

13/78

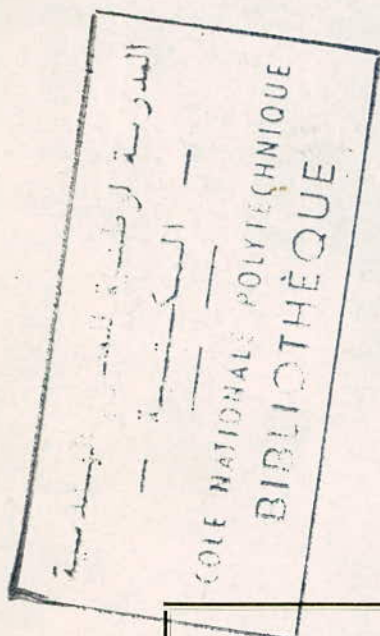
Electronique

2 ex

UNIVERSITE D'ALGER



Ecole Nationale Polytechnique



DEPARTEMENT : ELECTRICITE

PROJET DE FIN D'ETUDES

TRANSMISSION
PAR
GUIDES D'ONDES CIRCULAIRES

Sujet Proposé et dirigé par :

M. T. BENMERIEM

Etudié par :

C. KARA-TERKI

M. KAMAH

UNIVERSITE D'ALGER

Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : ELECTRICITE

PROJET DE FIN D'ETUDES

TRANSMISSION
PAR
GUIDES D'ONDES CIRCULAIRES

Sujet Proposé et dirigé par :

M. T. BENMERIEM

Etudié par :

C. KARA-TERKI

M. KAMAH

Juin 1978

A MES PARENTS , A MA FEMME .

M. KAMAH.

A LA MEMOIRE DE MON PERE,
A MA MERE.

C. KARA-TERKI.

- = REMERCIEMENTS = -

"... NOUS REMERCIONS VIVEMENT MONSIEUR M.T. BENMERIEM , INGENIEUR DES TELECOMMUNICATIONS POUR L'AIDE ET LES CONSEILS QU'IL N'A CESSE DE NOUS PRODIGUER DURANT L'ELABORATION DE CETTE ETUDE.

... NOUS REMERCIONS VIVEMENT TOUS CEUX QUI ONT CONTRIBUE DE PRES OU DE LOIN A LA REALISATION DE CE DOCUMENT.

... QUE TOUS CEUX QUI ONT CONTRIBUE A NOTRE FORMATION TROUVENT ICI L'EXPRESSION DE NOTRE PROFONDE GRATITUDE ."

- SOMMAIRE -

	Pages
- INTRODUCTION	1
CHAPITRE - I - Etude du Support.	
I - Rappel sur les ondes électromagnétiques	3
II - Guide d'ondes circulaires.....	6
III - Etude et réalisation du support de transmission	12
IV - Principe d'utilisation du guide	26
V - Technologie des guides circulaires	28
CHAPITRE - II - Traitement du signal et équipements d'extrémité	
A - Traitement du signal	
I - Introduction	31
II - Modulation cohérente à 4 états de phase	31
III - Démodulation cohérente	31
IV - Modulation différentielle de phase	32
V - Occupation spectrale	33
VI - Taux d'erreurs.....	37
B - Equipements d'extrémité	
I - Introduction	39
II - Equipements à modulation en fréquence intermédiaire.....	39
- a - Principe	39
- b - Fonctions et structures d'un émetteur	40
- c - Fonctions et structures d'un récepteur	41

C - Technologie utilisée	Pages
I - Réalisation du duplexeur à large bande.....	44
II - Réalisation en microelectronique du mélangeur à faible bruit en longueur d'ondes millimétriques.....	47
CHAPITRE - III - Présentation d'une liaison à grande distance	
A - Résultats expérimentaux	
I - Liaison d'essai par guide d'onde circulaire Lannion-Pleumer-Bodou..	55
II - Caractéristique des différents tronçons.....	55
III - Tranchée.....	56
IV - Résultats des mesures d'affaiblissement.....	56
V - Résultats des mesures du temps de propagation.....	57
VI - Maintenance pneumatique	57
VII - Présentation d'un système de transmission à grande distance par G.o.c.	58
B - Etude économique	
I - Investissements	63
II - Exploitation	65
- CONCLUSION	67

- INTRODUCTION -

Le réseau de transmission téléphonique est un réseau complexe. La capacité des liaisons va en augmentant à un rythme très accéléré (15 à 25% par année). Pour subvenir aux demandes, les centres de recherche préparent activement la mise en oeuvre de nouveaux procédés de transmission, (fibre optique, transmission de guide d'onde circulaire). L'un des plus intéressants est sans conteste, le guide d'onde circulaire.

L'application de la propagation des ondes électromagnétiques guidées aux transmissions a suscité un certain engouement des centres de recherche à la fin de la Seconde Guerre Mondiale. Les études menées ont mis en évidence des difficultés de mise en oeuvre, dues aux phénomènes de conversion et reconversion des modes. La découverte des propriétés de filtrage des guides d'ondes circulaires hélicoïdales ainsi que les progrès effectués dans les techniques des ondes millimétriques ont permis l'installation, en 1963 d'une première liaison de laboratoire.

D'autres liaisons expérimentales furent par la suite, installées dans divers pays (U.S.A , Angleterre, France , Japon, etc...); Les enseignements tirés de ces liaisons expérimentales, doublés d'une grande maîtrise dans la fabrication industrielle des guides ont aboutit à l'installation de premières liaisons d'essai (en France , Lannion Pleumeur - Bodou en 1973).

L'intérêt de ce nouveau moyen de transmission est ,d'abord sa très grande capacité de trafic et ceci , grâce à la grande bande passante utilisable du guide (de l'ordre de 60 à 70 GHz). Ainsi, une artère par guide d'ondes circulaire peut véhiculer jusqu'à 500 000 voies téléphoniques, alors que l'ensemble des bandes de fréquences utilisées actuellement en faisceaux hertziens sont saturés par un débit de l'ordre de 40 000 voies.

Le guide d'onde , grâce à sa bande passante disponible peut véhiculer n'importe quel type d'information; en utilisant la modulation par P.C.M, avec tous les avantages qu'elle apporte (régénération du signal, peu sensible aux perturbations, prix de revient des équipements moins importants, etc...).

Une liaison aussi importante pose de nombreux problèmes, tant du point de vue technique (franchissement des coudes, pose du guide d'onde , maintenance , équipement d'extrémités) qu'économique (investissement initial important).

Aussi, il nous a paru intéressant de faire une synthèse des études menées sur le sujet et des expériences effectuées et de les appliquer pour concevoir une liaison à grande distance.

CHAPITRE - I -
ETUDE DU SUPPORT

I - FAPPEL SUR LES ONDES ELECTROMAGNETIQUES .

I - 1. Champs Electromagnétiques.

Le champ électromagnétique est caractérisé par les deux vecteurs \vec{E} et \vec{H} respectivement le champ électrique et le champ magnétique .

Les deux champs peuvent être décomposés en deux composantes l'une transverse , l'autre suivant le sens de propagation oz . Nous aurons :

$$\vec{E} = \vec{E}_t + E_z \vec{u}$$

$$\vec{H} = \vec{H}_t + H_z \vec{u}$$

avec l'indice t désignant les composantes transverses des champs et u le vecteur unitaire de l'axe oz .

La détermination des composantes E_z et H_z , à l'aide des équations de Maxwell permet de définir complètement les champs \vec{E} et \vec{H} dans un milieu de permittivité ϵ et perméabilité magnétique μ

Par combinaisons simples , on aboutit aux équations générales de propagation des ondes a

$$\Delta_t E_z + \chi E_z = 0$$

$$\Delta_t H_z + \chi H_z = 0$$

avec $\Delta_t = \Delta - \frac{\partial^2}{\partial z^2}$ et $\chi = \omega^2 \epsilon \mu - \gamma^2$

$$\omega = 2\pi f.$$

$$\gamma = \text{Constante de propagation}$$

Nous déterminons les fonctions E et H solutions des équations précédentes (équations de propagation)

I - 2 Guide d'onde.

Nous appelons guide d'onde une structure invariante par translation le long d'un axe que nous noterons oz. Cette famille comprend les guides rectangulaires et les guides circulaires en ondes millimétriques, les fibres optiques, les couches, les lignes microrubans, les câbles coaxiaux...

L'objet de notre étude est axé sur le guide circulaire. Nous donnons ci-après des notions ainsi que des relations importantes qui s'y rapportent et qui serviront pour la suite de cette étude.

L'étude d'un Guide d'Onde revient à déterminer les composantes électriques et magnétiques.

Le facteur de propagation γ (γ est lié à l'affaiblissement α et la constante de phase β).

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

Le guide est bidirectionnel. SI γ est solution (-) γ est également solution. (cela revient à changer le sens de propagation.)

Les champs électriques et magnétiques \vec{E} et \vec{H} , en régime cissoïdal (pulsation ω) dépendent du temps t et de la coordonnée Z par le terme

$$e^{i(\omega t - \gamma Z)}$$

On peut donc écrire les champs sous la forme.

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \vec{E}(U, V) e^{i(\omega t - \gamma Z)} \\ \vec{H} &= \vec{H}(U, V) e^{i(\omega t - \gamma Z)} \end{aligned}$$

avec U et V coordonnées transverses permettant de repérer un point de la section droite (ρ, θ dans un guide circulaire, XY dans un guide rectangulaire)

La valeur de γ est soit :

γ = réel : l'onde se propage sans atténuation (guide métallique idéal)

γ = complexe : l'onde se propage avec atténuation.

γ = imaginaire : l'onde est évanescente (guide métallique en dessous de la fréquence de coupure.)

Definition de mode.

Les solutions des équations de propagation sont dites :

a - transverse électrique (T E) si $E_z = 0$ $H_z \neq 0$

b - transverse magnétique (T M) si $E_z \neq 0$ $H_z = 0$

c - transverse électromagnétique (T E M) si $E_z = H_z = 0$.

On remarque que les composantes des champs aussi bien pour les ondes T E que pour les ondes T M ou TEM dépendent de deux entiers arbitraires n et m .

A chaque choix de ces deux entiers correspond un type d'ondes particulier T E ou T M, ou T E M que l'on appelle un mode.

II - 1 - Guide d'onde circulaire :

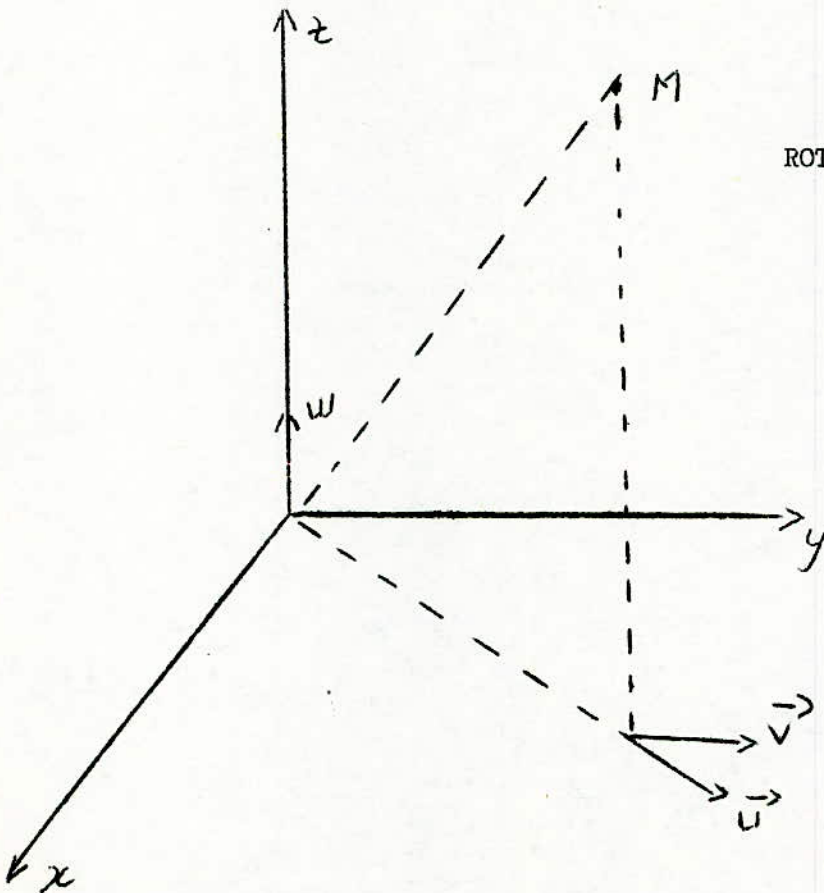
a - Reppel.

En coordonnées cylindriques Δ (laplacien) est défini :

$$\Delta \equiv \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

Tout vecteur \vec{A} dans un repère cylindrique s'écrit :

$$\vec{A} = A_r \vec{U} + A_\theta \vec{V} + A_z \vec{W}$$



\vec{U} $\frac{\partial}{\partial r}$ A_r	\vec{V} $\frac{\partial}{\partial \theta}$ A_θ	\vec{W} $\frac{\partial}{\partial z}$ A_z
---	---	---

b - Expression des champs (onde H)

par définition on a $E_z = 0$

L'équation de Maxwell

$\text{rot } \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H}$ nous permet d'écrire suivant les axes θ, r, z .

$$-j\omega\mu H_r = -\frac{\partial(rE_\theta)}{r\partial z} = -j\beta_g E_\theta$$

$$-j\omega\mu H_\theta = \frac{\partial E_r}{\partial z} = -j\beta_g E_r$$

$$-j\omega\mu H_z = \frac{\partial(rE_\theta)}{r\partial r} - \frac{\partial E_r}{r\partial \theta} = 0$$

En divisant par $j\beta_g$ les équations ci-dessous, on aura :

$$E_\theta = \frac{-\omega\mu}{\beta_g} H_r$$

$$E_r = \frac{\omega\mu}{\beta_g} H_\theta$$

$$E_z = 0$$

Remarque.

$$\vec{E} \cdot \vec{H} = E_\theta \cdot H_\theta + E_z H_z + E_r H_r = 0$$

Les vecteurs \vec{E} et \vec{H} sont orthogonaux.

L'équation de Maxwell

$\text{Rot } \vec{H} = j\omega\epsilon \vec{E}$ nous permet d'écrire suivant les axes r, θ et z .

$$j\omega\epsilon E_r = \frac{\partial H_z}{r\partial \theta} - \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial z} (r H_\theta) = j\beta_g H_\theta + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \theta}$$

$$j\omega\epsilon E_\theta = \frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} = -j\beta_g H_r - \frac{\partial H_z}{\partial r}$$

$$j\omega\epsilon E_z = \frac{\partial(rH_\theta)}{r\partial r} - \frac{\partial H_r}{r\partial \theta} = 0$$

... / ...

En tenant compte des équations précédentes, nous aurons

$$\beta^2 = \beta_c^2 + \beta_g^2$$

$$H_\theta = -j \frac{\beta_g}{\beta_c^2} \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \theta}$$

$$H_r = -j \frac{\beta_g}{\beta_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial r}$$

$$E_r = -j \frac{\omega \mu}{\beta_c^2} \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \theta}$$

$$E_\theta = j \frac{\omega \mu}{\beta_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial r} ; E_z = 0, H_z = H(r, \theta, z)$$

Par combinaisons simples, nous aboutirons aux équations des modes :

$$(\Delta_t + \chi^2) H_z = 0$$

Les solutions sont du type

$$H_z = A_m J_m(\chi r) \cdot \cos(m\theta + \varphi) \cdot e^{j(\omega t - \beta_g z)}$$

Par calcul analogue pour l'onde E, nous obtenons :

$$(\Delta_t + \chi^2) E_z = 0$$

Les solutions sont dans le cas du type :

$$E_z = C_m J_m(\chi r) \cdot \cos(m\theta + \varphi) e^{j(\omega t - \beta_g z)}$$

c - Conditions aux limites (onde H).

Sur la paroi intérieure du guide de rayon $R = b$, le champ électrique est normal et le champ magnétique est tangentiel. Ces conditions s'expriment par

$$J_m(\chi b) = 0$$

Une onde TE est donc définie par la racine de la fonction de Bessel considérée et par le rang n de la racine $n^{\text{ème}}$ de l'équation :

$$J'_m(\chi b) = 0$$

Nous avons vu que H est de la forme

$$H_z = A_n J_n(\beta_c r) \cdot \cos(n\theta + \varphi) e^{j(\omega t - \beta_g z)}$$

$E = 0$ pour $r = b$ (conditions aux limites)

$$E_\theta = \frac{j\omega\mu}{\beta_c^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial r} \right)_{r=b} = \frac{j\omega\mu}{\beta_c^2} H_0 J'_n(\beta_c R) \cos n\theta \cdot e^{j(\omega t - \beta_g z)} = 0$$

$$\Rightarrow J'_n(\beta_c b) = 0$$

$$\beta_c = \frac{\chi'_{nm}}{a} \Rightarrow \lambda_c = \frac{2\pi b}{\chi'_{nm}}$$

... / ...

d'où on a finalement :

$$H_z = H_0 J_n \left(\frac{\chi'_{mn} r}{b} \right) \cos n\theta e^{j(\omega t - \beta_g z)}$$

II - d - Solutions Générales du mode TEMn.

Nous aurons finalement pour les composantes des champs :

$$E_r = j H_0 \frac{\omega \mu}{\beta_c^2} \frac{n}{r} J_n(\beta_c r) \sin n\theta \cdot e^{j(\omega t - \beta_g z)}$$

$$E_\theta = j H_0 \frac{\omega \mu}{\beta_c} J_n'(\beta_c r) \cos n\theta \cdot e^{j(\omega t - \beta_g z)}$$

$$H_r = -j H_0 \frac{\beta_g}{\beta_c} J_n'(\beta_c r) \cos n\theta \cdot e^{j(\omega t - \beta_g z)}$$

$$H_\theta = j H_0 \frac{\beta_g}{\beta_c^2} \frac{n}{r} J_n(\beta_c r) \sin n\theta \cdot e^{j(\omega t - \beta_g z)}$$

Il y a donc $n \times m$ solutions possibles.

II - 2 - Energie transportée et affaiblissement dans un guide.

Nous considérerons le cas le plus intéressant, l'onde se propage avec atténuation (α complexe)

L'énergie transportée est donnée par le vecteur de pointing. Elle s'exprime en fonction des composantes transverses des champs électriques et magnétiques.

$$W = \frac{1}{2} \iint (\vec{E}_t \wedge \vec{H}_t^*) \cdot d\vec{s}$$

Les composantes transversales de l'onde dans la partie diélectrique du guide sont de la forme :

$$E_z = E_0 e^{-\alpha z} \quad \text{et} \quad H_z = H_0 e^{-\alpha z}$$

L'énergie qui se propage le long du guide est de la forme :

$$W(z) = W_0 e^{-2\alpha z}$$

en différenciant cette expression, on obtient :

$$dW/dz = -2\alpha W$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{dW/dz}{W}$$

W étant obtenu en intégrant le vecteur de pointing sur toute la section transversale du diélectrique du guide dans le diélectrique, on a :

$$E_t = Z_d H_t \quad \text{et} \quad H_t H_t^* = H_t^2 \quad (\vec{E} \perp \vec{H})$$

... / ...

Nous aurons donc, en tenant compte de ces remarques :

$$W = \frac{Z_d}{2} \iint H_e^2 \cdot ds$$

Une partie de cette énergie transportée dans le guide est dissipée par effet joule dans la résistance superficielle.

$$R_s = \left(\frac{\omega \mu}{2\epsilon} \right)^{\frac{1}{2}}$$

avec $\omega = 2\pi f$

μ = perméabilité magnétique

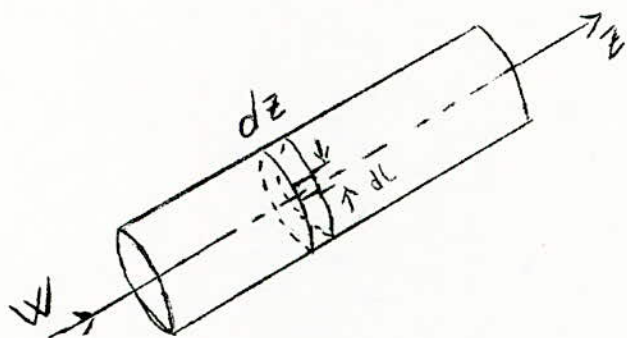
ϵ = conductivité au métal

Cette énergie dissipée est donnée par, pour l'élément de la paroi dl d'épaisseur dz.

$$w = \frac{1}{2} R_s H_t^2 dl \cdot dz.$$

$dw = \frac{1}{2} R H \cdot dl \Rightarrow$ l'intégrale est étendue au périmètre de la section droite de tous les conducteurs constituant le guide. Nous aurons en regroupant les formules :

$$\alpha = \frac{w}{W} = \frac{1}{2} \frac{R_s}{Z_d} \frac{\oint H_t^2 dl}{\iint H_t^2 \cdot ds}$$



Pour le guide circulaire de rayon R, nous aurons tout calcul fait pour les modes TM_{mn} et TE_{mn}, les valeurs suivantes

$$\alpha_{TM_{mn}} = \frac{8,68 R_s \cdot 1}{R Z_d \cos \psi} \quad (\text{dB})$$

$$\alpha_{TM_{mn}} = \frac{8,68 R_s}{R Z_d \cos \psi} \left[\sin^2 \psi + \frac{m^2}{\chi_{mn}^2 - m^2} \right] (\text{dB})$$

avec $\sin \psi = \frac{\lambda}{\lambda_c}$ et $\cos \psi = \frac{\lambda}{\lambda_g}$

... / ...

II - 2 - 1. Courbes d'affaiblissement.

Voir Figure N° 1.

Remarque.

Seul le mode TE₀₁ (H₀₁) présente un affaiblissement décroissant en fonction de la fréquence. Les autres modes, les affaiblissements passent par un minimum, puis croissent rapidement en fonction de la fréquence.

II - 2 - 2. Variation de l'affaiblissement du mode H₀₁ dans un G.c.c.

Dans les formules précédentes donnant l'affaiblissement pour les modes TE_{mn} et TM_{mn}, en remplaçant m = 0 et n = 1. et $\chi'_{01} = \frac{2\pi}{1.64}$

nous aurons :

$$\alpha_{01} = \frac{1.76}{R^3} \frac{10^{11}}{\sqrt{\epsilon} f^{3/2}}, \quad N/m$$

- R = rayon intérieur du guide (m).
- f = fréquence (GHZ)
- λ_0 = longueur d'onde dans le vide (en m)
- λ_{01} = longueur d'onde du mode TE₀₁ (en m)
- σ = conductivité de la paroi en mho/m

dans un guide d'onde circulaire, l'affaiblissement du mode H₀₁ est inversement proportionnel à la racine 3/2 de la fréquence et au cube du rayon du guide.

En choisissant donc un rayon intérieur convenable et une fréquence très supérieure à la fréquence de coupure du guide, nous obtenons un affaiblissement linéique faible pour le mode TE₀₁. Ce mode peut donc se propager à grande distance dans un mode circulaire.

II - 2 - 3. Lignes des champs électrique et magnétique dans un guide circulaire.

Voir Figure N° 2.

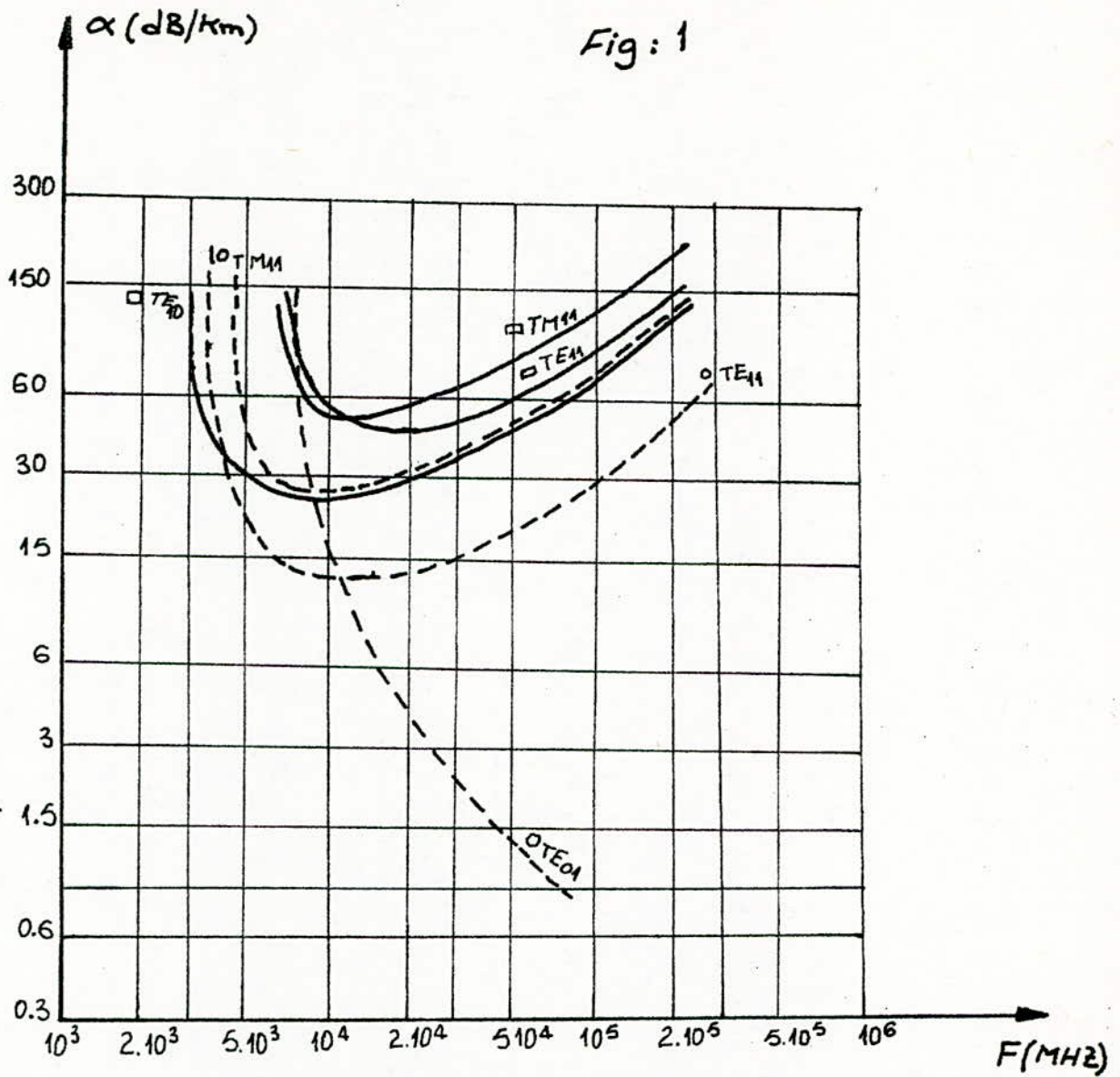
L'onde TE₀₁ a l'avantage de présenter une symétrie de révolution dans un guide circulaire.

D'autre part, elle peut être engendrée par élément d'antenne placé sur l'axe du guide.

II - 2 - 4. Propriété du mode TE₀₁.

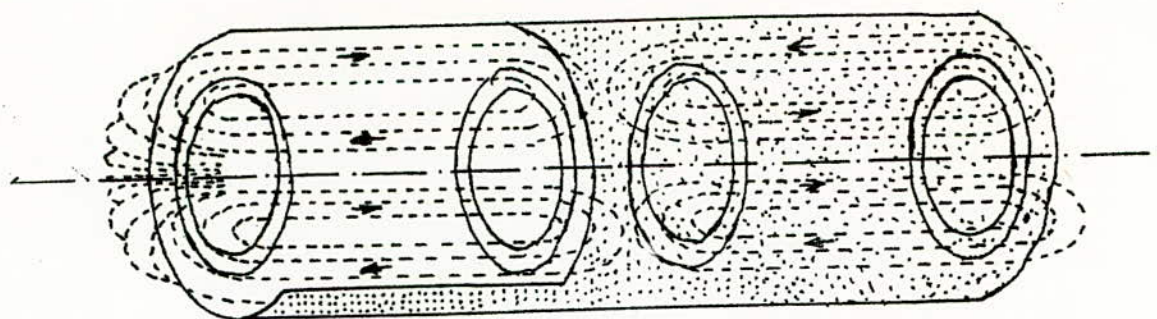
Le mode TE₀₁ présente par rapport aux autres modes pouvant se propager dans le guide, un affaiblissement linéique remarquablement faible.

De plus, pour un rayon intérieur du guide donné, cet affaiblissement théorique décroît constamment avec la fréquence. Il est donc permis d'espérer obtenir par choix judicieux de la fréquence transmise et du diamètre intérieur du guide, un affaiblissement suffisamment faible



Courbes d'affaiblissement en fonction de la fréquence pour différents modes dans le guide rectangulaire et circulaire.

--- Guide circulaire
 ——— Guide rectangulaire.



←
Sens de Propagation

Lignes des champs du mode TE_{01} en
Guide Circulaire.

..... Lignes de chps magnetiques
----- Lignes de chps Electrique.

Fig. 2

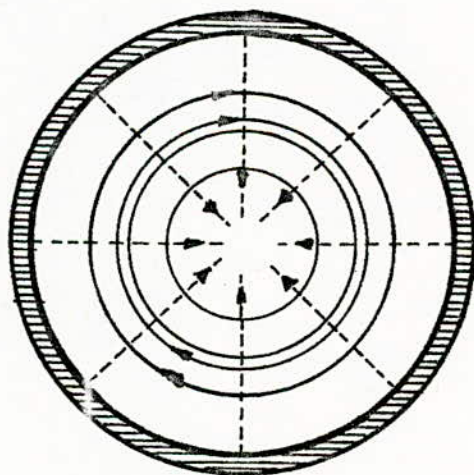


Fig. 2 - —→ Champ électrique .
-----→ Champ magnétique.

pour permettre des liaisons à grande distance .

II - 3 - Influence de la courbure dans un G.oc par l'affaiblissement.

La présence d'un coude dans un guide d'onde circulaire entraîne comme dans tout autre guide, des affaiblissements supplémentaires, dus aux modes parasites qui prennent naissance. Dans les paragraphes suivants nous détaillerons l'origine de ce supplément d'affaiblissement.

Conclusion ;

Le guide d'onde circulaire peut être un moyen de transmission à grande capacité et à grande distance. Il est possible à condition de l'utiliser au-delà de sa fréquence de coupure . Aussi, il faut prévoir un système de filtrage des modes parasites. Dans la suite de cette étude, nous exposerons la solution trouvée en donnant la variation de l'affaiblissement dans la nouvelle structure du guide en fonction de la nature du guide , du rayon intérieur, de la fréquence et du rayon de courbure. Nous définirons le cas où l'affaiblissement est minimal .

On utilise le mode TE₀₁ dans les guides circulaires pour les transmissions à grande distance dans la bande millimétrique, à cause de sa faible atténuation. Mais, un bon rendement n'est pas suffisant; il faut préserver la pureté du mode. C'est pourquoi, on prévoit la réalisation du guide à l'aide d'un fil de cuivre très fin, enroulé à spires jointives qui constitue un filtre de mode. En effet, le mode TE₀₁ a un champ électrique nul sur l'axe, il n'est donc pas absorbé , alors que les autres modes le sont.

III . ETUDE ET REALISATION DU SUPPORT DE TRANSMISSION.

- GENERALITES /

Le mode T E 0 1 est considérablement affaibli au niveau des coudes dans un guide l'onde circulaire lisse. Des phénomènes de conversion et reconversion des modes genent considérablement la propagation. Les études menées ces dernières années ont permis d'élaborer de nouvelles structures pour les guides d'ondes circulaires, permettant d'atténuer considérablement l'affaiblissement notamment au niveau des coudes, et permettant un filtrage continu des modes parasites.

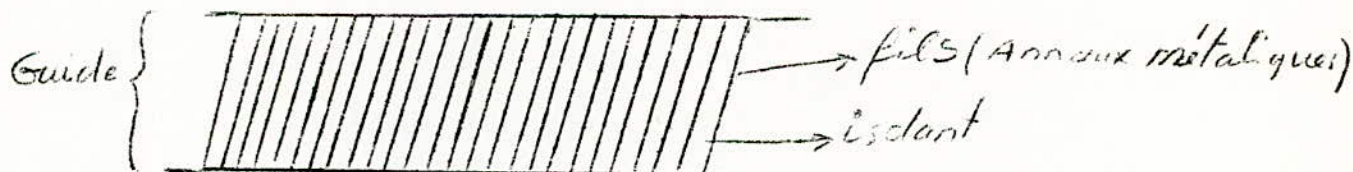
Le guide d'onde à structure hélicoidale à le plus retenu l'attention des centres de recherches. La paroi interne de ~~Le~~ guide est constituée par un fil de cuivre isolé, bobiné en helice à spives jointives. Cette structure a permis de lever la degeneraceuce du mode util qui existait pour un guide circulaire lisse.

En effet des courants excités par le mode dans la paroi interne n'ont pas de composantes longitudinales suivant l'axe du guide, l'affaiblissement du mode T E 0 1 n'est pratiquement pas modifié, mais les autres modes qui ~~auraient~~ tendance à se former au dépend du mode util sont fortement attérués.

Afin d'établir et de quantifier ce phénomène divers modèles ont été proposés. Nous citons parmi ces modèles ~~le~~ UNGER, le modele de COMITE et le modèle de MARCUS.

III . 1 - Affaiblissement.

III . 1 . 1 . = FILTRES



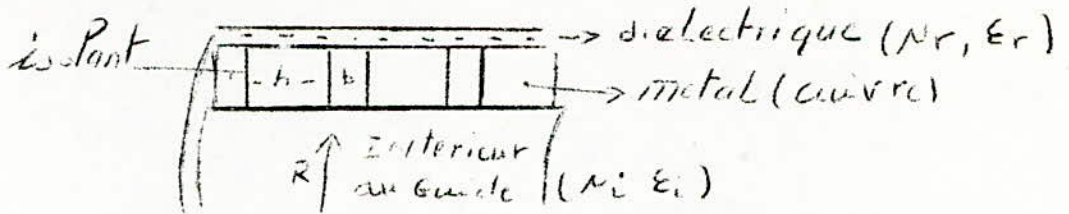
III . 1 . 2 Model - de Filtre.

D ans le guide plusieurs types de mode peuvent exister, un filtre est un dispositif qui avantage un mode au detriment des autres.

Un guide circulaire à l'intérieur auquel on introduit des anneaux métalliques isolés les uns des autres constitue un filtre. Cette structure permet la propagation sans perturbation de l'onde T E 0 1 dont les courants se propagent en section droite. Les modes parasites sont rayonnés dans l'espace extérieur.

II 1. 2. Affaiblissement linéique.

L'étude du guide d'onde circulaire hélicoïdal peut être ramenée à celle d'un guide d'onde constitué d'alternativement conducteurs et isolants.



Afin de déterminer l'équation caractéristique de propagation des champs dans ce type de guide nous considérons 3 milieux :

- a) - l'intérieur du guide d'onde.
- b) - l'intérieur des anneaux métalliques (ils ont la forme de disque).
- c) - l'intérieur des disques isolants.

Les champs à l'intérieur du guide circulaire ont été définis au chapitre I. I. 1 - A l'intérieur des disques métalliques ils s'expriment à partir des fonctions de HANKEL, (ils s'affaiblissent très rapidement en pénétrant dans le métal et on peut les considérer nuls lorsque la profondeur de pénétration est supérieure à 10 fois l'épaisseur de peau.

Dans les anneaux isolants d'épaisseur b , les champs électrique et magnétique s'obtiennent par combinaisons des modes électriques du type E et des modes magnétiques du type H. Aux surfaces de séparation, entre disques métalliques et guide cylindrique, aussi qu'à la surface de séparation entre disques isolants et guide cylindrique on peut écrire les relations des égalités des composantes tangentielle de champs et des composantes normales des inductions électriques et magnétiques.

A la réalisation au guide hélicoïdal on impose une épaisseur des disques isolants très faible devant la longueur d'onde dans le diélectrique qui les constitue. Dans ce cas les modes T E O N ne subissent aucune perte d'énergie par rayonnement à travers ces disques isolants, puisque les modes radiaux auxquels ils pourront donner naissance sont évanescents.

Les seules pertes supplémentaires que subiront ces modes T E O N par rapport au cas du guide d'ondes métalliques homogène résulteront de la diminution de conductibilité des parois qu'entraîne la présence des disques isolants, et en particulier le mode T E O 1.

Par un raisonnement simple on a un disque conducteur de rayon R, de largeur h constitué d'un metal de conductivité σ , δ profondeur de pénétration a pour résistance linéique.

$$r = \frac{2\pi R}{\sigma \delta h} \quad (1)$$

La résistance linéique de la paroi du guide formée par des anneaux alternativement conducteur et isolant est :

$$r' = \frac{2\pi R}{\sigma \delta} \left(\frac{b+h}{h} \right) \quad (2)$$

L'affaiblissement de l'onde se propageant dans le guide alterné sera égal à l'affaiblissement dans un guide lisse (α_0) modifié dans le même rapport $\frac{b+h}{h}$, nous aurons.

$$(3) \quad \alpha = \alpha_0 \frac{b+h}{h} \quad (\text{avec } \alpha_0 \text{ voir. II. 2}).$$

Pour extrapoler le résultat au cas G.O.C à structure ^{du} hélicoïdale, il faut ajouter un terme correctif tenant compte de l'inclinaison des spires.

Aussi l'affaiblissement linéique aura pour expression :

$$(4) \quad \alpha = \frac{1,76 \cdot 10^{11} \lambda_{201}}{R^3 f^{3/2} \sqrt{\epsilon}} \frac{b+h}{h} \cdot 0,95 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{\epsilon_r \mu_r}{\epsilon_r \mu_i} \frac{b(b+h)}{h}}$$

Adgou. (N/m)

b = épaisseur des anneaux isolants

h = " " " métalliques.

μ_r = permeabilité magnétique intérieur du diélectrique.

μ_i = " " " du guide (azote, air...).

ϵ_r = permittivité intérieur du diélectrique.

ϵ_i = " " " du guide (azote, air...).

La formule (4) appliquée au guide hélicoïdal, dont les spires sont en cuivre, le diélectrique résine, le guide rempli d'azote - (donc toutes les constantes sont connues) devient avec un rapport $\frac{b+h}{b} = 6,0$.

$$\alpha = \frac{3,60 \cdot 10^7}{R^3 f^{3/2}} \frac{\lambda_{201}}{d} \quad \text{N/M. (5)}$$

(Le terme supplémentaire est négligeable).

Nous remarquons (relation 5)) que l'affaiblissement linéique dans un guide circulaire hélicoïdal est environ quatre fois plus grand que dans le cas du guide d'onde circulaire métallique lisse. Ceci est un inconvénient, mais il est compensé par l'avantage qu'il procure au franchissement des coudes (suppression des phénomènes de conversion des modes, affaiblissement plus faible (linéique plus courbure). suppression des modes parasites.)

IXI . 1 . 3 - Affaiblissement du mode TEO1 DANS UN GUIDE COURBE.

Dans un guide circulaire dont la courbure n'est pas trop accentuée la propagation du mode TEO1 est possible avec un très faible affaiblissement. Dans le cas d'un guide d'ondes formé d'un tube creux de parois internes conductrices et homogènes, le mode TEO1 se transforme en mode TM₁₁ (de vitesse de propagation identique au second ordre près) après franchissement d'une courbe dont l'angle au centre égale l'angle critique $\Theta_c = 77,5 \lambda_0 / R$ (λ_0 = longueur d'onde dans le vide, R rayon du guide). Mais ce mode se retransforme quasi-intégralement en mode TEO1 à la sortie d'une courbe d'angle double $\Theta_c = 155 \lambda_0 / R$. Les travaux de Jouquet sont vérifiés expérimentalement - il fournit donc un moyen de franchissement des coudes par le mode TEO1 dans les guides d'ondes circulaires : mais la présence de terme λ_0 dans l'expression de l'angle critique nous montre que cette propriété n'est valable qu'à une fréquence donnée. Ce qui ôterait tout intérêt au guide circulaire pour transmission sur larges bandes de fréquence. D'autres solutions ont été proposées qui permettent d'échapper dans une large mesure à l'écueil de la sélectivité fréquence des guides d'ondes isotrope ; les deux intéressantes solutions sont le guide hélicoïdal et le guide d'ondes à revêtement diélectrique interne. -

- Calcul de l'affaiblissement au mode TEO1 en courbure.

Supposons un guide d'ondes circulaires de rayon intérieur R dont l'axe subit une courbure uniforme de rayons $A > R$.

En écrivant les équations de Maxwell dans un système de coordonnées toroïdales ρ, ψ et Z, on peut étudier la propagation d'une onde électromagnétique de \vec{E} et \vec{H} à l'intérieur de ce guide.

Un élément de longueur ds a pour carré :

$$ds^2 = \left[1 + \frac{\rho \sin \psi}{a} \right]^2 dz^2 + d\rho^2 + \rho^2 d\psi^2$$

Les équations de Maxwell dans le guide s'écrivent en tenant compte de la courbure.

$$\frac{\partial}{\partial \psi} \left[\left(1 + \frac{\rho}{A} \sin \psi \right) H_z \right] = j \omega \epsilon \left(1 + \frac{\rho}{A} \sin \psi \right) E_\psi.$$

.../...

$$\delta H_p - \frac{\partial}{\partial \rho} \left[\left(1 + \frac{\rho}{A} \sin \varphi \right) H_z \right] = j \omega \epsilon \left(1 + \frac{\rho}{A} \sin \varphi \right) E_\varphi$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} (\rho H_\varphi) = \frac{\partial}{\partial \varphi} H_p = j \omega \epsilon \rho H_z$$

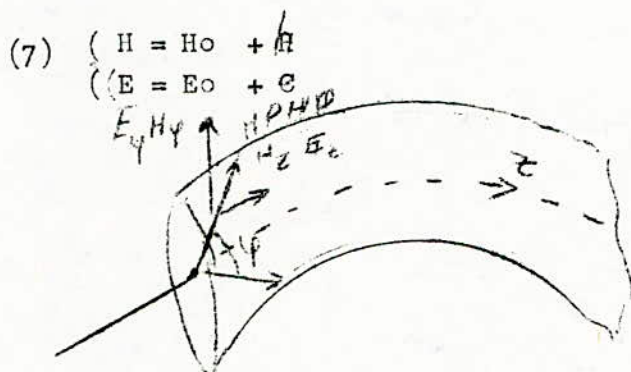
$$\frac{\partial}{\partial \varphi} \left(1 + \frac{\rho}{A} \sin \varphi \right) E_z \Big] - \delta_\rho E_\varphi = j \omega \mu \rho \left(1 + \frac{\rho}{A} \sin \varphi \right) H_p$$

$$\delta E_\rho = \frac{\partial}{\partial \rho} \left(1 + \frac{\rho}{A} \sin \varphi \right) E_z = -j \omega \mu \left[1 + \frac{\rho}{A} \sin \varphi \right] H_\varphi$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} (\rho E_\varphi) = \frac{\partial}{\partial \varphi} E_p = -j \omega \mu \rho H_z$$

Dans le cas où les champs dépendent de Z et du temps t par l'intermédiaire de la relation $e^{j(\omega t - \gamma z)}$

On résout ce système d'équation par une méthode de perturbation en ajoutant aux champs E_0 et H_0 du guide rectiligne ($\frac{1}{A} = 0$) des termes complémentaires, fonction de $\frac{1}{A}$ de sorte que :



La méthode la plus simple consisterait à évaluer immédiatement les champs perturbés e et h , en fonction de $\frac{1}{A}$ et à calculer l'affaiblissement du mode TE₀₁ en courbure sans se préoccuper de la provenance des termes complémentaires.

La résolution du système d'équation de Maxwell (6) en tenant compte de (7) conduit aux solutions suivantes pour e et h

$$h_z = \left[B J_0(x_0 \rho) - \frac{x_0^2 + 2\gamma^2}{2x_0^2} \rho \frac{A}{A} J_0(x_0 \rho) + \frac{\gamma^2}{2x_0^2} \rho^2 J_0'(x_0 \rho) \right] e^{j \sin \varphi}$$

$$h_\rho = \left[B \frac{\gamma}{x_0} J_1'(x_0 \rho) - j \frac{\epsilon \omega \epsilon_0}{x_0^2 \rho} J_1(x_0 \rho) - \frac{\gamma^2}{2x_0^2} (\rho^2 \gamma^2 - 1) \right] \times$$

$$\times \frac{A}{A} J_0(x_0 \rho) + \frac{\gamma}{2x_0^3} (\rho_0^2 + 2x_0^2) \rho \frac{A}{A} \dots / \dots$$

$$*h_{\varphi} = \left[B \frac{\gamma}{x_0^2} J_1(x_0 \rho) - j \frac{C \omega \epsilon_0}{x_0} J_1'(x_0 \rho) - \frac{1}{2} \frac{\gamma}{x_0^2} \frac{A}{A} (x_0 \rho) + \right. \\ (8) \quad \left. + \frac{1}{2} \frac{\gamma}{x_0^3} (\beta_0^2 + \gamma_0^2) \rho \frac{A}{A} J_1(x_0 \rho) \right] e^{\gamma z} \sin \varphi.$$

$$*E_z = \left[C J_1(x_0 \rho) - \frac{j \omega \mu \gamma}{x_0^2} \rho \frac{A}{A} J_0(x_0 \rho) \right] e^{\gamma z} \cos \varphi.$$

$$*E_{\rho} = \left[-j \frac{B \omega \mu}{x_0^2 \rho} J_1(x_0 \rho) + \frac{C \gamma}{x_0} J_1'(x_0 \rho) - \frac{j \omega \mu A}{2 x_0^2 A} J_0(x_0 \rho) \right. \\ \left. + \frac{j \omega \mu \rho}{2 x_0^3} \gamma \frac{A}{A} J_1(x_0 \rho) \right] e^{\gamma z} \cos \varphi.$$

$$*E_{\varphi} = \left[j \frac{B \omega \mu}{x_0} J_1'(x_0 \rho) - \frac{C \gamma}{x_0^2} J_1(x_0 \rho) + \frac{1}{2} \frac{j}{\omega \epsilon_0} \frac{\beta_0^2}{x_0^2} (1 + \gamma^2 \rho^2) \times \right. \\ \left. \frac{A}{A} J_1(x_0 \rho) + \frac{1}{2} \frac{j \omega \mu \beta_0^2}{x_0^3} \rho \frac{A}{A} J_1(x_0 \rho) \right] e^{\gamma z} \sin \varphi$$

- Le caractère hélicoïdal du guide d'ondes se traduit par les relations.

$$E_{\varphi i} = 0 \\ (9) \quad \left(\frac{b}{b+h} \right) \frac{h \varphi_i}{e z_i} = \left[\frac{1}{z_r} + \frac{1}{z_j} \right] = \frac{1}{z_s}$$

L'indice i désignant les champs à l'intérieur du guide au voisinage immédiat de la paroi ($\rho = R$).

z_r = impédance radiale du guide.

z_j = impédance radiale provenant de la structure hélicoïdale.

- La puissance dissipée par les champs e et h à travers la paroi du guide est :

$$P_d = \frac{1}{2} R \left\{ \int_0^{2\pi} (e_{\varphi} h_z^* - e_z h_{\varphi}^*) R \cdot d\varphi \right\}$$

Compte tenu de (9) et (10) la relation 10 s'écrit :

$$-P_d = \frac{1}{2} R \left\{ \int_0^{2\pi} \frac{b+h}{h} \left(\frac{1}{z_r} + \frac{1}{z_j} \right) e_z^* R \cdot d\varphi \right\} \\ = \frac{1}{2} R \left\{ \frac{b+h}{b} \cdot R \left[\frac{1}{z_r} + \frac{1}{z_j} \right] \left[C J_1(x_0 A) - j \omega \frac{\mu \gamma R A}{A} J_0(x_0 R) \right]^2 \right\}$$

On pose pour simplifier les calculs.

$$\frac{b+h}{b} \left[\frac{1}{z_r} + \frac{1}{z_j} \right] = \frac{b+h}{b} \frac{1}{z} = \gamma = x + j y.$$

Les constantes B et C sont calculées en fonction de B/C à partir des relations (8) et (9) on obtient tout calcul fait pour la puissance dissipée.

$$P_d = \frac{\pi^3 R^3 \omega N^2 B^2 A^2}{A^2} J_0^2(x_0 R)$$

Le supplément d'affaiblissement dû à la courbure est égal au demi rapport des puissances dissipées et transmises.

$$\Delta \alpha_c = \frac{1}{2} \frac{P_d}{P_t}$$

P_t donné par $P_t = \iint [E_\psi - e_r] \wedge (H_\rho + h_\rho)^* - (E_\rho - e_\rho) \wedge (H_\psi + h_\psi)^*$

$$= \frac{1}{2} \iint E_\psi \wedge H_\psi^* \rho d\rho d\psi = \frac{0,1 \pi \omega N B^2 R^2}{X_0^2}$$

et $\Delta \alpha_c = 0,034 \frac{b L^4}{b} \frac{R^3 \omega N B^2}{A^2} \frac{X_0}{X_0^2 + Y_0^2}$ (11)

avec $Z_0 = X_0 + Y_0$

Il existe une autre méthode de calcul de l'affaiblissement supplémentaire dû à la courbure tenant compte de coefficients de couplage entre mode, (méthode des lignes couplées), nous ne donnons que les résultats.

On assimile le couplage entre TE 01 et d'autres modes au couplage qui peut s'établir entre deux lignes de transmission parallèles et uniformément couplées entre elles, l'une de ces lignes transporte le mode utile TE01 l'autre le mode parasite.

L'affaiblissement du mode TE01 dans un guide courbé devient la somme de l'affaiblissement α_0 , du mode en ligne droite et d'une série de terme de la forme.

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_{mn}^2 (\alpha_{T, mn} - \alpha_{01})}{(B_{01} - B_{mn})^2 + (\alpha_{01} - \alpha_{mn})^2}$$

théoriquement et expérimentalement il a été montré que seuls les modes TE 12 et TM 11 sont prépondérants donc dans la suite du calcul on ne tiendra plus compte des autres modes. Nous noterons AM11 et AE 12 leur affaiblissements.

Cet affaiblissement est directement proportionnel au rayon du guide R et la fréquence f, Mais inversement proportionnel au rayon de courbure A. Les formules valables pour les guides hélicoïdaux donnant l'affaiblissement dû aux modes parasites TM 11 et TE 12 sont :

$$A_{M11} = 563 \cdot 10^{-75} \frac{\lambda}{\lambda_{g01}} \frac{R^3 f^{3/2}}{A^2} \frac{1}{\rho} \frac{b+h}{b} \quad \text{N/M } (\cancel{f}) \quad (12)$$

$$A_{E12} = 1,13 \cdot 10^{-37} \frac{\lambda}{\lambda_{g12}} \frac{R^5 f^4}{A^2} \cdot \rho \frac{b_1}{b+h} \quad \text{N/M } (\cancel{f}) \quad (13)$$

(R, et A en m; f en Hz.)

Pour les guides actuellement fabriqués le rapport $\frac{b+h}{b} \approx 6$.
 Les supplément d'affaiblissement deviennent alors, En supposant les hypothèses suivantes (vérifiées pour les guides réalisés jusqu'à présent).

La différence des constantes de phase $\beta_{01} - \beta_{12}$ est grande par rapport à la différence d'affaiblissement $\alpha_{12} - \alpha_{01}$.

Ces rapports $\frac{\lambda}{\lambda_{c01}}$ et $\frac{\lambda}{\lambda_{c12}}$ sont petits devant 1.

(les guides sont utilisé au-delà de leur fréquence de coupure).

Les affaiblissements des modes parasites TM11 et TE 12 sont supérieurs à l'affaiblissement du mode utile TE 01.

$$A_{M11} = 3,37 \cdot 10^{-14} \frac{\lambda}{\lambda_{g01}} \frac{R^3 f^{3/2}}{A^2} \frac{1}{\rho} \quad (\cancel{f}) \quad (14)$$

$$A_{E12} = 1,90 \cdot 10^{-38} \frac{\lambda}{\lambda_{g12}} \frac{R^5 f^4}{A^2} \rho \quad (\cancel{f}) \quad (15)$$

d'après ces relations les affaiblissements supplémentaires dus aux modes parasites sont proportionnels au rayon intérieur du guide à la fréquence, contrairement à l'affaiblissement linéique, d'autre part ce supplément d'affaiblissement est inversement proportionnel au rayon de courbure du guide.

Ainsi cette affaiblissement supplémentaire tend vers 0 qd le rayon de courbure A tend vers l'infini.

Finalement pour un guide hélicoïdal, en tenant compte des relations $(\cancel{14})$ et $(\cancel{15})$ nous aurons un affaiblissement total (affaiblissement linéique + supplément au coude).

$$\alpha_T = \alpha + A_{M11} + A_{E12} \quad (16)$$

avec

α inversement proportionnel à R et f.

A_{M11} et A_{E12} directement proportionnels à R et f et inversement proportionnel à A.

Pour la relation 10 on peut donc trouver un affaiblissement optimal en jouant sur les paramètres (R, f, et A).

III. 2 . Influence des différents paramètres :

Les formules précédentes nous ont montré l'importance de l'influence des différents paramètres (rayons du guide, fréquence, rayon de courbure) sur l'affaiblissement. Dans les paragraphes suivants nous nous efforcerons de déterminer les valeurs de ces paramètres nous permettant d'avoir un affaiblissement minimal.

III. 2.1 - Influence de la fréquence et du rayon du guide :

14 et 15

Les relations (14) et (15) donnant les suppléments d'affaiblissement aux coudes du aux modes TM11 et TE 12 exprimés en fonction des coefficients de couplages, des constantes de phases deviennent :

$$(17) \quad \Delta \alpha_c = A_{TM11} + A_{TE12} = \frac{C_{TM11}^2}{2(\alpha_{TM11} + \alpha_{TE01})} + \frac{C_{TE12}^2 (\alpha_{TE12} - \alpha_{TE01})}{(B_{01} - B_{12})^2}$$

avec $C_{TM11} = 0,18 \frac{BR}{A}$ $\beta = \omega \sqrt{\epsilon, \mu}$

$$C_{TE12} = \left[0,15 \left(\frac{B^2}{\sqrt{B_{01} B_{12}}} + \frac{\sqrt{B_{01} B_{12}}}{\beta} \right) \right] \frac{BR}{A}$$

$$B_{01} = \beta \sqrt{1 - \left(\frac{A}{\lambda_{c01}} \right)^2}$$

$$B_{12} = \beta \sqrt{1 - \left(\frac{A}{\lambda_{c12}} \right)^2}$$

Pour les guides hélicoïdaux les affaiblissements des modes TM11 et TE12 sont grands devant l'affaiblissement du mode TE 01 (hypothèses des formules (14) et (15)) on peut donc négliger α_{TE01} devant α_{TE12} et α_{TM11} .

On obtient tout calcul fait à partir de (17)

$$\Delta \alpha_c = \left[\frac{0,034}{2 \alpha_{TM11}} + 0,006 \beta^2 R^4 \alpha_{TE12} \right] \frac{B^2 R^2}{A^2} \quad (12)$$

Le supplément d'affaiblissement dû à la courbure pour le mode TM11 varie comme :

$$\Delta \alpha_{TM11} = \frac{B^2 R^2}{A^2 \alpha_{TM11}} = \frac{4 \pi^2 F^2 R^2 \epsilon, \mu}{A^2 \alpha_{TM11}}$$

...../.....

et pour le mode TE₁₂:

$$\alpha_{TE_{12}} = \frac{\beta^4 R^6}{A^2} \alpha_{TE_{12}} = \frac{16 \pi^4 F^4 R^6 \epsilon_1 \mu_1^2}{A^2} \alpha_{TE_{12}}$$

REMARQUE. Pour les guides de grand diamètre $\alpha_{TE_{12}}$ est important et croit très vite avec la fréquence. Il existe dans un guide hélicoïdal, à une fréquence donnée une relation de proportionnalité entre :

$\alpha_{TE_{12}}$ et $\alpha_{TM_{11}}$ cette relation de proportionnalité

et

$$\alpha_{TE_{12}} = K \cdot \alpha_{TM_{11}} \quad \text{AVEC } K < 1. \quad (19)$$

III .2.2. Détermination de l'affaiblissement optimum pour le franchissement des coudes :

La relation 18, en tenant compte de la relation de proportionnalité entre $\alpha_{TE_{12}}$ et $\alpha_{TM_{11}}$ (19) s'écrit :

$$\Delta \alpha_{\text{courbure}} = \left[\frac{0,034}{2\alpha_{TM_{11}}} + 0,006 \beta^2 R^4 \cdot K \alpha_{TM_{11}} \right] \frac{\beta^2 R^2}{A^2} N/m \quad (20)$$

Il existe une valeur de $\alpha_{TM_{11}}$ qui rendra $\Delta \alpha_c$ minimal, cette valeur s'obtient en dérivant (14) par rapport à $\alpha_{TM_{11}}$.

L'affaiblissement optimum du mode TM₁₁ est ainsi donné par

$$\alpha_{TM_{11}} = \frac{1,67}{\sqrt{KR^4 \beta^2}} N/m \quad (21)$$

au dessous de cette valeur, l'accroissement, de l'affaiblissement de TM₁₁ fera diminuer le Terme de courbure au delà il l'accroîtra.

EXEMPLE :

Pour $\alpha_{TM_{11}} = 14,2 N/M$ (guide de 50mm de rayon à f = 35 GHz) on a :

$$\begin{aligned} \Delta \alpha_c &= 0,08 \quad N/KM \dots\dots\dots A = 100 \text{ m} \\ \Delta \alpha_c &= 0,32 \quad N/KM \dots\dots\dots A = 50 \text{ m}. \end{aligned}$$

Les guides fabriqués actuellement donnent (à $\Phi = 50 \text{ mm}$) un

$$\alpha_{TM_{11}} = 5,2 N/M \text{ et } \alpha_{TE_{12}} = 0,35 N/M \text{ à } 35 \text{ GHz.}$$

L'affaiblissement dû au mode TM₁₁ est encore prépondérant sur celui dû au mode TE₁₂.

Avec ces résultats de calcul donne un affaiblissement supplémentaire au courbure.

$$\begin{aligned} \Delta \alpha_c &= 0,112 \quad N/M \quad \text{pour } A = 100 \text{ m} \\ \Delta \alpha_c &= 0,448 \quad N/M \quad \text{pour } A = 50 \text{ m}. \end{aligned}$$

.../...

III. 2. 3. Variation de l'affaiblissement optimum pour franchissement des coudes en fonction de la fréquence :

Au début de cette étude nous avons donné les valeurs des affaiblissements des modes TE_{mn} et TE_{mn} ; pour les 2 modes particuliers TE_{12} et TM_{11} nous aurons :

$$\alpha_{TE_{12}} = \frac{b}{(b+h)R} \frac{\lambda}{\lambda_{g12}} \sqrt{\frac{\epsilon_c}{\mu_c}} \frac{1}{(5,33)^2 - 1} \rho \quad (22)$$

$$\alpha_{TM_{11}} = \frac{b}{2(b+h)R} \frac{\lambda}{\lambda_{g11}} \sqrt{\frac{\epsilon_c}{\mu_c}} \rho \quad (23)$$

on déduit pour K la valeur :

$$K = \frac{\alpha_{TE_{12}}}{\alpha_{TM_{11}}} = 2 \frac{\lambda^2}{\lambda_{g12} \lambda_{g11}} \frac{1}{(5,23)^2 - 1} \quad (24)$$

Dans la relation (24) nous aurons en remplaçant K par la valeur en introduisant les pulsations de coupure ω_{c11} et ω_{c12} des modes TM_{11} et TE_{12} et en rappelant que $\beta = \omega \sqrt{\epsilon_c \mu_c}$ avec ϵ_c et μ_c constantes diélectrique et magnétique du milieu (azote) emplissant l'intérieur du guide.

$$\alpha_{TM_{11}} = \frac{6,28}{R^2 \omega \sqrt{\epsilon_c \mu_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{c11}}{\omega}\right)^2} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{c12}}{\omega}\right)^2}} \quad (25)$$

L'affaiblissement de courbures dû au mode TM_{11} est encore prépondérant, on ne tiendra pas compte de l'affaiblissement de courbure dû au mode TE_{12} .

$$(26) \Delta \alpha_c = \frac{0,034}{\alpha_{TM_{11}}} \frac{\beta^2 R^2}{A^2} = 0,034 \frac{R^4 \omega^3}{A^2} (\epsilon_c \mu_c)^{2/34}$$

$$\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{c11}}{\omega}\right)^2} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{c12}}{\omega}\right)^2}$$

Remarque sur la relation (20) :

Pour un diamètre du guide donné, cette affaiblissement croit sensiblement comme le cube de la fréquence et comme l'inverse du carré du rayon de courbure.

Les figures suivantes donnent les variations de ce surcroît d'affaiblissement en fonction de la fréquence pour 2 valeurs de R et 3 valeurs du rayon de courbure (fig. 3 et 4).

Les graphes 45 et 6, donnent l'affaiblissement kilométrique total (affaiblissement linéique, et supplément d'affaiblissement dû à la courbure) pour différents guides et différents rayons de courbure.

Commentaire sur courbe 3,4,5,6 :

Nous avons fait auparavant la remarque suivante : l'affaiblissement linéique d'un guide circulaire pour les modes TE 01 décroît quand la fréquence augmente, alors que le supplément d'affaiblissement dû à la courbure augmente avec la fréquence.

On conçoit aisément que les courbes présentent un minimum d'affaiblissement en fonction de la fréquence.

La position de ce minimum permettra d'orienter le choix du diamètre intérieur du guide pour le franchissement d'un coude déterminé.

Nous résumons dans le tableau suivant les valeurs optimum des rayons de courbure.

DIAMETRE INTERIEUR DU GUIDE EN MM	GAMME DE FREQUENCE 30 - 70 GHZ	GAMME DE FREQUENCE 30-100 GHZ.
	Rayon de courbure A (m)	rayon de courbure A(m).
50	150	200
25	15	20
17	3	4
12	1,5	2

Nous n'accordons à ces chiffres qu'une valeur indicative, car il est nécessaire dans le calcul d'une liaison déterminée de tenir compte de la proportion des longueurs courbées par rapports aux longueurs droites.

Il ne faut pas aussi perdre de vue les risques de graves distorsions de temps de propagation qu'entraîne un changement de diamètre des guides d'ondes (voir transitions coniques).

Fig 3 ($\phi = 25\text{mm}$)

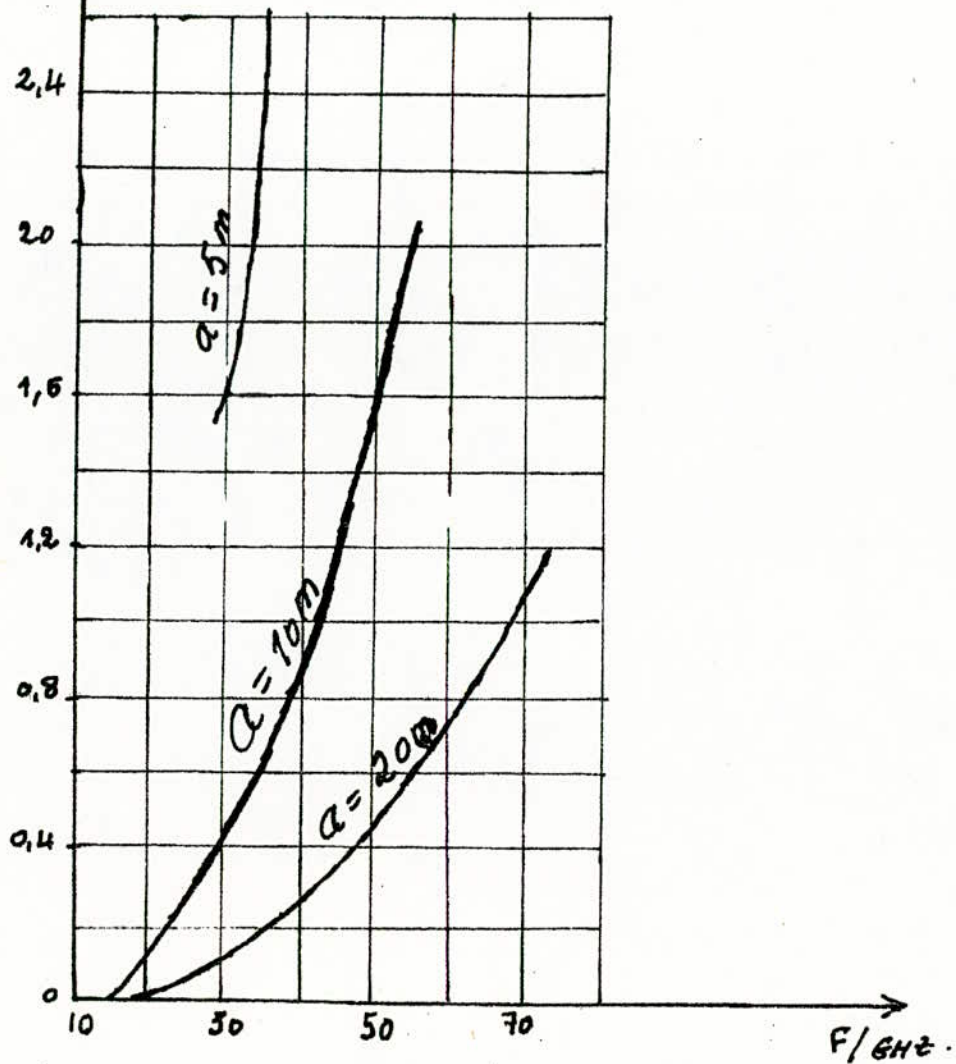
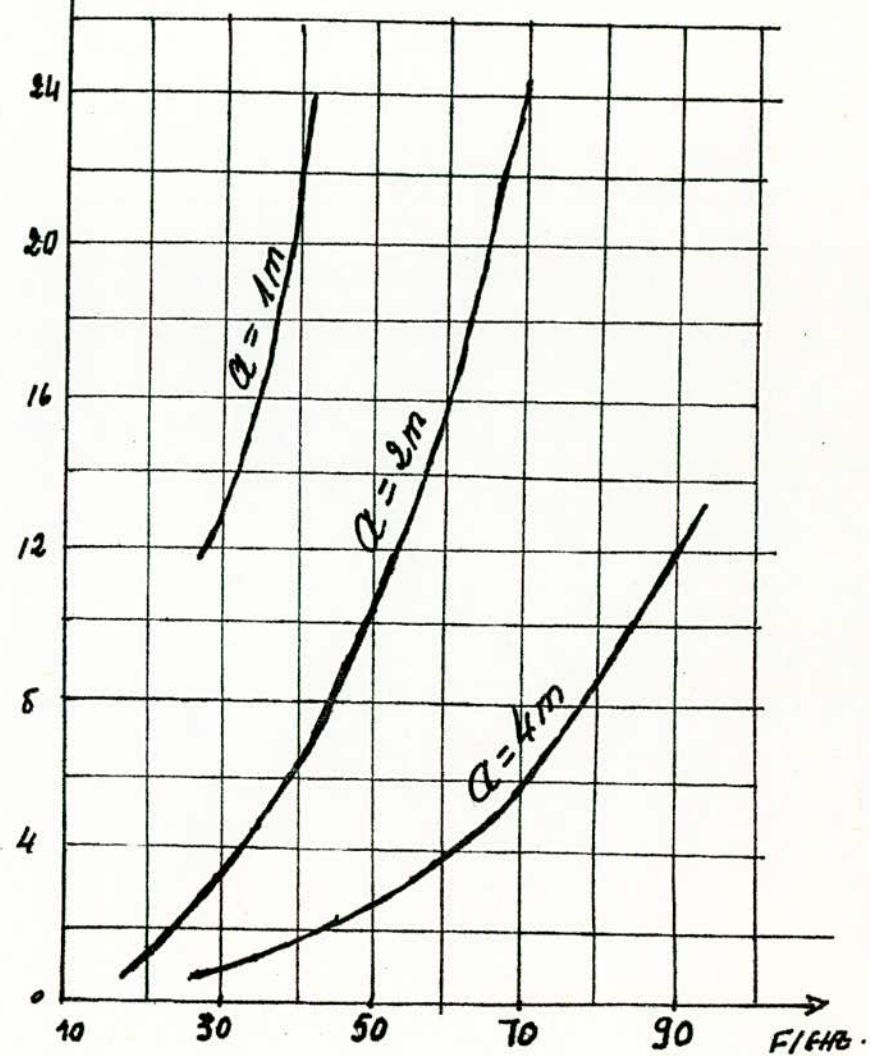
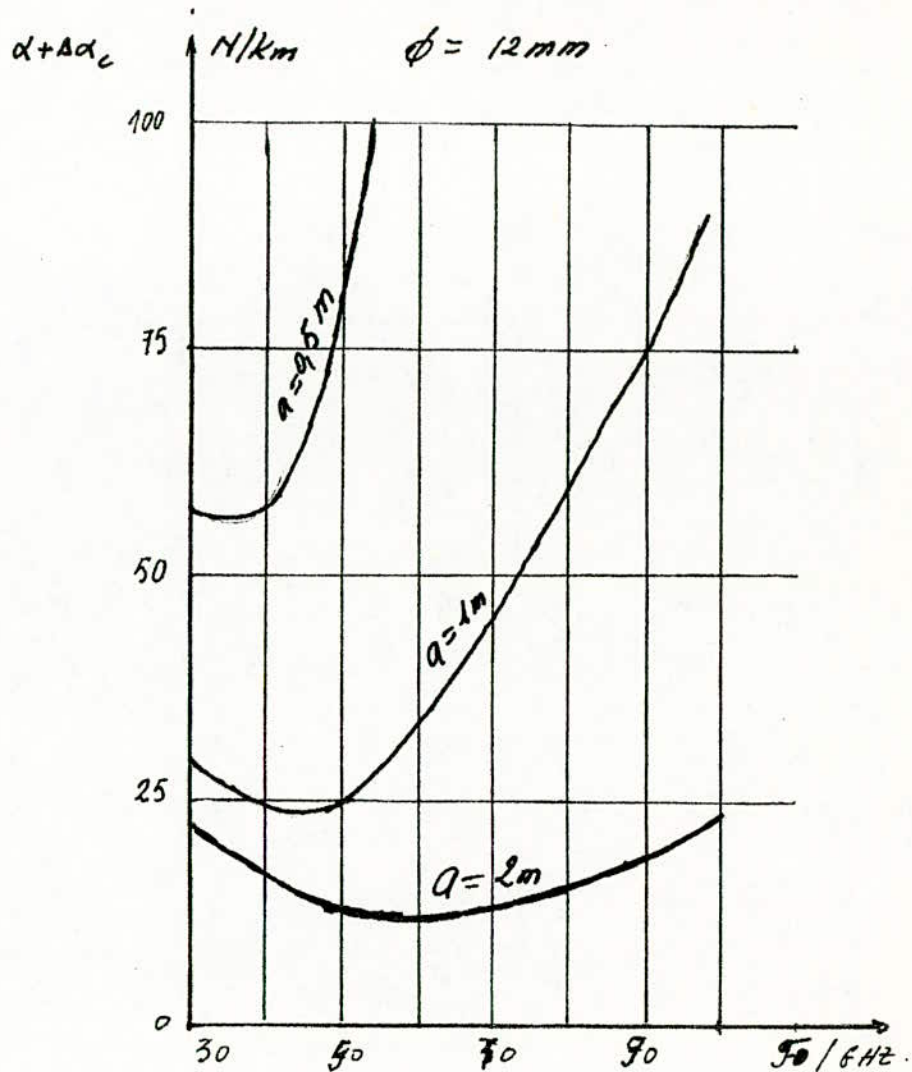
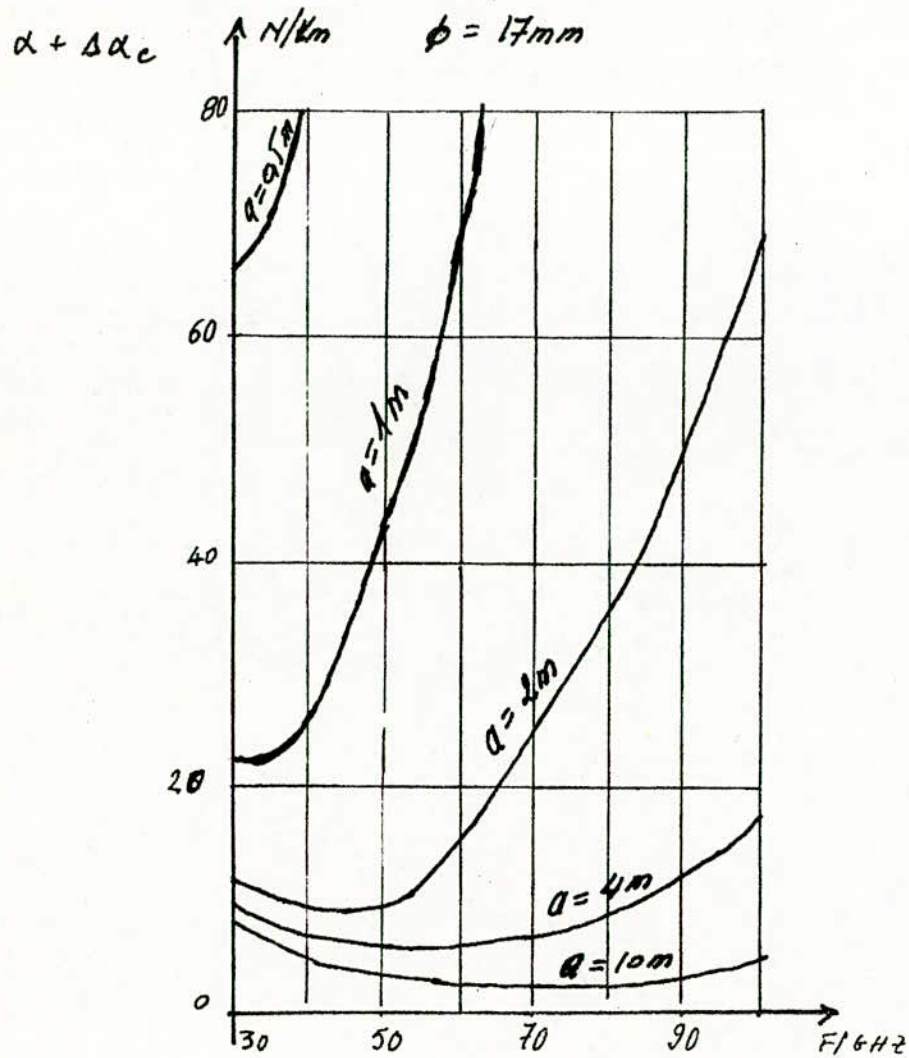


fig: 4 ($\phi = 17\text{mm}$)

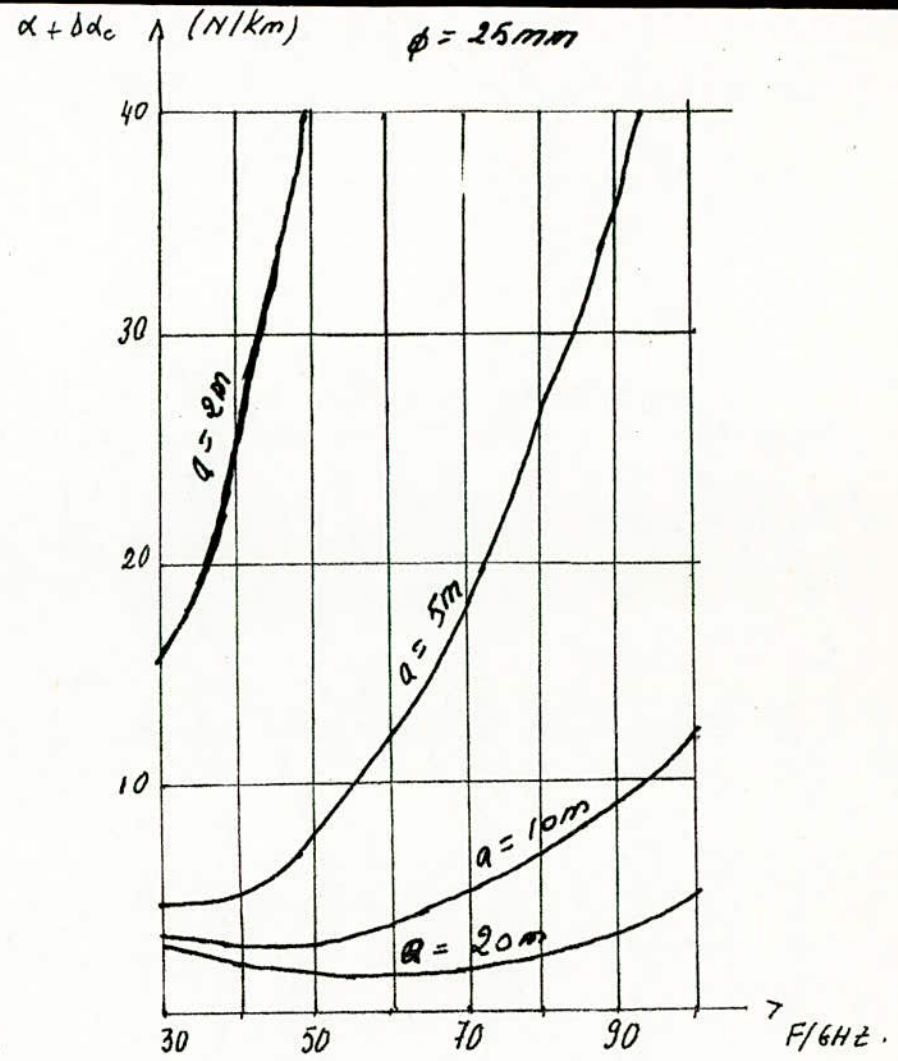
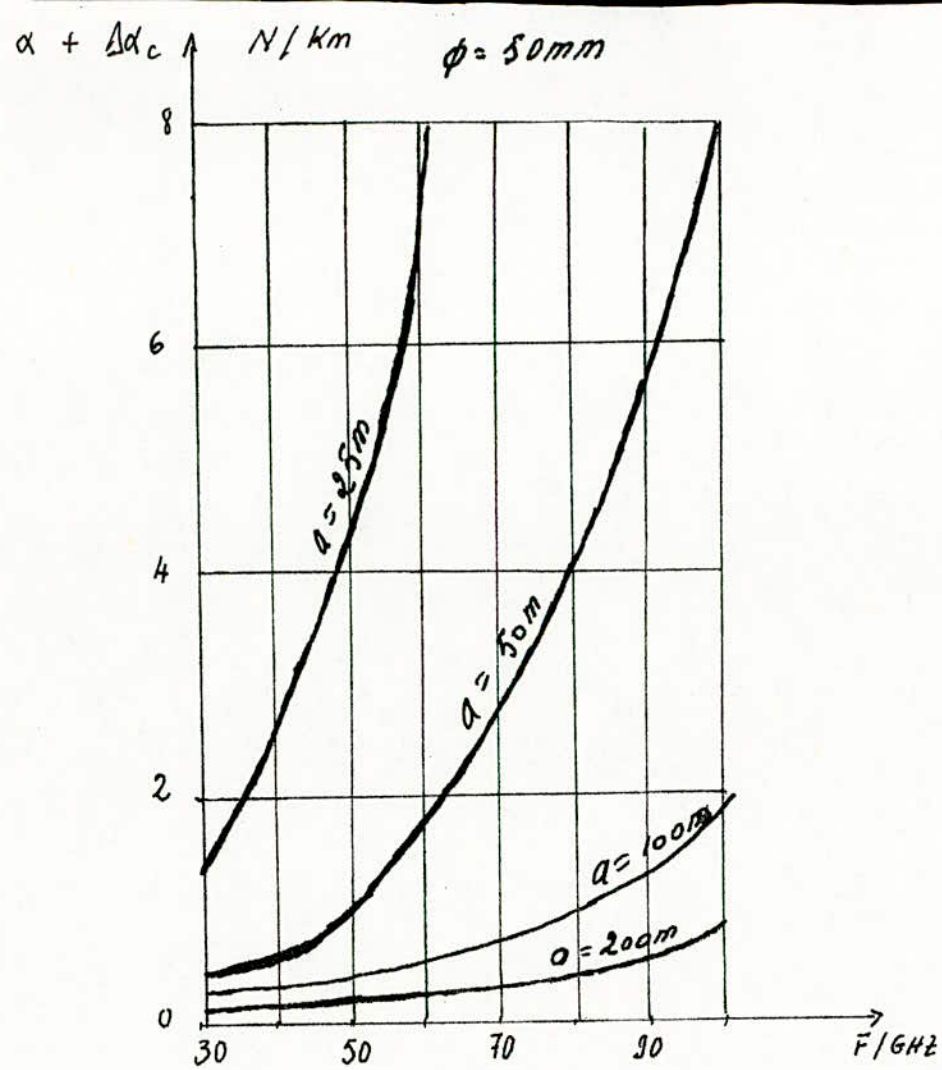


variation en fonction de la fréquence de l'affaiblissement dû à la courbure



Affaiblissement kilométrique d'un guide hélicoïdal.

Fig. 5



Affaiblissement kilométrique d'un Guide d'ondes hélicoïdal.

Fig. 6

III- 2. 4. Impédance radiale conduisant à un affaiblissement minimum dans les coudes :

Nous avons vu que le supplément d'affaiblissement dû au courbure est fonction de l'impédance radiale, plus particulièrement de la partie réelle, Z_r .

Une relation simple est obtenue en inversant l'affaiblissement, concernant ρ .

$$\frac{1}{\rho} \sqrt{\frac{\mu_c}{\epsilon_i}} = 0,27 \sqrt{\frac{1 - (\frac{\omega_{11}}{\omega})^2}{1 - (\frac{\omega_{12}}{\omega})^2} \frac{b}{b+h}} R.W. \sqrt{\epsilon_i \mu} \quad (27)$$

L'inverse de l'impédance radiale (admittance radiale) est pratiquement un relation linéique croissante de la fréquence et du diamètre du guide (Fig : 7).

Les relations 21 nous donne :

$$\rho = 3,7 \sqrt{\frac{1 - (\frac{\omega_{11}}{\omega})^2}{1 - (\frac{\omega_{12}}{\omega})^2} \frac{b+h}{b} \frac{1}{R \omega \epsilon_i}} \quad (28).$$

Il est possible de dimensionner des guides réalisant l'affaiblissement optimum en fonction de la fréquence en utilisant des diélectriques donnant des impédances radiales minimales.

III. 2 . 5 Changement de diamètre du guide au coude.

Le supplément d'affaiblissement au coude dû au mode TE_{11} et TE_{12} sont fonctions du rayon intérieur du guide (relation (16) et (17)). la relation (12) devient en tenant compte de ces 2 formules.

$$\Delta \alpha_c = \left[0,034 \frac{(b+h)\lambda}{b \cdot \lambda g_{11}} \sqrt{\frac{\epsilon_i}{\mu_c}} \frac{1}{\rho} \right] \frac{B^2 R^3}{A^2} + 0,061 \frac{b}{b+h} \frac{\lambda}{\lambda g_{12}} \sqrt{\frac{\epsilon_i}{\mu_c}}$$

$$\rho = \frac{1}{5.33-1} \frac{B^4 R^5}{A^2}$$

REMARQUE :

Pour des guides de structure voisines, ne différant que par leur diamètre intérieur l'affaiblissement supplémentaire dû à la courbure est d'autant plus importante que le diamètre intérieur ($2R$) du guide sera grand. On a donc intérêt à prendre pour de rayon de courbure faible des guides dont le rayon intérieur est faible, et en réunit le trançon droit avec le trançon courbé par des transitions appropriées, d'après les formules (29) et (5), pour un guide héliocôidal de 50 mm de diamètre intérieur, l'affaiblissement en courbe est double de l'affaiblissement en ligne droite pour un rayon de courbure de 70 m.

Pour un guide de 25 mm de diamètre intérieur, le doublement de l'affaiblissement par rapport à la ligne droite se produit pour des rayons de courbure de 12 m, tandis que pour un guide de 17 mm de

$$\frac{1}{\rho} \sqrt{\frac{Ml}{Ei}}$$

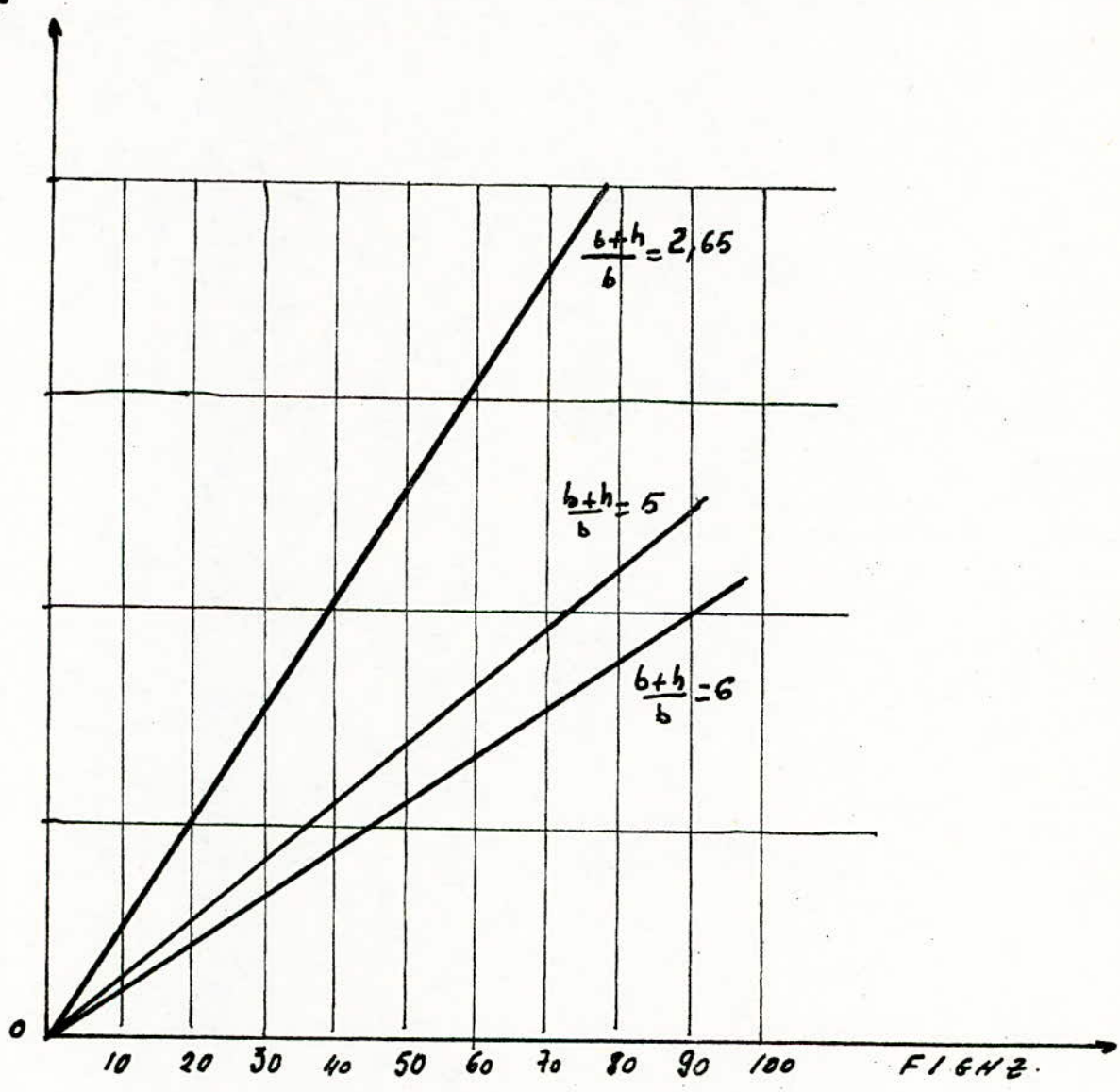


Fig. 7. Variation de $\frac{1}{\rho} = f(f)$.

diametre. Le doublement de l'affaiblissement par rapport à les lignes droites se produit pour des rayons de courbure de 4 m.

IV - PRINCIPE D'UTILISATION DU GUIDE :

IV - 1 - Gamme de fréquence disponible, diamètre intérieur du guide :

Le calcul théorique montre que l'affaiblissement linéique du guide pour le mode TE₀₁ varie comme $\frac{1}{R^3 F^{3/2}}$ (R = rayon du guide, F = Fréquence). il est donc d'autant plus faible que R et F sont grands. Mais on ne peut augmenter indéfiniment l'un ou l'autre paramètre pour les raisons suivantes :

Pour le diamètre est grand, plus est difficile de maintenir dans les limites voulues les tolérances de fabrication et d'assurer la rigidité mécanique indispensable.

L'affaiblissement dû au coude est proportionnel au rayon intérieur et à la fréquence.

Plus la fréquence est grande plus les équipements d'extrémité sont difficiles à réaliser - (problème d'instabilité des fréquences).

La solution qui semble convenir est : utilisation des guides circulaires de diamètre intérieur 50 mm dans la bande de fréquence 30 à 60 GHz. Dans cette plage de fréquence nous avons un affaiblissement linéique inférieur à 3 N/M (3 dB/km); et le guide est utilisé au dessous de sa fréquence de coupure (Fc = 3,60 GHz). Avec ces conditions l'affaiblissement mesuré au laboratoire est conforme aux valeurs théorique (3 dB/km à 35 GHz et 2 dB/km à 70 GHz).

Dans le tableau suivant nous vous donnons la fréquence de coupure et la longueur d'onde de coupure des modes pouvant se propager dans les guides circulaires (TE₀₁ - TE₁₂ et TM₁₁).

DIAMETRE	λ_c (cm)			Fc (GHZ)		
	TE ₀₁	TE ₁₂	TM ₁₁	TE ₀₁	TE ₁₂	TM ₁₁
intérieur du guide						
50	8,20	5,89	8,20	3,60	5,09	3,60
25	4,10	2,94	4,10	7,20	10,20	7,20
17	2,78	2,00	2,78	10,70	15	10,70
8,5	1,39	1,00	1,39	21,40	30	21,40

Le mode TE₁₂ aux fréquences hautes n'est pas transmis car le guide lui même jouera le rôle de filtre (fréquence de coupure 30 GHz).

IV.- 2 - Franchissement des coudes :

Pour le franchissement des coudes nous proposons l'emploi de guide à structure hélicoïdale de diamètre intérieur plus faible sans descendre au dessous de 17 mm, car on se trouve près de la fréquence de coupure du guide (tableau précédent). Pour un renvoi à 90° on propose l'utilisation de miroir qu'on installe à l'intersection des deux guides circulaires à recorder. L'affaiblissement est inférieur à 0,5 dB dans la gamme proposée (30 - 60 GHz).

Nous résumons dans le tableau suivant les solutions proposées pour franchir un coude dans la gamme 30- 60 GHz.

DIAMETRE INTERIEUR DU GUIDE (mm)	RAYON DE COURBURE (m)	AFFAIBLISSEMENT d/B 90°
50	$a > 100$ m	$\alpha < 2d/B/90^\circ$
25	$20 < a < 60$ m	$\alpha < 2dB/9^\circ$
17	$7m < a < 20$ m	$\alpha < 2 dB/90^\circ$

.../...

V. - TECHNOLOGIE DES GUIDES CIRCULAIRES :

Les différentes opérations de fabrication sont effectuées sur des mandrins de 3 m ou 11 m , hors tout , rectifiés à mieux que $\pm 0,5$ microns près sur toute leur longueur.

Pour les guides à structure hélicoïdale , le bobinage est effectué à la vitesse de 600 T/mn ou 800 T/mn à pas constant .

Le rubinage est également effectué par mandrin, la résine est préalablement dégagée sous vide ainsi que son durcisseur . Le mélange résine-durcisseur est injecté sous forte pression (60 Kg/cm^2).

Le mandrin est détaché du guide avec un vérin hydraulique avec un effort de traction ne dépassant pas une(1) tonne.

La tolérance est de 0,01 mm pour les extrémités usinées des guides sur les dimensions internes , elle est de ± 20 microns.

V - 1 - Structure du guide circulaire (Fig. 8)

La coupe d'un guide circulaire montre qu'on a de l'extérieur vers l'intérieur .

- Un écran
- Une couche de résine.
- Un cylindre en cuivre.

V - 2 - Structure du guide hélicoïdal (Fig.9)

Il comporte un allant de l'intérieur vers l'extérieur :

- Une couche de fils de cuivre émaillé de diamètre 0,1 mm enroulé à spires jointives , servant à former le guide.
- Quatre couches de rubans de tissu de verre de 0,08 mm d'épaisseur et 20 mm de largeur, rubanées à spires jointives.
- Trois couches de rubans de tissu de verre de 0,3 mm d'épaisseur et 20 mm de largeur .
- Une couche de toile métallique de 0,16 mm d'épaisseur et 20 mm de largeur (cette couche constitue l'écran réflecteur).
- Une couche de tissu de 0,3 mm d'épaisseur et 20 mm de largeur.
- Un tube d'acier de 60 mm de diamètre intérieur et 70 mm de diamètre extérieur.
- L'espace compris entre le mandrin bobiné et l'intérieur du tube d'acier est rempli d'une résine epoxyde polymorisée qui assure la tenue des différents composants et permet aussi l'obtention des côtes externes très précises.

Ce guide a un diamètre intérieur de 50 mm et extérieur de 70 mm. Pour avoir des guides plus faibles en diamètre , la même disposition des composants est effectuée sur des tubes d'acier de diamètre plus petit .

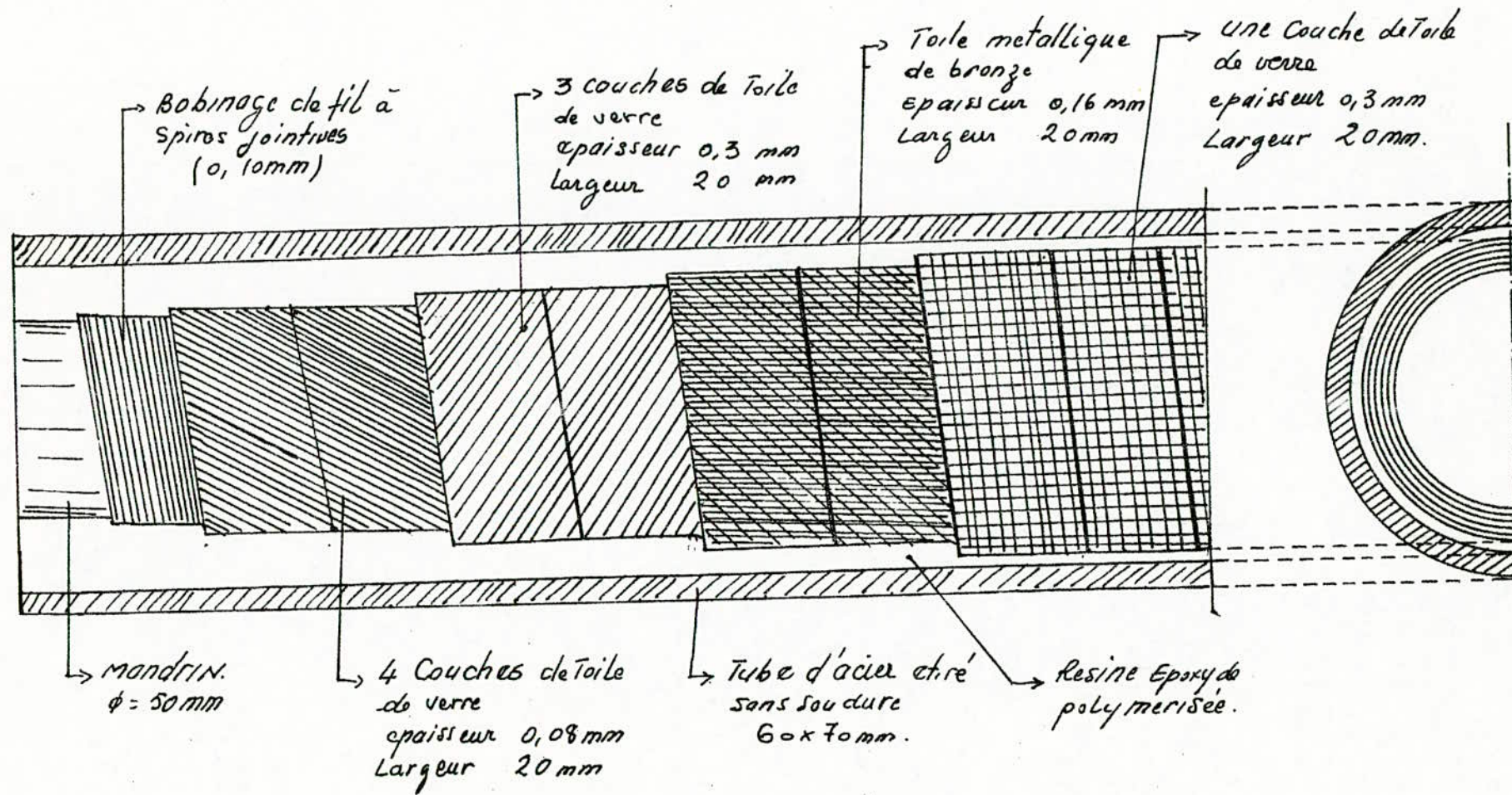


Fig. 9 : STRUCTURE D'UN GUIDE HÉLICOÏDAL

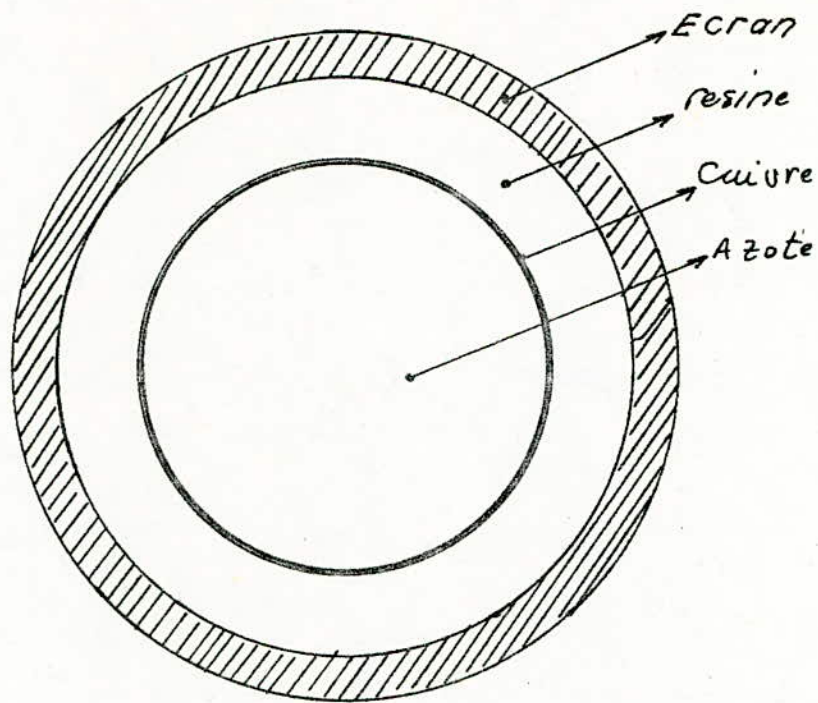


Fig: 8 Structure du guide Circulaire

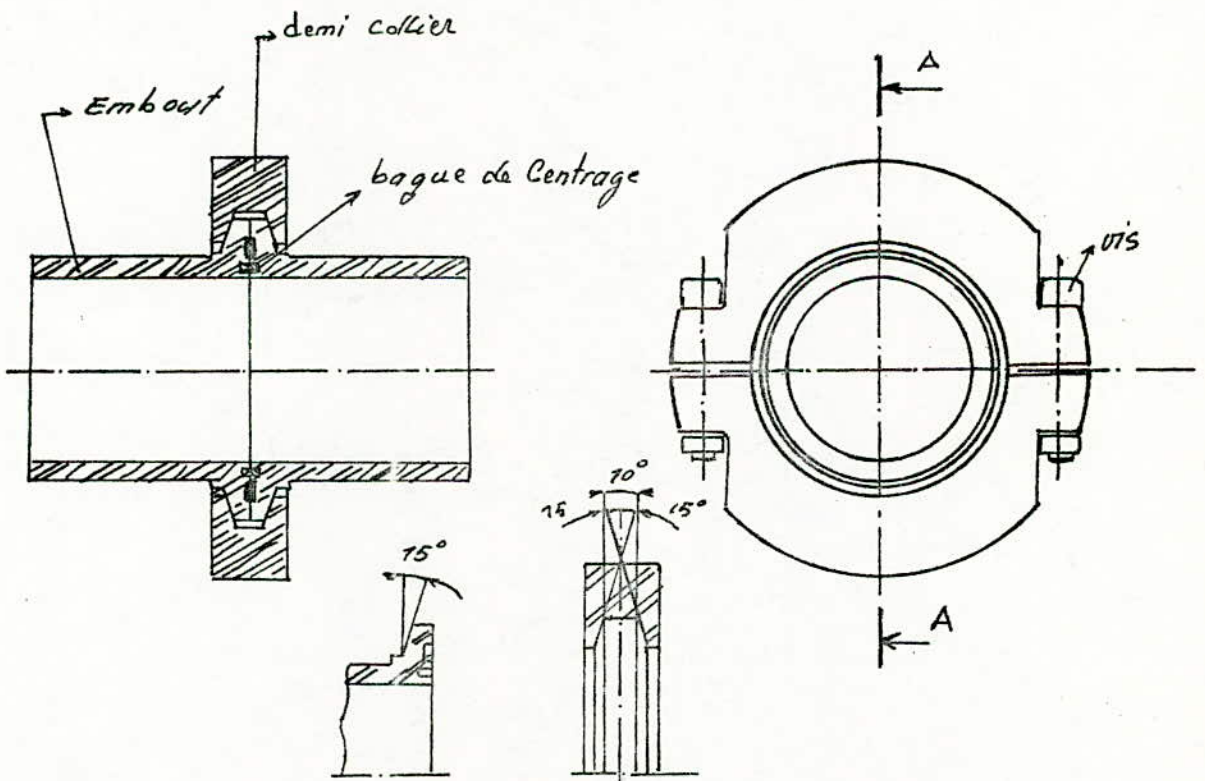


Fig: 10 Dispositif de raccordement

V - 3 - Disposition de raccordement (Fig. 10).

Lors de la fabrication, il faut bien s'ûr prévoir des dispositifs de raccordement qui comportent les caractéristiques suivantes :

- Un mandrin cylindrique filtré extérieurement à ses deux extrémités .

- Quatre demi-bagues logées deux par deux dans les gorges de retenues des guides à réunir.

- Deux écrans qui se vissent de part et d'autre du manchon pour le filetage extérieur .

V - 4 - Transitions coniques (Fig. 11)

Nous avons vu que pour franchir les coudes, il est préférable d'utiliser des guides de diamètre plus faible. A cette fin, il est prévu des éléments de liaison entre guide : transitions coniques. Elles sont de trois sortes :

grand diamètres petits diamètres

50 mm	25 mm
25 mm	17 mm
17 mm	8,5 mm

Les transitions sont des quadripôles réciproques adaptés à la jonction (elles se comportent comme un tronçon de guide uniforme) permettent de passer d'un guide de section donné à un guide de même nature, de section différente et propageant le même mode pour se rapprocher le plus d'une transition idéale (sans perte, sans distortion de temps de propagation). La solution est de faire un changement progressif de section, s'étendant sur plusieurs longueurs d'ondes guidées. Nous aurons ainsi la première réfléchi par la transition très faible.

V - 5 - Fenêtre étanche et injection d'azote (Fig. 12)

Le guide est utilisé au-delà de sa fréquence de coupure, donc à des fréquences très hautes (30 - 100 GHz) . Pour éliminer la raie d'absorption d'oxygène, il est prévu de remplir les guides d'azote maintenus à pression constante (de l'ordre de 100 g). Pour maintenir cette pression il est prévu des fenêtres étanches et des têtes d'injection d'azote.

V - 6 - Les miroirs, les cellules filtrantes (Fig. 13)

Généralement pour les renvois à 90° l'utilisation des miroirs s'est avérée plus intéressante (affaiblissement inférieur à 0,5 dB/ 90°).

La cellule filtrante élémentaire du guide est un assemblage de deux disques de diamètre intérieur D et d , dont le premier est plan et le second biaisé . Le franchissement d'un angle quelconque est ainsi permis par l'empilage du nombre de cellules élémentaires nécessaires. L'étanchéité de ces coudes est assurée par un enrobage à l'araldite et une coquille métallique assure la rigidité mécanique. Pour un coude de 90°, la perte d'insertion est de 0,2 dB (mesuré au laboratoire).

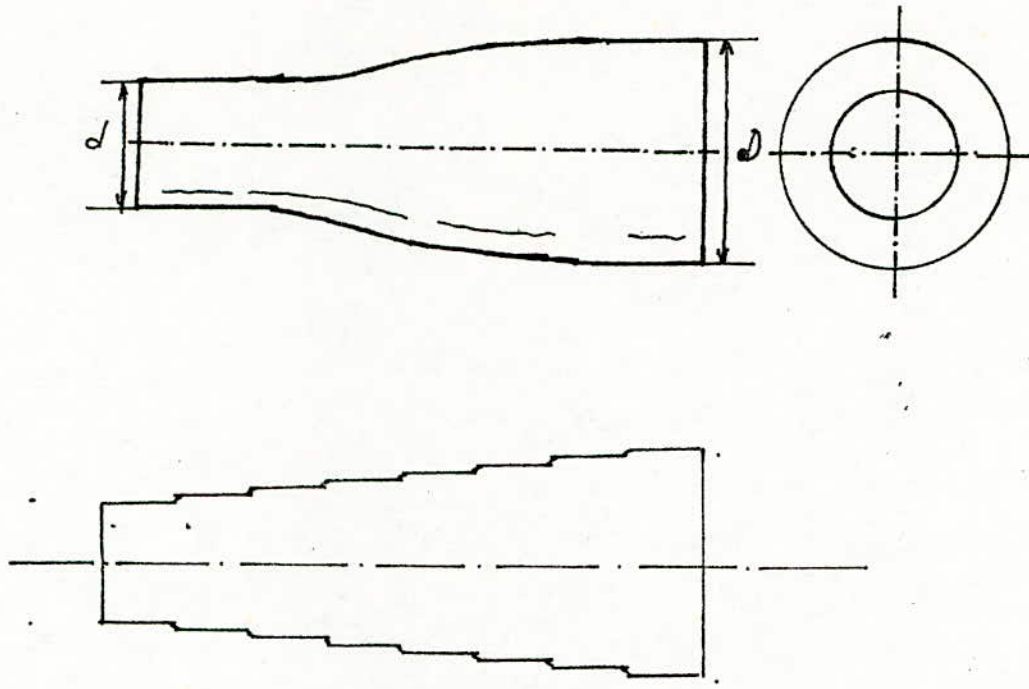
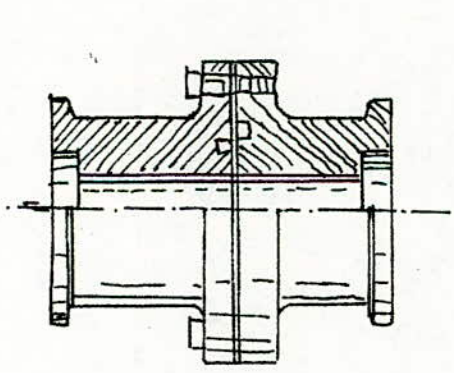
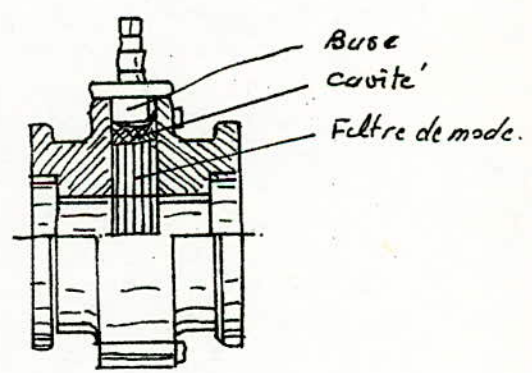


Fig: 11 : TRANSITIONS CONIQUES

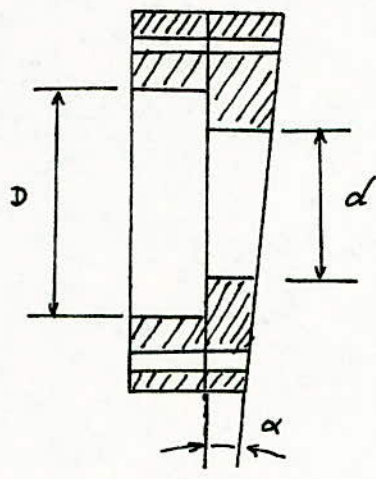


Fenetre etanche

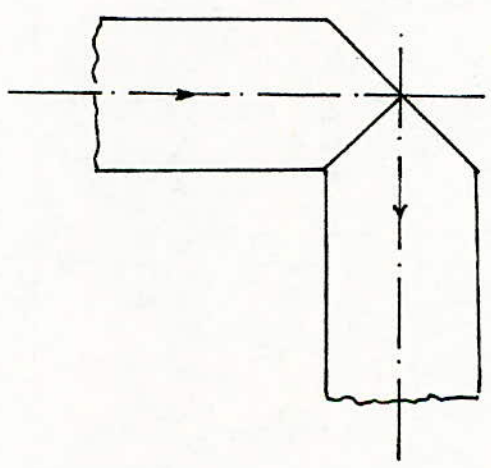


TETE d'injection.

Fig: 12



Cellule Filtrante elementaire
d'un Coude à disque



Coude à
Miroir.

Fig: 13.

C H A P I T R E - II -

TRAITEMENT DU SIGNAL ET
EQUIPEMENTS D'EXTREMITE

A - TRAITEMENT DU SIGNAL

I - I N T R O D U C T I O N

Une des particularités intéressantes d'une artère par guide d'onde circulaire est de se prêter facilement à la transmission numérique. Ce type de transmission, dans laquelle l'information est numérisée avant d'être transmise, présente l'inconvénient d'occuper une large bande de fréquence, ce qui entraîne quelques difficultés dans son utilisation sur les supports de transmission classiques. La grande capacité potentielle du guide d'onde circulaire élimine pratiquement ces difficultés et permet de bénéficier pleinement des avantages de la transmission numérique.

Ces avantages sont surtout sensibles pour les liaisons à grande distance. En effet alors qu'en modulation de fréquence, le rapport signal sur bruit ne peut que se dégrader en franchissant les pas d'amplification successifs, en modulation par impulsions codées, la régénération restitue un signal absolument identique à celui du départ. D'autre part une liaison numérique est beaucoup plus économique, surtout à terme qu'une liaison analogique en raison du faible coût du multiplexage temporel - Enfin la puissance d'émetteur nécessaire pour la transmission d'un très grand nombre de voies, est plus grande en modulation analogique qu'en MIC -(fig II1)

Ces avantages ainsi que le développement des circuits intégrés logiques ont permis l'essor de ce type de modulation et ont amené les centres de recherche à utiliser pour les premières liaisons d'essai par G.O.C la transmission M.I.C -

II - Modulation coherente à quatre états de phase :

Le train binaire provenant du multiplex numérique à l'entrée du modulateur est divisé en deux trains binaires A et B. Un élément binaire sur deux forme le premier train un sur deux forme le second ; si T est la durée des éléments binaires du multiplex, celle des éléments binaires des 2 trains * A et B est 2 T. (fig.II.2).

Un retard de durée T appliqué à l'un des deux trains permet de les remettre en phase. La lecture simultanée de l'élément binaire du train A et de celui du train B permet de former des doublets.

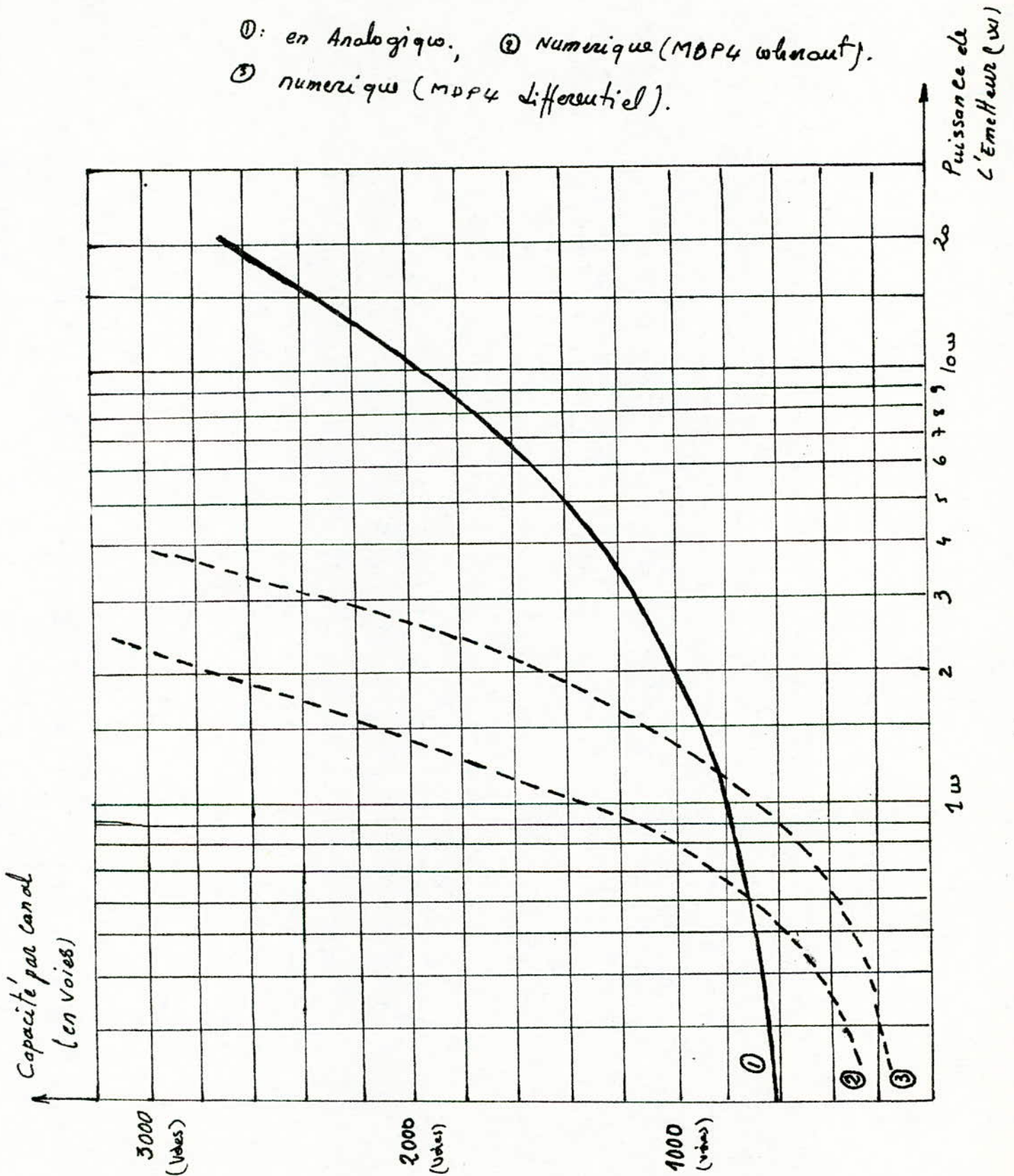
Cette technique permet donc de remplacer une succession d'élément binaire de durée T par une succession de doublets de durée 2 T.

Aux 4 valeurs que peuvent prendre les doublets A et B on associe 4 phases que l'on prend équidistantes de $\frac{II}{2}$.

Nous aurons les représentation de Frronel suivante et la correspondance éléments binaires phase correspondante

Fig: II 1. Evolution de la puissance theorique
 necessaire avec la Capacite'.

- ①: en Analogique, ② numerique (MDP4 complet).
 ③ numerique (MDP4 differentiel).



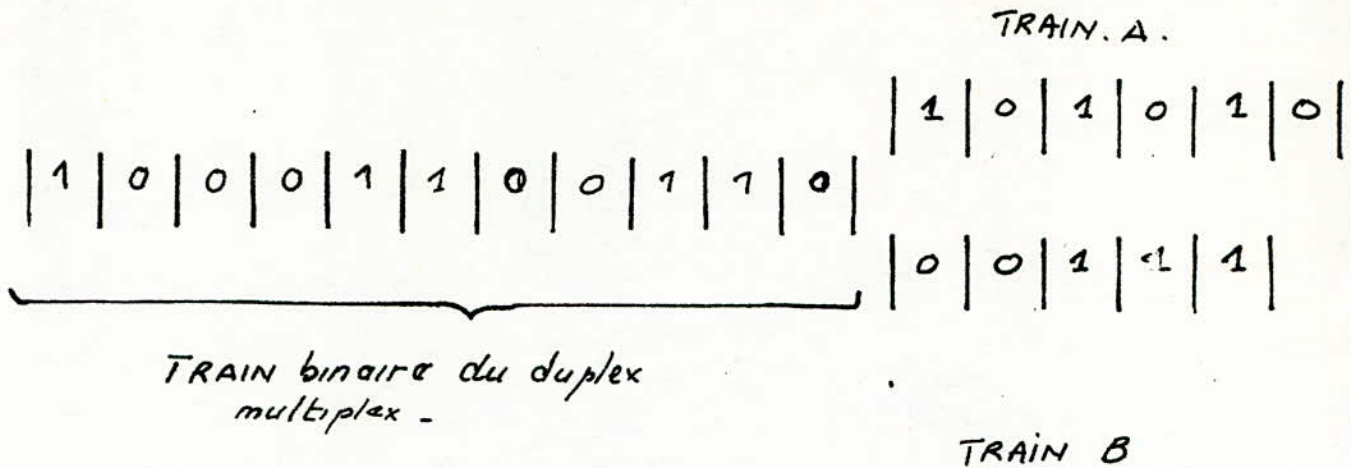


Fig: II 2.

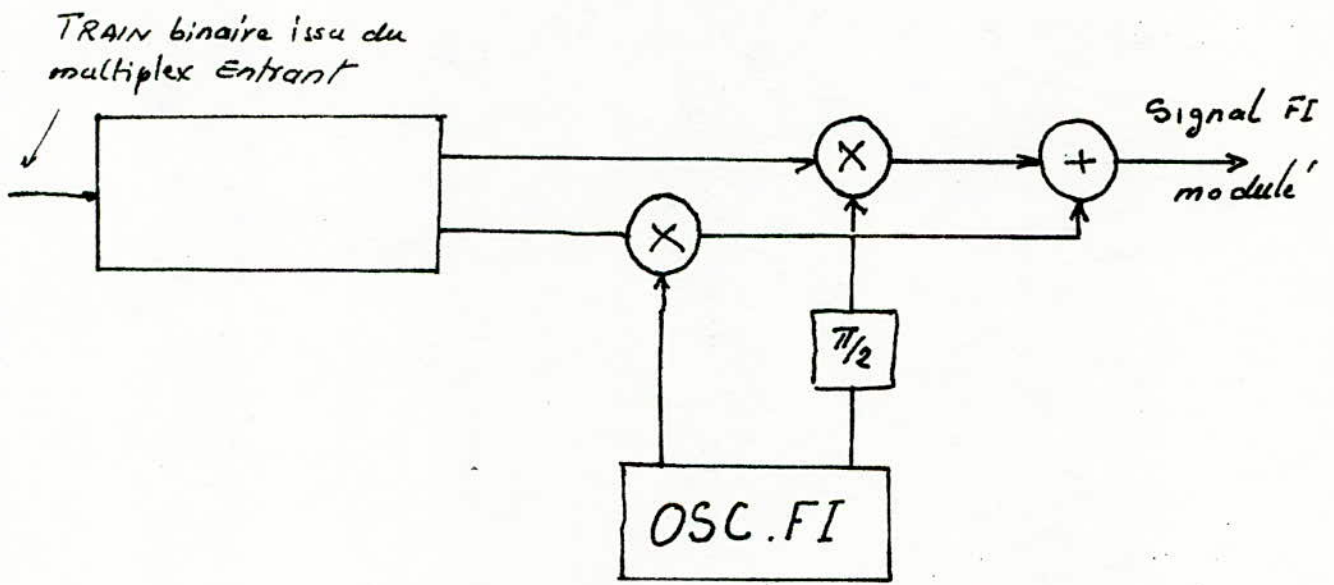
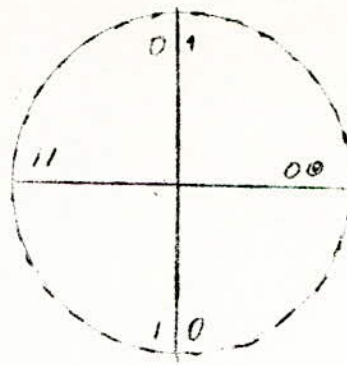


Fig: II.3 Modulateur Coherent à 4 états de phase.

e .b.	A et B	phase
0	0	0
0	1	$\pi/2$
1	1	π
1	0	$3\pi/2$



Le modulateur réalisant cette fonction est schématisé en fig.II3. Il est en effet constitué de deux modulateurs de phase à deux états en parallèle, aux entrées desquels l'onde porteuse (onde F I) se trouve en quadrature. Le signal F I module est la somme des deux signaux délivrés par les deux modulateurs A et B.

III - Démodulation cohérente - Récupération de la porteuse

L'utilisation de la modulation de phase cohérente rend nécessaire, pour le demodulateur, la récupération de la phase de référence de la porteuse puisque c'est la comparaison de la phase du signal reçu à cette phase de référence qui permet de détecter la valeur de l'élément binaire transmis.

Pour créer localement dans le récepteur une porteuse en phase avec l'oscillateur d'émission, il faut éliminer la modulation du signal reçu puisque cette dernière crée un déplacement de phase ; on a deux manières pour récupérer la porteuse :

- La multiplication de fréquence : les phases émises étant des sous multiples de 2π , on élimine la modulation du signal reçu en multipliant sa fréquence par 4 ; on obtient alors une démodulation dont le schéma est fig II .4.

- La démodulation-redémulation : On remodule le signal reçu par le train numérique démodulé pour former une onde de phase constante Fig II.5.

En fait la récupération de la phase de référence (phase de la porteuse) peut être assez délicate, surtout pour les systèmes à grande vitesse ; c'est pourquoi la modulation différentielle est plus conseillée pour les transmissions par guide d'ondes circulaire.

IV Modulation différentielle de phase .

-a- Modulation.

L'information est portée dans ce cas par un saut de phase $\Delta\varphi$. La discontinuité de phase entre le (n - 1) ième intervalle élémentaire de durée T et le n ième intervalle sont caractéristiques de la valeur du n ième élément binaire.

A	B	$\Delta\varphi$
0	0	0
0	1	$\pi/2$
1	1	π
1	0	$3\pi/2$

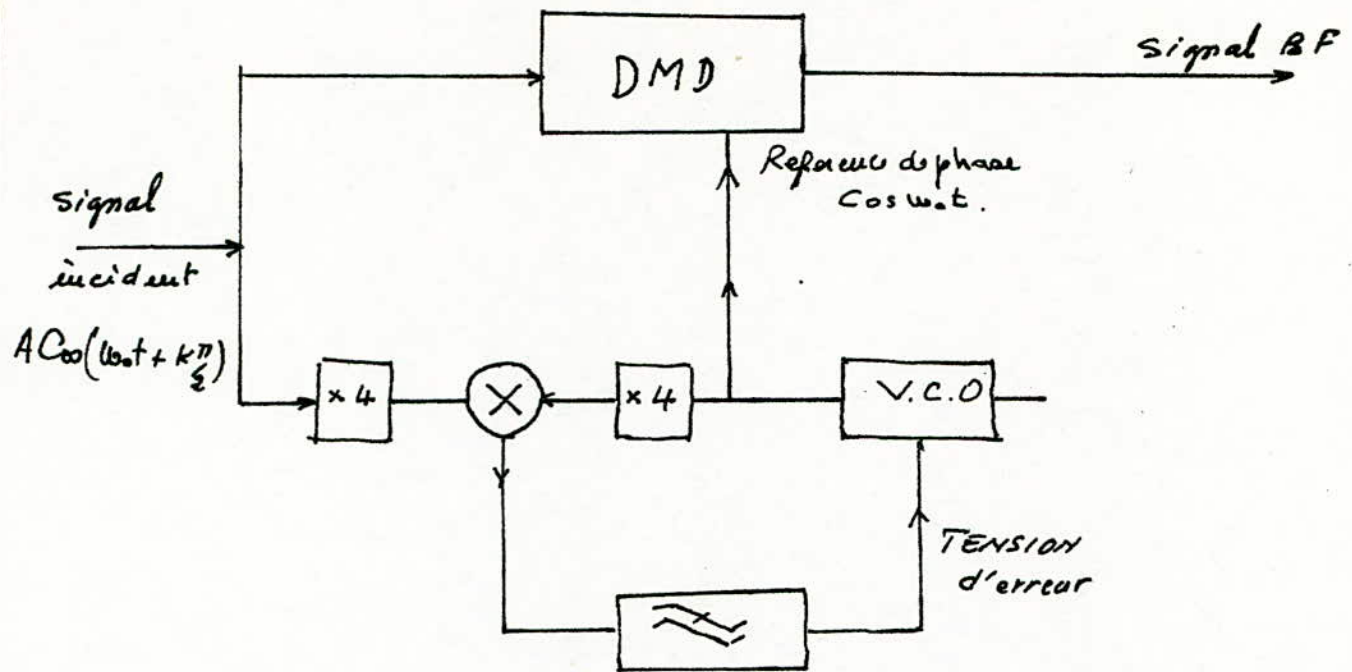


Fig: II.4 Demodulation Coherente Par multiplication de frequenc.

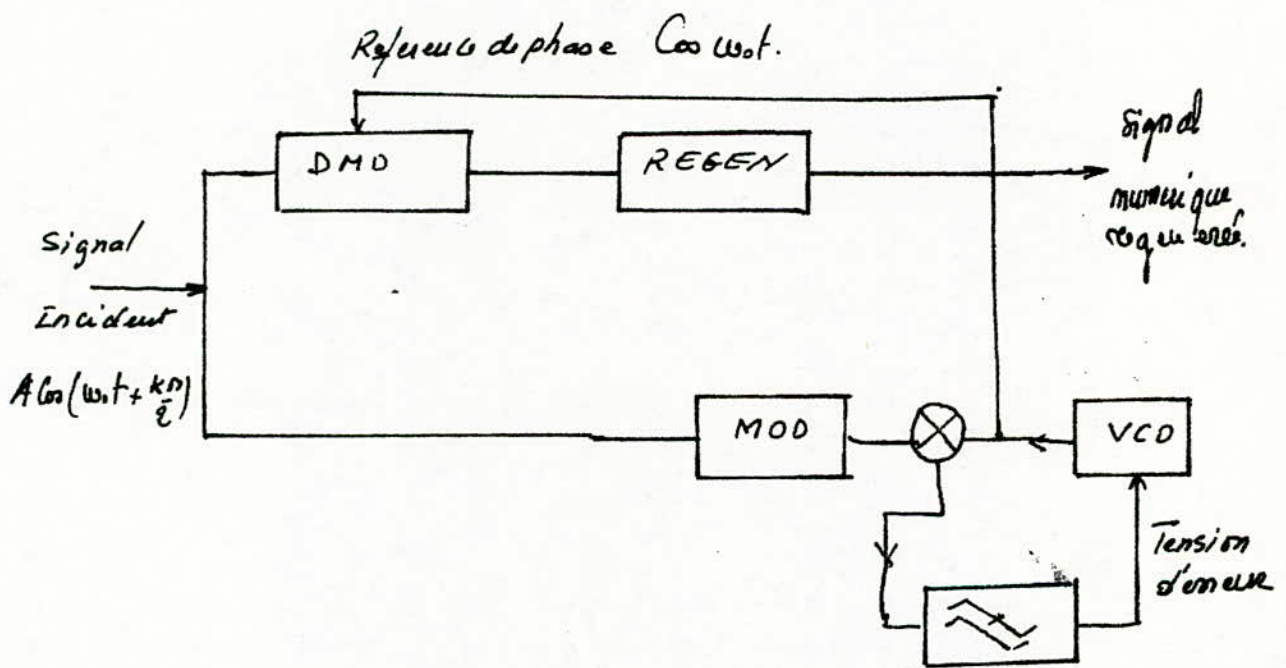


Fig: II.5 Demodulation Coherente par demodulation-Redemodulation.

La modulation différentielle de phase à 4 états est très utilisée en F.H, dont sa technique est déjà maitrisée.

On attaque les deux modulateurs à deux états avec α et β qui constituent un signal de transition (Fig.6), une logique calcule chaque nouveau couple de valeur (A, B) en fonction du précédent et du couple de valeur (A, B) incident.

d) Démodulation différentielle.

D'une manière générale, le principe de la démodulation est fondé sur la mise en mémoire de la phase de la porteuse reçue pendant le (n-1)ème intervalle et la comparaison de cette dernière avec la phase pendant le N ième intervalle.

Plus précisément dans le cas d'une démodulation différentielle à 4 états de phase à la démodulation on divise le signal reçu module en deux parties dont l'une est retardée d'une durée élémentaire T. Ces deux signaux sont comparés dans un circuit de mélange qui effectue leur produit.

$$V_s = V^2 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi)$$

Si on élimine en sortie de ce circuit les composantes de fréquence $2f_0$ on obtient :

$$V_s = \frac{V^2}{2} \cos(\Delta\varphi)$$

Ainsi le signal à la sortie des mélangeurs est directement lié à l'écart de phase entre le signal retardé et le signal non retardé.

Pour démoduler le train numérique A il suffit d'ajouter un déphasage de $-\pi/4$ à la ligne à retard ; pour démoduler B, il suffit d'ajouter un déphasage de $+\pi/4$ (fig. II.7).

V - Occupation spectrale

- Le spectre du signal modulé est une caractéristique importante à prendre en compte pour le multiplexage de plusieurs canaux sur une même critère et pour le duplexage émission/reception.

Le signal modulé s'écrit :

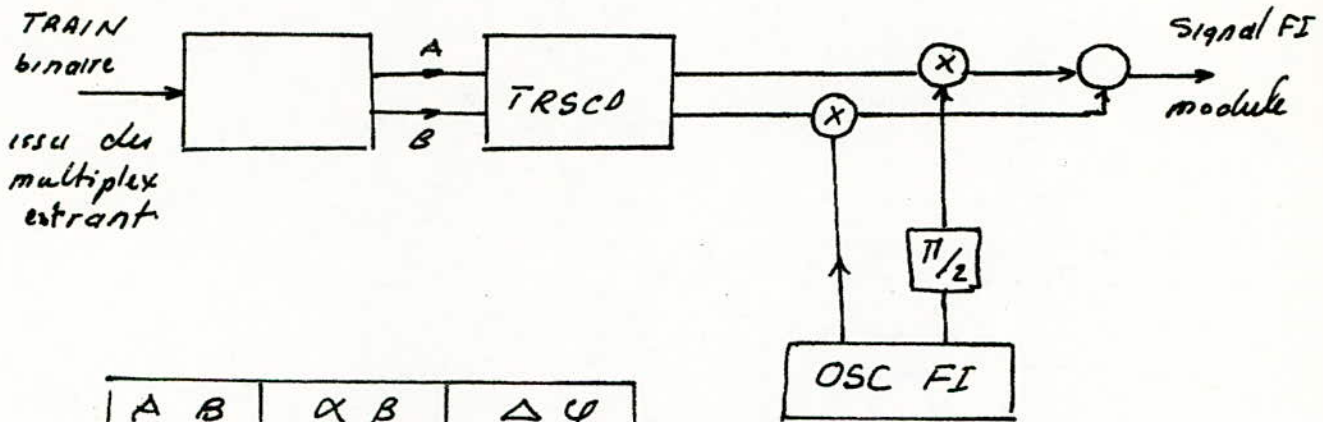
$$s(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0] \text{ - avec}$$

$$\varphi(t) = \begin{cases} 0 & \text{avec probabilité} & 1/4 \\ \pi/2 & \text{avec probabilité} & 1/4 \\ \pi & \text{avec probabilité} & 1/4 \\ 3\pi/2 & \text{avec probabilité} & 1/4 \end{cases}$$

La densité spectrale de la porteuse modulé s'écrit.

$$S(f) = \frac{A^2 T}{2} \left[\delta(f+f_0) + \delta(f-f_0) \right] * \left[\frac{\sin \pi f t}{\pi f t} \right]^2$$

la forme de ce spectre est représenté en fig 1 ()



A	B	α	β	$\Delta \varphi$
0	0	α_0	β_0	0
0	1	$\bar{\beta}_0$	α_0	$\pi/2$
1	1	β_0	$\bar{\alpha}_0$	π
1	0	α_0	$\bar{\beta}_0$	$3\pi/2$

Fig: II-6 Modulateur différentielle à 4 états de phase.

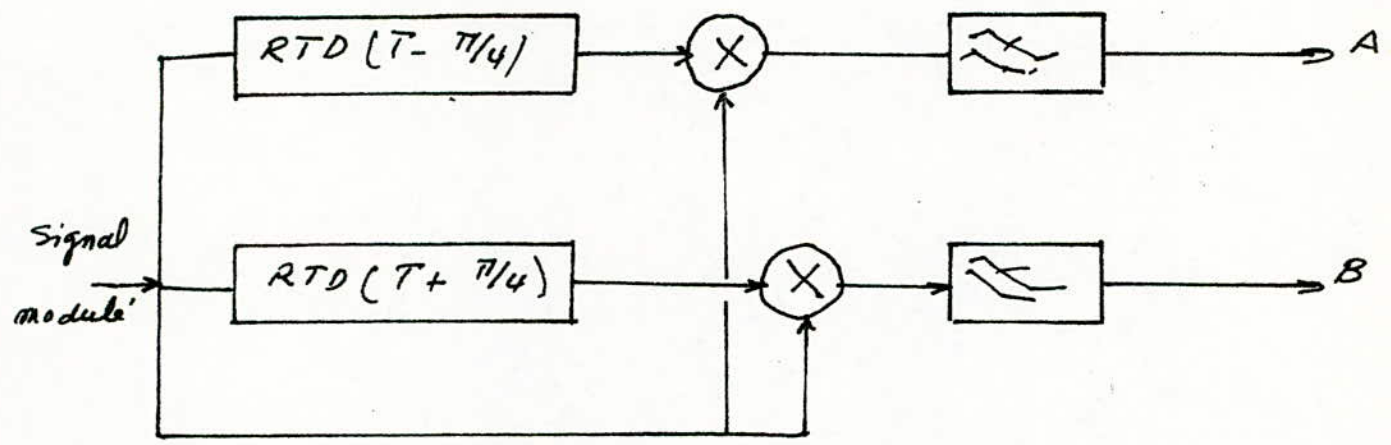


Fig: II-7. Demodulation différentielle à 4 états de phase.

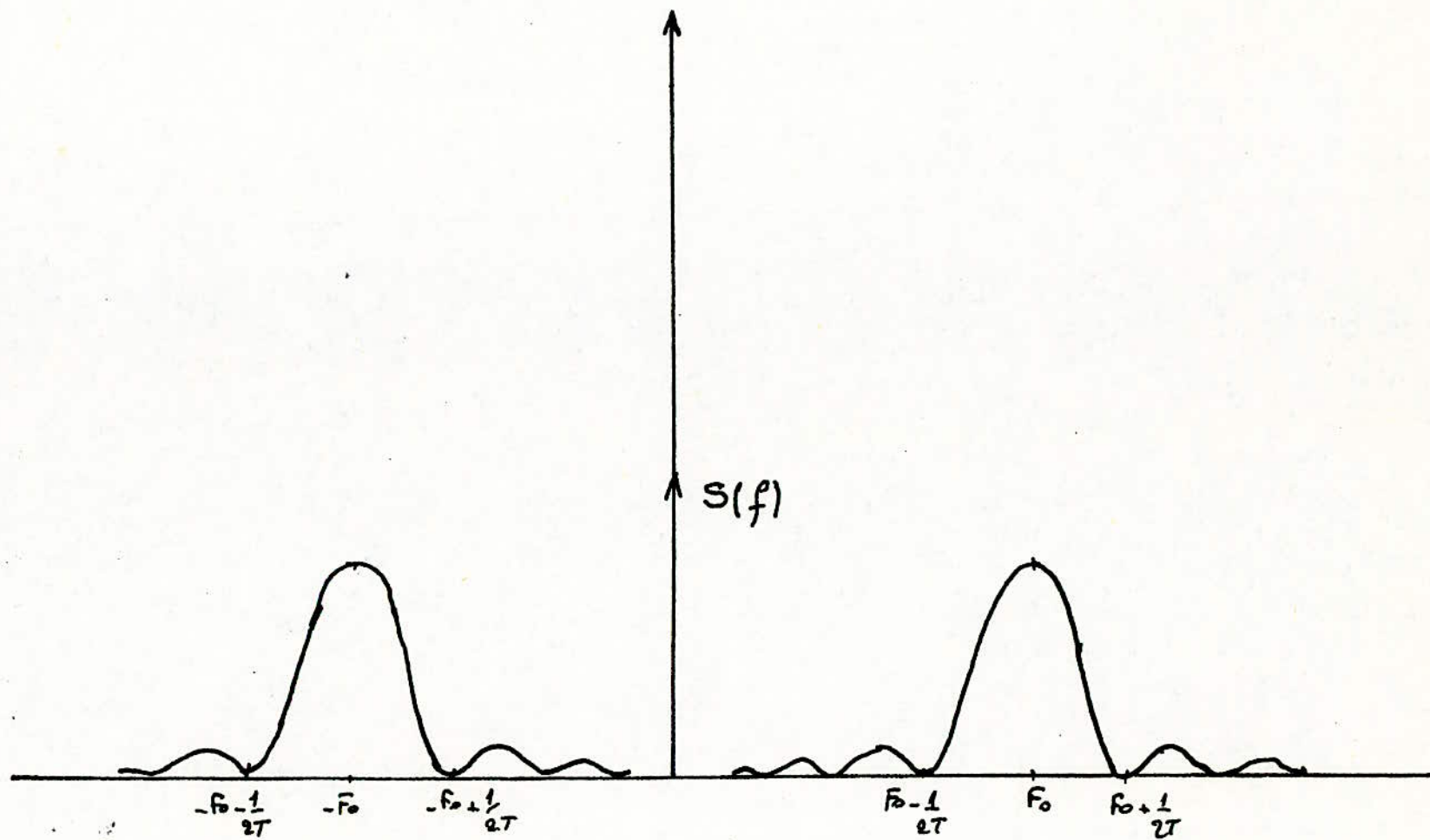


Fig: II 8 Spetre d'une porteuse modulée en 4 DPSK.

- Dans le cas de la DPSK à 4 états, la durée du doublet d'élément binaire est égale à deux fois la durée T de l'élément binaire, dans le train binaire du multiplex incident, tandis que pour la DPSK à 2 états elles sont égales.

Ainsi le spectre de la modulation à 2 états de phase est 2 fois plus grand que celui à 4 états. En conséquence pour une bande identique le débit pour la modulation à 4 états est 2 fois plus grand que le débit de la modulation à 2 états. Ce qui justifie l'intérêt accordé à la modulation à 4 états de phase.

- La bande passante minimale, dite de Nyquist, nécessaire pour réaliser une démodulation sans erreur est égale à $\frac{1}{T} = B_n$

En pratique, il semble toutefois que l'optimum est obtenu pour une bande égale à $B = \frac{1,2}{T}$

Ainsi le multiplex numérique à 7700 voies téléphoniques est codé sous forme d'un signal binaire à 580 MBITS/s. En modulation à 4 états de phase on a : $\frac{1}{T} = \frac{580}{2} = \frac{290 \cdot 10^6}{2}$ éléments de signal par

seconde.

La bande de Nyquist réelle fait $\frac{1,2}{T} = 348$ MHz

Il faut aussi laisser un certain espacement entre canaux pour permettre un multiplexage de fréquence par filtre. Par conséquent, entre deux fréquences centrales l'espacement est en général égal à deux fois la bande de Nyquist.

Ainsi dans notre cas, transmission par GOC la distance entre canaux est de 550 MHz.

(A noter qu'à capacité égale, la bande passante nécessaire pour une liaison numérique est 3 fois supérieure à celle nécessaire pour une liaison analogique).

- Répartition des canaux

Le problème est de transmettre le maximum de signaux sur un trajet donné avec un minimum de brouillage dans la bande la plus étroite possible.

Le signal modulé par changement de la phase d'une porteuse à 1,45 GHz est transposé dans la bande des ondes millimétriques, par un changement de fréquence qui utilise la bande haute du mélangeur du signal avec un oscillateur local.

La gamme de fréquence utilisée pour la liaison Lanrion Plamer Bodou varie de 31 à 60 GHz.

A pleine capacité (21 canaux dont 2 secours) une liaison par guide d'ondes telle qu'elle a été définie en France permet la transmission de 150.000 voies téléphoniques.

La bande utilisable n'intervient pas directement sur le choix de la capacité des différents canaux. Ce sont les contraintes technologiques de réalisation des circuits de logique rapide qui limitent actuellement à 580 Mbits/s le débit par canal, alors que le débit optimum serait sans doute plus important avec le développement de la micro électronique.

Les principaux systèmes de transmission par guide d'ondes réalisés sont résumés dans le tableau suivant :

	FRANCE C.N.E.T	ANGLETERRE	U.S.A B.E.L	JAPON N.T.T-E.C.L
Bande de fréquence utilisable en GHZ	30 - 60	32 - 90	40- 110	43 - 87
Débit par canal en M bits/s	2 X 290	2 X 250	274	2 X 400
Fréquence intermédiaire en GHZ	1,45	1,25	1,37	1,7
Modulation	4PSK	4 PSK	2 PSK	4 PSK
Demodulation	différentielle	coherante diff ^{qu}	différentielle	coherante
Marge Emetteur/Recepteur (sans multiplexage de canaux)	62 - 40 GHZ	60 - 50 GHZ	73 - 340 GHZ	—
Distance entre Répéteurs	15 à 20 Km	NON Défini	33 Km	20 Km

Pour le système Français, le guide d'onde transporte 21 canaux bilatéraux séparés grâce à un système de filtrage composé de duplexeurs, d'extracteurs de groupe et d'extracteurs de canaux. On définit 4 sous-bandes et 3 ou 4 groupe de 3 canaux chacun, dans chacune des sous-bandes (Voir Fig. II.9)

Un duplexeur central divise la gamme de fréquence en deux bandes, une pour les hautes fréquences (48 - 60 GHz) et une pour les basses fréquences (31 - 48 GHz).

Deux autres duplexeurs divisent chacune de ces bandes en deux sous-bandes une pour l'émission, l'autre pour la réception. Des filtres de groupe séparent les 3 ou 4 groupes constituant les sous-bandes. Ces filtres ont une bande passante à 3 dB de l'ordre de 1780 à 1820 MHz. La distance entre deux groupes est de 1850 MHz.

Des filtres de canaux ayant une bande 3 dB de l'ordre de 450 à 500 MHz extraient les 3 canaux des différents groupes. Chaque canal transporte 7680 voies téléphoniques.

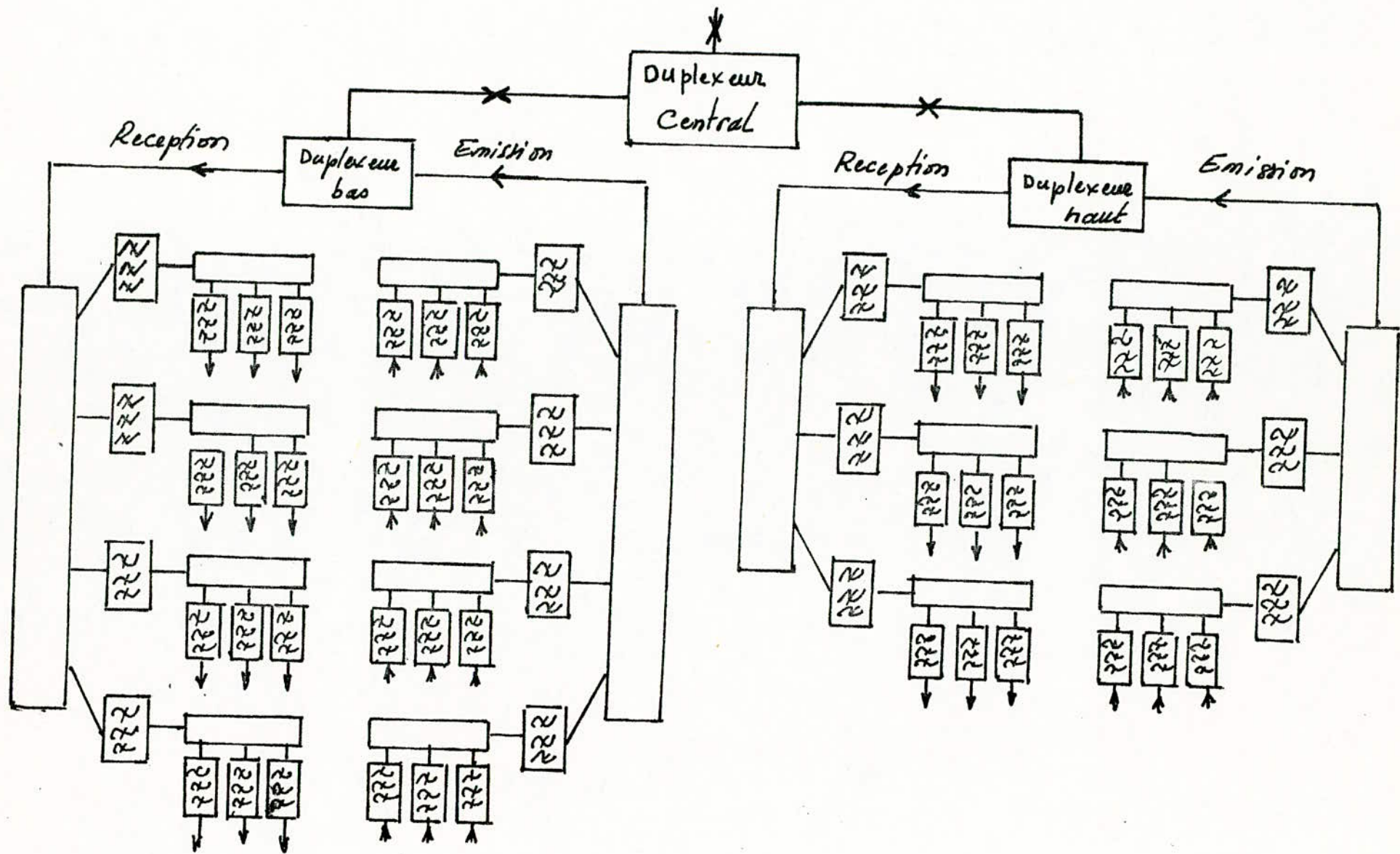


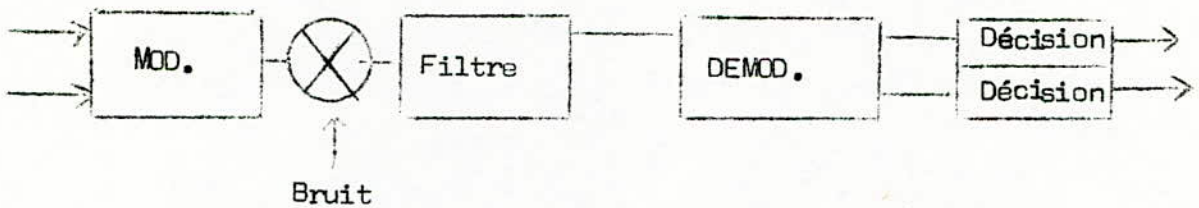
Fig. II.9 Aiguillage

V/ Taux d'erreurs

Un signal numérique est caractérisé par un certain taux d'erreurs dû aux différents bruits qui l'affectent :

- le bruit thermique
- l'interférence intersymboles

Le canal de transmission comprend : un modulateur de phase , un filtre , un démodulateur et les circuits de décision; le signal est perturbé par un bruit additif que nous caractérisons dans la chaîne.



Les différentes causes de ce bruit sont (donc des *sources* d'erreurs) :

- le bruit thermique
- le brouillage intersymboles
- la position seuil de décision
- la zone d'incertitude

Les filtres utilisés sont du type Butterworth à trois (3) cellules, car ils donnent la dégradation la plus faible (Fig. II.10) en fonction de la largeur du filtre. Ces filtres à trois cellules sont simples à réaliser .

-

- Bruit Thermique

Comme son nom l'indique , c'est un bruit d'origine thermique, de densité spectrale de puissance , constante dans une bande de fréquence grande devant la fréquence $\frac{1}{T}$ et devant la largeur des filtres ($\frac{1}{T}$ aussi).

La puissance de bruit en sortie du filtre est égale à la puissance de bruit à l'entrée dans une bande de fréquence de largeur, (Fig. II.11) *B égale à la largeur de la bande passante du bruit du filtre -*

- Brouillage intersymbole

Les morceaux de porteuse successives sont déformés par passage au travers du filtre, le signal décrit par la fonction .

$$\begin{cases} e(t) = \cos \omega_c t & |t| < \frac{T}{2} \\ e(t) = 0 & |t| > \frac{T}{2} \end{cases}$$

donne après traversée du quadripôle , un signal $s(t)$ tel que :

$$s(t) = P(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t = \rho \cos [\omega_c t + \theta(t)]$$

avec $\rho(t) = [P^2 + Q^2]^{1/2}$ et $\theta = \text{Artg } Q/P$

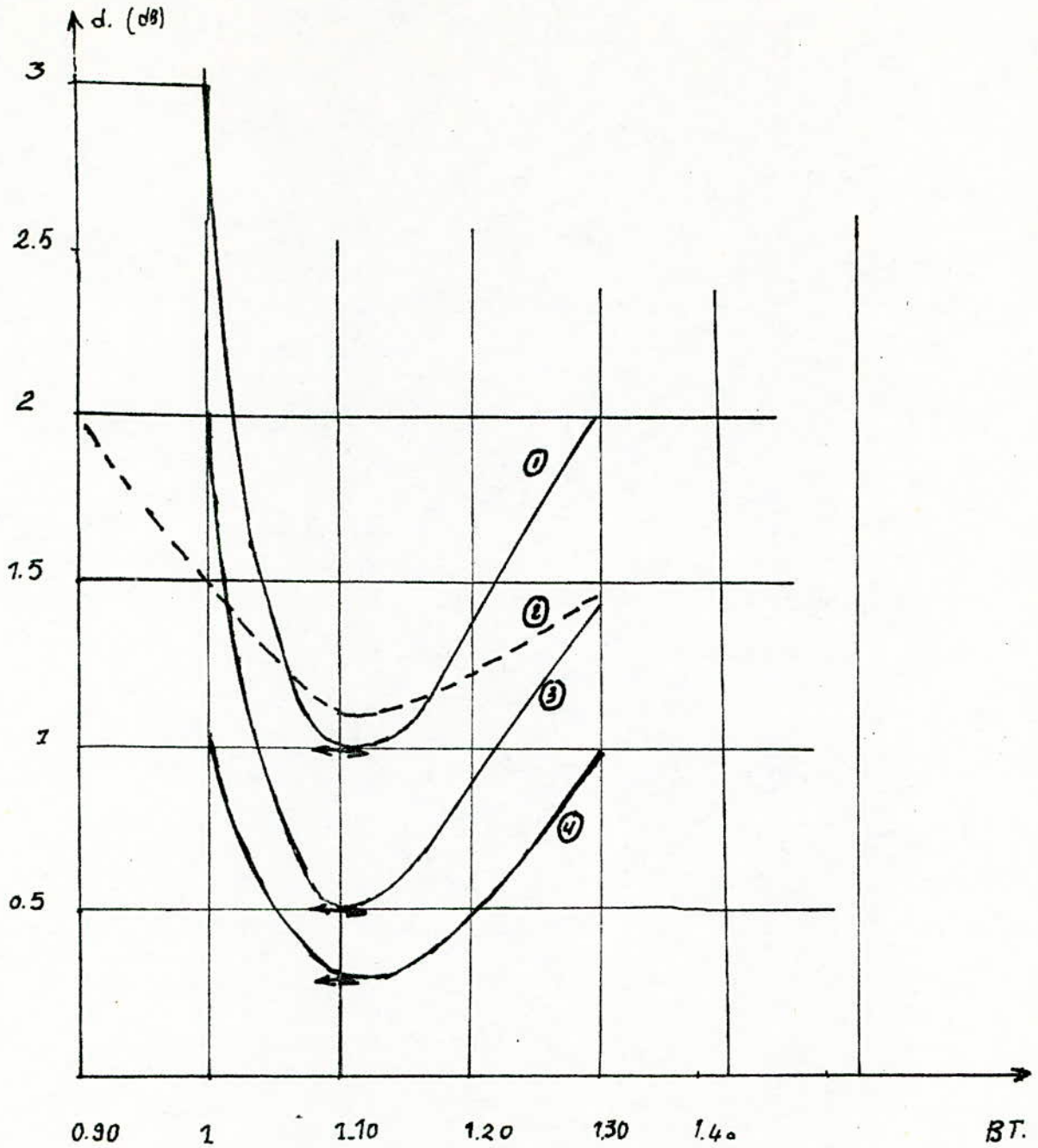


Fig. II-10 influence de la largeur du filtre

- ① : Filtre de Butterworth 5 cellules -
- ② : Filtre Gaussien : $G(f) = \exp^{-af^2}$ -
- ③ : Filtre de Butterworth 4 cellules -
- ④ : Filtre de Butterworth 3 cellules -

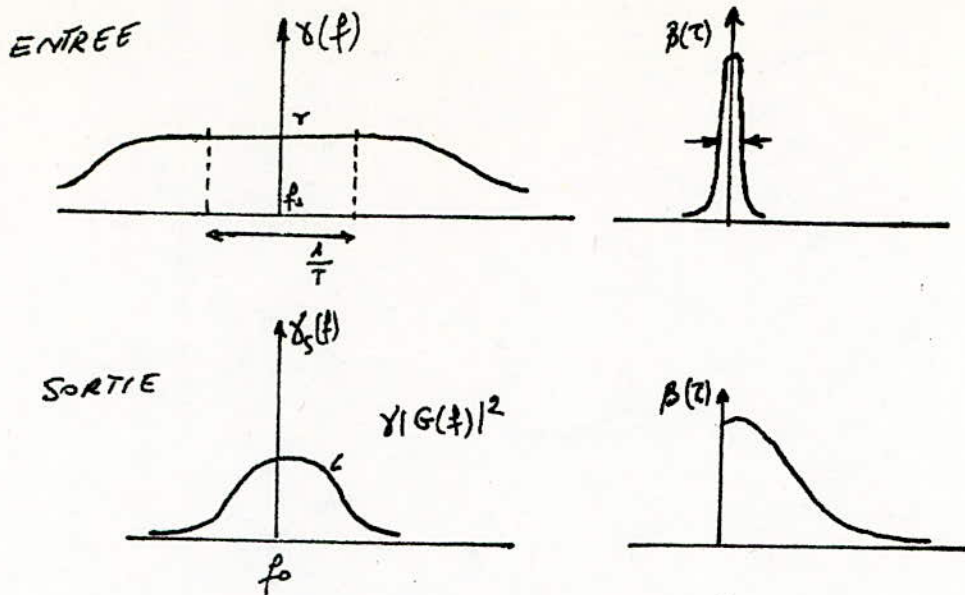


Fig: II-11 Propriétés du bruit

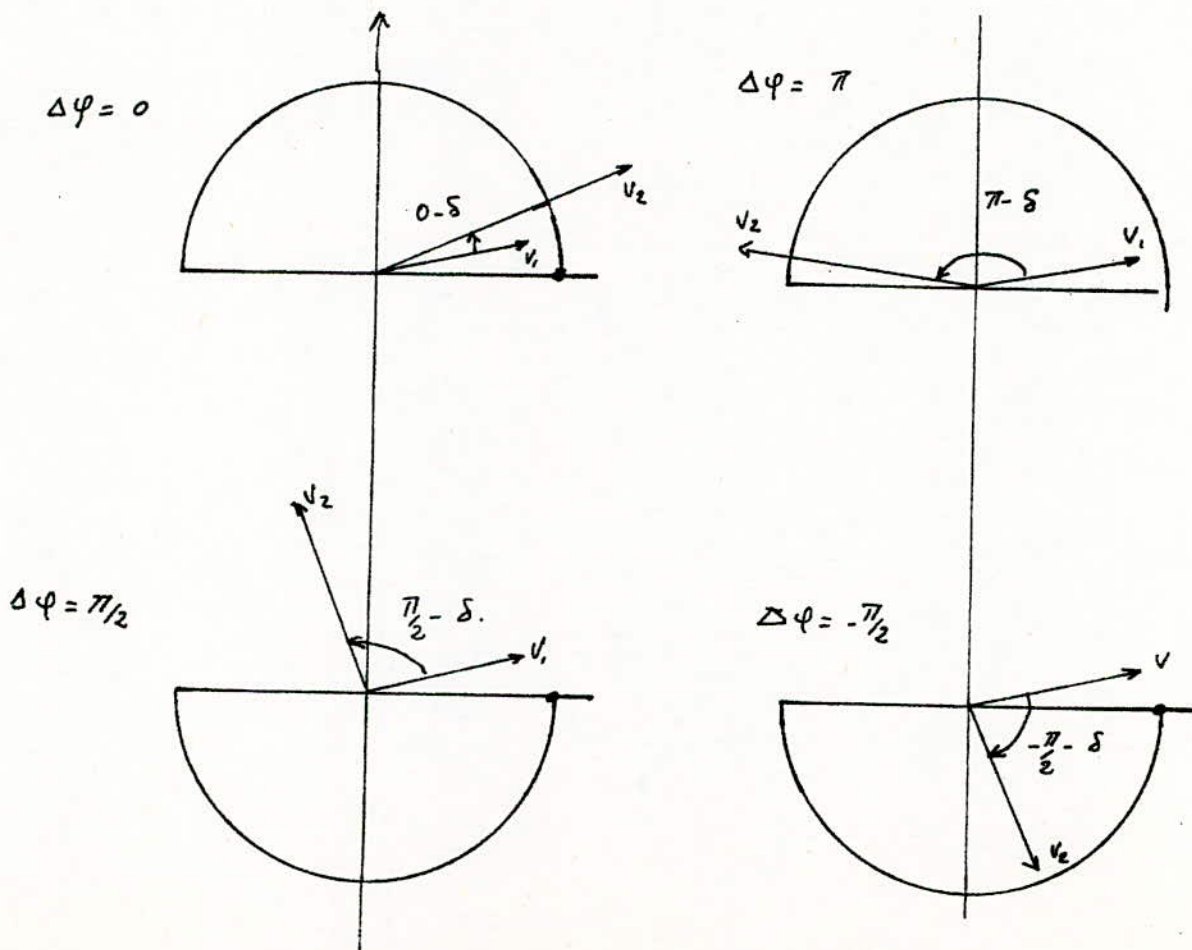


Fig: II-12 Cas possible des sauts de phase.

Le modulateur multiplie le signal par le signal retardé en multipliant entre eux deux signaux. La phase détectée s'en trouve affectée (Fig. II.12)

Le filtrage modifie les amplitudes des deux(2) vecteurs représentant les deux (2) signaux; leur angle mutuel.

- Position du seuil de décision

En théorie, le seuil est fixé à zéro, en pratique, il est impossible de le positionner exactement. Les frontières sont fixées en Fig. II.13)

- Zone d'incertitude

La décision n'est pas franche en fonction de la position de la tension échantillonnée par rapport au seuil en pratique. Sur le diagramme des régions de décision, le phénomène se traduit par une zone d'incertitude le long des frontières (Fig. II.14)

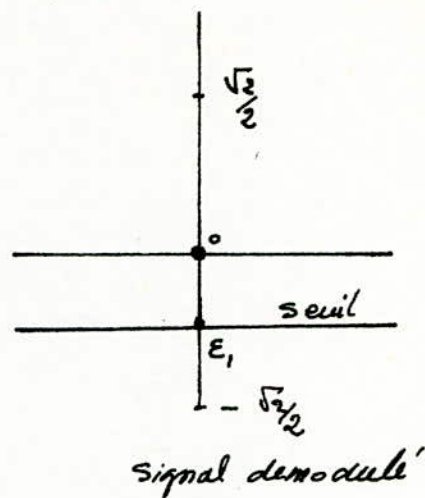
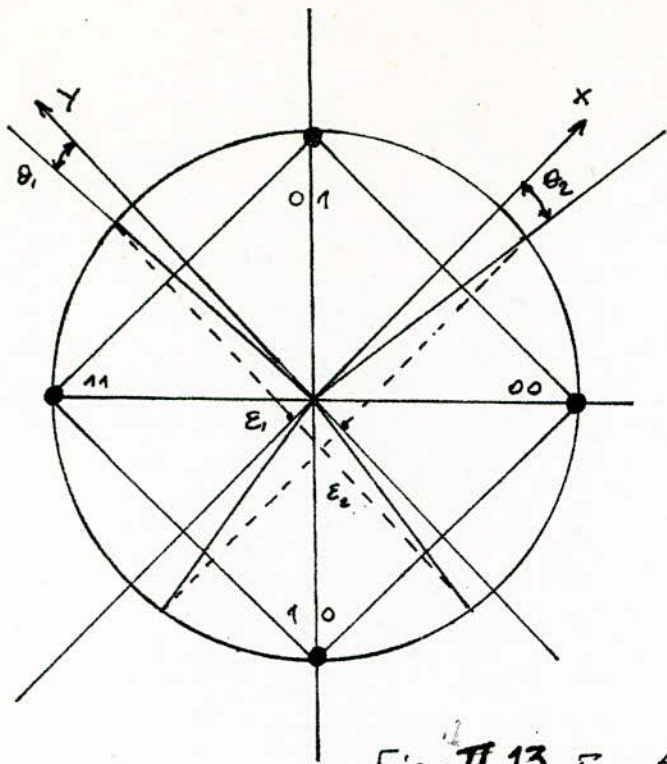
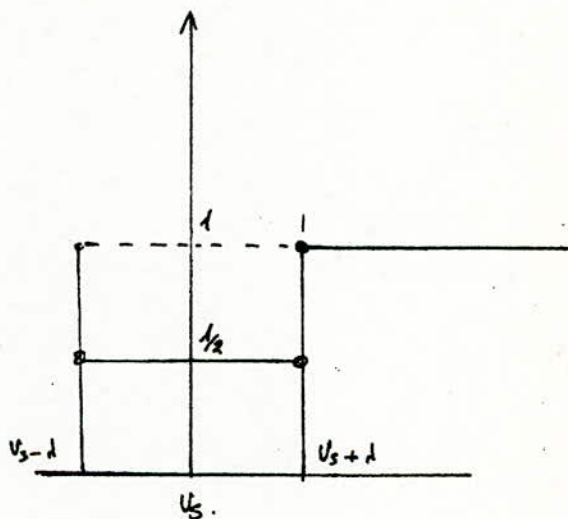
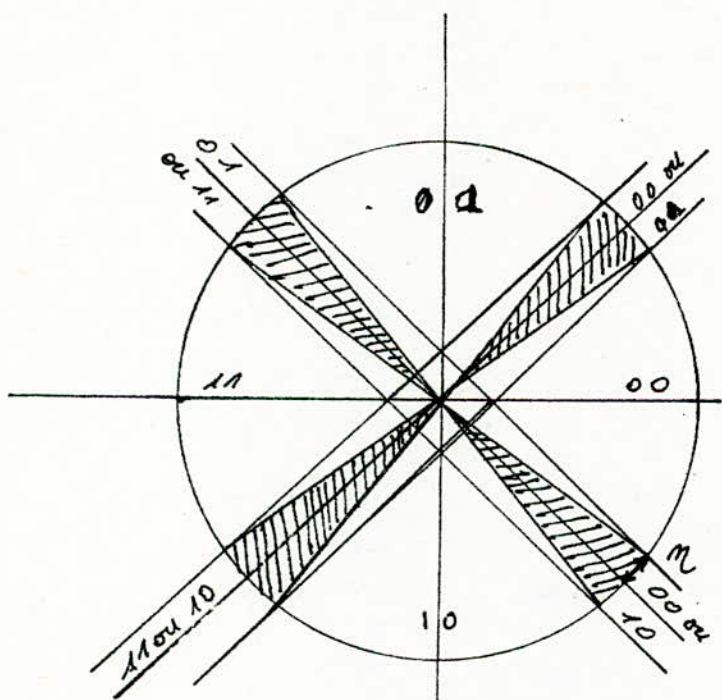


Fig: II 13 Fonction du seuil



modèle représentant la zone d'incertitude

Fig: II-14 Zone de décision en présence d'une zone d'incertitude

- B - EQUIPEMENTS D'EXTREMITES

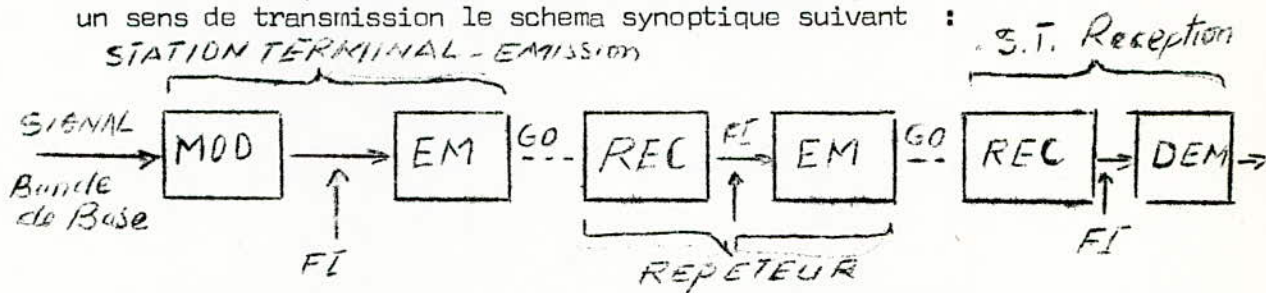
I - INTRODUCTION

Les équipements d'extrémités étudiés sont destinés à l'étude des possibilités de développement d'un émetteur ; d'un répéteur et d'un récepteur terminal pour un système de transmission à grande capacité, à haute fréquence par guide d'onde circulaire. L'établissement d'équipements pour transmission par P.C.M. l'étude des problèmes posés par l'utilisation de fréquences radio électriques élevées et de cadence de répétition élevée, et accessoirement le contrôle de la pose et la détermination des caractéristiques de transmission à fréquences élevées.

II - EQUIPEMENT A MODULATION EN FREQUENCE INTERMEDIAIRE

a) Principe

Dans ce type d'équipement appelé aussi équipement hétérodyne ou à transposition, les fonctions de modulation, démodulation, d'émission et de réception sont nettement séparées. Non seulement les démodulateurs, mais aussi les modulateurs fonctionnent à une fréquence relativement basse, appelée fréquence intermédiaire (FI). On a donc pour un sens de transmission le schéma synoptique suivant :



PLUS précisément, au niveau de la station terminale émission on module d'abord la fréquence intermédiaire par le signal bande de base à transmettre (rôle du modulateur); puis un mélangeur à fort niveau attaqué par un oscillateur local (OLE) assure la transposition fréquence intermédiaire (FI) → fréquence SHF ; le signal émis est à la fréquence

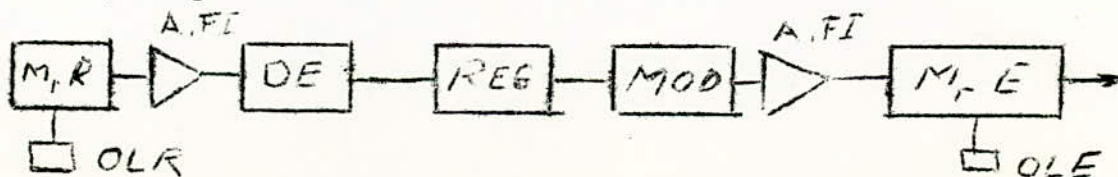
$$F_e = F_{ole} + FI$$

Au niveau de la station terminale de réception, un mélangeur à faible niveau attaqué par un oscillateur local (OLR) assure la transposition fréquence SHF (F_r) → fréquence intermédiaire (FI), la fréquence de l'oscillateur local de réception est donnée par

$$FI = F_r - F_{olr}$$

Ensuite, on démodule le signal FI pour obtenir le signal bande de base (rôle du démodulateur)

Enfin au niveau des stations relais, on démodule la FI, reconnaît le signal on le remet en forme, puis on redemodule la FI avec le signal numérique régénéré. Le schéma d'un répéteur est le suivant.



II-b- BONCTION ET STRUCTURES D'UN EMETTEUR .

I

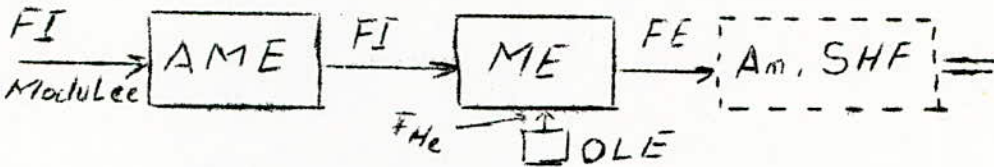
II-b- 1 Fonctions generales de l'emetteur

L'emetteur realise deux fonctions: Transposition et Amplification.^A Attaqué par le signal FI à niveau constant relativement faible qui provient du demodulateur ,il l 'amplifie et effectue une transposition de frquence FI/SHF qui permet d'obtenir le signal radioelectrique à emettre .

La puissance d'emission croit avec le nombre de voies (Fig II-1)

II-8-2- Structure generale de l'emetteur.

Schema synobtique de l'emetteur est le suivant:



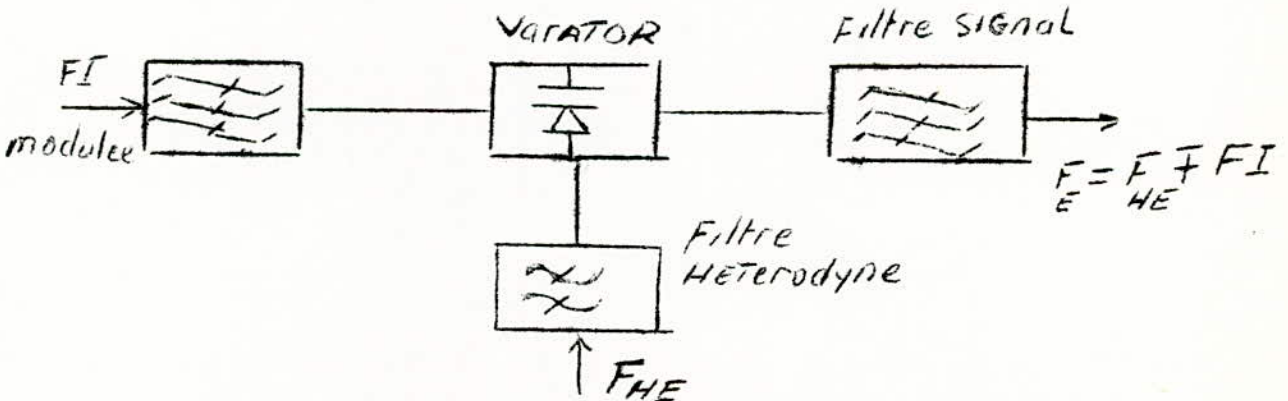
Il comprend essentiellement:

- = Un Amplificateur pour melangeur d'emission(AME)
- = UN Melangeur d'emission (ME)
- = Un Oscillateur local d'emission (OLE)
- = UN Amplificateur SHF ,composé d'un tube à ondes progressives(TOP)
- L 'amplificateut pour melageur d'emission

Il est composé d'etages limiteurs(generalement deux) et d'tages amplificateurs ,les limiteurs ont pour fonction ;par un ecretage important, de ~~supprimer~~ toute modulation d'amplitude parasite et de fixer le niveau d'attaque du melangeur emission .Les amplificateurs à large bande porte le signal modulé à un niveau suffisant. Les deux rôles (limitation et amplification)apparament contradictoires ,sont au contraire complementaires et permettent un ecretage quasiment parfait qui rend le niveau d'attaque du melangeur emission tres stable .

--Le melangeur emission

Le melangeur emission reçoit d'une part la frequence intermediaire modulée et d'autre part l'onde F_{he} fournie par l'oscillateur local d'emission (OLE) .Il a pour fonction ,à partir de ces deux signaux d'elaborer la frequence SHF d'emission modulée,Mecaniquement realisé à cause des frequences ces mises en jeu ;il comprend esse ntiellement un reseau non lineaire (varator) chargé d'assuré le melange .



La diode fournit toutes les combinaisons $f = m F_{HE} + n F_I$ mais les trois filtres empêchent toutes les combinaisons non désirables de sortir du mélangeur. Seule apparaît en sortie du filtre signal la fréquence d'émission F_E . Selon le mélangeur est du type additif ou soustractif. $F_E = F_{HE} \pm F_I$, l'une porte le nom de fréquence d'émission, l'autre fréquence image d'émission.

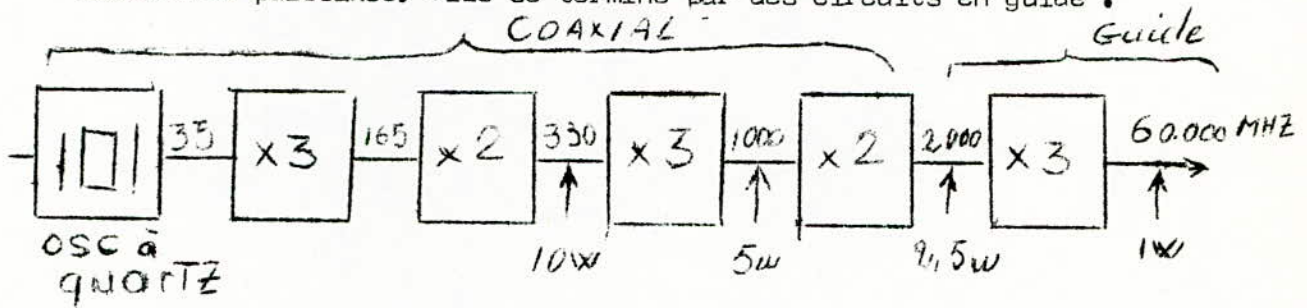
La puissance de sortie de la fréquence émission est essentiellement fonction de la puissance de l'onde SHF de l'oscillateur local.

c) L'oscillateur local d'émission.

Le rôle de cet organe est de fournir la puissance SHF à une fréquence pure afin de réaliser la conversion moyenne fréquence (FI) \longrightarrow fréquence d'émission (SHF). Actuellement, le klystron a cédé la place aux sources à semi-conducteur. La stabilité de la fréquence d'émission dépend de la stabilité de la fréquence FHE. C'est pourquoi, il faut apporter un soin particulier à son élaboration. L'OLE comprend essentiellement:

- un oscillateur à quartz très stable qui débite une fréquence de l'ordre de 60 MHz.

- une chaîne multiplicatrice chargée de porter cette dernière fréquence dans la gamme SHF désirée. La multiplication est importante et doit être faite en plusieurs étapes selon un ordre déterminé, afin de conserver le maximum de puissance. Elle se termine par des circuits en guide.



d) L'amplificateur SHF (eventuel).

A la sortie du filtre signal du mélangeur émission, deux cas se présentent selon la puissance d'émission désirée.

- Niveau suffisant : dans ce cas, l'onde FE est acheminée directement vers le support.

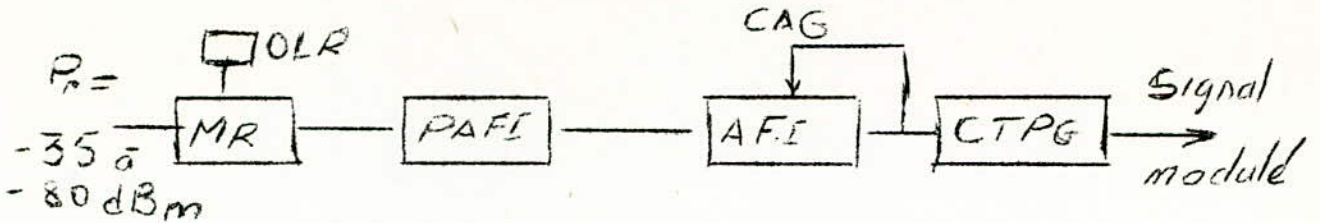
- Niveau de sortie insuffisant : dans ce cas, il est nécessaire d'effectuer une amplification en SHF. Celle-ci est réalisée avec des tubes à ondes progressives; ces tubes apportent un gain de 20 à 40 dB.

II - 6 - FONCTIONS ET STRUCTURE D'UN RECEPTEUR

Le récepteur réalise deux fonctions : transposition et amplification variable.

Le récepteur est attaqué par un signal radioélectrique extrêmement faible (10^{-6} à 10^{-10} watts) et qui varie en fonction des aléas de la propagation. Le récepteur se transpose en fréquence intermédiaire (conversion SHF/FI) l'amplifie de façon à lui donner un niveau de sortie constant nécessaire pour attaquer l'entrée du démodulateur (station terminale) ou de l'émetteur (station relai).

SCHEMA SYNOBTIQUE

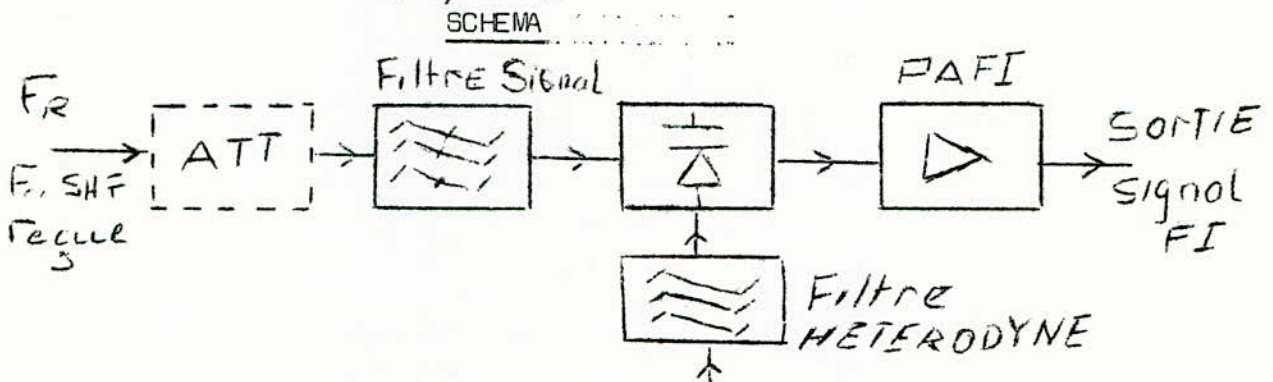


LE récepteur comprend essentiellement les organes suivants:

- un mélangeur réception (MR)
 - un préamplificateur à fréquence intermédiaire (PAFI)
 - un oscillateur local de réception (OLR) appelé souvent source réception.
 - un correcteur de temps de propagation de groupe (CTPG).
- Ce dernier étage est situé avant ou après l'AFI.

a) Mélangeur réception

Ce mélangeur de réception ou mélangeur à faible niveau reçoit d'une part, l'onde SHF modulée à la fréquence de réception F_R , d'autre part l'onde fournie par l'oscillateur local de réception FHR. Il a pour fonction, à partir de ces deux signaux, de restituer la fréquence intermédiaire modulée. De même que, le ME, il est mécaniquement réalisé en guide d'ordre et comprend essentiellement un réseau non linéaire chargé d'assurer le mélange. Le mélangeur est le premier équipement rencontré par l'onde reçue. Il doit être particulièrement bien adapté et limiter le plus possible l'apport de bruit. C'est pourquoi, le réseau non linéaire est de préférence une réactance non linéaire (varactor)



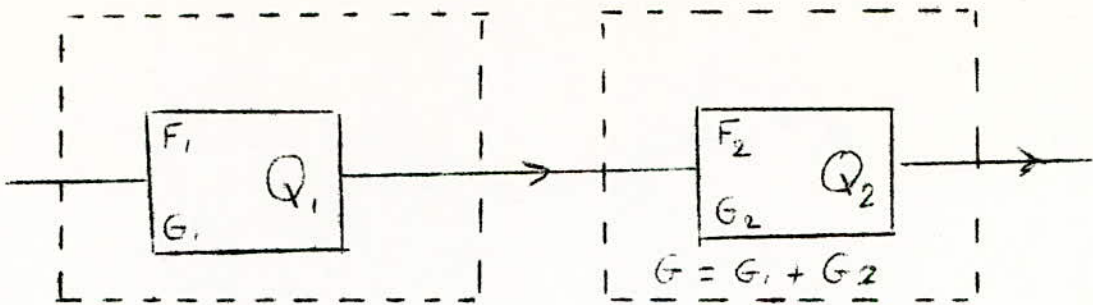
Il n'y a pas de filtrage entre la sortie MR et le PAFI, le coaxial de liaison élimine suffisamment les produits non désirables. Le mélangeur de réception est caractérisé par sa perte de conversion qui est le rapport entre la puissance SHF reçue et la puissance disponible en FI (6 à 8 dB) et par l'excès de bruit qu'il apporte; la qualité du récepteur est donc directement liée à celle du mélangeur de réception.

b) - Le Préamplificateur FI

Après sa transposition, le signal reçu à besoin d'être amplifié de 60 à 80 dB environs pour être utilisable par le démodulateur (ou l'émetteur suivant).

Le niveau reçu, très faible, ne peut être amplifié en une seule fois sans que l'amplificateur n'apporte un bruit de l'ordre de grandeur du signal entrant. Il est judicieux au contraire de procéder d'abord à une amplification modeste de l'ordre de 20 dB grace à un amplificateur particulièrement soigné, ayant un très faible facteur de bruit, puis de compléter l'amplification par un amplificateur de gain élevé. Le facteur de bruit résultant de la chaîne d'amplification est donnée par :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$



F_2 et G_2 = facteur de bruit et gain du quadripôle (2)

F_1 et G_1 = facteur de bruit et gain du quadripôle (1)

Ainsi, le préamplificateur masque l'apport de bruit de l'AFI.

c) Amplificateur à fréquence intermédiaire.

Une chaîne d'amplification comprend :

Un préamplificateur à faible bruit à ondes progressives de 25 dB de gain, un facteur de bruit de 7 dB

- un Amplificateur à ondes progressives de gain ajustable jusqu'à 44 dB et de facteur de bruit égal à 25 dB.

- un Amplificateur de puissance dont la puissance de sortie est d'environ 1 watt et le gain maximum de 45 dB.

On ne peut amplifier en une seule fois pour ne pas apporter de bruit supplémentaire (amplifier le bruit). Nous amplifions le signal modulé donc, à haute fréquence. C'est pour cela que nous utilisons des tubes à ondes progressives.

d) Filtrage en FI.

La chaîne de réception comprend divers filtrages en FI. Il est important de limiter la bande passante des récepteurs à la bande utile, afin de diminuer la puissance de bruit reçue et de supprimer les perturbateurs situés hors bande. La puissance de bruit reçue est proportionnelle à la largeur de bande à 3 dB du récepteur, il convient de prévoir un filtrage en FI qui calibre la largeur de bande du récepteur. Une étude détaillée des filtres est faite à la suite de cet exposé.

e) Correction de temps de propagation de groupe.

L'onde modulée en fréquence est sensible aux distorsions de phase. Des correcteurs de temps de propagation de groupe, composés de déphaseurs, permettent dans chaque récepteur de rattraper les distorsions de phase qui se sont produites dans le bond précédent et les distorsions dues aux différentes amplifications. Les différents correcteurs de temps de propagation de groupe utilisés dans la transmission par guide d'onde sont étudiés dans la suite de ce chapitre.

C - Technologie utilisée

Le système de transmission par guide d'onde est prévu pour acheminer un nombre important de circuits de télécommunications à partir de train à 140 Mbits/s. Chaque porteuse véhicule 580 Mbits/s.

L'ensemble des équipements fait appel à plusieurs domaines de la technologie. Les techniques utilisées dans le répéteur pour guide d'onde sont pour la plupart originales.

Nous détaillerons dans le paragraphe les duplexeurs du multiplexeur en ondes millimétriques, le mélangeur de réception en microélectrique et deux composants utilisés. Le varactor utilisé dans les oscillateurs locaux et le mélangeur d'émission; et la diode à avalanche pour les oscillateurs locaux.

I - Réalisation du duplexeur à large bande

1 - Généralités:

Dans un guide d'ondes circulaires 21 canaux sont répartis en fréquence entre 31 et 60 GHz et sont multiplexés en fréquence par le système de multiplexage en hyperfréquence :

- Ce système comprend trois étages :

1^{er} étage : multiplexage de 3 canaux entre eux

2^{ème} étage : multiplexage de 4 ou 3 groupes de canaux

3^{ème} étage : multiplexage et duplexage de deux ensembles de canaux.

Le problème posé consiste à partir d'un accès en guide d'onde dans le mode de propagation circulaire TE₀₁ à séparer le spectre d'énergie vers quatre accès: A, B, C, D, dans les modes de propagation permettent un multiplexage aisé pour les groupes de canaux et canaux.

A et C sont les accès d'un sens de transmission B et D les accès de l'autre sens. Les accès A, B, C et D doivent être découplés les uns les autres.

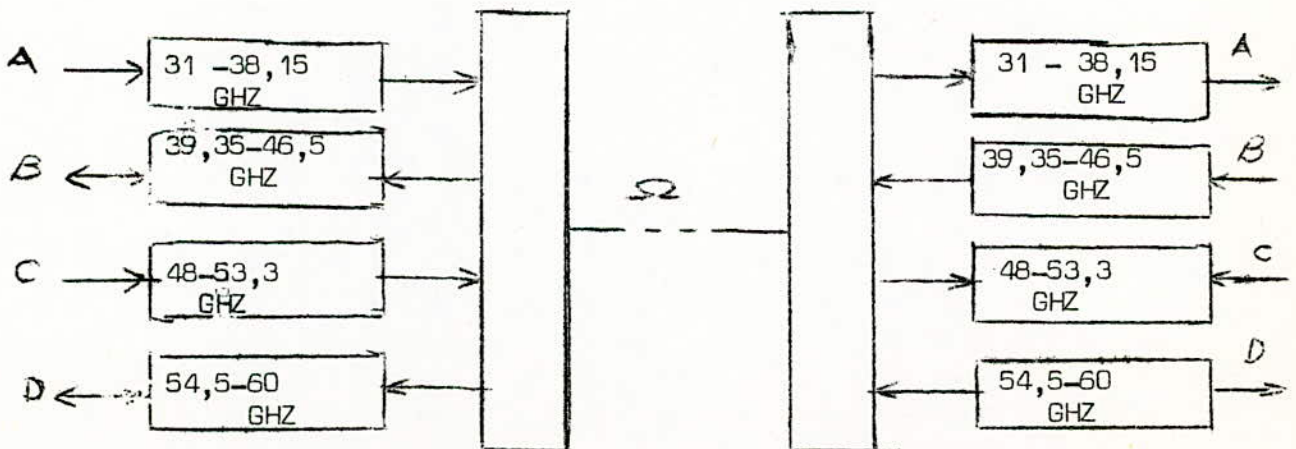


FIG: A

La bande basse de fréquence correspond aux accès A et B les multiplexeurs de de rang inférieur se font dans cette bande basse en guide rectangulaire suivant le mode fondamental TE₀₁. Les A et B se feront donc dans cette configuration de guide et permettent ainsi le raccordement aux multiplexeurs de rangs inférieurs .

La bande haute de fréquence correspond aux accès C et D, les accès C et D sont réalisés en guide d'onde rectangulaire ou semi-circulaire dans le mode TE₀₁ (semi-circulaire)

2 - Solutions .

Pour séparer le spectre d'énergie vers les quatre accès, deux solutions sont étudiés :

Distribution parallèle

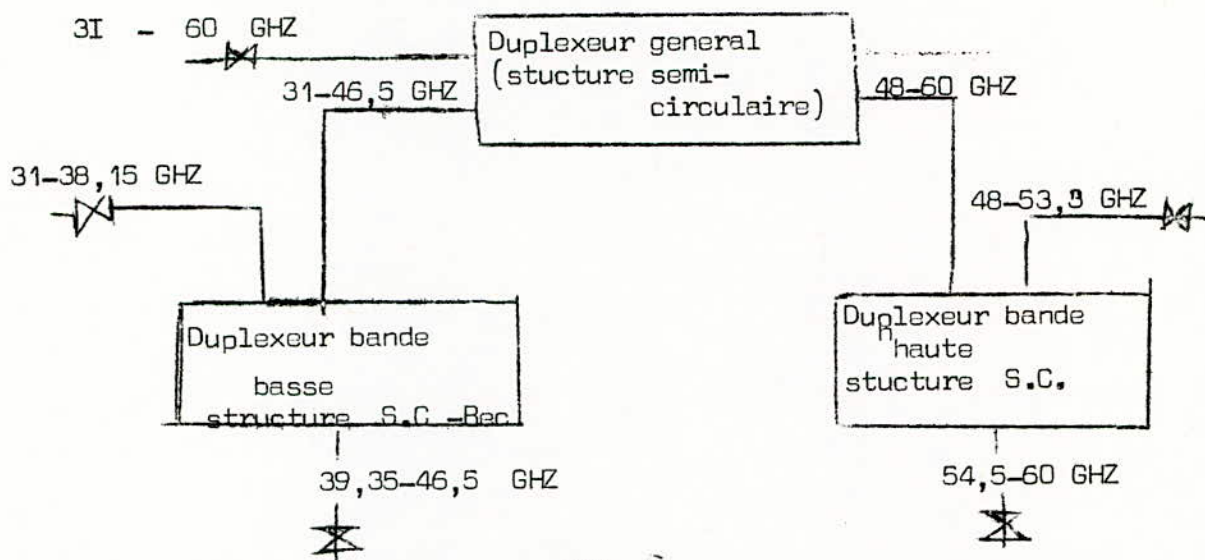


FIG: B

La distribution parallèle est la plus utilisée ; La solution est la distribution série moins utilisée pour le moment .

Le duplexeur à structure semi-circulaire sépare la bande de fréquence 31 - 60 GHz en deux sous-bandes (31 - 46,5) et (48- 60)

La bande basse est séparée à son tour en 2 bandes (31 - 38,15) et 39,35 - 48,5). Le duplexeur utilisé est un duplexeur en guide d'onde semi-circulaire.

3 - Éléments de raccordement en hyperfréquence.

(Voir Figure A)

De l'accès Ω , on trouve successivement :

- Une transition de changement de diamètre (on passe de $\phi = 50$ mm à $\phi = 14,56$ mm) déterminées de manière à obtenir une longueur minimale pour un taux de couplage de mode TE₀₁ minimal.

- Une transition d'un cercle de 14,56 mm à un demi-cercle de même diamètre permettant de passer du mode TE₀₁ circulaire du mode TE₀₁ circulaire au mode TE₀₁ semi-circulaire.

- Une dernière transition pour relier les duplexeurs au multiplexage de groupe de canaux (donc entrée semi-circulaire, sortie rectangulaire)

4 - Solutions.

Le choix de la solution adoptée est dictée par la facilité de fabrication et de mise au point des pièces en hyperfréquence.

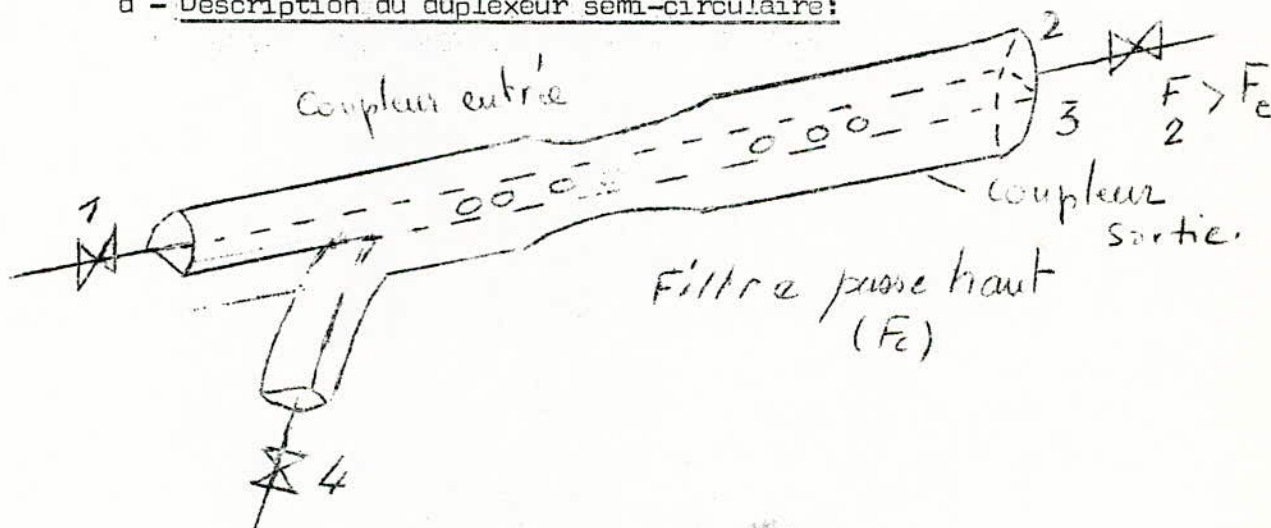
Un duplexeur est constitué de 2 coupleurs à 3 dB encadrant 2 filtres. Cette disposition permet à ces coupleurs de couvrir de larges bandes de fréquence et présenter de fortes directivités.

a - Le duplexeur à structure rectangulaire avec couplage sur le grand côté est utilisé dans le deuxième duplexeur , dans la structure parallèle (Fig. B) :

b - Guide circulaire mode TE₀₁ : La solution présente des inconvénients majeurs , c'est pour cela qu'il faut délaissé le champs au voisinage des parois est très faible , la longueur des coupleurs à 3 dB est très importante.

c - Guide semi-circulaire en mode TE₀₁ : Le couplage se fait dans la zone plate du guide. La solution est intéressante par les caractéristiques qu'elle offre . Le champ est important dans la zone plate du guide semi-circulaire; il permet donc un fort couplage avec un coupleur de faible dimension . La possibilité de passer sans difficultés du mode TE₀₁ semi-circulaire vers le mode TE₀₁ circulaire (accès guide) ou vers le mode TE₀₁ rectangulaire (accès A B C D). La solution retenue est donc l'utilisation de coupleurs semi-circulaire pour réaliser les duplexeurs à large bande.

d - Description du duplexeur semi-circulaire:



Un duplexeur comprend deux coupleurs en guide semi-circulaire réunis par la base par une paroi commune dans laquelle des orifices de couplage sont effectués (trois circulaires, carrés ou rectangulaires) entre les 2 coupleurs sont insérés deux filtres à la coupure, passe haut en guide semi-circulaire.

L'énergie entrant en voie 1 pour la bande basse (31 : 46,5 GHz) se réfléchit sur le filtre passe haut et ressort en voie 2. Pour la bande haute F_2 (48 : 60 GHz) le transfert d'énergie s'effectue de la voie 1 vers 3 . Le système est réciproque.

D'autres avantages non prévus sont apparus lors de l'étude .

Champs

Grâce aux champs magnétiques et électriques radiaux au niveau de la paroi plane de
des guides semi-circulaires ; on a la possibilité de réaliser des coupleurs
à larges bandes .

Le guide d'onde et filtre présentent de faible perte d'insertion. Utilisation
Utilisation d'une plaque unique de couplage entre 2 coquilles en guide semi-
circulaire facilitant la fabrication et la mise au point . Nous avons aussi
un faible niveau de mode parasite et absence des modes impaires. (affaibli-
sissement est donc négligeable)

e - Fabrication:

Trois procédés de fabrication pour réaliser les coupleurs semi-circu-
laires au choix:

- Usinage avec fraise de forme semi-circulaire .
- Usinage avec ébauche puis rectification linéaire avec une meule dé-
forme semi-circulaire .
- Usinage avec ébauche puis finition avec des alésoirs de précision.

II - Réalisation en microélectronique de mélangeur à faible bruit au longueur
d'ondes millimétriques.

1 - Généralités:

Un mélangeur est un dispositif à 3 accès , une entrée pour la fréquence
du signal , une entrée à la fréquence de l'oscillateur local et une
sortie à la fréquence intermédiaire. Les mélangeurs ont pour fonction de
transposer la fréquence de l'onde millimétrique du signal issu du système
de filtre en une fréquence intermédiaire identique pour tous les canaux.

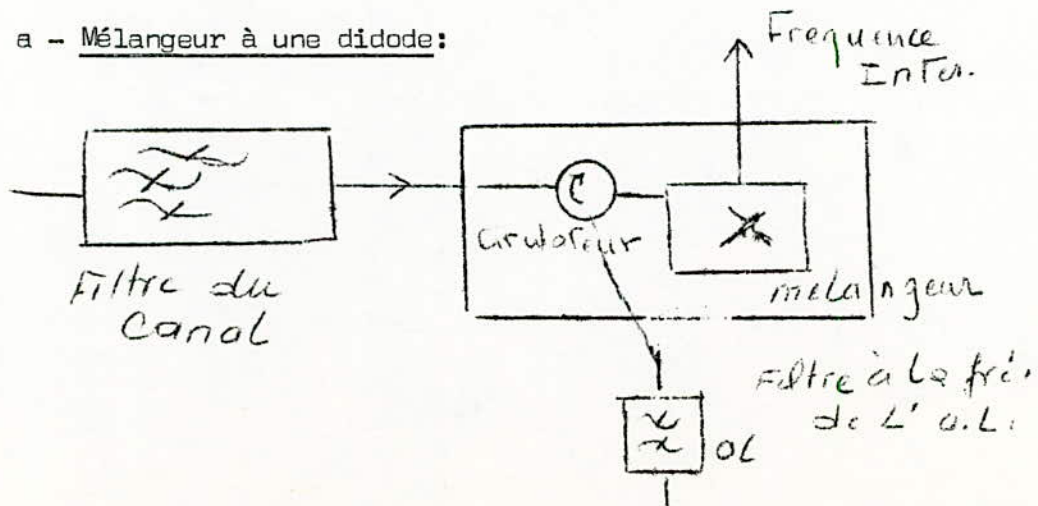
2 - Circuits actifs:

Les diodes classiques à jonction sont remplacées par des diodes à
barrière de SCHOTTKY qui se caractérisent par un meilleur facteur de bruit.
Les diodes sont faites de silicium ou d'arseniure de gallium. Le choix de
la diode est déterminé par sa fréquence de coupure (500 ghz) et le facteur
 m (m = écart entre la caractéristique directe réelle de la diode
 $I = f(V)$ et une caractéristique exponentielle idéale).

3 - Réalisation des mélangeurs:

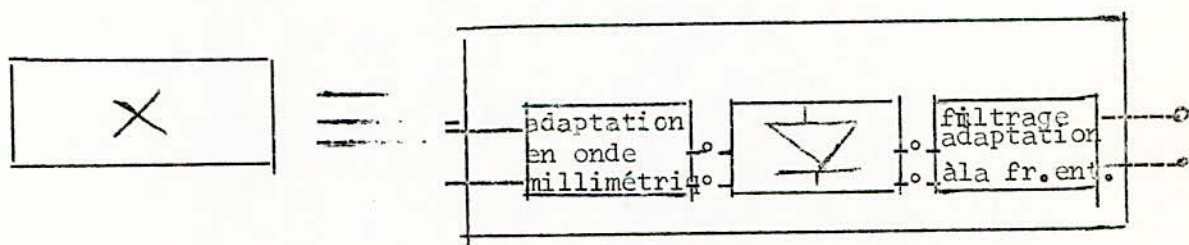
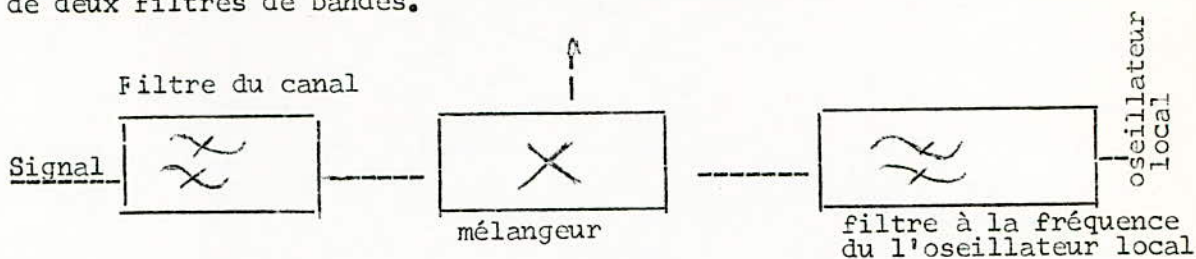
Deux catégories de mélangeurs sont étudiées ~~et~~ réalisées; mélangeurs
à une diode (type dissymétrique) et mélangeurs à deux diodes (type symè-
trique).

a - Mélangeur à une diode:



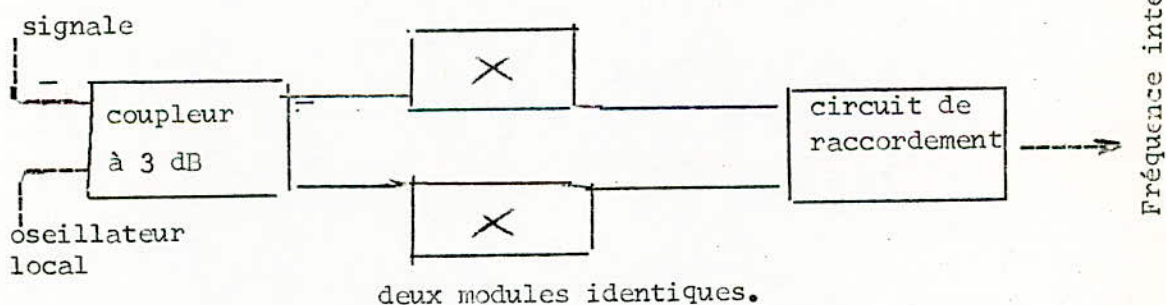
- L'énergie du signal ^{Surtout} sortant du filtre du canal de l'équillage est appliquée à la diode mélangeuse à travers un circulateur à très faible perte, l'énergie provenant de l'oscillateur local traverse également le circulateur après réflexion sur un filtre de canal.

Le mélangeur peut être conçu sans le circulateur mais avec 2 filtres dans ce cas les énergies aux fréquences du signal et de l'oscillateur local sont appliquées à la diode mélangeuse par l'intermédiaire de deux filtres de bandes.



- Un mélangeur comprend : un circuit d'adaptation en onde millimétrique, une diode mélangeuse - un circuit d'adaptation et de filtrage à la fréquence intermédiaire.

B) Mélangeur à deux diodes :



Le mélangeur symétrique comprend :

- Un coupleur à 3 dB qui assure une répartition égale d'énergie sur les 2 diodes et un couplage suffisant entre l'oscillateur local et signale

(accès 1 et 2 /)

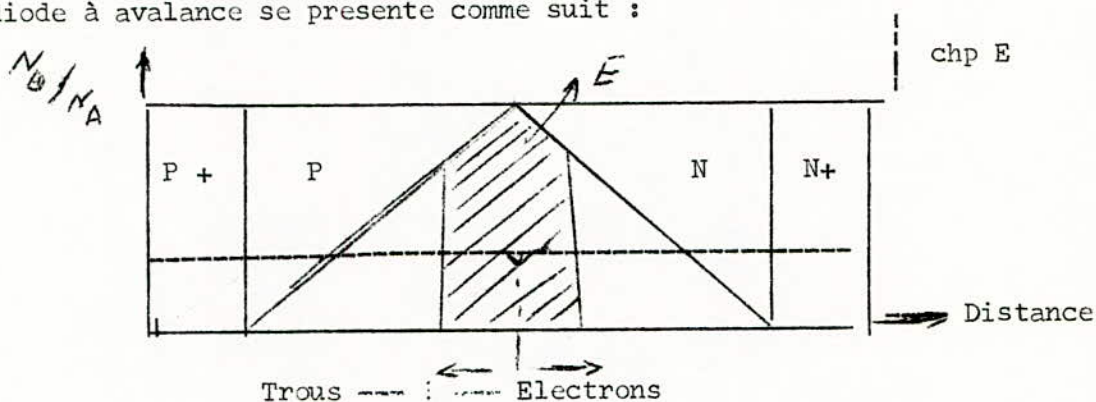
- Deux mélangeurs identiques.
- Un circuit de raccordement (permet de raccorder 2 moduls à la sortie de la fréquence intermédiaire).

Ce type de mélangeur permet d'obtenir à l'accès 2 une bonne adaptation quelle que soit l'impédance des diodes et de s'affranchir en partie des bruits dûs à l'oscillateur local. Il réalise convenablement l'injection de l'énergie à la fréquence de l'oscillateur local.

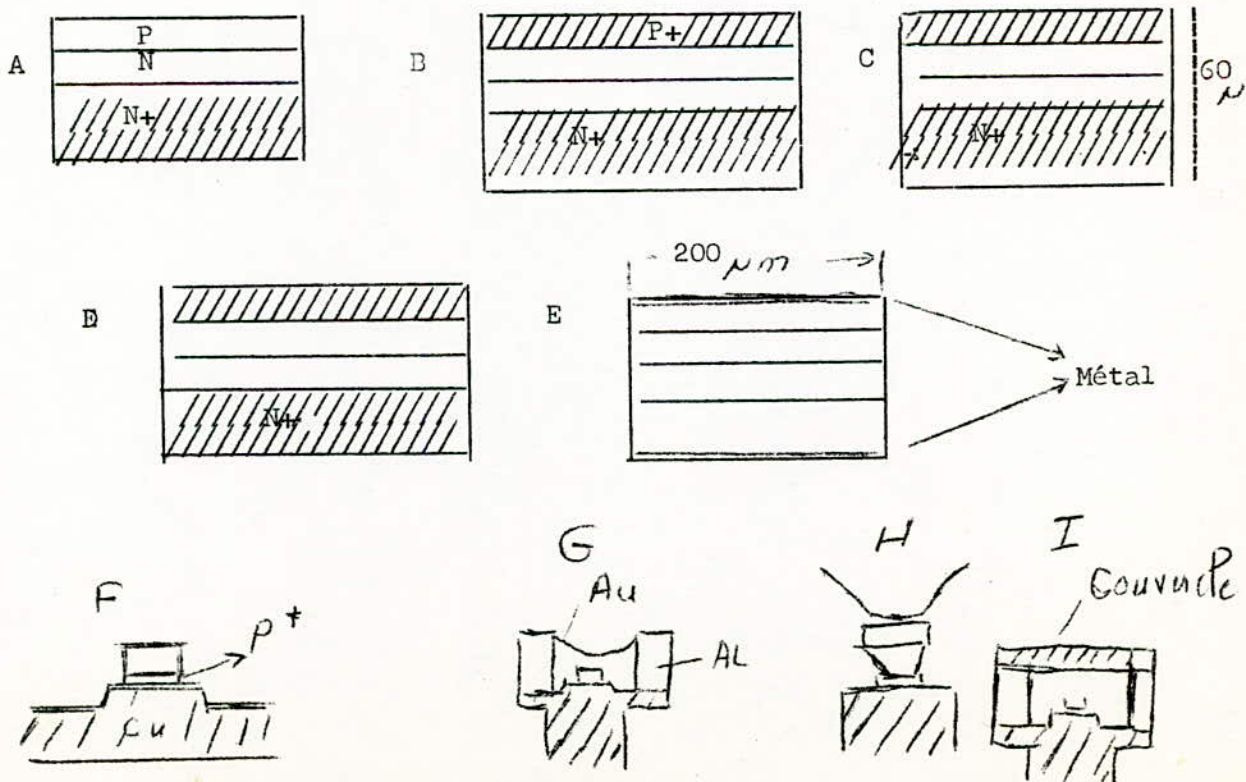
C- Diodes utilisés aux fréquences millimétriques :

- Diode à Avalanche au silicium.

Elles sont destinées aux oscillateurs locaux d'émission, elles sont à doubles jonctions (P^+PNN^+), cette propriété leur permet de fournir des puissances de l'ordre 200 mW, la structure d'une diode à avalanche se présente comme suit :



Cette structure à double espace de glissement P^+PNN^+ , utilisée à la fois les électrons et les trous, donne de meilleures performances non seulement en rendement mais aussi en puissance de sortie.



Processus général de réalisation

Les varactors à l'arsniure de gallium

Employés comme mélangeurs d'émission ou comme multiplicateur de fréquence, ils permettent d'obtenir des puissances voisines de celles fournies par les diodes à avalanche à partir d'une source à fréquence plus basse. Ils sont du type P⁺N N⁺. Les différentes étapes du processus de réalisation se déroulent dans le même ordre que pour les diodes à avalanche, mais dans ce cas, la couche P⁺ est obtenue par diffusion.

II - Equalisation du temps de propagation de groupe :

- I - Généralités :

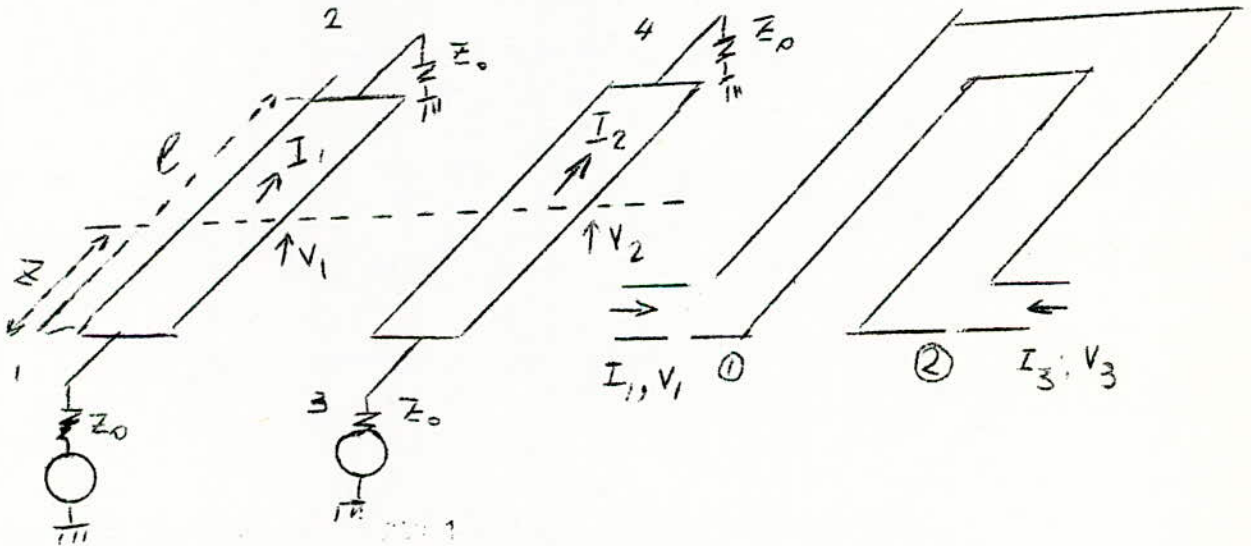
Le temps de propagation de groupe est une fonction de la fréquence. Au voisinage de la fréquence de porteuse, il *diminue linéairement* avec celle-ci d'autres parts les équipements d'extrémité d'une liaison par guides d'ondes circulaires ont une distorsion de temps de groupe non négligeable. Le problème consiste donc à réaliser des réseaux correcteurs dont le temps de propagation du groupe croît avec la fréquence pour compenser les distorsion.

Dans notre cas, cette distorsion doit être corrigée sur une bande de 400 MHz autour de la fréquence centrale. Nous n'étudierons que la solution la plus économique, qui présente moins de montage *mécanique* et très facile à reproduire.

- 2 - Equalisation du temps de groupe du guide d'onde :

2 - 1 - Serie de meaudres élémentaires :

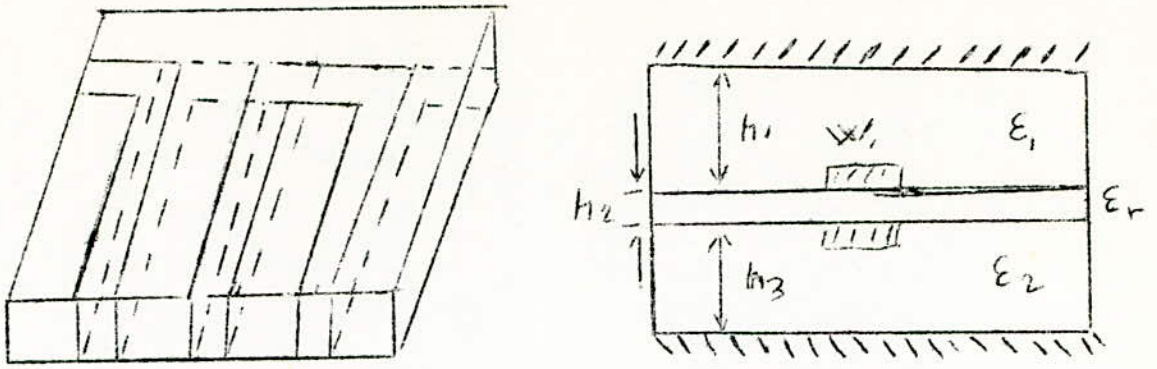
Un meandre élémentaire, est un ensemble de 2 lignes couplées à l'une de leurs extrémités.



Commentaire :

Si nous voulons autour de $F = 1.45$ GHz réaliser une distorsion *linéaire* sur 400 MHz, il faut contrer la courbe *au delà* de 1,65 GHz, la fig. : montre d'autre part les *variations* de τ avec la fréquence centrale. Nous voulons réaliser des couplages forts la solution envisagée est un méandre constitué de 2 lignes superposées

(FIG - 15)



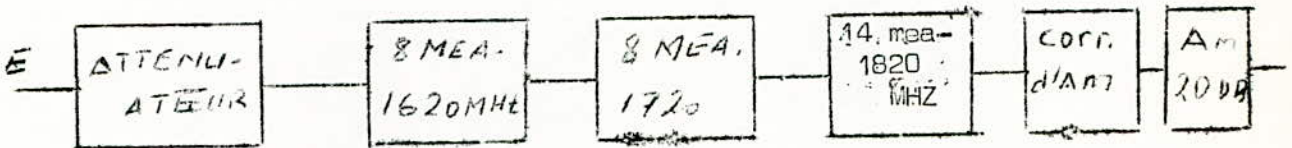
Le méandre est constituée de 3 plaques de verre teflon ($\epsilon r_1 = \epsilon r_2 = 2,65$). La plaque centrale étant cuivrée de part et d'autre. Les dimensions sont $h_1 = h_3 = 3,2$ mm et $h_2 = 0,25$ mm; $L = dg/4$.

Dans ce cas, le problème d'adaptation reste à résoudre pour déterminer la largeur des lignes.

Le problème est résolu en fixant la largeur des lignes (à 5/100 mm près) à 1,34 mm. Les lignes d'amener ont une impédance de 50 Ω.

Par la suite, avec un seul correcteur à deux méandres lors des essais est apparue une sorte de résonance sur la courbe des temps de propagation, du Tos et des pertes. D'autre part, les pertes sont encore importantes et la linéarité pas trop appréciable.

Afin d'améliorer la linéarité et diminuer les pertes, trois correcteurs 0 dB à accords décalés furent essayés.



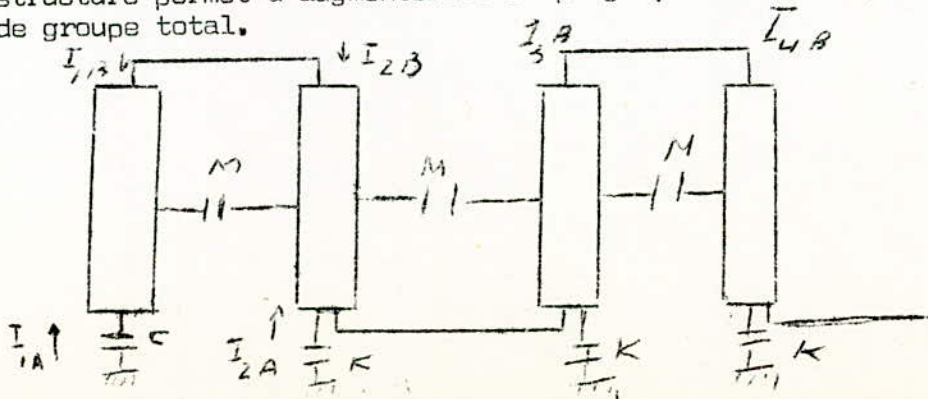
Les correcteurs aussi utilisés sont composés de plusieurs méandres.

Le signal traverse 3 correcteurs centrés à différentes fréquences pour avoir une linéarité dans la bande 1300 1600 MHz. L'atténuateur à l'entrée permet de compenser le surplus de gain introduit par l'amplificateur 20 dB et d'avoir un ensemble parfaitement adaptés.

Il y a un accord remarquable entre les courbes théoriques et expérimentales dans le cas de ζ . Plusieurs autres correcteurs ont été étudiés pour corriger les distortions de temps de groupe du guide d'onde.

Ligne à ruban en méandre:

Le correcteur ainsi utilisés est formé d'une série de lignes, chacune de ces lignes est couplée avec la précédente et la suivante. Cette structure permet d'augmenter le couplage, donc le temps de propagation de groupe total.



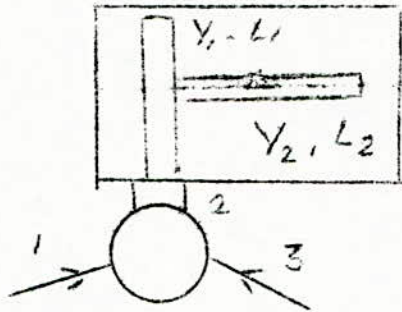
3 - Équilisation du temps de propagation de groupe des équipements :

La distorsion du temps de propagation de groupe des équipements est due essentiellement à la distorsion due aux filtres qui n'ont pas une réponse en phase linéaire. Cette distorsion n'est pas la même pour chaque répéteur.

Différentes solutions ont été envisagées :

- Egaliseur en Anneau résonnant, filtre à barreau, lignes à ruban.

- Les 2 premières citées présentent des pertes élevées et demandent une réalisation mécanique très précise, elles furent abandonnées au profit de la 3^o solution qui présente une simplicité de réalisation et de reproduction avec des pertes acceptables. Très pratique car le correcteur réalisé est ajustable et peut donc être utilisé pour n'importe quel répéteur.



Un dipôle réactif constitué de 2 lignes d'impédance et de longueur différentes placés en parallèles.

Les longueurs sont ajustables.

L'admittance réduites ramenée à la rentrées du circulateur pour les 2 lignes en parallèles est :

$$Y = j (y_1 \operatorname{tg} \gamma L_1 + y_2 j \operatorname{tg} \gamma L_2)$$

$$\text{on pose } \gamma L = 2 \pi f L / f_0 L_0 = 2 \pi F L$$

avec L_0 = longueur d'onde à la fréquence f_0

Le temps de propagation de groupe à pour expression :

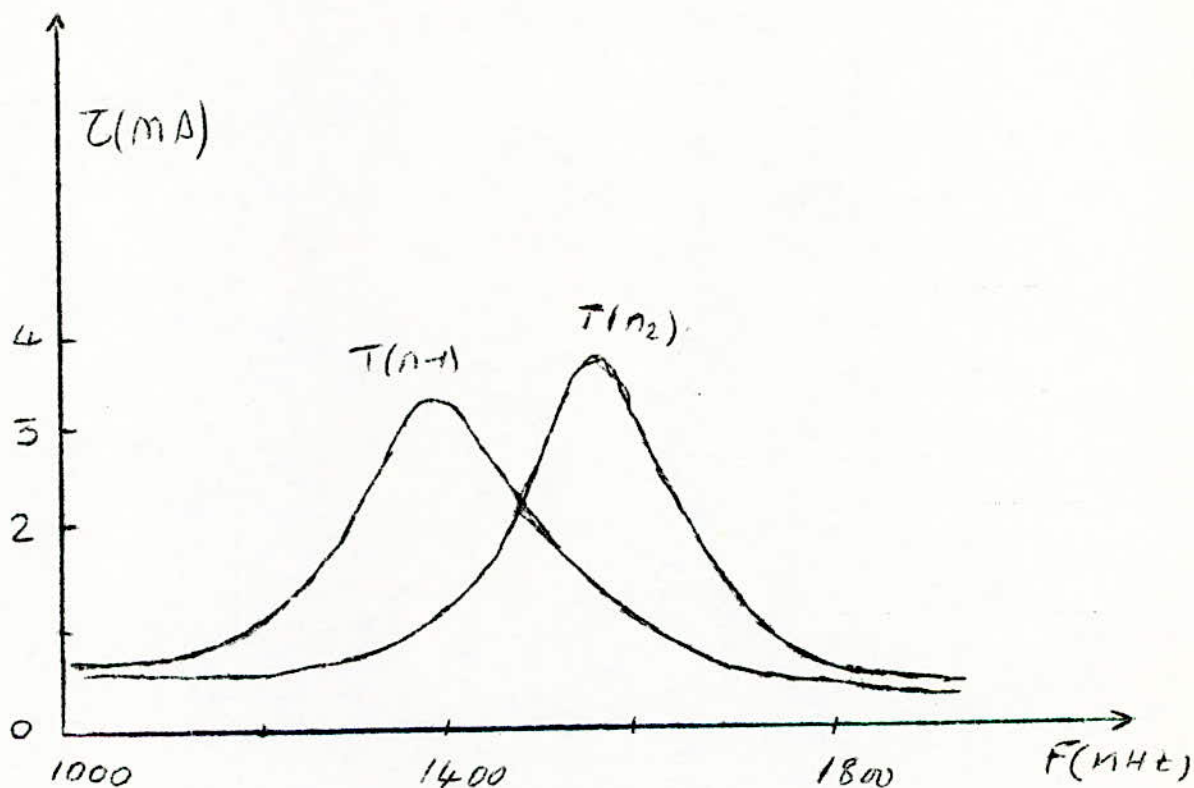
$$\tau = \frac{2 [Y_1 L_1 (1 + \operatorname{tg}^2 2\pi F L_1) + Y_2 L_2 (1 + \operatorname{tg}^2 2\pi F L_2)]}{f [1 + (Y_1 \operatorname{tg} 2\pi F L_1 + Y_2 \operatorname{tg} 2\pi F L_2)]}$$

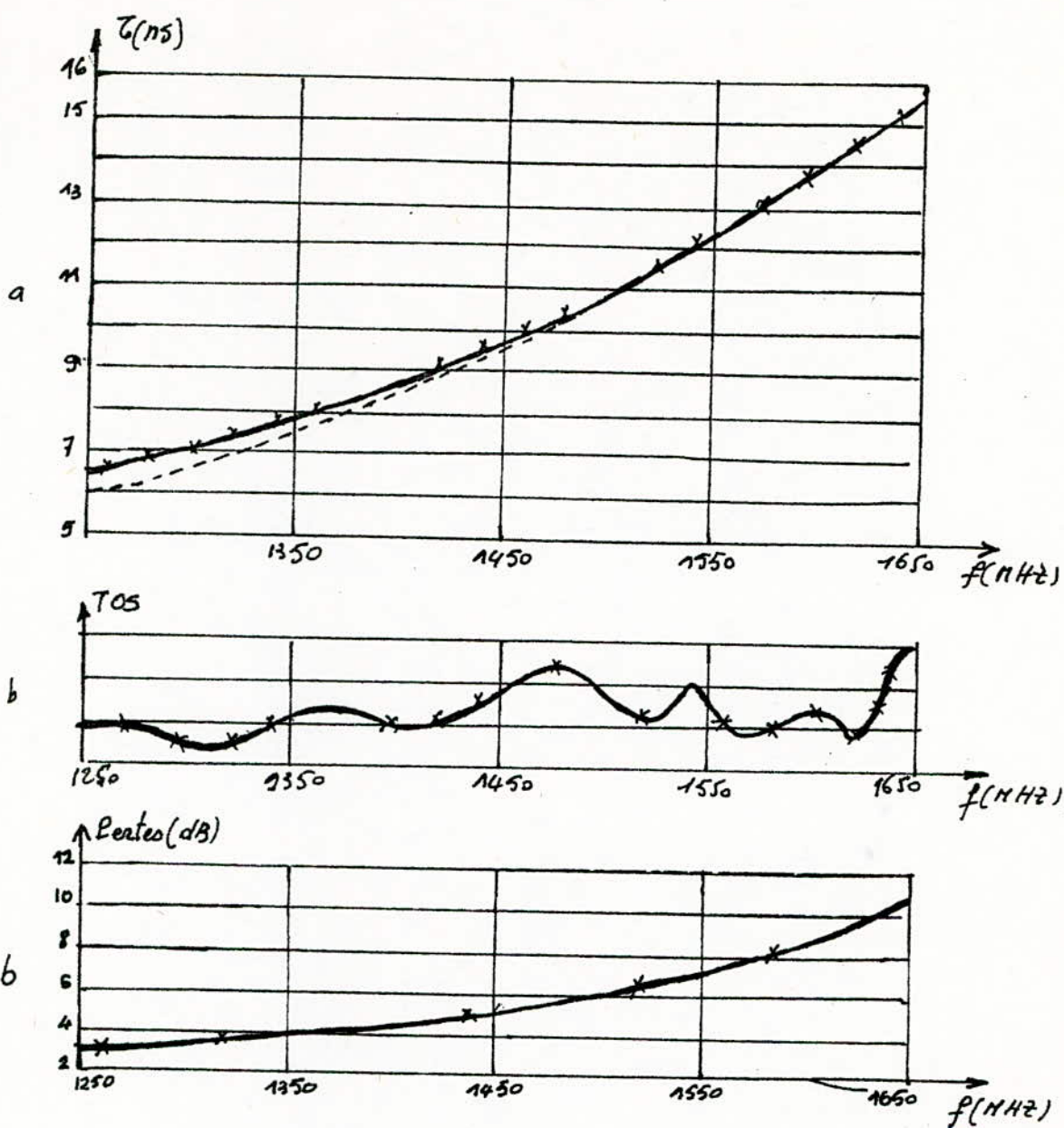
τ est une fonction de y_1 , y_2 , L_1 et L_2 . Donc nous pouvons avoir une réponse quelconque en temps de propagation de groupe dans la gamme de fréquence désirée en jouant sur les paramètres y_1 , y_2 , L_1 et L_2

Afin d'avoir une correction meilleure l'utilisation de 2 structures à lignes à ruban s'est avérée plus concluante car la règle devient plus fin.

On fixe y_1 y_2 et L_1 de chaque (T) et on déduit la valeur de L_2 correspondante à la meilleure correction (fig. II-15).

La correction est meilleure, les pertes sont faibles (de l'ordre des pertes du circulateur). Le taux d'onde stationnaire est pratiquement égal à celui de la perte d'entrée du circulateur.





- a) Temps de propagation de Groupe.
- b) Pertes
- c) TOS

(x x) Résultats expérimentaux.
 (o o) Résultats théoriques.

Fig: II. 15

C H A P I T R E - III -

PRESENTATION D'UNE LIAISON A
GRANDE DISTANCE (500 Km)

-A- RESULTATS EXPERIMENTAUX.

I - LIAISON D'ESSAI POUR GUIDE D'ONDE CIRCULAIRE- LANNION-PLEUMER-BODOU .

Nous nous référerons aux résultats des expériences et mesures effectuées sur la liaison Lannion-Pleumer-Bodou pour comparer les résultats de la théorie et proposer un modèle.

La liaison expérimentale de Lannion-Pleumer-Bodou est longue de 7,5 Km . Deux guides ont été posés en bouclant la liaison à l'une des extrémités, à l'aide de miroir, formant ainsi une liaison de 15 Km (distance minimale théorique entre deux (2) récepteurs). En plus , l'avantage , en bouclant la ligne, et de permettre la mesure à partir d'une même extrémité.

La liaison, vu le relief de la région est divisée en cinq (5) parties , dans chaque partie le mode de pose est différent. Ce trajet présente l'avantage de présenter les caractéristiques d'une liaison future: zones marécageuses, rocheuses, traversées des routes, croisements , etc...



II - CARACTERISTIQUES DES DIFFERENTS TRONCONS :

x Lannion - B : Ce tronçon est de 1326 m. Il est réalisé en guide renforcé, posé directement dans la tranchée sans sable.

x B - C : Ce tronçon est de 2102 m, réalisé en guide renforcé et normal posé sur radier en béton avec protection du guide par profil ogival.

x C - D : Ce tronçon est de 1973 m de longueur, réalisé en guide normal posé sur radier de béton.

x D - E : Ce tronçon est de 1751 m , réalisé en guide normal sur radier en béton.

E -Pleumer-Bodou : C'est le plus court des tronçons :307 m, réalisé en guide normal sur radier de béton et une faible longueur tirée en conduite de façon à assurer l'arrivée dans le bâtiment des essais.

III - TRANCHEE :

Cette tranchée est de 1,20 m de profondeur en moyenne et de 0,80 m de largeur . Deux guides parallèles et un câble à 28 paires symétriques sont posés. Le câble sert à la télésurveillance du guide et aux communications de service au moment de la pose (Fig.III.1)

Avant remblayage , deux gillages de protection espacés de 30 cm furent installés au-dessus des guides. Au fur et à mesure que les travaux avançaient des contrôles de raccordement tronçon par tronçon sont effectués; chaque 100 m du guide , un contrôle d'affaiblissement était réalisé.

A la fin de l'installation et après remblayage de toute la ligne des mesures d'affaiblissement sont effectuées, ainsi que des mesures de distortion de temps de propagation de groupe.

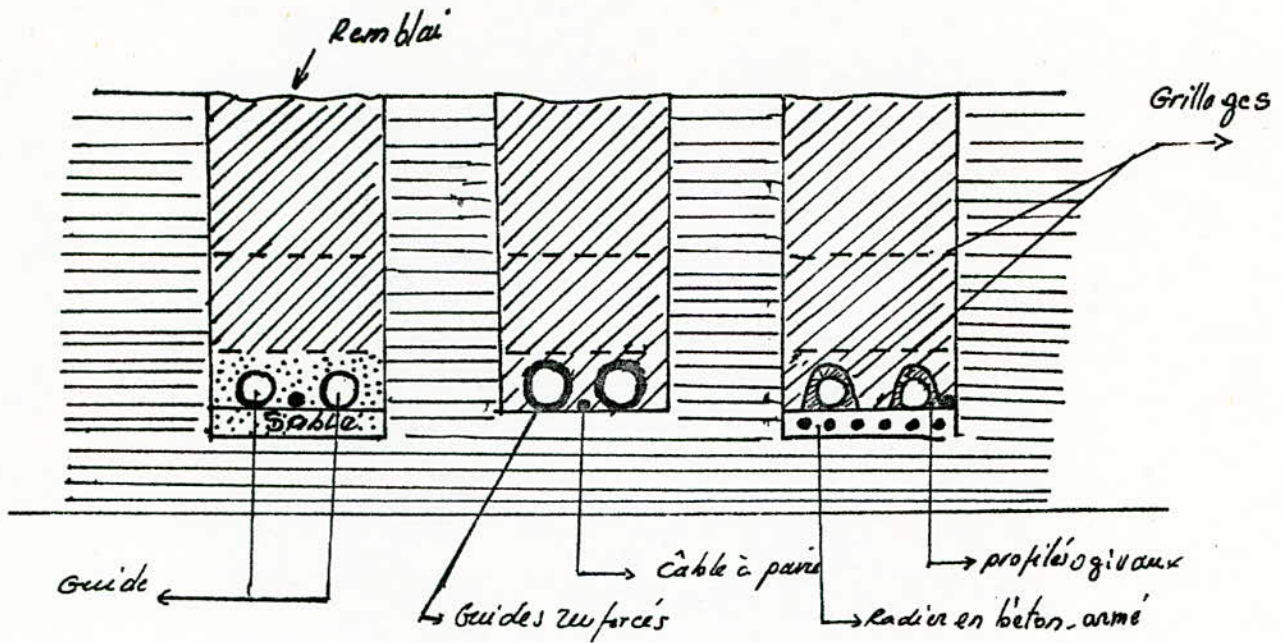


Fig: III.1 ORGANISATION DE LA TRANCHEE

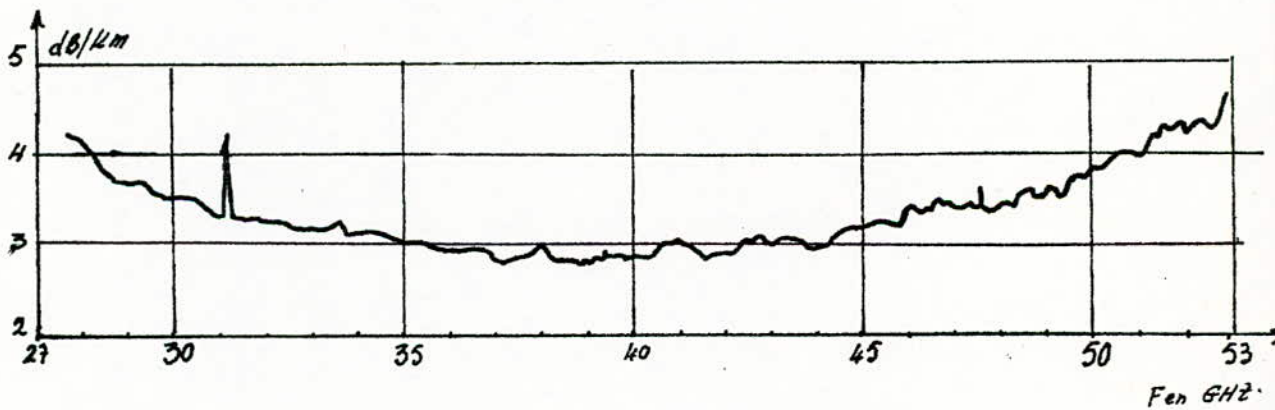


Fig: III.2 Affaiblissement kilométrique de la liaison
Liaison Pleumer Boudou en fonction de la fréquence

IV - RESULTATS DES MESURES D'AFFAIBLISSEMENT.

A 50 GHZ , l'affaiblissement par Km dans différents tronçons de la liaison expérimentale Lannion-Pleumer-Bodou est résumé dans le tableau suivant.

TRONCON	LANNION - B	B - C	C - D	D - E	E - PLEUMER - BODOU
Nature du Guide	Renforcé	70% normal 33% renforcé	Normal	Normal	Normal
Nature de la Tranche	Pleine Terre	Radier béton	Radier béton	Radier béton	207 m en radier béton 170 m conduite en ciment
Longueur du Tronçon	1326 m	2102 m	1973 m	1751 m	307 m
Affaiblissement dB/Km	3,3	3,5	3,7	4,2	3,12

L'affaiblissement par Km en fonction de la fréquence est donné par la courbe (Fig.III.2) , pour toutes la liaisons Lannion-Pleumer-Bodou.

Commentaires.

La mise en oeuvre du radier en béton a montré qu'il était très difficile de respecter sur chantier et sans recours aux visées optiques, des rayons de courbure supérieur à 100 m,

Le radier présente des cassures d'axe aux points de reprise des coulées en béton, associées à des ondulations dues aux différentes causes d'erreurs par rapport à la trajectoire théorique (désalignement, variation de la profondeur).

Tous ces défauts ont rendu le rayon moyen de courbure inférieur à 100 m d'où un affaiblissement supérieur à celui prévu .

Le guide renforcé posé en pleine terre présente un affaiblissement supérieur à celui du guide posé par radier en béton. Cet affaiblissement augmentait progressivement au fur et à mesure du tassement du sol; il ne s'est stabilisé qu'au bout d'un mois. Les ovalisations du guide ne se sont stabilisées qu'au bout d'un mois, durant tout ce temps le guide se déforme. Des courbures apparaissent sur le guide , d'où cet affaiblissement croissant enregistré. L'affaiblissement ne s'est donc stabilisé que le jour où il n'y a plus eu entassement du sol.

Ces ovalisations sont surtout enregistrées sur le guide enterré en pleine terre , sans sable. Le remblaiement doit être réalisé avec soin surtout les 50 premiers centimètres, pour éviter de déplacer le guide et éviter les grosses pierres.

V - RESULTATS DES MESURES DU TEMPS DE PROPAGATION

Une chaîne de transmission est représentée par la fig : III-3.

Le premier dipôle représente l'ensemble des filtres en ondes millimétriques, de la ligne (guide d'onde), des amplificateurs et de tous les systèmes linéaires en général situés avant le mélangeur de réception, au niveau duquel s'ajoute le bruit thermique.

L'interférence intersymboles dépend de la fonction de transfert globale.

$$G(f) = H(f) G_i(f)$$

tandis que la bande passante de bruit est seulement

$$\int |G_i(f)|^2 df \text{ et non } \int |G(f)|^2 df$$

- le filtre $H(f)$ a une bande passante large devant celle du filtre en fréquence intermédiaire. C'est pour cela que la différence entre les deux bandes passantes de bruit (modèle théorique, et modèle réel) n'est pas significative

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df &= \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 |G_i(f)|^2 df \approx \int_{D_i} |H(f)|^2 |G_i(f)|^2 df \\ &= \int_{D_i} |G_i(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |G_i(f)|^2 df. \end{aligned}$$

D_i = domaine où $|G_i(f)|$ a une valeur non négligeable.

Le programme de calcul appliqué aux équipements de la liaison expérimentale Lannion-Pleumer-Bodou donne les résultats de la fig. III-4

- Le modulateur et le démodulateur étant reliés en fréquence intermédiaire à travers un filtre de Butterworth à 3 cellules, de bande passante à 3 dB égale à 343 MHz (1.18 en valeur réduite).

On constate un écart de 0,5 dB environ entre la courbe calculée et la courbe mesurée. Ce qui est donc très satisfaisant.

VI MAINTENANCE PNEUMATIQUE

La liaison est équipée d'un dispositif de maintenance pneumatique qui permet de garder le guide en surpression, de façon à éviter toute pénétration d'eau. Chaque 2 Km sont prévues des vannes placées en dérivation sur le guide assurant la continuité pneumatique de part et d'autre des fenêtres étanches. Ces vannes permettent d'une part de localiser le tronçon de la liaison où une fuite existe par détection d'un débit aux vannes situées en amont, d'autre part, par fermeture automatique des vannes en présence d'eau, d'isoler le tronçon défectueux.

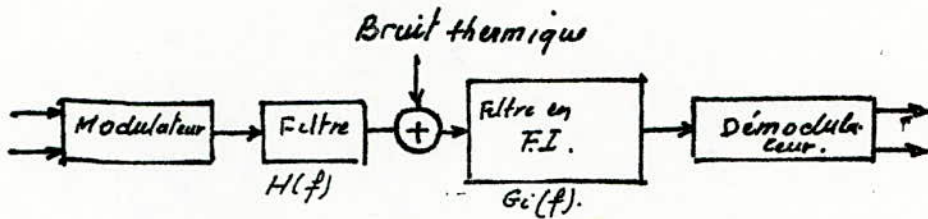


Fig. III. 3 modèle de la chaîne de transmission

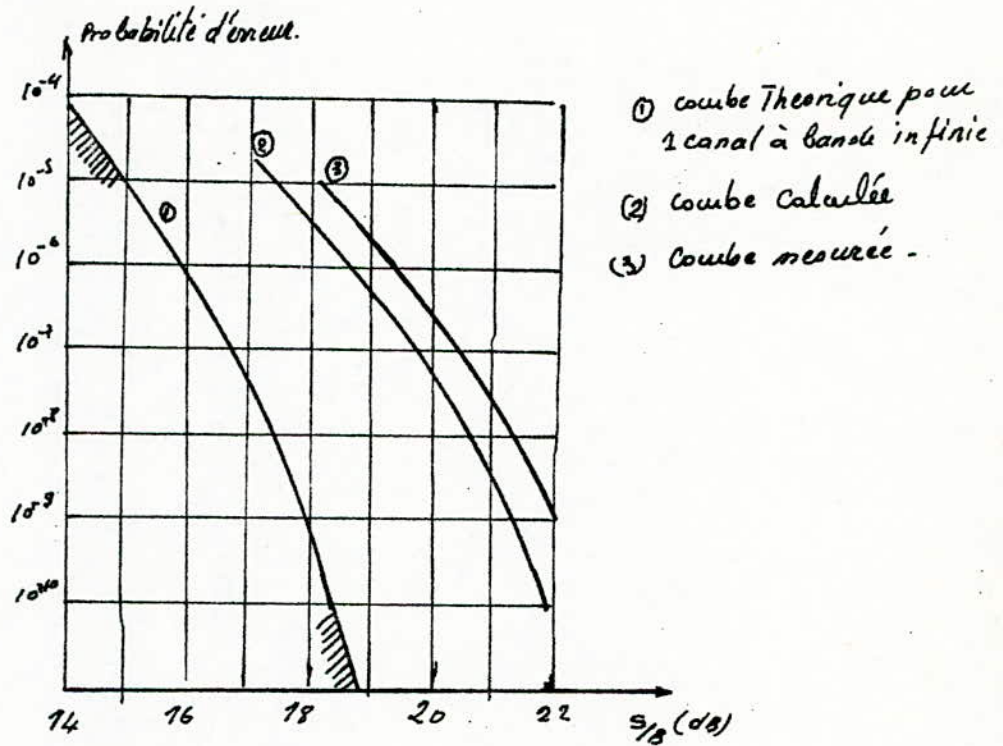


Fig. III 4 Taux d'erreur calculé et mesuré dans le cas des équipements de la liaison Pannion-Pleumer - Rodou.

Les différentes données sont transmises à l'aide d'un câble à paires aux Salles de Contrôle.

- Le guide étant creux intérieurement, l'eau peut, en cas de défaut ou d'accident, circuler librement et envahir la canalisation avec les graves inconvénients que cela pourrait naître. Des moyens de sécurité sont prévus pour limiter cette propagation d'eau et localiser rapidement la section défectueuse.

- Le guide d'onde est utilisé en onde millimètre, donc des fréquences de 30 à 100 GHz sont transmises. L'oxygène présente à 60 GHz une raie d'absorption très importante pour surmonter cette difficulté le guide d'onde est rempli d'azote en surpression. Les vannes automatiques installées permettent, en l'absence de défaut la libre circulation du Gaz.

Les sections adjacentes de guide (fig : III 5) sont séparées par une membrane (2) en mylar qui bloque le passage de l'eau d'une section à l'autre, et qui joue le rôle de fenêtre pour les ondes hyperfréquences. La vanne automatique est montée en dérivation de part et d'autre de la membrane grâce aux tubes métalliques (3).

La vanne proprement dite est constituée par une enceinte (4) séparée par une paroi, deux compartiments identiques reliés par des tubes respectivement aux portions de guide situés de part et d'autre de la membrane. Les 2 compartiments communiquent entre eux, dans chaque compartiment un flotteur (5) peut actionner sous l'action de l'eau une genouillère (6) munie de ressort tendeurs qui assure la fermeture de la soupape (7) et empêche l'eau de passer d'un guide à l'autre.

Un dispositif de signalisation (8) à commande magnétique, relié au levier de fermeture de la soupape déclenche une alarme au bout de la ligne grâce à la paire de télésurveillance à laquelle le dispositif est relié. Des trous de vidange (9) sont prévus pour dégager l'eau.

Pas de répétition

Compte tenu des affaiblissements tolérables sur le guide et la courbe d'affaiblissement évaluée (fig. III 6) on trace en fonction de la fréquence la distance minimale entre répéteur (fig. III 7) . Sauf pour la bande la plus haute, on peut planter les répéteurs tous les 17 Km.

VI

Présentation d'un système de transmission à grande distance par GOC

Introduction

Les résultats des expériences effectuées sur la liaison expérimentale de Lannion-Pleumeur Bodou nous ont permis de prévoir des liaisons par GOC comportant plusieurs centaines de Km.

Après avoir présenté le guide d'ondes, nous analyserons le choix fait pour le répéteur, et donnons quelques éléments sur l'exploitation du système.

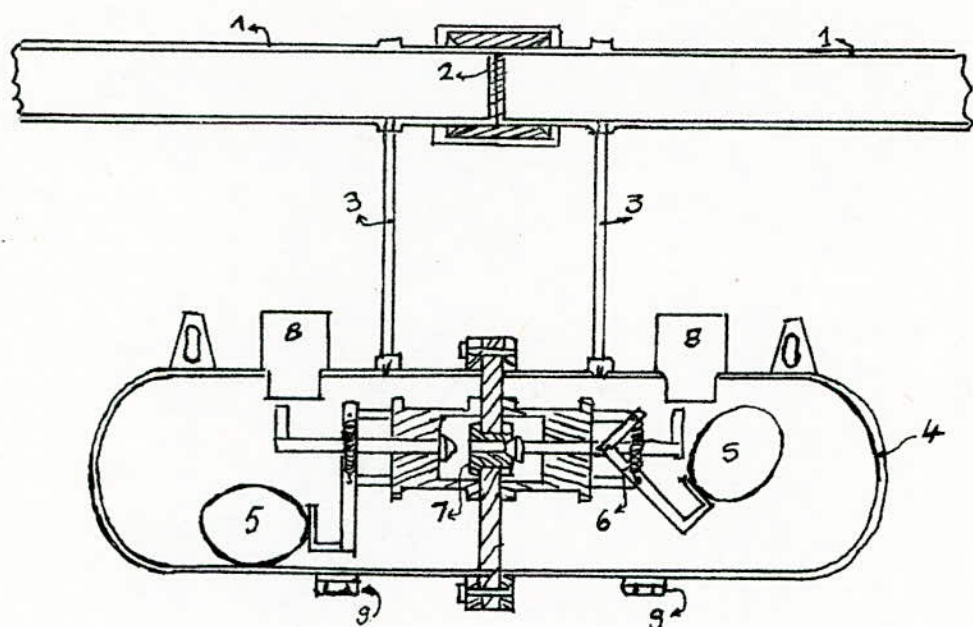
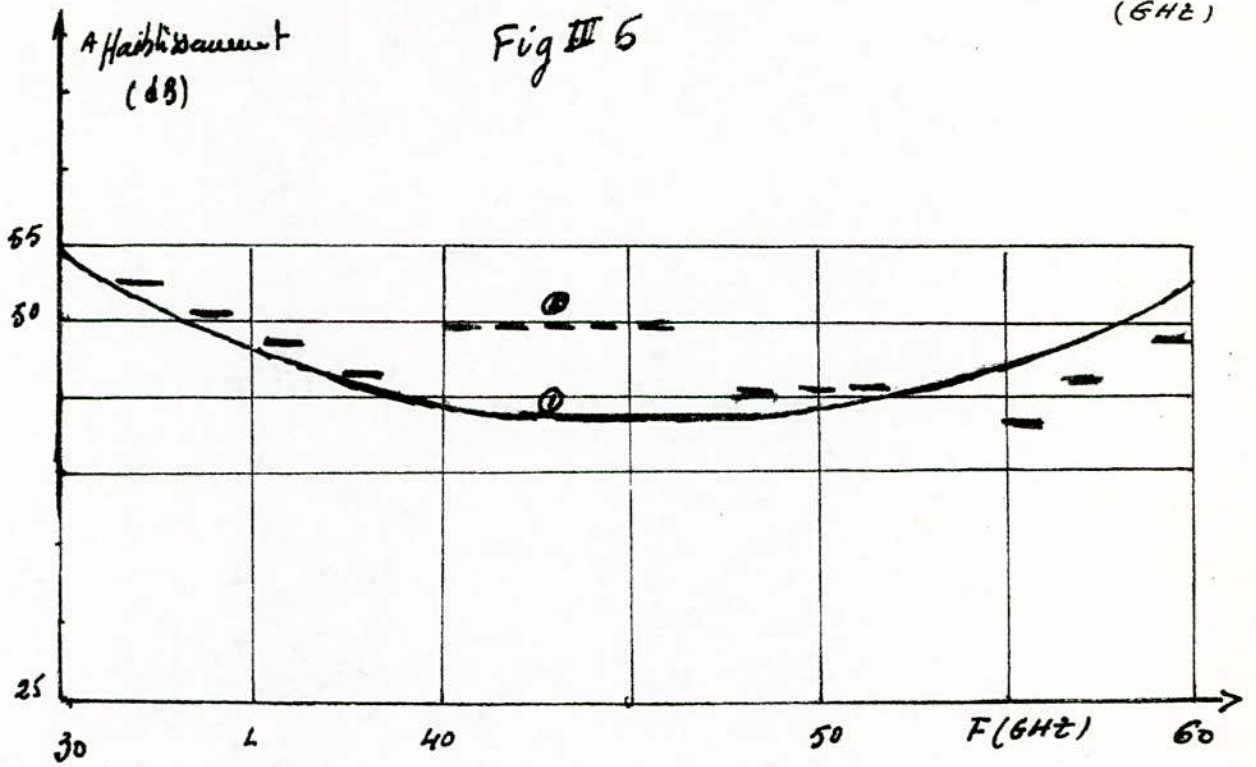
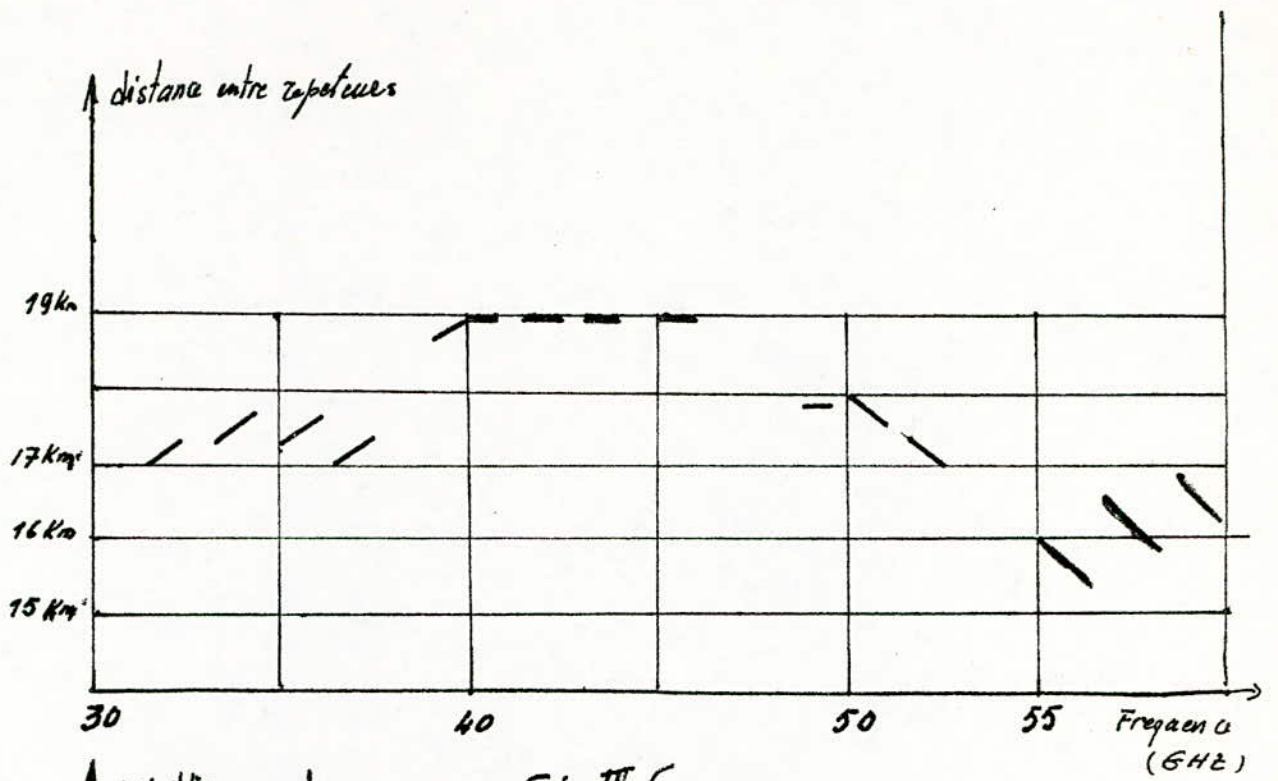


Fig: III. 5 Vanne automatique

- 1. Guide d'onde
- 2. membrane
- 3 Tuyaux
- 4 corps de la vanne
- 5 flotteur
- 6 ressort tendeur et dispositif de fermeture

- 7. soupape de communication
- 8: dispositif de signalisation
magnétique
- 9. vidange



- ① Affaiblissement de 17 km de Guide
- ② affaiblissement tolérable sur chaque canal

Fig: III. 7

VII 1 PRESENTATION DU SYSTEME

VII-1 Schema synoptique

La fig. III-8 représente le schéma fonctionnel d'une liaison de 500 Km par guide d'ondes. L'exploitation est prévue de point à point (jonction à 140 Mbits, soit 1920 voies téléphoniques). Ces trains à 140 Mbits sont regroupés 4 par 4 aux extrémités pour constituer un canal à 580 Mbits (7680 voies).

Chaque train à 580 Mbits module une porteuse de fréquence comprise entre 31 et 60 GHz. On module à 1.45GHz puis on effectue un changement de fréquence.

Les répéteurs sont distants de 17 Km environ au niveau de chaque répéteur, les signaux sont démodulés après changement de fréquence, régénérés et remodulés dans une station secondaire. Le répéteur comprend de plus des organes de suppression et de commutation automatique sur le canal de secours, en cas de défaillance des équipements.

On se fixe un taux d'erreur de 10^{-8} pour 1000 Km, soit par répéteur $2 \cdot 10^{-10}$.

Nous imposons un taux d'erreurs de 10^{-10} par répéteur.

VII-2 Caractéristiques du répéteur

Comme nous l'avons défini antérieurement, la modulation s'effectue par changement de la phase d'une porteuse à 1450 MHz à une rapidité de 282 Mbauds. On utilise 4 états de phase, ce qui conduit à un débit de 584 Mbits/s. Chaque canal a donc une capacité de 7680 voies téléphoniques. La démodulation est différentielle.

Le signal modulé est transposé dans la bande des ondes millimétriques par un changement de fréquence qui utilise la bande haute du mélange du signal avec un oscillateur local.

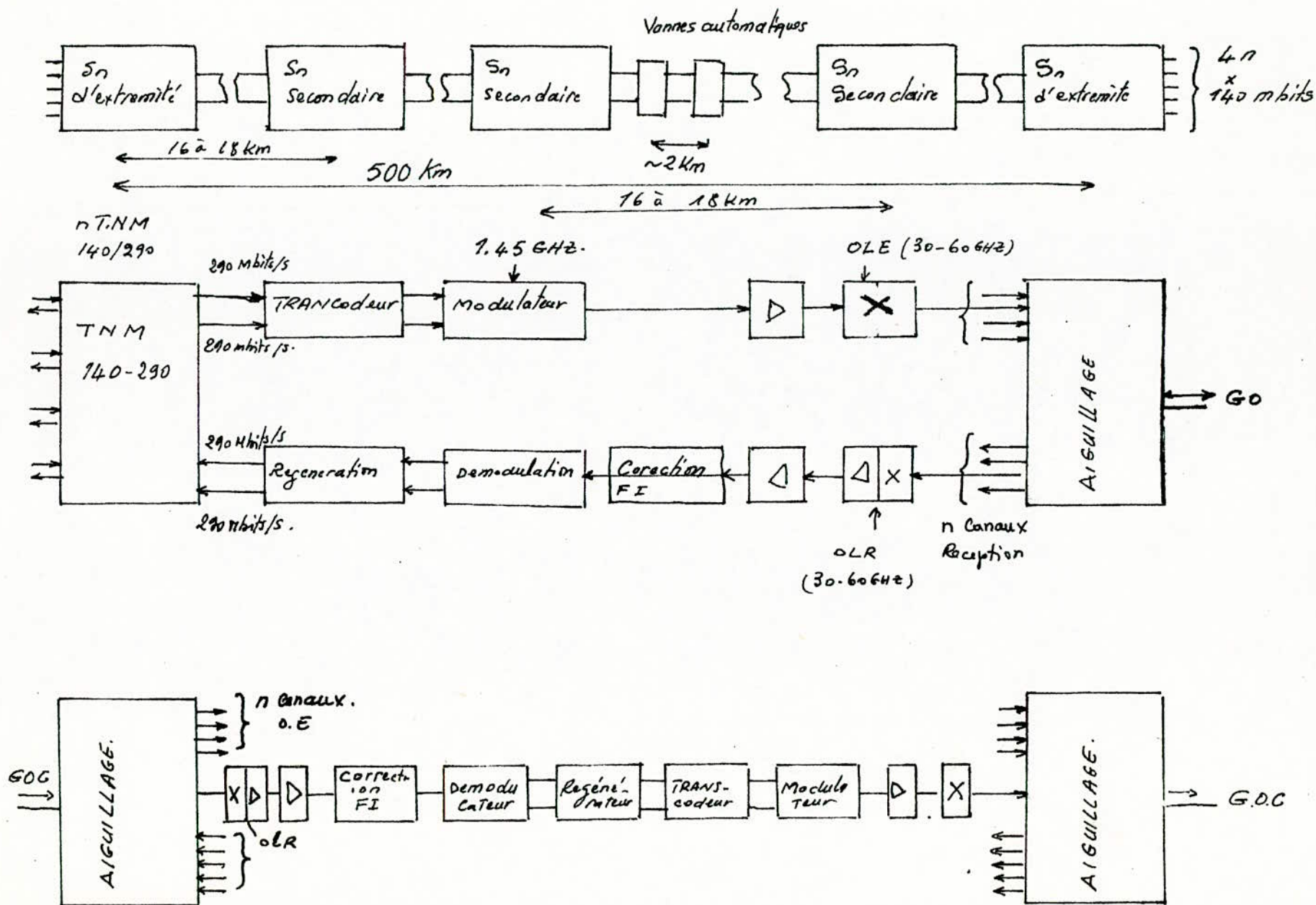
Les 21 canaux bilatéraux que peut transporter le guide d'onde entre 31 et 60 GHz sont séparés grâce à un système de filtrage composé de duplexeurs, d'extracteurs de groupe et d'extracteurs de canaux (fig. II, 9).

Les fréquences centrales sont distantes de 550 MHz à l'intérieur d'un groupe de canaux.

Fig: III 8

Schema Fonctionnel d'une liaison par guide d'ondes.

- a - Ensemble de la liaison ; b - Extremite ' - c - Repeteur.



VII-3 Bilan des puissances du répéteur

Pour faire le bilan des puissances, il est nécessaire de poser certaines hypothèses.

La diminution des puissances d'émission est de 6 dB par octave

L'augmentation des facteurs de bruit est de 2 dB par octave

Chaque défaut élémentaire est remplacé par un brouilleur équivalent donnant la même dégradation.

Estimation de L_0 dégradation

Elle est due à différentes causes, chaque défaut entraîne une dégradation. Nous établissons le niveau du brouilleur équivalent par rapport à celui du signal en analysant toutes les imperfections.

1 - Imperfections du modulateur démodulateur

Ces défauts sont difficiles à spécifier, car ils ne sont pas mesurables individuellement. Nous supposons que la dégradation pour un taux d'erreurs de 10^{-8} est identique à celle d'un taux d'erreur de 10^{-10} . Ainsi le niveau du brouilleur équivalent est de -21 dB.

Cette hypothèse est bien vérifiée car si nous fixons le décalage de l'instant d'échantillonnage à 150 p.s, la largeur du seuil à 5%, la précision sur la phase à 2 degrés, la durée des fronts de l'impulsion à 0,7 ns, nous obtiendrons un brouilleur équivalent aux défauts du modulateur et du démodulateur inférieur à -21dB.

2 - Filtrage du signal émis

La bande passante équivalente à l'ensemble de tout le filtrage subit par le signal entre le modulateur et le démodulateur est de 320 MHz à 3 dB.

D'après la formule $Br = F KTB$ avec

F = fréquence
K = Constante de Boltzmann
T = Température absolue
B = bande de Nyquist

Le niveau perdu du brouilleur équivalent est alors de -23 dB.

3 - Décalage de la fréquence intermédiaire et défauts équivalents

Chaque oscillateur peut subir un décalage de fréquence de 400 KHZ, les dérives de la ligne à retard du modulateur sont équivalente à un décalage de 700 KHZ. Le décalage globale est de 1,5 MHz. et le brouilleur équivalent vaut -32 dB.

4 - Défaut de la chaîne de transmission

Compte tenu du plan de fréquence fig. ^{II-9}. Les mesures ont donné une oscillation d'amplitude de 1,5 dB et une oscillation de temps de propagation de groupe de 1ns pour 300 MHz. L'ensemble de ces défauts donne un brouilleur de - 25 dB.

5 - Perturbation du au canal voisin

Le plan de fréquence adopté à permis de mesurer -26 dB pour le niveau du brouilleur du à ces défauts.

6 - Bruit de phase des oscillateurs locaux

Les oscillateurs locaux réalisés jusqu'à présent donnent un bruit de phase dont le brouilleur équivalent est de - 32 dB.

7 - Parasites divers

Nous introduisons un brouilleur supplémentaire de -30 dB pour couvrir les parasites divers (vieillesement ...).

- Les brouilleurs équivalents des défauts 1,2,3,4 agissant tous sur la distorsion intersymbole, ont des amplitudes qui s'ajoutent. Les brouilleurs 5,6,7 ne sont pas corrélés au signal, nous ajoutons les puissances des brouilleurs qui leur correspondent.

L'ensemble de tous ces défauts énumérés ont donné un brouilleur de -12 dB.; d'après la fig III-9. On voit alors que la dégradation est de 8 dB, qu'il faut ajouter à S/B théorique de 18,5 dB pour obtenir le rapport S/B nécessaire pour avoir un taux d'erreur de 10^{-10}

$$\text{Soit } \frac{S}{B} = 26,5 \text{ dB.}$$

Le bilan de puissance s'établit comme suit (taux d'erreurs de 10^{-10} par répéteur).

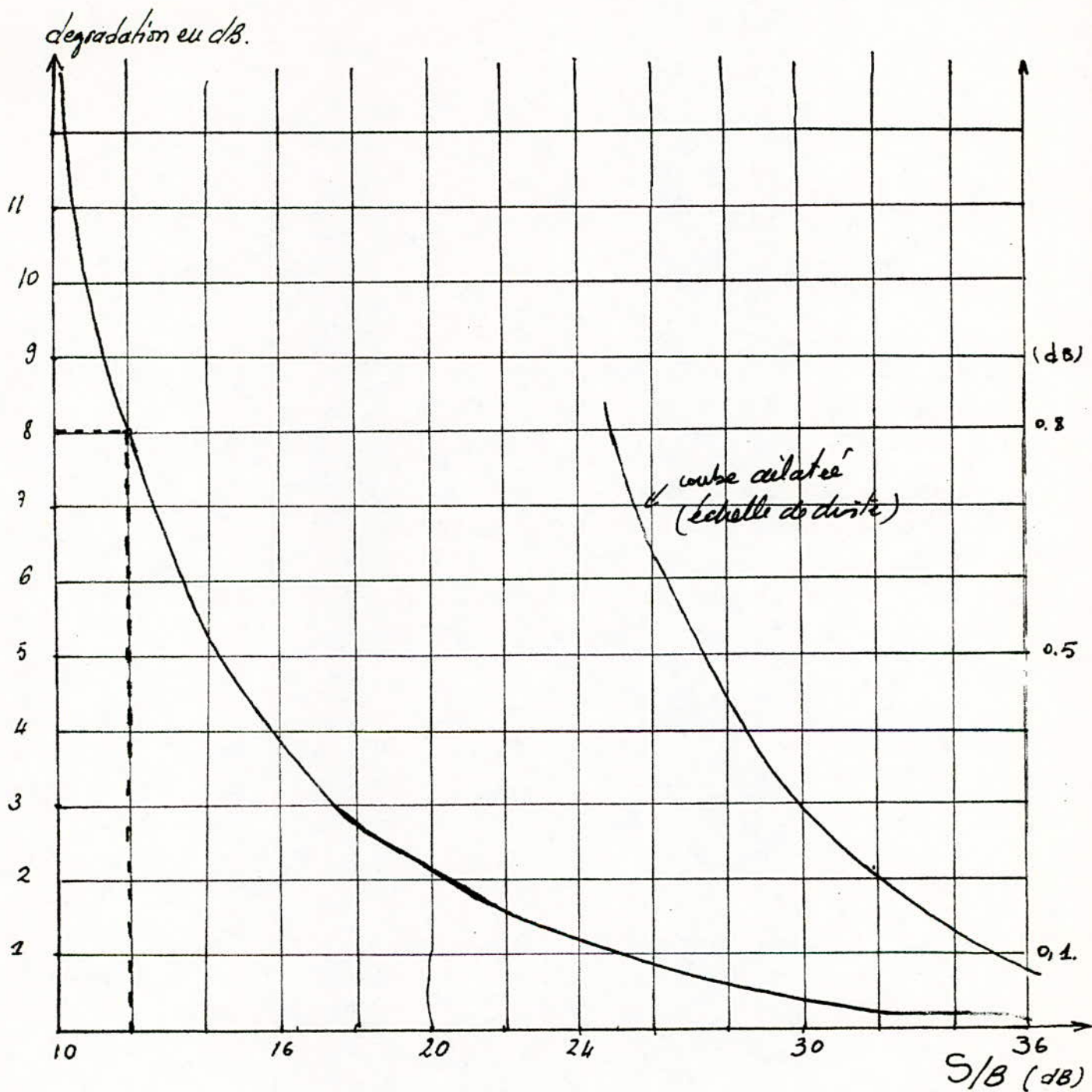


Fig III 9 influence théorique d'un brouilleur sur la démodulation différentielle d'un signal modulé à 4 états de phase sans distorsion sur symbole -

- La puissance de l'oscillateur local d'émission nécessaire est de 160 mw (22 dBm) à 40 GHz, et 80 mw (19 dBm) à 60 GHz.

- La perte dans le mélangeur d'émission est de 10 dB.
Le niveau de sortie du mélangeur d'émission nécessaire est donc de 12 dBm à 40 GHz (9 dBm à 60 GHz).

Le facteur de bruit de la chaîne de réception est de 9 dB à 40 GHz (10 dB à 60 GHz).

Le rapport $\frac{S}{B}$ nécessaire pour avoir un taux d'erreurs de 10^{-10} est de 26,5 dB.

Le niveau d'entrée du mélangeur de réception est de - 54 dBm à 40 GHz (-53 dBm à 60 GHz).

Le fonctionnement du contrôle automatique de gain est prévu pour un niveau de -50 à - 60 dBm.

Ce bilan de puissance se résume par la valeur du gain du répéteur pour avoir un taux d'erreur de 10^{-10} . (niveau en sortie du mélangeur d'émission diminué du niveau à l'entrée du mélangeur de réception).

- 54 dBm (40 GHz)
 - 53 dBm (60 GHz)

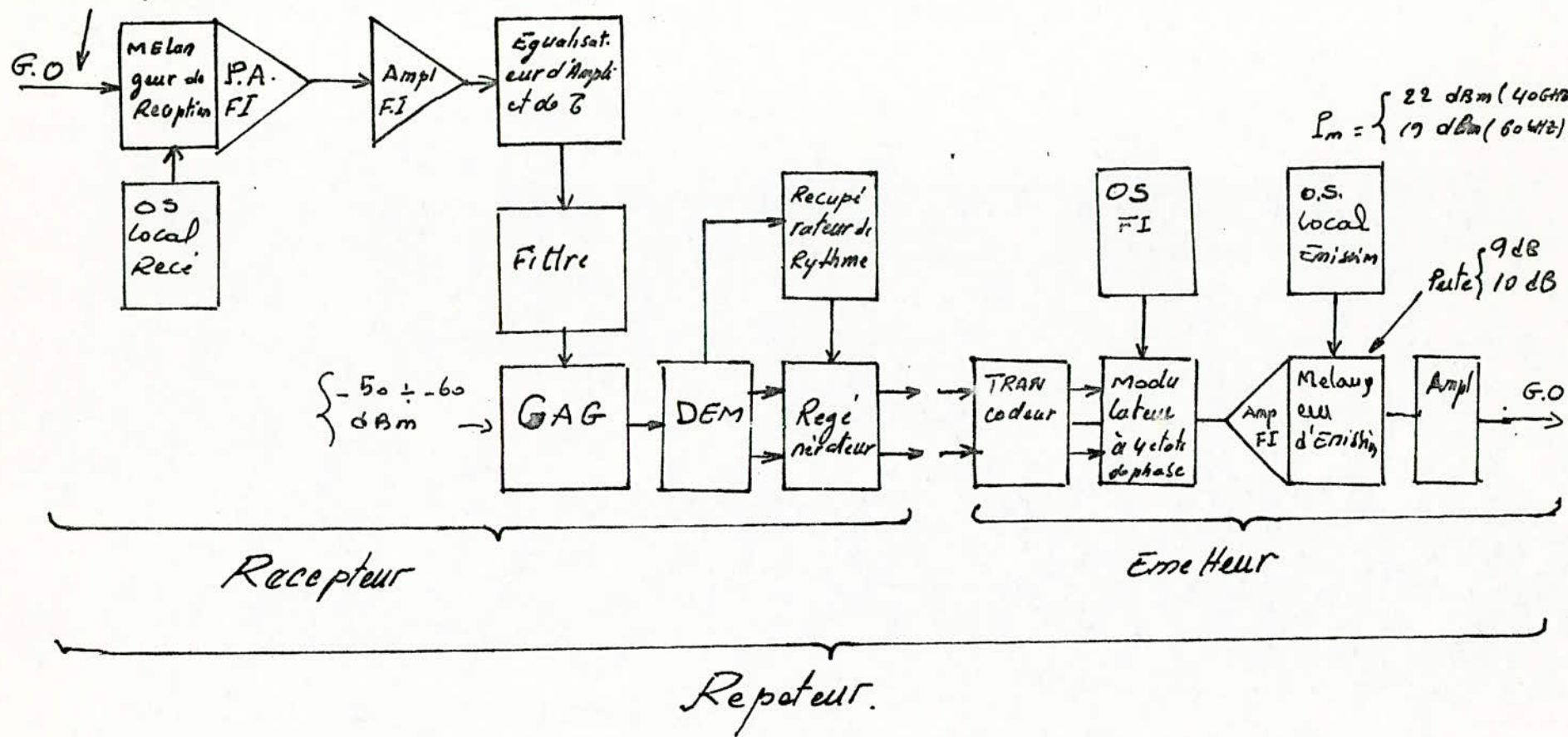


Fig III 10 Schéma Synoptique d'un répéteur (émission, réception).

B - ETUDE ECONOMIQUE DU SYSTEME.

I - INVESTISSEMENTS .

La transmission par guides d'ondes circulaires nécessite de par la nature du support de transmission et ses équipements , des investissements très importants. Il convient donc, avant toute réalisation , d'étudier la rentabilité d'un tel système.

La détermination du prix de revient global de la liaison sera un critère important qui nous guidera dans le choix de ses caractéristiques : type de la modulation, pas de répétition, nature du guide , la capacité du guide .

Il serait, d'autre part intéressant de comparer le coût de la liaison par G.oc par rapport à d'autres systèmes. Le coût d'un système de transmission par G.oc est caractérisé par :

- Le coût des équipements de ligne (répéteurs).
- Le coût du support de transmission (guide d'onde et dispositifs annexes).
- Le coût des équipements d'extrémités (emetteur, récepteur).

1 - Coût actualisé des équipements de ligne.

Notons par E ce coût, d, la distance entre deux répéteurs, le coût actualisé au kilomètre est alors E/d. Celui-ci dépendra de plusieurs paramètres qui sont :

- Le taux d'actualisation annuel τ
- Le taux de croissance annuel α
- Le prix du répéteur pour un canal bilatéral : P .
- L'investissement initial I (génie civil, canal de secours ...) non utilisé à la transmission de circuit.
- La capacité du guide de l'artère à l'insatant initial : No
- La capacité du guide d'onde (en canaux utiles) : N

Dans l'hypothèse où le taux d'actualisation est égal aux taux de croissance annuel α , le coût actualisé des équipements de ligne par kilomètre est établi par la formule :

$$E/p = I + \alpha No \frac{\text{Log}_e (1 + N/No)}{\text{Log}_e (1 + \alpha)}$$

2 - Coût actualisé du kilomètre du système.

Au coût actualisé des équipements, déterminé, s'ajoute le coût du kilomètre de guide d'onde , aussi celui de sa pose . Nous notons par g le prix de revient d'un guide d'onde posé. Le coût actualisé du Km de système sera égal à :

$$C = g \cdot \left[\frac{P}{d} (I + No \cdot A + 1) \right] \text{ avec}$$

$$A = \frac{\text{Log}_e (1 + N/No)}{\text{Log}_e (1 + \alpha)}$$

Si notre liaison de 500 Km véhicule 40.000 voies téléphoniques :

$$N_0 = 4 (4 \times 7680) = 30720 \text{ voies}$$

$$N = 19 \text{ canaux}$$

$$\alpha = \tau = 15 \%$$

$$I = 3 (2 \text{ canaux de secours , bâtiments, energie et divers})$$

$$P = 2 \quad d = 18 \text{ Km}$$

Le coût actualisé d'un Km du système est :

$$C = 2, 17 \text{ g}$$

La figure III.¹¹ donne les coûts actualisés en fonction des différentes capacités d'origine (en canaux).

La connaissance du paramètre g? NOUS permettrait de comparer le prix de revient de la liaison par GOC avec les autres systèmes. Il a été établi que le système de transmission par GOC commence à être avantageux pour une capacité initiale de 30.000 voies téléphoniques.

D'après la figure III - 11, nous notons que la partie des investissements revenant au guide d'onde lui-même varie de 1/2 à 1/3 du coût total du système et ce, en fonction de la capacité de l'artère.

Les relations données au début du paragraphe nous permettent de mesurer l'impact de contraintes financières sur les caractéristiques du système. Ainsi, nous pouvons gagner en distance en perdant en capacité, en augmentant la valeur des investissements. Un gain sur la distance de Δd engage une dépense actualisée Δc , tel que

$$\Delta c = g [I + \alpha N_0 \cdot A] \cdot \frac{P}{d^2} \cdot \Delta d$$

Dans le cas étudié, nous aurons $\Delta c = \frac{2}{30} g \Delta d$. Afin de gagner en affaiblissement relatif $\Delta \alpha / \alpha$, une dépense supplémentaire relative sur le coût du guide posé $\frac{\Delta g}{g}$ est acceptable.

$$\frac{\Delta g}{g} = g [I + \alpha N_0 \cdot A] \frac{P}{d^2} \cdot \frac{\Delta \alpha}{\alpha}$$

DA

en remplaçant par les données dans le cas étudié, on aura :

$$\frac{\Delta g}{g} \approx \frac{\Delta \alpha}{\alpha}$$

Un supplément du coût Δp des équipements de chaque canal bilatéral est financièrement acceptable s'il permet un élargissement entre répéteur d tel que :

$$\Delta P/p = \frac{\Delta d}{d}$$

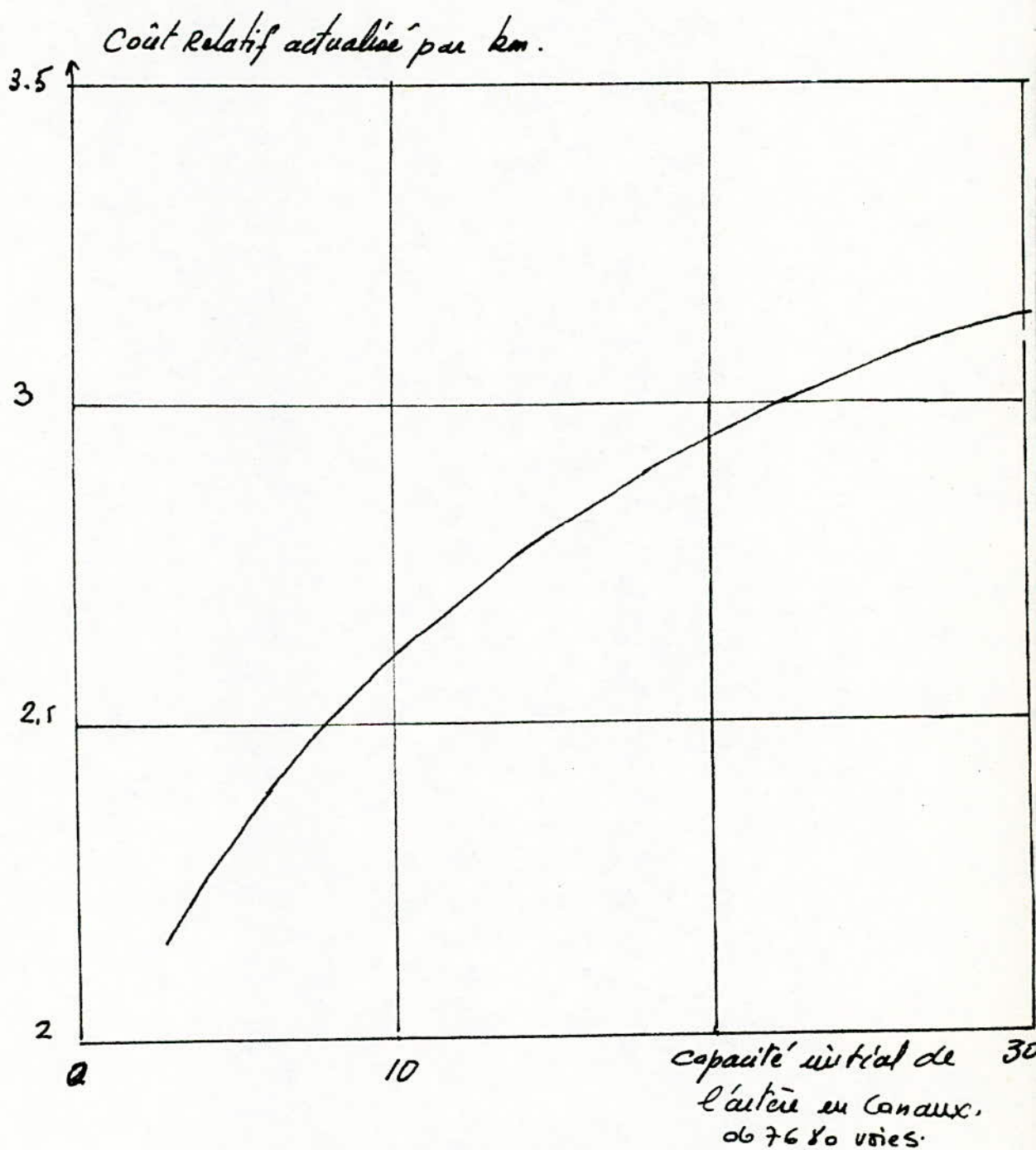


Fig. III Coût actualisé du septeur.

Capacité du Guide: 79 τ : actualisation 15%

α en Vaux 15%; $d = 18$ km

L'unité du Coût est le coût par Km de guide posé.

II - EXPLOITATION .

Le coût d'exploitation d'un système dépend fortement de la fiabilité de ce système . Le G.oc est prévu pour véhiculer un nombre important de voies. Une panne de longue durée aura des effets catastrophiques , donc une étude de transmission par G.oc n'est complète que si nous considérons la sécurité du système de transmission .

Les pannes qui peuvent affecter le système sont :

- pannes dues aux guides (tous les canaux sont affectés)
- pannes des équipements communs à tous les canaux
- pannes des équipements propres à un seul canal

suivant la nature des pannes , elles sont caractérisées par un taux d'erreurs plus ou moins important et sont plus ou moins vite réparées selon les causes qu'ils ont produites.

Les pannes dues aux guides sont les plus catastrophiques , elles affectent tous les canaux, le taux d'erreurs est important et la réparation est longue .

La localisation du défaut est signalisée par les vannes automatiques. Le remplacement du guide défaillant nécessite un stock de guides de longueur commu. Le manque à gagner dû à ces pannes est évalué au dixième du coût du système. Les pannes dues aux organes communs à tous les canaux (équipements d'extrémité, alimentations secondaires) sont rendues peu probable en doublant les éléments non fiables.

Les canaux de secours permettent des pallier aux pannes dues aux équipements propres à chaque canal . La commutation est automatique, le canal défaillant est réparé par télésignalisation . Le nombre de canaux est déterminé en considérant que le temps moyen entre deux pannes consécutives est de 2 ans et un temps de réparation de 6 heures. Les études économiques ont permis d'établir différents coûts actualisés des réparations C_r et du manque à gagner C_m pour une liaison de 18 Km (bond de répétition). Ces paramètres ont permis de déterminer le nombre de canaux de secours à prévoir et la fiabilité des équipements à installer

Le tableau ci-après résume les différents coûts pour chaque sous-ensemble L'unité de coût étant $U = \frac{-g-}{30}$ pour un bond de répétition d'un système

de transmission par guide d'onde de 500 Km . Pour chaque sous-ensemble, il a été supposé un temps de réparation moyen aussi u un MTBF (temps moyen de bon fonctionnement).

On voit l'intérêt qu'il y a à veiller à la fiabilité, puisque le bilan actualisé atteint dans cet exemple plus de 40% du coût du système (dont 27% pour le manque à gagner, mais 1% seulement pour le coût des réparations).

Sous - Ensembles	HYPOTHESES		Temps moyen entre 2 répa- rations con- sécutives pour 500 Km	Probabilité qu'une répa- ration, soit en cours dans les systèmes (Pr)	Probabilité d'indisponi- bilité du système (i)	Manque à Gagner \$ Cm (en U)	Coût de Réparation Cr
	MTBF du Sous-ensemble	Temps de réparation moyen					
Répartiteur Unilatéral	2 ans	6 Heures	12 jours (pour 1 canal bi- latéral)	$90 \cdot 10^{-4}$ (par canal bilatéral)	$48 \cdot 10^{-5}$ (à pleine capa- cité)	$33 \cdot 10^4 +$ $188 \cdot U$ (équipements de 4 canaux de secours)	8 U
Equipements d'extrémité propres à un canal	0,5 an	2 Heures	3 mois (1 canal bilatéral)	$8 \cdot 10^{-4}$ (par canal unilatéral)	1 canal coupé		
Equipements communs non secourus d'un répéteur	100 ans	5 Heures	3,3 ans	$1,5 \cdot 10^{-4}$			
Equipements communs non d'extrémités non secourus	10 ans	2 Heures	10 ans	$0,2 \cdot 10^{-4}$	17 - 10	127 U	0,001 U
Equipements communs doublés d'un répéteur	1 an	5 Heures	3 Jours	$600 \cdot 10^{-4}$			
Equipements communs doublés d'extrémité	1 an	2 Heures	1 an	$2 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-5}$	45 U	4 U
Guide d'onde	12,5 ans	20 Heures	12,5 an	$1,6 \cdot 10^{-4}$	$16 \cdot 10^{-5}$	120 U	0,014 U
Total à pleine capacité		5,4 Heures	12 Heures	0,45	$0,87 \cdot 10^{-3}$	$325 \cdot U$ $+ 188 \cdot U$	12 U
						525 U	

* Bilan des coûts de maintenance par bond de répétition d'un système de transmission par Goc sur 500 Km

- CONCLUSION -

L'étude de la transmission par guide d'onde circulaire nous a permis d'affirmer que le nouveau moyen de télécommunications est assuré d'un avenir certain. Les liaisons expérimentales réalisées ont été concluantes et reflètent assez bien ce que prévoyait la théorie. Certaines difficultés (franchissement des coudes, l'utilisation de très hautes fréquences, technologie du guide d'onde) ont été résolues grâce à des innovations telles que: le guide à structure hélicoïdale et le développement des composants en ondes millimétriques.

Néanmoins, des progrès restent à faire. Les équipements d'extrémité dans la bande haute du guide sont encore à l'étude. Des méthodes de mesure de certaines caractéristiques du guide telles que l'impédance de la paroi du guide, la permittivité du diélectrique entourant l'hélice, en ondes millimétriques doivent être conçues.

La fiabilité de certains équipements devra être améliorée afin de réduire les coûts d'exploitation du système.

D'une manière générale, le guide d'onde apparaît comme un outil extrêmement puissant, mais peu souple d'emploi et très lourd de mise en oeuvre. Néanmoins, certains pays qui travaillent sur le sujet ont accepté ces contraintes pour bénéficier au maximum de la capacité intrinsèque. Des projets sont en cours de réalisation. En France, Paris-Lyon (distances de 500 Km) seront reliées par guide d'ondes circulaires en 1981.

- BIBLIOGRAPHIE -

- Cours de ZERGUERRAS : Microondes - E. N. P. A.
- Procédés de Transmissions - Tome III - CNE - ZIMMERMANN
- Les hyperfréquences , circuit et propagation des ondes: R.RIPAL
- Onde Electrique : Janvier 1964
- Cables et Transmissions : Juillet 1966
Janvier 1967
Janvier 1970
Avril 1972
- Annales des Télécommunications : Janvier 1970
Mars - Avril 1973
Mai - Juin 1973
Septembre - Octobre 1974
Novembre - Décembre 1974