et du fond continu, il est indispensable que le temps de pose reste identique. Enfin, pour obtenir des noircissements comparables sur ces trois clichés, on se sert d'écrans opaques de densité convenable.

- Mesure du noircissement des films :

Cette mesure est effectuée à l'aide d'un microphotomètre du type CHALLENGE et LAMBERT, modifié [9]. On projette l'image du filament d'une lampe alimentée par une tension continue stabilisée sur le négatif à l'aide d'un microscope inversé. Un photomultiplicateur 931 A constitue l'élément photosensible. Enfin la tension recueillie aux bornes de la charge est transmise à un potentiomètre enregistreur Philips 2 200 A/25 B.

On analyse successivement le noircissement du fond continu, du secteur tournant et de la figure de diffraction en réduisant au maximum les intervalles entre ces trois enregistrements afin de minimiser les dérivés possibles.

I.4. Avantages et inconvénients de cette méthode :

Ce processus réalise une mesure simultanée de l'intensité des raies. On intègre ainsi indistinctement, les petites fluctuations de la source lumineuse et du phénomène lumineux, dues par exemple aux échauffements locaux, qui causent une variation de la vitesse de propagation des ultra-sons et de l'indice du milieu ultrasonné.

De plus, la sensibilité du procédé est liée au temps de pose photographique : elle peut donc être très grande.

Il faut cependant noter que c'est une méthode longue et préjudiciable à l'étude des phénomènes :

1° les résultats sont connus après plusieurs jours, ce qui ralentit l'étude et exclut que l'on puisse déterminer nettement l'influence de certains paramètres comme la température, les variations progressives de l'inclinaison des rayons lumineux etc...

2° de plus, il est difficile d'atteindre par de tels procédés des précisions supérieures à 5%.

C'est pourquoi, l'utilisation d'un microphotomètre enregistreur, libérant de l'intermédiaire photographique semble a priori meilleure.

I.5. Modes d'utilisation du microphotomètre :

Il faut faire défiler la figure de diffraction à analyser devant la face sensible du microphotomètre précédé d'une fente.

Cela est réalisable par déplacement, soit de l'élément photosensible dans le plan de la figure à étudier, soit de cette figure à l'aide d'un miroir tournant par exemple.

La rapidité du premier procédé sera limitée par l'inertie des pièces mécaniques, car le poids de l'élément sensible est important. Comme, la cellule photosensible doit être nécessairement assujettie au banc d'optique supportant tout le montage schématisé figure 1, il faut que ce déplacement ne transmette aucune vibration mécanique à l'ensemble.

Enfin, si le déplacement est suffisamment lent, il faut prévoir une stabilisation de la source puisque contrairement au procédé photographique, on ne bénéficie pas de l'intégration temporelle de ses fluctuations. Les fluctuations du phénomène à étudier ne peuvent être corrigées.

Ces inconvénients disparaissent dans le second procédé mais la rapidité de défilement interdit l'utilisation du potentiomètre enregistreur classique. Dans ce cas, l'oscillographe cathodique, par sa rapidité est l'enregistreur idéal.

Ce procédé a l'avantage de donner une connaissance immédiate de la figure de diffraction beaucoup plus objective que celle obtenue par vision directe. Enfin, l'étude de l'influence de certains facteurs secondaires peut alors être facilement envisagée.

I.6. Cahier_des_charges_ :

Les considérations précédentes nous permettent déjà de préciser les caractéristiques de l'appareil à réaliser.

I.6.1. : Stabilité :

L'analyse d'une figure de diffraction par déplacement de l'élément photosensible nécessite un certain temps, à cause de son inertie mécanique. En prenant une importante marge de sécurité, nous imposons une stabilité du flux lumineux à 1% près durant une heure de fonctionnement pour des variations de la tension secteur de $\pm 10\%$.

De plus, il est intéressant de pouvoir opérer des mesures absolues de flux lumineux. Cela implique une fidélité du photomètre dans le temps qui entraîne de sévères exigences sur les pièces détachées utilisées.

I.6.2. Sensibilité

Des essais antérieurs avec le photomultiplicateur 931 A équipant le "CHALONGE et LAMBERT" ont montré son manque de sensibilité. Notre nouveau photomètre doit être mille fois plus sensible, et détecter des flux lumineux inférieurs au pico-lumen.

I.6.3. Rapidité

Lors de l'analyse par miroir tournant le système doit donner une image fidèle des différentes figures obtenues.

La bande passante nécessaire à l'ensemble est donc fonction de la vitesse de défilement adoptée.

I.6.4. Fonctions

L'appareil doit permettre l'observation de spectres de faible intensité (comme éventuellement les minima secondaires prévus par la théorie) voisinant avec des spectres plus importants, Aussi devons-nous disposer de deux fonctions :

- fonction "linéaire" donnant une tension directement proportionnelle au flux lumineux.

- fonction "logarithmique" donnant une tension proportionnelle au logarithme du flux lumineux à l'exemple des pellicules photographiques. Cette fonction doit alors s'étaler sur au moins cinq décades, soit 100 db.

I.7. Polyvalence de l'appareil

Comme nous l'avons déjà souligné, il serait fort intéressant que l'utilisation de cet appareil ne soit pas limitée à la seule étude des phénomènes de DEBYE & SEARS.

Dans la mesure du possible on essaiera de le rendre polyvalent.

2ème PARTIE

SOLUTION TECHNIQUE A ENVISAGER

CHAPITRE II

L'élément fondamental du photomètre est le capteur de lumière. Actuellement le photomultiplicateur reste l'élément le plus sensible ; nous avons donc choisi cet élément.

II.1. Principe de fonctionnement (Rappel)

Rappelons la constitution d'un photomultiplicateur. La lumière à mesurer arrive sur une couche sensible. Les photons tombant sur celle-ci cèdent leur énergie à des électrons de la couche qui peuvent s'en échapper. Ils sont collectés par une dynode accélératrice portée à une tension continue supérieure à celle de la photocathode. Les électrons tombant sur la substance de la dynode communiquent leur énergie aux électrons qu'elle contient ; ceux-ci peuvent à leur tour s'échapper de la matière. On choisit le métal le plus propice à cette "émission secondaire" tel que l'alliage argent-magnésium. Il faut un champ convenable pour communiquer aux électrons dits "primaires" une énergie suffisante pour produire cette émission secondaire.

Enfin la géométrie de la dynode est telle que les électrons primaires arrivent sous une incidence voisine de 80° , angle correspondant environ au maximum d'effet secondaire. On définit le coefficient d'émission secondaire $d = \frac{\text{nombre d'électrons secondaires}}{\text{nombre d'électrons primaires}}$. Il est égal à 3 ou 4 dans les photomultiplicateurs courants. On répète alors ce processus un certain nombre de fois, au moyen de différentes dynodes portées à des potentiels positifs de plus en plus élevés. Soit un flux lumineux Φ tombant sur la photocathode, soit N le nombre d'électrons arrachés à la photocathode, d le coefficient d'émission secondaire supposé identique pour chaque dynode, n le nombre de dynodes.

En ce cas l'anode reçoit le nombre d'électrons M tels que :

$$M = N d^n \text{ auquel correspond un courant}$$

$$(1) \quad I = i_0 d^n$$

où i_0 est le courant de la photocathode.

En général, le courant i est mesuré par la différence de potentiel qu'il provoque aux bornes d'une résistance placée dans le circuit d'anode. En principe ce courant est proportionnel au flux lumineux. [10] [14] [15] [17] [20] [24]

II.2. Limites de sensibilité du photomultiplicateur - Courant d'obscurité = Bruit.

Lorsqu'on utilise le photomultiplicateur pour la mesure de faibles intensités lumineuses on est limité par le courant d'obscurité délivré par la cellule placée dans l'obscurité totale. Ce courant est dû à l'arrivée sur l'anode d'électrons plus ou moins groupés dans le temps. Suivant les circuits d'utilisation il pourra se manifester sous différentes formes [17].

- 1° Courant continu (cas d'un circuit intégrateur)
- 2° Impulsions d'amplitude aléatoire (circuit détecteur de niveau)
- 3° Courant de fréquences variées (cas d'un circuit sélecteur de fréquences)

Le constructeur caractérise le courant d'obscurité par une valeur moyenne obtenue, par exemple, aux bornes d'un circuit intégrateur (cas d'un régime continu). C'est ce courant moyen qu'on appelle "Courant d'obscurité", il sera noté I_0 . Le courant d'obscurité se présente en fait sous la forme de fluctuations aléatoires superposées à une composante continue. Suivant le mode d'utilisation l'une des deux composantes constitue l'élément parasite de la mesure.

II.2.1. Courant d'obscurité

A) Origine

On distingue :

a) l'émission d'origine thermique.

Cette émission due à l'agitation thermique des électrons donne naissance à différents courants provenant de :

- la photocathode i_{kT}
- la première dynode i_{d_1T}
- de la 2e dynode i_{d_2T}

La valeur du courant anodique est donnée par :

$$i_{kT}d^n + i_{d_1T}d^{n-1} + i_{d_2T}d^{n-2} + \dots + i_{d_nT}$$

Seuls les premiers termes sont à considérer, en effet, pour $d = 5$, en supposant que

$$i_{d_1T} \simeq i_{d_2T} \simeq i_{d_3T} \simeq i_{d_4T}$$

$$\frac{i_{d_4T} \times d^{n-4}}{i_{d_1T} \times d^n} \simeq 1/100$$

Le constructeur s'attache à les réduire par le choix des dimensions des surfaces émettrices et par celui du matériau qui les constitue.

b) fuites ohmiques :

L'utilisation de tensions d'alimentation de l'ordre du kilovolt provoque l'existence de courant de fuites non négligeables. Ainsi dans le tube photomultiplicateur 5LAVP la résistance entre broches du culot est de l'ordre de 10^{12} ohms, par conséquent il existe des courants de l'ordre de 10^{-9} ampère non négligeables devant le courant d'obscurité (2×10^{-8} ampère, dans l'ensemble choisi). Cet effet augmente encore si le taux d'humidité ambiante est important.

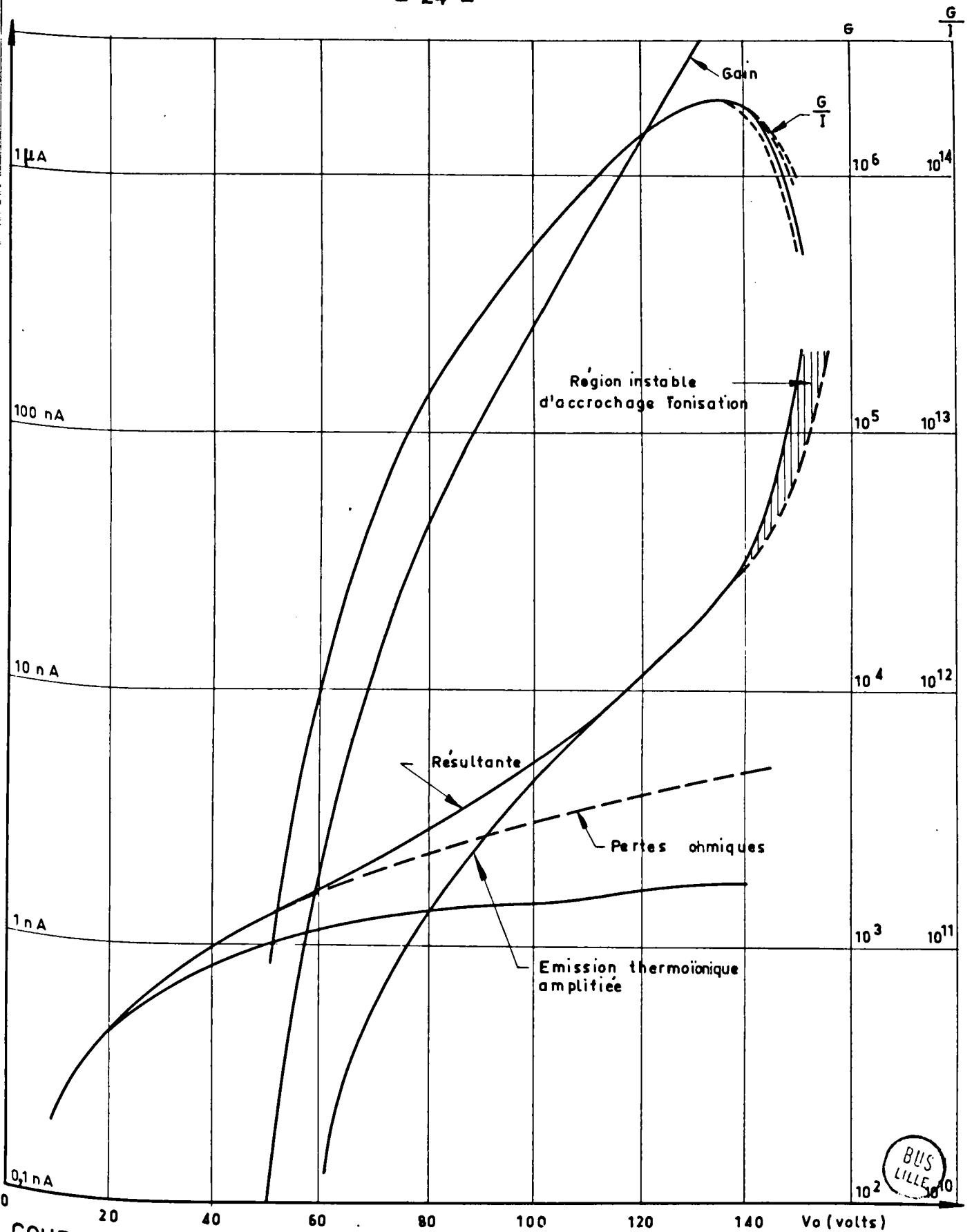
c) autres causes :

L'émission froide due à la présence de champs électriques intenses au voisinage des conducteurs, l'ionisation des gaz résiduels, éventuellement la scintillation provoquée par le bombardement du verre par certains électrons, échappés des trajectoires prévues, contribuent secondairement à la formation du courant d'obscurité.

Ces derniers phénomènes ont été minimisés par le constructeur. Ils ne dépendent guère de l'utilisateur. Par contre, il n'en va pas de même des phénomènes (a, b) que nous devons réduire le plus possible.

B) Etude expérimentale

Dans l'obscurité totale, en traçant la courbe du courant d'obscurité en fonction de la tension interétage, ENGSTROM a montré [10] qu'elle faisait apparaître trois domaines distincts (fig 2).



COURANT D'OBSCURITE DANS LE PHOTOMULTIPLICATEUR ET GAIN. FIG. 2

1° A faible niveau de tension, les fuites ohmiques sont prépondérantes. Ces fuites ohmiques donnent une courbe à concavité tournée vers le bas et non une droite puisque les coordonnées sont semi-logarithmiques.

2° pour des tensions comprises entre 50 et 130 volts, les fuites ohmiques sont peu à peu supplantées par l'effet de l'émission **thermofonique** des premiers étages.

3° Pour des tensions supérieures les réactions d'origine ionique ou optique tendent à faire "accrocher" le tube et à provoquer une instabilité.

Par ailleurs le tracé sur le même diagramme du **gain** et du courant d'obscurité fait apparaître la nécessité d'un compromis.

En effet une forte tension augmente le gain du tube mais aussi le courant d'obscurité. Une basse tension diminue le courant d'obscurité mais aussi le gain. On a tracé par différence le rapport :

$$\frac{\text{gain}}{\text{courant d'obscurité}}$$

qui laisse apparaître un maximum avant la zone d'accrochage.

Nous précisons au paragraphe III.1 le compromis utilisé pour résoudre ce problème dans le cas du tube choisi.

II.2.2. Bruit du photomultiplicateur

De nombreux auteurs ont traité d'une manière théorique ou pratique les problèmes de bruit dans les photomultiplicateurs :

[10] [12] [19] [20] [23] [24] [25]

Chacun a abordé le problème avec des hypothèses plus ou moins restrictives, car l'analyse complète du bruit dans les photomultiplicateurs est très complexe. L'analyse la plus communément admise attribue le bruit à différentes causes que nous allons étudier.

1° Bruit provenant uniquement de la photocathode.

Les fluctuations du courant de photocathode sont données par l'expression (2)

$$\overline{\Delta i_s^2} = 2e (i_T + i_s) \Delta f$$

avec : e = charge de l'électron

i_T = courant **thermoionique** de la photocathode

i_s = courant photoélectrique de la photocathode.

Les fluctuations correspondantes du courant anodique sont alors :

$$\left[\overline{\Delta i_p^2} \right] = 2e G^2 (i_T + i_s) \Delta f$$

G étant le gain du tube

Aux bornes d'une résistance anodique R, on recueille une tension :

$$(3) \quad [\overline{\Delta V_p^2}]_o = 2e R^2 G^2 (i_T + i_s) \Delta f = 2e R^2 G^2 i_o \Delta f$$

avec $i_o = i_T + i_s$

2° Bruit provenant du multiplicateur et de la photocathode :

Il est nécessaire de distinguer deux processus générateurs de ce type de bruit.

Considérons la k ième dynode, elle émet un courant de bruit ayant 2 origines :

- émission thermique propre i_T^k
- courant primaire multiplié par son

coefficient d'émission secondaire d :

avec $i_{\text{primaire}} = d^{k-1} i_o$ on en déduit

$$(4) \quad i_s^k = d^k i_o$$

La relation (4) suppose que le coefficient d'émission secondaire est identique pour toutes les dynodes. Cette k ième dynode est l'origine de fluctuations aléatoires dont le carré moyen est égal à :

$$\overline{\Delta i_k^2} = 2e (i_s^k + i_T^k) \Delta f$$

sur le collecteur final le carré moyen des fluctuations de courant est :

$$[\overline{\Delta i_p^2}]_K = 2e d^{2(n-k)} (i_s^k + i_T^k) \Delta f$$

La tension l'exprime pas.

$$\left[\overline{\Delta V_p^2} \right]_k = 2e R^2 d^{2(n-k)} (i_s^k + i_T^k) \Delta f$$

Pour l'ensemble des dynodes on obtient donc :

$$\left[\overline{\Delta V_p^2} \right]_d = 2e R^2 \Delta f \sum_{k=0}^n d^{2(n-k)} (i_s^k + i_T^k)$$

La sommation doit s'étendre depuis $k=0$. (Cas où il n'y a pas de dynode : cellule photoélectrique simple).

En fait le matériau constituant les dynodes est choisi pour que i_T^k soit largement négligeable devant i_s^k . Compte tenu de la relation (4) on obtient :

$$\left[\overline{\Delta V_p^2} \right]_d = 2e R^2 \Delta f i_0 G^2 \sum_{k=0}^n \frac{1}{d^k}$$

avec $G^2 = d^{2n}$, on peut encore écrire cette relation sous la forme :

$$\left[\overline{\Delta V_p^2} \right]_d = 2e R^2 \Delta f i_0 G^2 \times \frac{1-d^{-n-1}}{1-d^{-1}}$$

En remarquant que $d^{-n-1} \ll 1$, on en déduit finalement :

$$\left[\overline{\Delta V_p^2} \right]_d = 2e R^2 \Delta f i_0 G^2 \left(1 + \frac{1}{d-1} \right)$$

Le résultat ci-dessus fait apparaître distinctement 2 termes :

$$\left[\overline{\Delta V_p^2} \right]_d = 2e R^2 \Delta f i_0 G^2 + \frac{1}{d-1} 2e R^2 \Delta f i_0 G^2$$

Le premier correspond au bruit amplifié de la photocathode exprimé par la formule (3), le second représente le bruit supplémentaire dû à l'émission secondaire des cibles successives.

Ce résultat ne prend compte du bruit réel que dans la mesure où chaque cible a un coefficient d'émission secondaire déterminé ; or en pratique ceci n'est pas réalisé. En fait, pour un électron arrivant sur une cible avec une certaine énergie, celle-ci en renvoie un nombre aléatoire dont la valeur moyenne est d .

SHOCKLEY a montré [9] qu'en faisant intervenir ce processus aléatoire supplémentaire la tension de bruit s'exprime par :

$$(5) \quad \left[\overline{\Delta V_p^2} \right]_d = 2e R^2 \Delta f i_0 G^2 + 2 e R^2 \Delta f i_0 G^2 \frac{\left(1 - \frac{1}{G}\right) b}{\left(1 - \frac{1}{d}\right)}$$

\underline{d} représente la valeur moyenne du coefficient d'émission secondaire

\underline{b} est défini par la relation : $b = \frac{\delta^2}{d^2}$

δ^2 représente la moyenne du carré des écarts du coefficient d'émission secondaire

$$\delta^2 = \overline{d_i^2} - d^2$$

comme G est très grand la relation (5) s'écrit alors :

$$\left[\overline{\Delta V_p^2} \right]_d \simeq 2e R^2 \Delta f i_0 G^2 + 2e R^2 \Delta f i_0 G^2 \frac{bd}{d-1}$$

Soit :

$$(6) \quad \left[\frac{\overline{\Delta V_p^2}}{d} \approx 2e R^2 \Delta f i_{\infty} G^2 \left[1 + \frac{bd}{d-1} \right] \right]$$

Si les cibles sont constituées d'oxydes de barium et de strontium activés on peut calculer la variation du produit bd en fonction de la différence de potentiel entre la cible et la cathode émissive [25]. (Voir figure 3).

Remarque : Dans les cas usuels cette tension de dynode est de l'ordre de 100 Volts c'est-à-dire que $bd \approx 1$.

On retrouve la formule proposée par GRIVET [12] elle correspond au cas où l'on admet :

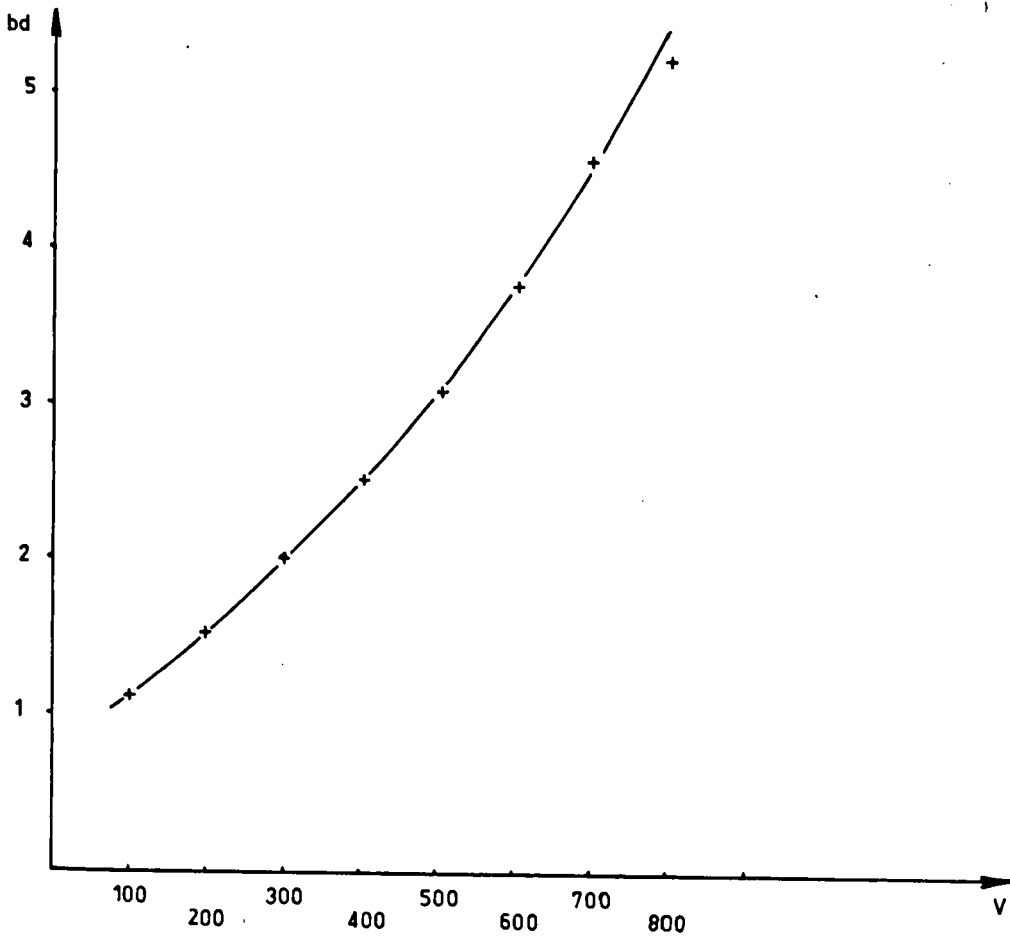
1° qu'un électron arrivant sur la cible peut produire indistinctement 0,1,2, ..., N électrons secondaires (N étant assez grand)

2° que l'on peut choisir comme modèle statistique une distribution de POISSON pour le coefficient d_1

La relation (6) devient alors :

$$(7) \quad \left[\frac{\overline{\Delta V_p^2}}{d} \right] \approx 2e R^2 \Delta f i_{\infty} G^2 \left[1 + \frac{1}{d-1} \right] \text{ puisque}$$

dans ce cas $bd = 1$



Courbe donnant les fluctuations du coefficient d'émission secondaire

$$bd = \frac{d_1^2 - d^2}{d}$$

en fonction de la tension appliquée . (figure 3)

3° Effet JOHNSON dans la charge d'anode (figure 4)

La charge du photomultiplicateur est constituée par la résistance R et la capacité parasite C.

L'effet JOHNSON intervient seulement sur la partie réelle du dipôle et son expression générale est alors,

$$\overline{\Delta V_j}^2 = 4 k T \int_{f_1}^{f_2} \frac{R df}{1 + (2\pi f RC)^2}$$

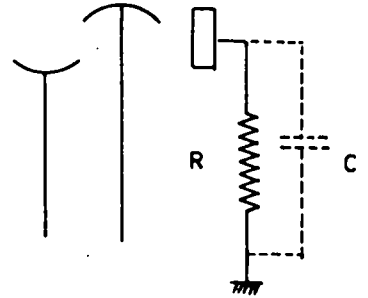


Figure 4

si f_1 et f_2 sont les fréquences limites maximales et minimales du système de mesure.

(8)
$$\overline{\Delta V_j}^2 = \frac{2 k T}{\pi c} \left[\text{Arctg} 2 \pi RC f_2 - \text{Arctg} 2 \pi RC f_1 \right]$$

Les formules (7) et (8) nous donnent donc l'expression du bruit global du photomultiplicateur avec les hypothèses que nous rappelons :

1° On néglige les phénomènes d'émission froide et de scintillation en admettant que les premiers sont rendus négligeables par la géométrie interne et les seconds par le choix du point de fonctionnement.

2° On néglige l'émission thermique des dynodes multiplicatrices.

3° Les fluctuations aléatoires de l'émission secondaire sont telles que le coefficient $bd \simeq 1$ avec une tension inter-dynode de l'ordre de 100 volts (fig. 3)

II. 3. Caractéristiques du tube choisi :

Pour choisir le tube photomultiplicateur nous avons calculé l'intensité lumineuse minimale détectable pour les différents photomultiplicateurs du commerce. Dans ce but nous divisons le courant d'obscurité par la sensibilité globale.

En fonction de ces différents critères, nous avons choisi le tube Radiotechnique 51 AVP.

Les caractéristiques fournies par le constructeur sont :

- Sensibilité de la photocathode $73 \mu\text{A/Lu}$.
- Sensibilité anodique : 1580 A/Lu
- Courant d'obscurité correspondant à une sensibilité de 60 A/Lu : 8×10^{-9} ampères.

Ces caractéristiques nous permettront de déterminer les performances théoriques de ce photomultiplicateur en fonction de la bande passante du dispositif mesurant le courant de cellule.

Nous utiliserons ce tube avec une tension interétage de 120 volts ce qui donne :

1° un gain de l'ordre de 10^6

2° un courant d'obscurité de 10^{-8} ampères.

a - Calcul du bruit :

Compte-tenu de ces nouvelles données et en choisissant une résistance de charge de 100 kilohms par exemple, on calcule la contribution des différentes sources de bruit au bruit de sortie du photomultiplicateur. On admet que la fréquence de coupure f_2 du dispositif de mesure est nettement inférieure à la fréquence de coupure à 3 décibels du dipôle constitué par la charge anodique du photomultiplicateur.

avec $C = 10 \text{ pF}$, $\frac{1}{2\pi RC} \simeq 160 \text{ KHz}$

1° La tension due au courant d'obscurité est égale à :

$$\Sigma V_o = 10^{-8} \times 10^5 = 10^{-3} \text{ Volt} = 1 \text{ mV}$$

2° Le bruit propre du photomultiplicateur donné par la formule (7) devient :

$$(9) \quad \overline{\Delta V_p} = 6,52 \times 10^{-6} (\Delta f)^{1/2}$$

$$\text{avec } i_o = \frac{\text{courant d'obscurité}}{\text{gain}} = 10^{-14} \text{ A}$$

$$e = 1,59 \times 10^{-19} \text{ coulomb}$$

$$\text{et } d = 4$$

3° Le bruit JOHNSON dans la résistance de charge compte tenu des hypothèses ci-dessus est donné par :

$$(10) \quad \overline{\Delta V_j} = 4,05 \times 10^{-8} (\Delta f)^{1/2}$$

Dans les cas usuels où f_2 a une valeur finie l'effet JOHNSON est donc négligeable devant le bruit propre du photomultiplicateur.

Remarque 1 : Si les hypothèses précédentes n'étaient pas vérifiées et que l'on admette que :

$f_1 = 0$ et $f_2 = \infty$ la formule (8) nous donne alors :

$$\overline{\Delta V_j}^2 = \frac{2kT}{\pi C} \times \frac{\pi}{2} = 1,37 \times 10^{-10}$$

Soit : $(\overline{\Delta V_j})_{\max} = 11,7 \quad \mu V$

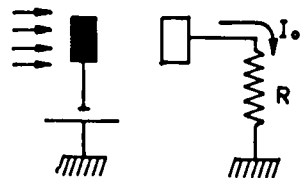


Figure 5

Pour ces dernières hypothèses $\overline{\Delta V_p}$ deviendrait infini.

Remarque 2 : Afin de montrer l'intérêt d'une amplification par multiplication électronique nous allons comparer le bruit propre d'une cellule photo-électrique au bruit de sa charge R. (Voir fig. 5).

Nous supposons que la cellule a les mêmes caractéristiques de photocathode que notre photomultiplicateur et la même charge. L'application numérique montre que pour :

$$i_o = 10^{-14} \text{ A} ; \quad \overline{\Delta V}_p = 5,6 \times 10^{-12} \sqrt{\Delta f}$$

Le bruit JOHNSON dans la résistance de charge est toujours donné par :

$$\overline{\Delta V}_p = 4,05 \times 10^{-8} \sqrt{\Delta f}$$

L'effet JOHNSON est alors largement prépondérant.

En régime continu et en admettant que l'appareil de mesure ait une bande passante de 0 à 1 hz, nous voyons que nous serons essentiellement limité par le courant d'obscurité ; la valeur moyenne du bruit est dans ces conditions de 6,5 μ V soit presque mille fois inférieure à la tension continue d'obscurité.

b - Calcul du seuil lumineux perceptible avec un tel photomultiplicateur.

Dans les conditions de fonctionnement telles que la tension interdynodes soit de 120 volts, le gain en courant est de 10^6 , c'est à dire que, pour une sensibilité de photocathode de 73 μ A/ lumen. on obtient une sensibilité globale de 73 A/Lumen.

Sachant que l'on peut détecter au minimum un courant photoélectrique égal au courant d'obscurité.

On en déduit que le seuil lumineux s_1 est :

$$s_1 = \frac{10^{-8}}{73} = \underline{1,37 \times 10^{-10} \text{ lumen}}$$

CHAPITRE III

L'alimentation continue

III. 1. Choix de la tension d'alimentation

La valeur optimale de l'alimentation du photomultiplicateur est déterminée au moyen de deux critères.

- 1° Rapport $\frac{\text{gain}}{\text{courant d'obscurité}}$ pour une utilisation en continu.
- 2° Rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ pour une utilisation en alternatif.

Nous avons montré (fig.2) que la zone la plus favorable pour satisfaire au critère se situe entre 120 et 140 Volts ; par contre pour une utilisation en alternatif nous serions plutôt amenés à choisir une tension moins élevée (fig. 6).

Pour satisfaire à ces deux conditions nous avons choisi une tension d'alimentation interdynode égale à 120 volts.

Pour la première et dernière dynode le constructeur préconise l'utilisation de tensions légèrement différentes pour des raisons liées à la géométrie des structures.

La tension globale est alors de 1470 v.

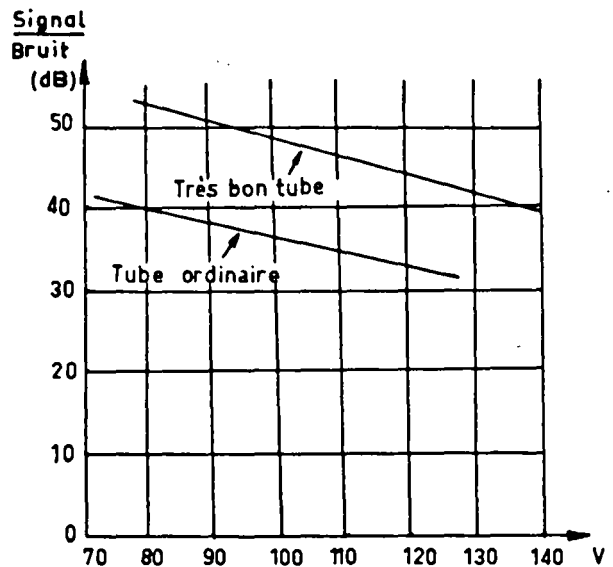


Figure 6

Rapport signal sur bruit

III.2. Taux de stabilisation nécessaire

Nous avons vu que le gain en courant du multiplicateur d'électrons était donné par : $G = d^n$
où d est le coefficient d'émission secondaire et n est le nombre de dynodes.

Or d est en première approximation proportionnel à la tension interdynode V_0

$$G = (k V_0)^n$$

Si l'on prend alors la dérivée logarithmique de cette expression on en déduit :

$$(11) \quad \frac{\Delta G}{G} = n \frac{\Delta V_0}{V_0}$$

Ainsi pour obtenir une précision supérieure ou égale à 1%, il faut que les fluctuations du gain du multiplicateur soient inférieures à 1% dans le cas du photomultiplicateur 51 AVP :

$$\frac{\Delta G}{G} = 11 \frac{\Delta V_0}{V_0} \leq \frac{1}{100}$$

Le taux de stabilisation nécessaire est donc :

$$\boxed{\frac{\Delta V_0}{V_0} \leq \frac{1}{1.100}}$$

III.3. Détermination du débit nécessaire :

La valeur et la stabilité de la haute tension étant fixées, il nous reste à définir son débit.

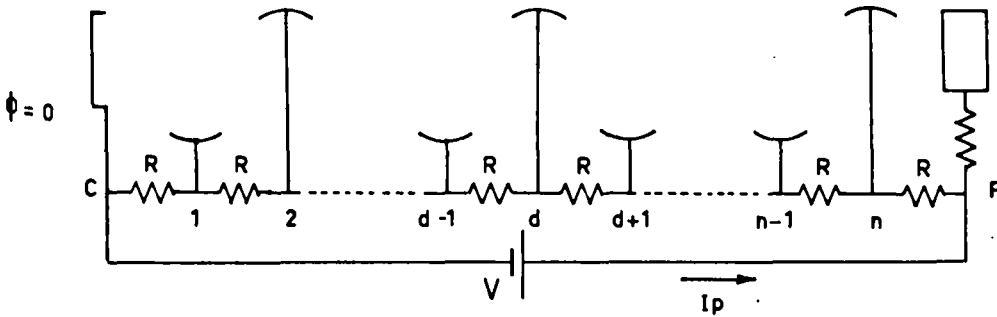


figure 7

Considérons la figure , elle représente le branchement du photomultiplicateur en diviseur potentiométrique constitué de résistances égales et alimenté par la haute tension de valeur V.

Dans ce qui va suivre après avoir montré que le gain G du photomultiplicateur est fonction du courant I_p qui passe dans le diviseur potentiométrique, nous définirons la valeur de ce courant pour que les variations du gain de l'ensemble soit inférieures à 1%.

a - le photomultiplicateur est placé dans l'obscurité totale ; il est traversé par le courant d'obscurité, nous le négligerons ; les résultats exposés à la fin de ce paragraphe justifieront cette approximation.

On peut écrire (12) $V = (n+1) R I_p$
 et (13) $G = d^n = (KV_0)^{n^p} = (KRI_p)^n$

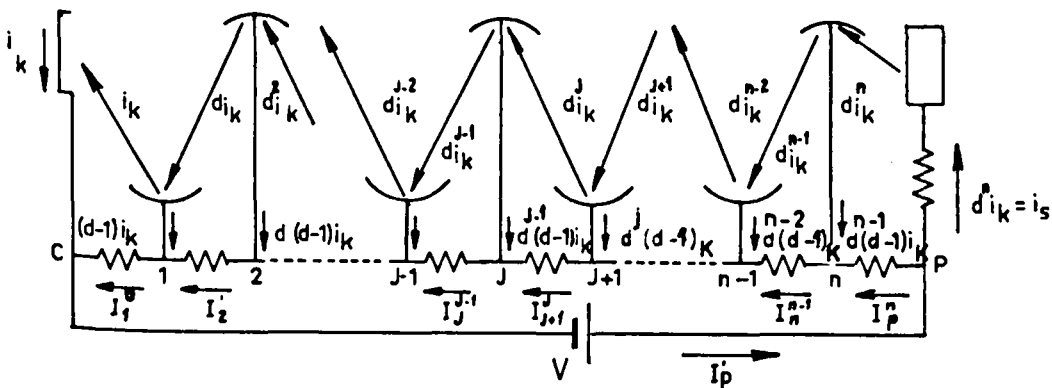


Figure 8

b - Le photomultiplicateur est exposé à un flux lumineux ϕ qui crée un flux d'électrons s'échappant de la photocathode et conventionnellement représenté par un courant i_k allant en sens opposé (Fig. 8).

Ce flux d'électrons rencontre la première dynode et grâce à l'émission secondaire il s'échappe de cette dynode un flux d'électrons d fois plus important que le courant incident ; ce flux d'électrons est conventionnellement représenté par le courant $d i_k$. La dynode étant un conducteur elle ne peut accumuler de charges ; par suite, la connexion de dynode au pont diviseur est parcourue par un courant égal à la différence des précédents soit $(d-1) i_k$. On raisonne de même pour les autres dynodes.

Analysons alors les courants qui passent dans les résistances du pont. On a successivement :

$$I_p^n = I_p^i - d^n i_k$$

$$I_n^{n-1} = I_p^i - d^n i_k + d^{n-1} (d-1) i_k = I_p^i - d^{n-1} i_k$$

$$I_j^{j-1} = I_p^i - d^j i_k + d^{j-1} (d-1) i_k = I_p^i - d^{j-1} i_k$$

$$I_2^1 = I_p^i - d^2 i_k + d (d-1) i_k = I_p^i - d i_k$$

$$I_1^c = I_p^i d i_k + (d-1) i_k = I_p^i - i_k$$

On peut alors écrire :

$$V = \sum_{j=1}^{n+1} \frac{(p)}{(c)} R (I_p^i - d^{j-1} i_k)$$

Soit :

$$V = (n+1) R I'_p - i_k \frac{d^{n+1}-1}{d-1} = (n+1) R I_p$$

La deuxième égalité provient de la relation (12).

On en déduit I'_p :

$$(14) \quad I'_p = I_p + \frac{1}{n+1} \frac{d^{n+1}-1}{d-1} i_k$$

Déterminons la valeur du gain G' du tube dans ces conditions.

: I_j^{j-1} peut s'écrire :

$$I_j^{j-1} = I_p + \left[\frac{1}{(n+1)} \frac{d^{n+1}-1}{d-1} - d^{j-1} \right] i_k$$

On a :

$$G' = (KV_1^c) (KV_2^1) \dots (KV_j^{j-1}) \dots (KV_n^{n-1})$$

$$G' = \prod_{j=1}^n (KV_j^{j-1}) = \prod_{j=1}^n K \left[I_j^{j-1} \right] R$$

Soit :

$$G' = \prod_{j=1}^n KR \left[I_p + \left(\frac{1}{n+1} \frac{d^{n+1}-1}{d-1} - d^{j-1} \right) i_k \right]$$

$$G' = (KR I_p)^n \prod_{j=1}^n \left[1 + \frac{i_k}{I_p} \left(\frac{1}{n+1} \frac{d^{n+1}-1}{d-1} - d^{j-1} \right) \right]$$

$$(15) \quad \text{soit enfin : } G' = G \prod_{j=1}^n \left[1 + \frac{i_k}{I_p} \left(\frac{1}{n+1} \frac{d^{n+1}-1}{d-1} - d^{j-1} \right) \right]$$

De cette relation nous pouvons conclure que G et G' sont égaux si :

$$\frac{i_k}{I_p} \left[\frac{1}{n+1} \frac{d^{n+1}-1}{d-1} - d^{j-1} \right] \ll 1$$

Nous devons obtenir que les variations de G' en fonction de $\frac{i_k}{I_p}$ soient inférieures à 1% pour faire des mesures avec la même précision.

Nous avons effectué les calculs de $\frac{\Delta G}{G}$ pour différentes valeurs de I_p : les résultats obtenus sont donnés dans le tableau T_1 .

Nous avons déterminé d en mesurant le gain G pour chaque tension et en écrivant que $G = d^{11}$.

Enfin, le courant d'anode étant le plus facilement accessible à la mesure nous avons fait apparaître le rapport :

$$\frac{i_s}{I_p} \text{ avec } \underline{i_s = d^n i_k}$$

Nous avons tracé les courbes représentant $\frac{\Delta G}{G}$ en fonction de $\frac{i_s}{I_p}$ pour diverses valeurs de la tension V_0 (fig. 9)

La condition $\frac{\Delta G}{G} \leq \frac{1}{100}$ impose que :

$$\frac{i_s}{I_p} < 0,012$$

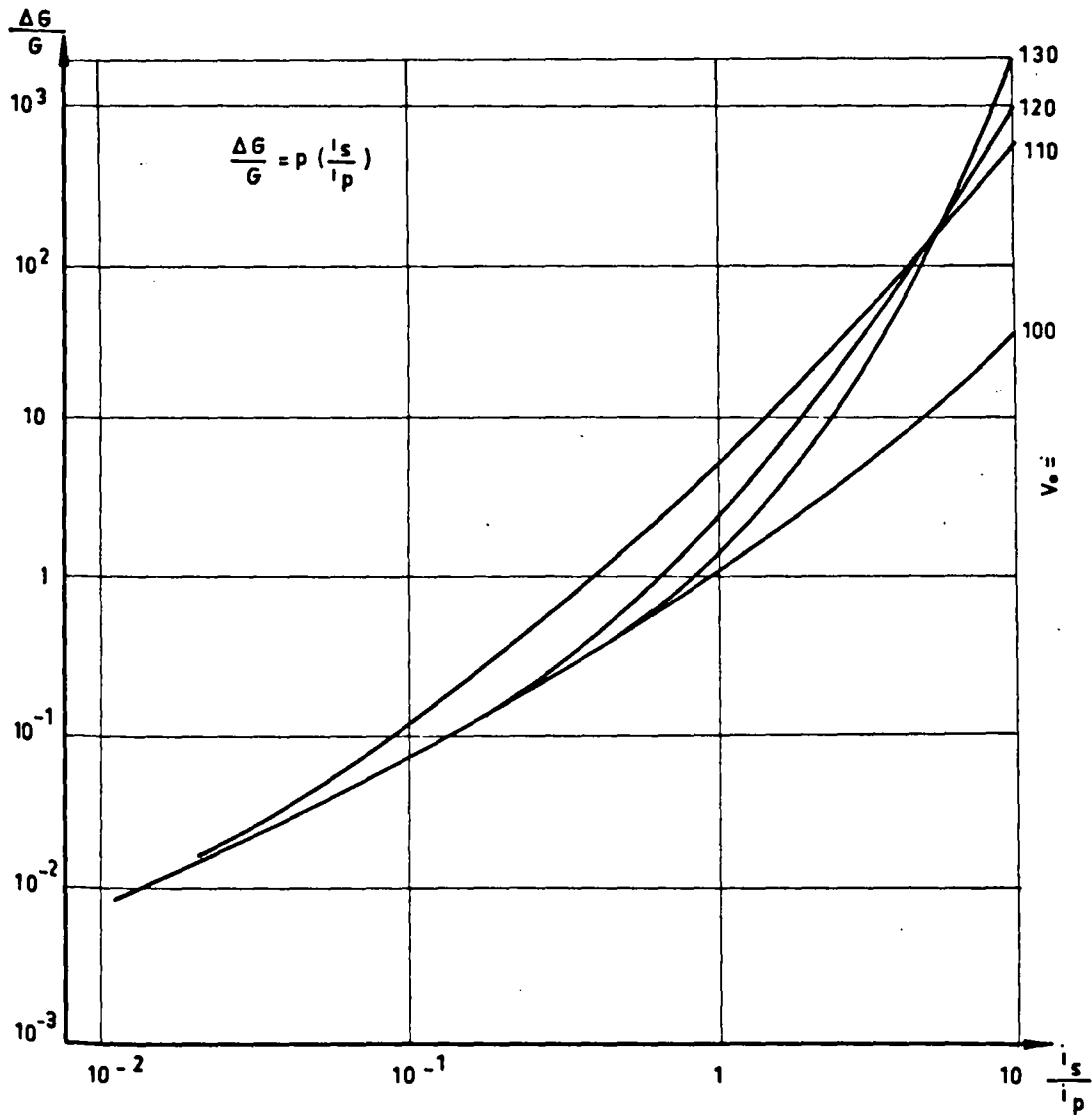
Le courant maximum de photomultiplicateur est pour des raisons de sécurité égal à 1 mA.

Il en résulte que : $I_p > 84$ mA. Nous choisissons comme débit de l'alimentation continue $\underline{I_p = 100}$ mA afin que la condition soit largement remplie.

Remarques :

1° L'approximation consistant à négliger le courant d'obscurité est largement valable puisqu'il est égal à 10^{-8} ampère.

2° La formule (15) a été établie en supposant que les tensions inter-dynodes sont égales ; dans le cas du photomultiplicateur utilisé, cela n'est pas vrai pour l'étage cathode-première dynode et dernière dynode-anode. Cet élément ne modifierait guère le résultat, compte tenu de la marge de sécurité, que nous nous sommes donnée.



Vo	ik / ip		10 ⁻⁵		10 ⁻⁶		10 ⁻⁷		10 ⁻⁸	
	d	G	i _s /i _p	ΔG/G	i _s /i _p	ΔG/G	i _s /i _p	ΔG/G	i _s /i _p	ΔG/G
100	3,03	2.10 ⁵	2	3,05	0,2	0,18	0,02	0,017	0,002	0,0017
110	3,32	5,5.10 ⁵	5,5	85	0,55	1,71	0,055	0,059	0,0055	0,012
120	3,57	1,2.10 ⁶	12	3.10 ³	1,2	5,14	0,12	0,11	<u>0,012</u>	<u>0,010</u>
130	3,78	22.10 ⁶	22	6,4.10 ⁵	2,2	6,34	0,22	0,18	0,022	0,020

TABLEAU I



FIG. 9

3° En fonctionnement, l'alimentation continue travaillera pratiquement à charge constante. (variation maximum de courant de 1/100).

Cela permet de simplifier le problème de la stabilisation car on devra supprimer uniquement les fluctuations du secteur alternatif.

4° Les caractéristiques de l'alimentation ainsi définies conduisent à consommer dans le pont diviseur une puissance égale à :

$$P = 1470 \times 0,1 = 147 \text{ W.}$$

Elle est trop importante pour plusieurs raisons :

- L'échauffement apporté à l'appareillage avoisinant et l'encombrement du pont diviseur ne semblent pas en rapport avec le but à atteindre.

- La solution ainsi définie est onéreuse.

- L'effet de réaction apporté par les courants de dynodes est surtout important dans les derniers étages : les courants de dynode décroissent exponentiellement, au fur et à mesure que l'on s'éloigne de l'anode.

Cet ensemble de raisons nous a amenés à choisir un système d'alimentation comprenant deux sources de haute tension.

III.4. Optimisation de l'alimentation du photomultiplicateur

Nous avons donc à déterminer les caractéristiques de deux sources de tension séparées alimentant le pont diviseur (fig 10)

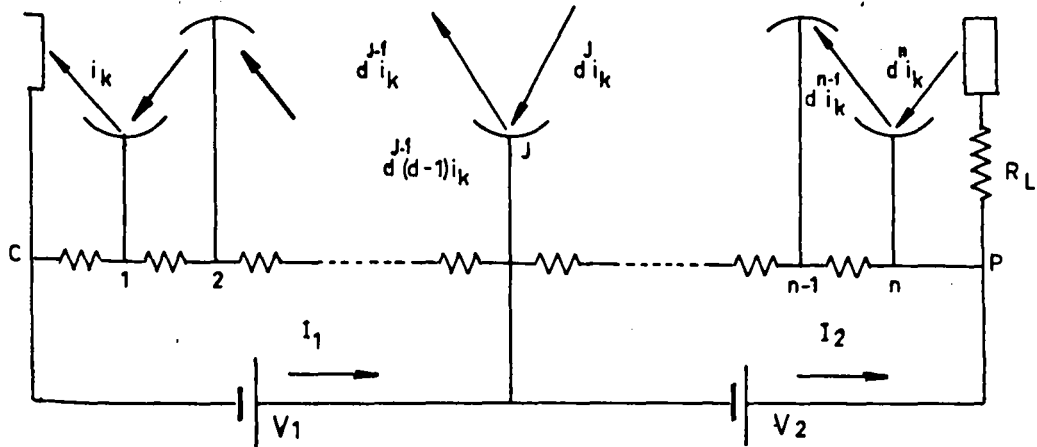


figure 10

Nous nous proposons de résoudre le problème suivant :

Comment choisir V_1 , I_1 , V_2 , et I_2 pour que la puissance consommée dans le pont soit minimale compte tenu des impératifs précédents.

$$V = V_1 + V_2 = 1470 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} \leq \frac{1}{1100} \quad (V_o \text{ étant la tension interdynode}$$

supposée la même pour tous les étages).

I_1 et I_2 doivent être suffisants pour que les variations du gain de l'ensemble, dues au courant plaque soient inférieures ou au plus égales à 1%.

Pour traiter cette question nous procédons en trois étapes :

- Simplification de la formule (15) donnant les variations du gain en fonction du rapport $\frac{i_k}{I_p}$

- Calcul de la puissance absorbée par le pont.

- Etude des variations de cette puissance.

III.4.1 Formule approchée donnant les fluctuations du gain du multiplicateur.

Dans le tableau 1, nous avons vu que le rapport $\frac{i_k}{I_p}$

donnant une variation du gain de l'ordre de 1% est égal à 10^{-8}

Considérons la formule (15) :

$$G' = G \prod_{j=1}^n \left[1 + \frac{i_k}{I} \left(\frac{1}{n+1} \frac{d^{n+1}-1}{d-1} - d^{j-1} \right) \right]$$

Nous posons :

$$\xi_j = \frac{i_k}{I} \left[\frac{1}{n+1} \frac{d^{n+1}-1}{d-1} - d^{j-1} \right]$$

$$1 < j < n$$

G' s'exprime par : $j = n$

$$G' = G \prod_{j=1}^n (1 + \xi_j)$$

Nous calculons ξ_j avec :

$n = 11$ et $d = 3,57$ (valeur moyenne du coefficient d'émission secondaire

correspondant à une tension interdynode

de 120 V). Les valeurs correspondantes sont données dans le tableau 2.

On remarque que les quantités ξ_j sont toutes inférieures à $1/100$.

Dans ces conditions, la relation (15) peut s'écrire

$$G' \simeq G \left(1 + \sum_{j=1}^n \xi_j \right) \text{ soit en posant } \Delta G = G' - G$$

Tableau 2

j	ξ_j
1	0,00 138
2	0,00 138
3	0,00 138
4	0,00 138
5	0,00 137
6	0,00 137
7	0,00 136
8	0,00 130
9	0,00 111
10	0,00 044
11	-0,00 196

$$\frac{\Delta G}{G} \approx \sum_{j=1}^n \xi_j = \sum_{j=1}^n \frac{i_k}{i_p} \left[\frac{1}{n+1} \frac{d^{n+1} - 1}{d-1} - d^{j-1} \right]$$

$$\approx \frac{i_k}{i_p} \left[\frac{n}{n+1} \frac{d^{n+1} - 1}{d-1} - \sum_{j=1}^n d^{j-1} \right] = \frac{i_k}{i_p} \left[\frac{n}{n+1} \frac{d^{n+1} - 1}{d-1} - \frac{d^n - 1}{d-1} \right]$$

En remarquant alors que d^n et d^{n+1} sont beaucoup plus grands que 1, on peut écrire :

$$(16) \quad \boxed{\frac{\Delta G}{G} \approx \frac{i_k}{i_p} \left[\frac{d^n - 1}{n+1} \frac{d^{n+1}}{d-1} \right]}$$

Dans la suite de notre étude, nous utilisons cette formule qui se justifie seulement dans les conditions définies précédemment.

III.4.2 - Puissance dissipée dans le pont dans le cas de 2 alimentations. -----

D'après la figure 11 l'ensemble est équivalent à deux photomultiplicateurs en cascade dont les caractéristiques sont les suivantes :

- I° Photomultiplicateur
- courant de cathode i_k
- nombre de dynodes j
- tension d'alimentation V_1
- courant de pont I_1 gain $G_1 = d^j$

2° Photomultiplicateur

- courant de cathode ($d^j i_k$) = i_{kl}
- nombre de dynodes $n - j$
- tension d'alimentation V_2
- courant de pont I_2
- gain $G_2 = d^{n-j}$
- On a $G = G_1 G_2$ et par suite

$$\frac{\Delta G}{G} = \frac{\Delta G_1}{G_1} + \frac{\Delta G_2}{G_2}$$

Pour que $\frac{\Delta G}{G} < 1 \%$, on peut proposer par exemple :

$$\frac{\Delta G_1}{G_1} = \frac{\Delta G_2}{G_2} \leq 0,5 \%$$

Appliquons alors la formule (16) à chaque photomulti-
cateur.

$$\frac{\Delta G_1}{G_1} = \frac{i_k}{I_1} \left[d^j - \frac{1}{j+1} \frac{d^{j+1}}{d-1} \right] \leq \frac{1}{200}$$

$$\frac{\Delta G_2}{G_2} = \frac{i_{kl}}{I_2} \left[d^{n-j} - \frac{1}{n-j+1} \frac{d^{n-j+1}}{d-1} \right] \leq \frac{1}{200}$$

Ces relations permettent d'exprimer les valeurs minimales de I_1 et I_2 sous la forme :

$$(17) \quad I_1 = 200 i_K \left[d^j - \frac{1}{j+1} \frac{d^{j+1}}{d-1} \right]$$

$$(18) \quad I_2 = 200 i_{k1} \left[d^{n-j} \frac{1}{n-j+1} \frac{d^{n-j+1}}{d-1} \right]$$

Nous remarquons que : $V_1 = jV_0$; $i_{k1} = d^j i_k$; $V_2 = (n-j+1)V_0$

Ainsi les valeurs minimales des puissances des deux alimentations s'expriment par les relations suivantes :

$$P_1 = V_1 I_1 = 200 i_k V_0 \left[d^j - \frac{1}{j+1} \frac{d^{j+1}}{d-1} \right] j$$

$$P_2 = V_2 I_2 = 200 i_k V_0 d^j \left[d^{n-j} \frac{1}{n-j+1} \frac{d^{n-j+1}}{d-1} \right] (n-j+1)$$

La puissance globale est alors proportionnelle à une fonction $P(j)$, dont nous allons chercher la valeur minimum.

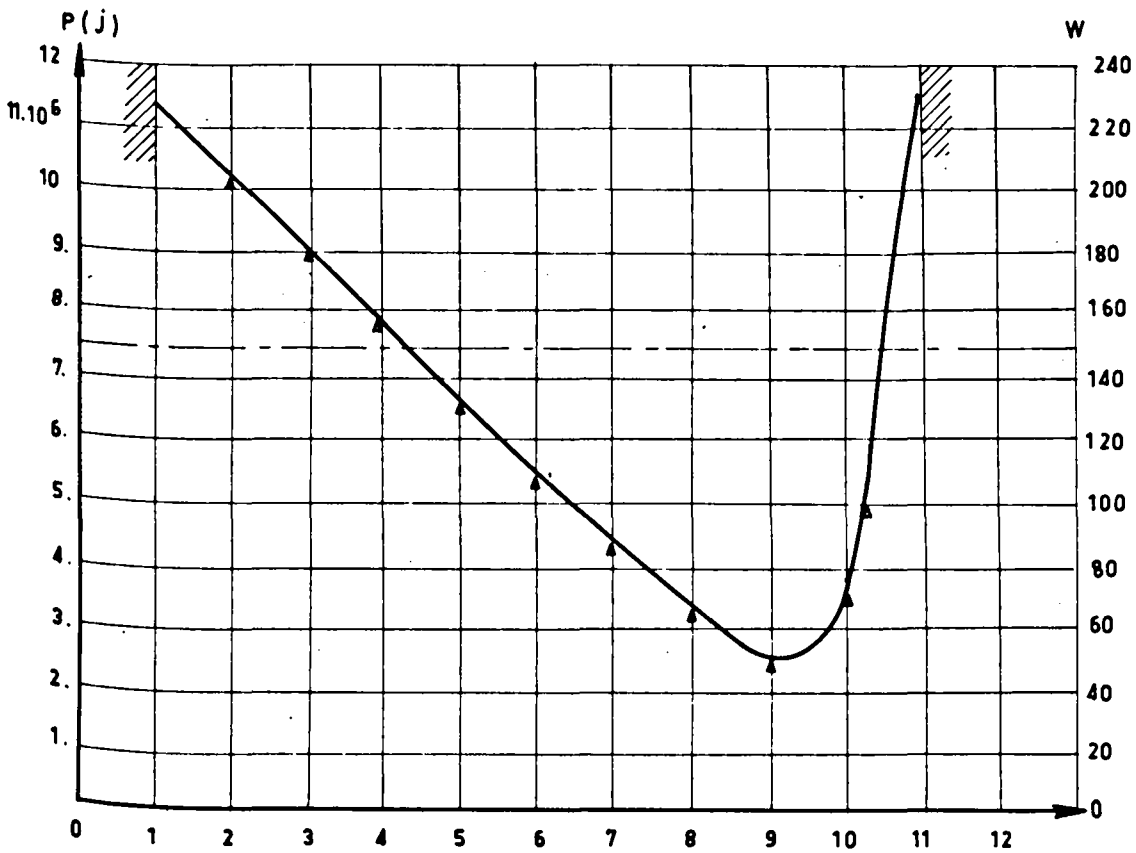
$$P(j) = j \left[d^j - \frac{1}{j+1} \frac{d^{j+1}}{d-1} \right] + (n-j+1) \left[d^n - \frac{1}{n-j+1} \frac{d^{n+1}}{d-1} \right] = P_1(j) + P_2(j)$$

III. 4.3 Etude de la fonction P(j)

Nous avons calculé les variations de la fonction $P(j)$ (voir tableau 3) et tracé la courbe correspondante (fig 11). Pour passer de la fonction $P(j)$ à l'expression exacte de la puissance à consommer, nous devons multiplier $P(j)$ par le facteur $200 i_k$:

$$i_k = \frac{1s}{1,2 \times 10^6} \text{ pour } 1s = 1\text{mA et } V_0 = 120 \text{ V}$$

La valeur entière la plus proche du minimum correspond à $j=9$; cependant la valeur correspondant à $j = 8$ peut être aussi retenue dans le cas où d'autres conditions seraient imposées pour le choix de la solution pratique.



j	$P_1(j)$	$n-j+1$	$P_2(j)$	$P(j)$	Puissance
1	1,10	11	$1,14 \cdot 10^7$	$11,4 \cdot 10^6$	228 W
2	$1,37 \cdot 10^1$	10	$1,02 \cdot 10^7$	$10,2 \cdot 10^6$	204 W
3	$4,72 \cdot 10^1$	9	$9,05 \cdot 10^6$	$9,05 \cdot 10^6$	181 W
4	$4,67 \cdot 10^2$	8	$7,86 \cdot 10^6$	$7,80 \cdot 10^6$	156 W
5	$2,22 \cdot 10^3$	7	$6,67 \cdot 10^6$	$6,70 \cdot 10^6$	134 W
6	$9,91 \cdot 10^3$	6	$5,49 \cdot 10^6$	$5,50 \cdot 10^6$	110 W
7	$4,25 \cdot 10^4$	5	$4,29 \cdot 10^6$	$4,33 \cdot 10^6$	87 W
8	$1,77 \cdot 10^5$	4	$3,10 \cdot 10^6$	$3,28 \cdot 10^6$	66 W
9	$7,24 \cdot 10^5$	3	$1,91 \cdot 10^6$	$2,64 \cdot 10^6$	53 W
10	$2,91 \cdot 10^6$	2	$7,28 \cdot 10^5$	$3,64 \cdot 10^6$	73 W
11	$1,16 \cdot 10^7$	1	$4,62 \cdot 10^5$	$11,9 \cdot 10^6$	236 W

TABLEAU III

FIG 11

De plus nous avons tracé l'horizontale correspondant à la puissance dissipée en utilisant une seule alimentation :

Elle se trouve nettement en dessous des valeurs extrêmes de la courbe P (j). Ceci provient du fait qu'en utilisant deux alimentations, les variations de gain des multiplicateurs d'électrons, qui leur sont associés, doivent être inférieures à 0,5 %. Cela augmente d'autant le débit des alimentations.

De ce graphique on peut conclure que l'utilisation de deux sources de tension n'est intéressante que si le point commun des deux sources est relié aux dynodes 6,7,8,9 et 10.

Dans le cas contraire il est préférable d'utiliser une seule source. Ces considérations nous permettent de définir les caractéristiques principales de l'alimentation du photomultiplicateur étudiée en annexe 1.

CHAPITRE IV

AMELIORATION DE LA SENSIBILITE

La sensibilité est essentiellement limitée par le courant d'obscurité dont les différentes origines ont été précisées au chapitre I dans le paragraphe 2.

Pour donner une valeur numérique du flux lumineux minimum décelable nous admettons que l'on pourra le distinguer si l'intensité du courant plaque qu'il crée est égale au courant d'obscurité.

Nous avons montré au paragraphe 3 du chapitre I que le seuil lumineux d'un tel dispositif est :

$$S_1 = 1,37 \times 10^{-10} \text{ lumen.}$$

Nous allons passer en revue les diverses méthodes qui permettent d'abaisser ce seuil. Nous distinguons deux régimes distincts de fonctionnement : un régime "continu" et un régime "alternatif", selon la nature du signal délivré par le photomultiplicateur pour un flux lumineux constant.

IV. 1 - Amélioration de la sensibilité en régime continu

Dans ce mode d'utilisation la limitation du photomultiplicateur provient de la composante continue du courant d'obscurité. Nous avons vu au paragraphe 2, chapitre I que les deux causes principales de son existence sont le courant thermoionique de la photocathode et des premières dynodes, ainsi que les fuites ohmiques.

1° Diminution du courant thermoionique - refroidissement

Pour réduire l'agitation thermique, qui provoque ce courant, le procédé consistant à refroidir la photocathode est très connu. Le photomultiplicateur est placé dans une enceinte calorifugée, portée à une température très basse grâce à un système réfrigérant qui utilise l'azote liquide par exemple. Avec des températures avoisinant -150°C on peut réduire le courant d'obscurité à des valeurs de l'ordre de 10^{-11} ampère et améliorer la sensibilité dans un rapport 1000.

Ce procédé implique un assèchement soigné de l'enceinte contenant le photomultiplicateur et du fluide réfrigérant.

La fenêtre ménagée dans l'enceinte pour laisser pénétrer la lumière doit être conçue avec un matériau qui supporte facilement de grands écarts de température.

De nombreux auteurs ont proposé des méthodes de refroidissement très diverses. [1] [2] [21] [22].

Cependant, elles entraînent l'utilisation d'aganes encombrants qui compliquent sérieusement le dispositif.

Par exemple, bouteille d'azote rectifié, DEWAR à azote liquide etc ...

Un procédé de refroidissement plus élégant consiste à utiliser une cellule PELTIER (4), mais celle-ci ne permet guère de porter la photocathode du photomultiplicateur à une température inférieure à -10°C . Aussi, cette solution est pour l'instant peu intéressante car l'amélioration de sensibilité est faible.

2° - Utilisation d'un contre-courant

Cette méthode semble beaucoup plus intéressante (Fig.12). Le photomultiplicateur est plongé dans l'obscurité totale, la résistance de charge est parcourue par le courant d'obscurité i_0 . On injecte un courant i de sens opposé et on règle alors R_H pour que la tension V soit nulle. En fait, on observe de petites fluctuations de tension qui proviennent de différentes composantes du bruit de fond et dépendra essentiellement de la bande passante du voltmètre utilisé.

Ce montage permet de gagner environ un facteur 10 en sensibilité: nous donnons, lors de l'exposé des performances d'ensemble les résultats obtenus par cette méthode. En tout état de cause on a intérêt à réduire au maximum la bande passante, il suffira par exemple de shunter la résistance de charge par une capacité convenable, compte tenu du temps de réponse demandé.

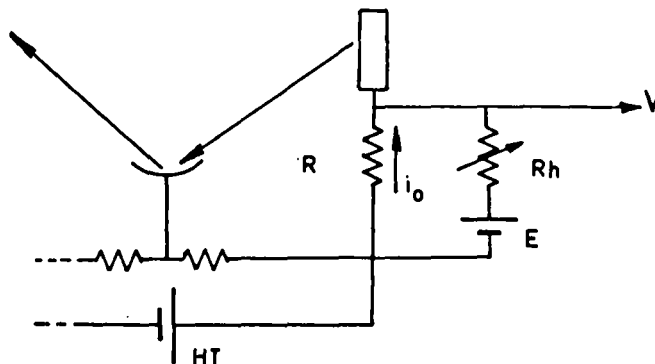


Figure 12

IV. 2. Passage à un régime alternatif - Examen des différents procédés de modulation.

Afin d'éliminer l'influence du courant d'obscurité aussi bien sous sa forme d'émission thermoélectronique que sous sa forme de fuites ohmiques. On peut substituer un régime alternatif au régime continu. Plusieurs procédés sont envisageables.

I° - Modulation de la lumière par secteur tournant (Fig. 3)

La figure 13 schématise le système habituellement utilisé 17

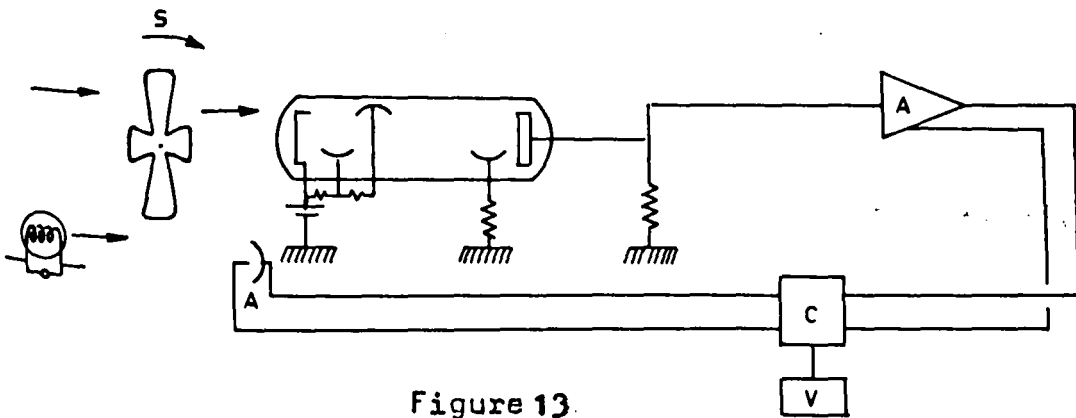


Figure 13.

Un secteur tournant module le faisceau lumineux qui arrive sur le photomultiplicateur. Le signal de sortie est amplifié et envoyé dans un commutateur électronique (c) synchronisé avec la modulation par un dispositif auxiliaire constitué d'une source lumineuse et d'une cellule photoélectrique.

Ce montage industriel nécessite une exécution mécanique et électronique soignée.

Une variante du système consiste à remplacer le commutateur électronique par un circuit sélectif du genre T ponté. La fréquence de modulation ne peut alors dépasser 150 à 200 hertz.

Nous avons dès le départ éliminé ce système tant à cause des difficultés de réalisation mécanique que de la trop faible fréquence de modulation compte tenu de nos besoins (système d'analyse utilisant un miroir tournant).

2°- Modulation du faisceau électronique:

Si la modulation du faisceau lumineux entraîne l'utilisation d'un système mécanique, celle du faisceau électronique du photomultiplicateur reste purement électronique. De plus, ce dernier procédé est pratiquement sans inertie.

Il est facile d'imaginer un système créant un champ magnétique ou électrique venant périodiquement dévier les électrons de leur trajectoire normale; cependant les champs à créer doivent être intenses pour changer la trajectoire des électrons.

Cette méthode entraîne des complications importantes et nous avons préféré utiliser une propriété simple des dynodes mise en évidence par BORISOV (3).

IV. 3 - Choix d'un système modulant ses exigences

a) - Principe : A flux lumineux constant, on fait varier le potentiel V_d d'une des dynodes (Fig. 14). On constate que la courbe donnant le courant anodique I , en fonction de V_d passe par un maximum pour la valeur V_0 et qu'elle est symétrique par rapport à cette valeur.

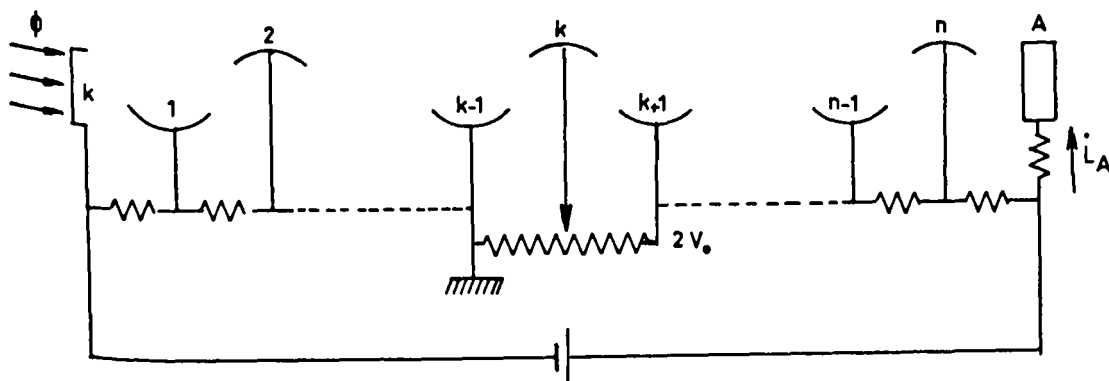
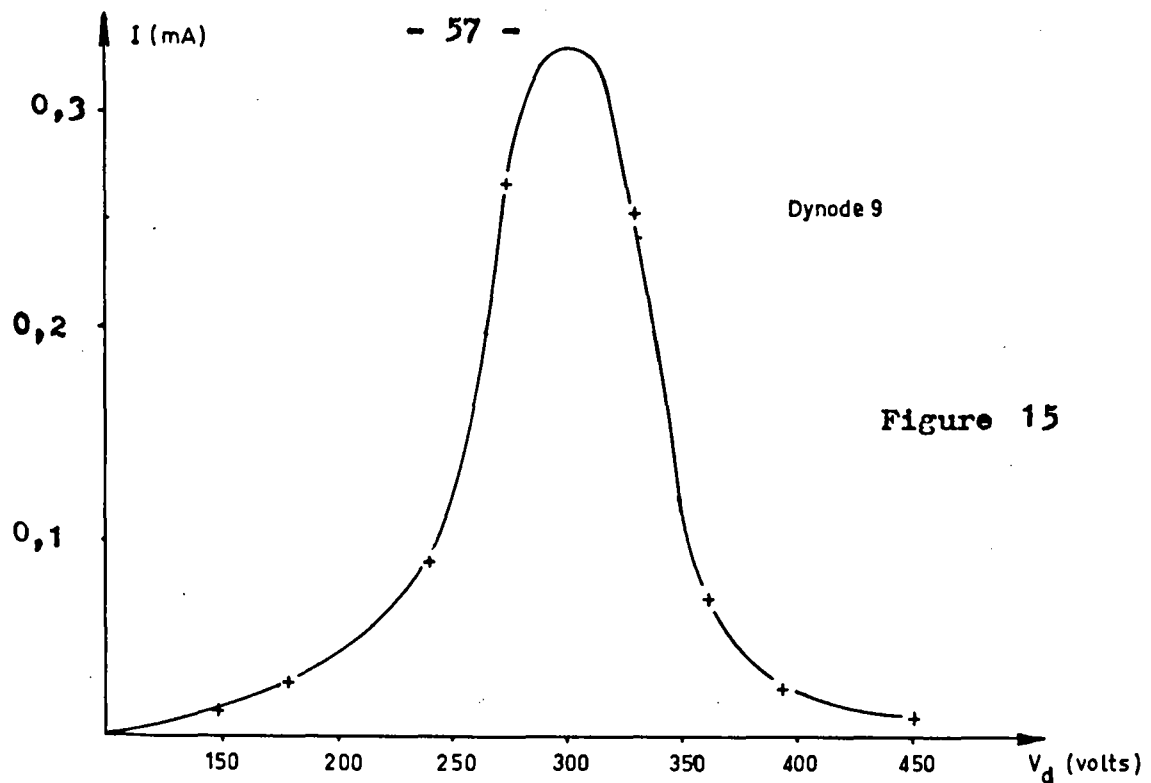


Figure 14



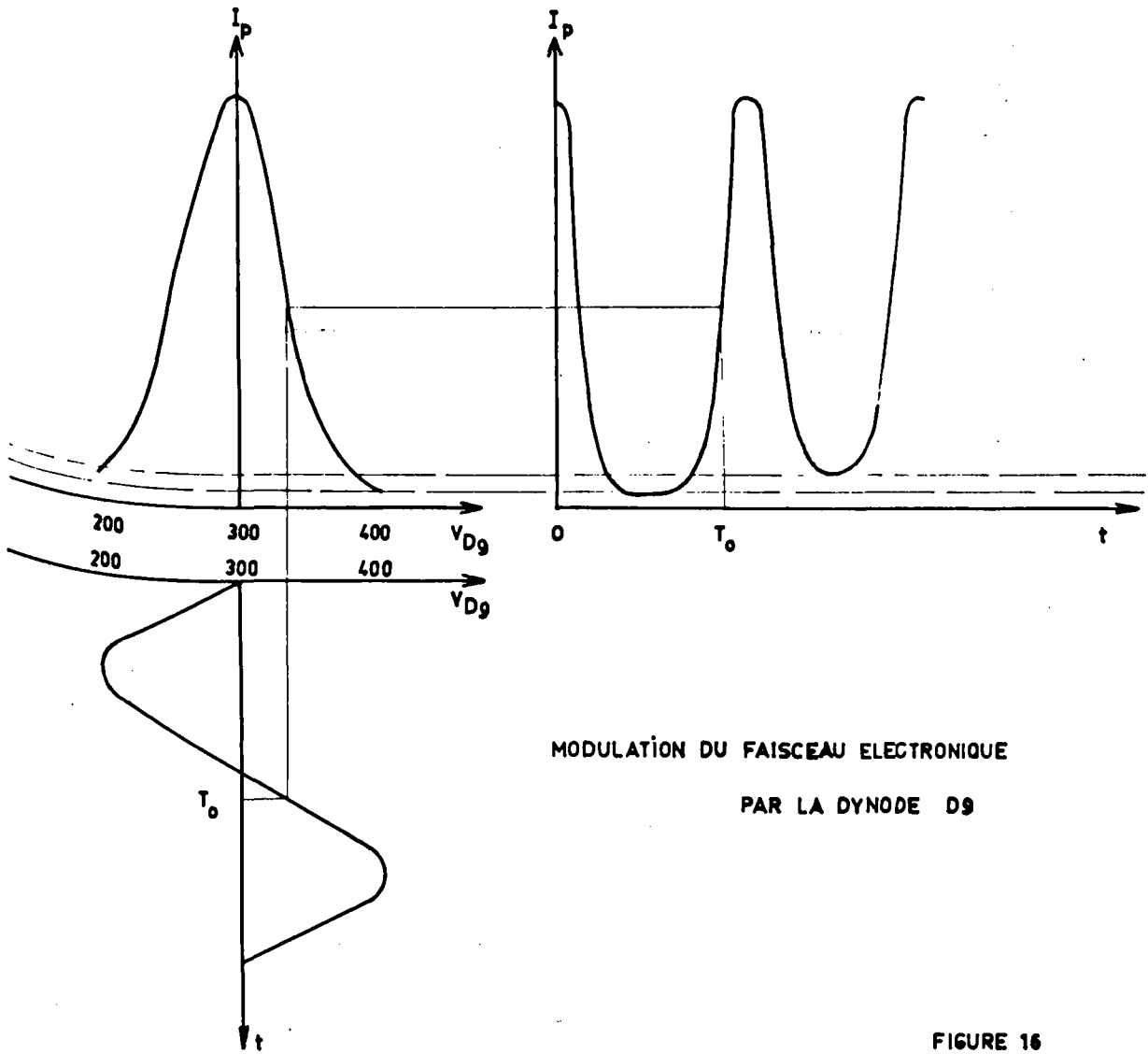
Si on superpose à la tension continue V_0 d'une dynode un signal alternatif de fréquence F , le courant de plaque est modulé à une fréquence $2F$. (Fig. 16). En fait cette dernière courbe (construite point par point) montre plus exactement que la composante principale du signal est à la fréquence $2F$ mais qu'il apparaît aussi une composante de fréquence F , et des harmoniques supérieurs dus à la forme de la courbe.

b) Avantages :

L'utilisation du régime alternatif permet de supprimer l'influence de la composante continue d'obscurité due aux courants de fuite. Cette technique peut être d'un intérêt primordial si ces courants constituent la partie prépondérante du courant d'obscurité c'est-à-dire dans 2 cas.

1°/ La tension interdynode est inférieure à 80 volts (voir figure 1), les fuites ohmiques sont prépondérantes. (fuites ohmiques non modulées).

2°/ Par refroidissement le courant **thermofonique** devient négligeable par rapport aux fuites ohmiques, d'autant que si l'on ne prend pas de sérieuses précautions d'assèchement cet effet est encore amplifié par la condensation sur les broches du culot.



MODULATION DU FAISCEAU ELECTRONIQUE
PAR LA DYNODE D9

FIGURE 16

3°/

La capacité parasite entre la dynode de modulation et la plaque fait apparaître sur cette dernière une tension parasite à la fréquence de modulation qui peut se séparer facilement du signal utile à fréquence double.

Ces considérations qualitatives doivent toutefois être approfondies car on ne dispose pas d'une modulation pure à l'entrée ni du filtre parfait à la fréquence $2F$. Nous allons ainsi définir les impératifs techniques concernant la qualité du signal de modulation et de l'indicateur de sortie.

c) Analyse sommaire du phénomène de modulation

La modulation comporte un certain taux d'harmonique, on peut donc représenter schématiquement l'ensemble dynode de modulation - plaque du photomultiplicateur par la figure 17 (au point de vue alternatif uniquement) avec

R: Résistance de charge

C: Capacité parasite dynode de modulation - Anode

e_1 : Générateur de tension à la fréquence F.

e_2 : Générateur de tension à la fréquence 2F Représentant le 1er harmonique du générateur précédent.

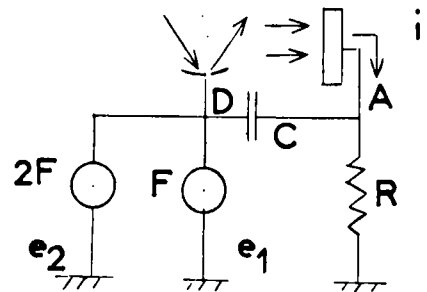


figure 17

i: Courant provenant du multiplicateur d'électrons.

Ainsi la tension apparaissant en A sera constituée :

1° - De la composante à la fréquence 2F provenant du courant i qui est le signal utile.

2° - De la composante à la fréquence F due à la dissymétrie de la courbe de la figure 15 (voir aussi fig. 16)

3° - De la composante à la fréquence F provenant du générateur e_1 par l'intermédiaire de la capacité C

4° - De la composante à la fréquence 2F provenant du générateur e_2 par cette même capacité.

5° - Des harmoniques supérieurs du courant i et de la modulation.

Pour séparer la 1° composante des autres il faut :

1° - Filtrer le signal reçu en A afin de ne garder que le signal à la fréquence 2F.

2° - Réduire, autant que possible le niveau de l'harmonique 2 de l'oscillateur de modulation.

3° - Choisir une fréquence de modulation aussi faible que possible, pour réduire l'effet de la capacité parasite.

Mais il faut également tenir compte de la nécessité de pouvoir transmettre une modulation du faisceau lumineux incident par miroir tournant.

Seule l'expérience pourra montrer à posteriori quelle est la vitesse de rotation convenable pour l'analyse de phénomènes lumineux complexes. Cela revient en effet à moduler le faisceau incident ce qui se traduit par une surmodulation du courant plaque autour d'une fréquence "porteuse" égale au double de la fréquence de modulation.

Une première approche du problème a été faite en choisissant une fréquence de modulation de 2700 hertz. Nous en décrivons au chapitre VI la réalisation technique.

d - Caractéristiques principales du système modulant :

Pour définir ces caractéristiques nous devons évaluer les composantes (fréquence F et $2F$) du signal parasite recueilli sur l'anode. Nous nous plaçons dans les conditions de travail précisées au paragraphe a :

- tension de modulation : 85 V_{eff}
- Résistance de charge anodique : 10 K Ω
- Capacité parasite anode-dynode de modulation : 10 pF

1° - Composante venant de e_1 (fréquence F)

$$V_A = e_1 \frac{R}{R + \frac{1}{j C 2 \pi f}} \approx e_1 J 2 \pi R C F = j . 144 \text{ m V}$$

2° - Composante venant de i_2 (fréquence 2F)

$$V'_A = m' e_1 j 4\pi RCF = j.m' 288 \text{ m V}$$

avec $e_2 = m' e_1$

m' est le taux d'harmonique 2 de l'oscillateur de modulation.

Le courant d'obscurité du photomultiplicateur est de l'ordre de 10 nanoampères pour une tension interpinode de 120 volts.

Il crée aux bornes de la résistance de charge, en régime alternatif, une tension dont la valeur efficace est de 0,035 m V. Le signal définit le seuil minimum, décelable.

La composante V'_A à la fréquence 2F doit être très inférieure à cette valeur.

Si l'on exige que :

$$V'_A < \frac{0,035}{100} \text{ m V}$$

Le taux d'harmonique 2, m' , doit être inférieur à $1,2 \times 10^{-6}$

En exprimant ce résultat en décibels, l'atténuation du premier harmonique par rapport au fondamental doit être supérieure à 120 dB.

Ce résultat fait entrevoir déjà une première difficulté à surmonter dans la réalisation de l'oscillateur.

e - Caractéristiques principales du système sélectif de sortie

Le dispositif de filtrage doit être tel que la tension à la fréquence F soit inférieure au centième de la valeur du signal à la fréquence 2F.

L'atténuation m du système de filtrage est donnée par :

$$m \times VA < \frac{0,035}{100} \quad \text{soit}$$

$$m < 2,44 \times 10^{-6} \quad \text{ou, en décibels : } 103 \text{ dB}$$

Nous précisons au paragraphe VII-2 - Voir page 6 les moyens techniques utilisés pour obtenir ces performances.

CHAPITRE V

Amplification logarithmique

Nous avons précisé au paragraphe I.5.4 que le photomètre doit pouvoir donner une tension proportionnelle au logarithme du flux lumineux, comme une pellicule photographique, par exemple.

L'étalement de la fonction devrait être d'au moins 5 décades.

Nous rappelons, tout d'abord, le principe et les limites des montages classiques qui réalisent cette fonction dans le cas des photomultiplicateurs.

V. 1 - Montage de Clinck [5]

Si nous traçons pour un photomultiplicateur, la caractéristique haute tension en fonction du flux lumineux, à courant constant, nous obtenons une loi sensiblement exponentielle. Il en résulte que pour obtenir un courant anodique donné, la tension d'alimentation doit varier sensiblement comme le logarithme du flux lumineux. Cette propriété est utilisée couramment (Fig. 18). Lorsque le courant dans le photomultiplicateur a tendance à augmenter, la tension grille du tube T devient plus négative par suite la résistance statique du tube augmente et la tension appliquée au photomultiplicateur diminue.

La tension V aux bornes du tube est approximativement une fonction logarithmique du flux lumineux.

Ce montage utilisé par OEHMICHEN [16] dans un précédent photomètre existant au laboratoire [9], est très imparfait outre, la difficulté de mesurer la tension V sous haute impédance, la gamme de fonctionnement est limitée par la plage de linéarité du tube T et pratiquement on ne dépasse guère 3 décades [9]. Par contre il présente l'intérêt d'assurer la sécurité du photomultiplicateur en cas de surexposition accidentelle.

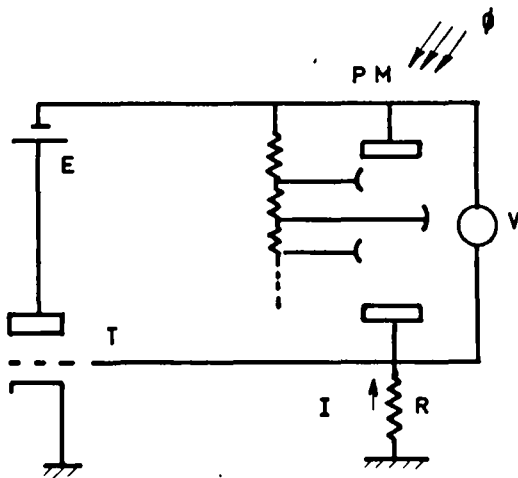


Figure 18

V. 2 - Système utilisant la caractéristique inverse d'une diode ZENER

Si l'on considère la caractéristique d'une diode ZENER (Fig. 19) la portion de courbe comprise entre les points A et B est sensiblement logarithmique.

Un tracé réalisé en coordonnées semi logarithmiques le montre aisément.

En utilisant cette propriété, nous avons réalisé un premier projet d'amplificateur logarithmique.

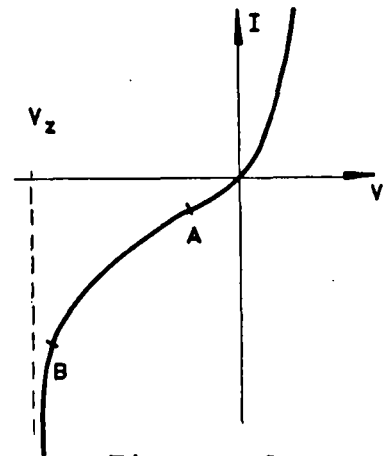


Figure 19

Etude des caractéristiques de diverses diodes ZENER

Nous avons tracé les caractéristiques de diodes ZENER afin de choisir le type qui nous conviendrait le mieux.

Deux critères définissent notre choix :

1° - Linéarité de la caractéristique en coordonnées semi-logarithmiques.

2° - Etendue de la gamme de courant de I_m A à I_n A et même I_p A.

A la suite de nombreuses mesures :

Deux types de diodes ont été retenues :

Diode SESCO : 25 Z G

Diode EBERLEY : ECO 90I5.

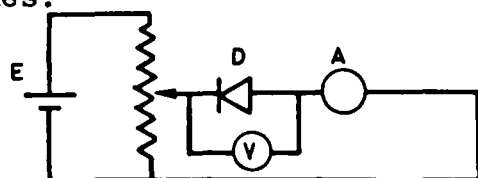


Figure 20

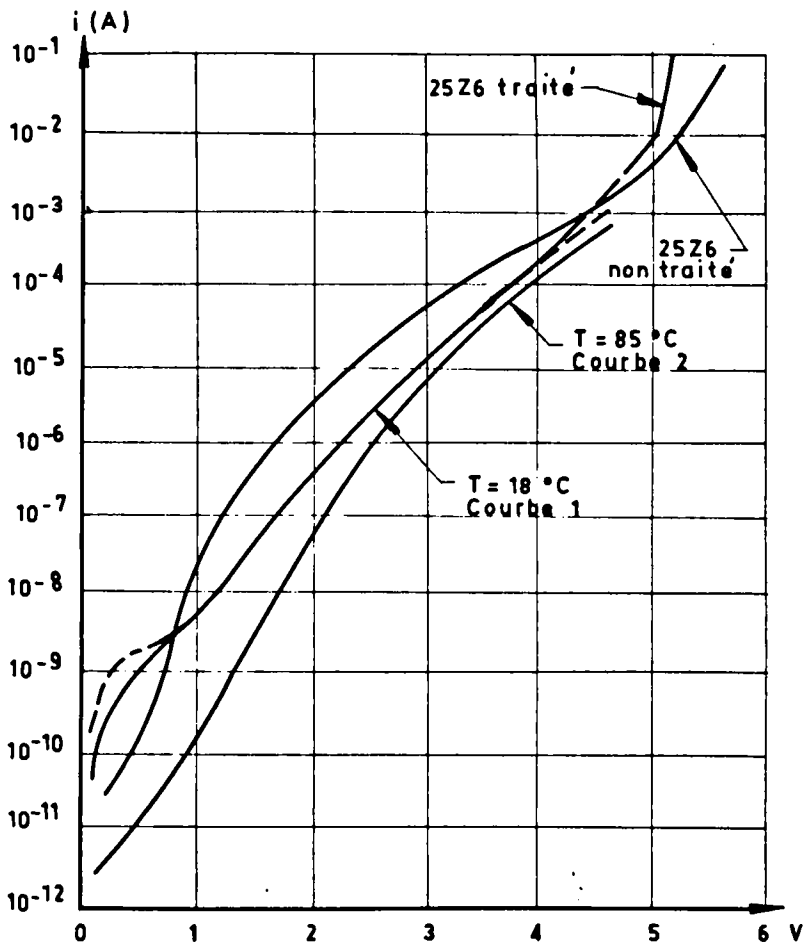


FIG. 21

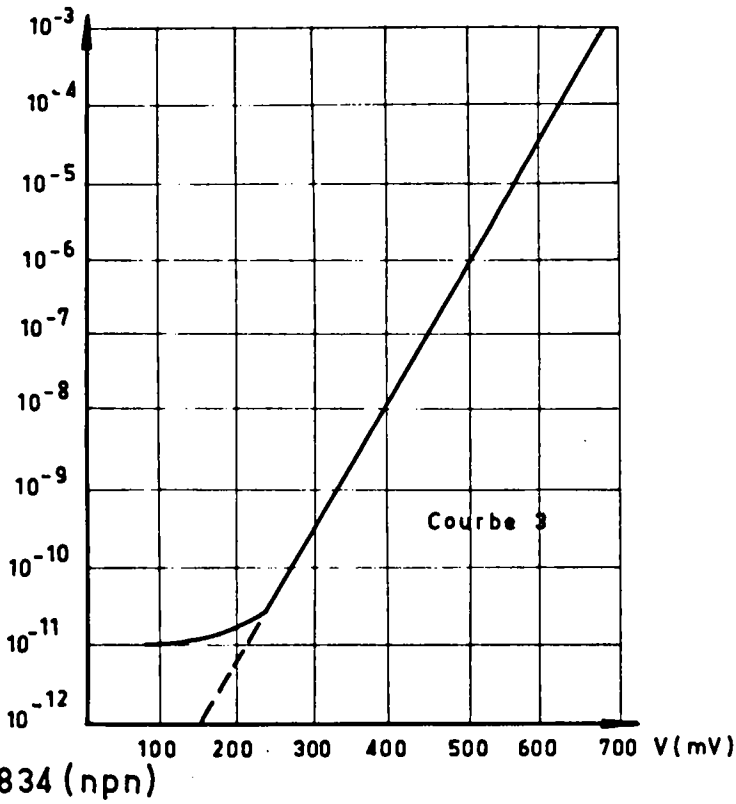


FIG. 23

DIODES

TRANSISTOR 2N834 (npn)



La position du point A de la figure 20 est définie par le courant de saturation de la diode.

Si on diminue le courant de saturation en refroidissant la diode on relève ce point A et on peut espérer prolonger dans la zone des faibles courants la caractéristique logarithmique de la diode.

Cette remarque nous a conduit à faire des essais au voisinage de $- 85^{\circ}\text{C}$ et on remarque effectivement une amélioration sensible de la caractéristique.

Nous avons alors constaté qu'une des diodes 25 Z 6 ayant été refroidie à une température de $- 85^{\circ}$, puis portée à la température ambiante (20°C) a conservé, à peu près, sa caractéristique de basse température (voir figure 21) qui s'étalait environ sur 8 décades.

Malheureusement, elle a perdu cette caractéristique au bout de quelques jours.

De plus, il a été impossible de reproduire l'expérience.

Un phénomène métastable doit être à l'origine de cette modification mais aucun des essais suivants ne nous a donné le même résultat.

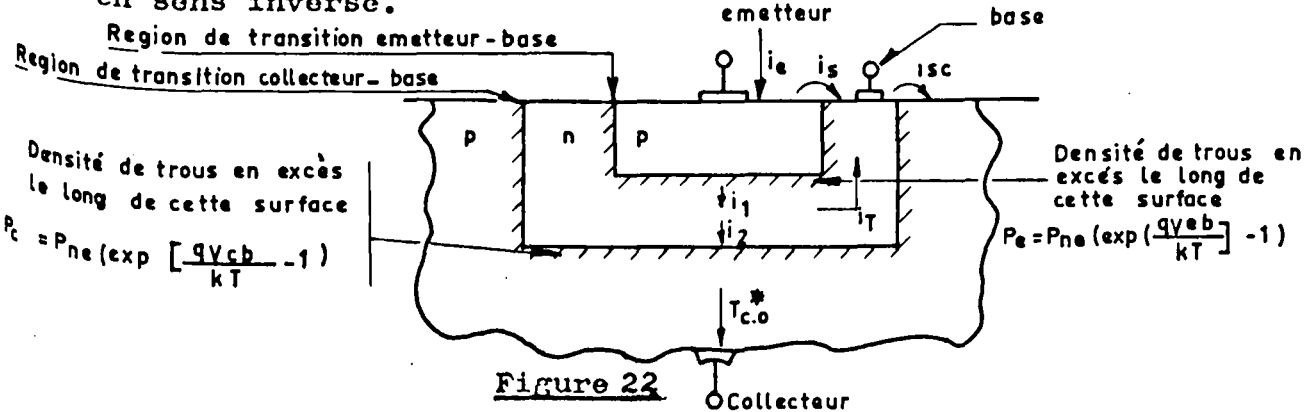
L'utilisation de diode ZENER nous a permis de réaliser un premier type d'amplificateur logarithmique, de performances limitées certes, pouvant être utile dans d'autres applications (paragraphe VII. 4).

V. 3 - Utilisation d'un transistor

V. 3 - I^{er} - Principe

Cette méthode a été utilisée pour la première fois par GIBBONS et HORN [11]. Elle repose sur la variation exponentielle du courant collecteur en fonction de la tension émetteur base. Nous en étudions le fonctionnement afin de définir les caractéristiques des éléments nécessaires à sa réalisation. Nous considérons la structure d'un transistor pnp (Fig. 22) dont la jonction

émetteur-base est polarisée dans le sens passant par une tension V_{eB} et dont la jonction collecteur base est polarisée en sens inverse.



a) Courant d'émetteur. Il peut se décomposer en un certain nombre de courants d'origines diverses.

1) un courant de fuite superficiel i_{se} dépendant de V_{eB} ($i_{se} = 0$ pour $V_{eB} = 0$)

2) un courant i_T correspondant à la recombinaison "électron-trou" dans la base qui s'exprime par

$$(19) \quad i_T = \exp \left[\frac{q V_{eB}}{nkT} \right] - I$$

où n est un terme qui dépend du courant émetteur

q la charge de l'électron

k la constante de BOLTZMANN

T la température absolue.

3) un courant i_1 dépendant des propriétés conductrices de la base, de la densité des porteurs minoritaires dans la zone limite de la base (au voisinage du collecteur et de l'émetteur).

Dans le cas de petits signaux, on a

$$(20) \quad \begin{aligned} P_e &= P_{ne} \left[\exp \frac{q V_{eB}}{kT} - I \right] \\ P_c &= P_{nc} \left[\exp \frac{q V_{cB}}{kT} - I \right] \end{aligned}$$

$$i_1 = A_{11} P_e + A_{12} P_c$$

(A_{I1} et A_{I2} sont des constantes qui dépendent de la géométrie et du matériau constituant la base).

b) courant collecteur

Il peut se décomposer également :

1 - Un courant de fuite superficiel i_{sc} dépendant de V_{cb} ($i_{sc} = 0$ pour $V_{cb} = 0$)

2 - Un courant dit de saturation I_{co}^* qui dépend de V_{cb} et traduit la formation de porteurs dans la charge d'espace collecteur-base.

3 - Une composante i_2 , analogue à i_I qui peut s'écrire avec les mêmes hypothèses

$$i_2 = A_{2I} p_e + A_{22} p_c$$

Expression de i_c

De cette analyse, il ressort :

$$(21) \quad i_e = i_{se}(V_{eB}) + i_T(V_{eB}) + A_{I1} p_e(V_{eB}) + A_{I2} p_c(V_{cB})$$

$$i_c = i_{sc}(V_{cB}) + I_{co}^*(V_{cB}) + A_{2I} p_e(V_{eB}) + A_{22} p_c(V_{cB})$$

(20) Considérons le cas où $V_{cB} = 0$; Compte tenu de la relation l'expression de i_c devient :

$$i_c = A_{2I} p_e V_{cB} = p_{nE} A_{2I} \left[\exp \frac{q V_{eB}}{kT} - I \right] = I_1 \left[\exp \frac{q V_{eB}}{kT} - I \right]$$

$$(22) \quad \text{Log } i_c = \text{Log } I_1 + \text{Log} \left[\exp \frac{q V_{eB}}{kT} - I \right]$$

Pour $V_{eB} > 0,118$ Volt $\exp \frac{q V_{eB}}{kT} > 100$

La relation peut alors s'écrire

$$(23) \quad \boxed{\text{Log } i_c = \frac{q}{kT} V_{eB} + \text{Log } I_1}$$

Ainsi la courbe $\text{Log } i_c = f(V_{eB})$ est une droite de pente $\frac{q}{kT}$ soit 59 mV par décade. Cependant pour vérifier cette propriété on ne peut avoir $V_{cB} = 0$.

En effet, la mesure du courant de collecteur du transistor sera réalisée avec un appareil qui provoque dans le circuit une petite chute de tension. La valeur de i_c est alors obtenue au moyen de la relation (2I).

$$i_c = I_1 \exp \left[\frac{q V_{eB}}{kT} - I \right] + I_{co} \exp \left[\frac{q V_{cB}}{kT} - I \right]$$

Le dernier terme risque de devenir prépondérant dans la zone des courants faibles. Nous nous proposons donc de déterminer la valeur de V_{cB} admissible pour que l'erreur apportée par ce terme soit inférieure à $\frac{I}{100}$.

Nous effectuons ce calcul, dans le cas d'un transistor au silicium dont la valeur de I_{co} est égale à 10 pA, en admettant que l'on veuille mesurer un courant de I picoampère à $\frac{I}{100}$ près :

$$10^{-12} \left[\exp \frac{q V_{cB}}{kT} - I \right] \leq \frac{1}{100} 10^{-12}$$

La valeur admissible pour V_{cB} est alors

$$V_{cB} < 25 \mu V$$

Remarque :

Si nous utilisons un transistor au germanium dont la valeur I_{co} est d'environ 10^{-5} ampères, la valeur de V_{cB} serait un million de fois plus petite.

Il serait alors impossible de faire la mesure d'un courant aussi faible. Ainsi, l'utilisation d'un transistor au silicium nous fait gagner environ 8 décades pour l'excursion de courant collecteur.

V.3-2 . Mesures (Fig.23)

Nous avons tracé la caractéristique $i_c = f(V_{eB})$ pour deux transistors au silicium: le transistor npn 2 N 834 et le transistor pnp BCZ I.

Le schéma du montage est représenté figure 24, V est le multimesureur ERIC LEMOUZY employé en Voltmètre et A est le picoampère-mètre HEWLETT PACKARD (Modèle 425 A)

Aux faibles courants, il est nécessaire de blinder l'ensemble afin d'éliminer l'influence des champs parasites.

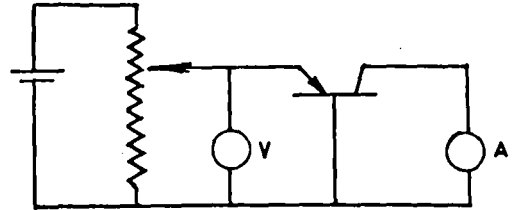


Figure 24

Nous ne nous sommes pas intéressés à la zone de la caractéristique concernant des courants supérieurs à I mA, en raison de l'utilisation que nous voulons en faire; seule la résistance base émetteur limite supérieurement la linéarité de la caractéristique.

Ainsi, nous obtenons sans grandes difficultés une bonne linéarité sur environ 8 décades.

Nous avons donc montré que le courant collecteur d'un transistor varie exponentiellement en fonction de la tension émetteur base.

A l'inverso, celle-ci est proportionnelle au logarithme du courant collecteur. Cette utilisation n'est pas possible directement il nous faut introduire un élément supplémentaire (amplificateur opérationnel) qui permet le fonctionnement inverse du transistor.

Dans le montage de la figure 25 où G est un générateur de courant l'amplificateur opérationnel A amplifie la tension d'entrée très faible et fournit le courant i_s de sortie. L'équilibre se fait lorsque la tension de sortie V_s est telle que la relation entre i_c et V_s trouvée plus haut est vérifiée:

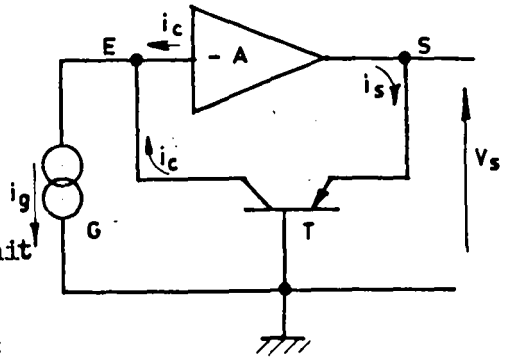


Figure 25

$$i_c = I_1 \exp \left[\frac{q V_s}{kT} - I \right] + J_{CO}^* \exp \left[\frac{q V_e}{kT} - I \right]$$

de plus,

$$i_g = i_c + i_e \text{ et } i_c = \alpha i_s$$

V - 3.3 - Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel

Dans le cas où $i_e < \frac{I}{100}$ i_g, V_s sera proportionnel au logarithme de i_g . L'erreur relative résultante sera inférieure ou égale à 1% si V_e est inférieure à $25 \mu V$.

Cette double condition permet de préciser les caractéristiques de gain et d'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel à utiliser.

Gain : Pour la valeur minimale de courant à mesurer (i_p) la tension V_{BE} doit être de 100 mV (Fig. 24) pour cette valeur de courant on ne peut admettre une tension V_{oB} supérieure à $25 \mu V$. Le gain minimal devra être :

$$A > \frac{100 \text{ mV}}{25 \mu V} = 4.000$$

Impédance d'entrée : Pour la valeur minimale du courant et pour une tension collecteur-base inférieure ou égale à $25 \mu V$, il faut que le courant absorbé par l'amplificateur soit inférieur à 0,01 pA d'où:

$$R_e \simeq \frac{25 \times 10^{-6}}{10^{-14}} = 2500 \text{ M}\Omega$$

V.3.4. - Etude Théorique du système asservi précédent.

En plus des caractéristiques statiques du montage, il faut être assuré de la stabilité du système. Cependant, l'élément qui intervient dans la chaîne de retour est non linéaire et il faudra adapter l'analyse classique des servomécanismes à ce cas particulier.

On se reportera avec intérêt à l'article de GIBBONS. [11]

Nous rappelons, au préalable quelques caractéristiques du transistor utilisé.

Considérons le schéma classique (Fig. 26) du transistor en basse fréquence; pour de faibles signaux, on peut négliger r_b vu sa faible valeur relative.

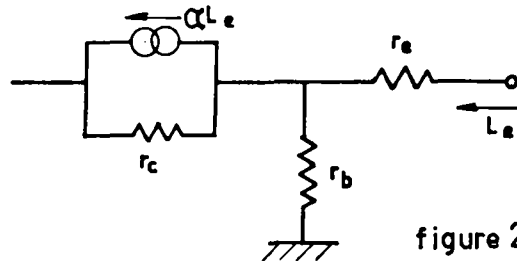


figure 26

Avant de faire une étude théorique du système, il est nécessaire de mentionner les valeurs des différents paramètres des transistors planar (par exemple le 2 N 869) aux faibles courants [11]. Plus précisément nous donnerons les valeurs des principaux paramètres intervenant dans le calcul.

$\frac{r_e}{\alpha}$, r_c , $\alpha \frac{r_c}{r_e}$ pour différentes valeurs de I_c

	$I_c = 10\text{pA}$	$I_c = 10\text{ mA}$
r_c	10^9 ohms	10^7 ohms
$\frac{r_e}{\alpha}$	$2,5 \cdot 10^9$ ohms	$2,5$ ohms
$\alpha \frac{r_c}{r_e}$	$0,4$	$4,10^6$

Première approche du problème

Nous représentons fig. 27, le schéma du système asservi complet.

A_0 est le gain absolu en continu de l'amplificateur T la constante de temps et p la variable de LAPLACE.

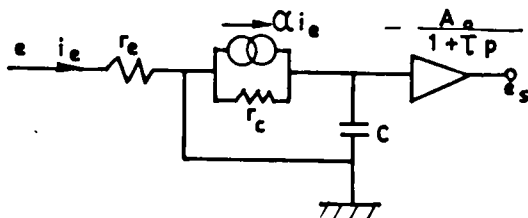


Figure.27

Enfin, C représente la capacité parasite d'entrée de l'amplificateur dont le rôle est prépondérant pour la stabilité du circuit. On montre aisément que la fonction de transfert du système $KG(p)$ est donnée par :

$$+ KG(p) = + \frac{A_0}{1 + pT} \times \alpha \frac{r_c}{\frac{r_e}{1 + p C r_c}} \quad \text{avec } e_s = -K G(p) e$$

Sans écrire la fonction de transfert en boucle fermée, nous pouvons étudier la stabilité du système asservi à l'aide de $KG(p)$, elle possède deux pôles T et C_{rc} (Fig. 28). Pour simplifier les calculs nous choisissons le critère de stabilité suivant : Le système est stable si le gain devient inférieur à l'unité avant que la phase ne subisse une variation de 180° .

En première approximation, cela signifie que la courbe amplitude-fréquence coupe la droite horizontale représentant un gain unité entre les 2 points représentatifs des pôles sur l'axe des fréquences.

Rappelons que A et f sont portés en coordonnées logarithmiques et que dans ce cas, la pente AB est égale à -1 et la pente BC à -2.

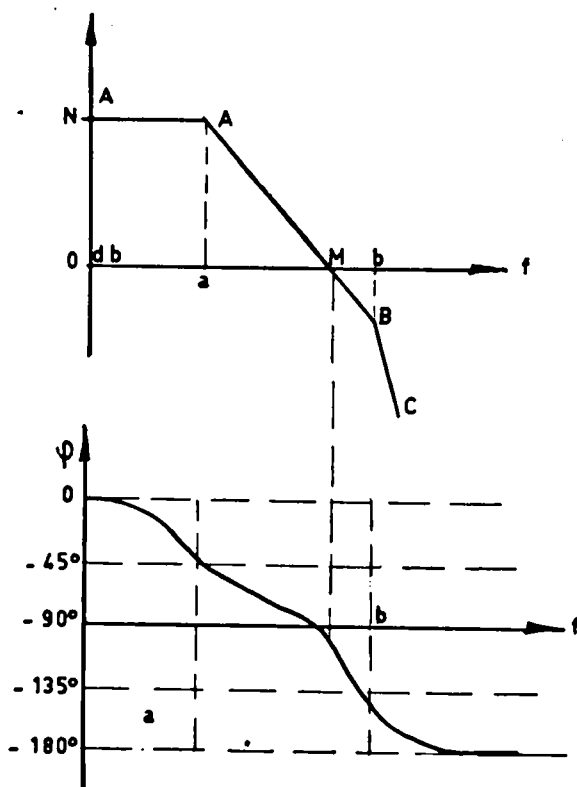


figure 28

Par ailleurs $ON = 20 \log A_0 \alpha \frac{r_c}{r_e}$ (gain statique) et

$$ON = A_{st} = aM \text{ (Fig. 28)}$$

Deux cas sont à envisager suivant que $\underline{a} = \frac{1}{Cr_c}$ et $\underline{b} = \frac{1}{\tau}$ ou que

$$\underline{a} = \frac{1}{\tau} \text{ et } \underline{b} = \frac{1}{Cr_c}$$

Nous examinons tout d'abord le premier cas :

La condition de stabilité est :

$$0a + aM < 0b$$

$$20 \log \frac{1}{Cr_c} + 20 \log A_0 \alpha \frac{r_c}{r_e} < 20 \log \frac{1}{\tau}$$

soit :

$$(24) \quad \tau < \frac{Cr_e}{A_0 \alpha}$$

Pour le deuxième cas on obtient la relation :

$$(25) \quad \tau > A_0 \alpha \frac{Cr_e^2}{r_e}$$

En admettant pour A_o un gain de 10^4 et pour C une valeur de $10pF$, nous pouvons, compte tenu des variations de $\frac{r_e}{\alpha}$ calculer les valeurs limites de τ dans ces 2 cas. Nous regroupons les résultats dans le tableau ci-dessous.

	$i_c = 10pA$	$i_c = 10 mA$
1er cas	$\tau < 2,5 \cdot 10^{-6}$	$\tau < 2,5 \cdot 10^{-15}$
2ème cas	$\tau > 0,4 \cdot 10^2$	$\tau > 4 \cdot 10^6$

Nous voyons que ces conditions nous imposent des valeurs extrême de τ incompatible avec une réponse rapide du système ou techniquement irréalisables.

Amélioration du système

On peut apporter une première amélioration du système précédont en ajoutant en série la résistance R'_e à la résistance r_e , ce qui tend à réduire les variations relatives de $(r_e + R'_e)$. Une capacité C_2 est ajoutée en parallèle sur l'amplificateur et joue le rôle d'un réseau correcteur à avance de phase.

On obtient alors le dispositif représenté Fig. 29 . La mise en équation en boucle ouverte nécessite la coupure de la liaison mn (Fig. 30).

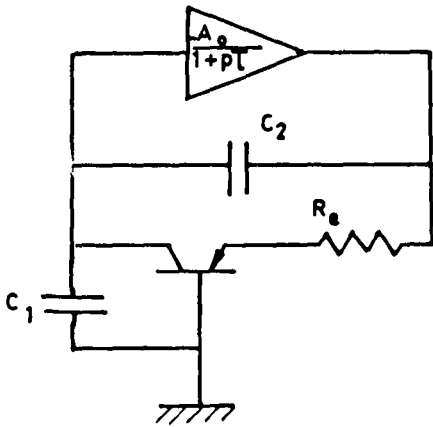


Figure 29

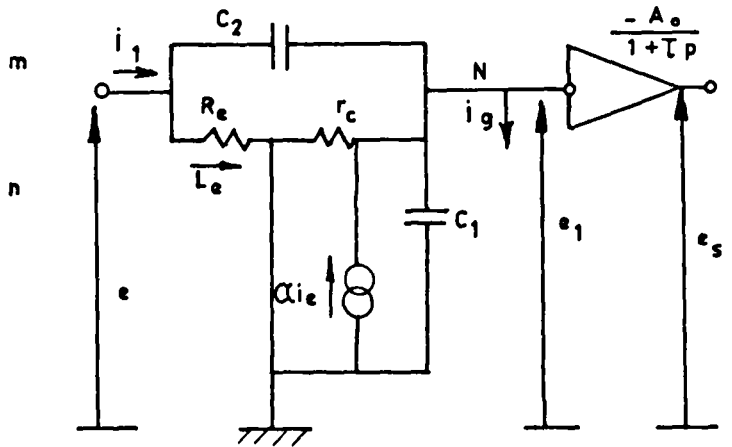


Figure 30

La mise en équation du schéma de la figure donne :

$$(26) \quad (e - e_1) pC_2 + i_e = i_1$$

$$(27) \quad (e_1 - e) pC_2 + \left(\frac{1}{r_c} + pC_1 \right) e_1 = \alpha i_e = \frac{\alpha e}{R_o}$$

Ce qui nous permet de tirer :

$$\frac{e_1}{e} = \alpha \frac{r_c}{r_o} \frac{1 + p \frac{C_2 r_o}{\alpha}}{1 + p r_c (C_1 + C_2)}$$

La fonction de transfert globale est alors :

$$-\frac{e_s}{e} = A_0 \alpha \frac{r_c}{r_e} \times \frac{1}{1 + pT} \times \frac{1 + p \frac{C_2 r_e}{\alpha}}{1 + p r_c (C_1 + C_2)} = A B (p)$$

L'étude des diagrammes asymptotiques dans les 3 caractéristiques qui correspondent aux valeurs relatives des 3 constantes de temps montre que le diagramme le plus favorable correspond au cas où le pôle du facteur d'avance de phase est compris entre les 2 pôles des facteurs de retard de phase. Voir figure 31.

Cette condition peut s'écrire : $\omega_b \ll \omega_a + \omega_c$

$$\text{Soit } \text{Log} \frac{\alpha}{C_2 R_e} \ll \text{Log} \frac{1}{T} + \text{Log} A$$

D'où la condition générale de stabilité :

(28)

$$\frac{A}{T} \gg \frac{\alpha}{C_2 R_e}$$

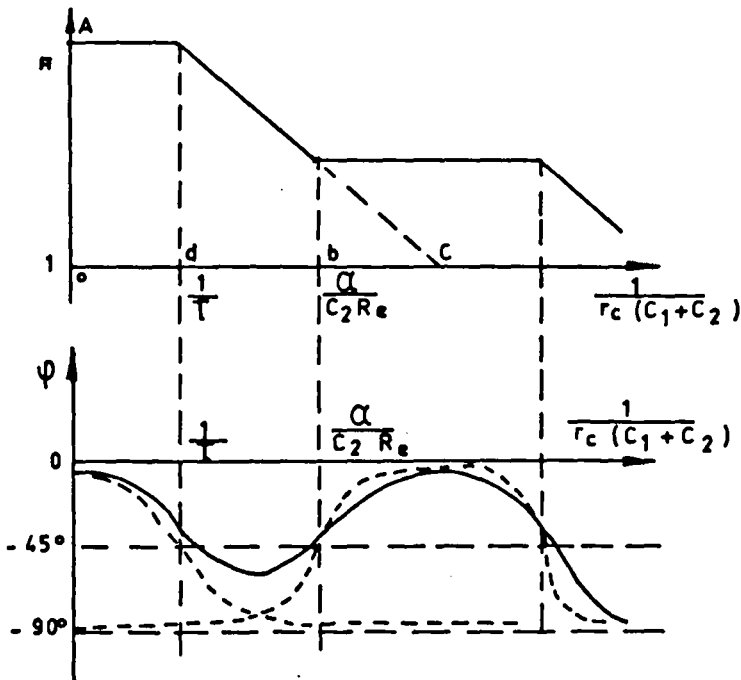


figure 31

Ecrivons alors la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\begin{aligned} \left(\frac{0_1}{e_s} \right) &= 1 + \frac{1}{A B (p)} = 1 + \frac{(1 + p\tau) [(1 + p r_c (C_1 + C_2))]}{A_o \alpha r_c \left(1 + p \frac{C_2 R_e}{\alpha} \right)} \\ -\frac{e}{e_s} &= \frac{1}{1 + p \frac{C_2 R_e}{\alpha}} \left\{ 1 + \frac{R_e}{A_o \alpha r_c} (1 + p\tau) [1 + p r_c (C_1 + C_2)] + p \frac{C_2 R_e}{\alpha} \right\} \\ (29) \quad -\frac{e}{e_s} &= \frac{1}{1 + p \frac{C_2 R_e}{\alpha}} \left\{ \left(1 + \frac{R_e}{A_o \alpha r_c} \right) + p \left[\frac{C_2 R_e}{\alpha} + \frac{\tau R_e}{A_o \alpha r_c} + \frac{R_e}{A_o \alpha} (C_1 + C_2) \right] \right. \\ &\quad \left. + p^2 [\tau r_c (C_1 + C_2)] \right\} \end{aligned}$$

Nous calculons e en fonction de i_g , courant d'attaque du système (NOEUD N Fig.30)

$$\alpha i_o - i_g = e p C_2$$

sachant que : $e_1 \neq 0$ et $i_e = -\frac{e}{R_e}$

On tire donc : $e = \frac{-i_g}{\frac{\alpha}{R_e} \left(1 + p \frac{C_2 R_e}{\alpha} \right)}$

En portant la valeur de e dans (29) on obtient finalement

$$(30) \quad \frac{i_g}{e_s} = \frac{\alpha}{R_e} \left[\left[1 + \frac{R_e}{A_o \alpha r_c} \right] + p \left[\frac{C_2 R_e}{\alpha} + \frac{\tau R_e}{A_o \alpha r_c} + \frac{R_e}{A_o \alpha} (C_1 + C_2) \right] + p^2 [\tau r_c (C_1 + C_2)] \right]$$

En admettant que $A_o = 10^4$ (conditions initiales vues au § 2433)
 $R_e = 10^3 \Omega$, C_1 et C_2 de l'ordre de 10 pF, on peut montrer que :

$$(30) \quad \frac{i_g}{e_s} = \frac{\alpha}{R_e} \left[1 + p \frac{C_2 R_e}{\alpha} \right]$$

Soit encore :

$$(31) \quad \frac{e_s}{i_g} \approx \frac{R_o}{\alpha} \frac{1}{1 + p \frac{C_2 R_o}{\alpha}}$$

Dans ces conditions, le système bouclé est un système du premier ordre dont la constante de temps est $C_2 R_o$

V.3.5. - Etude expérimentale de ce dispositif

Nous avons utilisé un amplificateur PHILBRICK SP 2 A de gain égal à 10.000 et d'impédance d'entrée de l'ordre de $10^9 \Omega$

Nous avons réalisé le montage précédent en donnant à C_2 et à R_e des valeurs respectivement égales à 10 pF et 1 K Ω .

Pour simuler le générateur de courant i_g nous avons utilisé un transistor npn, en montage base commune (Fig. 32) T_1 est un transistor au silicium 2N696 et T_2 un transistor pnp silicium BCZ II.

On applique entre A et B une tension on dent de scie provenant d'un oscilloscope par l'intermédiaire d'un atténuateur et on observe le signal de sortie sur l'oscilloscope. Ce signal est linéaire entre 0,3 et 0,65 volts (Fig.33) et compte tenu du rapport de conversion de 59 mV par décade (paragraphe Ib) nous obtenons 6 décades de linéarité. Par rapport à 1^{re} étude théorique précédente il manque donc 3 décades; examinons les causes de ce défaut.

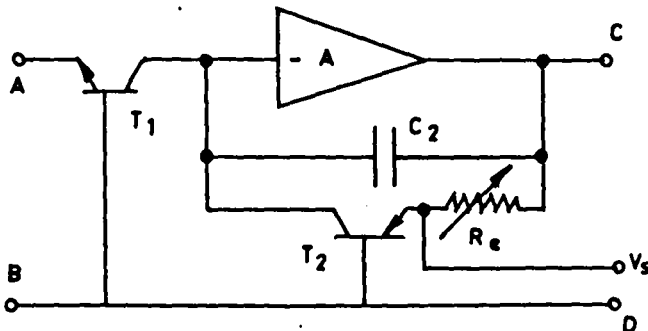


Figure.32

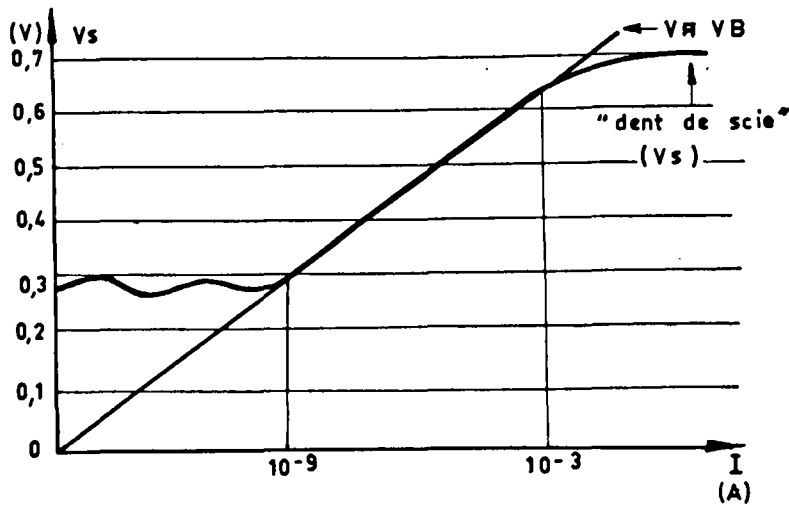


Figure.33

Cas des forts courants

L'attaque en AB ne se fait pas en basse impédance à cause de l'atténuateur et l'adaptation d'impédance permettrait d'obtenir facilement une décade de courant supplémentaire. Pour l'utilisation envisagée, cela ne présente aucun intérêt puisque le courant du photomultiplicateur est limité à 1mA.

Cas des courants faibles.

Deux causes probables sont à incriminer :

- 1° - Impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel insuffisante.
- 2° - Courant de collecteur résiduel trop important

Mais comme en fonctionnement continu on est limité inférieurement par le courant d'obscurité du photomultiplicateur (10^{-9} A) le système est donc suffisant.

Expériences qualitatives

1° - Le système est d'autant plus linéaire, pour de faibles courants, que le balayage de la dent de scie est lent (20 ms par carreau dans le cas de la figure 33).

2° - Pour de faibles valeurs de R'_e , des oscillations apparaissent sur la courbe de réponse (voir Fig. 34). On obtient aussi des oscillations si l'on remplace C_2 par un condensateur de valeur inférieure à 10 pF.

Nous représentons, figure 34, la réponse du système dans différentes conditions. Elle illustre bien les constatations qualitatives données précédemment et permet de justifier les principaux résultats théoriques.

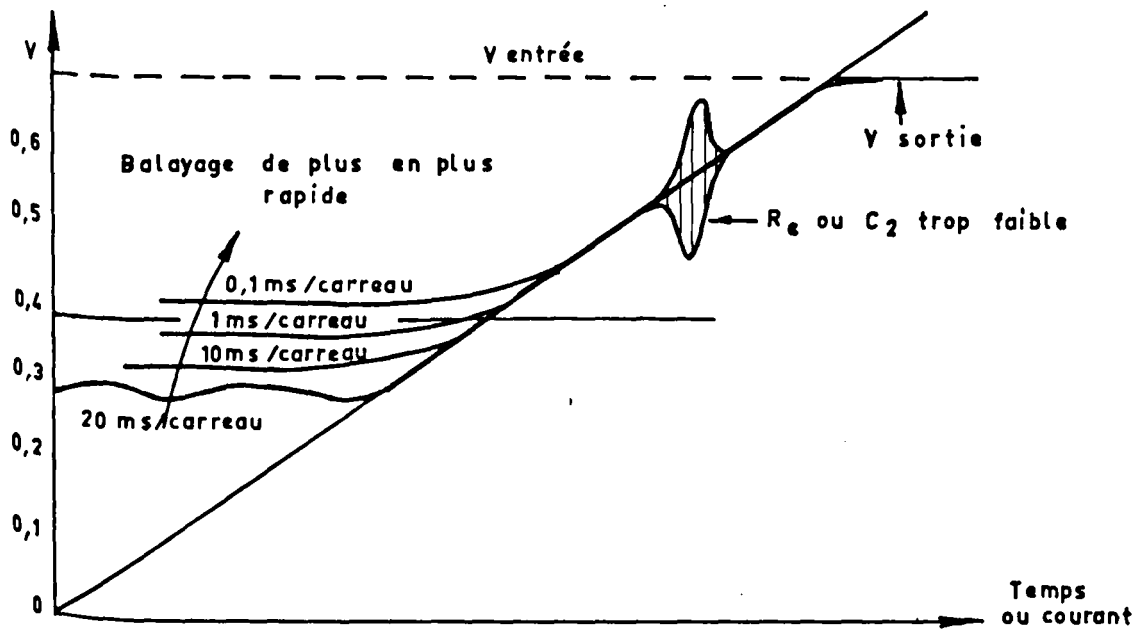


Figure 34.

3 èmo PARTIE

LA REALISATION TECHNIQUE

Nous avons défini les caractéristiques principales des différents éléments qui constituent le microphotomètre que nous devons réaliser, à partir des performances demandées pour cet appareillage.

Nous avons proposé plusieurs méthodes pour réaliser chacune des fonctions requises et nous avons effectué un choix entre ces différents dispositifs en précisant les éléments essentiels.

Nous pouvons décrire maintenant l'ensemble de l'appareillage en insistant plus particulièrement sur l'aspect technique et technologique.

Dans cette troisième partie, nous décrivons le dispositif de modulation, les circuits de sorties, le système de sécurité.

On trouvera en annexe la description de l'alimentation continue du photomultiplicateur, quant à l'amplificateur logarithmique que nous n'en décrivons que la version à diode ZENER car les nécessités de l'exposé nous ont conduits à décrire complètement, au chapitre précédent, la version à transistors.

Enfin, on trouvera aussi en annexe, la description de l'alimentation stabilisée - 24 volts nécessaire aux différents montages à transistors.

CHAPITRE VI

Le système de modulation

Dans ce chapitre nous décrivons plus particulièrement le dispositif de modulation.

Nous avons vu dans la 2ème partie que les caractéristiques essentielles du dispositif modulant sont :

1° Une tension de sortie de $240 V_{cc}$ pour une fréquence de 2700 Hz

2° Un affaiblissement de 120 dB pour la composante de fréquence double.

VI. 1 - L'oscillateur

Nous avons réalisé le montage de la figure 35 du type multivibrateur avec un quartz en filtre.

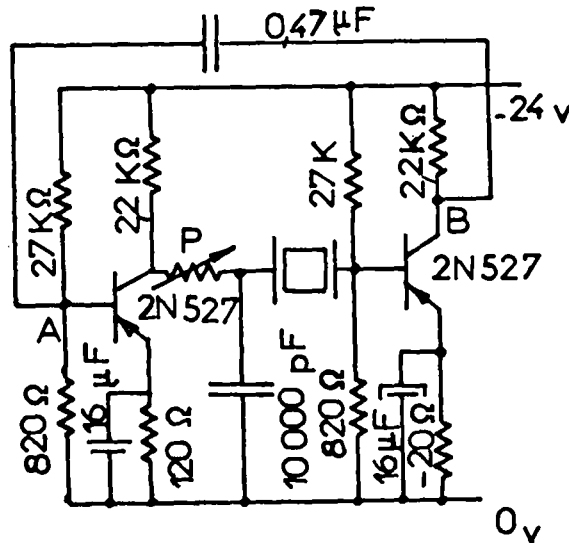


figure 35

Chaque étage à un gain de 80 environ ce qui est suffisant pour compenser l'atténuation apportée par le quartz; de plus les tensions aux points A et B sont de même phase à la résonance du quartz.

En réunissant les points A et B par un condensateur de 0,47 μ F, la condition d'accrochage est réalisée et on dispose en B d'un signal de 0,4 V eff. Le potentiomètre permet de régler la tension de sortie et de diminuer le taux de réaction pour obtenir la condition d'entretien des oscillations. Le condensateur de 10.000 pF élimine une partie des harmoniques supérieurs (filtre passe-bas).

VI.2. L'étage séparateur et l'amplificateur accordé

Afin de ne pas perturber le fonctionnement de l'oscillateur on a intercalé entre le point B et l'amplificateur de tension un étage "émitter follower". L'étage amplificateur de tension (Fig.36) est constitué d'un transistor dont la charge de collecteur est le primaire d'un transformateur à secondaire accordé - coefficient de qualité utilisé : $Q = 300$. Le noyau utilisé est un pot en Ferrite 45 - 39 dont la référence COPRIM est 3 B2. Ce matériau BF permet d'obtenir de forts coefficients de qualité. Un entrefer de 1/10 de mm permet de réduire l'influence de la température sur la valeur de la self. [16]

Pour obtenir un coefficient de qualité suffisant nous avons dû faire un certain nombre d'essais, afin que le rapport de transformation soit suffisant et que l'impédance apparente vue par le transistor ne soit pas trop faible.

Nous avons optimisé le "facteur de remplissage" du bobinage qui définit essentiellement le coefficient de qualité de telles bobines.

Les caractéristiques obtenues à vide sont :

Primaire	60 tours de fil 30/I00 "Soudémail"	
Secondaire	2.400 tours de fil 30/I00 "Soudémail"	
Self primaire	1,86 m H	} Secondaire ouvert
Coefficient de qualité primaire	7,5	
Self secondaire	2,05 H	} Primaire ouvert
Coefficient de qualité secondaire	300	

Le potentiomètre P permet de régler la tension de sortie en modifiant la contre-réaction introduite dans cet étage.

La dynode n° 8 est alimentée en série avec le secondaire du transformateur.

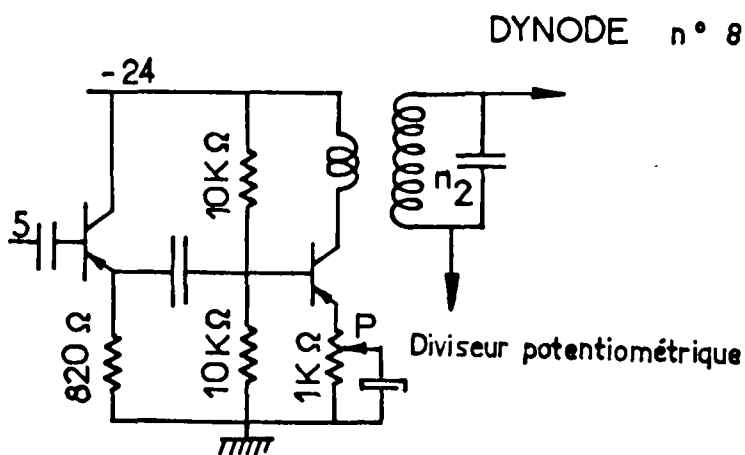


figure 36

Performances : On obtient à la sortie une tension variant de 180 à 280 volts crête à crête grâce au potentiomètre .

La résiduelle à la fréquence $2 F = 5.400$ Hz présente un affaiblissement de 75 dB par rapport au fondamental. Nous n'obtenons donc pas les performances imposées précédemment.

VI. 3 - Améliorations du dispositif final

L'analyse du signal à l'entrée de l'étage de sortie montre une grande richesse en harmoniques (Fig.37) .

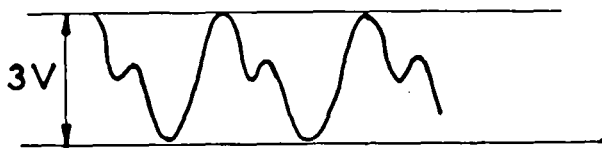


figure 37

Pour améliorer le résultat, nous avons intercalé entre

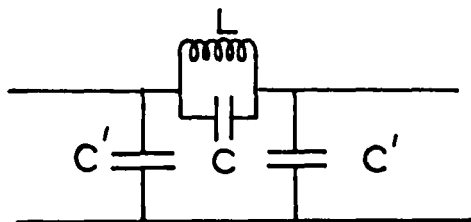


figure 38

Pour améliorer le résultat, nous avons intercalé entre l'étage "émitter follower" et l'amplificateur accordé un filtre passe-bas (fig. 38) ayant une fréquence d'atténuation infinie à 5.400 Hz, on se reportera à l'ouvrage de DAVID 6

Les valeurs :

L	=	123 m H
C	=	7020 pF
C'	=	8220 pF

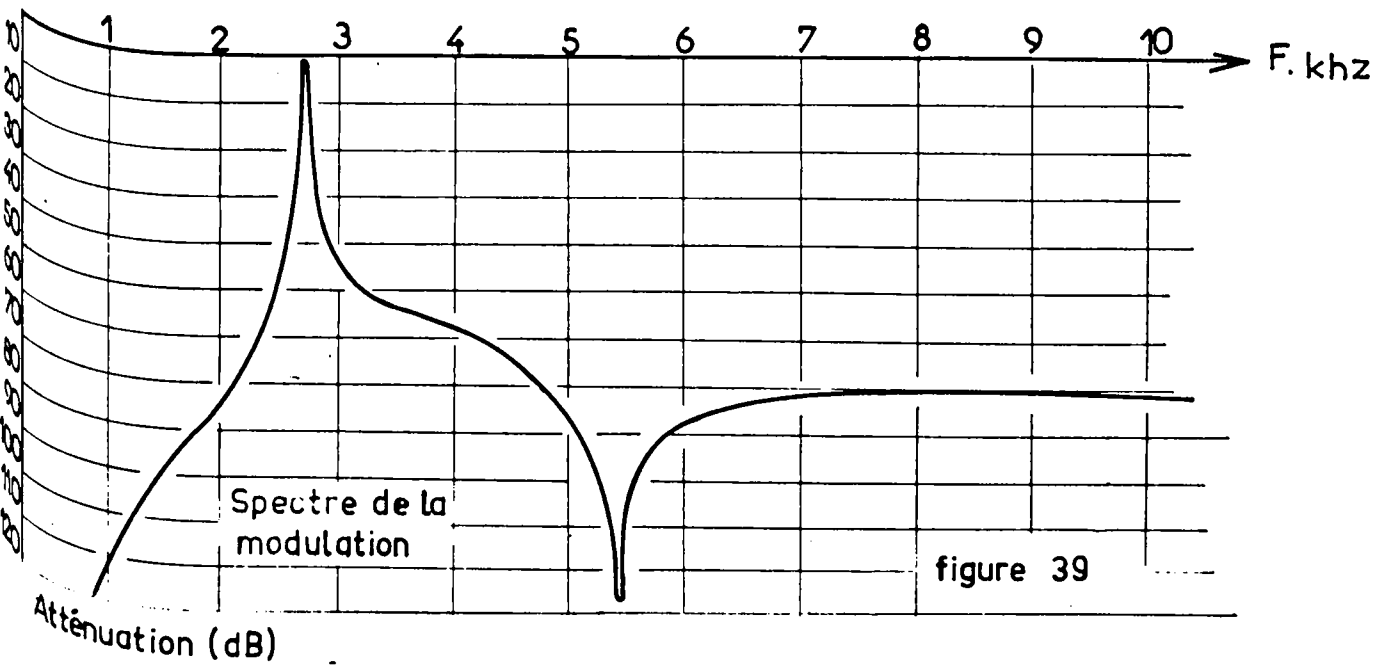
L'atténuation dépend de l'angle de perte des capacités et du coefficient de qualité de la self. Nous avons choisi des capacités au Styroflex. Pour la self, nous avons utilisé un pot ferrite de même type que celui du transformateur élévateur avec du fil de IO/IO "Soudemail" émaillé; son coefficient de qualité n'est que de 150, car le facteur de remplissage est ici très mauvais.

Le filtre pour fonctionner d'une manière optimale doit être fermé sur une impédance égale à son impédance image soit 2760 ohms.

Ceci a nécessité l'adjonction de résistances de valeurs convenables à l'entrée et la sortie du filtre. Dans ces conditions nous avons tracé la courbe de réponse de l'ensemble "d'émitter-follower - filtre.

Les résultats sont consignés dans le tableau ci-dessous.

F. KHz	1.2	1.5	2.5	2.65	2.70I	2.8	2.9	3	3.4	4.4	5.1	5.2	5.402	5.5	5.8	7	10
V _e Volts	900	200	32	290	85	210	900	50	110	62	8.5	2.5	170	225	8	20	25
μV			mV	mV	V	mV	mV	mV	mV	mV	mV	mV	μV	mV	mV	mV	mV
dB	100	86	50	34	0	32	40	46	52	63	80	90.6	114	91.6	80.5	72.6	71



Dans ces conditions nous avons pu réduire la composante résiduelle au delà de 114 décibels. Des essais sur maquettes avec un étage push-pull de sortie n'ont pas donné de meilleurs résultats. La réalisation du transformateur accordé est plus délicate. Le coefficient de remplissage est plus faible et le coefficient de qualité devient inférieur à 100 .

Cependant, la réalisation du système de sortie nous a conduit à proposer une amélioration nouvelle de ce dispositif.

La réalisation de cet oscillateur nous a permis de dégrossir le problème de la modulation. Il reste imparfait pour un usage permanent; il faut en effet réajuster souvent la valeur des capacités du filtre et du circuit oscillant de sortie.

Un travail complémentaire consisterait à reprendre le problème de la stabilité des performances de ce modulateur en remettant en question les choix électriques.

CHAPITRE VII

Les circuits de sortie

Le circuit de plaque du photomultiplicateur comporte une résistance de charge. La chute de tension dans cette résistance donne le signal de mesure. A ce niveau, on doit résoudre un certain nombre de problèmes.

- 1° - La sécurité du tube
- 2° - L'élimination des résiduelles parasites
- 3° - Le choix judicieux d'une résistance quant à sa valeur ohmique et à la tension de bruit qu'elle produit.

VII. 1 - Système de sécurité.

Le photomultiplicateur 5I AVP, dont nous avons justifié le choix dans la 2ème partie ne peut débiter un courant supérieur à 1 mA; pour des courants supérieurs, l'anode constituée d'un fin réseau de fils métalliques est détériorée définitivement.

Si nous n'envisageons pas de mesurer des flux lumineux de l'ordre du lumen, correspondant environ à un courant plaque de 1 mA, nous devons par contre prévenir toute "surexposition" accidentelle. Nous employons à cet effet un dispositif à seuil supprimant la haute tension (Fig. 40)

Un trigger de SCHMITT, dont les éléments actifs sont les deux transistors T_1 et T_2 , est alimenté par le diviseur potentiométrique pour une portion de la résistance polarisant la dynode D_{11} .

On obtient une tension de 18 V suffisante pour le Trigger de SCHMITT. Appelons i_{\max} la valeur maximale du courant i_p .

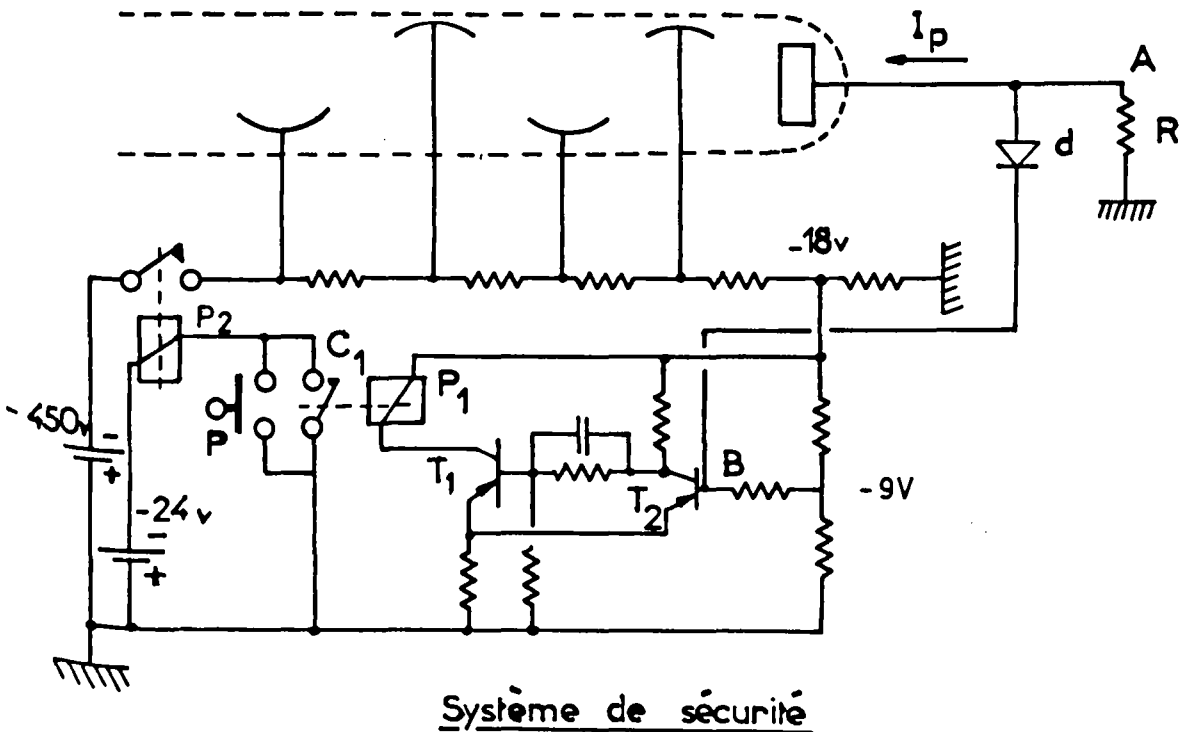


figure 40

Dans le cas où $V_A < R_i$ le transistor T_1 conduit et le transistor T_2 est bloqué. Par suite le courant passe dans la bobine du relais P_1 et le contact C_1 est fermé. (Le schéma représente la position des contacts au repos). Ainsi, le relais de puissance P_2 est alimenté, ce qui assure le contact de C_2 ; le diviseur est alimenté. Dans le cas où $V_a \geq R_{imax}$, le transistor T_1 se bloque car T_2 conduit. L'arrivée de la haute tension est coupée par l'intermédiaire du relais P_2 , et nous protégeons ainsi le photomultiplicateur. Pour réenclencher le dispositif nous alimentons P_2 par l'intermédiaire du bouton poussoir.

Le pont diviseur est alimenté et le Trigger de SCHMITT reprend son état initial, ainsi le contact C_1 est assuré, et on peut alors relâcher le poussoir P.

Par ailleurs, il faut noter que dans le cas où l'alimentation du Trigger (- 18 V) n'a pas sa valeur nominale (court circuit d'alimentation par exemple) le relais P_1 n'est pas excité, et par suite, il n'est pas possible de réarmer le système.

Enfin pour que les fluctuations du courant base de T_2 ne viennent pas s'ajouter au courant de mesure I_p , on a placé une diode au silicium à faible courant intense (10^{-13} ampères pour $V_B - V_A = 10$ Volts). et qui devient conductrice dès que $V_A \simeq V_B$).

VII. 2 - Elimination des résiduelles parasites

Nous avons montré au paragraphe 3.I, la difficulté d'éliminer suffisamment la résiduelle à la fréquence $2F$ due à la capacité parasite

Nous devons par ailleurs séparer le signal utile de la composante de fréquence F due à la capacité parasite; cette résiduelle est importante.

Elle peut atteindre $1/4$ mV. Nous devons donc réaliser un filtre atténuant de 100 décibels environ.

Pour réduire cet effet, nous avons réalisé un neutrodynage conformément à la figure 41.

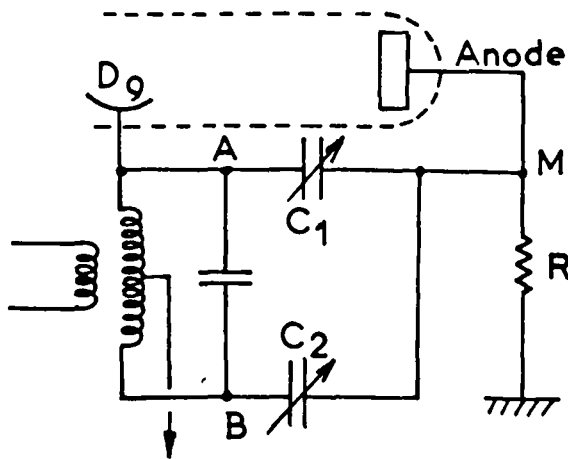


figure 41

Le transformateur élévateur de sortie de la Fig.36 a été modifié. Pour un transformateur parfaitement symétrique, les tensions en A et B sont égales et en opposition de phase. On injecte ces 2 tensions au point M par l'intermédiaire des condensateurs ajustables C_1 et C_2 , C_1 étant constitué de la capacité parasite dont l'effet est à éliminer.

Pour obtenir un réglage fin, nous devons réaliser un ensemble des 2 condensateurs dont la capacité varie entre 15 pF et une valeur non mesurable. Par ce procédé nous avons réduit la résiduelle à la fréquence à une valeur voisine de $640 \mu V$ au lieu de 150 mV

On pourra donc se contenter d'un circuit de sortie moins sélectif constitué, soit d'un amplificateur accordé soit d'un filtre passe-bande ayant une fréquence d'affaiblissement infinie pour $F = 270 \text{ Hz}$.

VII. 3 - Choix d'une résistance de charge

Diverses considérations nous permettent de déterminer la valeur de la résistance de charge optimale du tube.

- a) L'influence de la résistance sur la linéarité de réponse du photomultiplicateur.
- b) L'importance de l'effet JOHNSON compte tenu du bruit propre du photomultiplicateur. Analysons successivement ces deux facteurs.

a - Saturation anodique-linéarité de réponse du photomultiplicateur

Si l'on trace la caractéristique courant plaque = fonction de la tension entre l'anode et la dernière dynode, on obtient le réseau de la figure pour différentes valeurs de flux lumineux avec $[\varphi \approx 2 \mu \text{Lu}]$. Ce réseau est donné par le constructeur [2I]

Pour le photomultiplicateur 51AVP: $\phi = 2 \mu \text{Lu}$

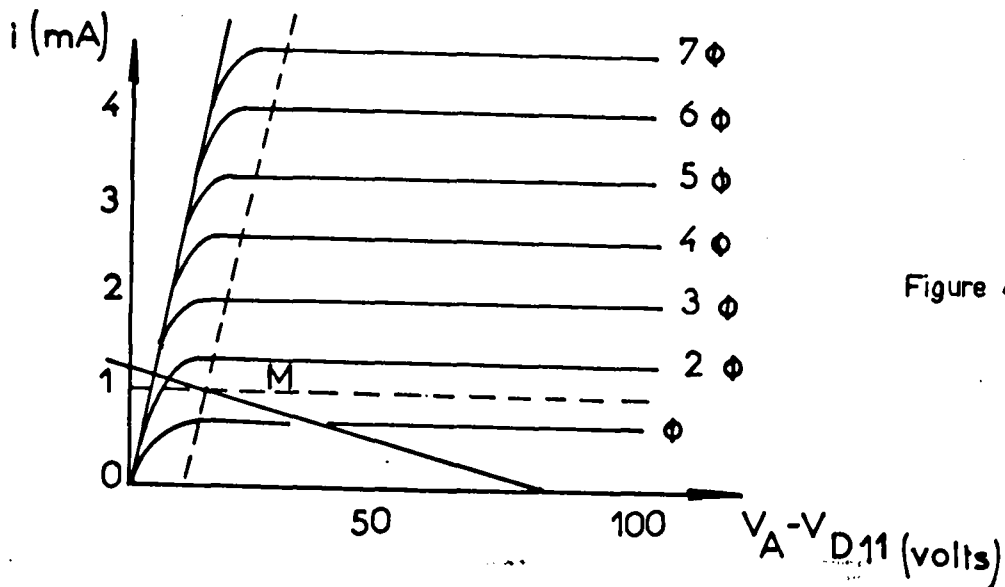


Figure 42

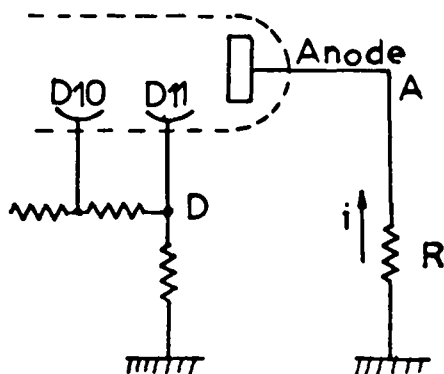


figure 43

Par ailleurs, nous savons que $V_A - V_{D11} = 90$ volts valeur imposée par le constructeur si le flux lumineux tombant sur la cathode est nul.

Si l'on exprime la loi d'OHM sur la figure 43 il vient : $V_A - V_D = Ri + 90$. Ce qui donne une droite de charge sur le réseau des caractéristiques. La limite de courant admissible en continu sur le photomultiplicateur est de 1 mA. Enfin, nous pouvons délimiter par un trait discontinu, la zone où les caractéristiques sont courbes. La limite de résistance admissible est donc celle qui correspond à la position de la droite de charge passant par le point M sur la figure 42 elle donne une bonne linéarité dans toute la gamme des courants continus admissibles. Cela impose une résistance approximative de 80 kiloohms.

Note : Il est évident que pour des mesures de flux lumineux, très faible, ces considérations n'interviennent pas. Nous nous sommes attachés ici à obtenir une tension proportionnelle au flux lumineux dans toute la gamme de courant admissible.

b - Effet JOHNSON : La formule (6) (page 29) donne la valeur de la tension du bruit JOHNSON.

$$\overline{\Delta V}_J^2 = \frac{2 kT}{\pi C} (\arctg 2\pi RC f_1 - \arctg 2\pi RC f_2) \quad \text{où}$$

K est la constante de BOLTZMANN = $1,38 \times 10^{-23}$ joules degré⁻¹

T la température absolue (T ambiant = 300° K)

C la capacité parasite entre la plaque et la masse

R la résistance de charge.

f_1 et f_2 les fréquences minimales et maximales du système

sélectif de sortie. Pour $R = 10^5$ ohms et $C = 10^{-11}$ F - $RC = 10^{-6}$

dans nos applications $2\pi RC = f_1$, elle est toujours petite et

nous pouvons faire l'approximation :

$$\overline{\Delta V_J^2} = \frac{2 k T}{\pi C} 2 \pi R C (f_1 - f_2) = 4 k T R \Delta f$$

D où $\overline{\Delta V_J^2} = 4 \times 1,38 \times 10^{-23} \times 3 \times 10^{+2} \times R \Delta f$

soit $\Delta V_J = 1,285 \times 10^{-10} \sqrt{R} \sqrt{\Delta f}$

Comparons la au bruit thermique correspondant au courant d'obscurité du photomultiplicateur, ainsi qu'à la tension engendrée par le courant d'obscurité (supposé égal à 10^{-8} A).

D'après (6)

$$\overline{\Delta V_T^2} = 2 e R^2 \Delta f i_o G^2 \left[1 + \frac{1}{d - 4} \right]$$

avec :

$e = 1,6 \times 10^{-19}$ coulomb $G = 1,2 \times 10^6$ [pour $V_o = 120$ V]
 $i_o = 10^{-8}$ A $\bar{d} = 3,56$

on trouve

$$\overline{\Delta V_T^2} = 2 \times 1,6 \times 10^{-19} \times 10^{-8} \times 1,2^2 \times 10^{12} \times 1,39 \times R^2 \Delta f$$

$$\overline{\Delta V_T} = 8 \times 10^{-8} R \sqrt{\Delta f}$$

quant à la tension d'obscurité

$$V_o = 10^{-8} R$$

On constate que ΔV_T croît plus vite que ΔV_j en fonction de la résistance.

Cependant pour $R = 100$ kilohms on a successivement :

$$\begin{aligned}\overline{\Delta V}_j &= 4,1 \times 10^{-8} \sqrt{\Delta f} \\ \overline{\Delta V}_T &= 8 \times 10^{-3} \sqrt{\Delta f} \\ V_o &= 10^{-3} \text{ V}\end{aligned}$$

Cette valeur de résistance est intéressante, le bruit JOHNSON, restant nettement inférieur au bruit propre du photomultiplicateur, par ailleurs, la linéarité de réponse reste bonne puisque pour des raisons de sécurité, le déclenchement du trigger de SCHMITT a été réglé pour une valeur de courant égale à 0,8 mA.

Les essais réalisés confirment ces résultats.

VII. 4 - Amplificateur logarithmique

Comme nous l'avons vu dans la 2ème partie, cette fonction a fait l'objet de deux études distinctes dont il est intéressant de signaler les résultats.

Amplificateur logarithmique à diode ZENER

Utilisant les données expérimentales du paragraphe . v.2 nous avons réalisé le montage dont le schéma est donné fig. 44.

On ne peut utiliser la diode seule car sa résistance interne varie de quelques centaines de Mégohms à quelques kilohms.

Aussi nous avons dû réaliser un système adaptateur d'impédance qui comprend un tube DF 76 souschauffé, utilisé en électromètre et monté en étage cathodyne.

L'ensemble est suivi d'un montage hybride à transistors permettant d'obtenir une bonne impédance d'entrée et une faible impédance de sortie.

L'élément logarithmique est une diode 25 Z6. Nous avons tracé les caractéristiques de cet amplificateur en fonction du courant injecté, pour cela nous avons réalisé un générateur de courant constitué d'un ensemble de résistances de 22 mégohms et de 10 mégohms et d'un potentiomètre permettant les réglages intermédiaires. La figure 45 montre les performances d'un tel système.

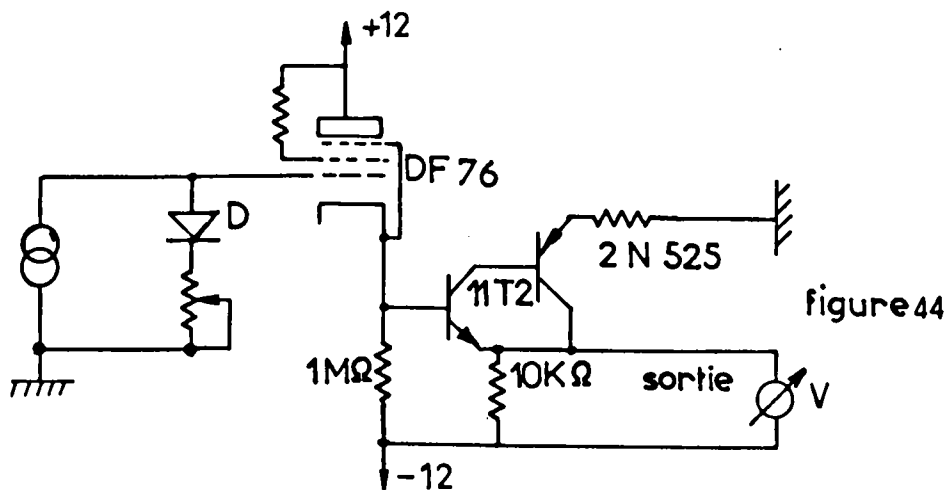
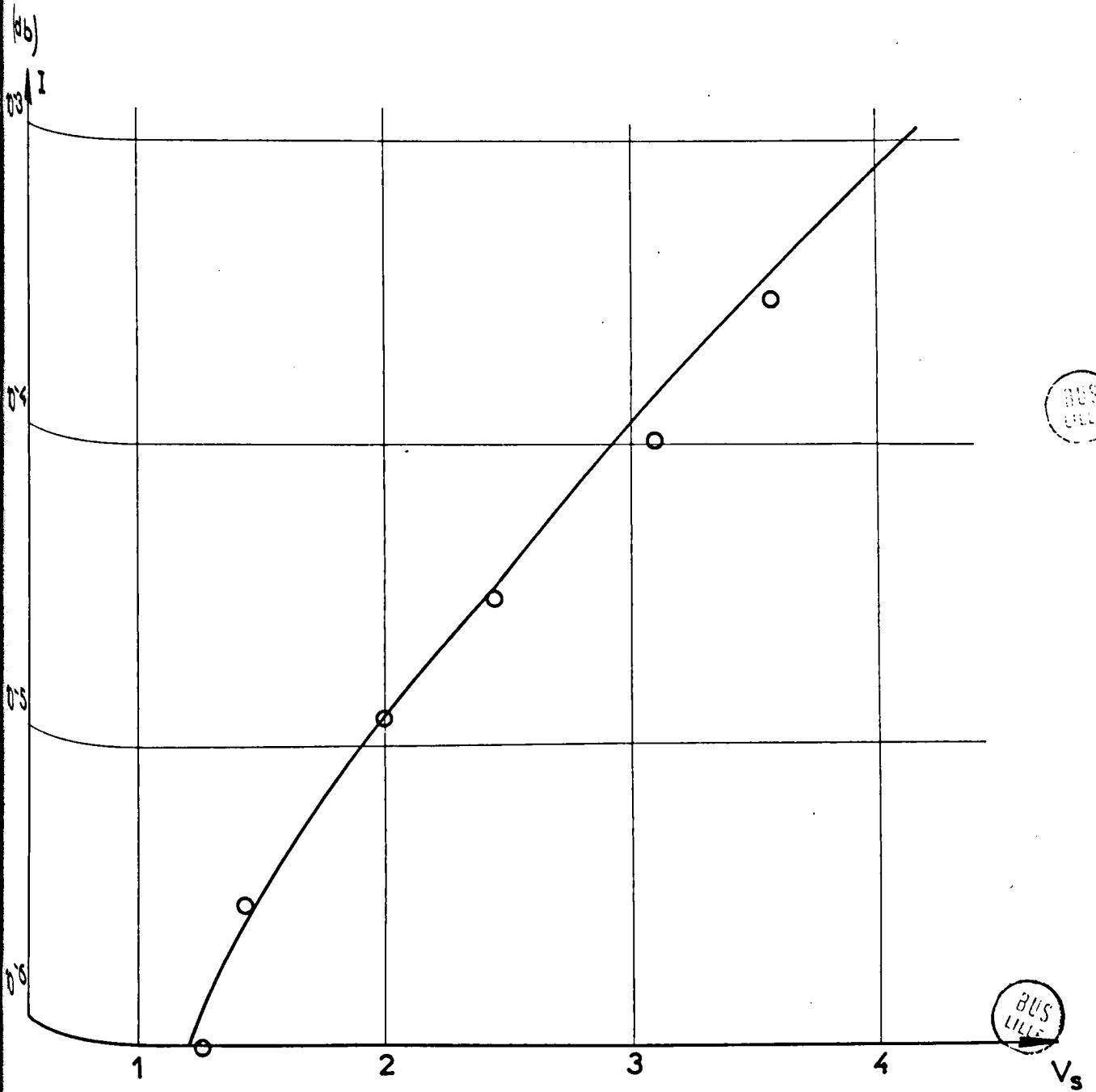


figure 44

Amplificateur logarithmique à diode Zéner.

La distorsion correspond à la partie supérieure de la courbe qui provient de l'imperfection du générateur de courant dont l'impédance interne n'est pas suffisamment grande devant l'impédance statique de la diode.

De toute façon, l'étude des caractéristiques des diodes nous a déjà laissé entrevoir la limite de ce système qui ne permet guère d'obtenir plus de 4 décades (60 dB) d'ailleurs avec une précision limitée. Aussi nous nous sommes attachés à une solution utilisant un montage à transistor que nous avons décrite - page 65 (paragraphe V.3).



Réponse de l'amplificateur logarithmique à diode Zèner —

figure 45

4° PARTIE

PERFORMANCES D'ENSEMBLE

CONTROLE DE LINEARITE

SENSIBILITE

CHAPITRE VIII

VIII.1 - Relations de bases - précautions :

Pour étudier les performances du dispositif réalisé, il faut disposer de flux lumineux variant suivant une loi connue. Pour cela, nous exploitons la formule fondamentale de la photométrie (voir fig 46) .

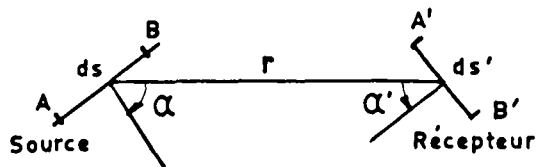


figure. 46

$$d\phi = B \frac{dS \cos \alpha \times dS' \cos \alpha'}{r^2}$$

avec DS et DS' éléments de surfaces petits devant la valeur de r^2 . Si on fixe soigneusement la source et le récepteur on peut réaliser $\cos \alpha = \cos \alpha' = 1$ et la formule se réduit alors à :

$$d\phi = B \frac{dS \ dS'}{r^2}$$

Comme source de lumière constante nous avons utilisé une lampe à filament de carbone stable dans le temps, alimentée par une source de tension régulée. Une boîte à lumière, réalisée conformément à la figure 47, comporte dans le haut et le bas des chicanes retenant la lumière et permettant une bonne circulation d'air.

La partie avant comporte un verre dépoli, devant lequel on peut mettre des diaphragmes de différents diamètres.

Le plan source est ainsi parfaitement défini.

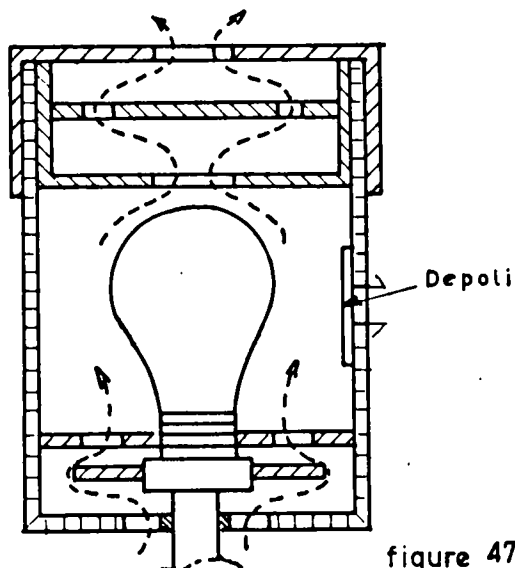


figure 47

Cette boîte a été fixée à un banc d'optique.

Le "plan source" étant perpendiculaire à l'axe géométrique du banc, la lumière parasite sortant par les chicanes d'aération a été éliminée à l'aide de draps noirs tendus convenablement.

Le récepteur assujéti solidement à un pied en fonte (voir fig.48) peut coulisser librement, sur le banc d'optique sur une distance de 2m50 environ.

Un diaphragme à iris obture la face d'entrée du photomultiplicateur. Nous avons mesuré la distance D séparant la face d'entrée de la photocathode au repère du pied coulissant à 2mm près.

Dans ces conditions on a toujours $\cos \alpha = \cos \alpha' = 1$ quelle que soit la position du récepteur et on peut donc écrire $\phi = \frac{k}{r^2}$, Si la réponse du photomultiplicateur est linéaire, la tension recueillie aux bornes de la résistance de charge sera donnée par $V = \frac{k'}{r^2}$

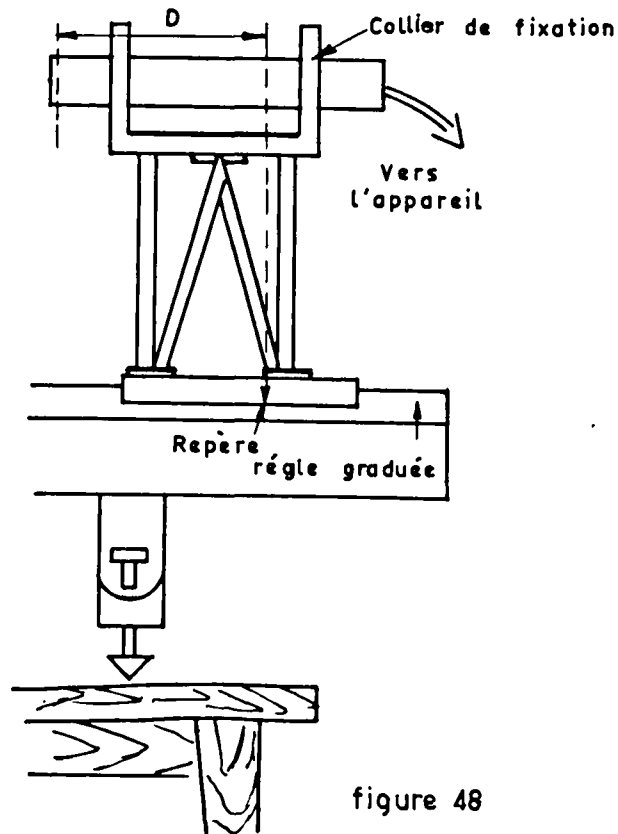


figure 48

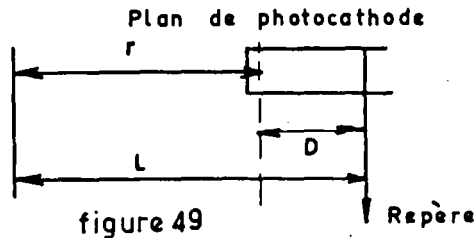
Un certain nombre de précautions ont été prises pour que la formule fondamentale reste valable :

1°) La distance e est telle que r^2 reste supérieur à 100 fois la valeur de dS ou dS' .

2°) Cette distance e reste aussi supérieure à une valeur telle que l'erreur relative sur la distance définisse une erreur relative sur le flux inférieur à 1%. Or, on a (Fig. 49).

$$r = L - D \text{ d'où } \phi = \frac{K}{(L-D)^2} \text{ entraînant } \frac{\Delta \phi}{\phi} \leq \frac{2 \Delta D}{L - D}$$

remarquant que l'erreur faite sur L est négligeable ($\Delta L \leq 0,5 \text{ mm}$)



$$\text{On doit avoir } \frac{\Delta D}{L - D} < \frac{1}{200}$$

$$\text{D'où } (L-D) > \Delta D \times 200$$

$$(L-D) > 40 \text{ cm}$$

Si on écrit maintenant la première condition sachant que le plus grand diaphragme utilisé a un diamètre de 1cm, on aboutit à $(L-D) > 100 \text{ cm}$, nous nous sommes donc attachés à ce que cette condition soit toujours réalisée.

VIII.2. - Les mesures: Nous avons fait les mesures pour les trois fonctions réalisées :

VIII.2.I - Continu - linéaire :

La mesure de tension a été faite avec le voltmètre Hewlett Packard 412.A. Son impédance d'entrée supérieure à 10 Mégohms ne perturbe pas la mesure aux bornes de la résistance de 100 Kiloohms.

Par ailleurs, cet appareil de classe I% est suffisamment précis.

A faibles flux lumineux, on a fait des mesures avec et sans compensation du courant d'obscurité; cette compensation est réalisée à l'aide d'un contre-courant délivré par une source de tension. (Voir courbes fig. 50).

VIII.2.2. Alternatif linéaire

La mesure de tension a été faite avec l'analyseur d'ondes HEWLETT PACKARD 302 A mais comme l'impédance d'entrée minimale est de 100 kilohms, nous avons pris la tension sur une fraction de la résistance de charge (10 kilohms). La précision des mesures n'est alors que de 5%.

VIII.2.3. Continu logarithmique.

Seul a pu être expérimenté le système utilisant une diode, nous avons fait 2 séries de mesures à 2 températures différentes avec le voltmètre continu HEWLETT PACKARD 412 A (Fig. 51).

VIII.3. RESULTATS ET CONCLUSIONS EXPERIMENTALES

Les mesures précédentes nous ont permis de tirer quelques conclusions et de proposer quelques améliorations.

I°. Le photomultiplicateur a bien une réponse linéaire sur toute la gamme d'intensité lumineuse mesurée et ceci avec une bonne précision.

REPOSE DU PHOTOMETRE EN CONTINU ET ALTERNATIF

EN FONCTIONNEMENT LINEAIRE

Pour le cas d'un étalonnage absolu serait nécessaire il suffirait de faire la mesure absolue du point.

($4,4 \cdot 10^{-1}$; $1,2 \cdot 10^{-1}$)

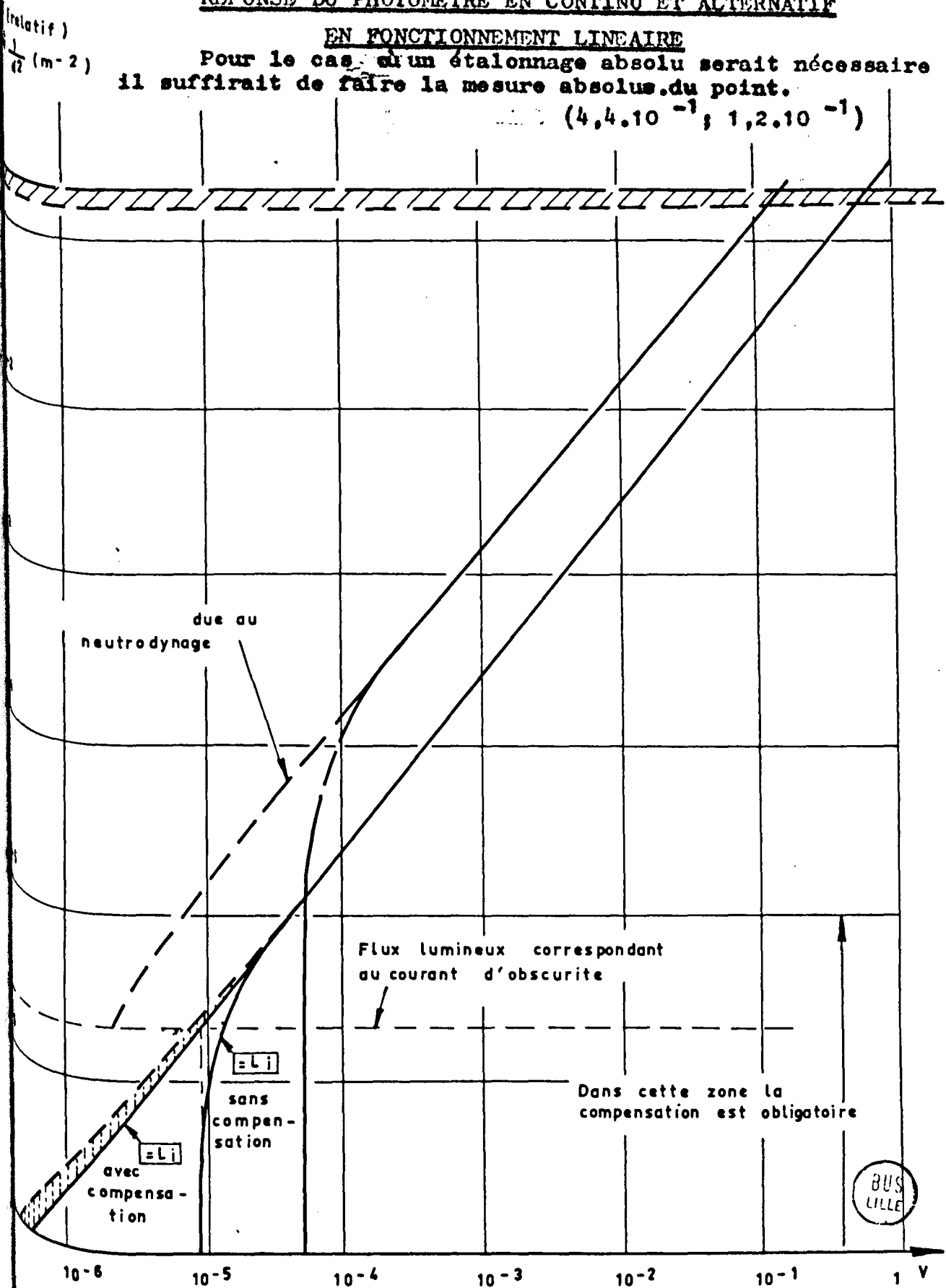


figure 50

REPONSE DU PHOTOMETRE EN CONTINU
LOGARITHMIQUE

V (relatif)
ou $\frac{1}{d^2}$ (m⁻²)

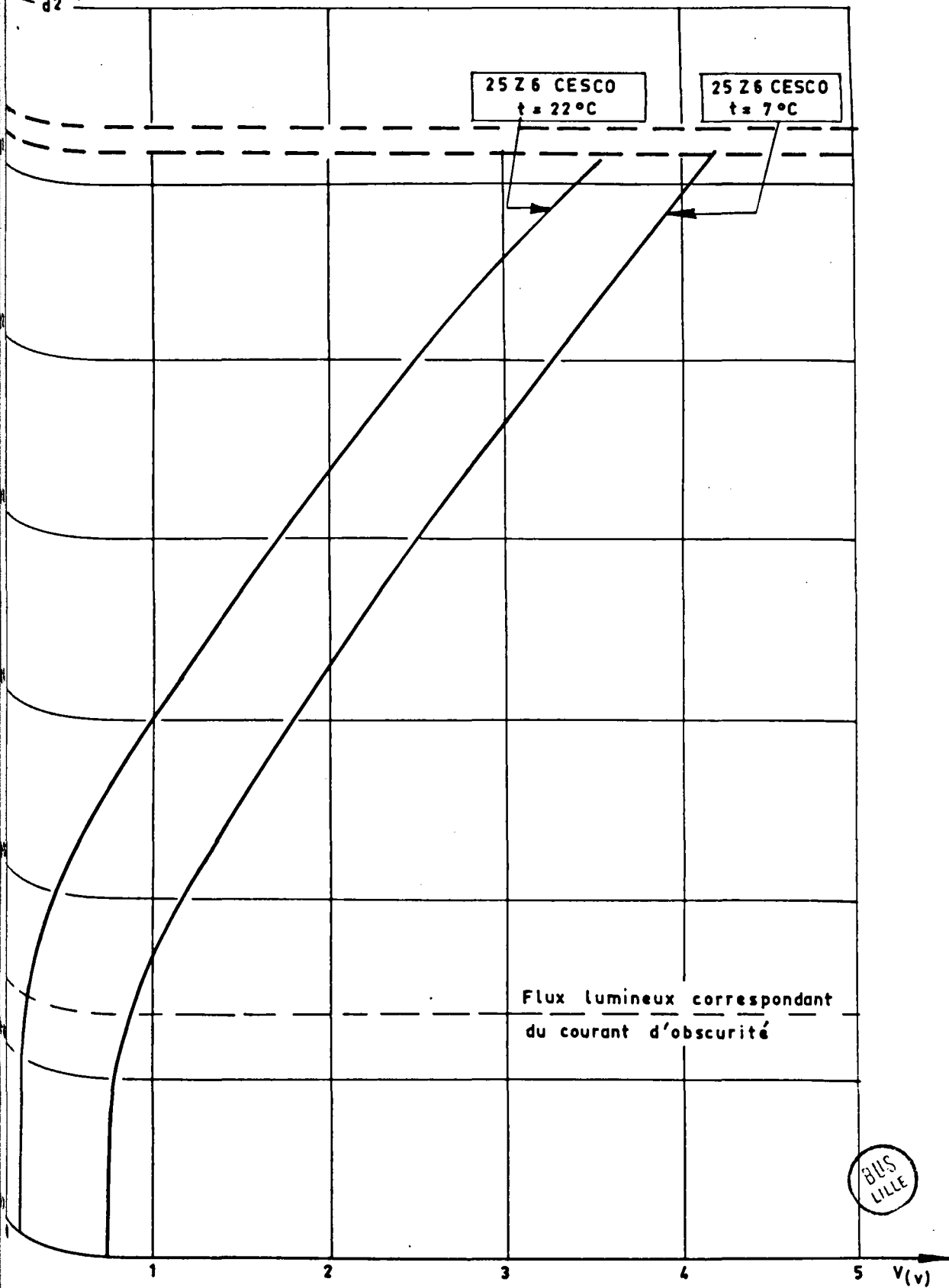


figure . 51

2°. Le montage alternatif est aussi sensible que le système continu et peut s'avérer beaucoup plus intéressant dans certains cas.

a) isolement entre broches, inférieur ou égal à 10^{11} ohms (dû par exemple à une humidité ambiante inévitable).

b) refroidissement du photomultiplicateur qui entraîne une diminution de l'isolement entre broches, à cause du "givrage".

c) Le choix d'une tension interdynode de 120 V est un compromis qui favorise le fonctionnement du photomultiplicateur en continu.

Une tension interdynode moins élevée, améliorerait la sensibilité du photomètre.

Par ailleurs, nous sommes limités par l'influence des capacités parasites malgré les performances des circuits de détection et de modulation. Pour améliorer la sensibilité en alternatif, il faudra nécessairement diminuer la fréquence de travail pour arriver à quelques dizaines de hertz. Nous ne pourrons utiliser cette fonction pour l'étude de phénomènes rapidement variables tels que l'analyse des figures de DEBYE et SEARS par miroir tournant. Un compromis devra alors être fait entre la rapidité de réponse et la sensibilité du photomètre.

Nous pouvons utiliser également une détection synchrone qui sélectionne dans le signal sortant du circuit sélectif la composante en phase avec un signal de référence bien défini. Ce signal de référence vient d'un oscillateur pilote servant aussi à la modulation. On obtient ainsi le schéma fonctionnel représenté par la figure 52.

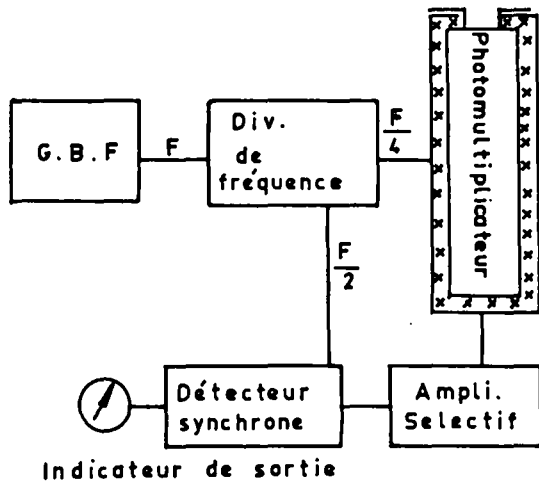


figure 52

A partir d'un générateur BF "CRC" nous divisons la fréquence du signal obtenu par 2 et 4. La fréquence $\frac{F}{4}$ sert à la modulation, la fréquence $\frac{F}{2}$ sert de référence au détecteur synchrone.

L'ampli sélectif est ampli "Général Radio" n° I232 A.

Par ailleurs, nous avons fait une étude exploratoire en refroidissant le photomultiplicateur à -100° , par l'intermédiaire de l'azote liquide.

Dans ces conditions, nous avons eu une amélioration de la sensibilité de l'ordre de 20 dB.

3°. Le montage logarithmique

Le système logarithmique, utilisant l'amplificateur opérationnel SP2A de la Maison Philbrick, répond aux exigences de précision et d'excursion et peut être utilisé en montage alternatif avec une fréquence de travail de l'ordre de 10 hertz.

CONCLUSION

Nous avons réalisé un appareillage sensible et polyvalent qui nous a amené à définir les conditions d'utilisation optima du photomultiplicateur.

Dans le cas d'un régime continu, nous avons intérêt à choisir une tension interdynode élevée sans atteindre cependant la zone d'accrochage.

En régime alternatif, au contraire, une tension interdynode moins élevée paraît plus intéressante et améliore le rapport signal / bruit.

Un système d'alimentation double paraît intéressant d'une part parcequ'il rend négligeable les variations du gain en fonction du débit du photomultiplicateur, d'autre part, avec un choix judicieux des tensions d'alimentation respectives, il permet une consommation électrique minimum.

L'amélioration de la sensibilité du photomultiplicateur en régime alternatif est intéressante lorsque la fréquence de modulation n'excède pas quelques dizaines de hertz. Cela le rend impropre dans ce cas, à l'étude de phénomènes rapides.

Lorsque les conditions d'isolement électrique des broches du photomultiplicateur sont défavorables, une modulation à une fréquence relativement élevée permet de conserver une bonne sensibilité.

L'étude de phénomènes lumineux rapides de faible intensité nécessite le refroidissement de la photocathode.

Le système d'amplification logarithmique utilisant un transistor, s'avère plus précis que les autres procédés. Ses performances quoique modestes suffisent pour l'instant.

Plusieurs améliorations de l'appareillage sont envisageables.

Elles concernent d'abord la conception d'une cellule contenant le photomultiplicateur susceptible de pouvoir refroidir ce dernier à des températures de l'ordre de -100°C .

Ensuite, elles concernent le système de modulation. Nous devons réduire la fréquence de modulation, sachant, par ailleurs les restrictions que cela apportera aux applications du photomètre et reconsidérer le choix de certains éléments de base compte tenu de l'évolution des semi-conducteurs.

Enfin, nous devons nous attacher à améliorer la rapidité de l'amplificateur logarithmique et nous efforcer d'obtenir les deux décades de courant supplémentaire prévues par la théorie pour des valeurs inférieures à un nanoampère. (Ceci sera d'autant plus nécessaire que le refroidissement, assuré, par ailleurs, permettra d'atteindre des courants d'obscurité de l'ordre du picoampère).

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

- (1) BAY Z., Rev. Sci. Instrum. U.S.A., (1941), n°12, p.127
- (2) BLANC-LAPIERRE A., J. Phys. Rad., (1944) 5, n° 10, p. 239
- (3) BORISOV A.Y., Appl. Optics, (1960), 18 Janvier
"Photomètre modulé à haute sensibilité"
- (4) T.R.A.N.S.C.O., Bull. Applic. Cellules PELTIER, (1965), Janvier
- (5) CLINCK W.L., Electronics, (1954), Mars, p.196
- (6) DAVID P., Coll. Scientifique C.N.E.T., Pl. IV, (1952)
"Les filtres électriques"
- (7) DEFEBVRE A., D.E.S., LILLE, (1954)
- (8) DEFEBVRE A., Thèse Doct. Sci., LILLE, (1966)
- (9) DEFONTAINES E., D.E.S., LILLE, (1958)
- (10) ENGSTROM R.W., J. Opt. Soc. amer., (1957) 37, n°6, p.420-431)
"Multiplier phototube characteristics.
Application to low light levels".
- (11) GIBBONS J.F., Trans. Circuits theory, (1964), n°9
"A circuit with a logarithmic response over
9 decades"
- (12) GRIVET P., MASSON, PARIS (1958), p. 197)
"Le bruit de fond"

- (13)
HUNT F.V., HICKMAN R.W., Rev. Sci. Instrum. U.S.A. (1939),
10, n°1, p. 6-20
- (14)
NAMORU NONAKA, TAKEO KASHIMA, Japan. J. appl. Phys. (1963),
2, n° 12, p. 785-91
- (15)
C.O.P.R.I.M., Notice Technique, Vol. II
- (16)
DEIMICHEN J.P., Toute la Radio, (1954), nov. p.368), (1954),
doc., p. 447, (1954), Janv, p.3
- (17)
PHILIPHS, "Les tubes photomultiplicateurs. Description.
Mesures. Applications", 2ème Ed.
- (18)
POULIQUEN J. Thèse Doct. Sci., LILLE (1962)
- (19)
PREISACH F., Wireless Engineer, (1939), Avr., p. 69-173
"Noise reduction by means of photoelectric
multipliers".
- (20)
RAJCHMAN J.A., Electronics, (1940), Déc., p. 20-23, 58-60
"An electrically, focused multiplier phototube"
- (21)
RANK D.H., J. Opt. Soc. amer., (1942), n° 32, p. 390
- (22)
SHANNON P.E.V., U.S. Naval Research Lab. Report. WASHINGTON
(1963)
- (23)
SHOCKLEY W., PIERCE J.R., P.I.R.E. U.S.A. (1938), 26, n°3,
p.321-32
"A theory of noise for electron
multipliers".

(24)

WINANS R.C. PIERCE J.R., Rev. Sci. Instrum., (1941),
12, n°5, p. 269-77

"Operation of electrostatic
multipliers".

(25)

ZIEGLER M., Physica (1936), I, n° 1, p.1 ; (1936),
2, n°5, p.307.

ANNEXE

ALIMENTATION CONTINUE DU PHOTOMULTIPLICATEUR

ALIMENTATION A TRANSISTORS

PRESENTATION DE L'ENSEMBLE

ALIMENTATION CONTINUE DU PHOTOMULTIPLICATEUR

La haute tension optimale est de 1470 volts (Page)

Nous disposons d'un transformateur permettant de produire des tensions de 550 volts sous 180 mA et de 1200 volts sous 10 mA.

En prévoyant respectivement 100 et 200 volts environ, pour la stabilisation, nous pouvons réaliser une alimentation fournissant 450 volts et 1020 volts. Ceci nous permet de choisir comme dynode de jonction la dynode n° 8. Ce choix est conforme aux conditions précisées dans la deuxième partie. (Voir Fig. 11).

La répartition des potentiels est alors :

Anode - dernière dynode				
		90		
d ¹¹	= d ¹⁰	120	d ⁸	- d ⁷
d ¹⁰	- d ⁹	120	d ⁷	- d ⁶
d ⁹	- d ⁸	120	d ⁶	- d ⁵
		<hr/>	d ⁵	- d ⁴
		450	d ⁴	- d ³
			d ³	- d ¹
			d ¹	- cathode
				<hr/>
				1020

Le débit nécessaire à chaque alimentation est déterminé à partir du tableau III :

$$I^{\circ} P_1 (8) = 1,77 \cdot 10^5$$

$$W_1 = 200 i_k V_o P_1 (8) \text{ pour } i_k = \frac{10^{-3}}{1,2 \times 10^6}$$

et $V_o = 120$ volts, on trouve :

$$W_1 = 3,54 \text{ W d'où } I_1 = 3,5 \text{ mA}$$

$$2^{\circ} P_2 (8) = 3,10 \cdot 10^6$$

$$W_2 = 63 \text{ W d'où } I_2 = \frac{63}{450} = 140 \text{ m A}$$

Résumé : Caractéristiques essentielles

1° Alimentation V = 1020V ± 0,5 %

I ≥ 3,5 mA

Variations secteur admissibles ± 10%

2° Alimentation V = 450V ± 0,5%

I ≥ 140 mA

Variations secteur admissibles ± 10%

A.I. ALIMENTATION STABILISEE 450 VOLTS

a) Redressement et filtrage

Le redressement en double alternance est effectué à l'aide de la valve G Z 34 pouvant débiter 150 mA si on utilise une capacité de filtrage en tête inférieure à 50 μF. Le filtrage est effectué par une cellule en π constituée par une self de 5 Hy (300 mA) et deux capacités de 25 μ F; la résiduelle alternative en charge est de 100 mV.

Nous avons tracé la caractéristique de l'alimentation en fonction du débit (Fig.55). Cette caractéristique permet de déterminer les éléments de la stabilisation.

b) Stabilisation

Afin de prévenir les fluctuations du secteur et éventuellement de la charge (ce qui nous intéresse moins) nous devons stabiliser la tension redressée. La méthode utilisée pour stabiliser une tension est indiquée schématiquement sur la figure 53. R est un tube électronique (appelé ballast) qui fonctionne comme une résistance variable commandée par un amplificateur comparant une fraction de la tension de sortie à une tension de référence. L'analyse des circuits qui suit s'inspire des travaux de HUNT & HICKMANN 13 sur les alimentations à tubes électroniques.

La figure 53 correspond à une régulation du type "série" où une différence de potentiel importante existe aux bornes du tube. La figure 37b correspond à une régulation de type "parallèle"

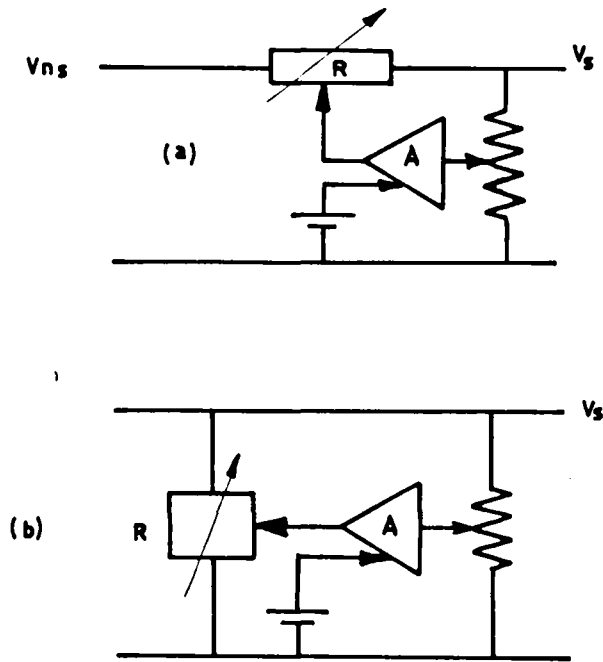


Figure 53 (a) et (b)

Dans ce cas, on augmente plus ou moins le courant demandé à l'alimentation qui a une certaine résistance interne. La tension de sortie varie suivant le débit supplémentaire demandé.

Nous disposons d'une tension excédentaire et nous avons pu adopter une régulation de type "série".

En tenant compte des débits des circuits annexes, nous devons choisir comme tube "ballast" un tube supportant un courant voisin de 200 mA sous une tension de 100 volts. La double triode 6.080 S répond à ces caractéristiques si les deux éléments sont mis en parallèles. Nous avons tracé les caractéristiques du tube 6.080 S avec éléments en parallèle (Fig. 56). Nous choisissons un courant moyen de 160 milliampères.

Dans ce cas, le point moyen de fonctionnement optimal est tel que $V_g = -30$ V correspondant à une chute de tension dans le tube de 90 volts.

Pour un courant de 160 mA, la valeur de la tension est de 550 volts environ (Fig. 55), soit une tension de sortie de 460 volts.

Etudions les positions extrêmes du point de fonctionnement A:

1° - Les variations secteur de $\pm 10\%$ donneront des variations de la tension redressée et filtrée d'environ 10% soit ± 55 volts pour le débit désiré, variations qui devront être absorbées par le tube; on obtient alors les points BC correspondant à des tensions grille de 5 et 55 volts.

2° - Considérons le schéma de la figure 54. V_{NR} figure la source de tension non régulée obtenue après redressement et filtrage. R_i représente la résistance interne de cette source. R est la charge d'utilisation variable. Enfin, $V(I)$ est la différence de potentiel apparaissant aux bornes du tube lorsqu'un courant I le traverse.

Nous pouvons écrire (30) $V(I) = (V_{NR} - R;I) - RI$

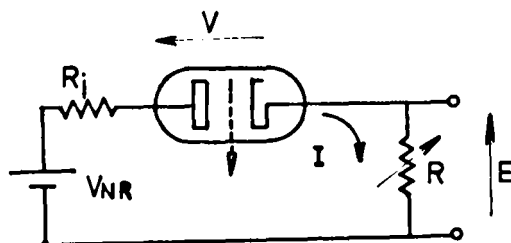
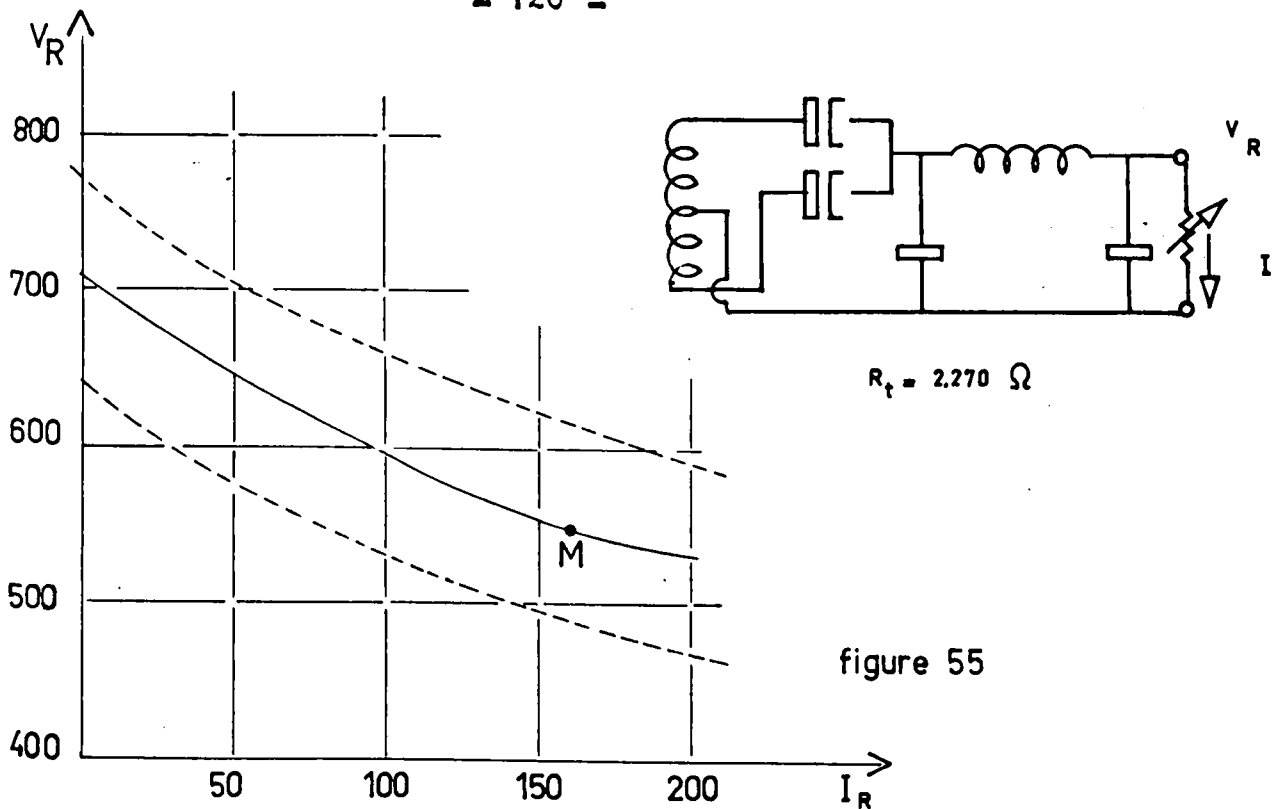


figure 54



Le premier terme du second membre représente la loi linéaire de la tension disponible aux bornes de l'alimentation non régulée en fonction du débit. La figure 55 montre que cette loi n'est pas tout à fait linéaire; soit $f(I)$ cette loi. Le second terme RI doit être la valeur constante E de l'alimentation régulée.

La formule théorique (30) doit être remplacée par

$$(3I) \quad V(I) = f(I) - E$$

Nous allons tracer point par point $V(I)$. Il suffit de remarquer qu'elle s'obtient à partir de la Fig. 55 par une translation parallèle à l'axe des tensions et en sens négatif d'une valeur égale à E (450 V dans notre cas). Nous l'avons figurée sur le réseau pour différentes tensions secteur; ce sont les courbes BB' , AD' et CC' . La zone hachurée délimite les déplacements du point de fonctionnement du tube et nous permet de voir que nous restons constamment en dessous de l'hyperbole de dissipation maximum.

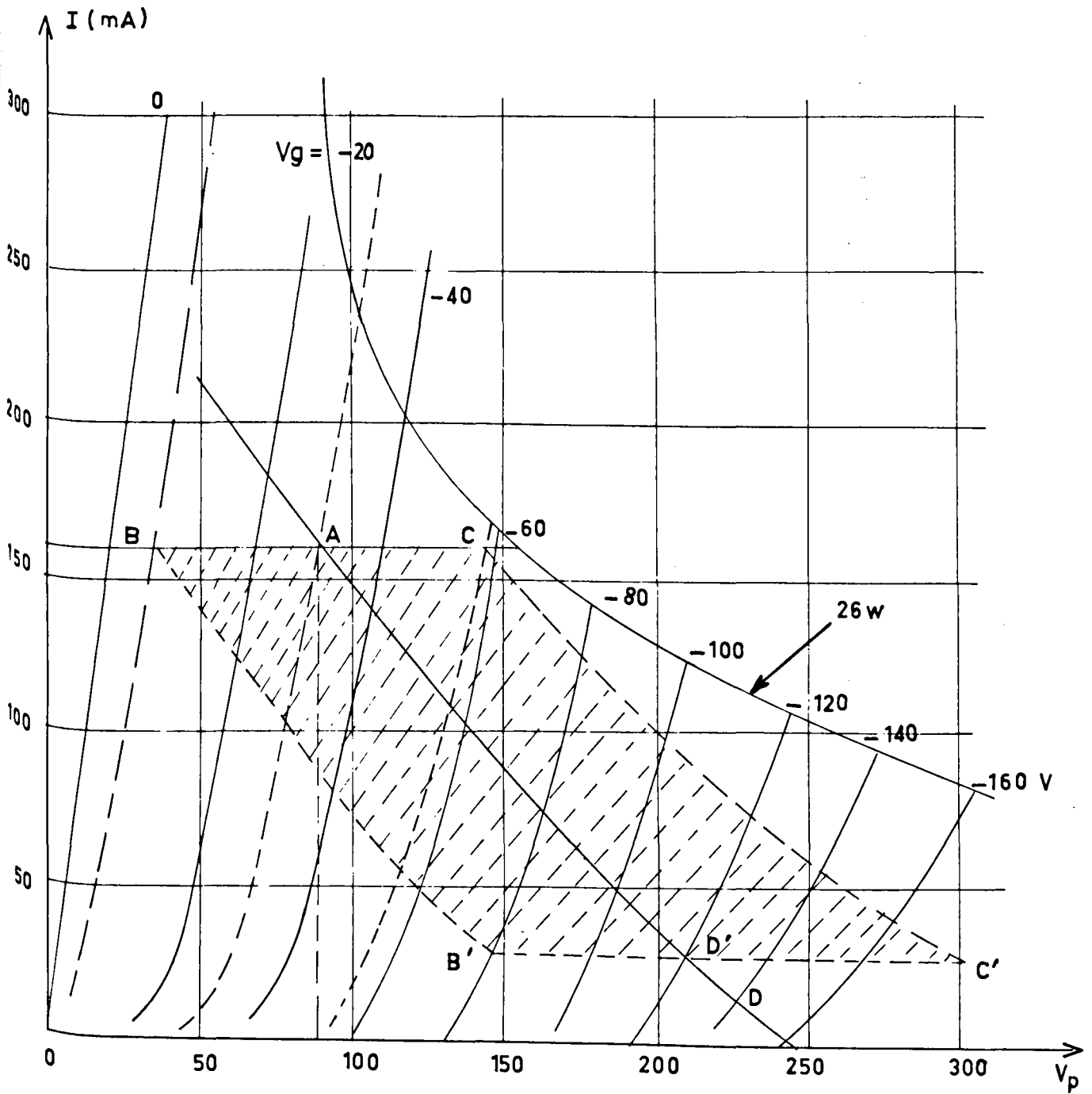


figure 56

Le système amplificateur:

Le schéma de principe utilisé est représenté figure 54 V_1 est le tube ballast, V_2 le tube amplificateur, R sa résistance de charge, e une tension de référence, (R_1, R_2) le diviseur à résistance.

Si on appelle A le gain du tube, β le rapport du diviseur

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\Delta V \text{ (Grille 2)} = \beta \Delta V_s$$

$$\Delta V \text{ (Grille 1)} = A \beta V_s$$

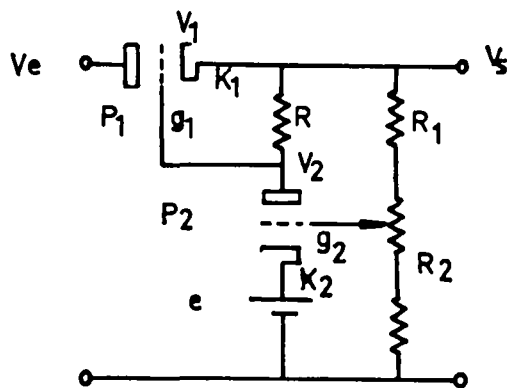


figure 57

La mise en équation (tube 1) donne :

$$\rho_1 \Delta I = \Delta V_{P_1 K_1} + K \Delta V_{g_1} = \Delta V_s + \Delta V_e + K A \beta \Delta V_s$$

soit

$$\Delta V_s = \frac{-\Delta V_e + \rho \Delta I}{-1 + K A \beta}$$

Pour éviter des oscillations parasites il a fallu adjoindre une capacité de 2000 pF entre la grille du tube T₁ et la haute tension.

- Essais de la haute tension :

On alimente le transformateur d'entrée par un auto transformateur permettant de simuler des variations secteur .

On utilise le voltmètre différentiel QUENTIN pour mesurer la haute tension, Nous avons mesuré les variations d'une partie de la haute tension soit 90 V (limitation due au voltmètre utilisé).

Nous avons alors obtenu les résultats consignés sur la fig. 59.

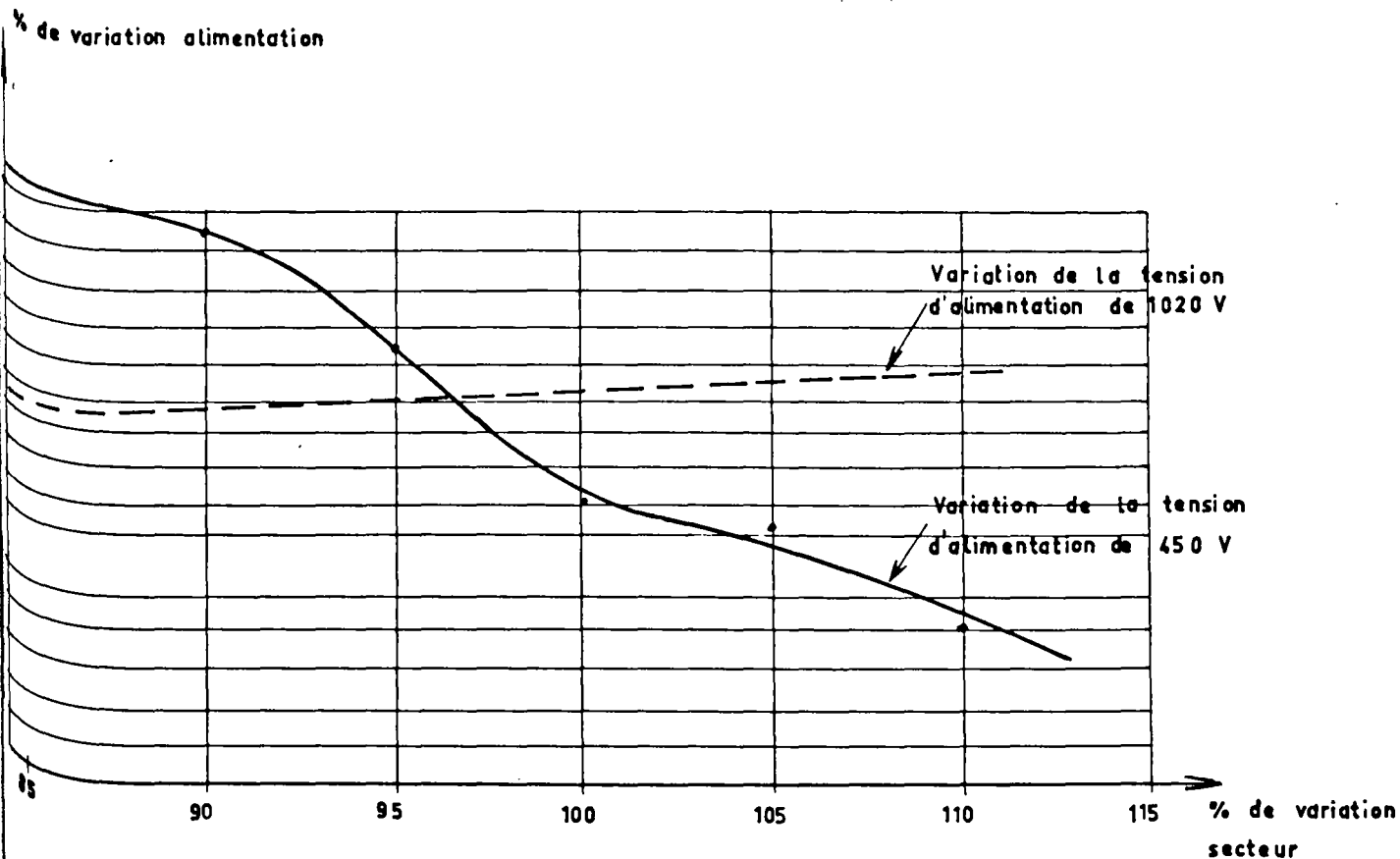


figure 59

Pour achever l'étude des performances de l'alimentation à 450 V nous avons mesuré la tension d'ondulation, elle est de 10 millivolts crête à crête ce qui reste très inférieur à 0,5% pourcentage de variation maximal admissible. Le diviseur comportant un potentiomètre permet de régler la haute tension à la valeur désirée.

A2 : Alimentation stabilisée 1020 volts :

Elle comprend également un système de régulation série qui utilise comme tension de référence la tension d'alimentation précédente: cette solution est bien préférable à l'emploi d'une cascade de tubes au néon. Le redressement deux alternances est effectué à l'aide de diodes au silicium O A 211 supportant une tension inverse de 800 volts et pouvant débiter 1 ampère. Ici la tension maximale inverse est égale à $2 \times 960 \times \sqrt{2}$ soit 2 720 volts. Aussi avons nous placé 4 diodes en série pour chaque alternance, shuntées par des résistances de $10 \text{ M}\Omega$ qui assurent la répartition des potentiels. L'ensemble peut donc supporter une tension inverse de $800 \times 4 = 3200$ volts ce qui est suffisant. (fig. 60).

Le filtrage est assuré par une cellule en π

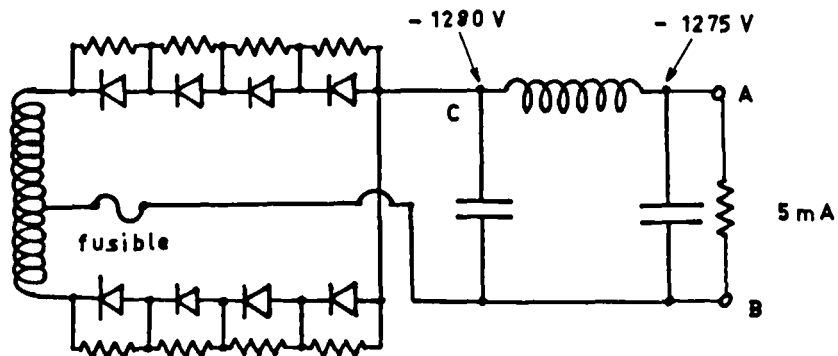


figure 60

Le système stabilisateur est représenté (Fig.61). Une haute tension globale 1470 V est nécessaire pour le photomultiplicateur, l'alimentation HT proprement dite doit fournir 1470 V - 450 = 1020 V stabilisés.

A la sortie du filtre, nous disposons d'une tension :

$$V_A - V_B = - 1\ 275\ V$$

La tension aux bornes du tube ballast peut donc atteindre 225 Volts.

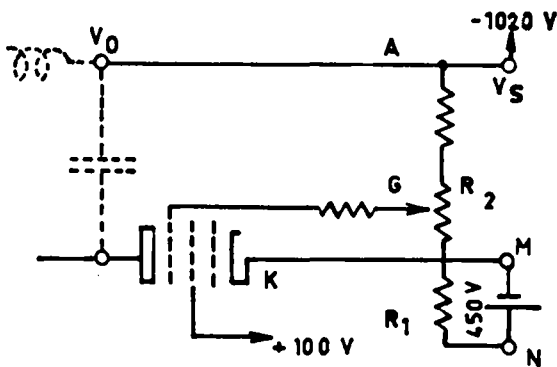


figure 61

On peut appliquer à ce système la méthode d'analyse précédente et appliquer la formule 31 avec $A = 1$.

$$\Delta V_S = \frac{\Delta V_e + \rho \Delta I}{-1 + K\beta}$$

La différence essentielle réside dans le fait que le tube ballast est à un potentiel voisin de la masse pour des raisons de sécurité.

On utilise un tube pentode, avec la même plage de variation secteur $\pm 10\%$ soit $\Delta V_e = \pm 127,5 \text{ V}$. Or nous voulons

avoir $\Delta V_S \leq \pm \frac{1020}{2000}$ soit $\Delta V_S \leq \pm 0,51 \text{ volts}$.

A charge constante ($\Delta I = 0$), $K\beta \geq 250$ (32). Deux possibilités s'offrent alors pour le diviseur de tension de sortie :

a) Si le diviseur potentiométrique est relié directement au point M avec une polarisation grille de -5 V , on a :

$$V_G - V_M = -5 = -1020 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{d'où} \quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \beta = \frac{1}{204}$$

Par suite $\Delta V_g = \Delta V_S \times \beta = \frac{\Delta V_S}{204}$

b) Par contre si le diviseur est relié au point N, pour une même polarisation de grille, on a alors :

$$V_G - V_M = (V_G - V_N) + (V_N - V_M) = -1470 \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} + 450$$

$$\text{d'où} \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3}$$

$$\text{d'où} \quad \Delta V_g = \Delta V_S \times \beta = \frac{\Delta V_S}{3}$$

Pour que la condition (32) soit vérifiée, il faut que :

$$K \geq 750$$

La pentode EL 83 avec un coefficient d'amplification de 1300 satisfait largement à nos exigences; de plus, elle supporte 300 volts, valeur suffisante pour couvrir toute la plage de variation (255 volts). L'écran est porté à une tension de 100 v définie par un des néons précédents.

Le choix d'un point de fonctionnement n'est pas aussi critique que précédemment car le tube supporte 9 watts, alors qu'il ne dissipera au maximum que $255 \times 0,005 = 1,3$ watt.

Performances :

L'étude de la stabilisation est identique à la précédente: un diviseur par 16,9 permet de ramener la tension à 60,40 volts valeur mesurable au voltmètre différentiel QUENTIN.

Les résultats apparaissent sur la fig. 59

Nous remarquons l'excellente stabilité de cette alimentation supérieure à la précédente, ce qui paraît normal compte tenu de l'excédent de gain du tube amplificateur. Un potentiomètre de 220 kilohms en série dans le diviseur permet de régler la haute tension à la valeur désirée. La résiduelle alternative est de $200 \text{ m } V_{cc}$ elle peut être diminuée grâce à un filtrage plus énergique et à un condensateur de 2000 pF entre la grille et la haute tension.

3.1.3. Le diviseur de polarisation des dynodes :

A partir des alimentations que nous venons de réaliser nous obtenons les potentiels des différentes dynodes par un pont diviseur à résistances. Nous nous sommes alors efforcés de réaliser une chaîne de haute stabilité tant par la qualité des résistances que par le choix des coefficients de sécurité relatifs à leur puissance de dissipation.

Nous ne contrôlons les tensions qu'en trois points de la chaîne, aussi dans les intervalles la stabilité de potentiel n'est assurée que dans la mesure où les éléments résistants sont stables.

Notre choix s'est porté sur les résistances à couche d'oxydes métalliques Sfernice du type ROC 4 dont les caractéristiques sont les suivantes :

Puissance dissipée : 6 W (échauffement de l'ordre de 250°C)

Coefficient de température $\leq \pm 500 \cdot 10^{-6}$ par °C

Dans les conditions prévues par les normes C.C.T.U. 04-06

Surcharge $\frac{\Delta R}{R} \leq 0,5 \%$

Endurance $\frac{\Delta R}{R} \leq 1,5 \%$ / 1000 heures

Essai cyclique combiné $\frac{\Delta R}{R} \leq 1,5 \%$

Dans le tableau ci-dessous nous avons mis les valeurs des résistances servant à polariser les différentes dynodes ainsi que les puissances dissipées.

Compte tenu de ces larges marges de sécurité nous pensons avoir obtenu facilement des fluctuations de résistances inférieures ou égales à 1/100 ; ceci nous assure ainsi une homogénéité de performance avec les alimentations stabilisées.

Enfin nous devons faire remarquer que la polarisation de la dynode D_g est quelque peu différente de la valeur nominale prévue par le constructeur ; nous l'avons calculée en tenant compte du résultat obtenu au paragraphe 3 du Chapitre III dans la deuxième partie, sur la courbe de modulation de la figure 15.

Intervalle	Tension V	Courant A	Valeur de résistance	Puissance par éléments W	Puissance Globale W
D - D ₁₁	90	0,140 A	4X160 ohms	3,1	12,6
D ₁₁ - D ₁₀	120	0,14	4X220 ohms	4,2	16,8
D ₁₀ - D ₉	90	0,11	4X160 ohms	3,1	12,6
D ₉ - D ₈	150	0,11	6X180 ohms	3,5	21
D ₈ - D ₇	150	0,005	1X24 Kohms	0,6	0,6
D ₇ - D ₆	150	0,005	1X24	0,6	0,6
D ₆ - D ₅	150	0,005	"	0,6	0,6
D ₅ - D ₄	150	0,005	"	0,6	0,6
D ₄ - D ₃	150	0,005	"	0,6	0,6
D ₃ - D ₁	240	0,005	2X24 Kohms	0,6	1,2
D ₁ - K	180	0,005	2X18 Kohms	0,5	0,94

Habituellement le diviseur est connecté sur le culot du photo-multiplicateur ; cela n'est pas réalisable ici tant pour des raisons d'encombrement que de puissance dissipée. Cela viendrait échauffer la photocathode et par suite augmenter le courant d'obscurité. Ce diviseur est donc installé avec l'alimentation et un câble à 12 conducteurs amène les différentes tensions au photo-multiplicateur.

ALIMENTATION STABILISEE POUR TRANSISTORS

PRESENTATION DU PHOTOMETRE

A3 - ALIMENTATION 24 VOLTS

L'alimentation de l'oscillateur de modulation, du relais de sécurité et de l'amplificateur logarithmique nécessite une alimentation à 24 volts. Destinée à des amplificateurs à transistors et à une pentode, sa régulation ne devra pas être trop sévère puisque les caractéristiques de ces éléments dépendent assez peu des tensions d'alimentations. Nous nous sommes contentés de faire une régulation série dont la chaîne d'amplification est simplement constituée d'un transistor (voir fig (2) 2 N 527 dont l'émetteur est en série avec une diode Zener de 6 volts servant de tension de référence.

Des fluctuations secteur de + 10 % ou des fluctuations de la charge, correspondant à des variations de débit de 0 à 100 mA, entraînent des variations de la tension de sortie de l'ordre de ± 1 %.

La chute de tension moyenne aux bornes du transistorballast 146 T 1 est de 18 volts. Pour des variations secteurs de $\pm 10 \%$ elle fluctue de 15 à 21 volts.

Pour un débit de 100 mA, la puissance dissipée sur le collecteur du transistor est égale à 2 watts. Le transistor n'est pas surchargé car il peut dissiper 40 watts, de plus, il est monté sur un radiateur en cuivre de 11 cm² de surface.

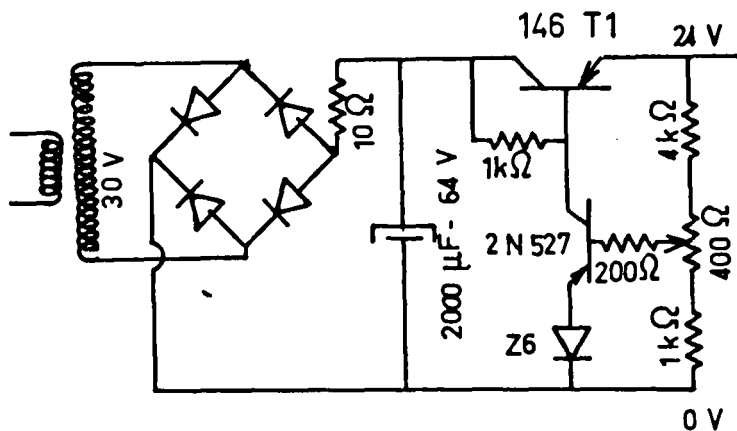


figure 62

A.4. - PRESENTATION DE L'ENSEMBLE

Grâce à trois commutateurs à clavier, on peut :

- utiliser les tensions stabilisées à l'extérieur.
- procéder au tarage des tensions avant de faire une série de mesures.
- Choisir entre trois possibilités :
- "Continu-linéaire" destiné à mesurer des lumières d'intensités peu différentes.

- "Continu-logarithmique" pour mesurer des lumières d'intensités très différentes.

- "Alternatif-linéaire" : fonction plus sensible que la première et utilisable pour de faibles flux lumineux.

L'ensemble est contenu dans un châssis à tiroir TRANSRACK cela nous a permis une répartition fonctionnelle des différents éléments :

- 1er tiroir : redressement et filtrage
- 2ème tiroir: stabilisation
- 3ème tiroir: Pont de polarisation et oscillateur
- 4ème tiroir: Commande et "traitement" du signal

Le capteur de lumière, relié au 3ème tiroir par un câble à 12 conducteurs, est constitué du photomultiplicateur protégé par 2 tubes en laiton, coulissant l'un dans l'autre; il permet de déplacer la surface photosensible par rapport au diaphragme d'entrée.

-oOo-

