

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE HOUARI BOUMEDIENE

29/83

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
D'ALGER

1er

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

C-E-N

LABORATOIRE D'ETUDES SPATIALES DES RAYONNEMENTS

PROJET DE FIN D'ETUDES

INGENIORAT EN ELECTRONIQUE

**RADIOMETRE MULTISPECTRAL
EXPERIMENTAL DE TERRAIN**



PROPOSE PAR:

A. ABDELLAOUI

REALISE PAR:

Abdelaziz GUESSOUM

JANVIER 1983

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE HOUARI BOUMEDIENE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

C-E-N

LABORATOIRE D'ETUDES SPATIALES DES RAYONNEMENTS

PROJET DE FIN D'ETUDES

INGENIORAT EN ELECTRONIQUE

**RADIOMETRE MULTISPECTRAL
EXPERIMENTAL DE TERRAIN**

PROPOSE PAR:

A. ABDELLAOUI

REALISE PAR:

Abdelaziz GUESSOUM

JANVIER 1983

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
 اللَّهُ نُورُ السَّمَوَاتِ وَالْأَرْضِ مِثْلُ نُورِهِ كَمِثْقَاتٍ
 فِيهَا مِصْبَاحٌ الْمِصْبَاحُ فِي زُجَاجَةٍ الزُّجَاجَةُ كَأَنَّهَا
 كَوْكَبٌ دُرِّيٌّ يُوقَدُ مِنْ شَجَرَةٍ مُبَارَكَةٍ زَيْتُونَةٍ لَا شَرْقِيَّةٍ
 وَلَا غَرْبِيَّةٍ يَكَادُ زَيْتُهَا يُضِيءُ وَلَوْ لَمْ تَمْسَسْهُ نَارٌ نُورٌ
 عَلَى نُورٍ يَهْدِي اللَّهُ لِنُورِهِ مَنْ يَشَاءُ وَيَضْرِبُ
 اللَّهُ الْأَمْثَانَ لِلنَّاسِ وَاللَّهُ بِكُلِّ شَيْءٍ عَلِيمٌ

R E M E R C I E M E N T S

Ce travail a été effectué au Commissariat aux Energies Nouvelles (C E N) dans le Laboratoire d'Etudes Spatiales des Rayonnements sous la direction de Monsieur A. ABDELLAOUI, Docteur en TELEDECTION. Qu'il veuille bien trouver ici le témoignage de ma gratitude et de mes sincères remerciements.

O M M A I R E

INTRODUCTION.

I - PARAMETRES RADIOMETRIQUES

II - SYNOPTIQUE DU RADIOMETRE

III - SYSTEME OPTIQUE DE CONCENTRATION

- 1° - Méthodes de concentration de rayonnement

- 2° - Miroir sphérique :

2-1 : Foyer du miroir sphérique

2-2 : Exemples de constructions d'images

2-3 : Formules des miroirs sphériques

2-4 : Applications :

2-4-1 : Montage cassegrain

2-4-2 : Montage Kern

2-4-3 : Méthode d'étude utilisée

- 3° - Concentrateur paraboloidal

- 4° - Lentille de Fresnel

- IV - FILTRAGE OPTIQUE :

- 1° - Filtrage pour bande spectrale

- 2° - Filtrage pour séparation de canaux :

2-1 : Influence de l'angle incident

2-2 : Influence de la température

- V - OPTOELECTRONIQUE :

- 1° - Principaux composants photosensibles

- 2° - Caractéristiques communes

- 3° - Comparaison des dispositifs

- VI - ETUDE ET REALISATION DU RADIOMETRE :

- 1° - Optique de concentration utilisée :

1-1 : Système de captage

1-2 : Système de correction

1-3 : Chopper

-2°- FILTRAGE ADOPTE :

- 2-1 : Présentation
- 2-2 : Sélection des canaux

-3°- DETECTEUR :

- 3-1 : Considérations du choix
- 3-2 : Description
- 3-3 : Caractéristiques
- 3-4 : Précautions et montage

-4°- ADAPTATION D'IMPEDANCE :

- 4-1 : Présentation du problème
- 4-2 : Expression du gain
- 4-3 : Impédance d'entrée
- 4-4 : Impédance de sortie

-5°- CIRCUIT D'AMPLIFICATION :

- Généralités

- 5-1 : Choix des composants
- 5-2 : Calcul des composants :
 - 5-2-1 : Expressions du gain et de l'impédance d'entrée du premier étage
 - 5-2-2 : Expression de l'impédance de sortie du premier étage
 - 5-2-3 : Diagramme asymptotique du premier étage
 - 5-2-4 : Gain et impédances d'entrée et de sortie du deuxième étage
 - 5-2-5 : Diagramme asymptotique de l'amplificateur entier - Conclusion.

-6°- ALIMENTATION

-7°- BRUIT DANS L'AMPLIFICATEUR :

- 7-1 Importance du bruit
- 7-2 Types de bruits : Bruit thermique
 - Bruit de Schottky
 - Bruit de Scintillement

7-3 : Evaluation du bruit dans l'amplificateur : S/B.

7-4 : Conclusion

- 8° - ESTIMATION DE LA REALISATION

- CONCLUSION

La télédétection est basée sur les propriétés émissive, absorbante, réfléchissante ou diffusante de tout corps. Les systèmes d'acquisition d'images en télédétection sont aussi nombreux que variés. Mais on peut les classer en deux versions : les radiomètres embarqués qui sont en général à balayage, et les radiomètres de laboratoire et qui sont le plus souvent fixes.

La première version utilise soit le principe du balayage conique dans l'espace image d'un télescope BOWERS MAKSU TOV, soit celui d'un miroir plan tournant placé devant un télescope Cassegrain (Satellite LANDSAT), soit des dispositifs à transfert de charges (DTC) (Satellite SPOT). S'ils présentent une bonne résolution et une couverture plus ou moins étendue avec élimination d'une partie de l'absorption atmosphérique pour les cas aéroportés, les bandes spectrales par contre sont relativement mal adaptées pour l'étude de domaines précis (fausses couleurs). Ces exigences ont donc conduit à l'élaboration de radiomètres de laboratoire en vue de palier à ces inconvénients et d'améliorer les performances.

En effet en étudiant la réponse spectrale de l'émittance où de la réflectance d'un objet donné en fonction de paramètres tels que la longueur d'onde, l'inclinaison du récepteur par rapport à l'objet l'inclinaison de l'émetteur relativement à l'objet et le récepteur, la distance, les conditions atmosphériques..., on pourra déterminer de quelle manière s'opère leur influence, le degré de cette influence et les moyens et méthodes d'y remédier. Il nous sera possible alors de dégager le canal discriminant tel objet c'est à dire avoir la réponse optimale de cet objet pour une longueur d'onde bien précise par exemple. Ceci permet de faire des correspondances entre les domaines techniques et les domaines spectraux. Ce sera en quelque sorte une étape préliminaire pour un avant projet d'équipement de radiomètre multispectral d'observation ayant des caractéristiques fonctionnelles prédéterminées. Et c'est précisément l'objectif qui a été assigné à la présente étude qui se divise essentiellement en deux parties :

- La première constituée par les chapitres I, II, III, IV et V traitera des notions générales des différentes techniques entrant dans le radiomètre.

- La deuxième formée par le chapitre VI présentera les moyens employés avec les raisons de leur choix ainsi que les calculs en vue de la réalisation.

Dans cette étude, il ne paraît pas nécessaire à priori d'obtenir des mesures absolues. L'évaluation des écarts d'émissivité (ou émittance) et réflectance par rapport au milieu récepteur semble suffisante. Dans la pratique compte tenu des contraintes (disponibilités, rapidité d'action) imposées par une étude systématique, l'utilisation d'un système léger d'acquisition complété par un dispositif sommaire et rapide des mesures semble être une solution plus adaptée à la mise en oeuvre d'un système de détection plus élaboré, plus performant mais moins disponible. Ce radiomètre sera équipé de cinq canaux : quatre dans le spectre visible (0,45 à 0,7 μM) et un dans le proche infrarouge (0,7 à 1,1 μM) délivrant des signaux analogiques. Il sera d'une moyenne à grande portée grâce à son optique élaborée.

II CHAPITRE -I- PARAMETRES RADIOMETRIQUES

- 1 - Emissivité
- 2 - Réflectance
- 3 - Mesures théoriques de l'émissivité

Du fait de l'utilisation du radiomètre à étudier et réaliser dans le domaine spectral allant de 0,4 μm à 1,1 μm c'est à dire couvrant le visible ainsi que le proche infrarouge, deux paramètres des plus importants nécessitent d'être étudiés : ce sont l'émissivité pour le domaine infrarouge et la réflectance pour le visible.

1 - Emissivité :

On définit l'émissivité spectrale $\epsilon(\lambda, \theta, \varphi, T)$ d'un corps donné comme étant le rapport de la radiance spectrale $R_\lambda(\lambda, \theta, \varphi, T)$ de ce corps sur la radiance spectrale $R_\lambda^{CN}(\lambda, T)$ du corps noir à la même température.

$$\begin{aligned} \epsilon(\lambda, \theta, \varphi, T) &= \frac{\text{Radiance émise par le corps dans la direction } \Delta(\theta, \varphi)}{\text{Radiance émise par le CN à la même température}} \\ &= \frac{R_\lambda(\lambda, \theta, \varphi, T)}{R_\lambda^{CN}(\lambda, \theta, \varphi, T)} \end{aligned}$$

On obtient d'après la loi des corps noirs : $0 \leq \epsilon(\lambda, \theta, \varphi, T) \leq 1$
sur une bande spectrale, on considère en général l'émissivité moyenne. Elle est donnée par

$$\bar{\epsilon} = \epsilon(\Delta\lambda, \theta, \varphi, T) = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \epsilon(\lambda, \theta, \varphi, T) \cdot R_\lambda^{CN}(\lambda, T) d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} R_\lambda^{CN}(\lambda, T) d\lambda}$$

Facteurs influents sur l'émissivité :

L'émissivité d'un corps est tributaire de nombreux facteurs les uns liés au corps, les autres à l'environnement :

- La température du corps étudié (T)
- La composition chimique du corps
- L'état de surface (rugosité)
- L'angle d'observation (θ, φ)
- La longueur d'onde ou bande spectrale ($\lambda, \Delta\lambda$)
- La polarisation
- Les conditions atmosphériques (perturbations)

Donc chaque objet ou surface pris dans les conditions données aura une émissivité bien définie. Ainsi l'eau présentera une émissivité variable selon sa température, son agitation, son homogénéité... En général elle est de l'ordre de 0,95 en moyenne. En faisant varier la longueur d'onde dans l'émissivité on pourra identifier la nature de tel ou tel objet.

2 - Réflectance :

Il ya deux types de réflectance selon que le rayonnement soit réfléchi dans une seule ou plusieurs directions.

2-1 : Réflectance directionnelle spectrale :

par définition, c'est :

$$\rho_{\lambda}(\theta) = \frac{\text{Puissance spectrale incidente dans la longueur d'onde incidente}}{\text{Puissance spectrale incidente venant de la direction } 0 \text{ ; dans l'angle } \theta}$$

En introduisant les radiances spectrales on aura :

$$\rho_{\lambda}(\theta) = \frac{R_{r\lambda}(\theta) \cos \theta d\Omega dS}{R_{i\lambda}(\theta) \cos \theta d\Omega dS} = \frac{R_{r\lambda}(\theta)}{R_{i\lambda}(\theta)} \quad \begin{array}{l} \text{(radiance réfléchie)} \\ \text{(radiance incidente)} \end{array}$$

2-2 : Réflectance bidirectionnelle :

La puissance est réémise dans toutes les directions. Dans ce cas la réflectance directionnelle n'est pas applicable. Par définition, si $\rho_b(\theta_i, \varphi_i, \theta_r, \varphi_r)$ est la réflectance bidirectionnelle alors :

$$\rho_b(\theta_i, \varphi_i, \theta_r, \varphi_r) = \frac{\text{Radiance réfléchie dans la direction } (\theta_r, \varphi_r)}{\text{Éclairement provenant de la source } (\theta_i, \varphi_i)}$$

soit $\rho_b(\theta_i, \varphi_i, \theta_r, \varphi_r) = \frac{R_r(\theta_r, \varphi_r)}{E_i(\theta_i, \varphi_i)} = \frac{R_r(\theta_r, \varphi_r)}{R_i \cos \theta_i d\Omega_i}$

ceci par application de la formule de l'éclairement.

3° - Mesures théoriques de l'émissivité :

Le radiomètre permet la conversion de l'énergie rayonnée c'est à dire la radianse captée en un signal électrique S proportionnel à la :

$$\text{radianse} : S = S(\epsilon, \rho, T_s, T_e) = K R(T_s, T_e)$$

où T_s : Température de la surface visée

T_e : Température ambiante

$R(T_s, T_e)$: Radianse spectrale

ϵ : Émissivité de la surface

ρ : Réflectance directionnelle

La radiance de la surface visée dans une direction donnée a pour équation spectrale :

$$R_{\lambda}(\theta, \varphi) = \epsilon_{\lambda}(\theta, \varphi) \cdot R_{\lambda}^{CN}(\lambda, T_s) + \rho_b(\theta_i, \varphi_i, \theta_e, \varphi_e) \cdot R_{e\lambda}(\theta_e, \varphi_e, T_e) \cdot \cos \theta_i \, d\Omega_i$$

où $R_{e\lambda}$: Radiance de l'environnement
 R_{λ}^{CN} : Radiance du CN à la température T_s .
 ρ_b : Réflectance bidirectionnelle

En considérant la bande $\lambda_1 = 0,4 \mu\text{m}$ à $\lambda_2 = 1,1 \mu\text{m}$
 et la réponse spectrale $f(\lambda)$ du radiamètre, on aura :

$$R(T_s, T_e) = \int_{0,4}^{1,1} R_{\lambda}(\theta, \varphi) \cdot f(\lambda) \, d\lambda$$

Si on suppose que la radiance de l'environnement est constante alors :

$$R_{\lambda}(\theta, \varphi) = \epsilon_{\lambda}(\theta, \varphi) \cdot R_{\lambda}^{CN}(\lambda, T_s) + \rho_d(\theta, \varphi) \cdot R_e(T_e)$$

d'où

$$R(T_s, T_e) = \int_{0,4}^{1,1} \epsilon_{\lambda}(\theta, \varphi) \cdot R_{\lambda}^{CN}(\lambda, T_s) \cdot f(\lambda) \, d\lambda + \rho_d(\theta, \varphi) \cdot \int_{0,4}^{1,1} R_{e\lambda}(T_e) \cdot f(\lambda) \, d\lambda$$

Pour une direction normale à la surface c'est à dire $\theta = 0$ on aura pour radiance : $R(T_s, T_e) = \epsilon_s(\lambda, T_s) \cdot R^{CN}(T_s) + \rho_d(T_s) \cdot H(T_e)$
 c'est l'équation radiométrique.

où
$$\epsilon_s(\lambda, T_s) = \frac{\int_{0,4}^{1,1} \epsilon_{\lambda}(\theta, \varphi) \cdot R_{\lambda}^{CN}(\lambda, T_s) \cdot f(\lambda) \cdot d\lambda}{\int_{0,4}^{1,1} R_{\lambda}^{CN}(\lambda, T_s) \cdot f(\lambda) \cdot d\lambda}$$
 Emissivité moyenne dans la bande $0,4 \div 1,1 \mu\text{m}$.

$$R^{CN}(T_s) = \int_{0,4}^{1,1} R_{\lambda}^{CN}(\lambda, T_s) \cdot f(\lambda) \cdot d\lambda \quad \text{et} \quad H(T_e) = \int_{0,4}^{1,1} R_{e\lambda}(T_e) \cdot f(\lambda) \cdot d\lambda$$

Or le radiomètre délivre un signal proportionnel à la radiance, soit $S = S(\epsilon, \rho, T_s, T_e) = K R(T_s, T_e)$, donc si on connaît T_s et T_e il serait possible d'une part de calibrer le signal S , d'autre part en insérant l'équation radiométrique d'évaluer ϵ et ρ à la précision de mesure de T_s et T_e .

Méthode d'IDSO JACKSON :

Si l'émissivité ϵ_s est indépendante de la longueur d'onde λ on pourra alors écrire :

$$\rho_d(T_s) = 1 - \epsilon_s(T_s)$$

L'équation radiométrique devient dans ce cas :

$$\begin{aligned} R(T_s, T_t) &= \epsilon_s(T_s) \cdot R^{CN}(T_s) + (1 - \epsilon_s(T_s)) H(T_t) \\ &= \{ R^{CN}(T_s) - H(T_t) \} \epsilon_s(T_s) + H(T_t) \end{aligned}$$

Si on connaît T_s et T_t on connaîtrait les termes $R^{CN}(T_s)$, $R(T_s, T_t)$ et $H(T_t)$, d'où on pourrait évaluer l'émissivité. D'autre part du fait que la nouvelle équation radiométrique soit linéaire on pourra aisément calibrer la droite en prenant deux surfaces d'émissivité connues.

La figure -II- 1 nous montre le synoptique du radiomètre ainsi que l'origine du rayonnement et l'utilisation du signal obtenu.

Travaillant dans le visible et l'infrarouge, le radiomètre doit être apte à mesurer la réflectivité du rayonnement visible, l'émissivité du rayonnement infrarouge et par la même les variations de températures et la détection de sources infrarouges. Le rayonnement étant de faible énergie, une optique de concentration est nécessaire afin de la focaliser sur la faible surface sensible du détecteur. Avant d'attaquer ce détecteur, le rayonnement est filtré à travers un certain nombre de filtres optiques, déterminant ainsi le nombre de canaux du capteur, puis modulé mécaniquement à l'aide d'un chopper. Les impulsions lumineuses ainsi créées traversent une fenêtre de cristal appropriée placée sur le détecteur et définissant la bande spectrale du capteur. Elles aboutissent à l'élément sensible qui les convertit en un courant électrique. Une électronique intégrée éventuelle permet de travailler soit en mode courant ou en mode tension, selon la spécificité du capteur, et que complétera un circuit électronique d'amplification et de filtrage uniquement dans le cas d'une sortie analogique sur oscilloscope ou galvanomètre, suivis d'une conversion analogique-numérique pour une sortie en digital, et d'une interface dans le cas d'un traitement par ordinateur.

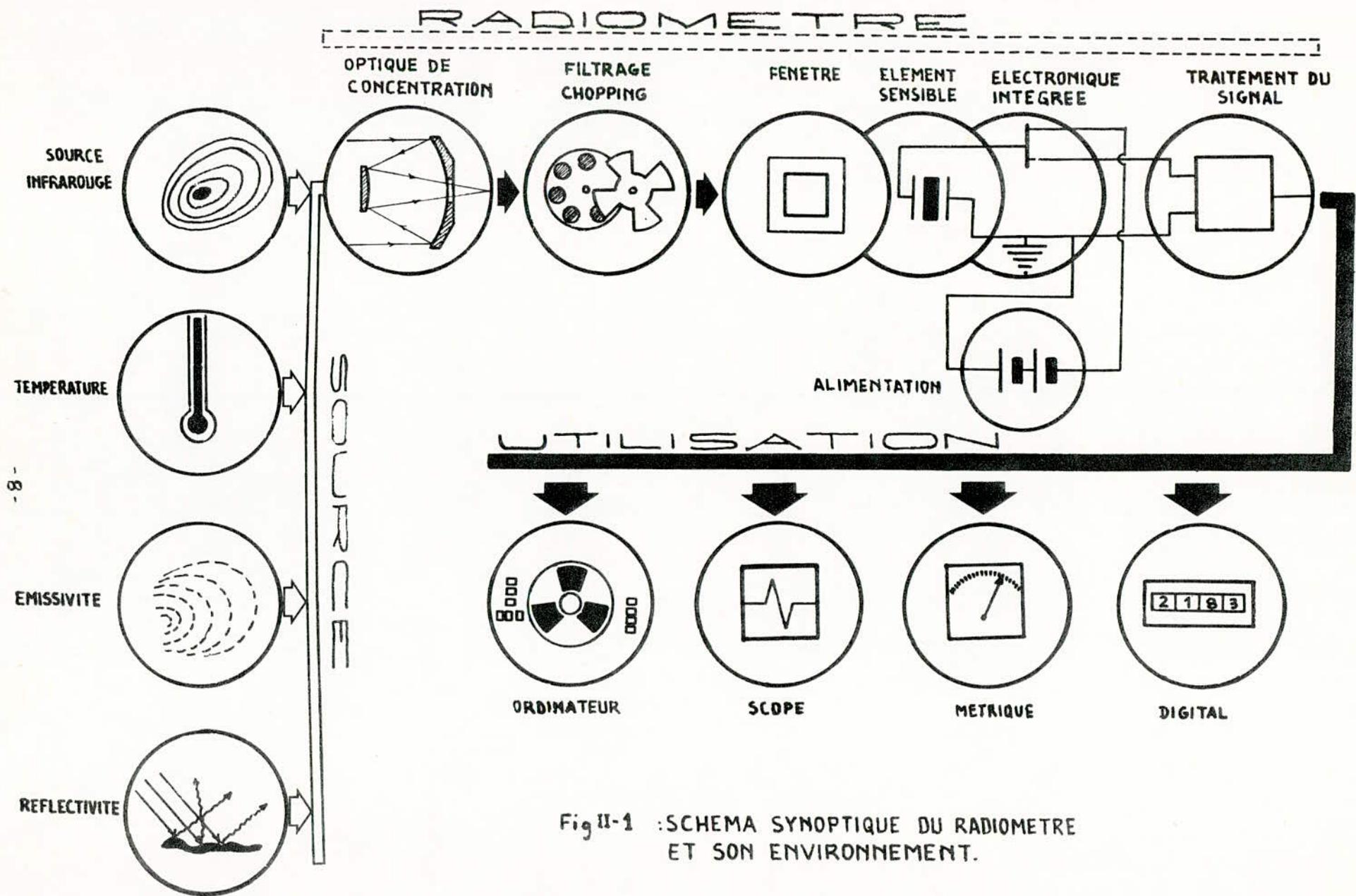


Fig II-1 : SCHEMA SYNOPTIQUE DU RADIOMETRE ET SON ENVIRONNEMENT.

II CHAPITRE -III- SYSTEME OPTIQUE DE CONCENTRATION

1° - Méthodes de concentration de rayonnement

2° - Miroir Sphérique :

2-1 - Foyer du miroir sphérique

2-2 - Exemples de constructions d'images

2-3 - Formules des miroirs sphériques

2-4 - Applications

2-4-1 - : Montage cassegrain

2-4-2 - : Montage kern

2-4-3 - : Méthode d'étude utilisée

3° - Concentrateur paraboloidal

4° - Lentille de fresnel

1°) Méthodes de concentration de rayonnement :

Le système optique à réaliser doit répondre aux problèmes spécifiques du radiamètre. L'aire du détecteur étant très faible (quelques mm²), un dispositif optique collecteur sera nécessaire afin de focaliser une forte énergie radiative ou à la limite réduire la surface d'impact sur le détecteur. Ce dispositif est appelé concentrateur.

Il existe plusieurs méthodes de concentration des rayons lumineux. La plus simple étant par une lentille convergente (fig. III-1-a). Un miroir concave de faible rayon de courbure permet une meilleure concentration (fig. III-1-b) si cette courbure était paraboloidale (fig. III-1-c) au lieu d'être sphérique, le pouvoir concentrateur est encore plus intense.

Dans le cas de la lentille, les rayons incidents sont en partie réfléchis par la surface d'impact et c'est pourquoi une quatrième méthode adopte quelquefois en héliotechnique photoélectrique la lentille de fresnel bien connue en matière de projection. Si avec les miroirs le problème de la longueur d'onde ne se pose pratiquement pas, il en est tout autrement des lentilles. En effet chaque matériau constituant la lentille a un domaine spectrale bien déterminé. Et étant donné que la mesure des rayonnements émis par la surface à étudier est effectuée dans la bande 0,4 à 1,1 Mm, on voit l'importance de la constitution chimique des lentilles.

Les paragraphes qui suivront donneront une étude succincte de chaque méthode de concentration.

- 2°) Miroir sphérique : La géométrie d'un tel miroir est donné en figure III-3 Sa citation de quelques notions relatives au miroir sphérique est nécessaire pour le calcul des dimensions et caractéristiques à prendre dans la conception du système optique.

2-1 : Foyer du miroir sphérique :

Tout rayon incident parallèle à l'axe principal se réfléchit en passant par un point F fixe de cet axe : Le foyer du miroir. F se trouve placé au milieu CS. En effet soit P le pied de la perpendiculaire abaissée de F sur NC (fig. III-3). Quelle que soit la position du point N ou a :

$$CF = \frac{CP}{\cos i} = \frac{r'}{2} \times \frac{1}{\cos i} \quad \text{Dans l'approximation de Gauss, } i \text{ est petit}$$

$$\cos i \approx 1 \quad CF \approx \frac{r'}{2} . \text{ On note } f = \frac{r'}{2}$$

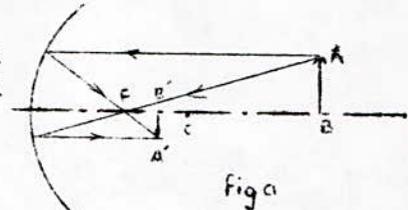
Réciproquement : tout rayon incident passant par F se réfléchit parallèlement à l'axe principal.

.../...

2-2 : Exemples de constructions d'images données par un miroir sphérique concave :

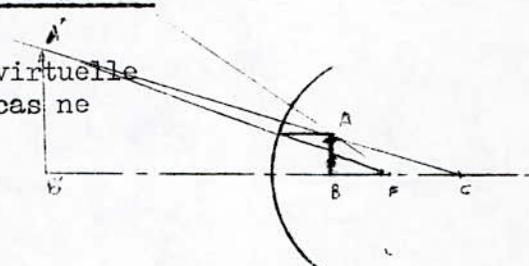
- Objet réel situé entre le foyer et l'infini : (fig. a)

On trace AI // à l'axe CS qui se réfléchit en passant par le foyer F. On trace AF rayon passant par F. Ce rayon réfléchit correspond est // à l'axe CS d'où le point A'.



- Objet réel situé entre le foyer et le sommet (fig. b)

L'image dans ce cas est virtuelle (on obtient un grossissement). Ce cas ne intéresse pas.



- Objet réel à l'infini

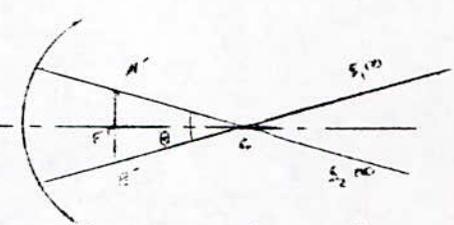
L'objet est défini par son diamètre apparent B. Son image se forme sur le plan focal. Déterminons A' et B'.

$$A'B' = \frac{2r'}{2} \sin \frac{\theta}{2} . \text{ Comme } \theta \text{ est petit}$$

$$\text{alors } \sin \frac{\theta}{2} = \frac{\theta}{2} = A'B' = \frac{r'}{2} \theta = f\theta \quad r' : \text{ rayon de courbure}$$

Ce qui donne une surface de la tâche égale

à $S = \pi f^2 \theta^2$ d'autant plus petite que θ est faible.



A travers ces exemples on voit que l'utilisation d'un système à miroir contrairement à la lentille est d'une nécessité absolue pour un objectif à l'infini c'est à dire se trouvant placé à une distance.

2-3°) Formules des miroirs sphériques :

Considérer l'approximation de Gauss (i très petit) revient à considérer une position de sphère d'ouverture très faible à un miroir plan. Il en résulte donc formules : - Formule de conjugaison : $\frac{1}{P} + \frac{1}{P'} = \frac{1}{F}$

Où P est la distance de l'objet au sommet du miroir et P' est la distance de l'image au sommet du miroir.

- Formule de grandissement : $-\frac{P'}{P} = \delta$ où δ est le facteur de grandissement.

2-4 - APPLICATIONS :

Une des principales applications de miroirs sphériques est la construction de télescopes, qui dans le domaine de la télédétection seront réduits et formeront le système optique principal. Ce choix découle de deux impératifs : — l'obtention d'une grande concentration.

— le besoin d'avoir le plan focal extérieur au système. Selon la spécificité du radiomètre, il ya plusieurs types de systèmes optiques. En ce qui concerne les miroirs sphériques trois configurations peuvent être envisagées :

- Configuration cassegrain : (fig III-4-a) : formé d'un miroir Primaire concave et d'un miroir secondaire reprenant une image virtuelle avec un grandissement γ tel que $\gamma = -\infty$ ($\gamma < -1$).
- Configuration schwartzchild - Couderc : (fig III-4-b) : Constitué d'un miroir primaire concave et d'un miroir secondaire concave qui reprend une image virtuelle avec un grandissement $\gamma = -1$ ($\gamma < 0$).
- Configuration Grégory : (fig III-4-c) le miroir primaire est concave ; le secondaire concave et reprend une image réelle avec un grandissement $\gamma = 0$ ($\gamma < \infty$).

L'intérêt de ces montages et qu'ils possèdent un grand champ de prise de vue ce qui permet une observation exploratoire, et une ouverture numérique importante pour être sensible aux sources étendues d'où recouvrement aisée de la bande $0,4 \mu\text{m} \div 1,1 \mu\text{m}$ et même très au delà de part et d'autre.

De ces trois configurations, deux montages possèdent au foyer accessible avec une obturation centrale réduite et une ouverture élevée.

- Le montage cassegrain
- Le montage de kem issu de la configuration gregory : miroir plan situé sur l'image intermédiaire condant les faisceaux à 90° .

2-4-1 - Montage Cassegrain :

Soit f la focale du télescope, f_1 et f_2 celles des deux miroirs respectivement primaire et secondaire. Soient également

$$\gamma = \frac{f}{f_1} = \frac{S_2 A'}{S_2 A} \text{ le grandissement du secondaire et } S = \frac{f_2}{f_1} \text{ le paramètre}$$

de courbure S peut s'écrire $S = \frac{C_2}{C_1}$ où C_1 et C_2 sont les courbures des miroirs primaire et secondaire respectivement. Si on rapporte toutes les longueurs à la focale f du télescope on peut définir L, K comme indiqué sur la figure III-5.

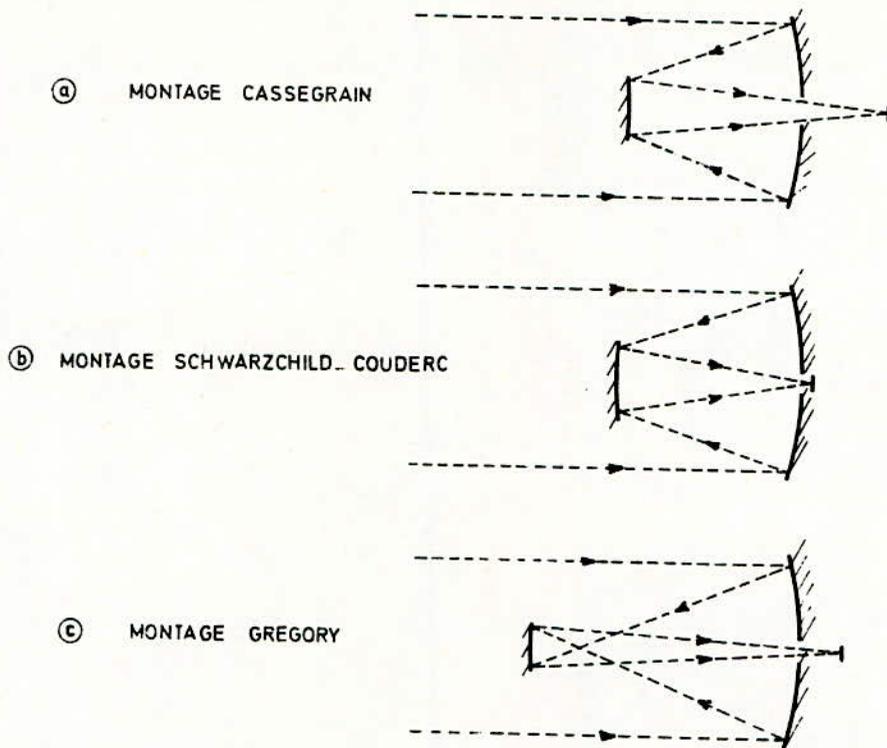
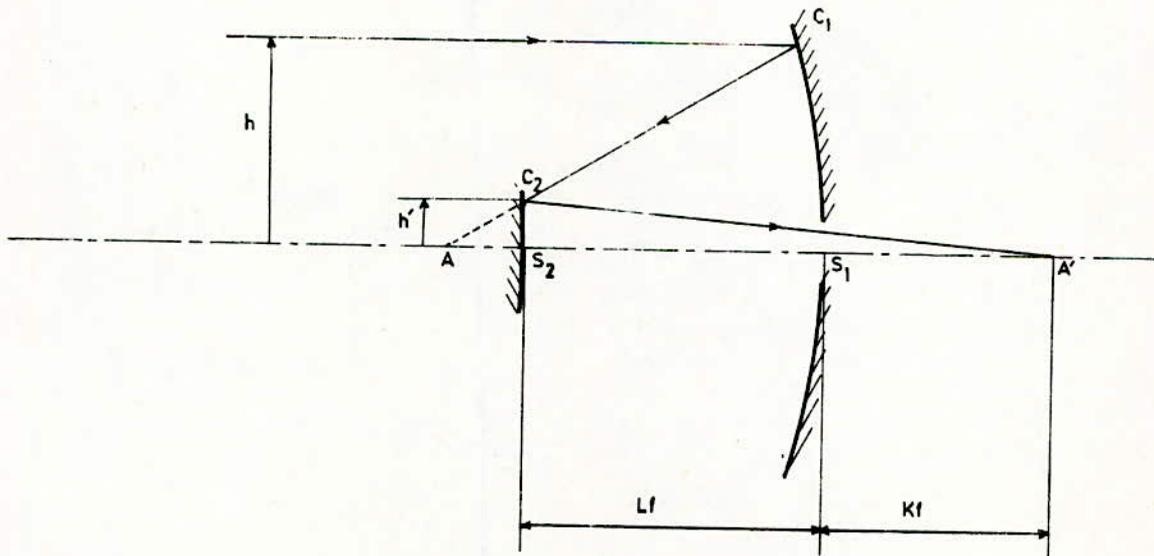


Fig: III-4
DIFFERENTS TYPES DE
TELESCOPES

Fig:III-5 _ NOTATIONS DU SYSTEME CASSEGRAIN DE FOCAL f



$$-\infty < \gamma = \frac{S_2 A'}{S_1 A} < -1 \quad S = \frac{C_1}{C_2} > 0$$

Principales relations :

$$T = \frac{h}{h'} = \frac{K\delta - 1}{\delta - 1} \quad : \text{ Obturation centrale ou tirage réduit}$$

$$\delta = \frac{1 + 1 - 4 S (K - S)}{2 (K - S)} \quad : \text{ Grandissement du secondaire}$$

$$L = \frac{1 - K}{\delta - 1} \quad : \text{ Distance des deux miroirs}$$

2-4-2 : Montage de Kern :

Les mesures de longueur ont été rapportées à la focale f_1 du miroir primaire. La figure III-6 nous donne les nouvelles notations D, R, T.

Principales relations : Tirage : $\tau = (R - 1) (\delta - 1)$
Grandissement : $\delta = \frac{S}{1 - R - S}$

2-4-3 : Méthode d'étude utilisée :

La détermination de la configuration des systèmes est fonction de
* $S = \frac{C'}{C_2}$: paramètre de courbure.

D'où on peut tirer le grandissement δ , la courbure réduite P, L, R...

Cas du système cassegrain :

- Tirage réduit : Nous avons choisi $K = 1/8$ qui est celle utilisée dans la plupart des systèmes optiques en radiamètre.

- Courbure : nous avons pris trois valeurs de S :

$S = + 1$: Correspondant au champ plan

$S = + 0,8$: Correspondant à un champ concave

$S = + 1,2$: Correspondant à un champ convexe

D'après les courbes de configuration figure III-7, on voit que lorsque S croit, donc lorsque la courbure passe du concave au convexe,

- L'obturation T augmente très légèrement

- Le grandissement du secondaire diminue, ce qui est favorable pour avoir une grande ouverture.

Notons que le choix de la valeur de S est toujours déterminée en pratique par la courbure de champ que l'on veut avoir. Mais la solution à champ plan est particulièrement intéressante dans la mesure où elle présente un encourbement réduit et un tirage important. En définitive, la solution cassegrain à deux miroirs sphériques à champ plan est la plus simple. Elle sera adoptée pour notre réalisation.

Fig.III-6 - NOTATIONS DU SYSTEME KERN (FOCALE f_1 DU PRIMAIRE)

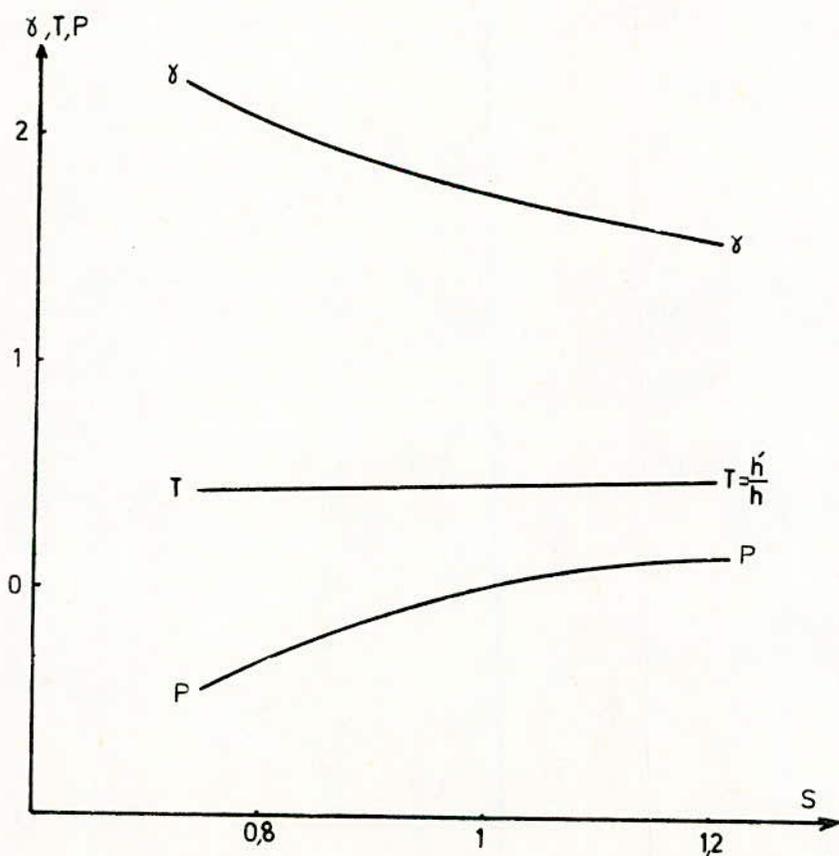
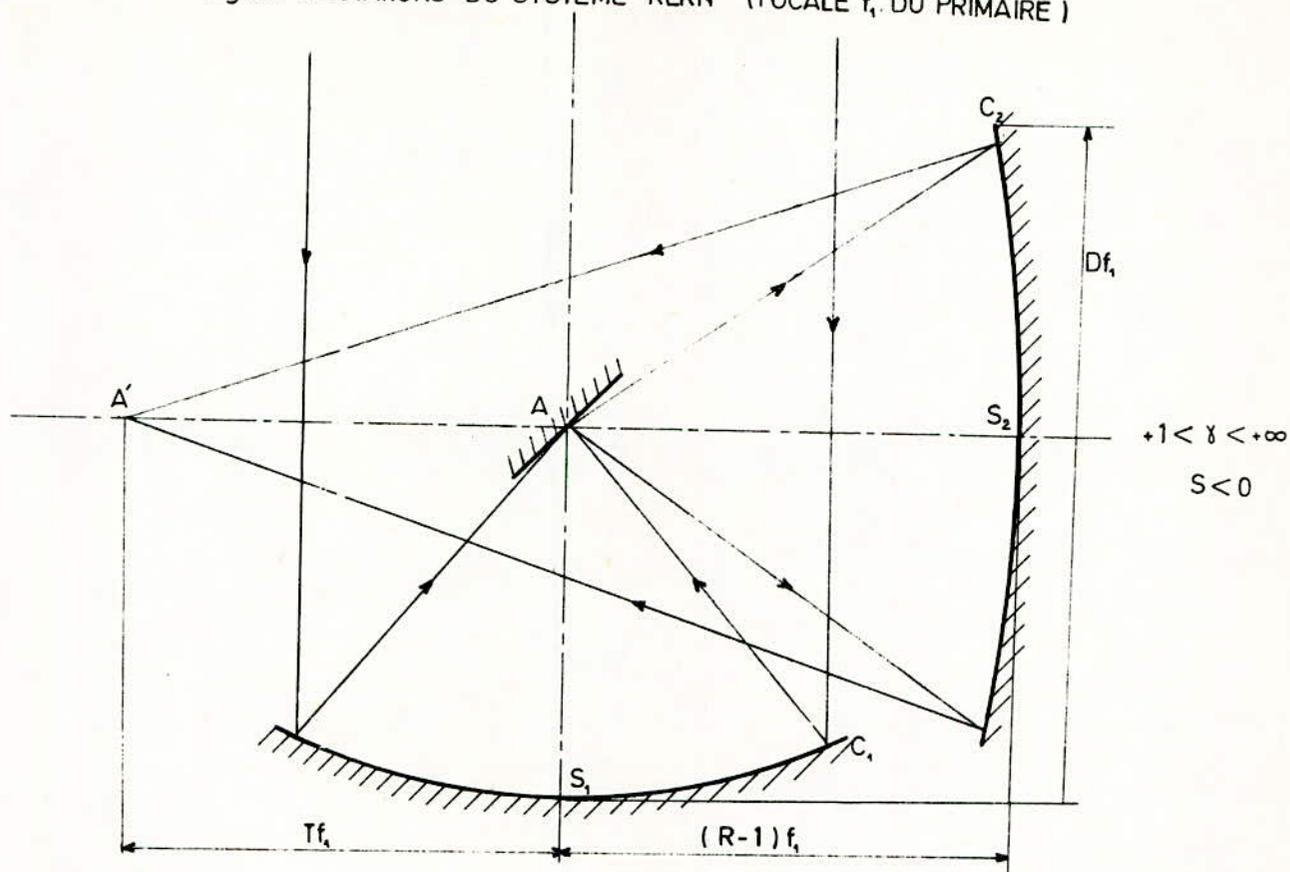


Fig: III-7
COURBES DE
CONFIGURATION DES
CASSEGRAIN ($K=1/8$)

La solution Kern permet une ouverture supérieure mais un champ plus réduit et non plan. D'autre part si elle présente un avantage de sa particularité de couder les faisceaux à 90°, son ajustage et sa construction du point de vue mécanique sont plus difficiles à réaliser que le cassegrain.

3° - Concentrateur paraboloidal :

On applique les mêmes procédés que pour le concentrateur sphérique, sauf que le concentrateur sphérique est moins performant quant au pouvoir de concentration. Soit θ le diamètre apparent de l'objet. En admettant que l'angle au foyer α du paraboloidal soit nettement au dessous de $\Pi/2$ (on adopte $\alpha_{\max} = 60^\circ$), tout rayon incident I faisant un angle inférieur à $\theta/2$ se réfléchira en coupant le plan P (à la distance $h \leq f$) à une distance inférieure à $r + \theta r$ (fig III-3). Si le plan P est le plan focal ($h = f$) on reçoit une pseudo-image de l'objet dont le rayon sera :

$$f = R \frac{(1 - \operatorname{tg}(\alpha - \theta/2))}{\operatorname{tg}\alpha}$$

En posant $\lambda_i = \frac{R}{f}$ on aura :

$$\lambda_i = \frac{1}{1 - \operatorname{tg}(\alpha - \theta/2)} = \frac{\sin 2\alpha}{\theta} = \frac{2 \sin \alpha \cos \alpha}{\theta}$$

i passe par un maximum pour $\alpha = \Pi/4$. Si le plan P s'éloigne de f pour aller vers K, on passe de la pseudo-image dont le rayon est R_T à l'image réelle de rayon R_C . On pose $s = \frac{R}{R_T}$ avec la limite

$\lambda_s \leq \frac{\sin 2\alpha}{\theta}$: C'est ce qu'on appelle la concentration globale C et vaut $\frac{\sin 2\alpha}{\theta}$ pour le cas d'un paraboloidal de révolution.

Lorsqu'on connaît le facteur C de concentration et la surface de la tâche focale $S = \frac{\pi f^2 \theta^2}{4}$ (quatre fois moindre qu'un miroir sphérique) et sachant l'énergie unitaire moyenne reçue, on peut déduire la puissance disponible au foyer du concentrateur.

Vu son pouvoir de concentration élevé, le système paraboloidal aurait été très intéressant si son coût n'était pas excessivement élevé dû à sa manière délicate de fabrication.

4° - Lentille de fresnel :

La particularité de cette lentille est son nombre élevé de dents et qui est proportionnel à la valeur de la concentration. Dans cette lentille la valeur α (demi-ouverture) est limitée à 23° et au delà le rendement n'est plus intéressant (fig III-2-a). Pour améliorer cette possibilité, on préconise l'emploi de surfaces plan convexe pour lesquelles α monte à 37° , et le rendement de concentration s'élève à plus de 83% (fig III-2-b), avec toutefois une occultation importante des radiations qui peut atteindre 40% sur la couronne extérieure.

Vu que le nombre de dents est lui aussi proportionnel au rayon de la lentille, on voit que pour avoir une concentration comparable au miroir sphérique ou parabolique le rayon doit être assez conséquent.

Néanmoins pour un même diamètre ce type de lentille a un rendement beaucoup plus élevé que les lentilles simples et constitue pour les courtes et moyennes distances un sérieux concurrent pour les miroirs :

II CHAPITRE -IV- : FILTRAGE OPTIQUE

- 1 - FILTRAGE POUR BANDE SPECTRALE
- 2 - FILTRAGE POUR SEPARATION DE CANAUX :
 - 2-1 : INFLUENCE DE L'ANGLE INCIDENT
 - 2-2 : INFLUENCE DE LA TEMPERATURE.

IV - FILTRAGE OPTIQUE :

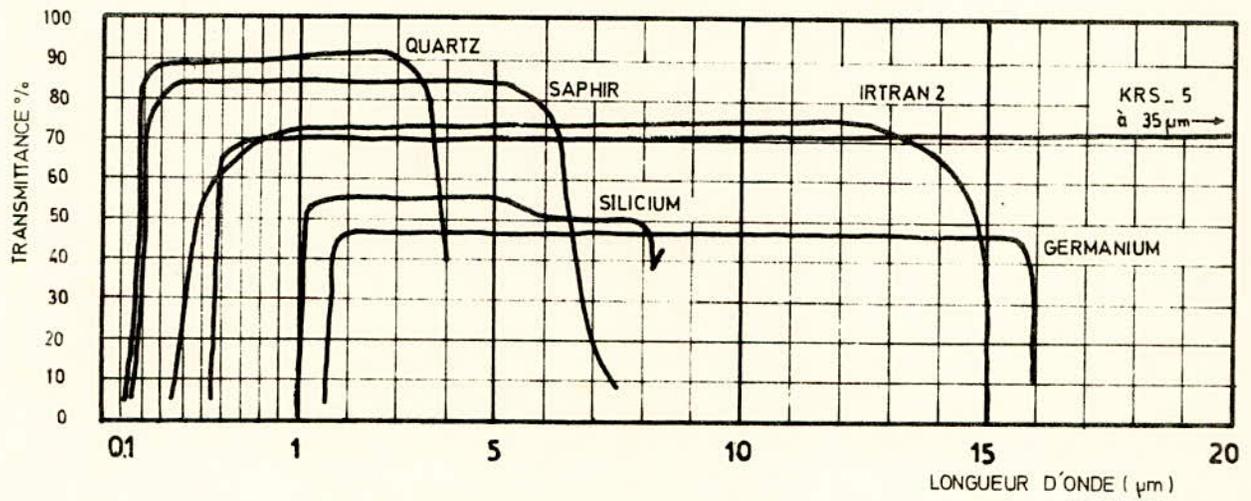
Le radiomètre est destiné à travailler dans la bande spectrale 0,45 μm à 1,1 μm qui sera découpée en 5 canaux : 4 couvrant le visible et le 5ème le proche infra rouge. De ce fait il convient de distinguer deux types de filtrage : d'une part celui qui permet de délimiter la bande spectrale, d'autre part celui qui permet de déterminer les différents canaux.

1) - FILTRAGE POUR BANDE SPECTRALE :

Le choix d'un filtre dépend de plusieurs paramètres entre autres : le type bande spectrale (X, UV, V, PIR, IRT), la transmittance, le coût, l'environnement. Ce genre de filtre constitue ce qu'on désigne par fenêtre du détecteur déterminant la bande de travail et protégeant le cristal sensible et l'électronique interne des dommages physiques éventuels et des moisissures. La fig IV.1 nous donne la transmittance en fonction de la longueur d'onde pour différents matériaux constituant ces filtres. On peut citer :

- 1-1) - LE GERMANIUM : est un excellent matériau pour l'infra rouge avec une transmittance s'étalant de 2 à 16 μm . Son indice de réfraction élevé produit une grande perte de réflexion et par conséquent une transmittance légèrement moins que 50% pour les épaisseurs utilisées dans les fenêtres. A noter que le germanium a aussi une transmittance de 40% au delà de 300 μm .
- 1-2) - LE H P 7 (High Pass) : c'est le plus populaire car il bloque les longueurs d'ondes courtes provenant du soleil ou de la lumière, et possède une bonne transmittance pour l'énergie émise par le corps humain.
- 1-3) - LE SILICIUM : (1,2 à 15 μm) est un excellent matériau pour l'infra rouge. Il a une bonne résistance chimique et une résistance élevée aux chocs thermiques. Il a une forte absorption à 9 μm et donc sa transmittance à l'infra rouge lointain. Sa transmittance dépend essentiellement de sa pureté. Bien qu'il ne laisse pas passer le visible il peut transmettre le proche infra rouge pour affecter les composants photosensibles.
- 1-4) - LE QUARTZ (0,18 à 4,1 μm) : possède une transmittance élevée de l'ultraviolet à environ 4 μm . Etant donné qu'il laisse passer le visible il doit être utilisé avec un détecteur sans électronique intégrée, avec seulement une résistance de charge ou avec un cache hermétique entre l'électronique et la fenêtre. Ceci vient du fait que la ~~puce~~ puce intégrée qui est en silicium est photosensible et l'amplificateur ou tout transistor se saturera rapidement au visible. Cet inconvénient nous limite quant au choix du détecteur. Le quartz reprend à nouveau une transmittance élevée aux environs de 100 μm (infra rouge lointain).
- 1-5) - LE SAPHIR (0,18 à 6 μm) : Sa transmittance élevée va de l'ultraviolet à environ 6 μm . Donc les considérations électriques mentionnées pour le quartz s'appliquent également pour le saphir. Lui aussi se "rallume" dans l'infra rouge d'au delà 100 μm mais avec une transmittance moindre que le quartz.

FIGIV-1: TRANSMITTANCE POUR DIFFERENTS TYPES DE MATERIAUX



- 1-6) - IRTRAN-2 (0,5 à 14 μm) (Sulfide de zinc) : a une faible transmittance dans le visible mais élevée à partir de l'infra rouge jusqu'à 14 μm . L'IRTRAN-2 est utile pour une large bande dans l'infra rouge. Ce filtre n'est également pas compatible avec une électronique photosensible intégrée dans le détecteur.
- 1-7) - KRS-5 (THALLIUM BROMOTODIDE) : possède une très grande transmittance s'étendant de 0,6 μm (jaune) à 35 μm . On peut étendre cette transmittance jusqu'à 60 μm avec une couche épaisse mais avec une décroissance à partir de 35 μm .
- 1-8) - LE BERYLLIUM : Haute transmittance aux rayons X. On peut également citer le verre (0,32 à 2,75 μm), L'IRTRAN 1 (0,8 à 8 μm) et L'IRTRAN 4 (0,5 à 20 μm).

Cette présentation de matériau filtrant nous permet de faire le choix, une fois la bande spectrale fixée, de la fenêtre à adopter et par la même le détecteur dans un type bien précis. D'autre part si on veut prolonger la bande spectrale tout en ayant un taux de transmittance appréciable, il est possible de combiner deux ou trois filtres afin de couvrir la bande désirée, et ceci, en complète conformité avec la conception mécanique. (Voir planche n°).

2) - FILTRAGE POUR LA SEPARATION DE CANAUX :

Les filtres optiques utilisés sont des passe bandes. Ce sont des filtres interférentiels fonctionnant comme un interféromètre solide de Fabry-Perot. Un filtre "période singulière" est composé d'une pile de couches réfléchissantes sur les deux côtés d'une épaisse lame. Le tout est disposé dans un substrat convenablement choisi. La longueur d'onde centrale de la bande transmise est déterminée par l'épaisseur de la lame optique. La bande passante est déterminée en premier lieu par la réflectance des piles miroir, (l'augmentation de la réflectance résulte de l'étroitesse de la bande passante) et l'épaisseur de la lame. La région spectrale immédiatement voisine de la bande passante est rejetée et l'élimination des longueurs d'ondes encore plus longues ou plus courtes est assurée par l'utilisation de filtres "bloqueurs". Le degré de rejection du voisinage immédiat de la région spectrale est cependant dépendant de la réflectance des piles "miroir" dans le filtre. Pour les passebandes très étroits, la rejection atteinte dans un filtre "période singulière" doit être parfaitement satisfaisante ; Mais pour des passebandes larges avec une réflexion relativement basse des piles, la rejection du voisinage de la bande peut être améliorée par l'utilisation de filtres dits "multi-périodes". Néanmoins avec ce genre de filtres, les difficultés d'alignement des différentes bandes ou canaux limite l'extension utile du nombre de "périodes".

La famille de courbes en fig IV-2 indique approximativement les configurations des filtres de différentes "périodes" (1, 2, 3 et 4).

Ces filtres ayant certaines propriétés, des conditions s'imposent quant à leur utilisation vis à vis notamment de l'angle d'incidence, de la température de l'angle conique dépendant de l'ouverture des système optique employé. Ces conditions diffèrent légèrement selon que l'on considère le visible, l'infrarouge ou l'ultraviolet.

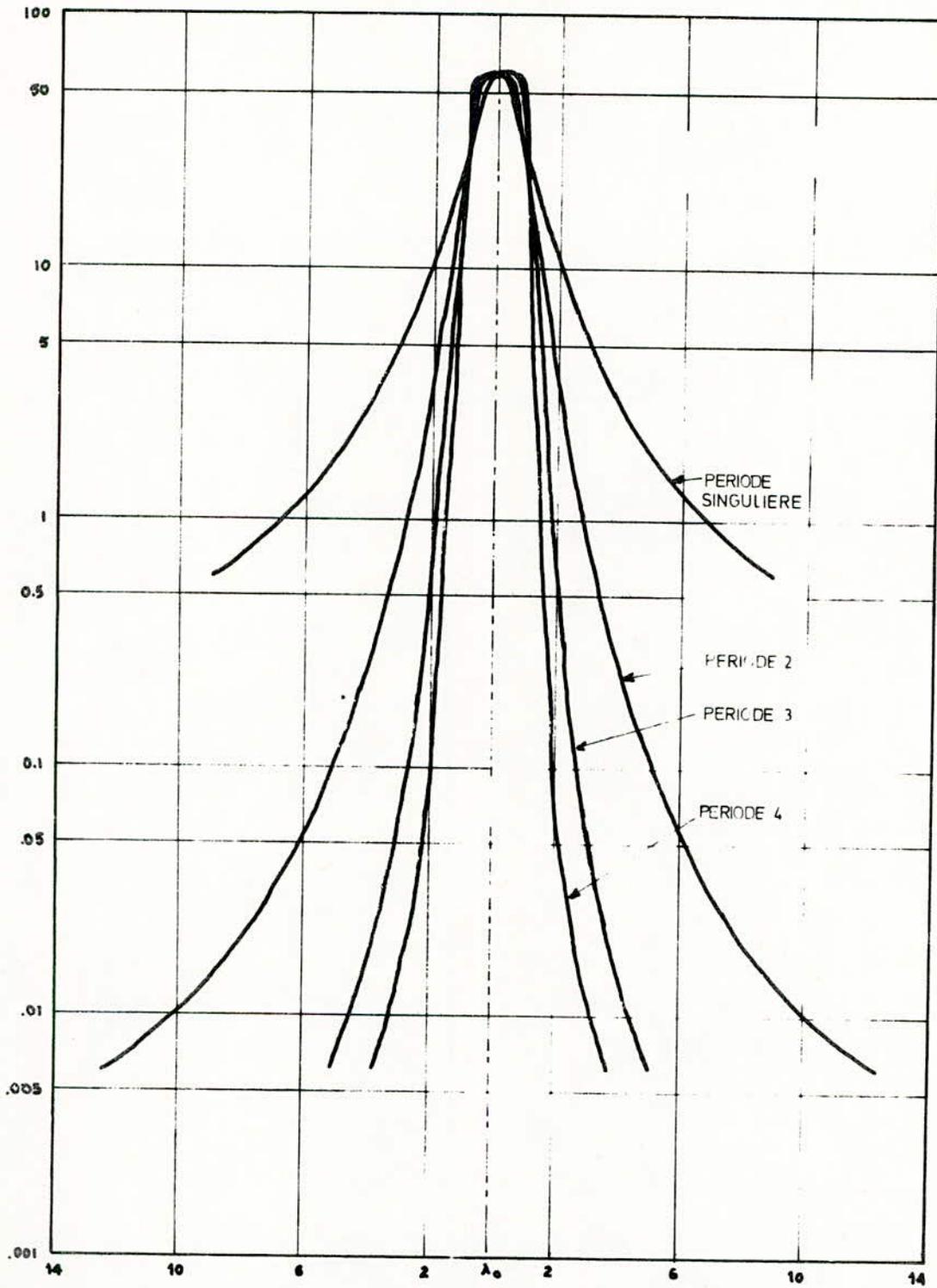


Fig IV-2 : CONFIGURATIONS DE FILTRES OPTIQUES PASSEBANDE .

2.L - Influence de l'angle d'incidence pour les filtres centrées entre 0,33 μm et 1,5 μm :

La condition d'utilisation d'un filtre est pour une incidence normale. Les filtres sont construits pour des applications spécifiques et doivent être par conséquent employés comme tels.

Quand la lumière est incidente sur le filtre, il ya un déplacement caractéristique sur le passebande vers les plus courtes longueurs d'ondes. La valeur de ce déplacement est fonction de l'angle d'incidence, de la radiation, de l'indice relatif de réfraction de la lumière et du plan de polarisation. Pour une lumière unipolaire avec angle croissant, la bande non seulement se déplace vers les longueurs d'ondes plus courtes mais s'élargit, et pour des angles excessivement grands commence à disparaître ou à se décomposer. Par commodité, en déterminant le déplacement approximatif dans une longueur d'onde avec un angle d'incidence, la table 1 des filtres du visible montre l'indice relatif (n) pour chaque filtre cité. Ces valeurs ont été tirées de l'équation suivante :

$$\lambda_i = \lambda_{\perp} \frac{(n^2 - \sin^2 i)^{\frac{1}{2}}}{n}$$

où i : angle d'incidence de la radiation

λ_i : longueur d'onde centrale pour une radiation d'angle incident

λ_{\perp} : longueur d'onde centrale pour une radiation d'angle incident normal au filtre.

n : indice de refraction relatif du filtre en général est égal à 1,45 , 2,0 ou 2,3 dans beaucoup d'applications.

L'angle incident dépend de l'ouverture du télescope et de la focale de la lentille correctrice.

Remarque : Pour les radiations de longueur d'onde supérieure à 1,5 μm et jusqu'à 15 μm on peut à la limite utiliser cette équation mais avec un indice $n = 2,3$. Ceci pour des raisons de construction car pour une incidence non normale des radiations, les longueurs d'onde extrêmes du filtre passe-bande ne sont généralement pas déplacées dans la même proportion.

2-2 - Influence de la température :

Les caractéristiques de transmission d'un filtre interférentiel changent avec la température qui pour la plupart des filtres doit être ambiante (25°C) sauf spécifications contraires.

- Les filtres interférentiels se déplacent vers les longueurs d'ondes supérieures pour un accroissement de température et inférieures pour une diminution.
- Pour les filtres du visible le déplacement est approximativement de 0,12 à 0,2 Angstrom par degré °C dans la bande des 0,4 à 0,7 μm .
- Pour des filtres infrarouge le déplacement de la longueur d'onde centrale est environ de $5 \cdot 10^5$ par °C.

| i en degrés | n = 1,45 | n = 2,0 | n = 2,3 |
|-------------|----------|----------|----------|
| 0,5 | 0,999982 | 0,999990 | 0,999993 |
| 1,0 | 0,999928 | 0,999962 | 0,999971 |
| 2,0 | 0,999710 | 0,999848 | 0,999885 |
| 3,0 | 0,999348 | 0,999658 | 0,999741 |
| 4,0 | 0,998842 | 0,999392 | 0,999540 |
| 5,0 | 0,998192 | 0,999050 | 0,999282 |
| 7,5 | 0,995940 | 0,997868 | 0,998388 |
| 10,0 | 0,992803 | 0,996224 | 0,997146 |
| 11,80 | 99% | - | - |
| 15,0 | 0,983941 | 0,991591 | 0,993648 |
| 16,39 | - | 99% | - |
| 18,93 | - | - | 99% |
| 20,0 | 0,971783 | 0,985269 | 0,988882 |
| 25,0 | 0,956583 | 0,977419 | 0,982974 |
| 30,0 | 0,938666 | 0,968246 | 0,976085 |
| 45,0 | 0,873034 | 0,935414 | 0,951568 |

Table de changement de la longueur d'onde centrale en fonction de l'angle incident et de l'indice de refraction relatif du filtre.

// CHAPITRE - V - OPTOELECTRONIQUE

INTRODUCTION :

- 1° - Principaux composants photosensibles
- 2° - Caractéristiques communes
- 3° - Comparaison des dispositifs

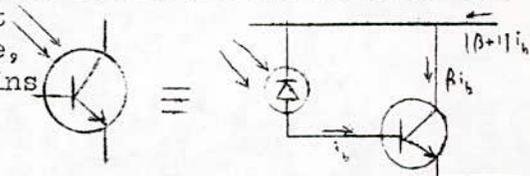
Après sa concentration par le système optique et son filtrage selectif dans le canal désiré, le rayonnement, avant d'attaquer le circuit amplificateur, doit être convertit en un signal électrique. Cette conversion est assurée par le dispositif optoelectronique. Le phénomène de transformation est basé sur un des effets suivants : photoémissif, photoconducteur, photovoltaïque, photomagnétique, pyroélectrique... Notre but n'est pas d'étudier tous ces effets, mais de pouvoir, après avoir passé en revue tous les photocomposants, choisir le détecteur le mieux adapté au capteur à réaliser, en se basant sur des paramètres bien précis à savoir : la bande passante, la sensibilité spectrale, le bruit (NEP), l'alimentation et d'autres caractéristiques qui seront définies à la fin de ce chapitre.

1°/ Principaux composants photosensibles :

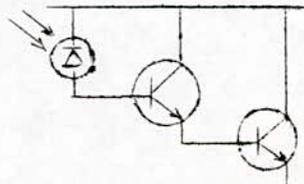
1.1 - Photorésistance : Elle est constituée d'élément semi conducteur dont la résistivité, élevée dans l'obscurité, est fortement diminuée par l'action de la lumière. On peut citer dans le domaine du visible et du proche infrarouge le sulfure, le sélénure et le sulfosélénure de cadmium. Il s'agit d'un dispositif commode, sensible, économique mais peu apte aux mesures pour les modèles courants et dont le défaut principal, souvent gênant est le lenteur de réponse.

1.2 + Photodiode : C'est le plus simple des éléments à jonction et qui est une diode polarisée en inverse, donc apte à transformer une partie de l'énergie lumineuse en un courant proportionnel à l'intensité lumineuse incidente et à la surface de la région photosensible.

1.3 - Phototransistor : Peut être considéré comme l'association d'une diode plane à jonction et d'un transistor amplificateur. La sensibilité de la diode est alors pratiquement multipliée par le gain du transistor. Le courant de base est fourni par la photodiode la réponse du phototransistor est moins rapide que la photodiode, de même que le courant est moins linéaire.

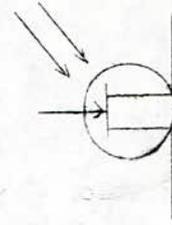


1.4 - Photodarlington : Afin d'augmenter encore la sensibilité, sur un même substrat, a été intégré un phototransistor couplé en montage Darlington à un second transistor amplificateur. Si la sensibilité augmente, la linéarité ainsi que la vitesse de réponse **diminuent**. **▲ remarquer** qu'un photodarlington ou phototransistor peut s'utiliser comme une simple photodiode ultrasensible en laissant la connexion de base en l'air.



1.5 - Phototransistor à effet de champ ou fotofet :

L'intérêt principal du fotofet réside en ce qu'il est possible en agissant sur la résistance de grille, d'agir sur la sensibilité. Mais une augmentation du gain entraîne une augmentation de la constante de temps d'où diminution de la vitesse de réponse.



1.6 - Détecteurs photovoltaïques : Ce sont des détecteurs photodiodes présentant une surface active de plusieurs centimètres carrés. Ils sont surtout utilisés pour le captage de l'énergie solaire.

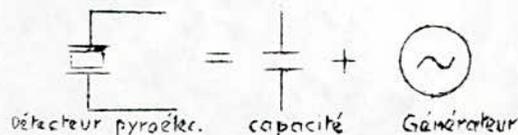
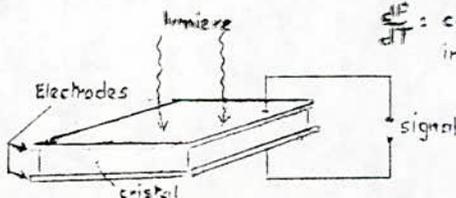
1.7 - Détecteurs photoélectromagnétiques : Leur principe est analogue à l'effet Hall : le cristal semi conducteur est soumis simultanément à la radiation lumineuse à détecter et à un champ magnétique transversal. Les paires d'électrons-trous créés sous l'action de la lumière sont déviées en sens inverse par le champ magnétique, d'où naissance d'une DDP aux bornes du cristal.

1.7 - Photomultiplicateur : Son principe est le suivant : Les photoélectrons émis par une cathode d'une cellule photoélectrique à vide sont accélérés sous une différence de potentiel telle qu'ils atteignent une anode intermédiaire ^{avec une énergie suffisante} pour en détacher plusieurs électrons secondaires, lesquels à leur tour accélérés sous une DDP plus grande iront chacun détacher un nombre équivalent de nouveaux électrons secondaires, et ainsi de suite jusqu'à ce qu'une anode finale collecte la totalité du flux électronique ainsi créé. Les photomultiplicateurs sont fort intéressants, mais ce sont des instruments très coûteux et surtout nécessitant des tensions totales élevées (échelonnées de 800V jusqu'à 2600V) avec des chaînes de diviseurs de tensions à résistances.

1.8 - Détecteur pyroélectrique : C'est un détecteur sensible à la variation de température mais non un thermoelectrique. L'effet pyroélectrique se présente comme suit : Le cristal semi conducteur a une symétrie électrique interne neutre c'est à dire qu'il existe un axe unique le long duquel s'exercent des moments dipolaires électriques neutralisés par les charges libres. Un changement de température altère ces moments en créant un changement de polarisation. Il en résulte une variation de tension par la production d'un courant. Le courant n'est produit que s'il ya variation de température. Ce genre de détecteur est sensible à presque toutes les radiations (des rayons X jusqu'à l'infrarouge lointain). La tension créée est de la forme :

$$\Delta V = \frac{4\pi d}{\epsilon} \left(\frac{dP}{dT} \right) \Delta T$$

où d : épaisseur de l'élément sensible.
 ϵ : constante diélectrique.
 $\frac{dP}{dT}$: coefficient pyroélectrique en $^{\circ}\text{C}\cdot\text{cm}^2\cdot\text{K}^{-1}$ (changement instantané de polarisation)



2° - Caractéristiques communes :

Le choix d'un détecteur découle de la comparaison des différentes caractéristiques des détecteurs. Des plus intéressantes on peut citer :

2.1 - Réponse en signal : Symbole (S) : Unité (V ou A) c'est la tension ou le courant de sortie mesuré en valeur R M S.

2.2 - Responsivité : Symbole ($R(\lambda)$), unité (V.W ou A.W) : elle est définie comme étant le rapport de la tension (ou du courant) en RMS sur le flux incident monochromatique (en RMS).

$$R(\lambda) = \frac{S}{\Phi(\lambda)} = \frac{S}{H(\lambda) \cdot A_d} \quad \text{où } H(\lambda) : \text{irradiance en RMS.}$$

A_d : aire du détecteur,

elle dépend de la longueur d'onde et de la température.

2.3 - Puissance équivalente au bruit (noise equivalent power : NEP) : c'est le flux incident monochromatique à une longueur d'onde pour lequel le rapport signal sur bruit est égal à l'unité. Le NEP dépend de la bande spectrale, de la surface du détecteur, de la bande passante électrique, de l'angle de visée, ainsi que de la température de la surface à étudier.

$$\text{NEP}(\lambda) = \Phi(\lambda) \quad (\text{RMS}) \Rightarrow \text{NEP}(\lambda) = \frac{S}{R(\lambda)} \quad (\text{RMS})$$

2.4 - DéTECTIVITÉ : Symbole $D(\lambda)$: est l'inverse du NEP (λ). Elle s'exprime en W^{-1} . La détectivité fournit la même information que le NEP mais décrivant les caractéristiques telles que la diminution du niveau de radiation auquel le photodétecteur peut répondre.

2.5 - DéTECTIVITÉ spécifique : Symbole D^* : parce que le NEP pour beaucoup de types de photodétecteurs IR est proportionnel à $\sqrt{A_d}$ (aire sensible du détecteur) et à $\sqrt{\Delta f}$ (Δf : bande passante) une détectivité spécifique a été définie pour permettre la comparaison des sensibilités des différentes aires mesurées dans différentes bandes passantes.

$$D^*(\lambda, f_0, \Delta f) = \frac{\sqrt{A_d} \cdot \sqrt{\Delta f}}{\text{NEP}} = D \sqrt{A_d \cdot \Delta f} \quad (\text{cm} \cdot \text{Hz}^{1/2} \cdot \text{W}^{-1})$$

3 - Comparaison des dispositifs :

Pour la sensibilité à un éclaircissement donné, on trouve en première position les photoresistances (Si l'on exclut les photomultiplicateurs) les pyroélectriques, suivi par les photodarlington, les phototransistors, les photodiodes de fortes surface, les cellules à vide.

Pour l'économie, viennent les photoresistances suivies de près par les phototransistors.

Pour la vitesse de réponse, les meilleures sont les photodiodes à égalité ou presque avec les cellules à vide.

Pour la résistance d'obscurité, les meilleurs sont les cellules à vide, supérieures à tout mais comparables aux photodiodes à grande surface pour la linéarité de réponse.

Mais si l'on considère la largeur de la bande spectrale, il n'y aurait que les photomultiplicateurs, les cellules à vide ou les pyroélectriques qui ~~peuvent~~ peuvent travailler dans un large spectre. Ce qui ne nous laisse guère un grand choix qui va en diminuant quand on connaît les importantes tensions nécessaires aux photomultiplicateurs et aux cellules à vide. En définitif, il ne reste que les pyroélectriques qui satisfont aux conditions du capteur. Mais comme toute médaille a son revers, les pyroélectriques étant sensibles aux changements de la température, un système hachant le rayonnement est nécessaire. C'est le modulateur mécanique (chopper).

1-1 : Système de captage

Pour des considérations techniques propres au détecteur ainsi qu'au système mécanique deux montages différents peuvent être envisagés.

Pour la première possibilité, il convient d'utiliser un montage Cassegrain pour la concentration du rayonnement et un chopper constitué d'un disque à palette très léger afin de hacher le signal lumineux et qui vient se placer entre la roue porte filtres et le support du détecteur. Pour un nombre fixé de palettes, la fréquence de modulation optimum sera déterminée expérimentalement suivant la longueur d'onde et l'intensité du rayonnement, mais en ne perdant pas de vue toutefois que, d'une part le détecteur ne supporte pas des variations de température supérieures à 5°C par minute, d'autre part le temps de montée du signal électrique est de 0,2 mS, ce qui limite la fréquence de modulation à 5 K Hz maximum. Le disque du chopper sera mu par un moteur à faible consommation type 9V, ce qui explique la nécessité d'avoir un disque extra léger.

Le télescope Cassegrain sera placé à l'intérieur d'un cylindre métallique de diamètre 175 mm et de longueur 100 mm afin de protéger le système des rayonnements indésirables tels que la lumière solaire ou artificielle. Il sera maintenu au boîtier au moyen de trois brides (voir planche 4....., pièce) lui permettant son centrage par rapport au système optique suivant ainsi qu'à qu'à celui du filtrage et détection. Le télescope aura les caractéristiques suivant :

| | |
|------------------------------------|--|
| Focale f_1 du primaire | : 200 mm |
| Focale f_2 du secondaire | : 300 mm |
| Diamètre utile du primaire | : 170 mm |
| Diamètre utile du secondaire | : 60 mm |
| Champ | : 65° |
| Bande passante ou domaine spectral | : 0,18 μ m \div 6 μ m (UV - visible et PIR) |
| Transmission | : 70% au centre et 50% du bord. |

Le miroir secondaire aura alors pour ouverture $\frac{300}{60} = F/5$ ce qui constitue une ouverture numérique relativement élevée et par conséquent sera d'un bon apport aux filtres dans la mesure où le déplacement de la longueur d'onde centrale sera insignifiant. L'angle incident est sensiblement égal à 6°, d'où pour les filtres du visible qui ont un indice de réfraction relatif de 1,45 on obtient un facteur de 0,998 à multiplier avec les différentes valeurs de longueurs d'ondes pour trouver les nouvelles λ centrales. Quant au filtre du proche infrarouge, l'indice de réfraction étant $n = 2$, on aura un facteur égal à 0,999282 qui nous donnera λ centrale = 0,999282 X 1100 = 1099,2 Angstroms, soit une différence de 8/10 seulement.

.../...

VI - 1° -  PTIQUE DE CONCENTRATION UTILISEE

1-1 : Système de captage

1-2 : Système de correction

1-3 : Chopper

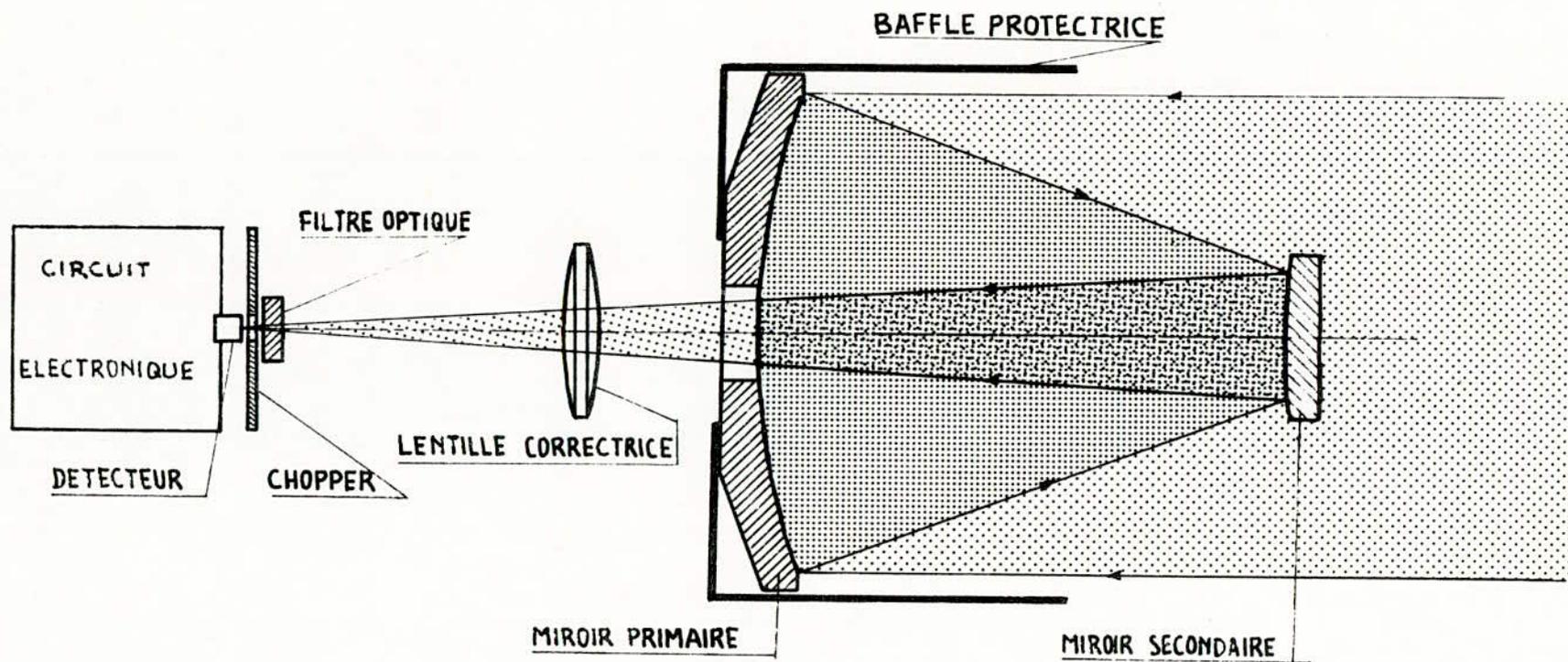


Fig VI-1-1 - SYSTEME OPTIQUE ADOPTE AU CAPTEUR

Avec les notations adoptées au chapitre -III- on a :

$$\gamma = \frac{f}{f_1} = \frac{S_2A'}{S_2A} = \frac{f_2}{f_1-LP}$$

$$\left. \begin{array}{l} Lf = 130 \text{ mm} \\ f_1 : 200 \text{ mm} \\ f_2 : 300 \text{ mm} \end{array} \right\} \text{ d'où } f = 859 \text{ mm (focale du télescope)}$$

Le grandissement sera $\delta = \frac{f}{f_1} = 4,295$

L'obturation centrale $T = \frac{h}{h'} = 0,353$

Le paramètre de courbure : $S = F_2 / f_1 = 1,5$ c'est à dire que le champ est convexe.

Cette conception confère au capteur la propriété d'être fixe c'est à dire sans balayage (figure VI. 1-1).

Une autre possibilité, par l'utilisation d'un télescope de configuration Kern (voir chapitre -III-) permet, tout en chopant le rayonnement, d'obtenir un capteur "scanner". En effet, le montage Kern est constitué de deux miroirs concaves fixes et d'un miroir également fixe et coudant le faisceau à 90°. Si au lieu d'utiliser un disque à palette pour le chopping comme dans le montage Cassegrain, ou faisait tourner le miroir plan, en obtient en plus du chopping du rayonnement, le balayage de la surface à analyser. Ceci est possible grâce à la très petite surface du miroir plan, donc son faible poids, ce qui n'aurait pas été le cas pour le type Cassegrain. Le montage d'un tel système est donné par la figure VI. 1-2. Bien entendu, ce montage exige une précision maximale de positionnement et une bonne stabilité mécanique vis à vis des vibrations.

Dans tous les cas de concentrateurs, il est à noter qu'il n'est pas nécessaire, ni souhaitable, de reproduire une image nette de la source sur la surface sensible du détecteur. Une image floue mais couvrant la totalité de la surface sensible du détecteur - et pas plus - est ce qu'il ya de mieux. Il est également indispensable de savoir que lorsque la source est "chaude", les rayons calorifiques c'est à dire les rayons infrarouges moyens et lointains sont également transmis par le système optique, ce qui entraîne un échauffement brutal indésirable des filtres optiques plus particulièrement celui du proche infrarouge. Dans ce cas on doit utiliser des miroirs du type dit "froid" c'est à dire réfléchissant le visible et le proche infrarouge vers l'avant et transmettant vers l'arrière les rayonnements calorifiques de longueur d'onde supérieure à 6 μ m.

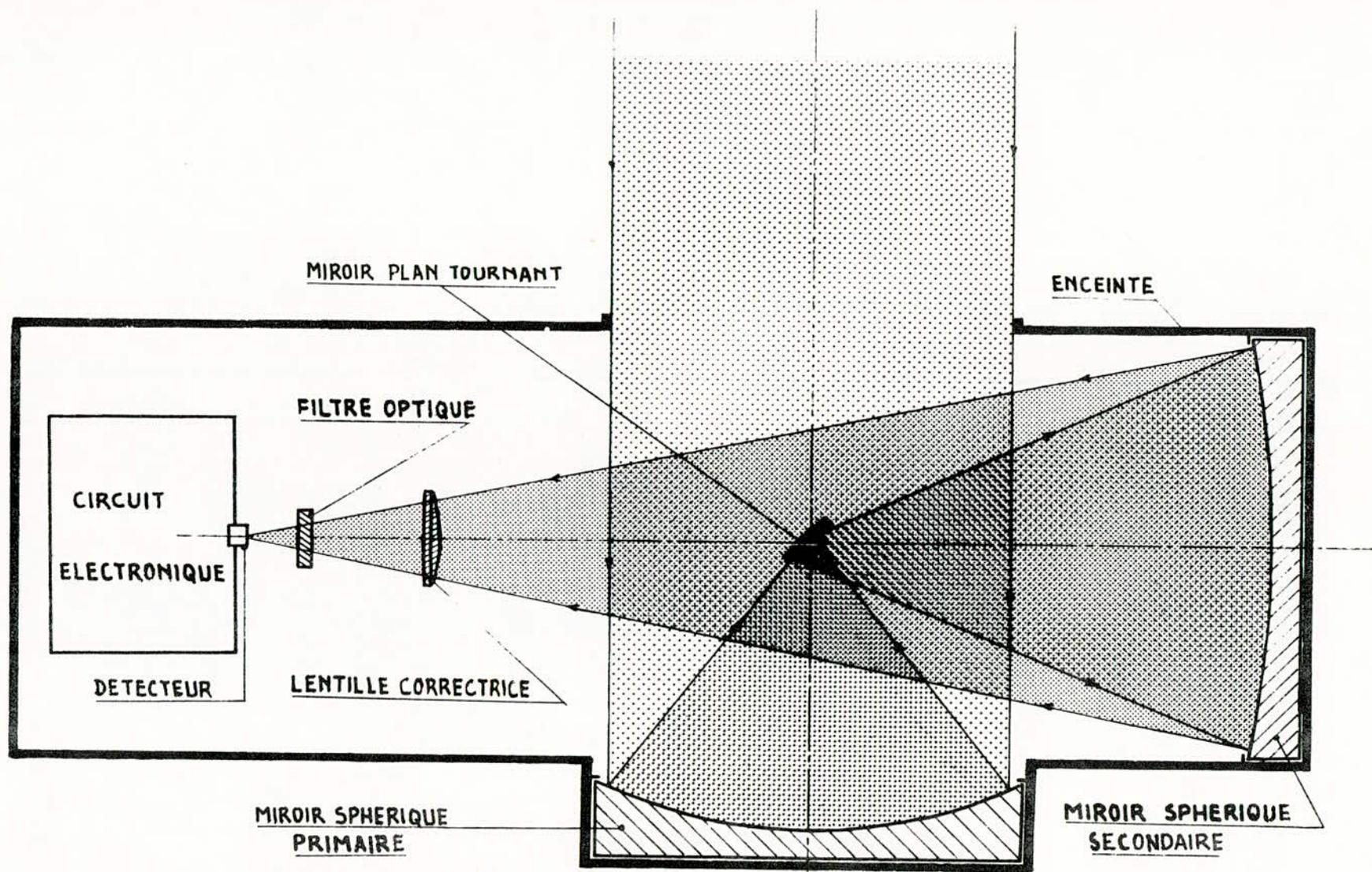


FIG VI-1-2 : SCHEMA DU CAPTEUR AVEC MONTAGE KERN

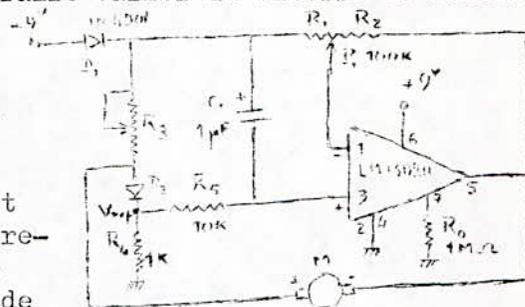
1-2 : Système de correction :

Souvent avec des miroirs sphériques - qui exigent une précision de fabrication moindre que les paraboloidales - on obtient une assez mauvaise concentration. Pour remédier à ce défaut on place entre le miroir secondaire et les filtres optique une lentille convergente correctrice qui focalisera avec précision le rayonnement sur le détecteur. Cette même lentille, grâce à un montage mécanique réglable permettra la selection des focales du spectre visible et du proche infrarouge, car l'image infrarouge se forme sur un plan plus éloigné de la lentille que ne le ferait l'image visible. Afin de ne pas modifier l'ouverture obtenue avec le télescope, donc l'angle d'incidence, la lentille qui possède une focale de 100 mm sera placée à exactement 100 mm du centre focal du miroir secondaire.

1-3 : Chopper :

Comme il a été annoncé en 1-1, le rayonnement doit être modulé par un disque "rupteur" placé aussi près que possible du détecteur. Ce disque sera d'un diamètre de 60 mm avec quatre secteurs de grand diamètre (60 mm) et quatre secteurs de petit diamètre (40 mm) tournant à une vitesse constante grâce à un amplificateur opérationnel associé à deux diodes et quelques composants R et C, le tout commandant un petit moteur asynchrone pour continu de faible puissance. Le montage d'un tel circuit est donné par la fig VI. 1-3. Un réglage très simple permet de faire varier la vitesse du moteur.

Le montage fonctionne sur une tension continue de 9V. En général les montages permettant de régler la vitesse des petits moteur sont compliqués. En utilisant le circuit intégré LM 13080 en montage à contre-réaction, on obtient une meilleure régulation que celle produite par de nombreux autres circuits proposés antérieurement. De plus on obtient une excellente rejection en mode commun des transitoires créés par l'alimentation. La tension de référence du montage est créée par D2 et R3, D2 étant une diode 1N914 et R3 un potentiomètre de 10 kΩ 2W monté en résistance variable.



Cette tension est filtrée par R5 de 10 KΩ et C, de 1 μf, tandis que D1 du type 1N4001, sert de déphaseur pour la tension d'entrée appliquée au circuit intégré. La contre-réaction est établie par la boucle constituée par R2, portion du potentiomètre P1, montée entre la sortie du CI point 5 et l'entrée inverseuse point 1. Ce circuit intégré ne nécessite qu'une seule alimentation qui dans le présent montage est de + 9 volts. Les points d'alimentation sont 4 à la masse et 6 au + 9 volts.

La tension de commande du moteur est :

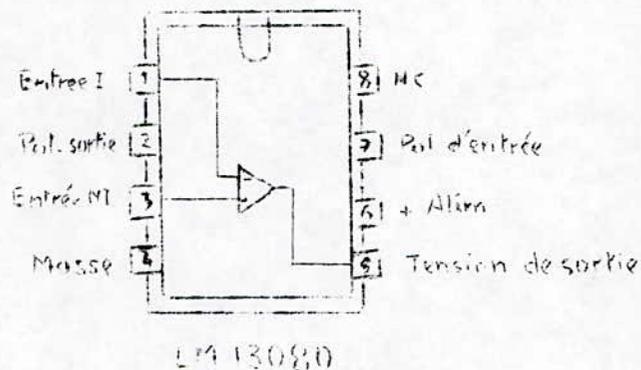
$$= (V_{D2} + I_m R_3) \frac{R_2}{R_1} + V_{D2} \quad \text{où } V_{D2} \text{ est la chute de}$$

tension directe de la diode D_2 et I_m le courant passant par la moteur. Lorsque la charge du moteur augmente, I_m augmente et cela a pour effet une augmentation de la tension V_{mot} . A des modifications importantes de la charge du moteur correspondront des variations considérables de V_{mot} . Toutefois l'amplificateur utilisé est une source de tension de 9V permettant de fournir une variation suffisante du courant ainsi qu'une dissipation importante de puissance.

Pour la plupart des petits moteurs, le circuit intégré LM 13080 peut fournir 2W à l'air libre sous 0,5A.

En réglant à sa valeur optimum, le potentiomètre P_1 et la résistance variable R_3 de 10 Ω 2W, on obtiendra une régulation stable.

Il convient de régler d'abord P_1 , de façon à obtenir la vitesse angulaire désirée. Ensuite, on augmente R_3 afin d'observer le maximum de stabilité. Le point 7 du LM 13080 sert à la polarisation et est relié à la masse par R_0 de 1 M Ω . Il est possible, si on veut utiliser un moteur encore plus petit, de changer uniquement le potentiomètre P_1 (et de prendre $P_1 = 10$ K Ω), pour avoir ainsi une tension d'alimentation de seulement 6V qu'on pourra faire sortir de l'alimentation générale.



VI - 2 - $\overline{\overline{\quad}}$ LITRES $\overline{\overline{\quad}}$ DOPTES

2-1 : Présentation

2-2 : Selection des canaux

2.1 - Présentation :

On utilisera pour le radionètre cinq (5) filtres représentant les radiations les plus importantes qu'on puisse rencontrer dans la nature :

| | | |
|--|------|----------|
| le bleu de longueur d'onde moyenne égale à | 0,45 | μ m, |
| le vert | " | " |
| le jaune | " | " |
| le rouge | " | " |

et le proche infrarouge dont le filtre sera centré à 1,1 μ m. Des filtres de bandes très étroites ne sont pas d'une grande nécessité. L'essentiel pour nous est de couvrir partiellement (ou à l'idéal totalement) à l'aide d'un seul filtre une radiation monochromatique très répandue dans la nature. Or une radiation varie du clair au foncé ; ceci nous a amené à considérer une valeur moyenne de la longueur d'onde vu que le spectre est dans ce cas trop large pour un filtre si on veut garder ses performances.

Donc afin de couvrir le maximum d'une radiation, avec une réjection satisfaisante pour la valeur moyenne de la longueur d'onde considérée tout en ayant une bonne transmittance, on a préféré l'emploi de filtres dits "périodes 3" pour le visible et "période 2" (légèrement moins étroit) pour le proche infrarouge. Ils présentent un écartement à la moitié de la valeur crête de la transmittance, égale à 100 Angstroms, avec une tolérance de ± 15 . Leurs centres se trouvent aux valeurs moyennes indiquées précédemment également avec une précision absolue de ± 15 Angstroms. La transmittance minimale est de 40% pour la radiation bleue et de 50% pour les autres radiations.

La valeur de l'indice est égale à 1,45 pour le filtre "bleu" et 2,00 pour les autres filtres.

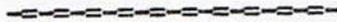
2.2 - Sélection des canaux :

Ces filtres ont pour diamètre 1 inch soit 2,54 cm et une épaisseur inférieure à 3/8 inch c'est à dire au maximum 1,24 cm. Ces dimensions nous seront utiles dont la mesure ou un montage mécanique est nécessaire afin de sélectionner les différents canaux. Le système est représenté par les planches n° 2...1... où figure le porte filtre rotatable (pièce (3)) avec des alesages séparés à 30° où viennent se placer les filtres.

La conception de ce porte-filtres permet son utilisation pour d'autres types de filtres ainsi que son extension à 12 filtres vu que le détecteur est à large bande.

Presque toutes les pièces du montage mécanique sont en duraluminium, ce qui confère à l'ensemble une relative légèreté.

VI - 3 - DETECTEUR



3-1 : Considérations du choix

3-2 : Description

3-3 : Caractéristiques

3-4 : Précautions et montage

3-1 : Considérations du choix :

La décision dans le choix d'un type précis de détecteur pyroélectrique dépend de deux considérations :

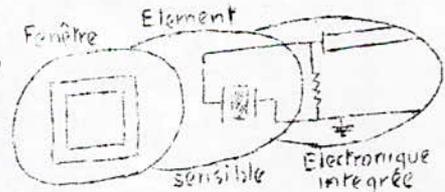
- Quel signal voudrait-on détecter ?
- Que voudrait-on en faire ?

Pour la première considération, il s'agit de mesurer l'émissivité ou la réflectivité d'un corps ou d'une surface à travers la température de son rayonnement. Ce qui sous entend que le détecteur doit être sensible au visible ainsi qu'à l'infrarouge et par conséquent être large bande spectrale. Les détecteurs au silicium ou au Pbs sont considérablement sélectifs, de même que les photorésistances. Donc hormis les photomultiplicateurs qui ont le gros inconvénient d'exiger des tensions échelonnées de 800V jusqu'à 2500V, il ne reste que les pyroélectriques qui répondent à la première considération.

Pour la deuxième considération, on voudrait un signal de sortie exploitable et avec un minimum de bruit (rapport S/B élevé). Ceci exige donc une amplification non pas en mode courant, qui pourrait être avantageuse dans le cas où un gain élevé est recherché au profit d'un rapport S/B modéré comme dans les cas de systèmes d'alarme par exemple, mais une amplification en mode tension où le gain est modéré alors que le rapport S/B est élevé. D'autres considérations non moins importantes rentrent dans le choix du détecteur : outre la bande spectrale large, une sensibilité spectrale suffisante et surtout une tension d'alimentation accessible avec un minimum de consommation pour un montage amplificateur relativement simple.

Tous les détecteurs pyroélectriques ne répondent pas à ces considérations. En effet pour ce faire, on doit tenir compte des trois éléments constituant le détecteur : La nature de la fenêtre, l'élément sensible et l'électronique intégrée. (Eventuellement).

En ce qui concerne l'élément sensible, il doit avoir un point de curie relativement élevé, sans altération de la sensibilité, afin d'avoir une large de protection contre un rayonnement trop intense. Il présente également, et c'est toujours le cas, une



très grande impédance de sortie (plusieurs de M Ω). Ce qui nécessite un adaptateur d'impédance (voir VI.5) qui dans le cas où il ne serait pas intégré deviendrait une source de bruit car la connection du gate est une connection critique nécessitant un soin particulier par l'utilisation d'un isolant en téflon ou polyester. Pour palier à cet inconvénient, l'adaptateur a été partiellement intégré dans le détecteur. Seulement, cette intégration limite considérablement le choix du détecteur, dans la mesure où le FET de l'adaptateur est photosensible, et sera par conséquent, rapidement saturé dans le visible. La solution consiste donc à protéger ce circuit en le scellant hermétiquement. C'est ce qui est utilisé dans le détecteur type ELTEC 404 VM qui donc sera retenu pour la réalisation du capteur.

.../...

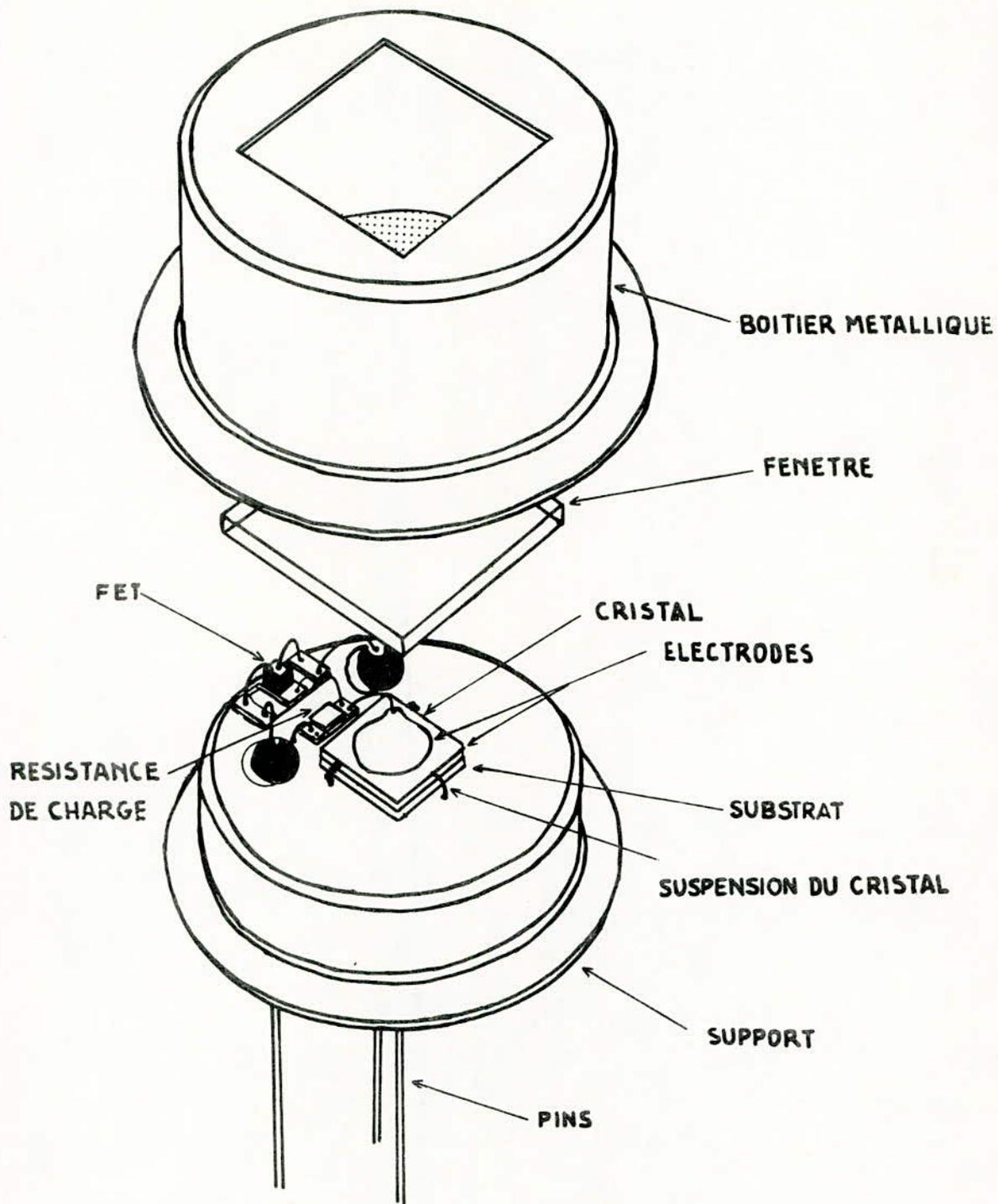
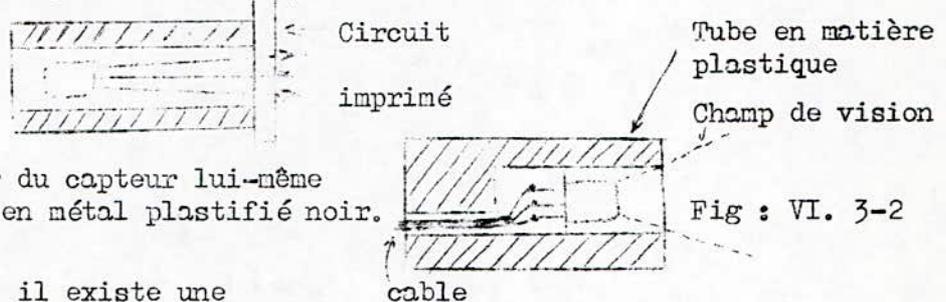


Fig VI-3-1 - DETECTEUR PYROELECTRIQUE AVEC SON
ELECTRONIQUE INTEGREE

3-4° : Précautions et montage :

* Isolation thermique du détecteur :

Le détecteur étant très sensible aux changements rapides de température, une isolation thermique s'avère nécessaire afin de le stabiliser. A cet effet, il convient de placer le détecteur dans une enceinte en matière plastique ou tout autre matière non conductrice thermiquement (fig. 3-2 et planche n° 3).



Le boîtier du capteur lui-même doit être en métal plastifié noir.

Fig : VI. 3-2

Cependant, il existe une méthode consistant à compenser la dérive thermique en utilisant un second détecteur monté en tête-bêche et dont la fenêtre a été opacifiée. Lorsqu'aucun rayonnement n'est reçu par le détecteur, aucun signal n'apparaît à la sortie du détecteur qu'elle qu'en soit la température puisque le signal émis par chaque détecteur est en opposition de phase par rapport à l'autre. Si un rayonnement est reçu, le signal de sortie sera épuré de toute influence de la température du détecteur. Mais même dans ce cas, le problème ne doit pas être sous-estimé et par prévention ou ne doit placer aucun composant dissipant de la chaleur à proximité du détecteur ou dans son champ de vision puisqu'il sera source d'émission infrarouge. Le détecteur lui-même ne doit pas risquer d'être soumis à des courants d'air. En fait d'environnement thermique du détecteur ne pourra être défini que cas par cas au cours d'expériences pratiques.

* Protection contre les surtensions :

Bien que le transistor utilisé soit un FET, il est recommandé de considérer le détecteur comme des MOS et de les protéger des charges électrostatiques.

* Chocs thermiques :

Les filtres constituant les fenêtres des détecteurs et plus particulièrement les filtres infrarouges sont très sensibles aux chocs thermiques. Aussi on doit éviter de leur faire subir des variations de température supérieures à 5°C par minute sous peine de dommages irréparables.

* Montage :

Lors du montage du détecteur, il faut prendre le maximum de précaution pour éviter les chocs thermiques :

- Soudure au moins à 6mm du boîtier du détecteur (fig. VI. 3-2) et si possible mettre un radiateur pendant le soudage.
- Eviter de toucher la fenêtre car les empreintes digitales peuvent modifier les caractéristiques du filtre. Le cas échéant le nettoyer à l'alcool seulement.

Bien entendu, les contraintes mécaniques sur le boîtier ou sur les connexions doivent être maintenues au minimum.

Les précautions relatives à la minimisation du bruit ont été énumérées dans les paragraphes VI-5 et VI-7.

-VI- 4 : ADAPTATION D'IMPEDANCE

4-1 : Présentation du problème

4-2 : Expression du gain

4-3 : Impédance d'entrée

4-4 : Impédance de sortie

VI 4 - ADAPTATION D'IMPEDANCE :

4-1 : Présentation du problème :

Le détecteur étant au tantalate de lithium, il présente une très forte impédance (jusqu'à $5.10^9 \Omega$) parcourue par un courant très faible ; d'où la nécessité de lui intégrer un FET de type à canal N et à jonction qui sera le premier composant d'un circuit adaptateur d'impédance. Ceci pour une amplification en mode tension où un rapport signal sur bruit élevé est recherché en premier lieu. Ce FET est conçu de telle manière que sa tension de pincement $V_{gs\ off}$ ou V_p soit inférieure à 1 volt en valeur absolue (max : -1V). Presque tous les détecteurs pyroélectriques de la série ELTEC sont équipés d'un adaptateur d'impédance pour le mode tension. Toutefois le gain du FET et par conséquent la réponse et le bruit sont définis par la résistance de charge externe. Pour avoir une bonne réponse et un faible bruit, on recommande une résistance d'au moins $1 M\Omega$. Cependant, dans certaines applications, on peut sacrifier le gain et utiliser une résistance allant jusqu'à $10 K\Omega$ minimum pour s'adapter aux étages d'amplification et pour avoir une bonne immunité aux bruits RF. Dans tous les cas, la dissipation du FET intégré ne doit pas dépasser $1mW$ pour éviter la création de turbulences thermiques à l'intérieur du détecteur, ce qui entraîne un bruit de basse fréquence.

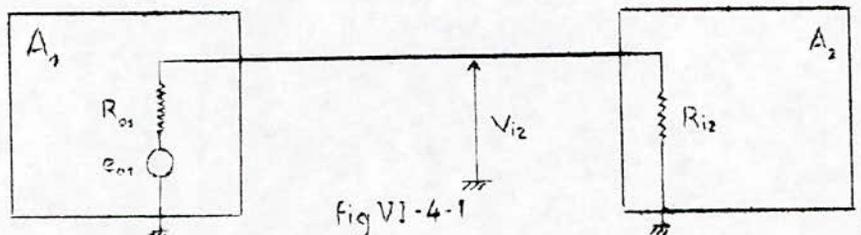
Entre l'entrée et la sortie du montage, il ya lieu essentiellement d'amplifier, de filtrer, de traiter les signaux sous forme de tension. Pour perdre le moins possible de signal sous forme de tension, il est nécessaire d'assurer une désadaptation aussi forte que possible. Dans ce cas la liaison n'introduira pas de perte et les performances de l'ensemble dépendront très peu des impédances d'entrée et de sortie des étages associés.

Soient deux étages A_1 et A_2 (fig VI.4). A_1 est à faible impédance de sortie. A_2 doit être à haute d'entrée de telle façon que sa tension d'entrée V_{i2} soit presque égale à la force électromotrice e_{o1} :

$$V_{i2} = e_{o1} \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}}$$

De cette manière, la valeur de V_{i2} dépendra très peu des résistances R_{o1} et R_{i2} . On voit qu'il faut obtenir $R_{i2} \gg R_{o1}$. Le cas idéal est celui où

$$R_{o1} = 0 \text{ et } \frac{1}{R_{i2}} = 0$$



Dans le montage fig VI. 4-2, le FET intégré et le transistor T constituent un adaptateur d'impédance, c'est à dire un amplificateur de gain en tension proche de l'unité et une très faible impédance de sortie.

4-2 : Expression du gain de l'adaptateur d'impédance :

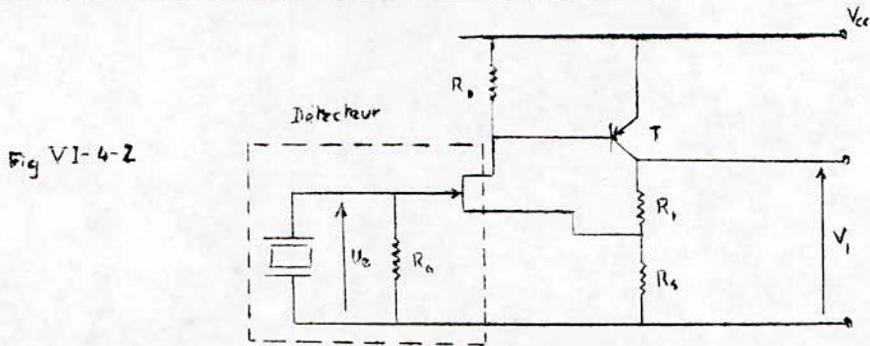


Fig VI-4-2

Schéma équivalent du montage de la figure VI. 4-2

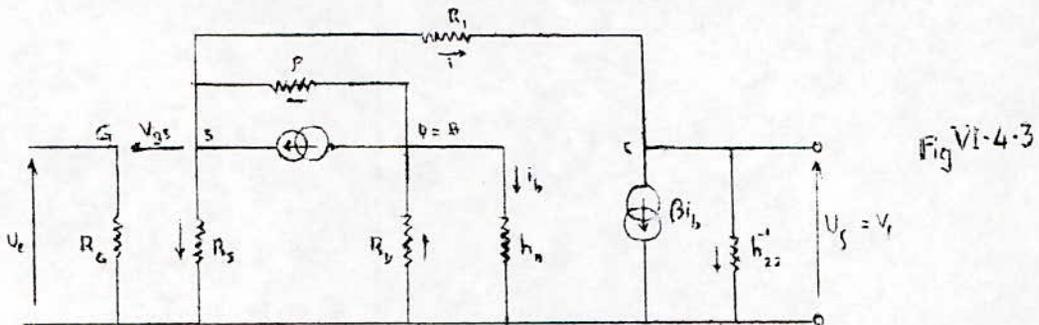


Fig VI-4-3

Dans le schéma équivalent fig VI. 4-3 on peut négliger β du FET et afin de simplifier les calculs, prenons l'hypothèse $h_{22} = 0$, on aura R_D parcourue par le courant.

$$S V_{gs} + i_b \Rightarrow R_D (S V_{gs} + i_b) = -h_{11} i_b \Rightarrow (R_D + h_{11}) i_b = -R_D S V_{gs}$$

$$\Rightarrow i_b = \frac{-R_D}{R_D + h_{11}} S V_{gs}$$

$$R_s \text{ parcourue par le courant } S V_{gs} - i \Rightarrow R_s (S V_{gs} - i) - R_1 i = U_s$$

$$\Rightarrow R_s S V_{gs} - (R_1 + R_s) i = U_s, \text{ or, } i = \beta i_b \Rightarrow R_s S V_{gs} - (R_1 + R_s) \beta i_b = U_s$$

$$i_b = \frac{-R_D}{R_D + h_{11}} S V_{gs} \Rightarrow S V_{gs} \left[R_s + (R_1 + R_s) \frac{\beta R_D}{R_D + h_{11}} \right] = U_s \quad (1)$$

Expression de V_{gs} :

$$U_e - V_{gs} - R_s (S V_{gs} - i) = 0$$

En remplaçant i par $B i_b$ puis i_b par son expression en fonction de V_{gs} on aura :

$$U_e - V_{gs} \left(1 + sR_s + \frac{sR_s R_D \beta}{R_D + h_{11}} \right) = 0$$

$$\Rightarrow U_e - V_{gs} \left[1 + sR_s \left(1 + \frac{\beta R_D}{R_D + h_{11}} \right) \right] = 0 \Rightarrow V_{gs} = \frac{U_e}{1 + sR_s \left(1 + \frac{\beta R_D}{R_D + h_{11}} \right)}$$

d'où le gain en combinant (1) et (2) :

$$G_{V_1} = \frac{U_s}{U_e} = s \frac{R_s + (R_1 + R_s) \frac{\beta R_D}{R_D + h_{11}}}{1 + sR_s \left(1 + \frac{\beta R_D}{R_D + h_{11}} \right)} \quad (3)$$

Simplifions la formule (3)

$$\beta \text{ grand} \Rightarrow \frac{\beta R_D}{R_D + h_{11}} \approx \beta$$

$$R_D \gg h_{11}$$

$$\text{d'où } G_{V_1} = \frac{s [R_s + \beta (R_1 + R_s)]}{1 + sR_s (\beta + 1)} \approx \frac{s [R_s + \beta (R_1 + R_s)]}{1 + s\beta R_s}$$

$$\beta (R_1 + R_s) \gg R_s ; s\beta R_s \gg 1 \Rightarrow G_{V_1} \approx \frac{s\beta (R_1 + R_s)}{s\beta R_s}$$

d'où en définitive :

$$G_{V_1} = \frac{R_1 + R_s}{R_s}$$

Pour des adaptations d'impédance le gain n'est généralement pas égal rigoureusement à l'unité mais doit rester voisin. On prendra $G_{V_1} = 4$ d'où pour $R_s = 10 \text{ K}\Omega$ (voir 4-1) on aura :

$$4 = \frac{R_1 + 10}{10} \Rightarrow R_1 = 30 \text{ K}\Omega \text{ . Valeur normalisée } 33 \text{ K}\Omega$$

Remarques 1/ Pour $h_{22} \neq 0$ on aurait, ceci en prenant comme précédemment (cas où $h_{22} = 0$) les mêmes approximations.

$$G_{V_1} = \frac{s\beta h'_{22} (R_1 + R_s)}{R_s (1 + sR_s) + R_1 + h'_{22} + s\beta R_s h'_{22}}$$

2/ Pour une bonne stabilité on déconseille d'augmenter le gain au dessus de $G_{V_1} = \frac{V_{cc}}{2U_s}$. En pratique on ne doit pas dépasser en sortie la tension émetteur de T moins 1,5 V.

4-3 : Impédance d'entrée : Z_e :

$Z_e = R_G$ Résistance placée entre gate et masse car la résistance du FET est très élevée et n'entre pas en compte, de même que la résistance propre de l'élément sensible du détecteur. Néanmoins Z_e est très élevée et peut atteindre plusieurs dizaines de $M\Omega$. Notons que R_G est également intégrée dans le détecteur.

4-4 : Impédance de sortie : Z_s du montage :

On applique le théorème de thévenin, on aura le schéma équivalent modifié fig VI. 4-4.

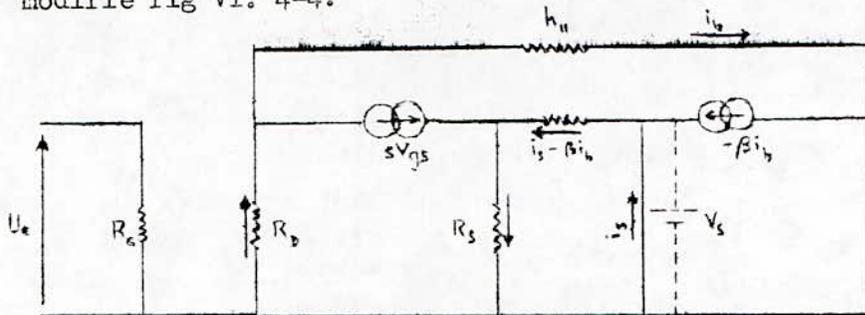


Fig VI-4-4

i_s étant le courant de court-circuit de la sortie

V_s force électromotrice à vide.

$$\text{D'après le schéma on a : } R_1(i_s - \beta i_b) + R_s(sV_{gs} + i_s - \beta i_b) = V_s$$

$$\Rightarrow (R_1 + R_s)i_s - (R_1 + R_s)\beta i_b + R_s sV_{gs} = V_s \quad (1)$$

$$\text{D'autre part } R_D(sV_{gs} + i_b) = -h_{ii}i_b \Rightarrow (R_D + h_{ii})i_b = -R_D sV_{gs} \Rightarrow i_b = \frac{-R_D sV_{gs}}{R_D + h_{ii}} \quad (2)$$

$$(1) \text{ et } (2) \Rightarrow (R_1 + R_s)i_s + (R_1 + R_s)\beta sV_{gs} \frac{R_D}{R_D + h_{ii}} + R_s sV_{gs} = V_s$$

$$\Rightarrow (R_1 + R_s)i_s + \left[\frac{\beta R_D (R_1 + R_s)}{R_D + h_{ii}} + R_s \right] sV_{gs} = V_s \quad (3)$$

ou : $V_s - R_1(i_s - \beta i_b) + V_{gs} = U_e$

Comme le gain est proche de 4 $\Rightarrow V_s \approx 4V_e$ d'où on aura :

$$V_s - R_1(i_s - \beta i_b) + V_{gs} = \frac{V_s}{4} \Rightarrow -R_1(i_s - \beta i_b) + V_{gs} = -\frac{3}{4}V_s \quad (4)$$

$$(2) \text{ et } (4) \Rightarrow -R_1 i_s - \frac{s\beta R_1 R_D}{R_D + h_{ii}} V_{gs} + V_{gs} = -\frac{3}{4}V_s$$

$$\Rightarrow \left(1 - \frac{s\beta R_1 R_D}{R_D + h_{ii}}\right) V_{gs} = R_1 i_s - \frac{3}{4}V_s \Rightarrow V_{gs} = \frac{R_1 i_s - \frac{3}{4}V_s}{1 - \frac{s\beta R_1 R_D}{R_D + h_{ii}}} \quad (5)$$

(3) et (5) \Rightarrow

$$(R_1 + R_s)i_s + \left(\frac{\beta R_D (R_1 + R_s)}{R_D + h_{ii}} + R_s \right) \cdot \frac{R_1 i_s - \frac{3}{4}V_s}{1 - \frac{s\beta R_1 R_D}{R_D + h_{ii}}} = V_s$$

$$\Rightarrow \left\{ (R_1 + R_s) + \left(\frac{\beta R_D (R_1 + R_s)}{R_D + h_{ii}} + R_s \right) \left(\frac{sR_1 (R_D + h_{ii})}{R_D + h_{ii} - s\beta R_1 R_D} \right) \right\} i_s = \left\{ 1 + \left[\frac{\beta R_D (R_1 + R_s)}{R_D + h_{ii}} + R_s \right] \cdot \left[\frac{3/4 s (R_D + h_{ii})}{R_D + h_{ii} - s\beta R_1 R_D} \right] \right\} V_s$$

$$\Rightarrow \left\{ (R_1 + R_s) + \frac{[\beta R_D (R_1 + R_s) + R_s (R_D + h_{ii})] [sR_1]}{R_D + h_{ii} - s\beta R_1 R_D} \right\} i_s = \left\{ 1 + \frac{[\beta R_D (R_1 + R_s) + R_s (R_D + h_{ii})] \cdot 3/4 s}{R_D + h_{ii} - s\beta R_1 R_D} \right\} V_s$$

or $\beta R_D R_1 \gg R_s h_{ii}$ et $\beta R_D R_s \gg R_D R_s$ on aura alors :

$$\left\{ (R_D + h_{ie} - s\beta R_D R_D) (R_1 + R_D) + s\beta R_D R_D (R_1 + R_D) \right\} i_s = \left\{ (R_D + h_{ie}) - s\beta R_D R_D \right\} \frac{3}{4} s\beta R_D (R_1 + R_D) \left\{ V_s \right.$$

$$\text{d'où } Z_s = \frac{V_s}{i_s} = \frac{(R_1 + R_D) (R_D + h_{ie} - s\beta R_D R_D) + s\beta R_D R_D (R_1 + R_D)}{R_D + h_{ie} + \frac{s\beta R_D R_D}{4} (3R_D - R_1)}$$

$$\text{or } 3R_D = R_1 \text{ d'où en définitive: } \boxed{Z_s = R_1 + R_D}$$

$$R_1 = 30 \text{ k}\Omega \text{ ; valeur normalisée } 33 \text{ k}\Omega \quad \Rightarrow \quad Z_s = 43 \text{ k}\Omega$$

$$R_D = 10 \text{ k}\Omega$$

L'Impédance de sortie Z_s de l'adaptateur étant très négligeable devant celle d'entrée du premier étage amplificateur déterminée dans le paragraphe qui suivra, la condition de travail en mode tension est donc respectée.

VI.5 - CIRCUIT D'AMPLIFICATION :

- Généralités

5.1 : Choix des composants

5.2 : Calcul des composants

5.2.1 : Expressions du gain et de l'impédance d'entrée du premier étage.

5.2.2 : Expression de l'impédance de sortie du premier étage.

5.2.3 : Diagramme asymptotique du premier étage.

5.2.4 : Gain et impédances d'entrée et sortie du deuxième étage.

5.2.5 : Diagramme asymptotique de l'amplificateur entier -
Conclusion.

Le signal d'entrée étant très faible, il est nécessaire d'avoir une grande amplification ; et afin de favoriser la stabilité du montage (moins de risques d'accrochage) il est prudent d'utiliser plusieurs étages amplificateurs au lieu d'un seul. C'est la raison pour laquelle on préfère employer 2 amplificateurs opérationnels avec un gain modéré (par exemple $G_V = 15$ chacun) en plus du gain proche de l'unité de l'adaptateurs d'impédance ($G_V = 4$). Ce qui nous donnerait en sortie un gain total de 900 suffisant pour des signaux de l'ordre du mV dans ce genre d'application.

5.1 ; Choix des composants de l'amplificateur :

Le détecteur étant utilisé sur une bande spectrale, on utilise toujours un amplificateur de bande soigneusement adapté afin de limiter le bruit. On obtiendra des performances optimales si l'on utilise des amplificateurs opérationnels de qualité tels que la série de OP de analog Devises (OP 05 : ϕ p 06, ϕ p 07, ϕ p 27, ϕ p 37) ; AM 430 de DATEL INTERSOL ou le 3522 de BURR BROWN qui sont spécifiés en bruit à 1Hz, possèdent un gain en boucle ouverte de l'ordre de 10⁷ et une faible dérive en température en plus de la compensation en fréquence. En se servant de résistances à couche de métal et de condensateurs au tantale gélifiée avec une alimentation par pile ou accumulation rechargeable, on n'ajoutera pas de bruit de manière significative au bruit propre du détecteur. Car repetons-le, le bruit à 1Hz peut être totalement différent de la spécification à 1KHz (voir paragraphe 7 du même chapitre).

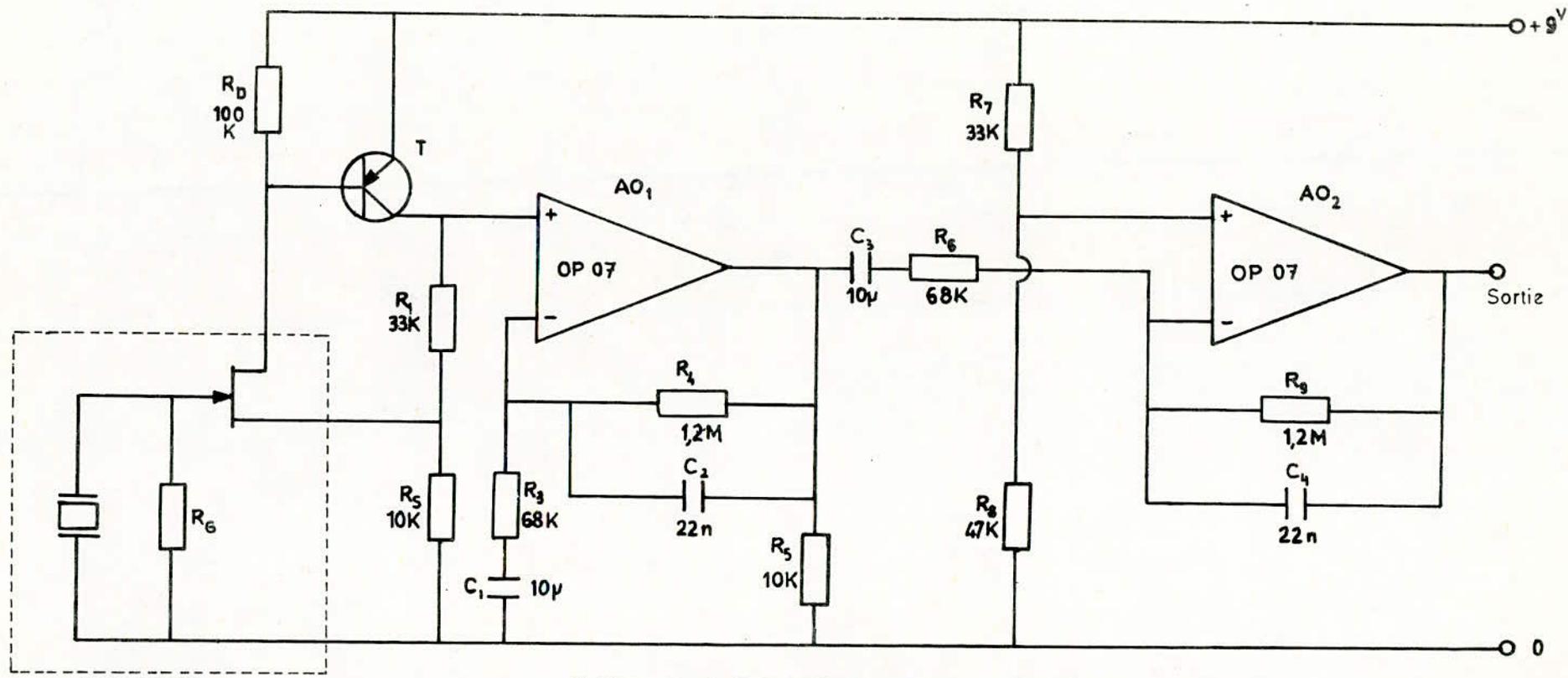
5.2 : Calcul des composants de l'amplificateur :

Le montage complet de l'amplificateur preprement dit est donné en fig VI 5.1. La particularité qui se remarque est la présence de deux filtres (R_4, C_2) (R_5, C_4) au niveau des boucles des 2 amplificateurs OP. Ces deux filtres identiques donnent pour chaque amplificateur opérationnel la fréquence de coupure haute. Deux autres filtres également identiques formés par ($R_3 ; C_1$) et ($R_6 ; C_3$) permettent d'avoir la fréquence de coupure basse. Les deux fréquences de coupure doivent être comprises entre 0,1 Hz et 10 Hz afin d'adapter l'amplificateur au détecteur. Comme l'amplificateur opérationnel est toujours utilisé en boucle fermée, on profite de cette propriété pour insérer le filtre ($R_6 ; C_3$) à l'entrée inverseuse du deuxième amplificateur opérationnel. La résistance de sortie du premier étage restant faible, on introduit ainsi une protection en cas de court-circuit.

5.2.1 : Expressions du gain et de l'impédance d'entrée du premier étage :

Considérons le premier étage amplificateur. On désigne par Z_1 l'impédance de ($R_3 ; C_1$), Z_2 l'impédance de $R_4 // C_2$ et R_{id} la résistance d'entrée différentielle en boucle ouverte. Soient Z_e et A_V respectivement l'impédance d'entrée et le gain du premier étage. Le schéma équivalent du montage figure VI. 5-2 est donné en figure VI. 5-3.

.../...



FigVI-5-1-CIRCUIT ELECTRONIQUE DU RADIOMETRE

-97-

Si on note par A_{vd} le gain différentiel en tension on aura d'après la figure VI. 5-4 :

$$V_2 = A_{vd} (V_b - V_a) = A_{vd} R_{id} i$$

$$V_b = R_{id} i + Z_1 i_1$$

$$V_b = R_{id} + Z_2 (i - i_1) + V_2$$

En éliminant i_1 entre les deux dernières équations, on trouve :

$$V_b \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) = \left[1 + R_{id} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) \right] i + \frac{V_2}{Z_2}$$

En combinant avec $V_2 = A_{vd} \cdot R_{id} i$ il vient :

$$V_b \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) = \left[1 + R_{id} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) + \frac{1}{Z_2} \cdot A_{vd} \cdot R_{id} \right] i$$

$$\text{ou } V_b \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) = \left[R_{id} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) + 1 \right] \cdot \frac{V_2}{A_{vd} \cdot R_{id} \cdot Z_2} + \frac{V_2}{Z_2}$$

Si on introduit les conductances $G_1 = \frac{1}{Z_1}$; $G_2 = \frac{1}{Z_2}$; $G_{id} = \frac{1}{R_{id}}$ on trouve pour le gain en tension :

$$A_v = \frac{V_2}{V_b} = \frac{(G_1 + G_2) A_{vd}}{(G_1 + G_{id}) + G_2 (1 + A_{vd})}$$

La résistance d'entrée : $R_e = \frac{V_b}{i} = R_{id} \frac{(G_{id} + G_1) + G_2 (1 + A_{vd})}{G_1 + G_2}$

$$R_e = R_{id} \cdot \frac{A_{vd}}{A_v} \quad R_{id} \text{ typique} = 60 \text{ M}\Omega \Rightarrow R_e \approx 4 \cdot 10^3 \text{ M}\Omega$$

Si A_{vd} est très grand et c'est bien notre cas puisque $A_{vd} \approx 10^3$ on aura sachant que

$$A_v = 75 \quad A_v = \frac{G_1 + G_2}{G_2} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad \text{avec } Z_2 = \frac{R_4}{1 + j R_4 C_2 \omega} \quad \text{et } Z_1 = \frac{R_3 C_1 \omega - j}{C_1 \omega}$$

$$\Rightarrow A_v - 1 = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{R_4 C_1 \omega}{(1 + j R_4 C_2 \omega) (R_3 C_1 \omega - j)}$$

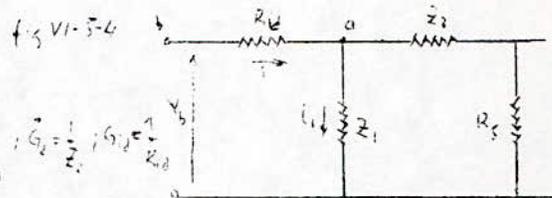
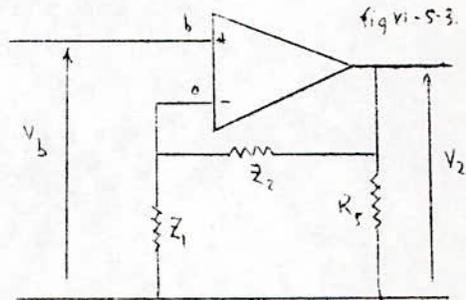
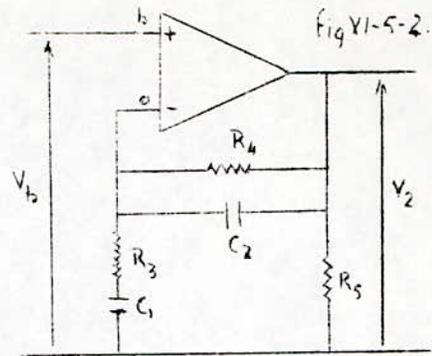
On centre la bande passante sur la fréquence d'environ 1 Hz et on essaie de couvrir de part et d'autre le maximum de la bande (0,1 + 10) Hz tout en ayant un gain en tension suffisant (on a pris $|A_v| = 23,5$ dB pour le 1^o étage), aussi on n'ira jusqu'à 10 Hz ni jusqu'à 0,1 Hz afin de préserver le gain du montage. On prend par exemple pour fréquence haute

$$f_H = 6 \text{ Hz} \quad \text{ou } f_H = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} \quad \text{Si on se fixe } C_2 = 22 \text{ nF (valeur normalisée)}$$

$$\text{on aurait : } R_4 = \frac{1}{2\pi C_2 f_H} = 1,2 \text{ M}\Omega \quad \text{Donc}$$

$$\boxed{R_4 = 1,2 \text{ M}\Omega}$$

$$\boxed{C_2 = 22 \text{ nF}}$$



C, jouant également le rôle de condensateur^{de} liaison (car 0,1 Hz c'est presque du continu) est pris en général à 1 ou quelques dizaines de μF .
On prend $C = 10 \mu\text{F}$

Calcul de R_3 sachant que $A_V = 15$

$$|A_V - 1| = 14 = \frac{R_4 C_1 \omega}{\sqrt{[1 + (R_4 C_2 \omega)^2][1 + (R_3 C_1 \omega)^2]}}$$

tout calcul fait $R_3 = 61 \text{ K}\Omega$

en valeur normalisée $R_3 = 68 \text{ K}\Omega$

$R_3 = 68 \text{ K}\Omega$ d'où on aura pour fréquence de coupure basse :

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \approx 0,23 \text{ Hz.}$$

5.2.2 : Impédance de sortie du premier étage :

On suppose l'amplificateur opérationnel idéal afin de simplifier les calculs.

D'où la figure VI. 5.5

$$R_S = \frac{V_S}{i_S} \text{ or } V_S = R_S (i - i_1 + i_S)$$

$$Z_1 i_1 - Z_2 (i - i_1) = R_S (i - i_1 + i_S)$$

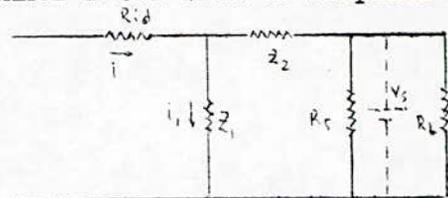


Fig VI-5-5

On néglige i devant i_1 et $i_S \Rightarrow$

$$V_S = R_S (i_S - i_1) \quad (1) \text{ et } (Z_1 + Z_2 + R_S) i_1 = R_S i_S \quad (2)$$

En combinant (1) et (2) on obtient comme impédance de sortie :

$$R_S = \frac{R_S (Z_1 + Z_2)}{R_S + (Z_1 + Z_2)}$$

Comme il a été expliqué en VI.4 (adaptation), l'impédance de sortie du premier étage doit être négligeable devant l'impédance d'entrée du 2^o étage. Or Z_1 et Z_2 est de l'ordre du mégohm. Aussi pour rabaisser R_S on doit prendre R_5 Z_1 et Z_2 . $R_5 = 10 \text{ K}$ sera suffisante pour l'immunité aux bruits radiofréquence. Donc $R_S = R_5 = 10 \text{ K}\Omega$

Remarque : Dans le cas où l'impédance Z_1 a une valeur de quelques $\text{K}\Omega$ ou quelques dizaines de $\text{K}\Omega$, l'impédance Z_2 peut avoir, si le gain du montage est important, une valeur de plusieurs dizaines de mégohms. Une telle impédance serait une source importante de bruit même si on ne travaille pas à T B F.

Dans le cas où l'impédance Z_2 a une valeur de quelques dizaines de $K\Omega$, l'impédance Z_1 peut avoir, si le gain est important une valeur de quelques dizaines d'ohms (ou quelques centaines d'ohms). Dans ce cas l'impédance d'entrée de l'étage devient très faible, il en résulte une grande chute de tension donc perte de signal.

5-2-3 : Diagramme asymptotique du premier étage : (Bode)

La courbe de gain et surtout la courbe de phase à très basse fréquence sont très importants.

$$A_v = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{(1+jR_4C_2\omega)(1+jR_3C_1\omega)+jR_4C_1\omega}{(1+jR_4C_2\omega)(1+jR_3C_1\omega)} = \frac{(1+j12,84\omega)(1+j0,14\cdot 10^3\omega)}{(1+j26,4\cdot 10^3\omega)(1+j0,68\omega)}$$

$$\approx \frac{\left(1+j\frac{\omega}{7,9\cdot 10^2}\right)\left(1+j\frac{\omega}{707}\right)}{\left(1+j\frac{\omega}{37,9}\right)\left(1+j\frac{\omega}{1,5}\right)}$$

Le diagramme (gain et phase) est représenté par la figure VI. 5-6 Dans la bande passante et à partir des fréquences de coupure, la phase varie de $\Pi/4$ à $-\Pi/4$ en passant par 0 à environ 1 Hz ($\omega = 7,3 \text{ rd/s}$). Entre 0,24 Hz et 6 Hz le gain est maximal et vaut 26 dB. Au delà il décroît de 20 dB par décade pour s'annuler à partir de $1,26 \cdot 10^7$ Hz et 112,5 Hz. La marge de phase est

$$\phi_{m_1} = \frac{3\pi}{4} > 0 \quad \text{c'est à dire une large marge de stabilité.}$$

5.2.4 : Gain et impédances d'entrée et sortie du deuxième étage :

Le gain du circuit amplificateur du 2° étage est : $A_{v_2} = -\frac{Z_2}{Z_1}$

où $Z_2 = R_9$ en parallèle avec C_4

$Z_1 = R_6$ en série avec C_3

Tout calcul fait, le gain du deuxième étage est, si l'on considère l'amplificateur opérationnel non parfait :

$$A_{v_2} = \frac{V_s}{V_2} = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{vd}} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1 + R_{id}}\right)}$$

Si l'amplificateur est idéal on a $A_{vd} \longrightarrow \infty \Rightarrow \frac{V_s}{V_2} = -\frac{Z_2}{Z_1}$

Avec un amplificateur opérationnel parfait, l'impédance d'entrée du deuxième étage serait :

$$Z_e = Z_1 + R_{id} \approx R_{id} = 60 \text{ M}\Omega \text{ typique.}$$

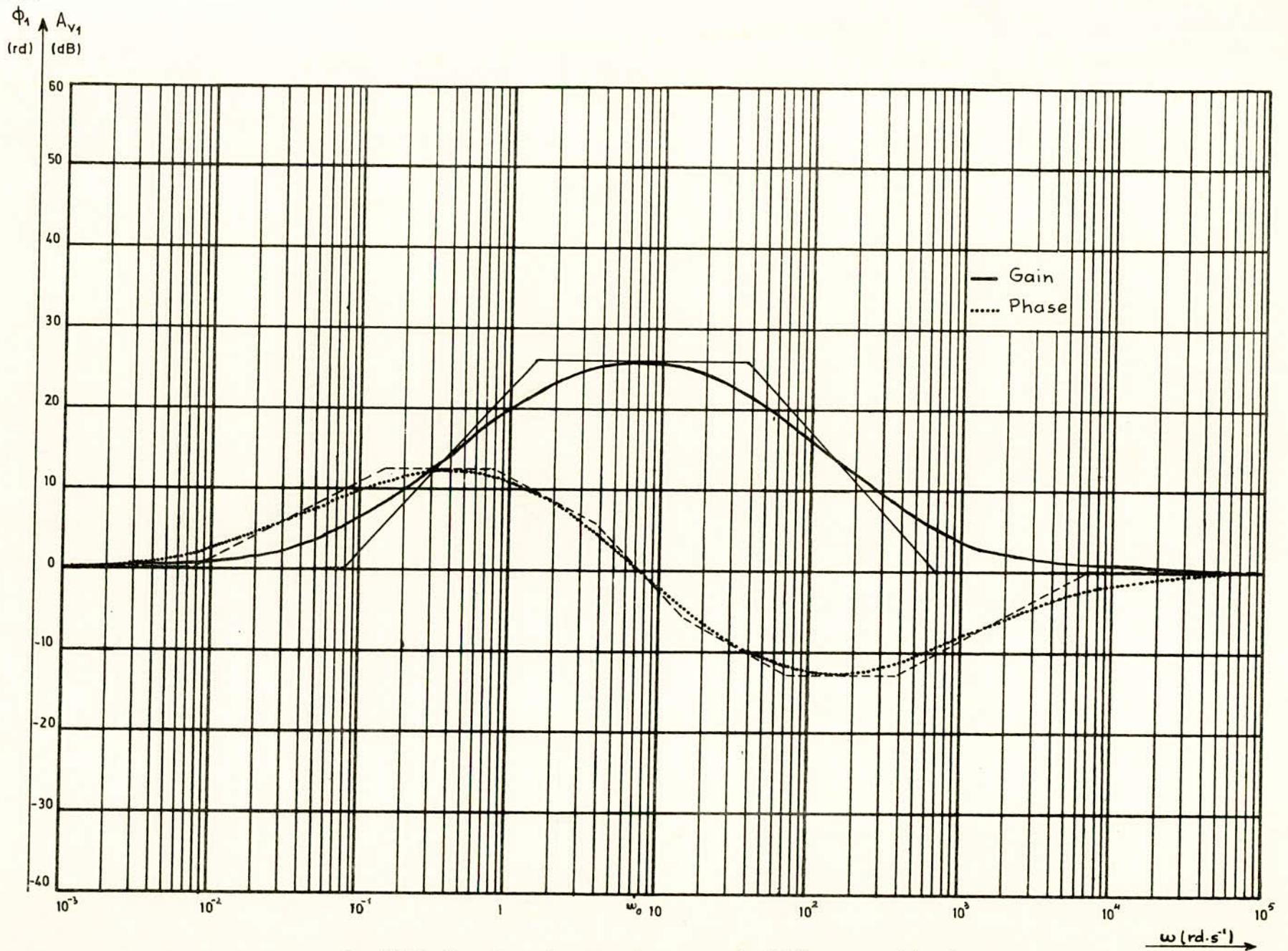


Fig.VI:5:6 - Courbes du gain et phase du 1^{er} étage amplificateur

L'impédance de sortie Z_s du deuxième étage et donc de l'amplificateur en considérant l'amplificateur comme étant non idéal est :

$$Z_s = \frac{R_s'}{1 + \frac{R_s'(\bar{Z}_1 + R_{id}) + A_{vd} \cdot \bar{Z}_1 \cdot R_{id}}{Z_2(\bar{Z}_1 + R_{id}) + \bar{Z}_1 \cdot R_{id}}} \approx \frac{R_s'}{1 + \frac{A_{vd} \bar{Z}_1}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2}} \approx \frac{R_s' A_{vd}}{A_{vd}} \text{ puisque } R_{id} \gg \bar{Z}_1$$

où R_s' représente la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel.

Le deuxième étage présente également le même filtre que le premier. Les résistances de pont R_7 et R_8 sont généralement prises égales à $R_7 = R_8 = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$ mais afin de régler le décalage, des valeurs déterminées expérimentalement ont été prises, à savoir $R_7 = 33 \text{ K}\Omega$ et $R_8 = 47 \text{ K}\Omega$.

5.2.5 : Diagramme asymptotique de l'amplificateur entier : (fig VI.5.7)

Le gain du premier étage étant $A_{v1} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$. Celui du deuxième

étage est $A_{v2} = -\frac{Z_2}{Z_1}$ d'où le gain de l'amplificateur :

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) \left(-\frac{Z_2}{Z_1}\right) = A_{v1} \cdot \frac{j \frac{\omega}{8,3 \cdot 10^2}}{\left(1 + j \frac{\omega}{37,9}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{1,5}\right)}$$

A partir de la figure VI. 5.6 on construit des diagrammes de gain et de phase de l'amplificateur donnés en figure VI. 5.7.

Conclusion : On remarque que le gain de 51 dB est atteint entre $\omega_1 = 1,5 \text{ rad/s}$ correspondant à $0,23 \text{ Hz}$ et $\omega_2 = 37,9 \text{ rad/s}$ correspondant à $6,12 \text{ Hz}$. Dans ce gain n'est pas inclus celui du convertisseur d'impédance qui atteint la valeur 4 indépendante de la fréquence. Entre ces deux fréquences ($0,23 \text{ Hz}$ et $6,12 \text{ Hz}$) la phase varie de $+\frac{\pi}{2}$ et $-\frac{\pi}{2}$ en passant par 0 à environ 1 Hz . D'autre part à la fréquence de coupure haute ($\omega = 707 \text{ rad/s}$ $\rightarrow f = 112 \text{ Hz}$) la marge de phase ϕ_m est de $\pi - \frac{3\pi}{4} = \frac{\pi}{4} > 0$; ce qui démontre que le système est bien stable.

-52-

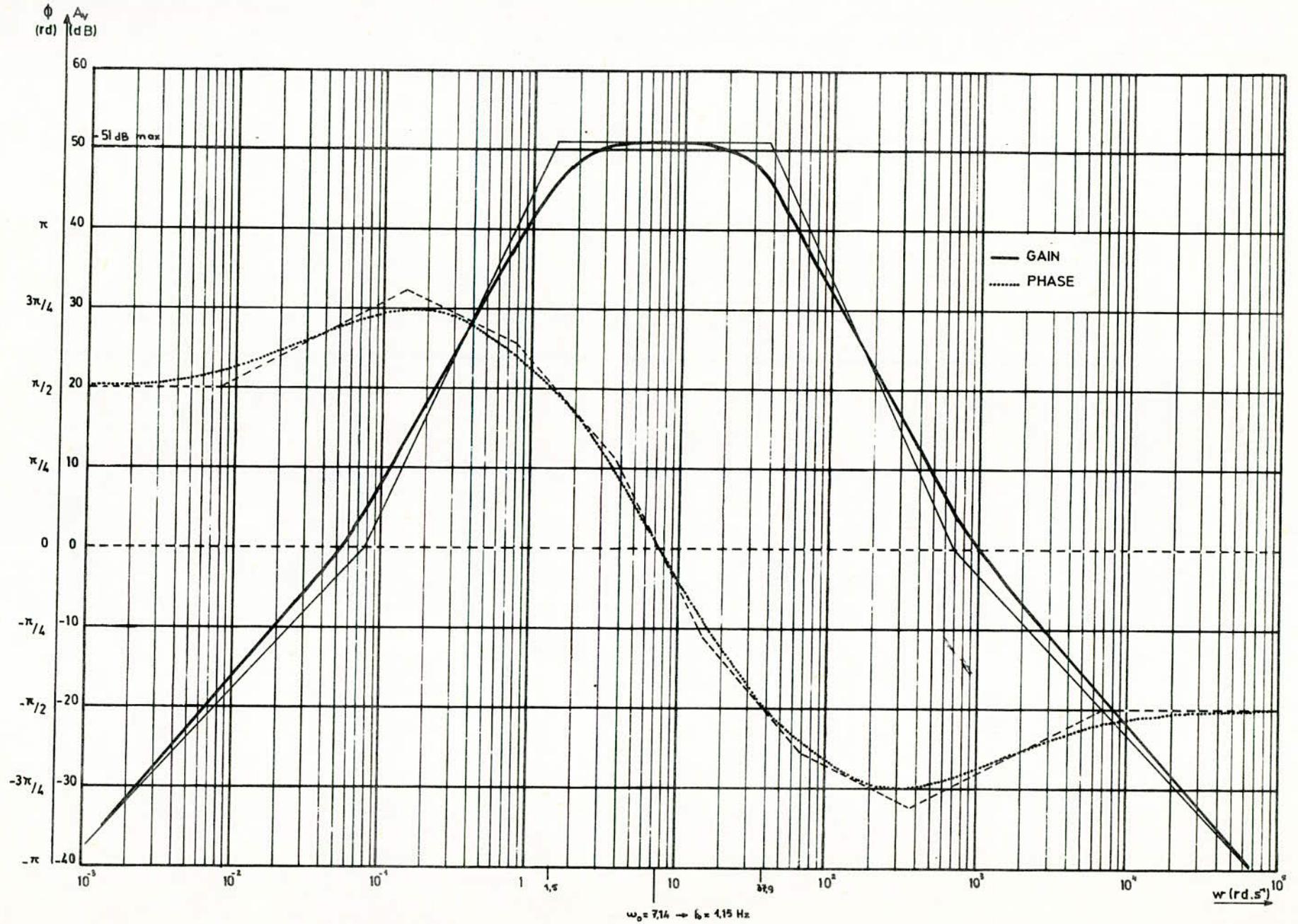


Fig:VI-5-7 Courbes de gain et phase de l'amplificateur

-VI- L'ALIMENTATION :

L'alimentation du détecteur ainsi que des amplificateurs opérationnels doit être comprise entre 5 et 15 volts. Elle doit être très stable. On rappelle que les réseaux RC ne sont pas efficaces aux fréquences inférieures à 1 Hz et qu'il faut donc utiliser des régulateurs actifs. L'utilisation des piles ou de batteries permet de négliger cette difficulté. Le taux de réjection de l'alimentation est égal à environ 5 (14 db). Le choix du type d'alimentation par pile découle d'une autre raison : l'ondulation (rayonnement) du 50 Hz et du 100 Hz, ce qui nécessiterait un blindage et du transformateur et des cables d'alimentation en alternatif. D'autre part on doit avoir un taux de réjection de l'alimentation de l'amplificateur opérationnel ainsi qu'un taux de réjection d'ondulation du régulateur appréciables. Ceci afin de réduire les bruits d'origine externe à un niveau insignifiant pour profiter des performances d'un amplificateur faible bruit. Un système à accumulateur rechargeable aurait été souhaitable mais vue le faible consommation du montage et un emploi discontinu du radiomètre une pile de 9 volts s'avère suffisante.

II CHAPITRE VI-7 BRUIT DANS L'AMPLIFICATEUR

- 7-1 -- Importance du bruit
- 7-2 -- Types de bruits
 - Bruit de schottky
 - Bruit de scintillement
- 7-3 -- Evaluation du bruit dans l'amplificateur
- 7-4 -- Conclusion

VI - BRUIT DANS L'AMPLIFICATEUR

7-1/ Importance du bruit :

Du fait que la fréquence de travail soit comprise entre 0,1 Hz, que le signal détecté soit de l'ordre du mV voire inférieur, que les valeurs des tensions d'offsets et des courants de polarisation des amplificateurs opérationnels soient nettement améliorés, le bruit devient un parapêtre d'erreur important. Le bruit n'est pas créé uniquement par le détecteur et son circuit interne mais aussi par les courants d'air chauds ou froids sur le boîtier, les interférences RF, l'amplificateur et ses composants annexes, les contacts mécaniques et les soudures mal faites.

Les bruits internes en courant et en tension des composants de l'amplificateur sont aléatoires. Les deux bruits de base sont le bruit blanc (composé par le bruit thermique de Johnson et le bruit de Schottky) et le bruit de scintillement (flicker noise 1/f).

7-2/ Types de bruits :

Bruit thermique :

Le bruit thermique (ou bruit Johnson) est un bruit blanc en tension généré par le mouvement aléatoire des porteurs de charges thermiques dans une résistance. Dans un montage avec amplificateur opérationnel c'est le bruit produit par les résistances de sources en série dans chaque entrée. Leur valeur efficace dans une bande donnée se calcule selon la formule :

$$E_T = \sqrt{4KT R (f_H - f_L)}$$

où K : Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K)

T : Température absolue °K

R : Résistance en Ω

f_H : Limite haute en fréquence

f_L : Limite basse en fréquence

A température ambiante on aura : $E_T = 1,28 \cdot 10^{-10} \sqrt{R (f_H - f_L)}$

Bruit Schottky :

C'est un bruit blanc en courant dû au fait que le courant qui passe est réellement le mouvement de particules discrètes chargées (électrons). Le bruit en courant est donné par :

$$I_{\text{Schottky}} = \sqrt{2q I_{\text{bias}} (f_H - f_L)}$$

A température ambiante: $I_{\text{Schottky}} = 5,64 \cdot 10^{-10} \sqrt{I_{\text{bias}} (f_H - f_L)}$

où I_{bias} ; courants continus d'entrée de l'amplificateur

q : charge de l'électron.

Bruit de scintillement :

Dans les applications à bande passante très réduite comme dans notre cas, le scintillement est la source de bruit le plus critique. Le facteur dominant est le point ((1/f corner)). Pour que le bruit de scintillement soit minimum; le pt ((1/f corner)) en tension (fig VI-7-2) en courant (fig VI-7-3) doit être le plus bas possible : ceci est crucial. Lorsque les points "1/f corner" sont connus, une expression simplifiée du bruit total en tension et en courant peut être écrite :

$$E_n(f_H - f_L) = e_n \sqrt{f_{ce} \cdot \text{Log} \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + (f_H - f_L)} \quad (1)$$

$$I_n(f_H - f_L) = i_n \sqrt{f_{ci} \cdot \text{Log} \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + (f_H - f_L)} \quad (2)$$

avec e_n : densité de bruit spectral en tension

i_n : densité de bruit spectral en courant

Avec les courbes et les spécifications de la fiche technique, la connaissance des valeurs des résistances de source, le bruit ramené à l'entrée peut être calculé. La première étape est de déterminer la valeur en fréquence du point " 1/f corner " en bruit courant et bruit tension pour le calcul de E_n et I_n .

D'après la fig VI-7-4 on voit que la prolongation de la portion horizontale (bruit blanc) et la pente à l'origine (bruit de scintillement) se coupent à 6 Hz qui est " 1/f corner " en tension (f_{ce}). Dans la courbe centrale excluant le bruit thermique des résistances de sources, le bruit en courant multiplié par R_s est tracé comme un bruit en tension. L'intersection de l'horizontale et la pente donne f_r : = 60 Hz.

7-3/ Evaluation du bruit dans l'amplificateur :

Le calcul de E_n et I_n exige de connaître e_n et i_n . D'après la fiche technique et en prenant une décade ou plus au dessus de 1/f on aura :

$$e_n = 9,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad \text{et} \quad i_n = 0,12 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

La fig VI-7-5 donne le circuit du 1° étage amplificateur avec résistances de sources

$$R_{s1} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} = 63 \text{ K}\Omega$$

$$R_{s2} = Z_s = 43 \text{ K}\Omega \text{ (impédance de sortie du convertisseur d'impédance).}$$

$$f_L = 0,1 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad f_H = 10 \text{ Hz}$$

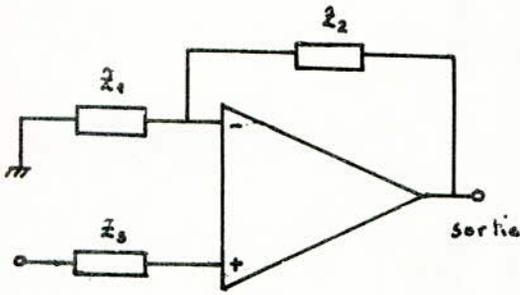


Fig VI-7-5

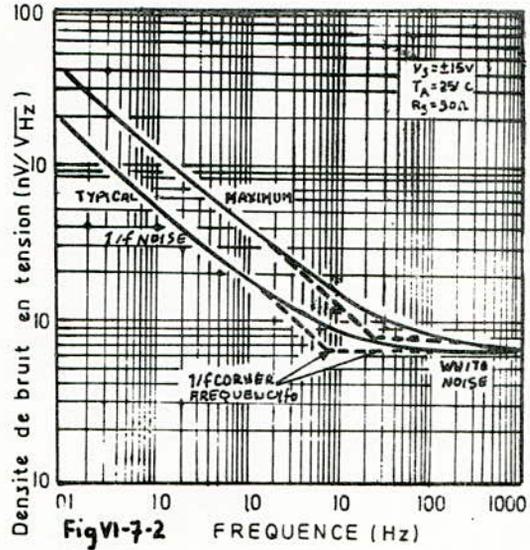


Fig VI-7-2

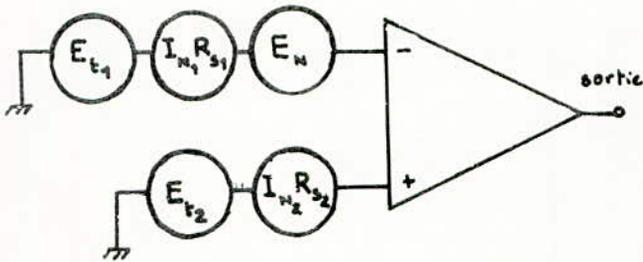


Fig VI-7-6

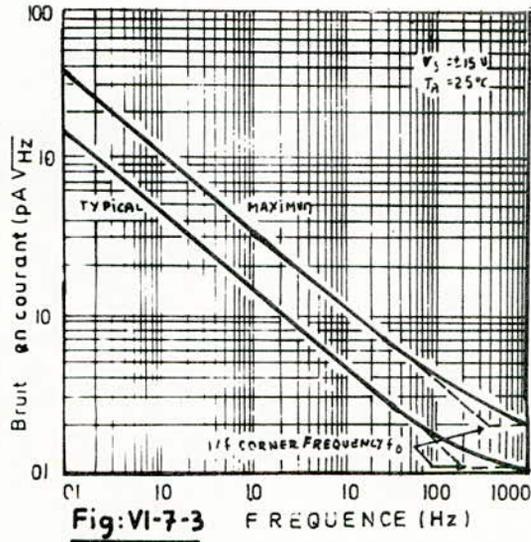


Fig VI-7-3

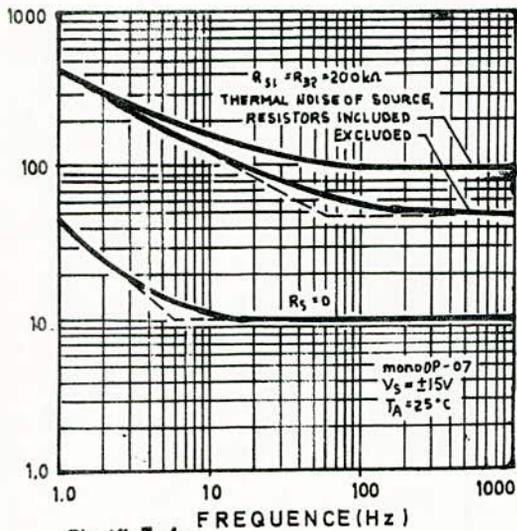


Fig VI-7-4

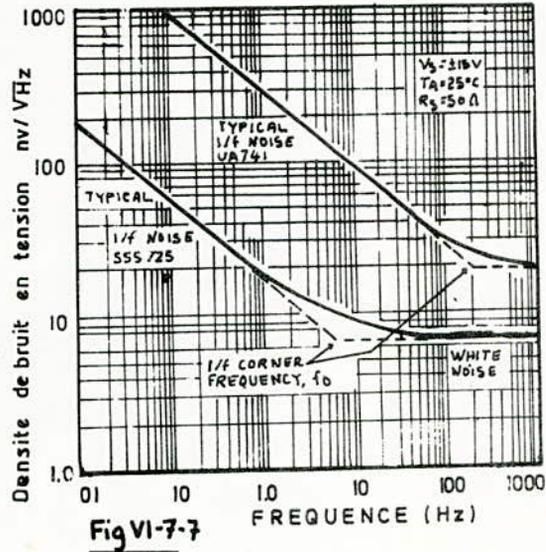


Fig VI-7-7

La fig VI-7-6 représente le 1er circuit d'amplificateur montrant les 5 sources de bruit en tension. Déterminons les :

$$E_t = 1,28 \cdot 10^{-10} \cdot \sqrt{R(f_u - f_l)}$$

$$E_{t_1} = 1,28 \cdot 10^{-10} \cdot \sqrt{R_{S_1} \cdot 9,9} = 0,1 \mu V \text{ efficace}$$

$$E_{t_2} = 1,28 \cdot 10^{-10} \cdot \sqrt{R_{S_2} \cdot 9,9} = 0,08 \mu V \text{ efficace.}$$

Calculons I_N en utilisant l'équation (2)

$$I_N = 0,12 \cdot 10^{-12} \sqrt{60 \cdot \text{Log} \frac{10}{0,1} + (10 - 0,1)} = 1,26 \text{ pA eff}$$

$$\text{Donc } I_{N_1} R_{S_1} = 1,26 \cdot 10^{-12} \cdot 63 \cdot 10^3 \approx 0,08 \mu V \text{ eff.}$$

$$I_{N_2} R_{S_2} = 1,26 \cdot 10^{-12} \cdot 43 \cdot 10^3 \approx 0,05 \mu V \text{ eff.}$$

Calculons finalement E_N en utilisant l'équation (1)

$$E_N = 9,6 \cdot 10^{-9} \sqrt{6 \cdot \text{Log} \frac{10}{0,1} + (10 - 0,1)} = 44,9 \text{ nV eff}$$

Le bruit total en tension efficace ramené à l'entrée, dans une bande donnée est donc la racine carrée de la somme des carrés des cinq sources de bruits en tension dans cette bande.

$$E_N \text{ Total} = \sqrt{E_n^2 + (I_{N_1} R_{S_1})^2 + (I_{N_2} R_{S_2})^2 + E_{t_1}^2 + E_{t_2}^2}$$

$$\text{Soit : } E_N \text{ Total} = \sqrt{(44,9)^2 + (80)^2 + (50)^2 + (100)^2 + (80)^2} = 165 \text{ nV eff}$$

Ce qui donne une tension crête à crête ramené à l'entrée de 0,99 μV dans une bande de 0,1 H_z à 10 H_z .

Le précédent calcul déterminait le bruit dans le premier étage. Nous allons refaire le calcul pour le deuxième étage avec

$$R'_{S_1} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \text{et} \quad R'_{S_2} = \frac{R_7 \cdot R_8}{R_7 + R_8} = 19,38 \text{ k}\Omega$$

d'où $E'_{r_1} = 100 \text{ nV eff.}$; $E'_{r_2} = 56 \text{ nV eff.}$

$I_{N_1} R'_{S_1} = 80 \text{ nV eff.}$; $I_{N_2} R'_{S_2} = 24,4 \text{ nV eff.}$

$E'_n = 44,9 \text{ nV eff.}$

Ce qui donne :

$$E'_{N_{\text{total}}} = 148,8 \text{ nV}$$

d'où pour les 2 étages amplificateurs :

$$E_{\text{total}} = \sqrt{E_n^2 + E'_{N_{\text{total}}}}$$

$E = 222 \text{ nV.}$ ou en tension crête-crête $E = 1,33 \text{ mV.}$

D'un côté à l'autre des calculs il n'a pas été tenu compte des bruits dus au détecteur et au convertisseur d'impédance.

En ce qui concerne le convertisseur d'impédance qui dans une large proportion est intégré au détecteur (hormis la résistance de source R_S permettant la détermination du gain $A = \frac{G_m R_S}{1 + G_m R_S}$ où G_m représente la transconductance du FET au... point de repos), la fiche technique nous donne un bruit en tension à (25°, 10 Hz, 1 Hz) de $30 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ typique crête-crête.

Quant au bruit du détecteur il est représenté par le NEP qui est égal au rapport du bruit en watt sur la responsivité ($\text{V} / \sqrt{\text{Hz}}$). Pour le ELTEC 404 VM, on a un NEP de $3,8 \cdot 10^{-10} \text{ W} / \sqrt{\text{Hz}}$ spécification donnée à (10,6 μm , 10 Hz, 1 Hz).

La responsivité étant de 500 V/W d'où $B' = \text{NEP} \times \text{responsivité}$
 $B' = 1,9 \cdot 10^{-7} \text{ watt.}$ Ce bruit rappelons-le dépend de la fréquence de travail, de la bande passante, de la température, mais surtout de la longueur d'onde des radiations. Comme on travaille dans une bande spectrale très large il est assez difficile de l'évaluer globalement.

La tension de sortie du détecteur est d'environ 1 mV pour le mode tension et de 20 mV pour le mode courant, ce qui nous donne un **rapport signal/bruit minimum** sans tenir compte du bruit propre à l'élément sensible du détecteur.

$$S/B = \frac{1 \text{ mV}}{\text{Bruit convertisseur} + \text{Bruit amplificateur}}$$

$$= \frac{1 \text{ mV}}{1,33 \mu\text{V} + 0,03 \mu\text{V}} = 735$$

7-4°/ - Conclusion :

Les calculs précédents mettent en évidence trois règles principales pour minimiser le bruit dans les circuits à amplificateurs opérationnels :

- Utiliser un amplificateur opérationnel ayant un point " 1/f corner" en tension et un courant le plus bas possible. C'est la raison de l'emploi d'un amplificateur opérationnel faible bruit tel L'OPO 7 plutôt qu'un amplificateur standard tel que le μ A 741 ou un LM xxx par exemple qui possède un " 1/f corner " important donc générateur de bruit (fig VI-7-7).

- Avoir des impédances de sources les plus basses possible sans pour autant affecter le gain ni déstabiliser le montage.

- Limiter la bande passante du circuit à la même valeur que la bande passante du signal.

D'autre part la suppression de générateurs de bruits externes (résistances de contacts, condensateurs autres qu'au tantale, transformateur d'alimentation ...) aident à minimiser le bruit d'une manière significative.

VI - 8 : ESTIMATION DU COUT DE LA REALISATION

Le coût global approximatif de cette réalisation est de l'ordre de 19 000 DA dont 17 600 DA en devises. Le taux de conversion du FF en DA est de 0,70 DA pour 1 FF. Pour les détecteurs et les filtres optiques qui proviennent des USA, les prix sont basés sur un (1) dollar à 6,70 FF sans variation de $\pm 2,5 \%$. Ce coût se décompose de la manière suivante :

| Désignation | Nbre | Prix FF | Prix converti en DA |
|--|------|-----------|---------------------|
| 1°) <u>Système optique de concentration :</u> | | | |
| Coût prévisionnel du télescope Cassegrain | 1 | 15 000,00 | 10 500,00 |
| Lentille correctrice | 1 | 100,00 | 70,00 |
| S/Total | | 15 100,00 | 10 570,00 |
| 2°) <u>Filtres optiques :</u> | | | |
| T 10 - 4500 - 100 : | 1 | 1 098,50 | 768,95 |
| T 10 - 5200 - 100 : | 1 | 1 098,50 | 768,95 |
| T 10 - 5800 - 100 : | 1 | 1 098,50 | 768,95 |
| T 10 - 6500 - 100 : | 1 | 1 098,50 | 768,95 |
| T 10 - 1100 - 100 : | 1 | 1 267,50 | 887,25 |
| S/Total | | 5 661,50 | 3 963,05 |
| 3°) Détecteur : 404 V M 6 | 1 | 1 550,00 | 1 085,00 |
| S/Total | | | |
| 4°) <u>Amplificateur :</u> | | | |
| Amplificateur opérationnel OP 07 | 2 | 400,00 | 280,00 |
| Supports CI OP 07 | 2 | 6,00 | 4,20 |
| Résistances couche métallique - 0,5 W ; 1 % | 10 | 110,00 | 77,00 |
| Condensateurs au tantale (>9v) | 4 | 12,00 | 8,40 |
| Transistor 2 N 2907 | 1 | 4,00 | 2,80 |
| Circuit imprimé simple face 100x75 | 1 | 3,50 | 2,45 |
| Commutateur C S M 22 | 1 | 7,50 | 5,25 |
| Boitier porte-pile (45x28x28) | 1 | 7,00 | 4,90 |
| S/Total | | 550,00 | 385,00 |

| Désignation | Nbre | Prix FF | Prix converti en DA |
|--|------|---------|------------------------|
| 5°) Chopper (régulation) : | | | |
| Moteur MABUCHI RM 260 C faible puissance ; 9V, 0 à 4000 t/min. | 1 | 150,00 | 105,00 |
| Amplificateur opérationnel LM 13080 | 1 | 45,00 | 31,50 |
| Potentiomètres linéaires (10 Ω/2W et 100 K) | 2 | 9,00 | 6,30 |
| Résistances 1W ; 2 % | 3 | 9,00 | 6,30 |
| Diodes D ₁ et D ₂ (1 N 4001 et 1 N 914) | 2 | 2,00 | 1,40 |
| Condensateur au tantale | 1 | 3,00 | 2,10 |
| Boutons JB 20 | 2 | 8,50 | 5,95 |
| Circuit imprimé epoxy simple face 100 x 75. | 2 | 3,50 | |
| S/Total | | 185,00 | 161,00 |
| 6°) Systèmes mécaniques : * | | | |
| Système de correction optique | 1 | | 200,00 |
| Système porte filtre | 1 | | 250,00 |
| Porte détecteur | 1 | | 100,00 |
| Support du détecteur et du porte filtre | 1 | | 200,00 |
| Cornières de fixation du boîtier | 2 | | 50,00 |
| Brides de fixation du miroir primaire | 3 | | 100,00 |
| Tiges de fixation du miroir secondaire | 3 | | 200,00 |
| Baffle protectrice | 1 | | 250,00 |
| Disque rupteur | 1 | | 50,00 |
| Boîtier | 1 | | 150,00 |
| S/Total | | | 1 550,00 |
| ** Total Général | | | 19 163,05 |

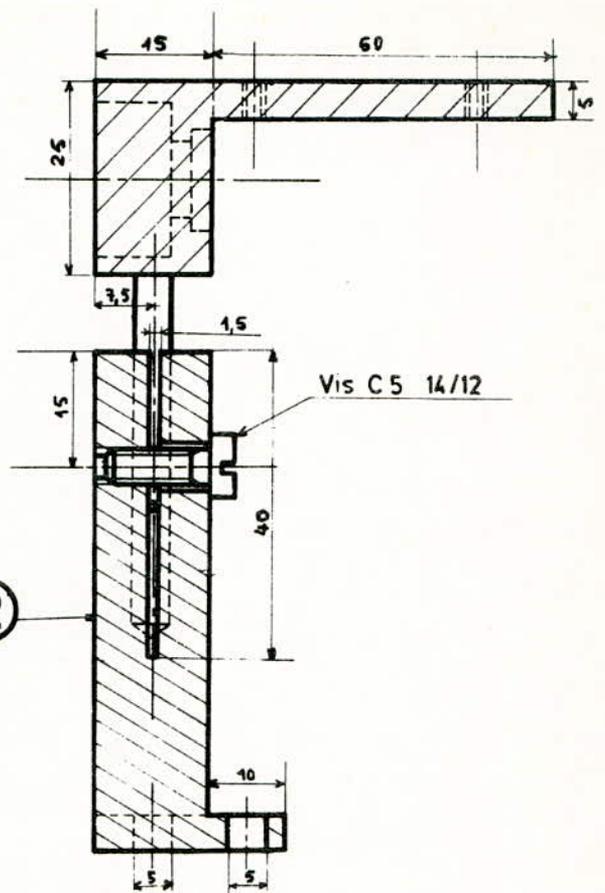
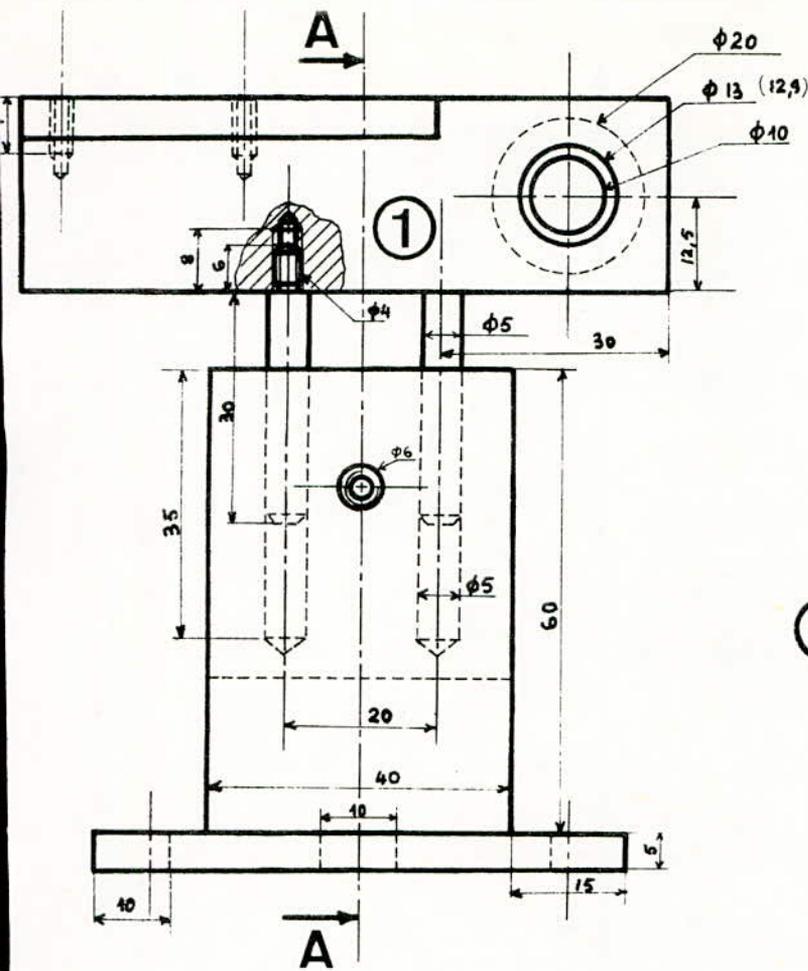
* Exécution des pièces à l'Atelier du C.E.N

** Ce coût est calculé hors taxes, droits de douane et frais de transport.

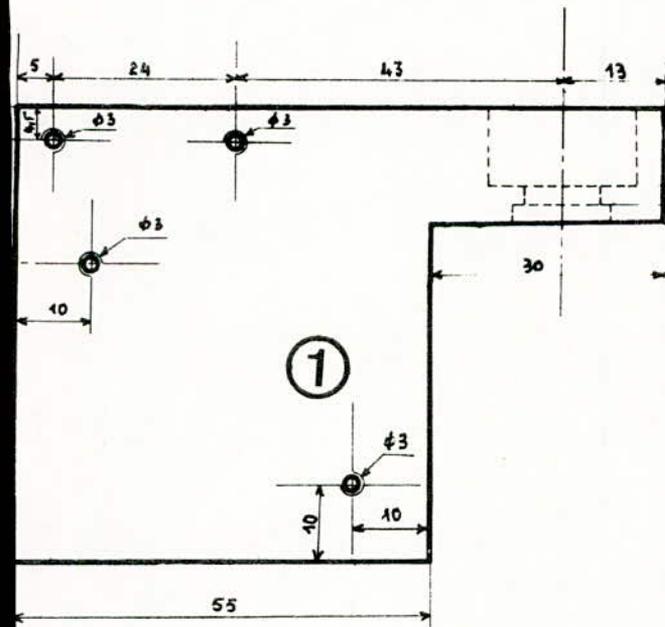
CONCLUSION

Tout au long de cette étude, et c'est le but à atteindre, on avait cherché à rendre la réalisation opérationnelle et performante. Malheureusement vus les délais élevés par l'acquisition du matériel optique et optoélectronique (fabriqué aux U.S.A), ainsi que pour l'usinage des pièces mécaniques conçues à cet effet, cette phase n'a pu être atteinte et par conséquent il n'a pas été possible de tester le degré de performance de la réalisation en vue de corrections éventuelles. Il est évident que la performance nécessite une étude très approfondie de tous les systèmes présents, tant d'optique, de filtrage, mécanique, qu'électronique, et de ce fait cette étude reste en cours car l'évolution de la connaissance des problèmes d'acquisition d'images conduira à la révision possible des spécifications fonctionnelles de ce radiomètre. C'est l'objectif recherché par le Laboratoire d'Etudes Spatiales des Rayonnements.

Cependant, si les radiomètres réalisés jusqu'à présent sont spécifiques, chacun à un canal précis d'une part et d'autre part possèdent des portées relativement faibles, ce radiomètre permettra d'obtenir des résultats beaucoup plus performants.



Coupe A-A



2,5
2,5

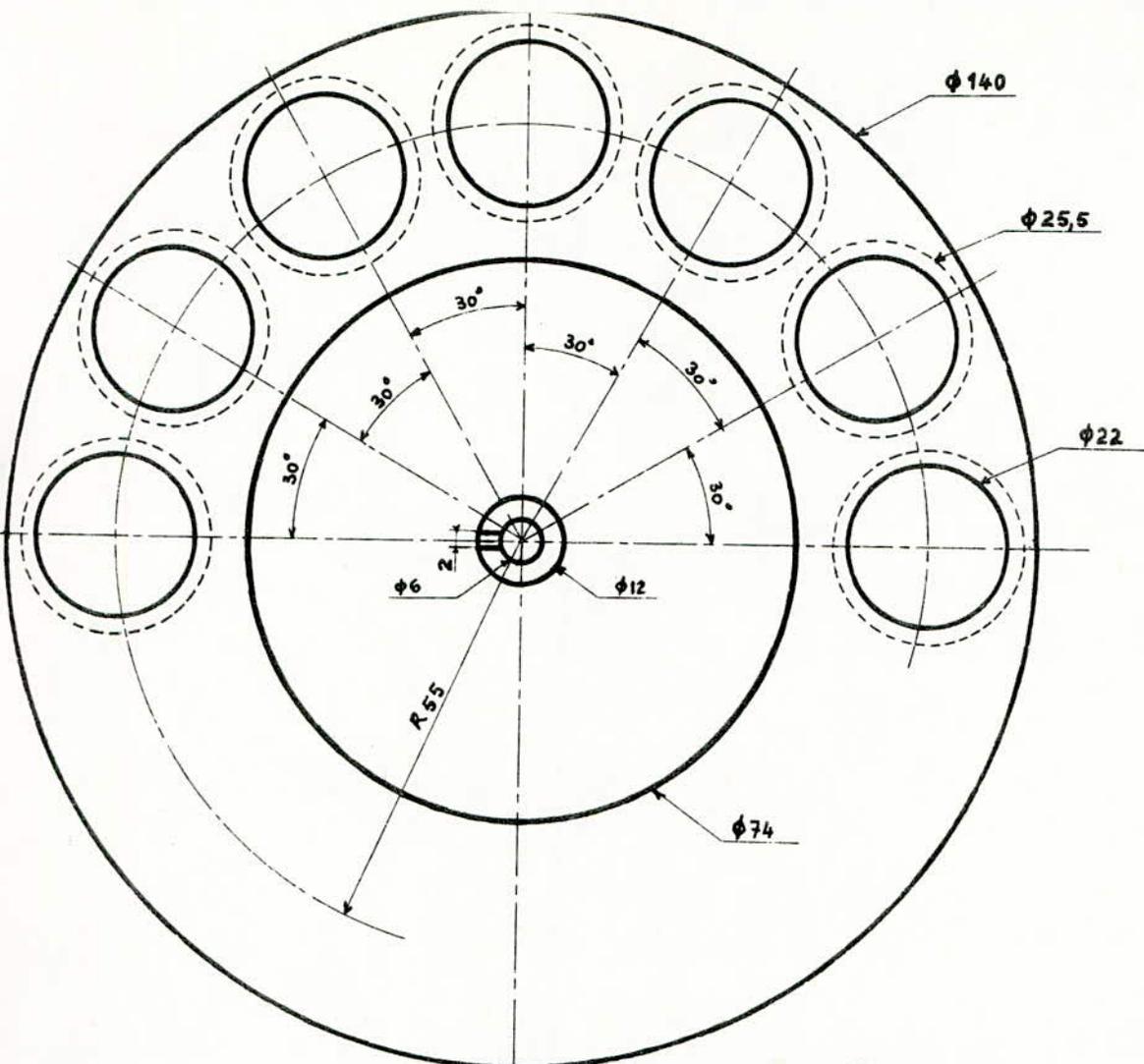
CEN - Laboratoire d'Etudes Spatiales des Rayonnements

SUPPORT DU PORTE-FILTRES
PORTE-DETECTEUR
REGLABLE .

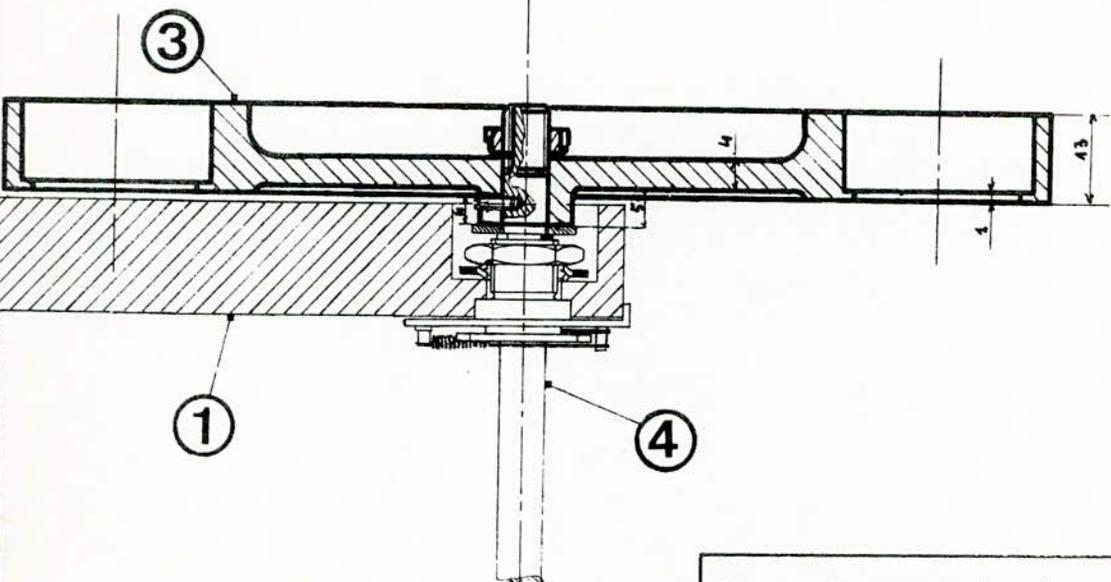
Echelle 1/1

10-11-1982

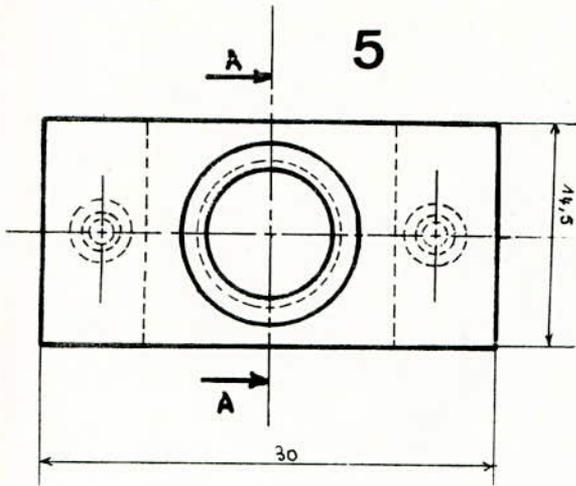
Gwessoum | Pl:1



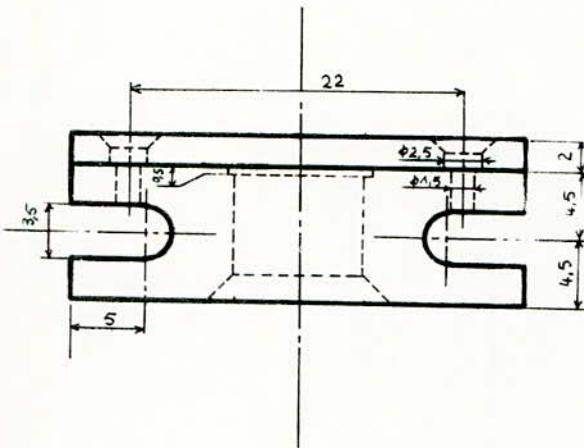
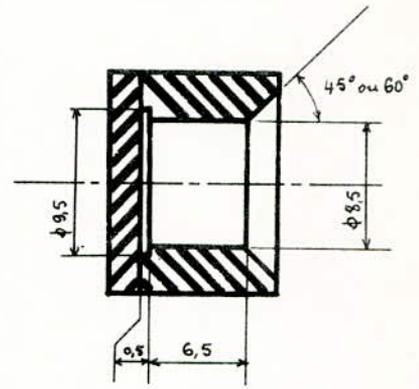
Pièce ③ seule



| | |
|---|------------|
| CEN - Laboratoire d'Etudes Spatiales des Rayonnements | |
| PORTE - FILTRES | |
| Echelle 1/1 | 17-10-1982 |
| Guessaum | Pl: 2 |



Coupe A-A



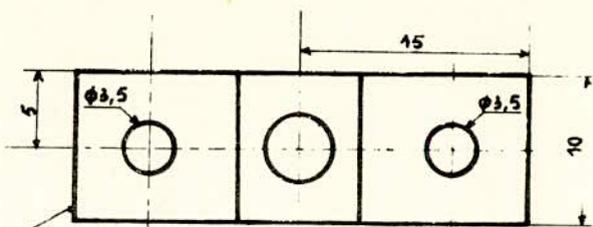
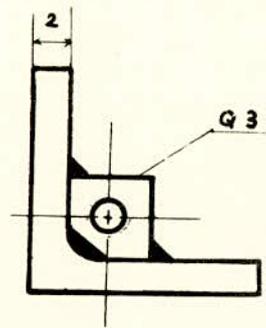
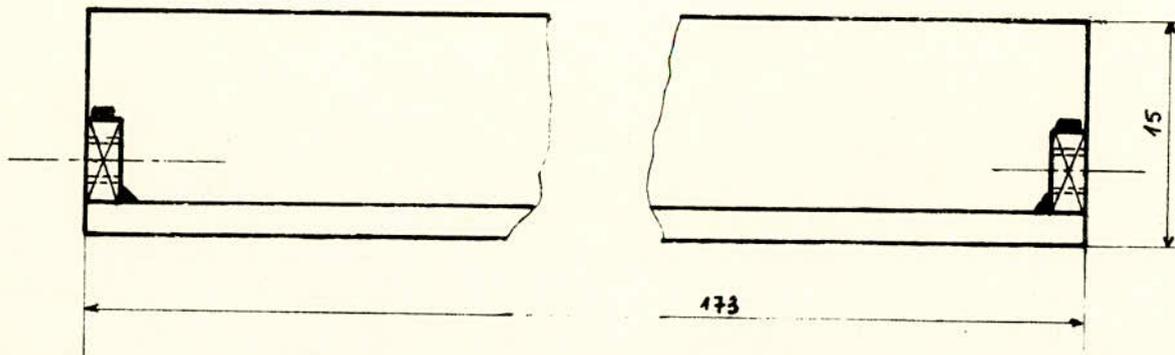
CEN - Laboratoire d'Etudes Spatiales des Rayonnements.

PORTE - DETECTEUR

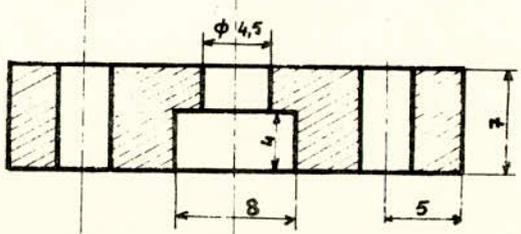
Echelle 2/1

1-10-1982

Guessoum | Pl: 3



6



| | |
|---|-------------|
| CEN-Laboratoire d'Etudes Spatiales des Rayonnements | |
| BRIDE ET | Echelle 2/1 |
| CORNIERE DE FIXATION | 25-10-1982 |
| Guessoum | Pl:4 |



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

- CINQUIEMES JOURNEES D'OPTIQUE SPATIALE.

Centre National d'Etudes Spatiales - Marseille 14-17 Octobre 1973.

- LINEAR AND CONVERSION.

Précision Monolithics (PMI) - IC Products - 1977-1978.

- THE SPECTRUM OF IR FILTERS.

Infrared Industries - INC - 1982.

- PYROELECTRIC IR AND LASER DETECTORS.

Iltec Instruments - INC - 1982.

- OPTO - SEMICONDUCTORS - SIEMENS

Data Book - 1981-1982

- MICROELECTRONIQUE ANALOGIQUE

Grabowski

- ENCYCLOPEDIE DES SCIENCES INDUSTRIELLES

Electricité - Electronique - Quillet 1973

- REMOTE SENSING