

1/70

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
البيئية

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

1 ex

THESE DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
البيئية

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

ETUDE ET CONSTRUCTION D'UNE
ANTENNE TV DITE ACHTERFEELD
AVEC PREAMPLIFICATEUR
CONVENABLE

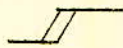
Proposé par :
M. J. Slociar

Réalise par :
M. Abdelaziz Chiheb

// REFACE
-0-0-0-0-0-0-0-

Je remercie Messieurs SLOGIAR et BENSAID pour les conseils qu'ils m'ont donnés, ainsi que tous les autres professeurs et assistants de l'Ecole Nationale Polytechnique qui ont contribué à ma formation.

Abdelaziz CHIHED



OMMAIRE

-§-§-§-§-§-§-§-§-§-§-

	Pages
- Positions du problème	1
- Introduction	2
<u>Première Partie : ANTENNE</u>	
A - <u>Etude Théorique</u>	
- Principe généraux	3
- Caractéristique essentielle d'antennes linéaires	
- Répartition du courant de l'antenne	4
- Diagramme de directivité	
- Gain de puissance	5
- Rayonnement d'une antenne subdivisée en élément dy	
- Impédance d'entrée au point d'excitation	9
- Gain en puissance	10
- Impédance d'entrée	12
- Couplage de 2 antenne $\lambda/2$	14
- Effet directif	16
- Antennes superposées verticalement	19
. Polarisation horizontale	19
. Utilisation de réflecteur	20
. Gain de réseau	
. Etude de doublet $\lambda/2$ pour télévision	21
- Caractéristiques des lignes utilisées en T.V.	23
- Bruit de l'antenne	25
B - <u>Réalisation Pratique</u>	
- Dipole	26
- Réflecteur	
- Support des éléments	
- Alimentation des différents étages	27
- Adaptation de l'antenne au préamplificateur	28 à 30
- Mesures des caractéristiques	31 à 32
- <u>Conclusion</u>	33

.../...

Deuxième Partie : PREAMPLIFICATEUR

	Pages
A - <u>Etude Théorique</u>	
- Généralités	34
- Polarisation de stabilité	
- Facteur de stabilité	
- Dérive du transistor	
-- - Puissance de sortie	
- Calcul d'un étage	
- . résistance de polarisation	
. calcul du gain	
. calcul de la capacité de liaison	
- Etude du bruit	
B - <u>Réalisation Pratique</u>	
- Caractéristique du transistor 2 N ⁹¹⁸	
- Valeur des résistances de polarisation	
- Calcul du dernier étage	
- Calcul du deuxième étage	
- Calcul du premier étage	
- Facteur de stabilité	
- Circuit imprimé	
- Blindage de l'amplificateur	
- Résultats des mesures	
. Impédance de sortie et d'entrée	
. courbe de réponse	
. facteur de bruit	
. rapport signal sur bruit	
- <u>Conclusion</u>	
- Bibliographie	

POSITION DU PROBLEME
-*****-*****-*****-*****-*****-*****-*****-*****-*****-

On se propose de construire une antenne à 16 éléments à polarisation horizontale et à large bande, dont la fréquence moyenne est de 180 MHz pour les émissions TV de la bande III (274 MHz à 223 MHz).

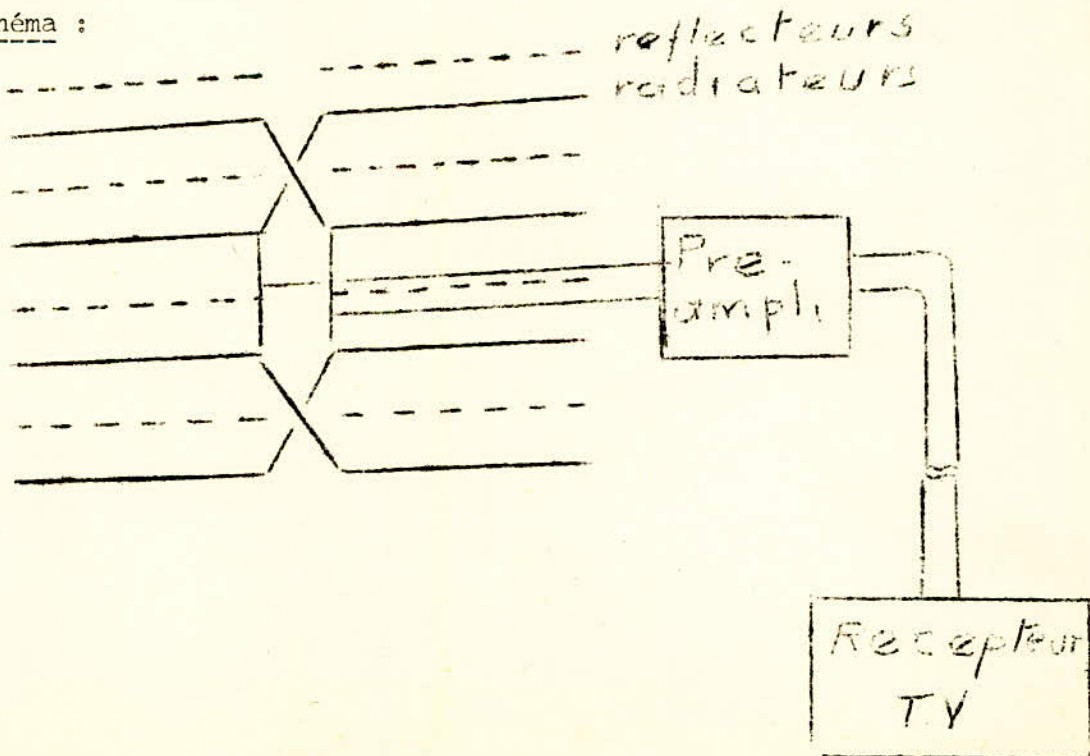
L'antenne sera formée de quatre plans horizontaux superposés, chacun d'eux contiendra 4 éléments dont 2 radiateurs et 2 réflecteurs.

On réalisera ensuite un préamplificateur V.H.F. pour amplifier le signal capté.

On acheminera le signal capté et amplifié par cable coaxial vers le récepteur.

Cette étude et réalisation sera faite, dans l'espoir de capter quelques émissions de Télévision de la Côte Espagnale.

Schéma :



II INTRODUCTION
--*-*-*-*-*-*-*-*-*

La transmission des images exigeant des bandes de fréquences très larges ne pouvait s'accomplir que sur de grandes fréquences porteuses. Il a fallu recourir aux ondes très courtes et ultra-courtes.

Or, ces ondes se propagent à la façon de la lumière, c'est-à-dire : en ligne droite, et sont arrêtées ou réfléchies par les obstacles.

Les émissions de Télévision se font donc en ondes métriques et décimétriques. Les transmissions se font par propagation en onde directe. Cependant l'onde directe ne porte pas, de manière utile, que jusqu'à la limite de visibilité entre les antennes émettrice et réceptrice. Parfois un peu plus loin, par suite de phénomènes de diffraction.

Sur ces ondes métriques et décimétriques, des liaisons à plusieurs milliers de kilomètres ont été enregistrées, grâce à des réflexions dans l'ionosphère ou dans des zones ionisées par une aurore boréale, ou encore par suite d'une formation à basse altitude de sortes de "conduits" délimités par des couches d'air de températures différentes.

Mais il faut noter qu'il ne s'agit là que d'accidents. Dans le cas de telles liaisons, étant donnée la grande distance parcourue par le signal et les réflexions qu'il subit, ce signal perd son énergie en cours de propagation, d'où la nécessité de l'amplifier à la réception.

L'antenne TV doit être capable de recevoir une bande de fréquence assez étendue.

PRINCIPES GENERAUX -

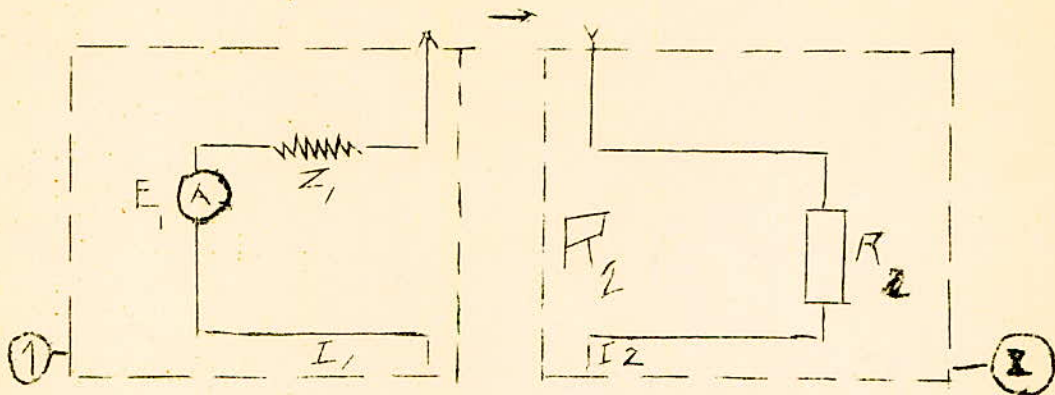
- Rayonnement de l'onde :

Tout circuit ouvert ou fermé parcouru par un courant, est susceptible de rayonner de l'énergie électromagnétique.

- Captation de l'onde :

Lorsque le front d'onde atteint une antenne de réception, le champ électrique induit dans l'antenne une force électromotrice.

- Théorème de réciprocité :



Soit "1" : antenne émettrice - $Z_1 = R_{1r}$

Soit "2" : antenne réceptrice - $R_2 = R_{2r}$

Si 2 antennes sont reliées respectivement à leur émetteur et à leur récepteur par des lignes adaptées, le rapport de la puissance reçue à la puissance émise ne varie pas quand on permute les rôles des deux antennes.

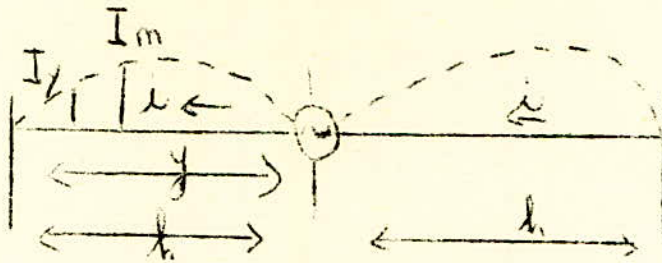
$$\frac{P_{1E}}{P_{2R}} = \frac{P_{2E}}{P_{1R}}$$

CARACTERISTIQUES ESSENTIELLES D'ANTENNES LINEAIRES -

- Répartition du courant de l'antenne.
- Diagramme de directivité.
- Puissance rayonnée.
- Gain de puissance qui résulte des 2 caractéristiques précédentes.
- L'impédance d'entrée au point d'excitation.

En se rappelant le théorème de réciprocité, nous allons étudier l'antenne dans son rôle d'émettrice.

- 1 - Répartition du courant -



Si l'on applique aux bornes d'entrée d'une antenne linéaire une source sinusoïdale, une onde de tension (et une onde de courant) prend naissance et se propage le long du conducteur vers l'extrémité, l'onde réfléchie interfère avec l'onde directe et il s'établit un régime d'ondes stationnaires d'un bout à l'autre de l'antenne.

Dans l'espace, le courant a partout la même direction.

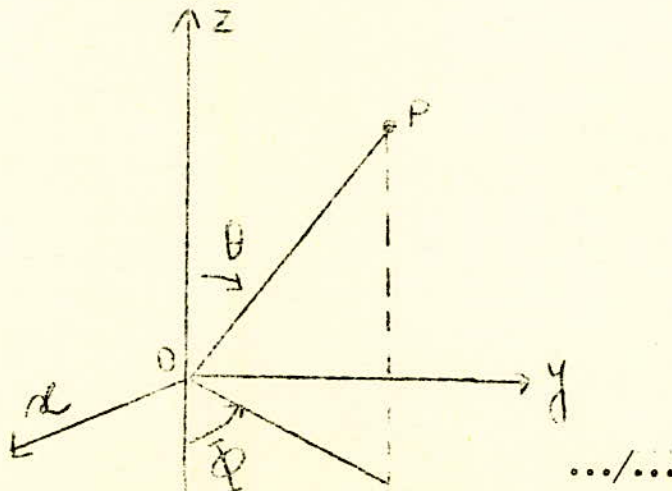
- 2 - Diagramme de rayonnement -

La répartition dans l'espace de l'énergie reçue (ou rayonnée) est caractérisée par le diagramme de rayonnement de l'antenne. Le diagramme de rayonnement est le lieu d'un point P tel que OP soit proportionnel à la puissance rayonnée dans la direction OP .

Si $E(\theta, \Phi)$ est un champ rayonné dans la direction considérée.

Si $P(\theta, \Phi)$ est la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction considérée, nous avons :

$$\text{Diagramme} = f [E(\theta, \Phi)]$$
$$OP \text{ est proportionnel à } \sqrt{P(\theta, \Phi)}$$

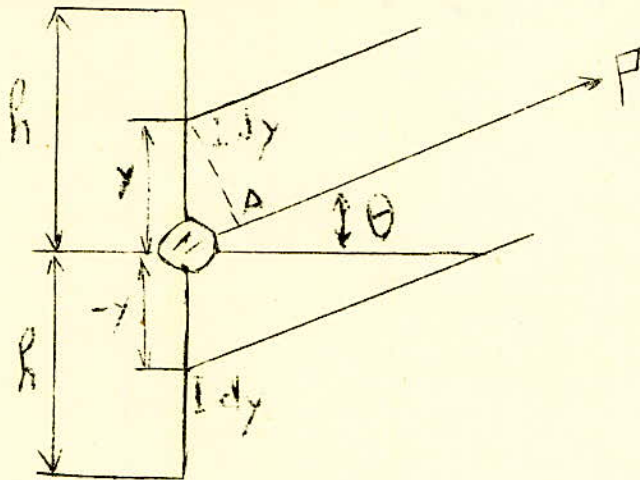


Une coupe de volume engendrée par OP donne un lobe principal de rayonnement, qui n'est pas forcément symétrique, et des lobes de moindres importances appelés feuilles latérales.

Comme il n'est pas facile de connaître la forme du diagramme complet, dans les trois dimensions, nous faisons des coupes et nous étudions :

- Le diagramme dans le plan vertical,
- Le diagramme dans le plan horizontal.

Rayonnement d'une antenne subdivisée en élément dy , vers un point P situé à une distance r , $r \gg \lambda$.



D'après la théorie de Maxwell, chaque élément dy rayonne sous l'angle θ un champ élémentaire :

$$dE_{\theta} = \frac{1}{2} \frac{I dy}{r \lambda} R_0 \cos \theta \left(e^{j 2 \pi y \frac{\sin \theta}{\lambda}} \right)$$

d'où :

$$R_0 = \frac{E}{H} = 120 \pi \approx 377 \Omega$$

.../...

Le terme $e^{j \frac{2 \pi y}{\lambda} \sin \theta}$ exprime le déphasage du champ provenant de l'élément dy par rapport à celui provenant du centre O et dû à la différence de chemin $OA = y \sin \theta$.

Champ résultant au point P :

$$E_{\theta} = \int_{-h}^{+h} dE_{\theta} = \frac{R_0 I_m}{2 \pi r} \left(1 - \cos \frac{2 \pi h}{\lambda} \right) \frac{\cos \left(\frac{2 \pi h \sin \theta}{\lambda} \right) - \cos \frac{2 \pi h}{\lambda}}{\cos \theta \left(1 - \cos \frac{2 \pi h}{\lambda} \right)}$$

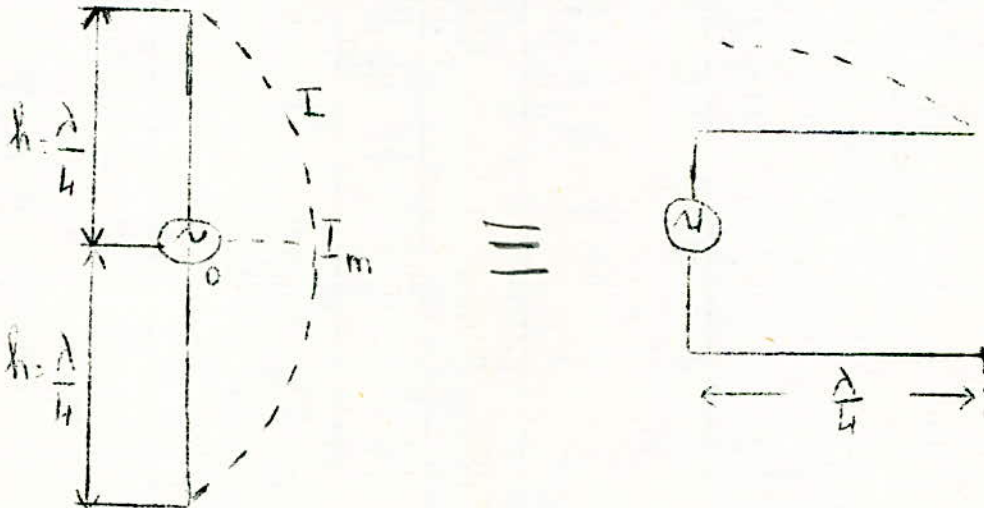
Posons :

$$E_{\theta} = \frac{R_0 I_m}{2 \pi r} \left(1 - \cos \frac{2 \pi h}{\lambda} \right) = 60 \frac{I_m}{r} \left(1 - \cos \frac{2 \pi h}{\lambda} \right)$$

$$f_{\theta} = \frac{\cos \left(\frac{2 \pi h \sin \theta}{\lambda} \right) - \cos \frac{2 \pi h}{\lambda}}{\cos \theta \left(1 - \cos \frac{2 \pi h}{\lambda} \right)}$$

$f(\theta)$ est une fonction sans dimensions et constitue le diagramme polaire de l'antenne.

- Antenne demi-onde :

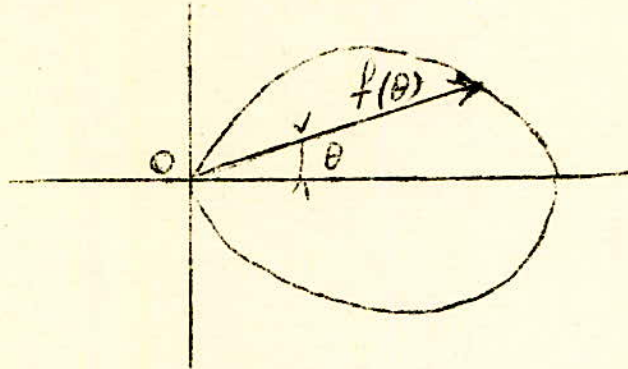


$$\frac{2 \pi h}{\lambda} = 2 \pi \frac{1}{4} = \frac{\pi}{2}$$

$$f(\theta) = \frac{\left(\cos \left(\frac{\pi}{2} \sin \theta \right) \right)}{\cos \theta}$$

.../...

- Représentation de $f(\theta)$

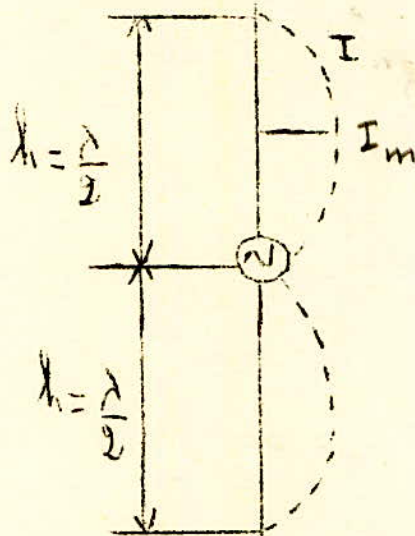


$\theta = 0^\circ$

- Ce diagramme est assimilable à un cercle aux environs de

Pour $\theta = 0^\circ$: $E_o = \frac{R_o I_m}{2\pi r}$

- Antenne double demi-onde :

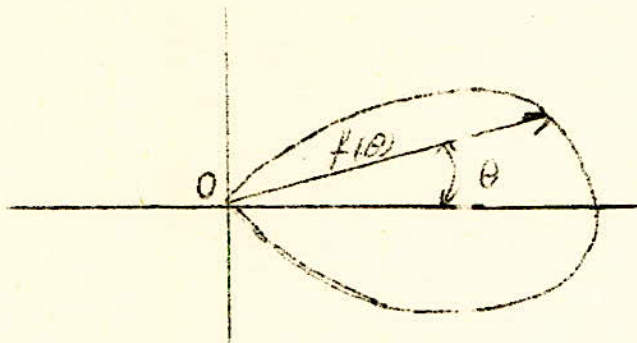


Dans ce cas, l'antenne est alimentée en anti-résonance -
 $2\pi h/\lambda = \pi$

$$f(\theta) = \frac{\cos(\pi \sin \theta) - \cos \pi}{\cos \theta (1 - \cos \pi)} = \frac{1 + \cos(\pi \sin \theta)}{2 \cos \theta}$$

.../...

- Représentation de cette fonction :



Pour $\theta = 0^\circ$:

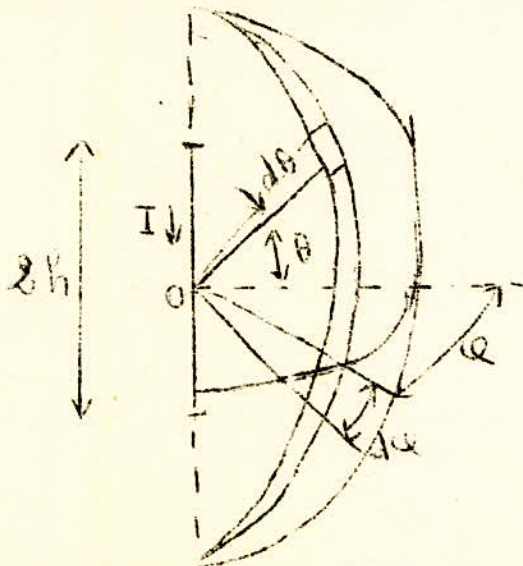
$$E_o = \frac{R_o I_m}{\sqrt{r \cdot r}}$$

REMARQUE -

Il semble que le champ horizontal ait été doublé. Mais ceci n'est vrai que si le courant I_m au centre d'intensité soit le même ; ce qui n'est pas vrai car l'impédance de l'antenne à l'anti-résonance est très élevée et à puissance égale d'excitation. Le courant I_m n'est pas le même dans les 2 cas.

- 3 - Puissance rayonnée et résistance de rayonnement -

- Calcul du rayonnement d'énergie à travers une surface sphérique d'une antenne linéaire excitée en son centre -



.../...

La puissance rayonnée est exprimée par le flux du vecteur de Poynting à travers la surface totale de la sphère :

$$P_r = S \cdot dA$$

$$S = EH = \frac{E^2}{R_0} \text{ (vecteur de Poynting)}$$

$$E = E_0 f(\theta)$$

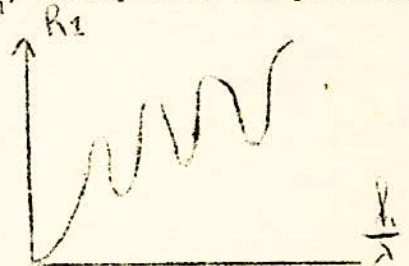
$$P_r = \iint \frac{E_0^2 f^2(\theta)}{R_0} dA$$

$$P_r = \frac{R_0}{4\pi} I_m^2 \left(1 - \cos \frac{2\pi h}{\lambda}\right)^2 \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} f^2(\theta) \cos \theta d\theta$$

- Résistance de rayonnement -

C'est la résistance fictive R_r qui, insérée en série dans l'antenne au point où l'on mesure le courant I_m , dissiperait une puissance égale à la puissance rayonnée P_r :

$$P_r = \frac{1}{2} R_r I_m^2$$



- Antenne demi-onde : Le diagramme $R_r = f\left(\frac{h}{\lambda}\right)$ donne $73,2 \Omega$.

- Antenne double demi-onde : $R_r = 199 \Omega$.

- Antenne doublet ($h \ll \lambda$) :

$$1 - \cos \frac{2\pi h}{\lambda} \approx \frac{2\pi h}{\lambda} \quad R_r = 80 \left(\frac{2\pi h}{\lambda}\right)^2$$

.../...

- 4 - Gain en puissance :

La portée d'une antenne est fonction du gain qu'elle présente dans la direction de rayonnement maxi.

Le gain d'une antenne réceptrice dans la direction la plus favorable est le rapport de la puissance disponible aux bornes de l'antenne provenant de l'incidence dans cette direction d'une onde électromagnétique homogène, à la puissance disponible aux bornes d'une antenne de référence.

$$P_r = \frac{E_o^2}{R_o} \pi r^2 \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} f^2(\theta) \cos \theta d\theta$$
$$P_{ref} = \frac{E_o^2}{R_o} \pi r^2 \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} f^2(\theta)_{ref} \cos \theta d\theta$$
$$G_p = \frac{P_{ref}}{P_r} = \frac{\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} f^2(\theta)_{ref} \cos \theta d\theta}{\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} f^2(\theta) \cos \theta d\theta}$$

$$\Rightarrow \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} f^2(\theta) \cos \theta d\theta = \frac{2\pi R_r}{R_o (1 - \cos \frac{2\pi h}{\lambda})^2}$$

$$G_p = \frac{R_{ref}}{R_r} \cdot \frac{(1 - \cos \frac{2\pi h}{\lambda})}{(1 - \cos \frac{2\pi h}{\lambda})^2_{ref}}$$

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{ref}}{P_r}$$

Gain en champ : c'est la racine carrée du gain en puissance.

$$G_{dB} = 20 \log_{10} \frac{E}{E_o} = 20 \log_{10} G_p$$

.../...

- Valeur du gain en adoptant comme antenne de référence l'antenne demi-onde -

$$R_{\text{ref}} = 73,2 \Omega$$

$$\left(\frac{\cos \frac{2\pi h}{\lambda}}{\lambda} \right)_{\text{ref}} = 0$$

$$G = \frac{73,2}{R_r} \cdot \left(1 - \cos \frac{2\pi h}{\lambda} \right)^2$$

- Gain de l'antenne double demi-onde qui a $R_r = 119 \Omega$

$$\left(1 - \cos \frac{2\pi h}{\lambda} \right) = 2 \Rightarrow G = \frac{73,2}{119} \cdot 2^2 = 1,47$$

$$G = 10 \log \frac{1}{1,47} = 1,7 \text{ dB}$$

- Valeur du gain en adoptant comme antenne de référence l'antenne à rayonnement isotrope -

$$f(\theta)_{\text{réf}} = 1$$

$$\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} f^r(\theta)_{\text{réf}} \cos \theta \, d\theta = \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \cos \theta \, d\theta = 2$$

$$G = \frac{2}{\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} f^2(\theta) \cos \theta \, d\theta}$$

$$G = \frac{R_o}{\pi R_r} \left(1 - \cos \frac{2\pi h}{\lambda} \right)^2$$

.../...

- Gain de l'antenne $\lambda/2$ par rapport à l'antenne isotrope :

$$G = \frac{120}{73,2} (1 - \cos \frac{2\pi}{4})^2 = 1,64$$

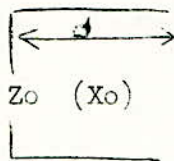
$$G = 10 \log \frac{1}{1,64} = \underline{2,1 \text{ dB}}$$

- Gain de l'antenne double demie-onde :

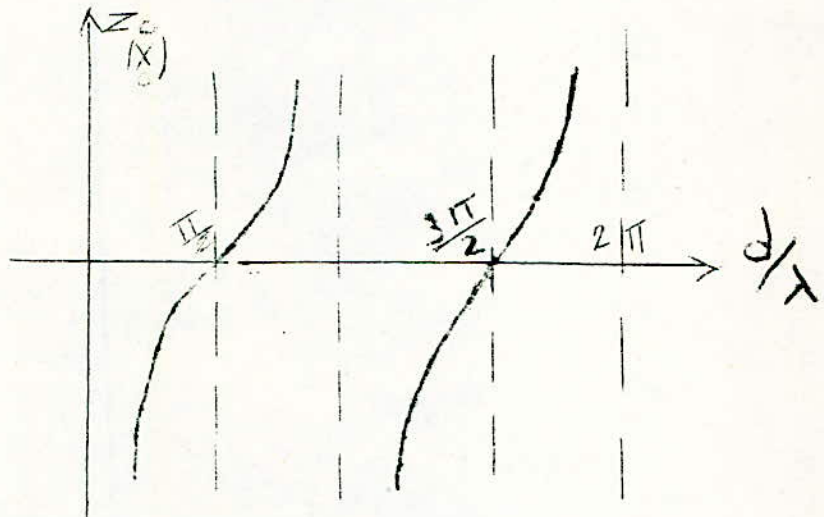
$$G = 1,47 \times 1,64 = 2,4 \text{ ou } G = 1,7 + 2,1 = \underline{3,8 \text{ dB}}$$

- 6 - Impédance d'entrée :

Etant donné que la répartition du courant dans une antenne linéaire excitée en son centre, présentait une certaine analogie avec celle existant dans une ligne bifilaire isolée, alimentée à son origine et de longueur égale à celle d'un des brins d'antenne, nous avons :

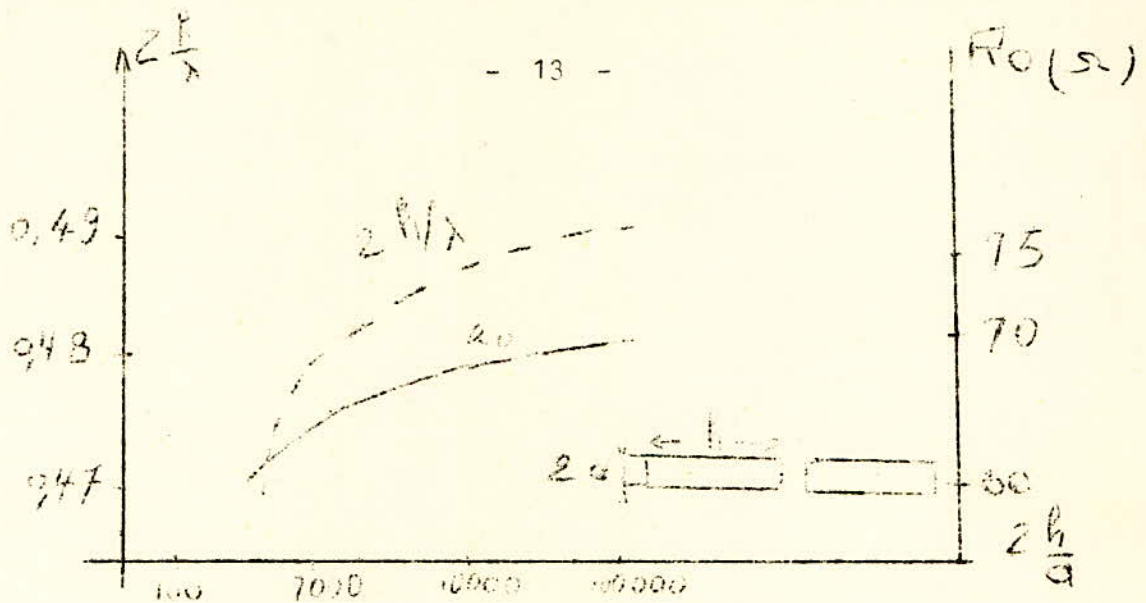


$$Z_o = -jZ_c \cotg \frac{2\pi}{\lambda} d = -jX_o$$



L'impédance de l'antenne correspondante se présente d'une manière différente puisque par son rayonnement, elle consomme de la puissance wattée : $Z_o = R_o + jX_o$

Le calcul de cette impédance est particulièrement compliqué même dans le cas le plus simple. Néanmoins, P. STROOBANTS a donné les diagrammes représentant la variation de R.



Les valeurs maxima du terme résistif correspondent aux effets d'anti-résonance :

$$\frac{2h}{\lambda} = 1, 2, 3, \text{ etc...}$$

On constate aussi que les abscisses pour lesquels le terme réactif passe par 0, (l'effet de résonance ne coïncident plus avec les valeurs $\frac{2h}{\lambda} = 0,5 ; 1,5 \text{ etc...}$

CE ...

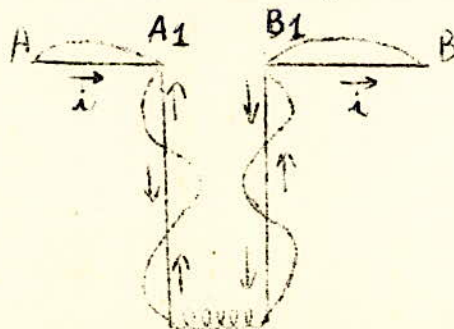
GROUPEMENTS DIRECTIFS D'ANTENNES DEMI-ONDE -

Les antennes réceptrices de télévision doivent présenter des propriétés directives. Ces propriétés ont pour objet de sélectionner dans la mesure du possible, un seul des rayons incidents, en l'occurrence le plus favorable.

Le couplage d'un ensemble d'antennes groupées a pour but de renforcer le rayonnement de l'énergie dans une direction particulière au dépens des autres directions.

- Principe de la réception dirigée -

Le principe consiste à utiliser un dipôle $\lambda/2$, placé perpendiculairement à l'extrémité d'une ligne où existent des ondes stationnaires.

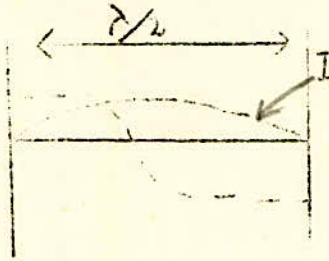


.../...

Si on règle la longueur de chaque feeder pour que, en A_1 et B_1 nous ayons :

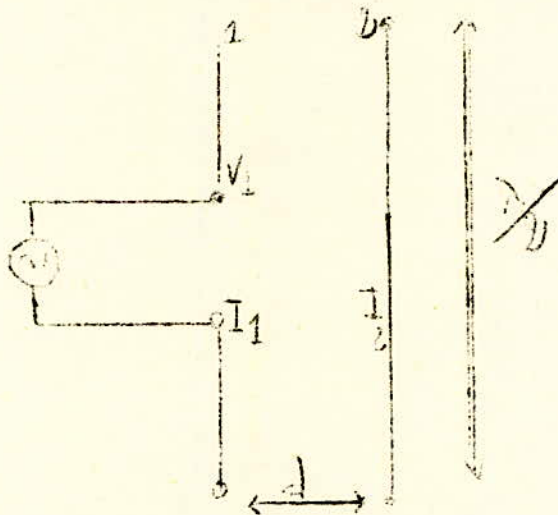
Un noeud de courant, chaque dipole vibre en $\lambda/2$. Le courant i_1 dans les 2 dipôles AA_1 , B_1B a le même sens. Leurs rayonnements s'ajoutent donc en phase. Si le dipôle est horizontal, il rayonne vers le ciel ; le rayonnement est transmis ainsi à grande distance (après réflexion sur les couches conductrices de la haute atmosphère).

La vibration fondamentale d'une antenne non reliée au sol par l'une de ses extrémités, pour onde métrique et centimétrique s'établit selon le régime $\lambda/2$ avec les répartitions stationnaires de I et V :



Pour obtenir des effets de directivité plus marqués, on utilise des assemblage comportant un grand nombre d'antenne, tout en assurant pour chacun de ces ondes une phase de vibration lui permettant d'ajouter ses propres performances à celle des autres éléments dans la direction que l'on souhaite favoriser.

- Couplage de 2 antennes demi-onde minces dont l'une est excitée -



Les équations d'équilibre électrique sont :

$$\begin{cases} V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \\ 0 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \end{cases} \quad (1)$$

Z_{11} et Z_{22} : self-impédance des antennes 1 et 2.

Z_{12} et Z_{21} : impédance mutuelles de ces deux antennes ($Z_{12} = Z_{21}$).

d'où :

$$\begin{cases} I_1 Z_{11} + I_2 Z_{21} = V_1 \\ I_1 Z_{12} + I_2 Z_{22} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Mesures de Z_{11} : on supprime momentanément l'antenne 2 :

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1}$$

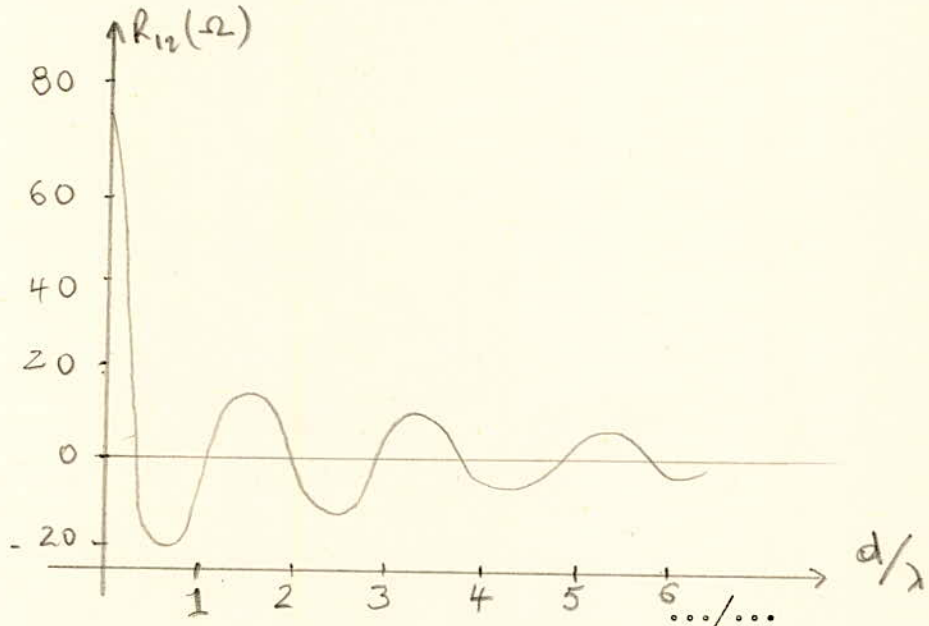
On mesure de même Z_{22}

$$V_1 = I_1 \left(Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}} \right)$$

Impédance apparente Z_1 aux bornes de l'antenne 1 :

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}} \rightarrow Z_{12}$$

Diagramme $Z_{12} = f\left(\frac{d}{\lambda}\right)$ donné par P. STROOBANTS -



- Effet directif :

- Les effets directifs réalisés par des antennes linéaires sont, pour la plupart obtenus à l'aide de groupements d'antennes dirigées parallèlement.

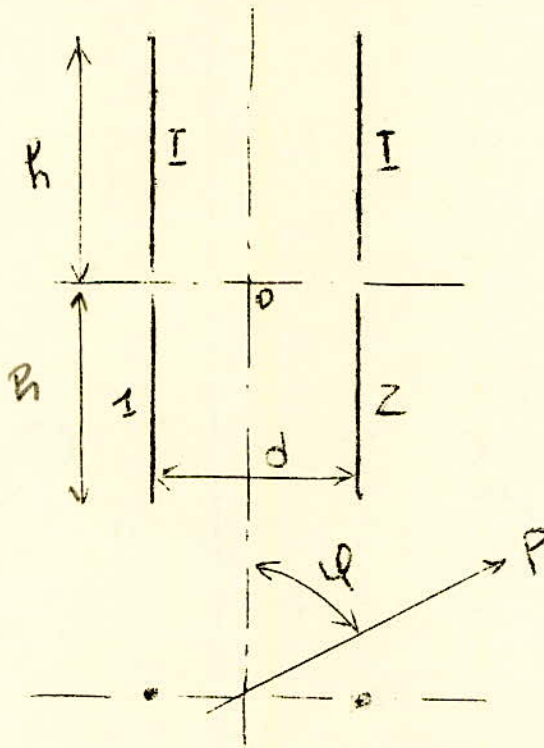
- Nous caractériserons la directivité par deux diagrammes directifs :

- l'un dans la plan perpendiculaire aux antennes et passant par leur centre,
- l'autre dans la plan des antennes.

La manière dont ces antennes sont dimensionnées (amplitude, phase) et leurs écartements respectifs sont déterminants pour le premier de ces diagrammes.

Nous négligerons les considérations relatives à la phase du champ rayonné résultant, pour nous préoccuper uniquement de son amplitude.

Cas des deux antennes :



Nous allons étudier que les effets de directivité dans le plan perpendiculaire aux deux antennes et passant par le centre O.

Le champ en un point P situé dans ce plan et dû à l'antenne " 1 " isolée est indépendant de ψ .

$$E_1 = E_0$$

Le champ dû à l'antenne 2 a la même amplitude, mais il est déphasé de χ résultant du déphasage ψ des courants et du déphasage dû à la différence des distances. Cette différence est : $d \sin \psi$

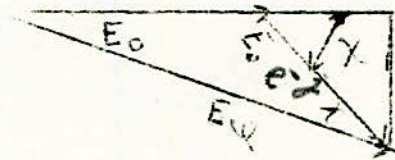
Le déphasage valant 2π pour un parcours d'une longueur λ , vaudra $\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \psi$ pour $d \sin \psi$

Nous avons donc en tout :

$$\chi = \psi + \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \psi$$

Champ résultant :

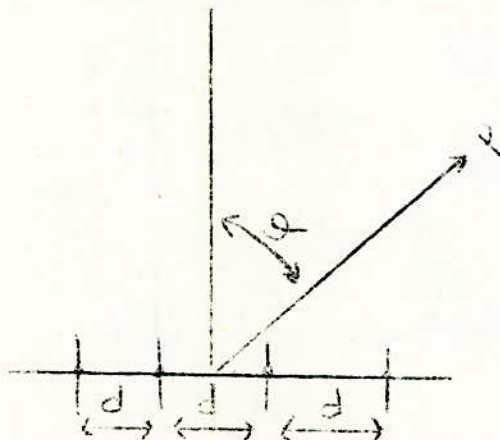
$$E_{\psi} = E_0 + E_0 e^{-j\chi} = E_0 (1 + e^{-j\chi})$$



$$|E_{\psi}| = \sqrt{(E_0 + E_0 \cos \chi)^2 + (E_0 \sin \chi)^2} = E_0 \sqrt{2 + 2 \cos \chi} = 2E_0 \cos \frac{\chi}{2}$$

$$|E_{\psi}| = 2 E_0 \cos \left(\frac{\psi}{2} + \frac{\pi d}{\lambda} \sin \psi \right)$$

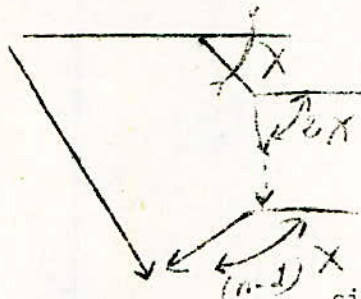
- Cas de " n " antennes



.../...

$$E_{\text{tot}} = E_0 (1 + e^{-j\chi} + e^{-j2\chi} + \dots + e^{-j(n-1)\chi})$$

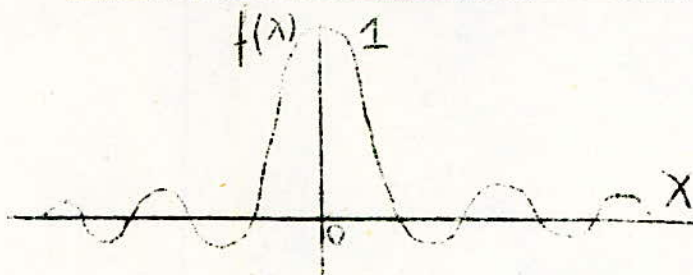
$$E_{\text{tot}} = E_0 \frac{e^{-jn\chi} - 1}{e^{-j\chi} - 1}$$



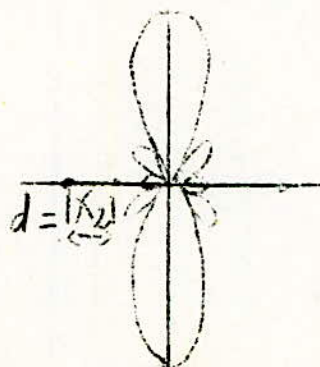
$$|E_{\text{tot}}| = E_0 \frac{\sin \frac{n\chi}{2}}{\sin \frac{\chi}{2}} = nE_0 \frac{\sin \left[n \left(\frac{\psi}{2} + \frac{\pi}{\lambda} d \sin \psi \right) \right]}{n \sin \left(\frac{\psi}{2} + \frac{\pi}{\lambda} d \sin \psi \right)}$$

$$f(\chi) = \frac{\sin \frac{n\chi}{2}}{n \sin \frac{\chi}{2}}$$

- Représentation en coordonnées cartésiennes



- Représentation polaire pour $n = 5$ (directivité dans le plan perpendiculaire aux antennes)



- Antennes superposées verticalement -

Il est fait usage, en télévision, d'antennes demi-onde horizontales. La directivité d'une telle antenne, prise isolément, est nulle, dans le plan vertical, ce qui entraîne un gaspillage de puissance. Pour renforcer le rayonnement horizontal, on utilise la disposition en rideau suivant un alignement vertical.

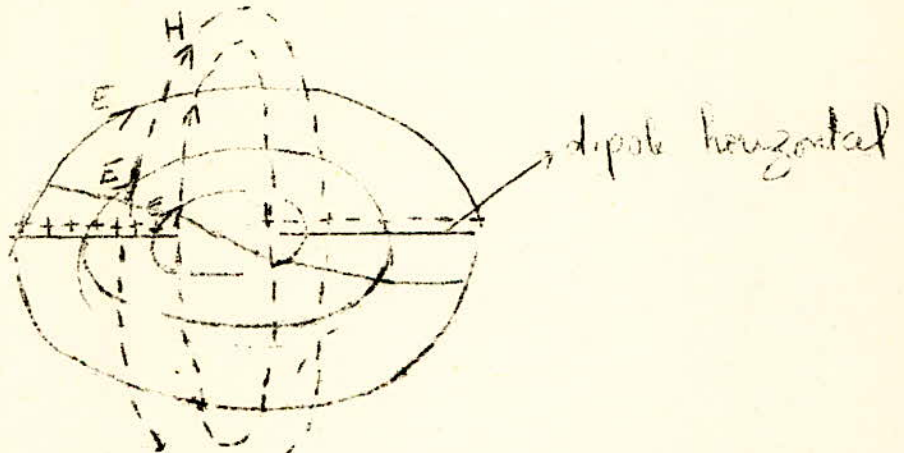
- Polarisation horizontale - Réseau vertical en espalier, rayonnement transversal -

Polarisation :

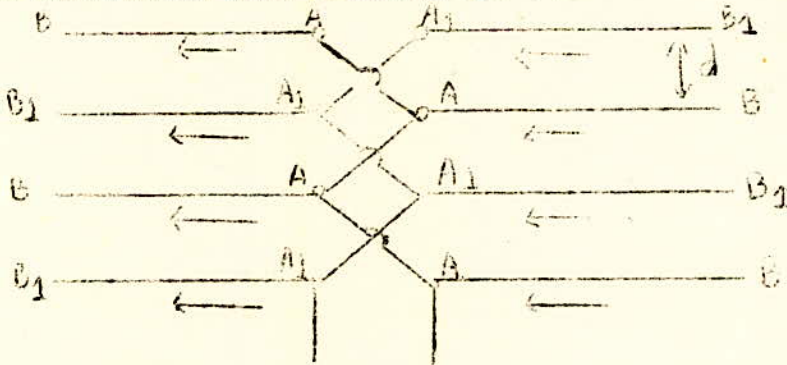
- Le plan de polarisation de l'onde est le plan dans lequel se trouve le vecteur E.

- Si E est horizontal : on a une polarisation horizontale.
- Si E est vertical : on a une polarisation verticale.

. Exemple de polarisation horizontale -



Des dipôles AB, A₁B₁ longs de $\lambda/2$, sont attaqués par un feeder parcouru par des ondes stationnaires. Les points d'attaque successifs sont distants de $\lambda/2$ et grâce à l'entrecroisement des feeders, tous les éléments horizontaux sont parcourus par des courants de même sens et en phase.



Le diagramme de directivité dans le plan vertical (concentration du champ dans le plan horizontal) s'exprime par :

$$f(\theta) = \frac{\sin \left(\frac{n\pi d}{\lambda} \sin \theta \right)}{n \sin \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \right)}$$

où θ = angle de la direction considérée avec le plan horizontal.

Comme chacun des éléments de l'antenne $\lambda/2$ pris isolément présente par lui-même, une directivité dans le plan vertical, il faut multiplier $f(\theta)$ par cette fonction particulière.

- Utilisation d'un réflecteur - (perfectionnement important)

Si nous disposons à une distance $\lambda/4$ vers l'arrière et dans le plan vertical, un ensemble identiques de 8 dipôles légèrement plus long mais isolés et non reliés au feeder, ces dipôles (8) vont jouer le rôle de réflecteurs, en annulant le champ vers l'arrière et en le doublant vers l'avant.

Le courant dans les antennes diminue car les réflecteurs, en doublent la résistance de rayonnement de réseau actif.

Si le réseau actif est alimenté avec $P = R_0 \cdot I^2$, les courants du réseau sont tous divisés par $\sqrt{2}$, de sorte que le champ rayonné dans la direction maxi est multiplier par $\frac{2}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}$

Le gain correspondant est : $20 \log \sqrt{2} = 3 \text{ dB}$

La présence du réflecteur augmente le gain (de 3 dB) dans la direction maxi de rayonnement, ou double la puissance unitaire rayonnée dans cette direction.

- Gain du réseau -

Le réseau est composé de N_n antennes. Si chacune de ces antennes est parcourue par le même courant I_0 , le champ dans la direction du maxi sera de M_n fois le champ d'une antenne isolée parcourue par I_0 .

La puissance correspondante sera $(M_n)^2$ fois la puissance rayonnée par une antenne isolée parcourue par I_0 .

.../...

Si R_o est la résistance de rayonnement de l'antenne unique, sa puissance d'alimentation est : $P_o = R_o I_o^2$

Si R_1 est la résistance de rayonnement du réseau, sa puissance d'alimentation est : $P_1 = R_1 I_o^2$

Donc, si nous avons gagné le rapport rayonné $(Nn)^2$ sur la puissance rayonnée, nous avons par contre perdu le rapport P_1/P_o sur la puissance d'alimentation.

Le gain de puissance rayonné n'est plus que :

$$G = (Nn)^2 \cdot \frac{P_o}{P_1} = (Nn)^2 \cdot \frac{R_o}{R_1}$$

A puissance d'alimentation égale, il s'en suit que le gain d'un réseau sur l'un de ses éléments est :

$$G = 10 \log (Nn)^2 \cdot \frac{R_o}{R_1}$$

Etude du doublet $\lambda/2$ pour Télévision -

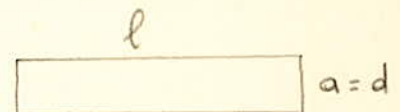
L'utilisation des ondes métriques pour des liaisons à distance pour la télévision a donné aux doublets $\lambda/2$ une grande importance

Vu la grande largeur de bande de fréquence à transmettre, les doublets utilisés doivent être à large bande.

. La résonance se produit pour une longueur légèrement inférieure à $\lambda/2$.

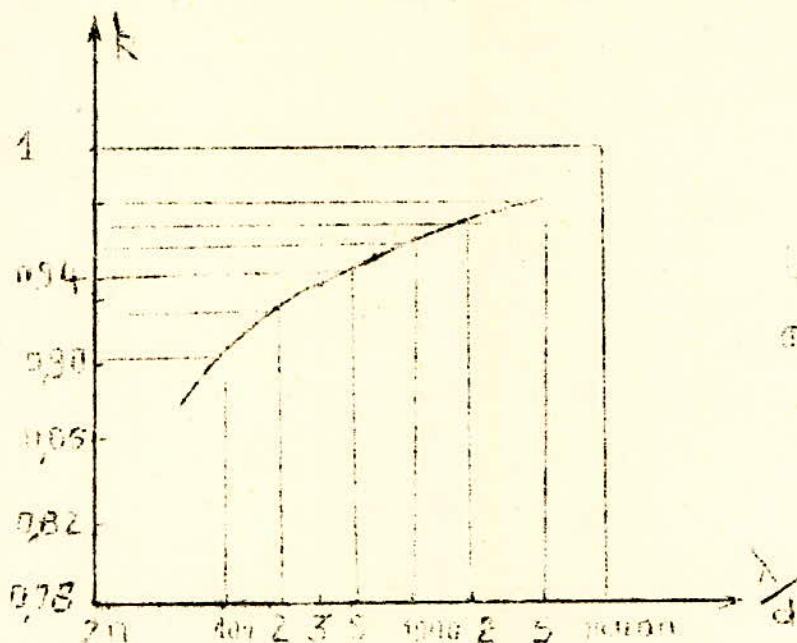
. L'impédance caractéristique est selon la théorie de HALLEN

$$Z_c = 120 \left[\log \frac{2l}{a} - 1 \right]$$



- Dimensionnement du dipole -

La théorie de HALLEN permet de prévoir le comportement d'une antenne cylindrique pour $\frac{2l}{a} > 1$. Cependant si l'on désire une largeur de bande importante, il faut $\frac{2l}{a}$ descendre au dessous de cette valeur et dans ce cas seule, l'expérimentation permet un dimensionnement correct du système.



La longueur mécanique du dipole est donnée par :

$$l = \frac{\lambda}{2} \cdot k ; \text{ où } k = f(\lambda/2)$$

on prend en général :

$$l = 0,95 \cdot \frac{\lambda}{2}$$

Connaissant k, nous déterminons " d " à l'aide du diagramme ci-dessus.

- Bande passante -

De telles antennes accordées sur $\lambda/2$ ne fonctionnent correctement qu'au voisinage de celle-ci.

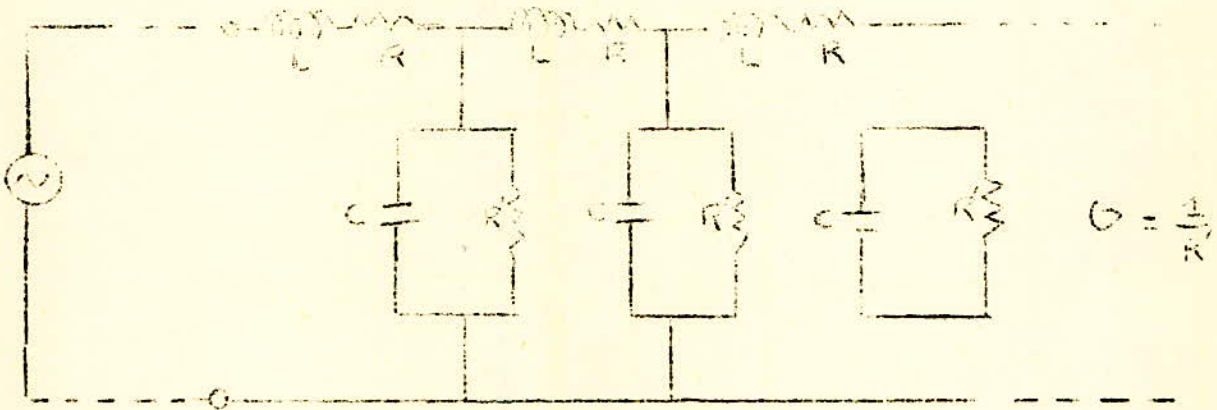
- Bande de fréquence autour de l'accord dans laquelle le fonctionnement reste valable -

L'impédance présentée au feeder pourra varier sensiblement avec la fréquence, c'est là la cause à la limitation à la bande passante de l'aérien.

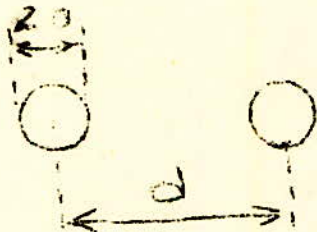
Pour réaliser un aérien à large bande, il nous faut utiliser une impédance caractéristique aussi faible que possible. Ceci est réalisé si nous prenons $\frac{l}{d}$ aussi faible que possible donc " d " grand.

CARACTERISTIQUE DES LIGNES UTILISEES EN TELEVISION -

La ligne peut-être décomposée en une suite d'éléments de longueur infiniment petite.



- Ligne bifilaire :



- Résistance linéique :

$$R = 2 \sqrt{\frac{F}{\sigma a 10^7}} \cdot \frac{\frac{d}{2a}}{a \sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1}}$$

$$R = \frac{2}{a} \sqrt{\frac{F}{\sigma a 10^7}} \quad \text{Si } d \gg a$$

.../...

σ_a : coefficient de conductivité : σ_a (cuivre) = $5,8 \cdot 10^7$ M /m à $T = 20^\circ$ C

- Capacité linéique :

$$C = \frac{1}{3,6 \cdot 10^{10}} \cdot \frac{\epsilon_r}{\log_e \left[\frac{d}{2a} + \left(\frac{d}{2a} \right)^2 - 1 \right]}$$

- Impédance caractéristique :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left[\frac{d}{2a} + \sqrt{\left(\frac{d}{2a} \right)^2 - 1} \right]$$

$$Z_c \approx \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left(\frac{d}{a} \right) \quad \text{Si } d \gg a$$

- Constante de propagation γ :

$$\gamma = \alpha + j \beta$$

- Constante de phase :

$$\beta = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

- Constante d'affaiblissement :

$$\alpha \approx 4,35 \frac{R}{Z_c} + 9 \cdot 10^{-8} \sqrt{\epsilon_r} \cdot F \cdot \text{tg } \delta$$

$\text{tg } \delta$: facteur de puissance du diélectrique -

BRUIT DE L'ANTENNE -

Une antenne est une source complexe qui introduit dans le récepteur auquel elle est branchée, d'une part un bruit propre provenant de sa résistance ohmique (bruit de fond) ; d'autre part, un bruit capté dans le milieu extérieur de nature "atmosphérique", "cosmique", "artificiel", "industriel".

- Bruit dû à la résistance de rayonnement :

$$e^2 = 4 R K T f$$

où $K T = 4 \cdot 10^{-21}$

$$e = 6 \mu V$$

- Bruit total :

$$e^2 = 4 R T_s K f$$

où $T_s =$ température effective :

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

REFLECTEURS UTILISES -

Ce sont des dipôles de même matière que les radiateurs, mais de longueur légèrement supérieure.

- Longueur :

$$L = 1 + \frac{5 \cdot 1}{100} = 82,95 \text{ cm}$$

$L \approx 83 \text{ cm}$

- Diamètre : $d' = 6 \text{ mm.}$

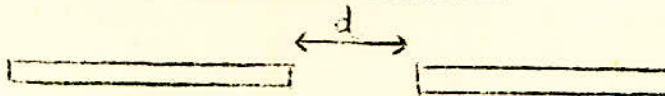
- Nous avons pris : $d' = 8 \text{ mm}$

- Nous disposons les réflecteurs à $\frac{\lambda}{4} = \frac{1,666}{4} = 41,7 \text{ cm}$

$41,7 \text{ cm} \approx 42 \text{ cm}$

dérrière les radiateurs.

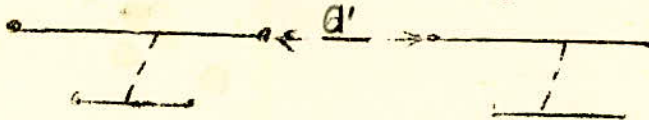
DISTANCE SEPARANT 2 RADIATEURS COLINEAIRES -



$a = 10 \text{ cm}$

DISTANCE ENTRE 2 REFLECTEURS COLINEAIRES -

Les réflecteurs devant se placer derrière les radiateurs :

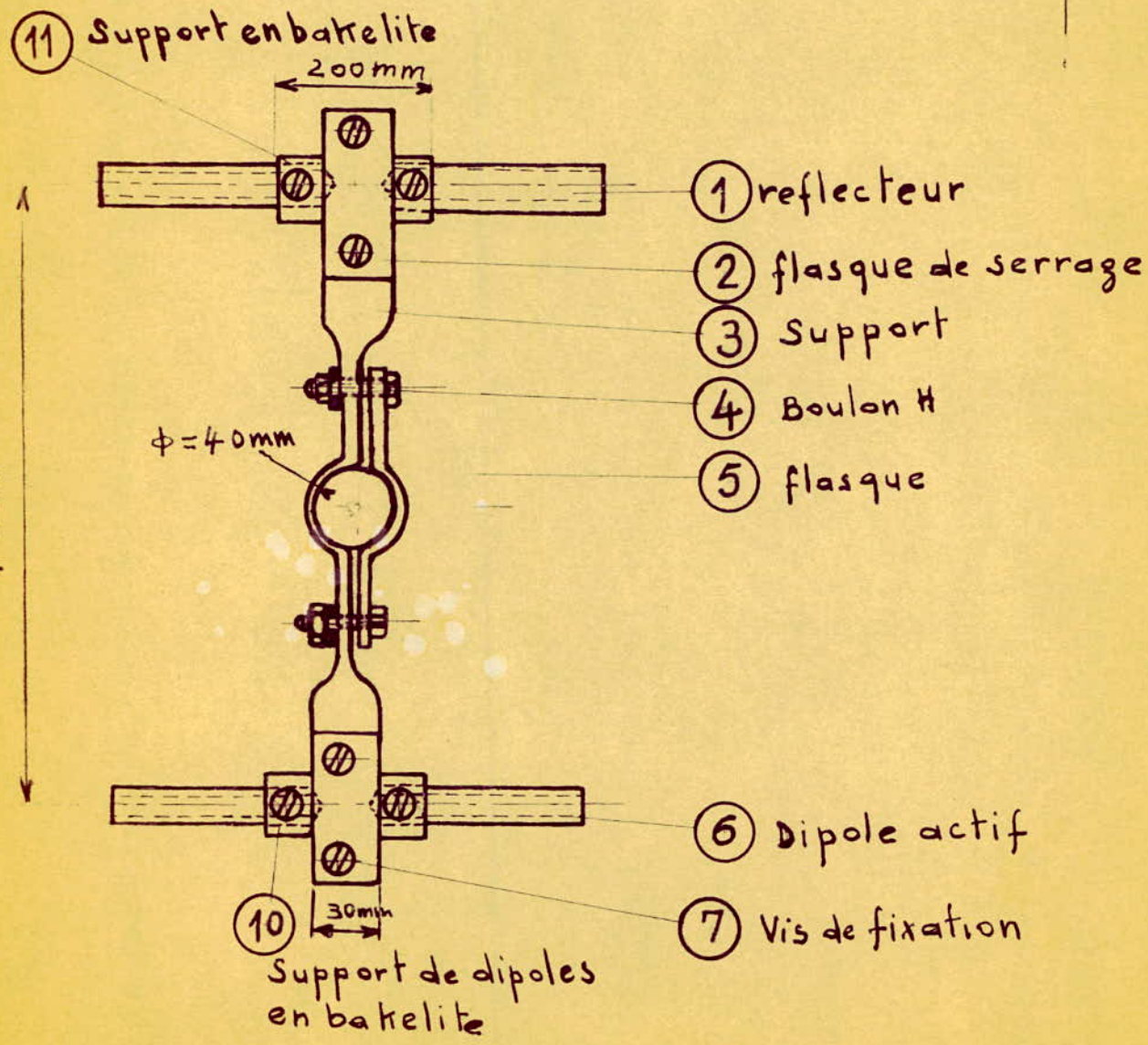
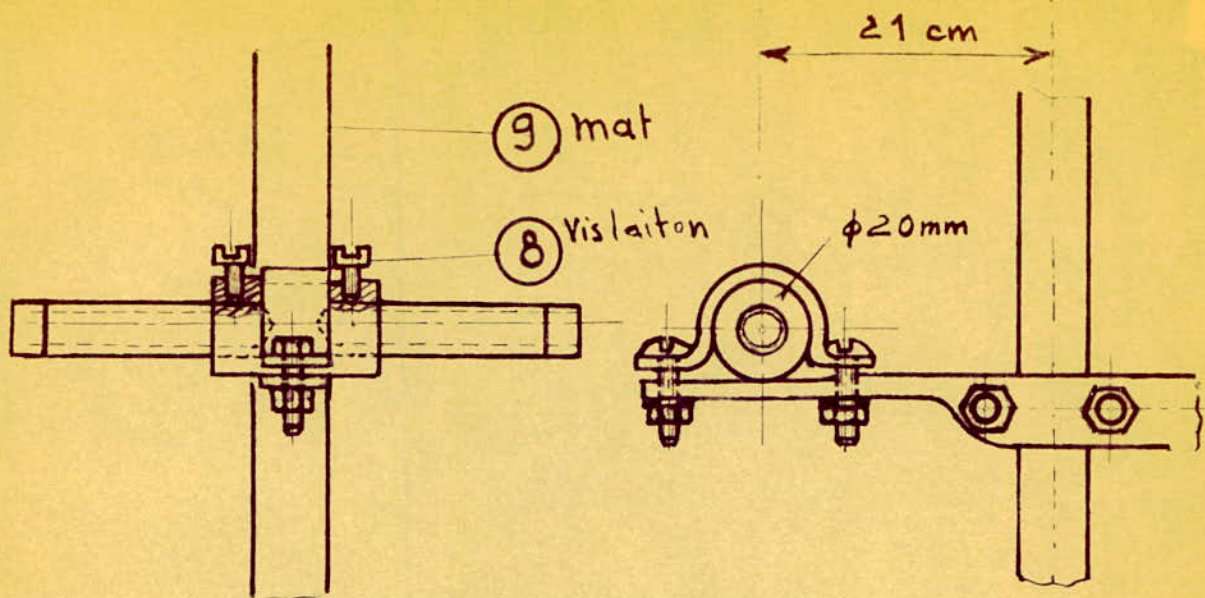


- Nous obtenons : $a' = 6 \text{ cm}$

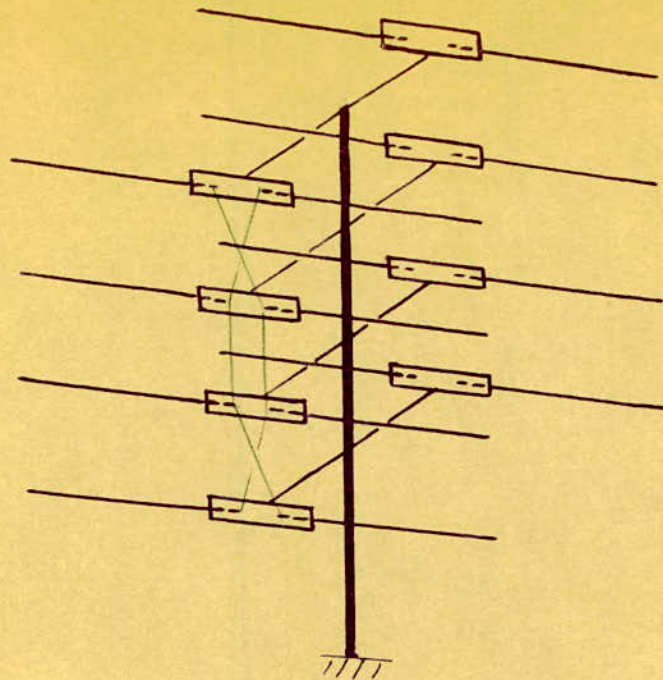
SUPPORTS DES ELEMENTS -

- Matière :

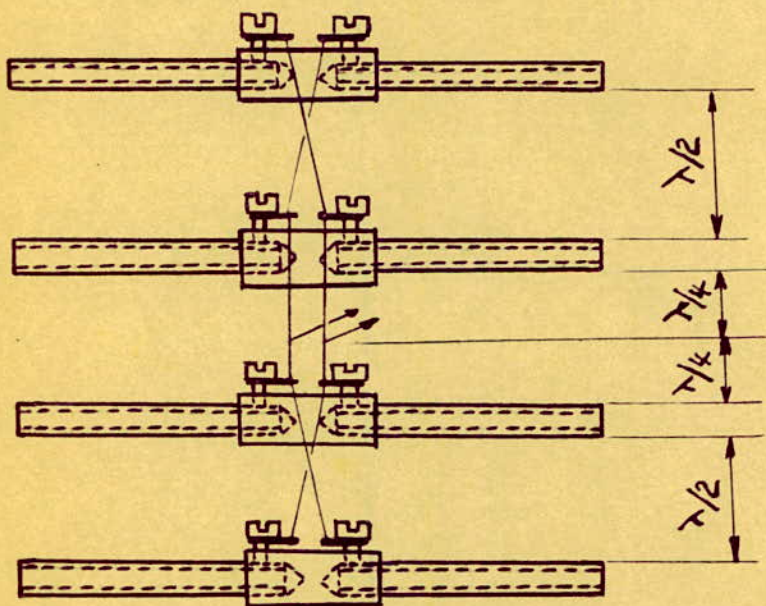
- 1) - Fer plat,
- 2) - Bakelité.



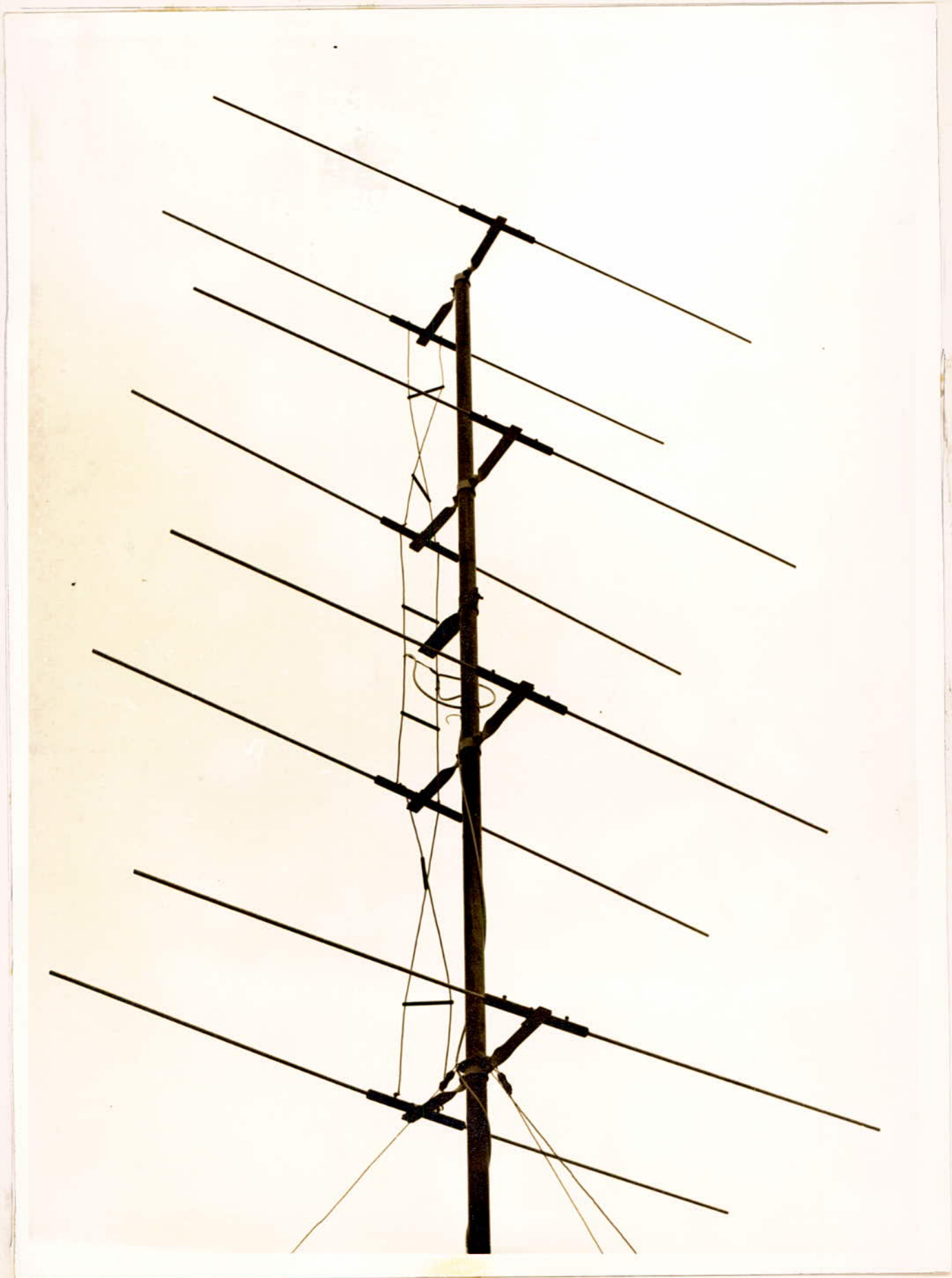
N.B : le dessin n'est pas à l'échelle
 les côtes non indiquées ne sont pas importantes.



Vue de face du rideau radiateur (plan vertical)

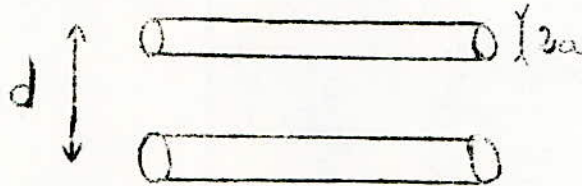


Les fils formant la ligne qui relie les differents etages sont partout distants de 10 cm.



ALIMENTATION DES DIFFERENTS ETAGES -

Les liaisons sont réalisées par des tronçons de lignes à fils parallèles isolés à l'air.



- Nous prendrons : $\frac{d}{2a} = 70$

- L'impédance caractéristique d'une telle ligne est :

$$Z_c = 276 \log_{10} \frac{d}{a} = 276 \log_{10} 140$$

$Z_c = 595 \Omega$

Nous avons pris $\frac{d}{2a} = 70$

Si nous prenons :

$d = 100 \text{ mm}$

Nous aurons :

$2a = 1,43 \text{ mm}$

La distance entre les plans est de $0,5 \lambda$ si bien que la ligne d'alimentation doit être croisée pour satisfaire à l'exigence d'une ligne équilibrée en phase.

La rotation des phases est exprimée par :

$r = \frac{2\pi l}{\lambda} \sqrt{\epsilon} = \rho$

Où :

- l : longueur de la ligne,
- ρ : constante de phase,
- ϵ : constante diélectrique de l'isolant (air), $\epsilon \approx 1$

- Donc $r = \frac{2\pi \cdot \lambda/2}{\lambda} = \pi$

$r = \pi$

- La constante de phase exprime la rotation de phase de I et V, le long de la ligne

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sqrt{\epsilon} = \frac{360}{1,666} = 216 \text{ }^\circ/\text{m}$

$\beta = 216 \frac{^\circ}{\text{m}}$

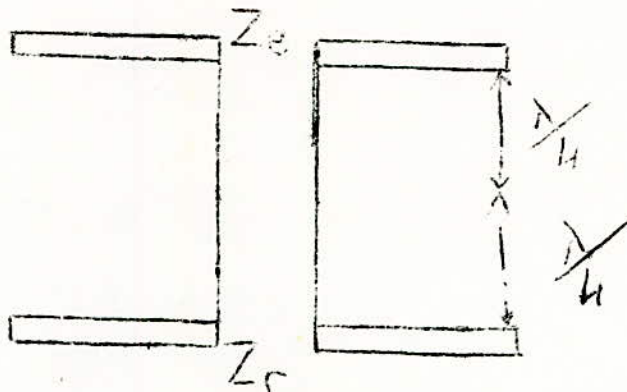
- En pratique, le système d'alimentation de la page 26 s'est avéré fonctionnel pour dipôles alimentés sous tension et par conséquent très résistive. Nous ne croions pas la ligne d'alimentation entre le groupe de dipôles supérieurs et inférieurs, étant donné que chaque ligne $\lambda/4$ produit une rotation de phase de 90° jusqu'à la base commune.

ADAPTATION DE L'ANTENNE AU PREAMPLIFICATEUR -

- La résistance d'entrée du dipôle à onde entière couplé à un réflecteur est : d'après "KATEDRA ELECTROTECHNOLOGIE"

$1\ 500 \ \Omega$

- Comme les deux plans supérieurs et inférieurs sont alimentés en phase, il existe une résistance résultante de $1\ 500/2$ soit 750 Ω pour chaque groupe.



.../...

Les deux groupes sont branchés ensemble par une ligne à transformation ($\lambda/4$) à grande résistance $Z_c = 595 \Omega$

REMARQUE -

La différence entre 600Ω et 750Ω ne diminue que très peu la largeur de la bande.

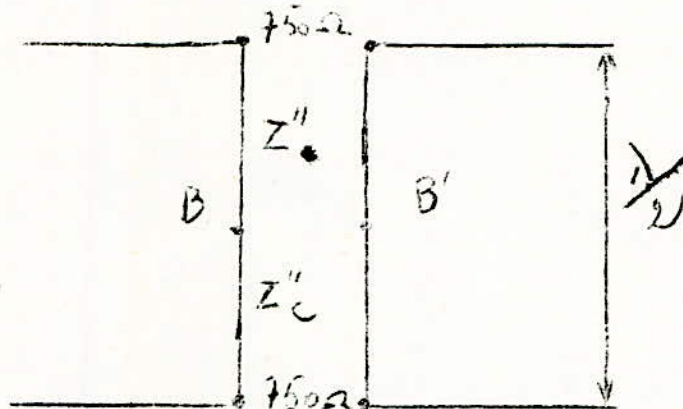
- Une ligne $\lambda/4$ présente la relation suivante entre son impédance d'entrée Z_e et son impédance de charge Z_r et son impédance caractéristique Z_c :

$$Z_c^2 = Z_e Z_r$$

- Une ligne de longueur $\lambda/2$ présente entre ses extrémités la relation $Z_e = Z_r$, obtenue par :

$$Z_e = Z_c \frac{Z_r + jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} d}{Z_c + jZ_r \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} d} \left\{ \text{si } d = \frac{\lambda}{2} \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} = 0 \right\}$$

- Si en BB' nous branchons un coaxial = 75Ω qui vient de l'entrée du préamplificateur : nous aurons :



L'impédance caractéristique des 2 tronçons de ligne $\lambda/4$ devient :

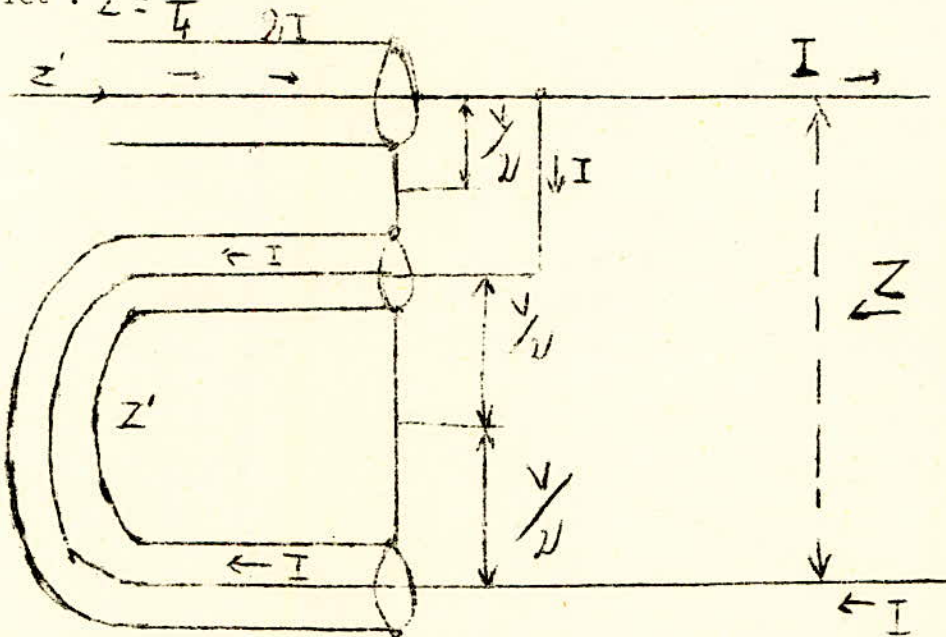
$$Z''_c = \sqrt{750 \times 75} \quad \boxed{Z''_c \approx 238 \Omega}$$

Si on fait une déviation en BB' avec un coaxial de longueur $\frac{\lambda}{2}$ nous aurons alors en BB', la résistance suivante :

$$Z_{BB'} = \frac{238}{4}$$

$$Z_{BB'} \approx 60 \Omega$$

En effet : $Z' = \frac{Z}{4}$



Le courant $2I$ arrivant du câble coaxial se divise par moitié entre le conducteur supérieur de la ligne bifilaire et l'entrée du tronçon coaxial replié sur lui-même : celui-ci ayant une longueur totale $\lambda/2$, le courant change de sens et se retrouve à la sortie, avec le sens convenant au conducteur inférieur de la ligne. La tension $V/2$ existante à la sortie de câble se retrouve avec la polarité convenable aux deux extrémités du tronçon replié, ce qui permet de réaliser une tension V entre les deux conducteurs de la ligne.

Il en résulte que l'impédance d'entrée du côté bifilaire, vaut $Z = \frac{V}{I}$, tandis que l'entrée du câble :

$$Z' = \frac{\frac{V}{2}}{2 I} = \frac{Z}{4}$$

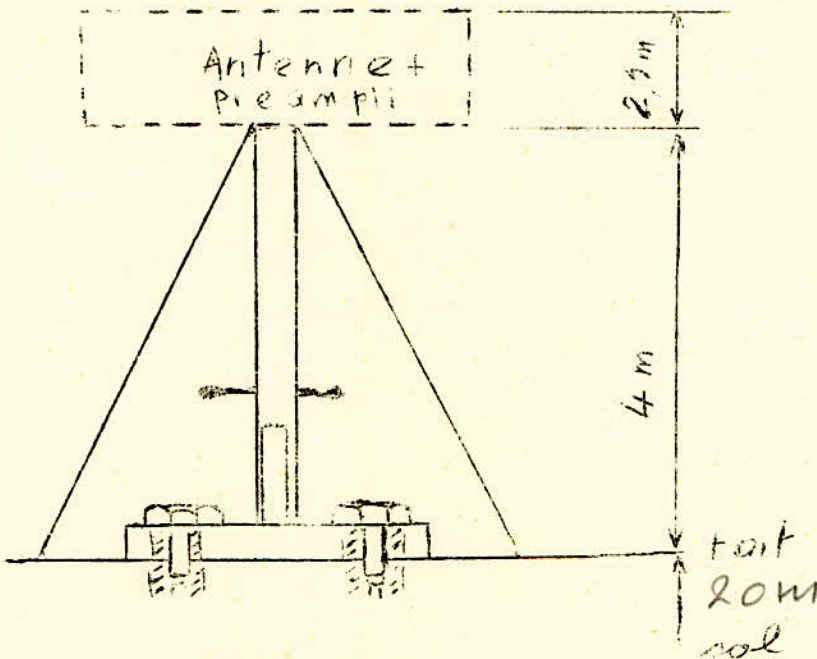
.../...

REMARQUES -

Un tel dispositif élimine les effets nocifs dus au manque de symétrie entre la coaxial et la ligne bifilaire.

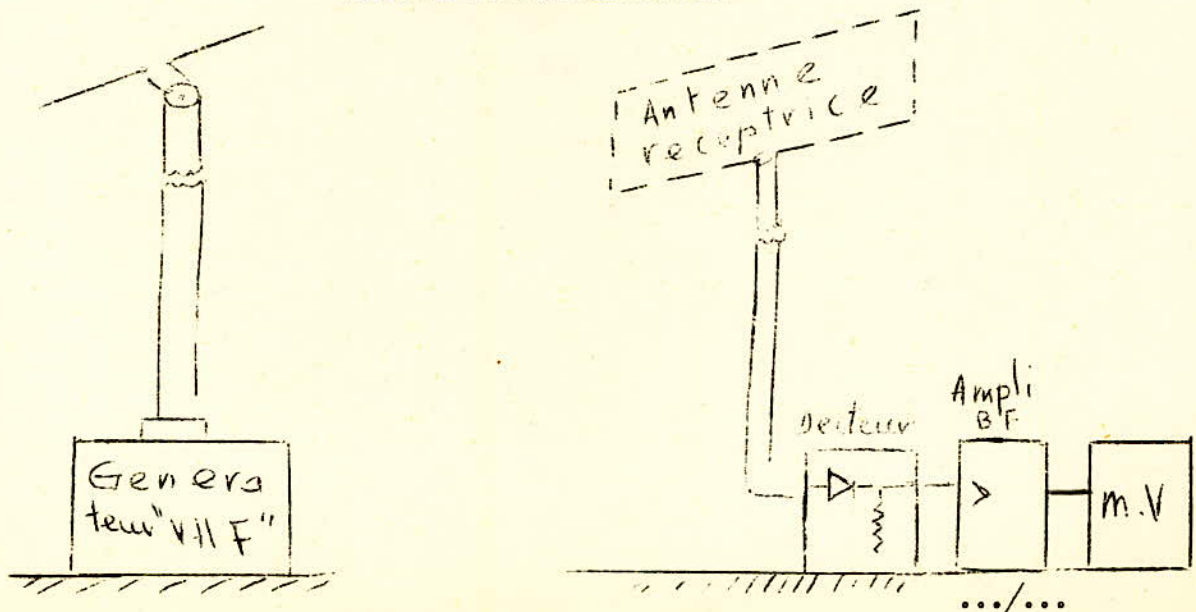
LE MAT -

Il doit être assez long car, au sol, ($\phi = 0$), le champ E est égal à 0 ; donc il est préférable que les éléments d'antenne soient le plus élevé possible par rapport au sol.

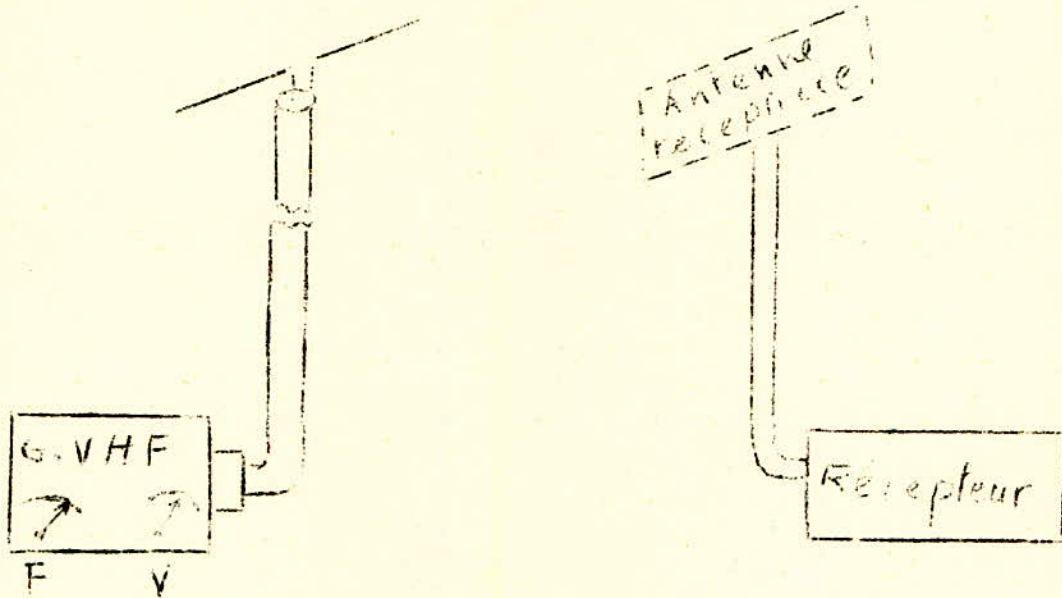


MESURES DES CARACTERISTIQUES

- Diagramme de rayonnement :



- Gain en fonction de la fréquence d'émission :



Puissance rayonnée :
$$=P = V^2 \frac{R}{(R_o + R)^2}$$

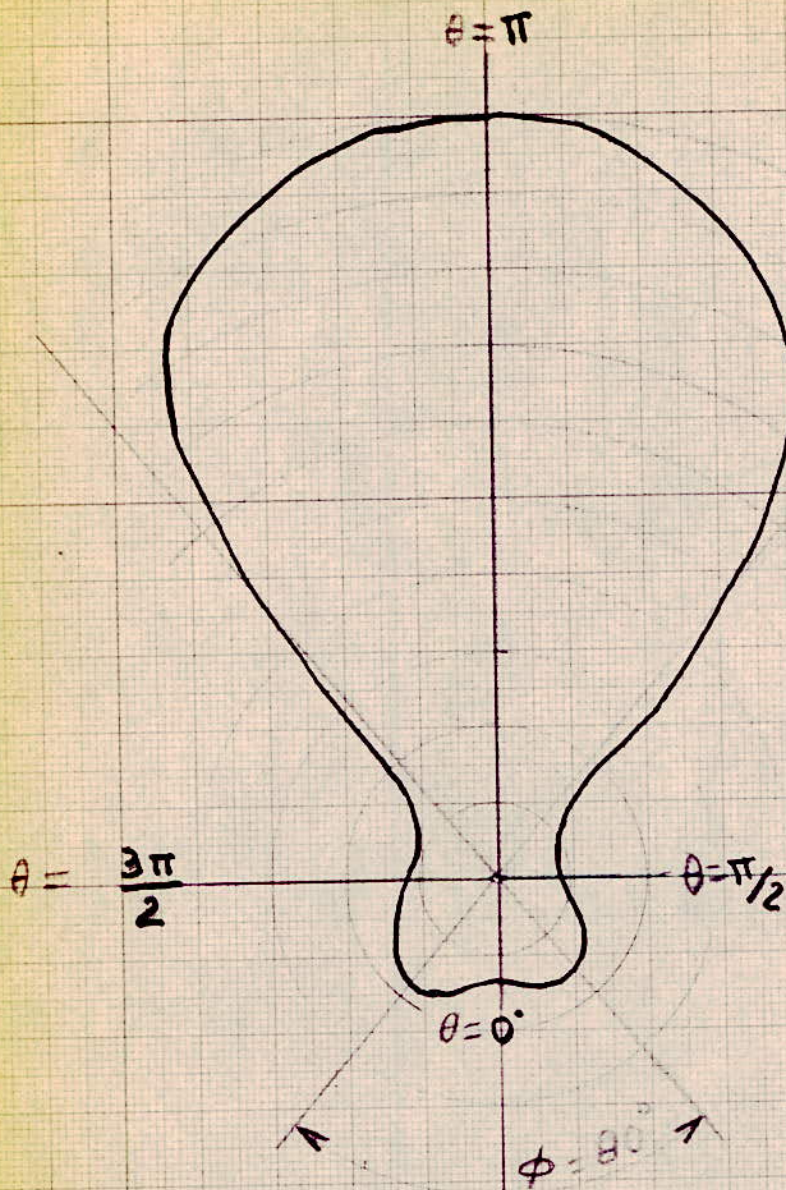
R_o = résistance du générateur.

R = résistance de l'antenne.

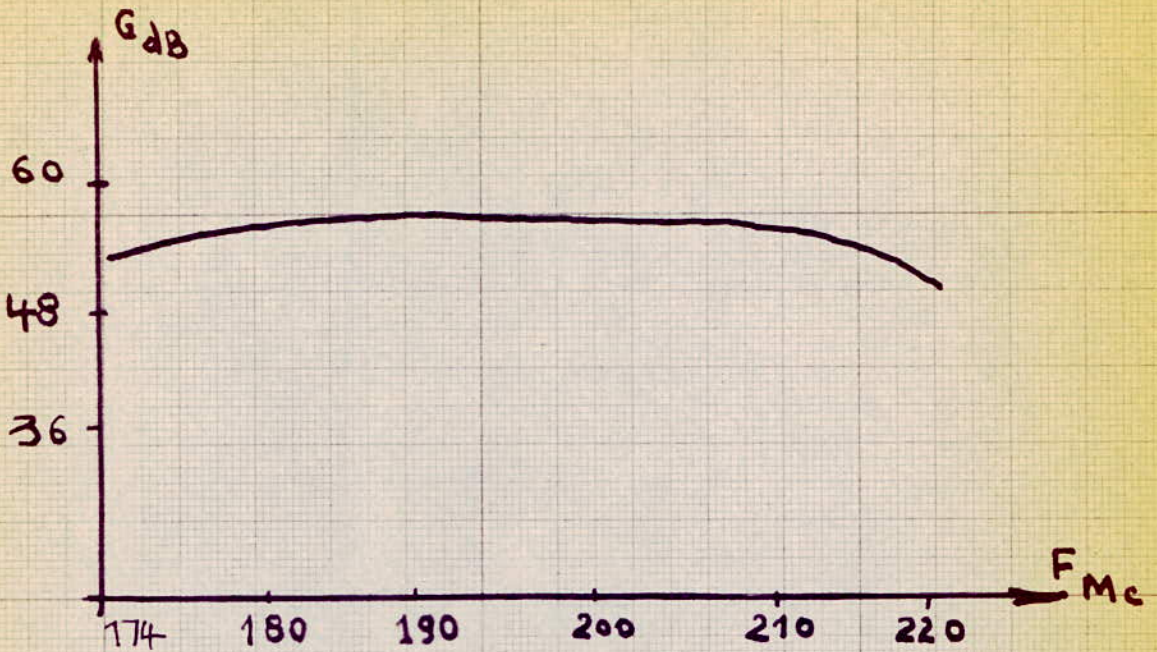
Le gain est alors :

$$G = \frac{P_{ref}}{P} = \frac{V_{ref}^2}{V^2} \cdot \frac{R_{ref}}{R} \left(\frac{R_o + R}{R_o + R_{ref}} \right)^2$$

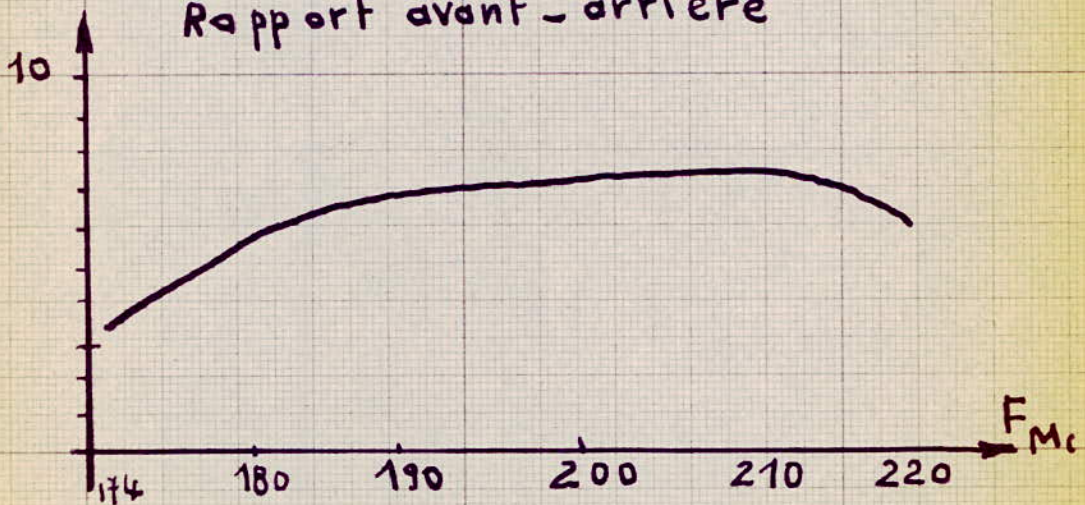
"Diagramme horizontal de rayonnement"



Gain de l'antenne



Rapport avant - arriere



CONCLUSION

Dans le diagramme de rayonnement horizontal, nous observons pour $\theta = 90^\circ$, un bruit de fond ou divers signaux provenant de différentes directions (emetteurs d'Alger).

D'autre part, les mesures ont été faites sur le toit du Laboratoire. Or ce toit est recouvert d'une couche métallique et joue le rôle de réflecteur.

Par ailleurs, certains bâtiments assez hauts de l'Ecole font réfléchir dans certaines directions l'énergie rayonnée. C'est pour cette raison que nous n'obtenons pas un diagramme qui coïncide très bien à la théorie.

La courbe représentant le gain montre que nous avons une bande passante à -3dB de 48 Mc environ.

Angle d'ouverture de l'antenne :

La largeur de faisceau ou l'ouverture est exprimée par un angle Φ pour lequel l'énergie émise est égale à la moitié de la valeur maximale.

$$\Phi = 80^\circ$$

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

I - GENERALITES -

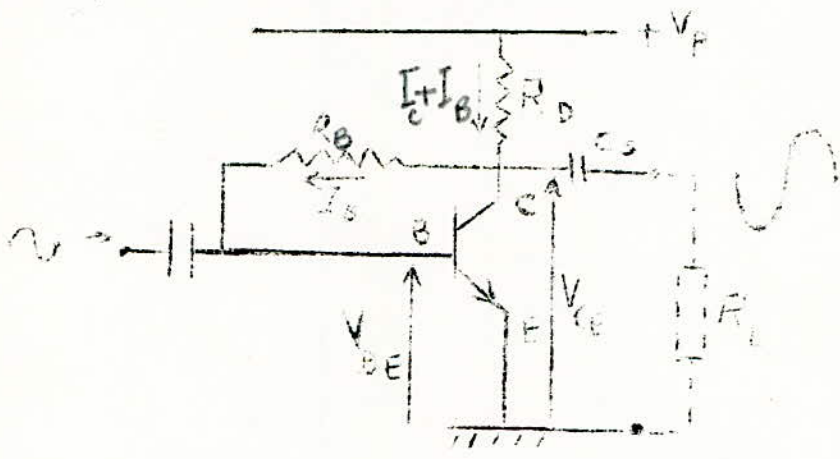
Lorsque nous voulons réaliser un préamplificateur d'antenne classique, nous rencontrons des difficultés de mise au point. C'est pourquoi, nous allons entreprendre la réalisation d'un préamplificateur à transistor où l'on n'utilisera pas de bobine.

II - POLARISATION -

2.1 Choix du montage :

Nous adopterons le montage en "Emetteur commun", car c'est celui qui présente le plus grand gain en puissance.

La stabilisation du point de fonctionnement sera réalisé par une contre réaction de tension parallèle.



"fig 1"

2.2 Processus de la stabilisation du courant de collecteur :

- Quand la température croît, le courant résiduel I_{CQ} augmente (I_{CQ} étant négatif), ceci entraîne une augmentation de " V_C " (V_C devient négative) et une diminution de I_B , ce qui empêche I_C de croître. Le point de fonctionnement se déplacera donc moins que dans le cas d'une polarisation constante.

.../...

En négligeant I_B devant I_C nous obtenons :

$$V_{ce} = V_p - R_D I_C$$

La résistance d'entrée du transistor étant négligeable devant

R_B :

$$I_B = \frac{V_{ce}}{R_B} = \frac{V_p - R_D I_C}{R_B} \quad (I)$$

Nous voyons qu'à un $\Delta I_C > 0$ correspond un $\Delta I_B < 0$ provoquant une diminution de I_B : l'accroissement ΔI_C est donc plus petit qu'avec une polarisation constante.

2.3. Facteur de stabilité :

La mesure de la stabilité de la polarisation du transistor se définit par le facteur

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{cBO}} = \frac{d I_C}{d I_{cBO}} \quad \text{où } I_{cBO} : \text{courant inverse du montage BC.}$$

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{cBO}$$

$$\Delta I_C = \beta \Delta I_B + (\beta + 1) \Delta I_{cBO} \quad (1')$$

$$I_B = \frac{V_{cB}}{R_B} = \frac{V_{ce} - V_{be}}{R_B} \approx \frac{V_{ce}}{R_B}$$

$$I_B = \frac{V_p - R_D (I_C + I_B)}{R_B}$$

$$(R_B + R_D) I_B = V_p - R_D I_C$$

$$(R_B + R_D) \Delta I_B = - R_D \Delta I_C \quad (2)'$$

$$(1)' \text{ et } (2)' \Rightarrow \Delta I_C = - \beta \frac{R_D}{R_B + R_D} \Delta I_C + (\beta + 1) \Delta I_{cBO}$$

d'où

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{cBO}} = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \frac{R_D}{R_B + R_D}} \quad (II)$$

...../.....

2.4 Dérive du transistor :

Si l'amplificateur est réglé de façon telle qu'à une tension d'entrée nulle corresponde une tension de sortie également nulle, on constate que cet équilibre est détruit au bout d'un certain temps ; donc la dérive est la variation que subit le signal d'entrée pour rétablir le zéro.

La dérive d'un transistor a des causes multiples :

- variation d'origine externe (tension d'alimentation, température ambiante, vieillissement),
- variation d'origine interne due à : r_e , r_b , et β
- bruit.

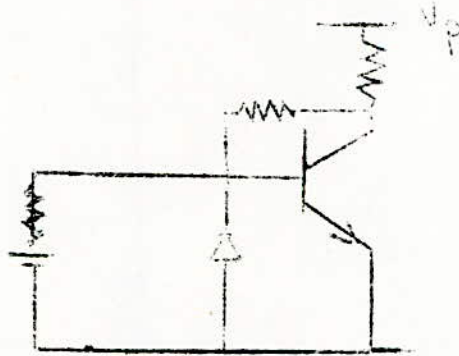
En tenant compte de toutes ces variations, nous pouvons exprimer la dérive d'un étage sous forme d'un signal parasite (ou signal de bruit) qui se superpose au signal utile d'entrée. Il n'est pas possible de séparer les deux signaux.

REMARQUE -

Si la source d'alimentation utilisée est stable, nous considérerons seule la dérive provoquée par les variations de la température ambiante. Les trois paramètres fondamentaux qui varient avec la température sont β , I_{co} et V_{be} .

Remède à la dérive :

Nous réduisons la dérive thermique d'un étage en insérant dans le circuit une thermistance (ou diode) dont la résistance varie avec la température qui a pour effet de s'opposer à la variation du courant collecteur.



Un accroissement de la température provoque une diminution de la résistance de la diode qui est polarisée dans le sens bloquant, il en résulte une diminution du courant base qui s'oppose ainsi à l'augmentation du courant collecteur.

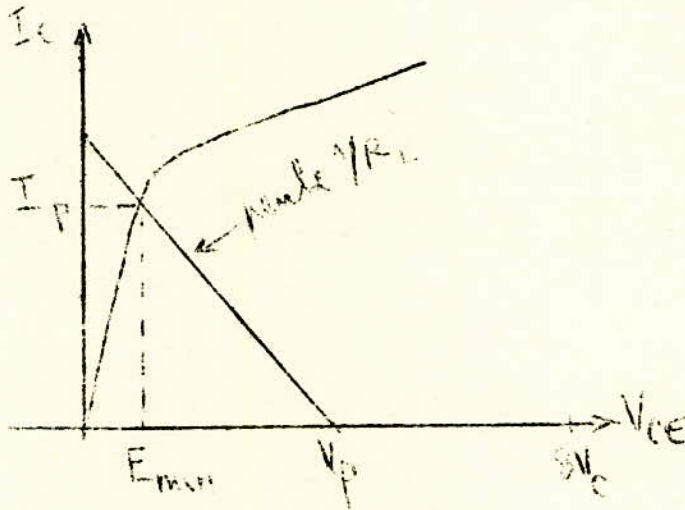
III - PUISSANCE DE SORTIE -

Les paramètres les plus importants qui limitent la puissance de sortie sont :

- la tension de claquage,
- la variation du gain en puissance avec la polarisation,
- la dissipation de puissance maximale à la jonction collecteur.

3.1 Tension de claquage :

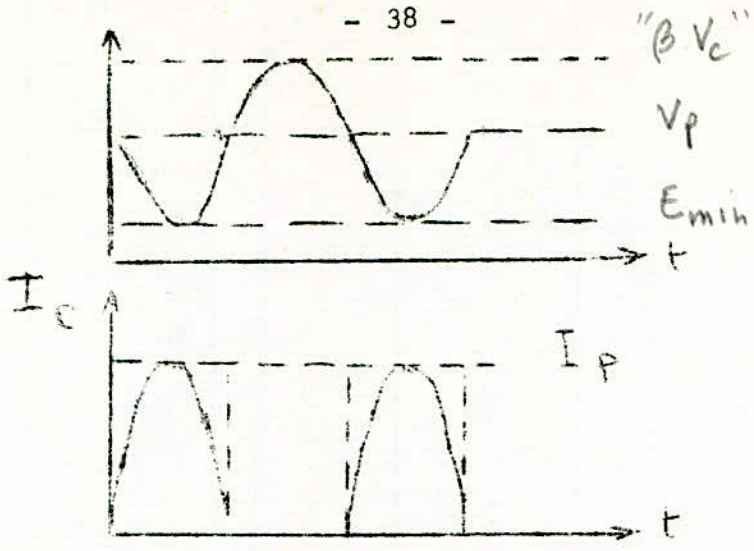
Nous adoptons le fonctionnement en "classe B" parcequ'il possède un grand rendement.



La tension collecteur pour un fonctionnement en classe B, auro: :

- un mini : E_{min} ,
- un maxi : $2V_p - E_{min}$.

Forme de courant et de tension de collecteur en classe B
idéale



La tension de claquage limite la tension de pointe E_p , parce qu'il est nécessaire de rester dans la région de fonctionnement normal du transistor.

$$E_p = V_p - E_{min} \leq \frac{"BV_c" - E_{min}}{2} \quad (1)''$$

"BV_c" : tension de claquage de collecteur.

La puissance de sortie peut s'écrire :

$$P_o = \frac{E_p^2}{2 R_L} \quad (2)''$$

Ainsi pour une valeur donnée de R_L et E_{min} fixée, (1)'' et (2)'' donnent :

$$P_{o(max)} = \frac{\left\{ "BV_c" - E_{min} \right\}^2}{8 R_L} \quad (III)$$

3.2 Relation entre le gain en puissance et la polarisation :

$$I_p = f(E_{min})$$

$$P_o = \frac{E_p I_p}{2} = \frac{"BV_c" - E_{min}}{4} \cdot f(E_{min})$$

Conditions de puissance de sortie maximale :

$$\frac{dP_o}{dE(\min)} = \frac{1}{4} \left[\left("BV_c" - E_{(\min)} \right) f' \left(E_{\min} - f \left(E_{\min} \right) \right) \right] = 0$$

$$E_{\min} = "BV_c" - \frac{f \left(E_{\min} \right)}{f' \left(E_{\min} \right)} \quad (1)'''$$

Cette valeur de E_{\min} est optimale si la dissipation collecteur n'est pas dépassée.

3.3 Dissipation :

La valeur E_{\min} donnée par (1)''' peut donner une dissipation excédent le taux normal pour le transistor. Dans ce cas, E_{\min} est choisie en écrivant :

$$P_D = f \left(E_{\min} \right)$$
$$P_D \leq P_D \left(\max \right)$$

$P_{D(\max)}$: dissipation maximale pour le transistor et son circuit de stabilisation.

$$P_D = \frac{T_{j \max} - T_A}{R_{th}}$$

- où :
- $T_{j \max}$ = température maxi de la jonction en °C
 - T_A = température de la jonction en °C
 - R_{th} = résistance thermique du transistor, en °C/W.

3.4 Charge Optimale :

$$R_L = \frac{E_p}{I_p} = \frac{"BV_c" - E_{\min}}{2 f \left(E_{\min} \right)}$$

La valeur optimale de R_L est obtenue en prenant la plus faible valeur de E_{\min} .

.../...

IV - CALCUL DE L'ETAGE DE LA "fig1" -

4.1 Calcul de R_B et R_D

- Droite de charge statique :

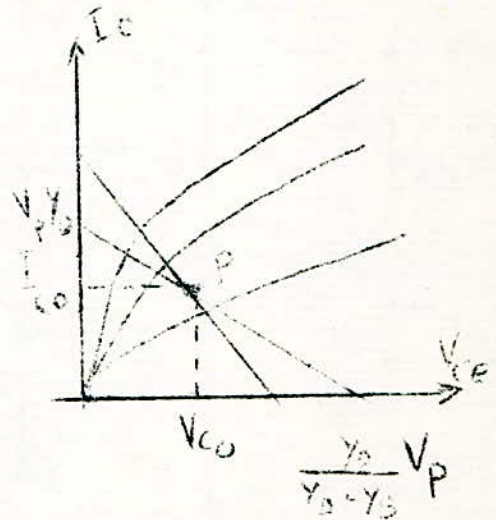
$$(I_C + I_B)R_D = V_P - V_{ce}$$

$$V_{ce} = R_B I_B ; (V_{Be} \ll V_{ce})$$

$$I_C = Y_D V_P - V_{ce} (Y_D + Y_B)$$

- Droite de charge dynamique :

$$I_C = (Y_D + Y_B + Y_L)V_{ce}$$



droite.

Le point de fonctionnement doit se trouver au milieu de cette

point P :

- En éliminant I_C entre ces deux équations, nous obtenons

$$(Y_D + Y_B + Y_L)V_{co} = Y_D V_P - V_{co} (Y_D + Y_B)$$

$$Y_D = \frac{(2 Y_B + Y_L)V_{co}}{V_P - 2 V_{co}}$$

$$R_D = R_L \frac{V_P - 2 V_{co}}{\left(1 + 2 \frac{R_L}{R_B} \right) V_{co}} \quad (4)$$

- Valeur de R_B : en première approximation nous avons :

$$\beta I_{bo} = I_{co}$$

$$V_{co} = R_B \cdot I_{bo}$$

$$R_B = \frac{\beta V_{co}}{I_{co}} \quad (5)$$

4.2 Calcul du gain :

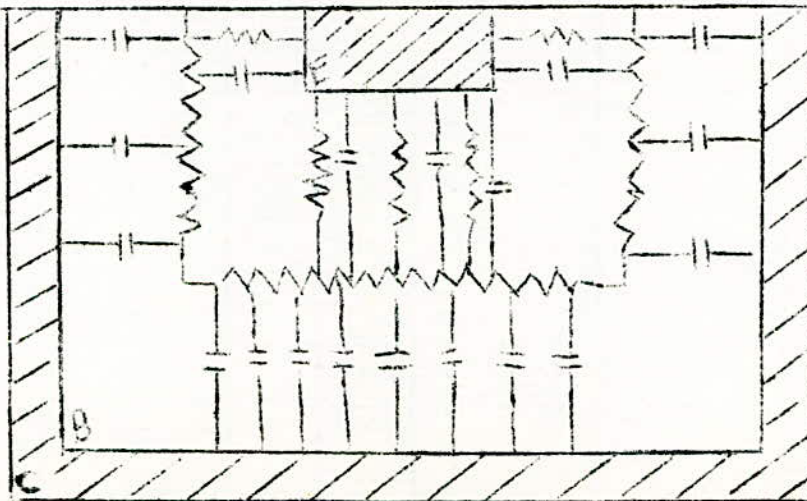
Dans un étage en transistor, c'est le gain en courant qu'il faut considérer. La résistance d'entrée n'étant pas infinie, la source d'entrée fournira un certain courant d'où une certaine puissance.

Recherche d'un schéma équivalent du transistor en V.H.F. -

Le schéma établi pour la HF (20, 40 MHz) n'est plus valable en VHF. Nous devons tenir compte d'un certain nombre de facteurs qui ont été négligés en HF :

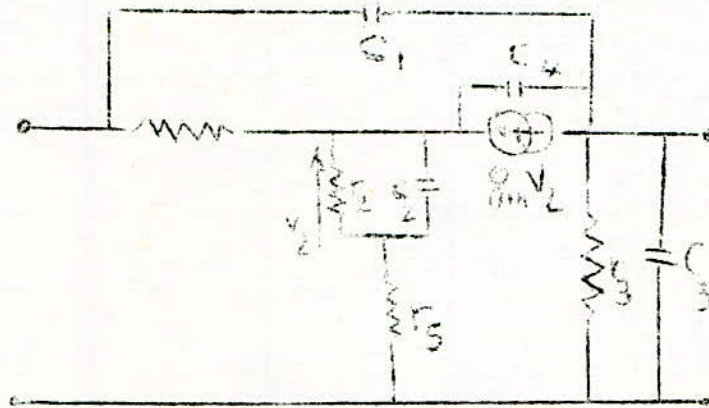
- inductance parasites des fils de connexions,
- capacités parasites extérieures,
- résistances des zones d'émetteur et de collecteur,
- les zones de transistor ne peuvent plus être représentés par la mise en parallèle d'une résistance et d'une capacité.

Configuration électrique d'un transistor au silicium "2N918" de type NPN à structure épitaxiale (donnée par Ph Ansiaux) -



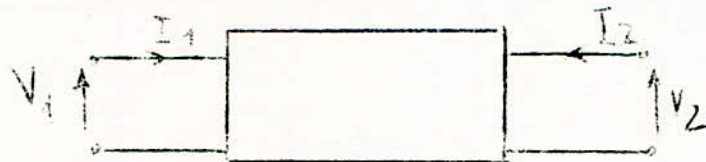
La ligne entre base et émetteur, la résistance de base et la liaison base-collecteur sont toutes distribuées, le long de la base. La présence physique de ces éléments à constante répartie ne permet pas, à priori de faire correspondre en fonctionnement réel du transistor un schéma équivalent dont le comportement n'est régi que par une seule constante de temps

Schéma adopté pour le "2N 918" valable jusqu'à 1 000 MHz -



REMARQUE - Malheureusement la mesure de tous les éléments de tels circuits conduit à des difficultés considérables. Alors, pour résoudre ce problème, nous considérerons le transistor comme un quadripôle "actif" et nous mesurerons les paramètres.

Transistor considéré comme un quadripôle électrique -



L'analyse des circuits précédents peut être simplifiée considérablement dans le cas de fonctionnement en signaux "faible amplitude" où les relations entre les petites variations des tensions et des courants sont linéaires :

$$V_1 = f(I_1, I_2)$$

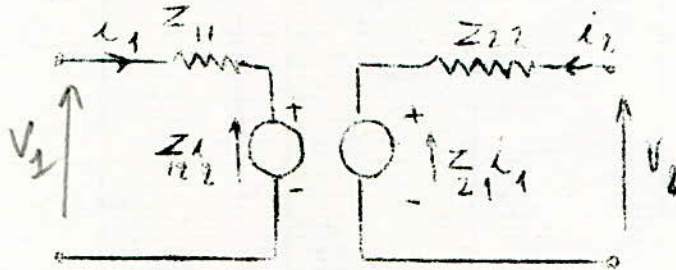
$$V_2 = f_2(I_1, I_2)$$

.../...

- Paramètres impédance :

$$\begin{cases} v_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2 \\ v_2 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2 \end{cases}$$

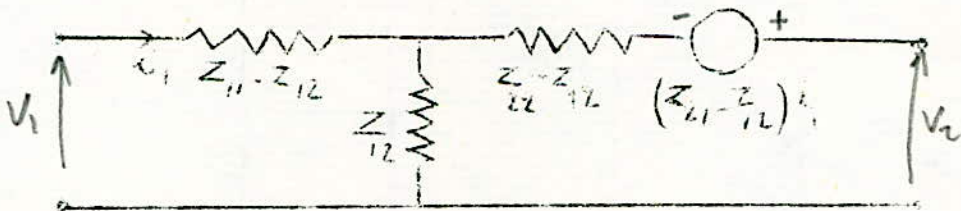
v_1, v_2, i_1, i_2 : variations des grandeurs continues V_1, V_2, I_1, I_2



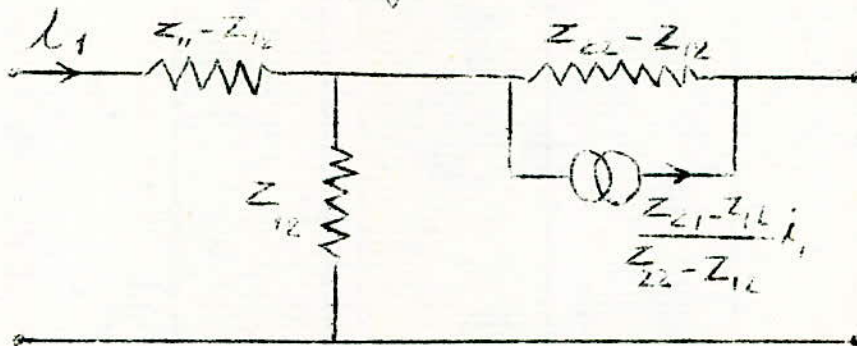
"fig 10"

Pour n'avoir qu'une seule source de tension dans le circuit, nous écrivons :

$$\begin{cases} v_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2 \\ v_2 = Z_{12} i_1 + Z_{22} i_2 + (Z_{21} - Z_{12}) i_1 \end{cases}$$



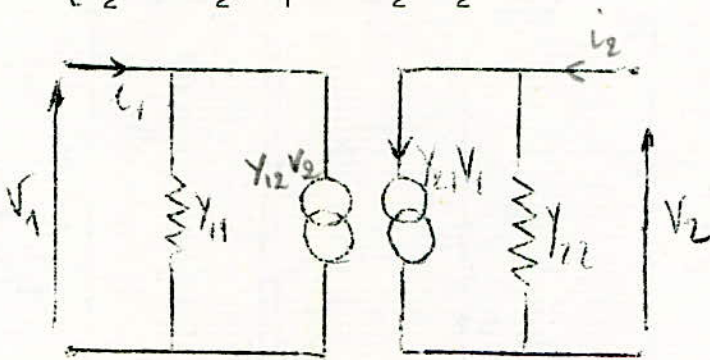
"fig 11"



.../...

- Paramètre admittance

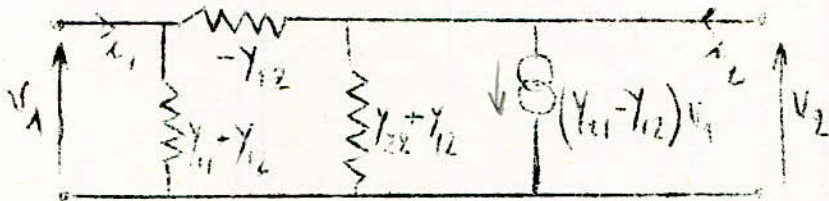
$$\begin{cases} i_1 = Y_{11} v_1 + Y_{12} v_2 \\ i_2 = Y_{21} v_1 + Y_{22} v_2 \end{cases}$$



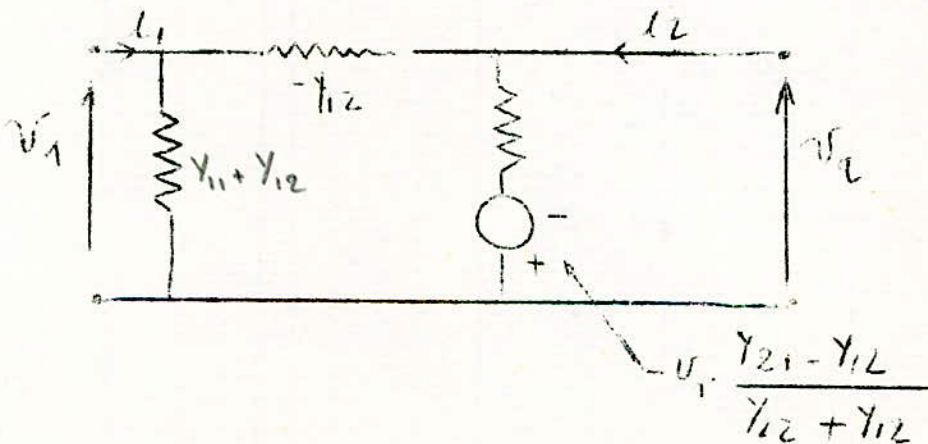
"fig 12"

Pour n'avoir qu'une seule source, nous écrivons :

$$\begin{cases} i_1 = (Y_{11} + Y_{12})v_1 + (-Y_{22})(v_1 - v_2) \\ i_2 = -Y_{12}(v_2 - v_1) + (Y_{12} + Y_{22})v_2 + (Y_{21} - Y_{12})v_1 \end{cases}$$



ou



.../...

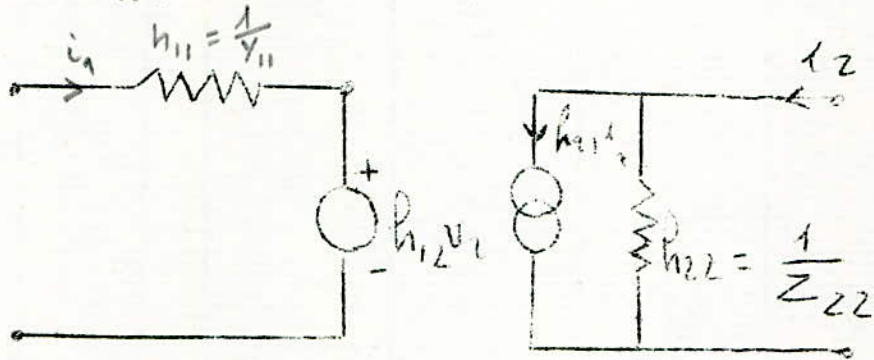
-Paramètre hybride :

$$\begin{cases} v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{cases}$$

$h_{22} : \frac{1}{Z_{22}}$

$h_{12} : \text{amplification de tension}$

$h_{21} : \text{amplification de courant}$



"fig 13"

- Circuit équivalent du montage en emetteur commun -

Nous partons du circuit de la figure 11 avec d'autres symboles

$$r_e = Z_{12}$$

$$r_b = Z_{11} - Z_{12}$$

$$r_c = Z_{22} - Z_{12}$$

$$\alpha = \frac{Z_{21} - Z_{12}}{Z_{12} - Z_{12}} \quad ; \quad \alpha = - \left(\frac{i_c}{i_e} \right)_{v_c=0}$$

• Relation entre les paramètres Z et h :

$Z_{11} = h_{11} - \frac{h_{21}}{h_{22}} h_{12}$	$Z_{21} = - \frac{h_{21}}{h_{22}}$
$Z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}}$	$Z_{22} = \frac{1}{h_{22}}$

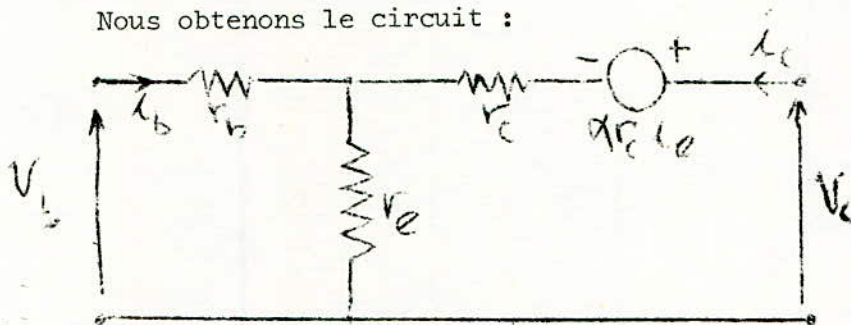
(6)

(7)

$$r_e = \frac{h_{12}}{h_{22}} \qquad r_e = \frac{1 - h_{12}^2}{h_{22}}$$

$$r_b = h_{11} - (1 + h_{21}) \frac{h_{12}}{h_{22}} \qquad \alpha = - \frac{h_{21} + h_{12}}{1 - h_{12}}$$

Nous obtenons le circuit :



"fig 14"

.Valeur des gains en courant, tension, puissance et des impédances d'entrée et de sortie. Ces valeurs sont indispensables afin de pouvoir adapter le transistor à une source de tension d'alimentation de résistance R_g et à une charge R_L .

La détermination de ces différentes grandeurs est rendue possible au moyen du circuit de la "figure 10."

où :

$$Z_{11} = r_b + Z_{12} = r_b + r_e$$

$$Z_{12} = r_e$$

$$Z_{21} = \alpha (Z_{22} - Z_{12}) + Z_{12} = \alpha r_e + r_e$$

$$Z_{22} = r_e + Z_{12} = r_e + r_e$$

Pour les calculs, il est nécessaire d'exprimer la valeur de la source de tension se trouvant dans la branche du collecteur de la "figure 14" en fonction de i_b .

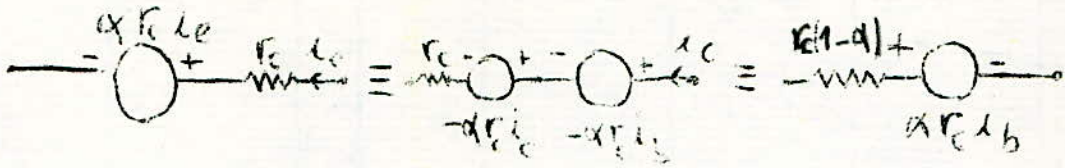
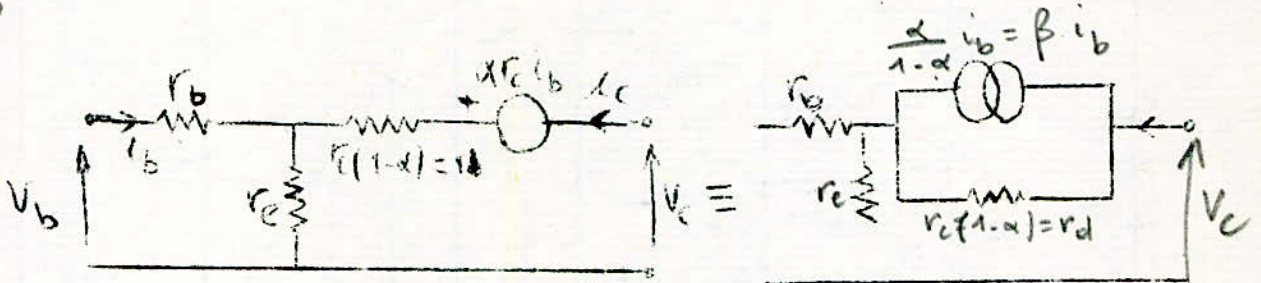


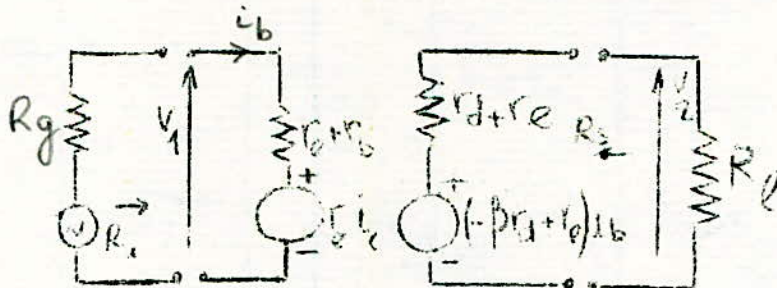
fig 15"



$$r_d = r_c (1 - \alpha)$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

On en déduit alors le circuit de calcul :



$$R_i = \frac{v_1}{i_b} = r_b + r_e + \frac{r_e i_c}{i_b}$$

$$\text{or } i_c = - \frac{(-\beta r_d + r_e) i_b}{R_L + r_e + r_d}$$

$$R_i = r_b + r_e + r_e \frac{(\beta r_d - r_e)}{(R_L + r_e + r_d)}$$

$$R_i = r_b + r_e \left[1 + \frac{\beta r_d - r_e}{r_d + r_e + R_L} \right] \quad (8)$$

Résistance de sortie :

$$R_s = \frac{v_2}{i_c} = r_d + r_e + \frac{(-\beta r_d + r_e) i_b}{i_c}$$

$$\text{or } i_b = - \frac{r_e i_c}{R_g + r_b + r_e}$$

$$R_s = r_d + r_e + (-\beta r_d + r_e) \frac{(-r_e)}{(R_g + r_b + r_e)}$$

$$R_s = r_d + r_e \left[1 + \frac{\beta r_d - r_e}{R_g + r_b + r_e} \right] \quad (9)$$

Gain A_i -

$$i_c = \frac{- (\beta r_d + r_e) i_b}{R_L + r_e + r_d}$$

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\beta r_d - r_e}{R_L + r_d + r_e} \quad (10)$$

Gain Av -

$$A_v = \frac{v_c}{v_b} = \frac{v_2}{v_1} = - \frac{R_L i_c}{R_i i_b} = - A_i \frac{R_L}{R_i}$$

$$A_v = - A_i \frac{R_L}{R_i} \quad (11)$$

Gain Ap :

$$A_p = A_1 \cdot A_v$$

Approximation :

$$R_i \approx r_b + r_e \left[1 + \frac{\beta r_d}{r_d + R_L} \right]$$

Si la charge est petite :

$$R_i \approx r_b + r_e (1 + \beta)$$

$$R_s \approx r_d + \frac{\beta r_e r_d}{R_g + r_b + r_e}$$

Caractéristique du montage E.C.

A_i : élevé

A_v : négatif

$R_{iec} > R_{ibc}$

$R_{sec} < R_{sbc}$

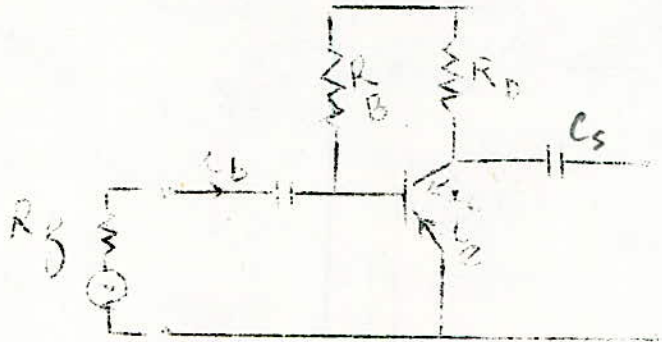
REMARQUE -

En HF et VHF, les paramètres r_e , r_b , r_c sont complexes. Ces valeurs ne peuvent être déterminés que par l'intermédiaire des paramètres Z ou des paramètres hybrides h.

.../...

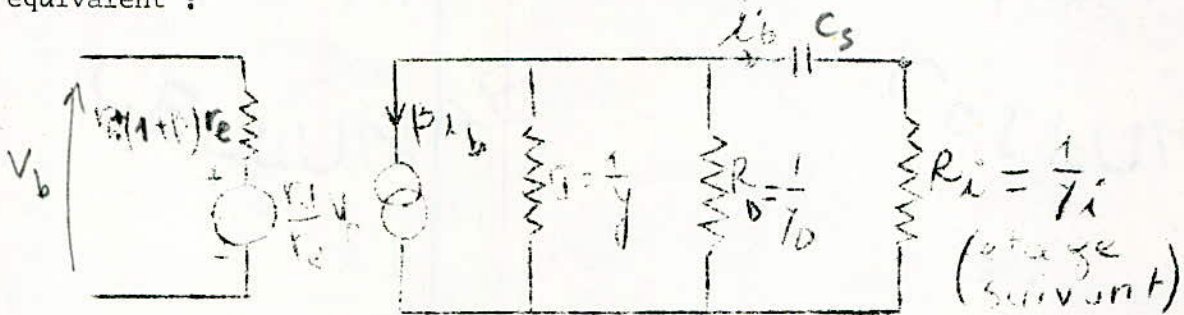
Calcul du gain en courant du montage stabilisé de la fig 1

1) Pour cela nous allons d'abord calculer le gain dans le cas d'un étage sans stabilisation.



"fig 16"

Le gain en courant peut être déterminé à l'aide du circuit équivalent :



"fig 17"

Ce circuit qui est équivalent à celui de la "figure 13" a été déduit de la "figure 15b".

La résistance R_B peut être négligée car elle ne dérive qu'un faible courant alternatif, en négligeant l'influence de C_S nous avons :

$$|A_i| = \frac{i'_b}{i_b} = \frac{y_i \cdot V_c}{y + y_D + y_i} \cdot V_c \quad ; \quad (i_b = (y + y_D + y_i) \cdot V_c)$$

$$|A_i| = \frac{\beta \cdot y_i}{y_i + y_D + y} \quad (\text{valable seulement dans la bande centrale de fréquence})$$

.../...

Valeur de R_i : $R_i = r_b + (1 + \beta)r_e + \frac{r_e}{r_d} \frac{V_c}{i_b}$

$R_i = r_b + (1 + \beta)r_e - \frac{\beta \cdot r_e / r_d}{y + Y_D + Y_i} \approx r_d + (1 + \beta)r_e - \frac{\beta r_e}{r_d Y_i}$

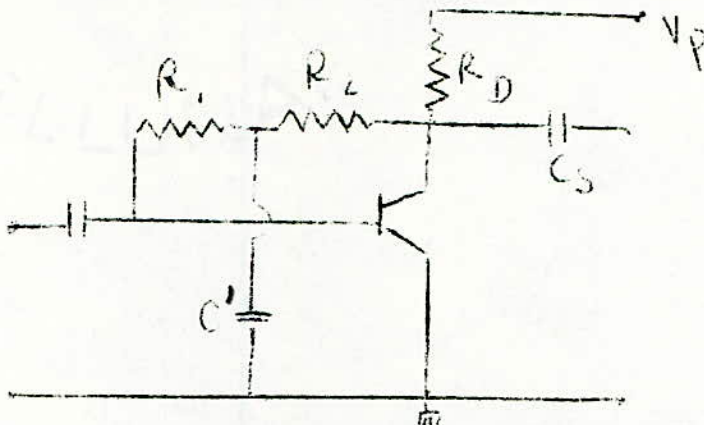
Pour un préamplificateur : $R_i \approx r_b + (1 + \beta)r_e$

Valeur de R_s :

$R_s = \frac{V_c}{i_c} \cdot \frac{V_c = V_c (Y_D + y) + \beta i_b}{\frac{r_e}{r_d} [r_b + (1 + \beta)r_e + R_i]}$

$\Rightarrow Y_S = \frac{1}{R_S} = (Y_D + y) - \frac{r_e}{r_d [r_d + (1 + \beta)r_e + R_i]} \approx Y_D + y$

2) Cas où nous appliquons une contre réaction de courant continu :



En général : $R_1 = R_2$
 $C' =$ assez grande.

Une telle contre réaction forme une charge supplémentaire dans les circuits d'entrée et de sortie. Donc, il y a une diminution des résistances d'entrée et de sortie ainsi que du gain.

$$A_i = \frac{Y'_i}{Y'_i + Y_D + y + Y_2} \quad (\text{Dans la bande centrale})$$

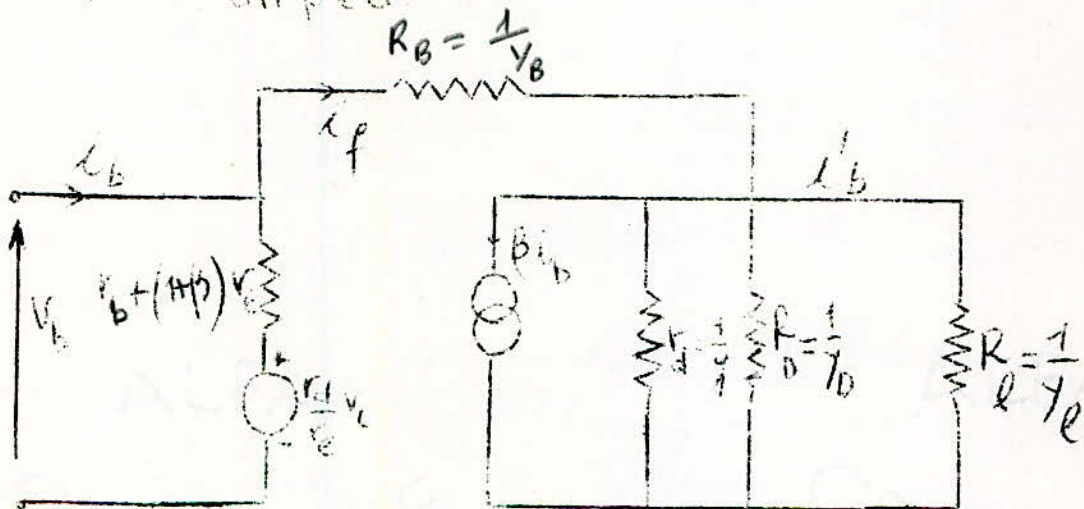
$$Y'_i = Y_i + Y_1$$

$$Y'_S = (Y_D + Y_2 + y) - \beta \cdot \frac{r_e}{r_d} \frac{Y_{11} (Y_G + Y_1)}{(Y_G + Y_1 + Y_{11})}$$

(donné par PIETERMAAT)

3) Cas où nous supprimons C'

Nous simplifions le circuit, mais le gain diminue un peu.



Considérant le potentiel de base \ll potentiel collecteur :

$$A_i \frac{i'_b}{i_b + i_f} = \frac{\beta i_b \frac{Y_e}{y + Y_D + Y_e + Y_B}}{i_b + \beta i_b \frac{Y_B}{y + Y_D + Y_B + Y_e}}$$

.../...

$$A_i = \frac{\beta \cdot Y_e}{y + Y_D + Y_e + (1 + \beta) Y_B}$$

Par rapport au cas précédent, la résistance d'entrée a diminuée :

$$Y'_i = Y_i \frac{i_b + i_f}{i_b} = Y_i \left(1 + \frac{i_f}{i_b} \right) = Y_i \left(1 + \frac{\beta \cdot Y_B}{y + Y_D + Y_B + Y_1} \right)$$

L'admittance de sortie a augmentée, son calcul est très compliqué, néanmoins PIERTERMAAT a donné :

$$Y'_S = Y_S + Y_B \left(1 + \beta \frac{Y''}{Y'' + Y_G + Y_B} \right)$$

REMARQUE IMPORTANTE -

Dans un amplificateur à 3 étages par exemple, dans le calcul de A_i du 1er étage et du second étage, nous prendrons à la place de Y_e l'admittance de l'étage suivant soit : $Y_i = \frac{1}{R_i}$. La valeur de R_i s'obtient

facilement à l'aide des caractéristiques ($I_b, -V_{be}$).

D'autre part, nous avons :

$$y = \frac{1}{r_d} = \frac{1}{r_c (1 - \alpha)} \quad (12)$$

Donc il suffit de connaître r_c et α en VHF pour obtenir A_i

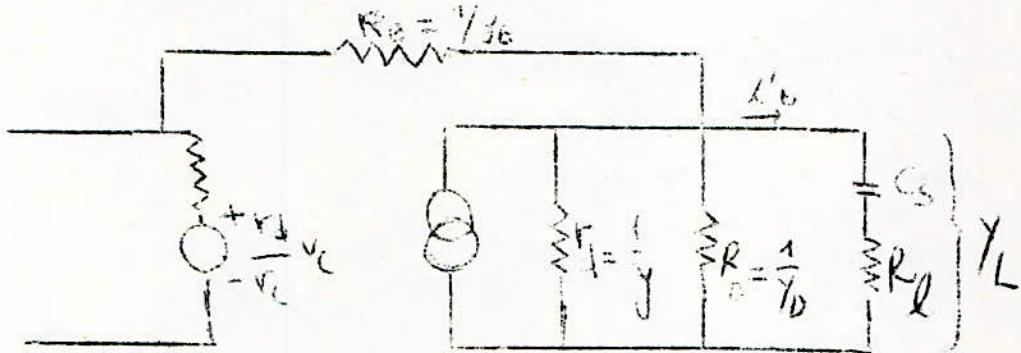
$$\begin{aligned} r_c &= \frac{1 - h_{22}}{h_{22}} \\ \alpha &= - \frac{h_{21} + h_{12}}{1 - h_{12}} \end{aligned} \quad (13)$$

Il suffit de mesurer h_{22} , h_{12} , h_{21} en VHF.../...

Calcul de la capacité de liaison CS :

Supposons que la plus basse fréquence qui doit passer dans l'amplificateur soit f_1 (pour la bande III TV, $f_1 = 174 \text{ M}_C$) et que nous admettons à cette fréquence une diminution du gain en courant de 3dB par rapport à sa valeur pour une fréquence moyenne ($f_m = 180 \text{ M}_C$).

Le schéma suivant nous donne :



$$A_i = \beta \frac{Y_L}{y + Y_D + Y_L + (1 + \beta) Y_B}$$

$$|A_i| = \frac{A_{max}}{\sqrt{2}} = \left| \beta \frac{Y_L}{y + Y_D + Y_L + (1 + \beta) Y_B} \right| =$$

$$\left| \beta \cdot \frac{\frac{y_1 \cdot j\omega C_S}{y_1 + j\omega C_S}}{y + Y_D + (1 + \beta) Y_B + \frac{y_1 \cdot j\omega C_S}{y_1 + j\omega C_S}} \right|$$

$$|A_i| = \beta \left| \frac{y_1}{y + Y_D + (1 + \beta) Y_B + y_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{y Y_1 + y_1 Y_D + (1 + \beta) Y_B \cdot y_1}{(y + Y_D + (1 + \beta) Y_B + y_1) j\omega C_S}} \right| = \frac{A_m}{\sqrt{2}}$$

.../...

$$\Rightarrow \frac{yY_1 + y_1 Y_D + (1 + \beta) Y_B \cdot y_1}{y + Y_D + (1 + \beta) Y_B + y_1} \omega_1 C_s = 1$$

d'où :

$$C_s = \frac{yY_1 + Y_1 Y_D + (1 + \beta) Y_B Y_1}{(y + Y_D + (1 + \beta) Y_B + y_1) 2\pi f_1} \quad (14)$$

ETUDE DU BRUIT -

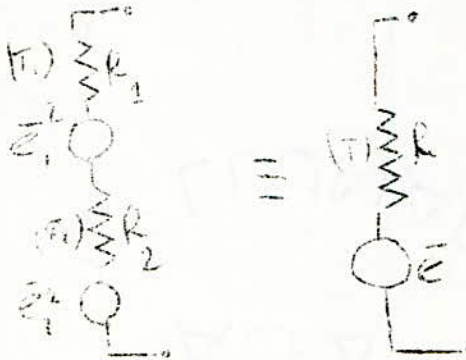
La qualité de réception n'est pas déterminée par le niveau absolu des signaux reçus, aussi faibles soient-ils, nous arrivons toujours à les amplifier pour les utiliser, mais plus nous poussons l'amplification, plus certains signaux parasites produits par l'étage d'entrée apparaissent. Donc la qualité de réception dépend du rapport "signal/bruit" que nous pouvons obtenir.

Qualité de l'image en fonction du rapport signal/bruit :

Signal/bruit	Qualité de l'image
40 dB	Excellente
37 dB	Très bonne
34 dB	Bonne
30 dB	Assez bonne
26 dB	Tout juste suffisant
10 dB	Insuffisant

Bruit de fond dans le préamplificateur :

- Résistance série

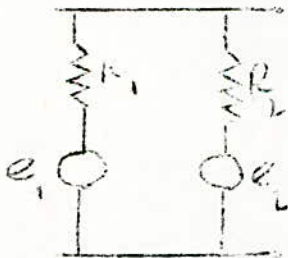


$$\bar{e}^2 = \bar{e}_1^2 + \bar{e}_2^2 = 4 K T_1 R_1 \Delta f + 4 K T_2 R_2 \Delta f$$

si $T_1 = T_2 = T$ et si $\Delta f_1 = \Delta f_2$:

$$\boxed{\bar{e}^2 = 4 K T (R_1 + R_2) \Delta f}$$

- Résistance en parallèle :



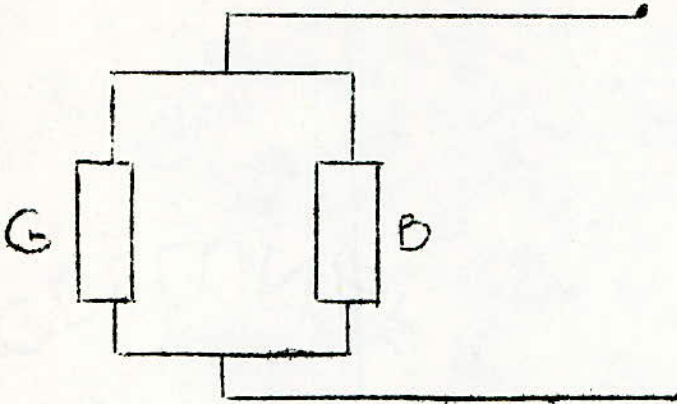
$$i = i_1 + i_2 \quad ; \quad R = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$\bar{i}^2 = \bar{i}_1^2 + \bar{i}_2^2 = 4 K T \frac{R_2}{R_1} f / R_1^2 = 4 K T \frac{R_2}{R_1} f / R_1^2$$

$$\bar{e}^2 = 4 K T R f \quad \text{où :} \quad T = \frac{T_1 R_2 + T_2 R_1}{R_1 + R_2}$$

.../...

- Réseau passif :



$$Z = R + jY$$

$$e^2 = 4 K T R f \quad \text{avec } R = G / (G^2 + B^2)$$

$$i^2 = 4 K T G f \quad \text{avec } G = R / (R^2 + Y^2)$$

- Effet grenaille :

Il se manifeste sous la forme de deux bruits principaux :

a) - Bruit dû au courant d'émetteur :

Le déplacement d'électrons provoque un effet grenaille que l'on représente par un générateur de courant branché en parallèle avec la résistance d'émetteur (r). La valeur quadratique moyenne de ce courant est donnée par la formule de SCHOTTKY, soit :

$$i_{n1}^2 = 2 q I_E \Delta f ; \quad (q = e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{C})$$

.../...

b) - Bruit dû au courant continu collecteur :

Comme le courant d'émetteur, le courant collecteur provoque lui aussi un bruit de grenaille que l'on représente par un générateur de courant placé en parallèle sur la résistance du collecteur (r_c) :

$$i_{nc}^2 = 2 q I_c \left(1 - \frac{\alpha^2}{\alpha_0}\right) \Delta f$$

α_0 = coefficient d'amplification en courant à la fréquence zéro

α = Module du coefficient d'amplification en courant.

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j f/f\alpha}$$

Facteur de bruit de l'amplificateur -

Il est défini par :

$$F = \frac{\text{Puissance de bruit à la charge}}{\text{Puissance de sortie si l'ampli est parfait}} = \frac{P_s}{G.P_e}$$

.../...

- R E A L I S A T I O N -

I - Choix du transistor -

Le transistor "2 N 918" au silicium Planer épitaxial de type N P N convient parfaitement car il possède un facteur de bruit de 6 dB et a pour fréquence de coupure 600 MHz. à 100 MHz

Caractéristiques du transistor "2 N 918" :

Valeurs à ne pas dépasser (limites absolues)

- Caractéristiques statiques

V_{cEO} : tension de claquage (pour $I_E = 0$)	30 V
V_{cEO} : tension de claquage (pour $I_B = 0$)	15 V
V_{EBO} : tension de claquage (pour $I_C = 0$)	3 V
I_C	50 mA
Puissance totale moyenne	200 mW
T_j (température jonction)	200° C
$R_{th-J-amb}$ (Résistance thermique entre jonction et ambiance)	0,88° c/mW
I_{CBO} (courant inverse collecteur)	
$V_{CB} = 15 V \quad I_E = 0 \quad t = 25° C$	0,017 nA
$V_{CB} = 15 V \quad I_E = 0 \quad t = 150° C$	18 nA
Gain en courant : h_{21E} (S_m) $I_C = 3 mA \quad V_{CE} = 1 V$	50

- Caractéristiques dynamiques

	! Valeur mini. !
Gain en courant : h_{21E} $I_C = 4 mA \quad V_{CE} = 10 V \quad f = 100 MHz$	6
Gain en puissance G_p $I_C = 6 mA \quad V_{CE} = 12 V$ $R_G = 50 \Omega \quad R_L = 50 \Omega \quad f = 200 MHz$	15 dB
Puissance de sortie $I_C = 8 mA \quad V_{CE} = 15 V \quad f = 500 MHz$	30 mW
Facteur de bruit	6 dB
Rendement collecteur $I_C = 8 mA \quad V_{CB} = 15 V \quad f = 500 M$	25 %

11 c - Caractéristiques $I_c = f(V_{ce})$; $Y_{22} = 1(F)$;

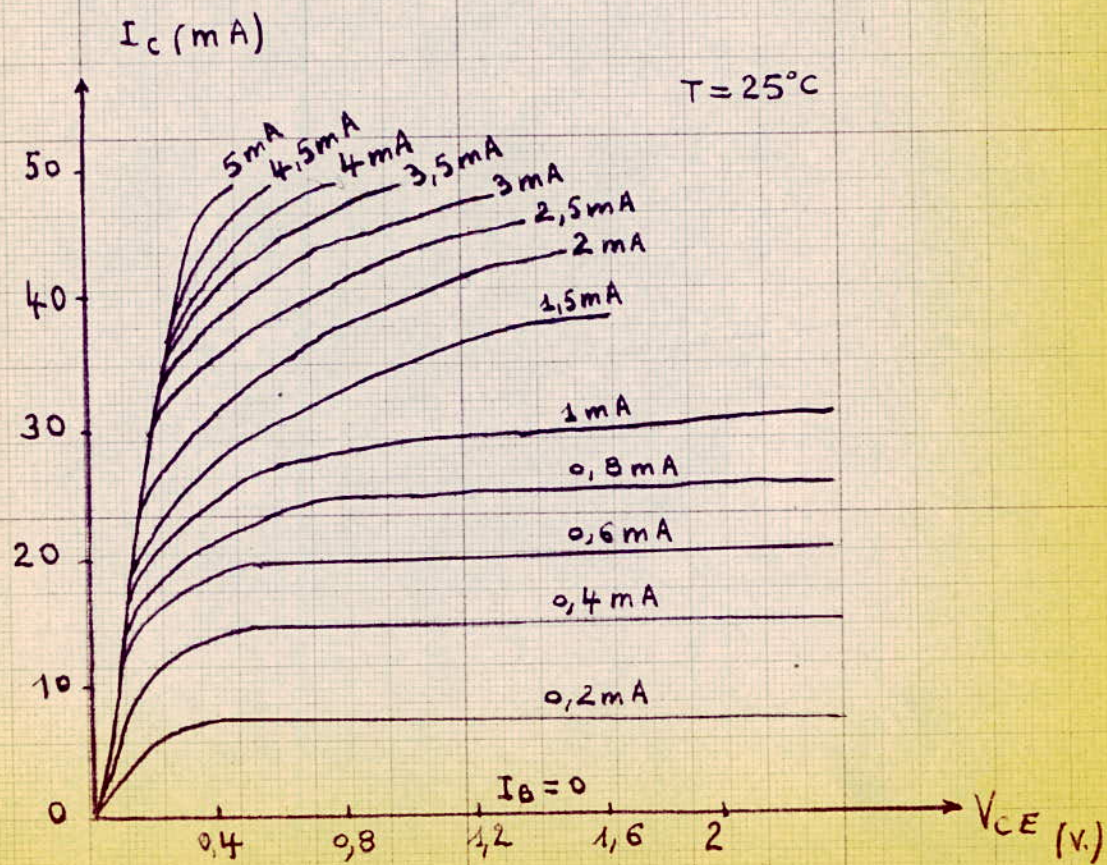
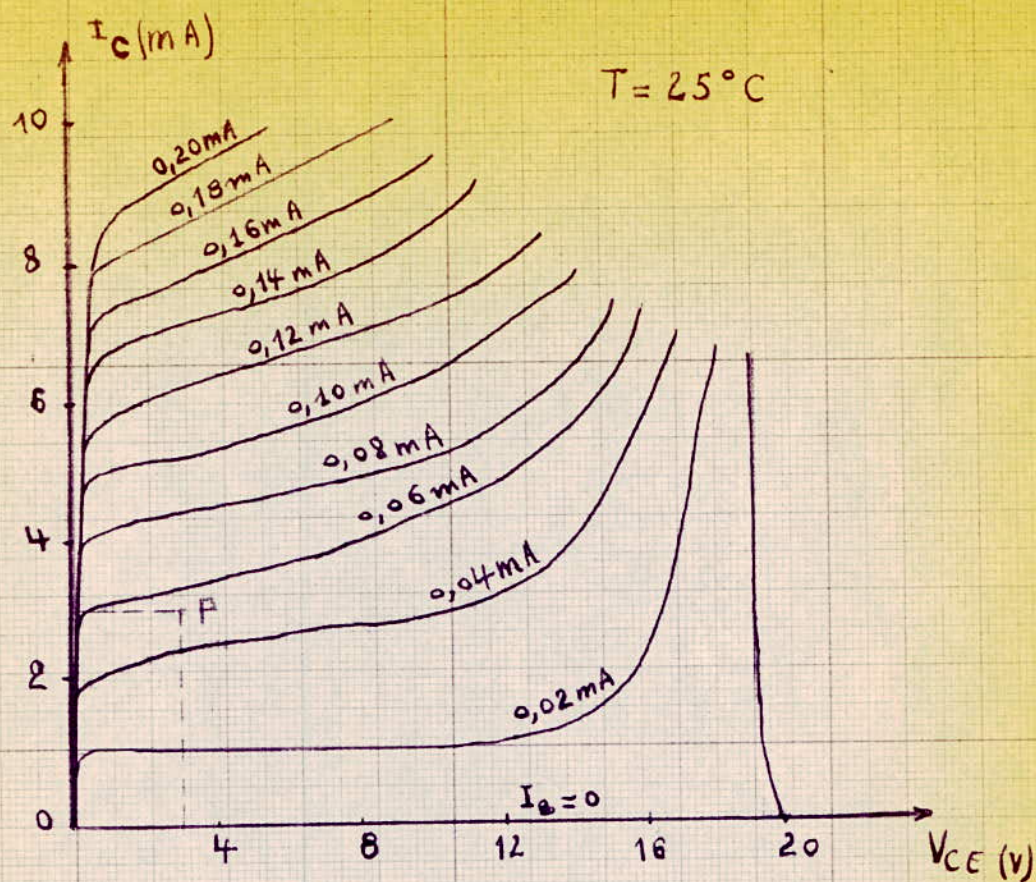
$$Y_{21} = 2(F) \quad Y_{11} = 3(F) \quad ; \quad Y_{12} = 4(F) \quad ; \quad \text{Facteur bruit} = 5(F)$$

Y_{22} : admittance de sortie (entrée en court-circuit)

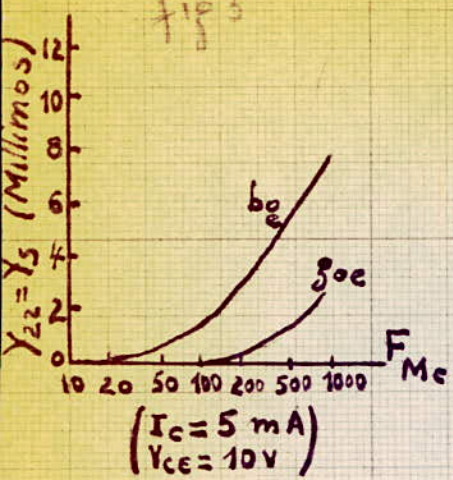
Y_{21} : admittance de transfert (sortie en court-circuit)

Y_{11} : admittance d'entrée (sortie en court-circuit)

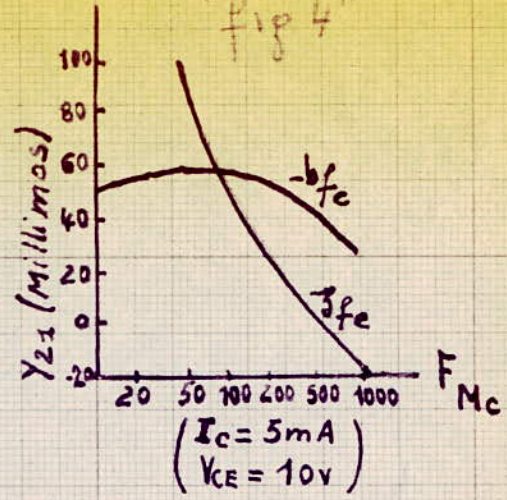
Y_{12} : admittance de transfert (entrée en court-circuit)



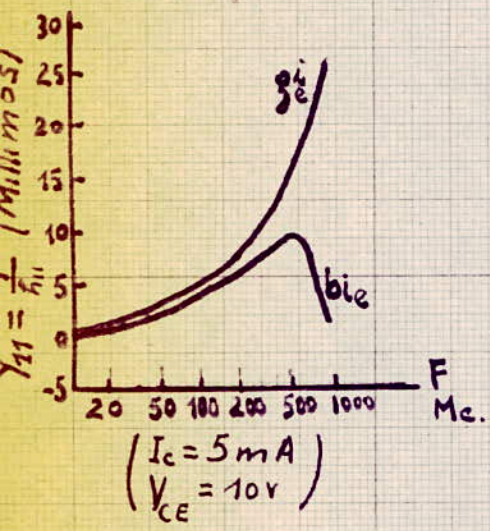
"fig 3"



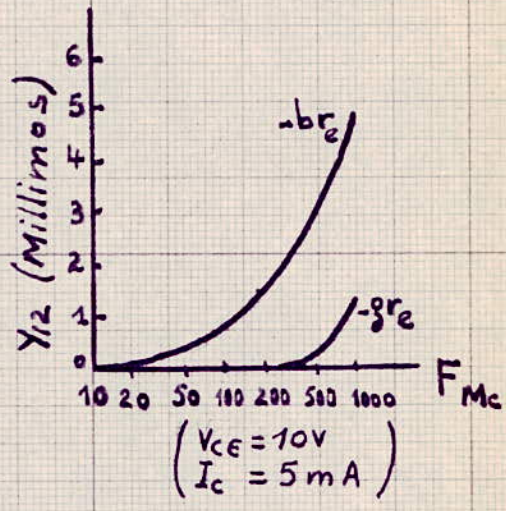
"fig 4"



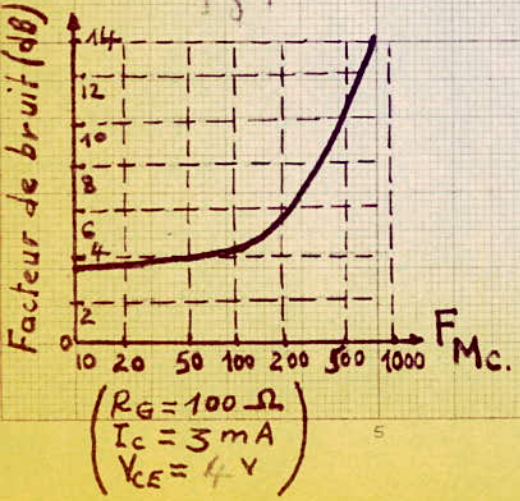
"fig 5"



"fig 6"



"fig 7"



12. Valeur des résistances de polarisation :-

12a - Choix du point de fonctionnement :

Nous choisissons le point de fonctionnement P, de façon à avoir un faible facteur de bruit (5dB) et être sur une partie linéaire de la caractéristique $I_c(V_{ce})$.

Etant donné que la caractéristique : "figure 7" a été tracé pour $R_G = 100 \Omega$ et que le préamplificateur est attaqué par un coaxial de 75Ω , nous pourrions prendre pour P :

$$\underline{V_{co} = 3 \text{ V}}$$

$$\underline{I_{co} = 3 \text{ mA}}$$

12b - Valeur de R_B :

$$R_B = \frac{\beta V_{co}}{I_{co}}$$

d'où

$$R_B = 50 \text{ k}\Omega$$

12c - Valeur de R_D :

En pratique, nous prenons $R_D = \frac{V_P}{I_{cs}}$

I_{cs} : courant de saturation $I_{cs} = 20 \text{ mA}$

$$R_D = \frac{9}{20 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_D = 450 \Omega$$

.../...

II - CALCUL DE L'ETAGE DE LA "fig 1"

1.1 - Gain en courant

$$A_i = \frac{Y_1}{y + Y_D + Y_1 + (1 + \beta)Y_B}$$

2.1 - Valeur de y :

Les formules 12 et 13 donnent :

$$y = \frac{1}{\frac{1 - h_{22}}{h_2^2} \left(1 + \frac{h_{21} + h_{12}}{1 - h_{12}} \right)}$$

Détermination des paramètres hybrides :

Les deux systèmes d'équation :

$$\begin{cases} i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2 \\ i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \end{cases}$$

donnent :

$$\begin{bmatrix} Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{h_{11}} & -\frac{h_{12}}{h_{11}} \\ +\frac{h_{21}}{h_{11}} & h_2^2 - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11}} \end{bmatrix}$$

alors à 180 Mc : A l'aide des courbes données à la page () nous obtenons

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}} = (7 + j7) \cdot 10^{-3} \quad \text{d'où} \quad h_{11} = \frac{10^3}{7 + j7}$$

$$y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}} = j 1,5 \cdot 10^{-3} \quad \text{d'où} \quad h_{12} = \frac{-j \cdot 1,5}{7 + j7}$$

$$y_{22} = h_{22} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11}} = (0,4 + j2) 10^{-3} \quad \text{d'où} \quad h_{22} = (3,9 - 7,6j) 10^{-3}$$

(en unité SI)

.../...

$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}} = (28 + j61) \cdot 10^{-3} \quad \text{d'où} \quad h_{21} = \frac{28 + j61}{7 + j7}$$

$$y = (4,3 + 12,5j) \cdot 10^{-4} \quad \text{et} \quad |y| = \underline{13 \cdot 10^{-4}}$$

en prenant pour $Y_1 = 1/75 \cdot 10^{-1}$; $\beta = 50$ nous trouvons

$$A_i = 21 \text{ dB}$$

2.2 - Valeur de Cs :

$$C_s = \frac{|y| Y_1 + Y_1 Y_D + (\beta + 1) Y_B Y_1}{(iy + Y_D + (\beta + 1) Y_B + Y_1) 2 \pi f_1}$$

En admettant que la plus basse fréquence à transmettre soit f_1 (limite inférieure de la bande III) et que nous admettons à cette fréquence une diminution de gain en courant de 3 dB par rapport à sa valeur à 180 Mc (fréquence moyenne) nous trouvons :

$$C_s = 19 \text{ pF}$$

2.3 - Impédance d'entrée de cet étage :

Elle est donnée par :

$$Z_e = \frac{1}{Y_e} = \frac{1}{Y_i \left(1 + \frac{\beta Y_B}{y + Y_D + Y_B + Y_1} \right)}$$

$$\text{A } 180 \text{ Mc : } Y_i = (7 + j7) \cdot 10^{-3} \text{ en ohms} \quad Y_e = (3,7 + 10,3j) \cdot 10^{-3}$$

d'où :

$$Z_e = 36 - j 86$$

.../...

2.4 - Impédance de sortie de l'étage :

La formule donnée par F. PITERMAAT dans "Technique du Transistor" :

$$Z_s = \frac{1}{Y_s + Y_B \left(1 + \beta \frac{Y_{11}}{y_{11} + Y_G + Y_B} \right)}$$

où :

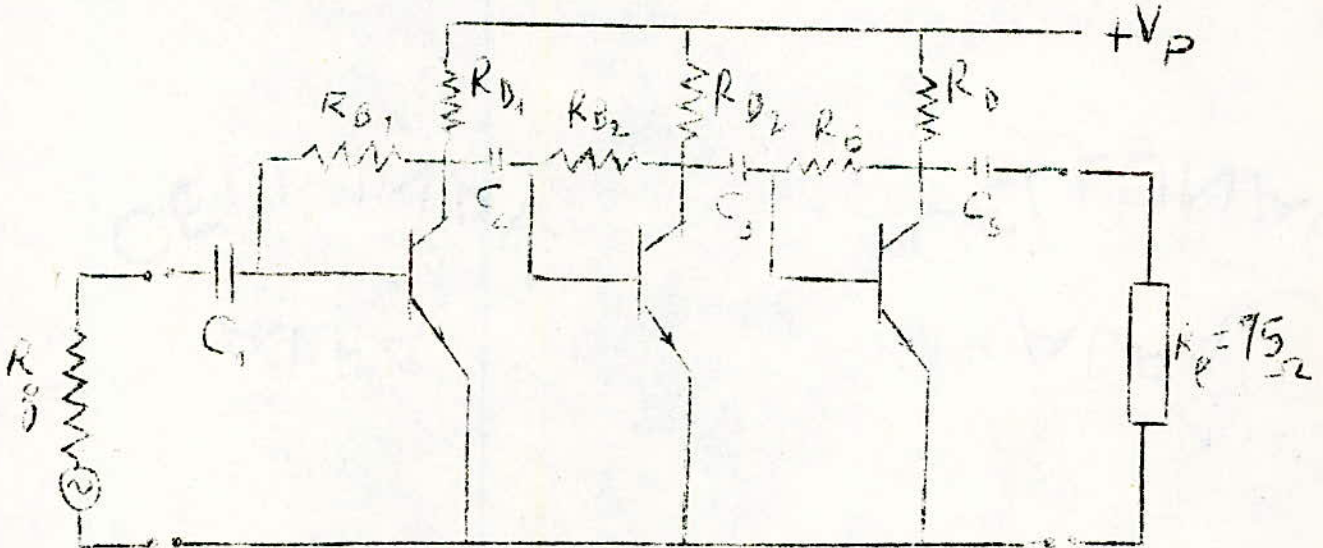
$$\begin{cases} Y_s = Y_D + y \\ Y_G = \frac{1}{75} \text{ mhos (admittance du générateur d'attaque)} \end{cases}$$

donne : à 180 Mc

$$z_s = 100 - j4$$

2.5 - Nombre d'étages :

Nous désirons obtenir un gain d'environ 25 dB, nous utiliserons trois étages.



.../...

III - CALCUL DU DEUXIEME ETAGE -

1.1 - Gain en courant :

$$A_{i2} = \frac{Y'_3}{y + Y_D + Y'_3 + (1 + \beta)Y_B}$$

$$\text{où } Y'_3 = Y_i \left\{ 1 + \beta \frac{Y_B}{y + Y_{RD} + Y_B + Y_1} \right\} = Y_e$$

Y_e : admettance d'entrée du 3^e étage.

Nous obtenons :

$$A_{i2} = 24 \text{ dB}$$

- Valeur de C_3 :

Nous la prenons égale à la valeur qu'elle aurait dans le montage non stabilisé. Dans ce cas, C_3 se trouve en série avec la résistance combiné R_{B3} et Z'_3 . A l'aide de la fréquence de coupure (fréquence à laquelle la tension aux bornes de la capacité est égale à la tension aux bornes de la résistance d'entrée de l'étage suivant), nous avons :

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_1 \cdot \frac{R_B \cdot Z'_3}{R_B + Z'_3}} \quad \text{où } f_1 = 174 \text{ MHz}$$

$$C_3 = 13 \text{ pF}$$

IV - CALCUL DU PREMIER ETAGE -

1.1 - Calcul du gain :

$$A_{i1} = \left(\frac{Y'_2}{y + Y_D + Y'_2 + (1 + \beta)Y_B} \right)$$

$$Y'_2 = Y_i \left\{ 1 + \beta \frac{Y_{B2}}{y + Y_{D2} + Y_{B2} + Y'_3} \right\} \quad \begin{array}{l} \text{Admettance d'entrée de} \\ \text{l'étage "2"} \end{array}$$

$$A_{i1} = 22 \text{ dB}$$

.../...

- Valeur de C_2 :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 \cdot \frac{R_{B2} \cdot Z'_2}{R_{B2} + Z'_2}}$$

$$C_2 = 13 \text{ pF}$$

- Valeur de C_1 :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_{B2} Z'_1 / (R_{B2} + Z'_1)}$$

Z'_1 = résistance d'entrée du 1er étage = $11 - j5$

$$\text{car : } Y'_1 = Y_i \left(1 + \beta \frac{Y_{B1}}{y + Y_{D1} + Y_{B1} + Y'_2} \right)$$

d'où : $C_1 = 12 \text{ pF}$

REMARQUE -

nous prendrons

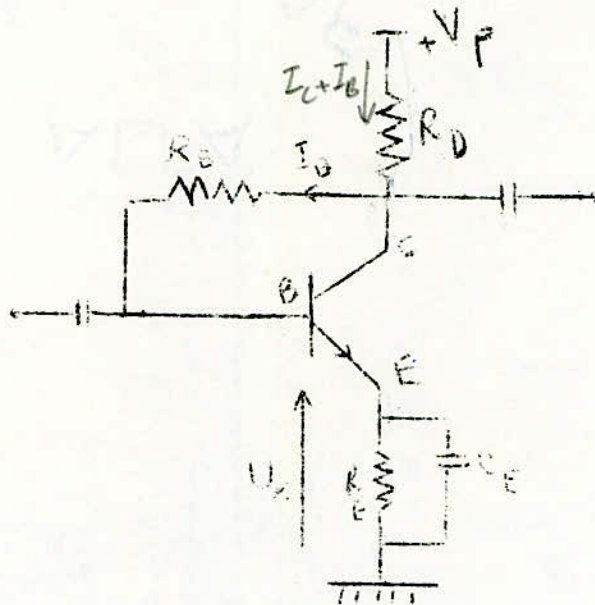
$$R_{D1} = R_{D2} = R_D ;$$

de même que

$$R_B = R_{B2} = R_{B1} \text{ et } C_1 = C_2 = C_3 = C_5 = 15 \text{ pF}$$

V - Afin d'augmenter la stabilité du montage, nous mettrons une résistance et une capacité en parallèles entre l'émetteur et la masse pour les trois étages.

.../...



- Valeur de R_E :

$$R_E I_E + V_{CE} + R_D (I_C + I_B) = V_P$$

$$R_E (I_B + I_C) + R_D (I_B + I_C) + U_{CE} = V_P$$

$$(R_E + R_D) (I_B + I_C) + U_{CE} = V_P$$

$$R_E = \frac{U_e}{I_E} \approx \frac{U_e}{I_C} = \frac{V_{ce} - U_{ce} - R_D (I_C + I_B)}{I_C}$$

d'où :

$$R_E = 120 \ \Omega$$

- Valeur de C_E :

Comme X_E doit réaliser une faible impédance pour la fréquence f_1 , la plus basse à transmettre, en appliquant la règle du dixième, nous avons :

$$\frac{1}{C_E \omega_b} \leq \frac{R_E}{10}$$

$$C_E \geq \frac{10}{\omega_b \cdot R_E} = \frac{10}{2 \pi \cdot 174 \cdot 10^6 \cdot 120}$$

$$C_E = 21 \text{ fF}$$

.../...

- Facteur de stabilité :

$$S = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \frac{R_D}{R_B + R_D}} = 33$$

$S = 33$

VI - REALISATION -

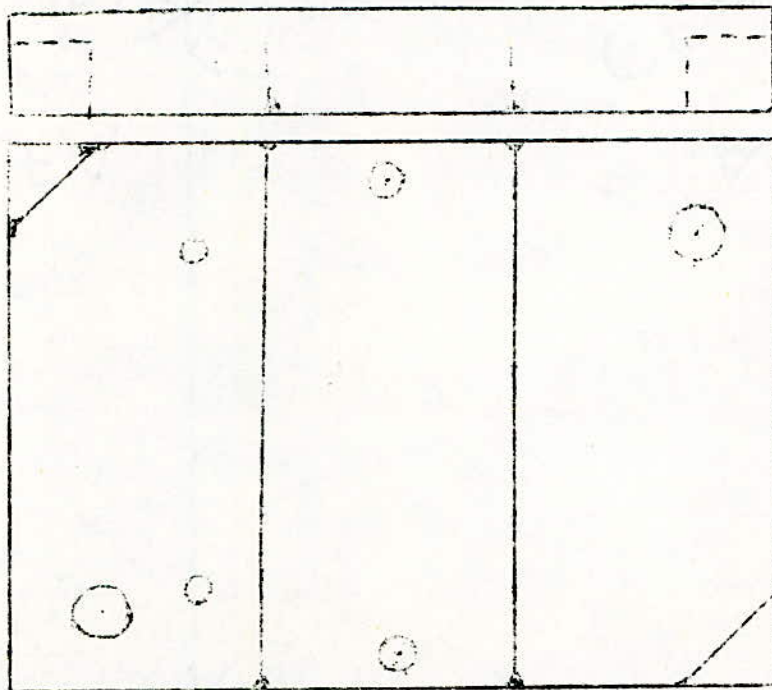
Pour limiter l'encombrement, nous montons les éléments sur circuit imprimé.

1.1 - Plan de circuit imprimé vu du "côté soudures" :

(voir page suivante)

Le préamplificateur sera mis dans le boîtier ci-dessous

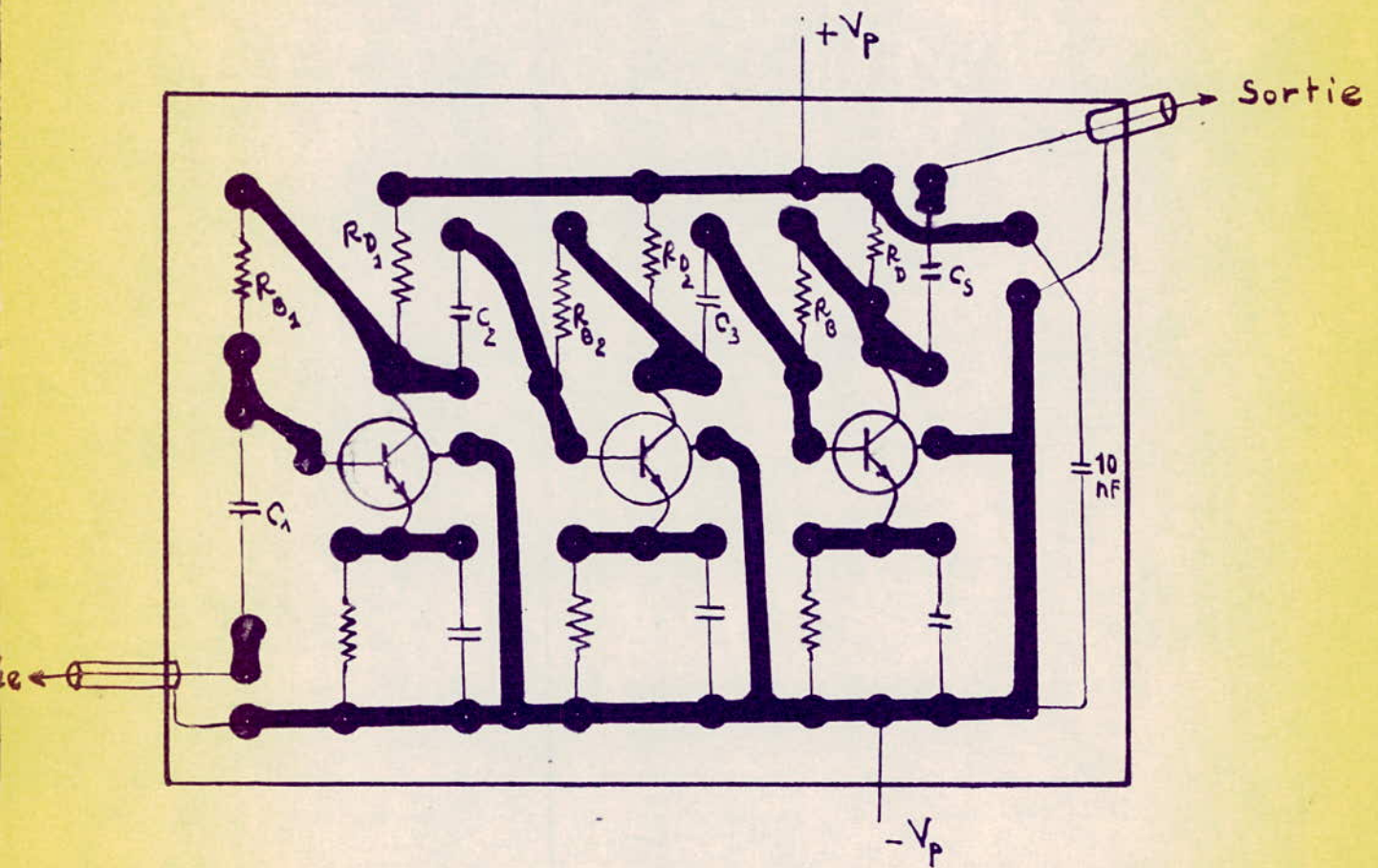
(échelle 1):



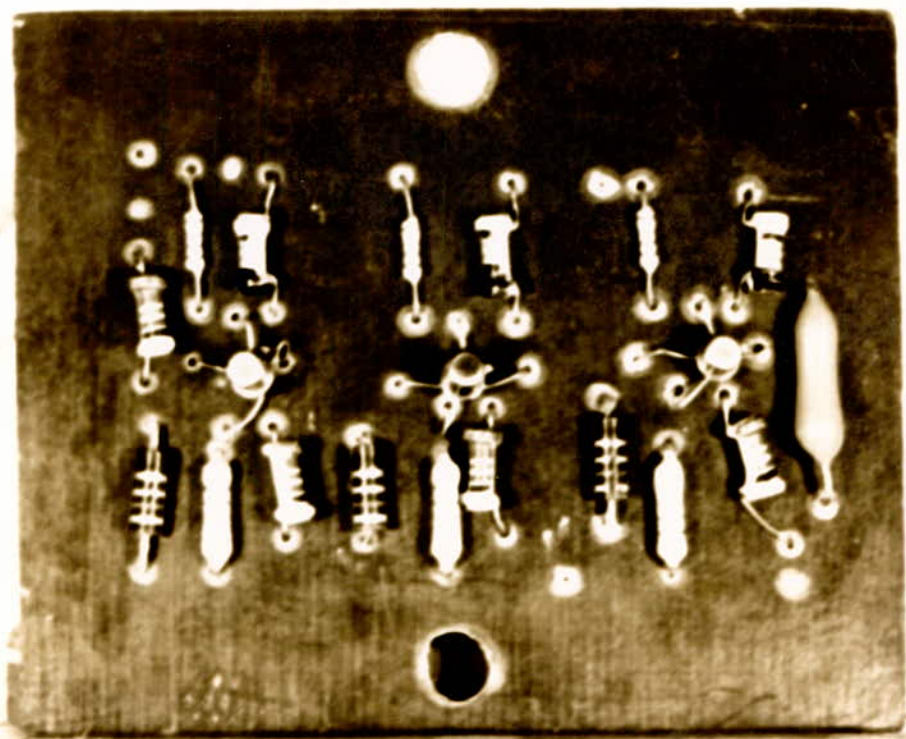
Matériau : fer.

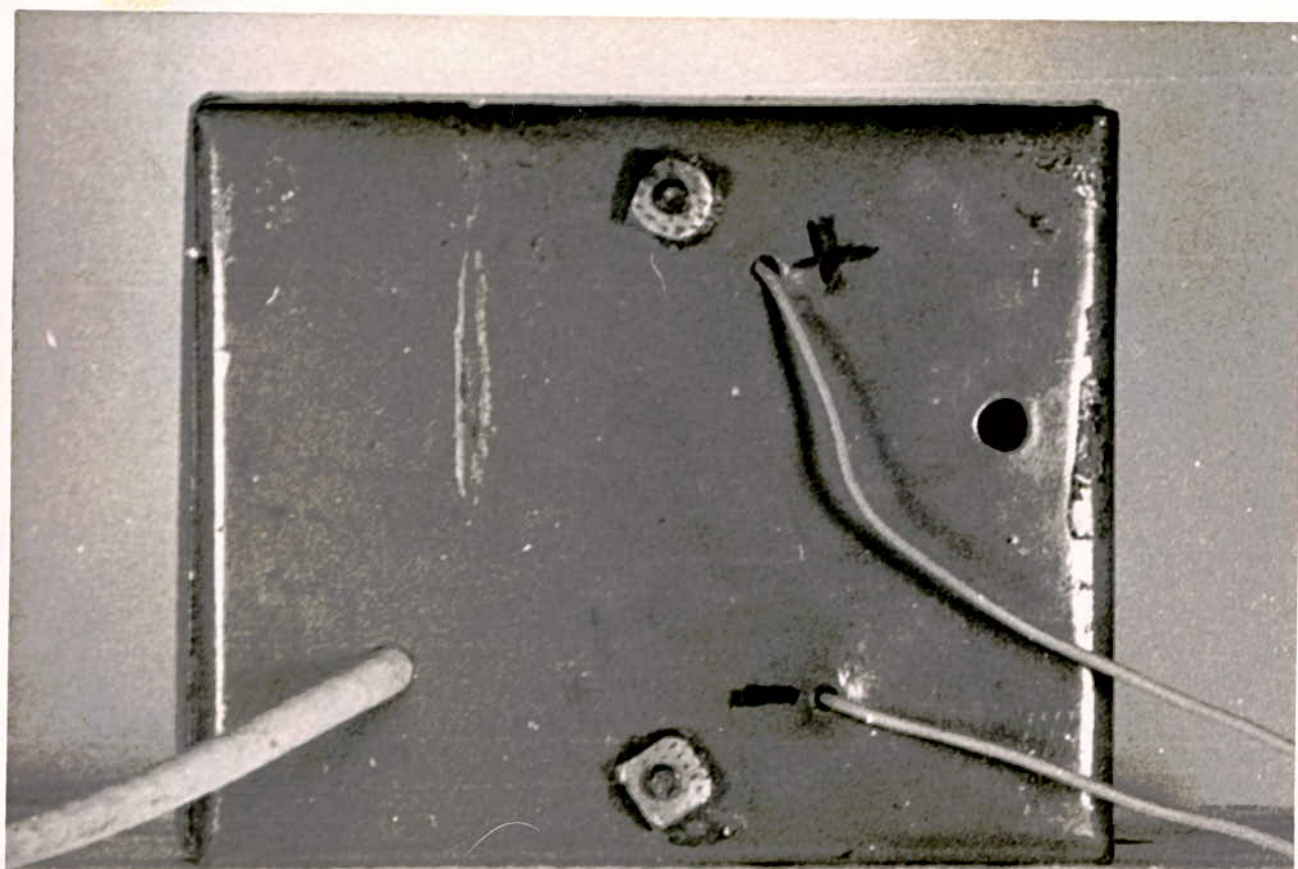
.../...

circuit imprimé, éch: 1,5



la capacité de 10nF sert à découpler V_p .





" Les trous servent à la sortie des fils et à la fixation du boîtier.

Les étages sont séparés

Le tout est recouvert par un couvercle de même forme, mais non troué et ne comportant pas les séparations d'étage.

Le préamplificateur est ainsi blindé et étanche à la pluie.

VII - MESURES FAITES A L'INSTITUT D'ETUDES NUCLEAIRES -

1.1 - Impédance d'entrée à 180 MHz :

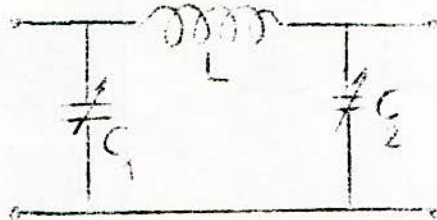
$$Z_e = (92 - j4) \Omega$$

1.2 - Impédance de sortie :

$$Z_s = (69 - j5) \Omega$$

REMARQUE -

Pour adapter la sortie et l'entrée du préamplificateur au coaxial de 75Ω d'impédance caractéristique, nous pouvons penser à utiliser un réseau d'adaptation du genre suivant :



Or l'introduction d'une telle cellule rend le préamplificateur sélectif et l'adaptation ne sera faite que pour une certaine fréquence.

Les impédances de source (l'antenne) et de charge n'étant pas très critiques, à l'entrée et à la sortie, nous mettrons directement le coaxial.

.../...

FACTEUR DU BRUIT -

C'est " la puissance de bruit présentée à la sortie" divisée par la puissance de sortie si l'amplificateur n'introduit pas de bruit soit :

$$F = \frac{P_s}{G_p \cdot P_e} = \frac{V_s^2 \frac{R_s}{R_e}}{G_p \cdot \frac{\bar{e}_t^2}{R_e}} = \frac{\frac{V_s^2}{R_s}}{G_p \cdot \frac{\bar{e}_t^2}{R_e}}$$

à l'adaptation $R_s = R_e$ d'où :

$$F = \frac{V_s^2}{G_v^2 \cdot \bar{e}_t^2} = \frac{V_s^2}{G_v^2 \cdot E_{eff}^2}$$

\bar{e}_t^2 est la valeur quadratique de la tension de bruit thermique engendrée à 293° K par la résistance du générateur de signal ($R = 75 \Omega$). Elle vaut d'après NYQUEST et JOHNSON :

$$\bar{e}_t^2 = E_{eff}^2 = 4 k T R \Delta f$$

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$: Constante de PLANCK

$T = 293^\circ K$

$\Delta f =$ bande passante.

Donc à 180 MHz, nous obtenons après avoir mesuré V_s qui est la tension de sortie lorsque à l'entrée, nous avons une résistance de 75 Ω :

$$F_{dB} = 10 \log_{10} F$$

$$F = 6 \text{ dB}$$

Le facteur de bruit indique la détérioration supplémentaire du signal par le bruit de l'amplificateur.

.../...

1.3 - Réponse du préamplificateur à une tension V.H.F. :

La courbe a été relevée avec un générateur d'impédance interne de 50 Ω , le préamplificateur étant fermé sur une charge de 50 Ω .

(voir pages suivantes)

• Le plus faible signal d'entrée que nous pouvons déceler

Pour déceler un signal d'entrée, celui-ci doit être, à la sortie, supérieur au bruit, soit :

$$S/N \text{ (sortie)} \geq 1 \quad \text{où } N \text{ est le bruit}$$

Comme :

$$F = \frac{S/N \text{ entrée}}{S/N \text{ sortie}}$$

Nous devons avoir la relation : $S/N \geq FN \text{ (entrée)}$

Or à l'entrée, le bruit est provoqué par la résistance r_0 du générateur d'attaque, d'où :

$$E^2_{gmin} = 4 K T B r_0 F$$

- K = Constante de BOLZMAN : $1,38 \cdot 10^{-23}$ uSI
- T = Température absolue de la résistance r_0
- B = Bande passante (en Hz) du montage utilisé
- F = Facteur de bruit

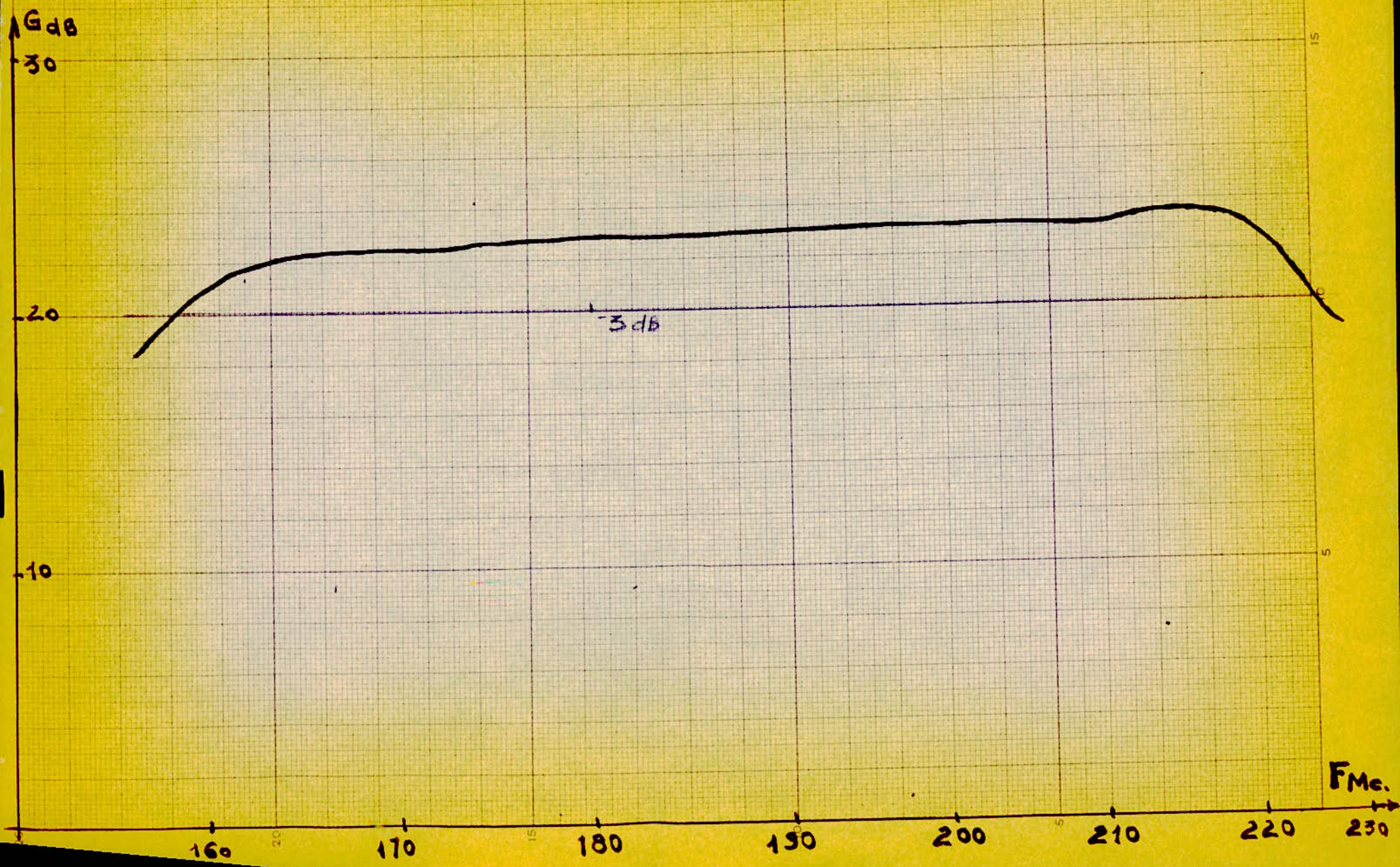
si t 20°C T = 293° K

$$kT = 1,38 \cdot 10^{-23} \times 293 = 4 \cdot 10^{-21}$$

$$E^2_{gmin} = 4 \times 4 \cdot 10^{-21} \cdot 66 \cdot 10^6 \cdot 75 \times 6 = 47,5 \cdot 10^{-12} \text{ V}$$

$$E_{gmin} = 141 \text{ V}$$

Courbe de réponse du préampli



La courbe montre donc que le gain est d'environ 23 dB dans la bande de fréquence (174 MHz , 210 MHz)

La bande passante du préamplificateur est :

$$\Delta f = \underline{\underline{66 \text{ MHz}}}$$

La bande III y est donc incluse.

1.4 - Rapport signal/bruit :

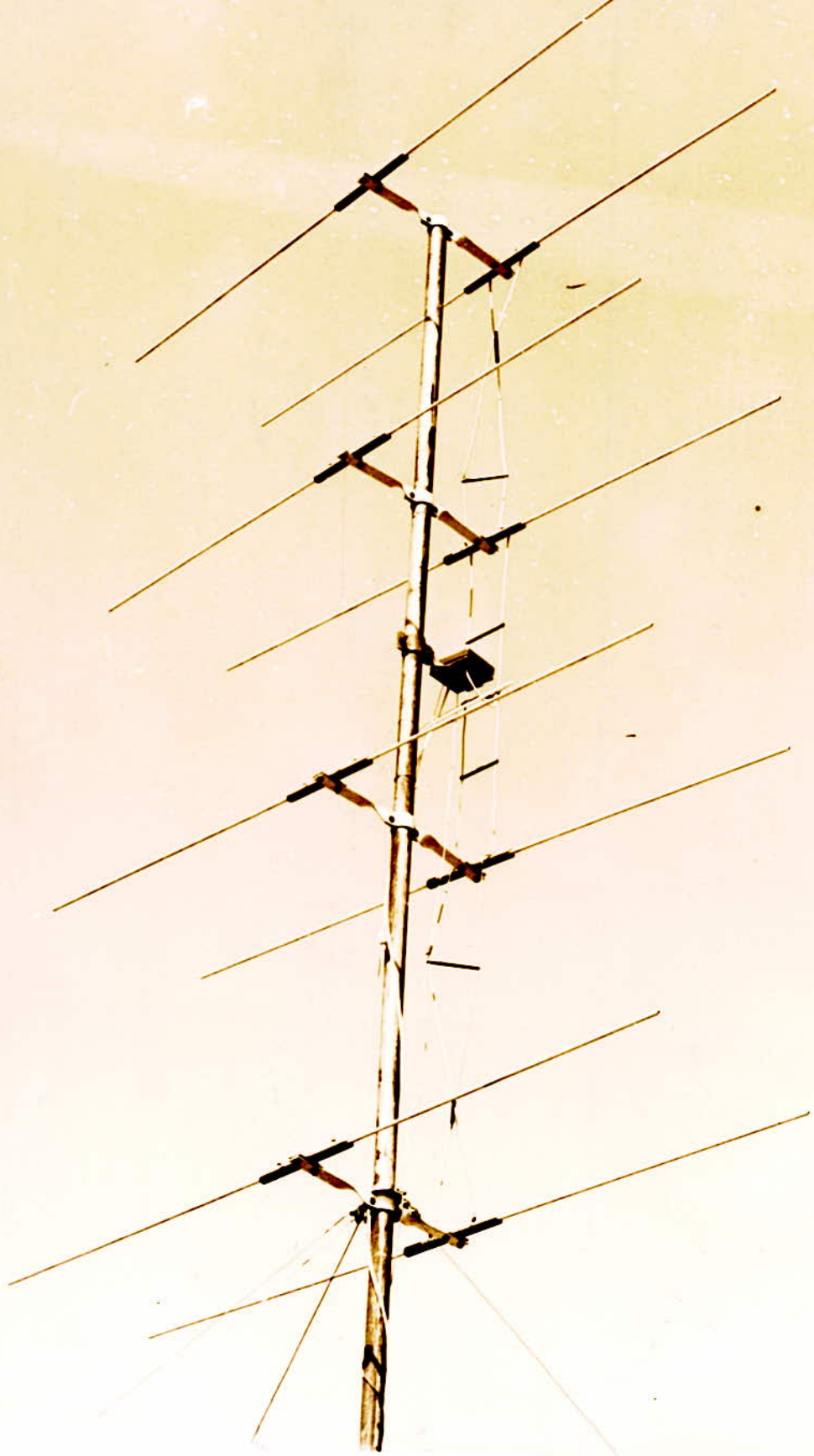
$$\frac{S}{B} = 27 \text{ dB}$$

la qualité d'image sera donc juste suffisante.

VIII - CONCLUSION -

L'intérêt d'un tel préamplificateur est qu'il ne comporte aucune bobine (self), il est donc aperiodique, il n'y a pas de circuit oscillant.

Par ailleurs, il faut noter qu'en V.H.F., les calculs théoriques ne servent qu'à dégrossir (ébaucher) les caractéristiques, ce sont les essais pratiques qui décident des valeurs définitives.



La courbe montre donc que le gain est d'environ 23 dB dans la bande de fréquence (174 MHz , 210 MHz)

La bande passante du préamplificateur est :

$$\Delta f = \underline{\underline{66 \text{ MHz}}}$$

La bande III y est donc incluse.

1.4 - Rapport signal/bruit :

$$\frac{S}{B} = 27 \text{ dB}$$

la qualité d'image sera donc juste suffisante.

VIII - CONCLUSION -

L'intérêt d'un tel préamplificateur est qu'il ne comporte aucune bobine (self), il est donc appériodique, il n'y a pas de circuit oscillant.

Par ailleurs, il faut noter qu'en V.H.F., les calculs théoriques ne servent qu'à dégrossir (ébaucher) les caractéristiques, ce sont les essais pratiques qui décident des valeurs définitives.



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



- THOUREL : "Les Antennes"
- QUINET : "Rayonnement et circuits ouverts"
- P. STROOBANTS : "Traité de Télévision"
- F. PIETERMAAT : Technique des Transistors
- TEXAS INSTRUMENTS : "Calculs des circuits à transistors"
: KATEDRA ELEKTROTECHNIQUE (Bratislava)
- REVUES : Télévision : "Techniques appliquées"
(AISBERG)

