

UNIVERSITE D'ALGER

3/77

2 ex

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

ELECTRONIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
- المكتبة -
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
PROJET DE FIN D'ETUDES
BIBLIOTHEQUE

EUTUDE D'UN FAISCEAU HERTZIEN
EN ANALOGIQUE : ALGER ELASNAM

Capacité radio (3+1)

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

Proposé par :

Mr. BAGHDADI

Etudié par :

MM. ALIANE Bouzid
MEKRAOUI Mamar

Promotion Janvier 1977

Historique sur le developpement des transmissions par F.H. page 1	
Nature et caracteristiques generales de la transmission par F.H.	2
Transmission analogique.....	4
Transmission multiple:systeme "multiplex".....	4

CHAPITRE II: MULTIPLEXAGE.

Signaux multiplex.....	5
Multiplexage à repartition en frequences.....	7
Multiplexage à transposition de frequences.....	8

CHAPITRE III : SYSTEMES DE MODULATION.

Modulation utilisee.....	15
Les modulations angulaires.....	19

CHAPITRE IV: EMISSION, RECEPTION

Generalites.....	25
Emission.....	26
Reception.....	30

CHAPITRE V: PROPAGATION.

Propagation en visibilité dans l'atmosphère en présence de la terre	pages: 35
Distance maximale en visibilité.....	43
Interference entre le rayon direct et le rayon reflechi.....	43

CHAPITRE VI/ LA DIVERSITE.

PRINCIPES.....	45
Types de diversite.....	45
Application.....	46
Combinaison des signaux.....	47

CHAPITRE VII/CONDITIONS NECESSAIRES A LA TRANSMISSION FIDELLE
DES MESSAGES POUR LA TELEPHONIE.

Caracteristiques principales de multiplexage telephonique à courants porteurs.....	49
Charge conventionnelle et bande radiofrequence occupee par la transmission.....	53
Contribution du seul canal de transmission à la qualite des parametres essentiels.....	53
contribution des circuits a la qualite du canal de transmission.....	56

CHAPITRE VIII ETUDE SUR LES F.H.

Differents faisceaux hertziens.....	58
Bandes de frequences et plans de frequences.....	59
Trajet d'un faisceau hertzien.....	62
Performances generales des faisceaux hertziens.....	65
Source d'energie pour les faisceaux hertziens.....	67
Conclusion.....	68

...../.....

CHAPITRE IX CALCUL DE LA QUALITE DE TRANSMISSION ET ~~XXXXXXXXXX~~
FIABILITE DES LIAISONS POUR F.H.

Calcul de la qualite de transmission sur les F.H. de telephonie
en visibilite utilisant la modulation de frequence.....69
Fiabilite des liaisons par F.H.....72

CHAPITRE X: MATERIELS DES FAISCEAUX HERTZIENS
EQUIPEMENTS RADIOELECTRIQUES ASSOCIES

Generalites.....76
Structures types.....76
Equipements radioelectriques.....81
Filtres de branchement S.H.F. des divers canaux85
Dispositifs auxiliaires.....86

CHAPITRE XI ETABLISSEMENT DE L'AVANT PROJET ET
CALCUL DE LA LIAISON HERTZIENNE.

Generalites.....91
Application à la liaison ALGER-EL ASMAN.....100
Calculs.....

CONCLUSION.

~~XXXXXXXXXXXXXXXXXXXX~~

- 7 (E M E R C I E M E N T S) -

Notre désir est de remercier les personnes qui, à des titres divers, nous ont aidé à la réalisation de cet ouvrage.

Que Messieurs BAGHDADI et ZARGUERAS professeurs à l'ENP, trouvent ici l'expression de notre gratitude.

Nous leur devons non seulement nos connaissances dans le domaine de l'étude de la propagation, des antennes et des théories des champs, mais encore une participation active dans notre étude.

Notre reconnaissance va également à Monsieur ADANE, Chef de Département d'électricité.

Nous remercions également, Messieurs BOUAZIZ et SALAOUTCHI pour l'aide et la documentation qu'ils nous ont fournies.

Nous remercions également Monsieur BELLAG Nouredine qui, de par son aide, nous a rendu possible le tirage et la reproduction de notre ouvrage.

Que tous ceux qui nous ont aidé trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

CHAPITRE I

INTRODUCTION

1°) HISTORIQUE SUR LE DEVELOPPEMENT DES TRANSMISSIONS PAR FAISCEAUX HERTZIENS (F.H.).

Les retombées des progrès faits dans le domaine de radar au cours de la 2^o guerre mondiale ont accéléré la naissance des transmissions par FH qui utilisent la propagation dans l'atmosphère des ondes électromagnétiques d'environ 1 à 10 GHz.

Par onde porteuse, en transmet aujourd'hui jusqu'à 2 700 voies. Ainsi, après la guerre de 1935-1945, toutes les conditions se sont réunies pour permettre la création et le développement du nouveau procédé de télécommunication appelé faisceau hertzien.

D'une part on assistait à un grand accroissement des besoins sur le plan :

- Des liaisons téléphoniques
- De la distributions des programmes de télévision.

D'autre part, de nouveaux moyens étaient mis à la disposition des techniciens.

C'était tout d'abord la possibilité d'utiliser des fréquences de plus en plus élevées, grâce au développement des tubes spéciaux à micro-ondes. Cette possibilité était du reste une nécessité, par le fait que les gammes de fréquences des ondes décimétriques utilisées jusqu'alors étaient fort encombrées.

D'où l'extention vers les bandes : métriques, décimétriques. Plus récemment, on a assisté à un emploi accru des composants actifs à l'état solide (diodes, transistors) dans les matériels de FH.

Les nouvelles gammes d'ondes employées étaient caractérisées par une diminution de leur rayon d'action, il fallait pratiquement se limiter à l'horizon optique. Mais en revanche, elles répondaient beaucoup mieux aux exigences des signaux à transmettre, qui se traduisaient par :

- La nécessité d'une grande largeur de bande
- l'obtention de très faibles distorsions.

A bien réfléchir, cette diminution dans la portée, comparée aux grandes distances couvertes, par des ondes dites courtes, s'est révélée comme un grand facteur de progrès.

Au lieu d'avoir à faire faces à de multiples problèmes d'interférences, on pouvait prévoir sur tout le territoire un solide réseau maillé dans lequel les mêmes fréquences pouvaient être plusieurs fois réutilisées.

Ce fut ensuite la mise à la disposition des techniciens de systèmes de modulation nouveaux, beaucoup mieux adaptés aux nécessités de qualité, soit en particulier :

- La modulation par impulsions et la modulation de fréquence.

2.- Nature et caractéristiques générales de la transmission par F.h.

L'utilisation d'ondes ultra-courtes a permis la mise au point d'un système de transmission, appelé faisceau hertzien qui, bien que nature radioélectrique, possède cependant certaines caractéristiques qui l'apparentent un peu aux systèmes par câbles.

On sait que les ondes de fréquences assez élevées ne sont plus réfléchies par l'ionosphère et ne dépassent donc que difficilement l'horizon de l'antenne d'émission.

Par suite, une longue liaison établie avec de telles ondes doit comporter un nombre plus ou moins grand de stations intermédiaires, chacune recevant le signal émis par la précédente et le réémettant après amplification (et éventuellement changement de la fréquence porteuse).

Il y a une certaine analogie avec la transmission sur un cable comportant des amplificateurs régulièrement espacés.

Par ailleurs, les ondes de fréquences très élevées permettent l'utilisation d'antennes extrêmement directives :

L'énergie émise est concentrée dans un faisceau dont l'ouverture angulaire est très réduite (elle est inversement proportionnelle au rapport du diamètre de l'antenne et de la longueur d'onde).

- On obtient ainsi des "gains" qui peuvent atteindre plusieurs dizaines de décibels ; cela permet d'établir des liaisons avec des puissances relativement faibles, ne dépassent généralement pas une dizaine de watts si deux stations successives sont en visibilité l'une de l'autre.

En principe, un faisceau hertzien est constitué par une succession de stations relais comportant chacun, pour chaque sens de transmission, un émetteur, un récepteur et leurs antennes ; les deux stations terminales comprennent en outre des équipements de modulation et de démodulation.

En réalité, dans chaque station, on utilise, généralement la même antenne pour l'émission et pour la réception dans une même direction, par ailleurs, il peut exister des points nœuds où certains groupes de voies sont séparés pour être envoyés dans des directions différentes.

.../....

I.3. - TRANSMISSION ANALOGIQUE

Dans ce système de transmission, l'information de base (par exemple, une conversation téléphonique) peut être transmise sous forme d'un courant ou d'une onde électromagnétique élémentaire dont l'un des paramètres caractéristiques est analogue à la variation du phénomène transmis (pression acoustique pour la téléphonie, luminance de l'image pour la télévision). On dit alors que la transmission est analogique.

Dans ce cas, la transmission de plusieurs signaux sur une même liaison (par exemple, 2 700 voies sur un canal hertzien) se fait par multiplexage en fréquence.

I.4. Transmission multiple : Système "Multiplex".

Par transmission multiple, on entend la possibilité de réaliser plusieurs voies de communication dans un même milieu.

Pour cela, les signaux modulés des différentes voies doivent remplir certaines conditions permettant de les séparer après leur transmission par le milieu commun.

- deux ou plusieurs signaux peuvent être séparés s'ils sont deux à deux orthogonaux c'est-à-dire si :

$$\int_0^{\infty} s_j(t) s_k(t) dt = \begin{cases} c & \text{si } k=j \\ 0 & \text{si } k \neq j \end{cases}$$

On désigne par multiplexage, l'opération qui transforme l'ensemble des messages à transmettre en un signal unique, d'où les différents messages pourront, après transmission, être séparés.

.../...

CHAPITRE II

5

MULTIPLÉXAGE

II. 1 - Signaux Multiplex

Ils sont obtenus en regroupant (on dira en multiple-
 xant) plusieurs signaux unitaires avant leur transmission (voir-
 fig 1) . Cette opération est économiquement très avantageuse,
 car une artère de transmission, susceptibles d'acheminer un si-
 gnal composite réunissant des signaux unitaires, est moins cou-
 teuses que des artères individuelles. Par ailleurs, d'un point
 de vue technique, avec certains dispositifs de regroupement,
 la puissance nécessaire à l'émission est plus faible que dans
 le cas de n transmissions parallèles.

C'est en particulier le cas lorsqu'il s'agit de voies
 téléphoniques car, à un instant déterminé, une grande partie
 des voies sont inactives (environ 50 % si l'artère contient les
 voies aller et les voies retour) ; cette compensation n'a pas
 lieu si la transmission est faite en parallèle.

De plus, la plupart des supports de transmissions dis-
 ponibles ont naturellement une capacité supérieure à celle né-
 cessaire pour acheminer le signal élémentaire et alors, le re-
 groupement des signaux unitaires ne nécessite l'installation
 d'équipements supplémentaires qu'aux extrémités de la liaison.

Cet ensemble de considérations, dont la plus importante
 est économique, explique l'intensive des transmissions multi-
 plex dans les réseaux actuels.

.../....

En contre partie, l'utilisation de signaux multiplex impose quelques contraintes supplémentaires. En ce qui concerne la structure du réseau, un ensemble multiplex est difficilement dissociable ; il est malaisé de réaliser des aiguillages en certains embranchements, car on ne peut accéder à un signal unitaire au cours du trajet.

Plus grave est la sujection résultant des risques de diaphonie dans une artère (défaut du à l'action conjuguée des signaux unitaires sur l'un d'entre eux). La diaphonie peut être intelligible :

- Le signal diaphonique apparaissant interrompivement dans la voie "brouillée" n'est que peu distordu par rapport au signal de la voie brouilleuse ; dans le cas d'une transmission sonore, le son parasite est alors intelligible.

Pour une même intensité, cet effet est subjectivement plus désagréable que celui de la diaphonie inintelligible. Celle-ci résulte d'effets non-linéaires ; les signaux diaphoniques n'ont aucune ressemblance avec les signaux originaux. Dans le cas d'un système comportant un grand nombre de voies, les signaux diaphoniques présentent un caractère essentiellement aléatoire et se manifestent de la même manière que le bruit de fonds.

Le regroupement de n signaux élémentaires en un signal multiplex peut être réalisé principalement de deux façons ; par répartition en fréquences ou par répartition dans le temps. Dans notre cas, on s'intéressera plus particulièrement au multiplexage par répartition de fréquences.

III .2. Multiplexage par répartition en fréquences :

La dualité fondamentale fréquence - temps se retrouve dans les deux types de systèmes multiplexe : systèmes à multiplexage par répartition en fréquences et systèmes à multiplexage par répartition dans le temps.

Le multiplexage par répartition en fréquences est utilisé avec des signaux dits analogiques pour les distinguer des signaux numériques. A chaque signal unitaire est affectée une partie de la bande de fréquences du signal multiplex.

Par des translations de fréquences appropriées, on amène chaque signal unitaire composant à la place qui lui revient dans le spectre de signal multiplex (Fig 2). L'opération inverse permet de restituer les signaux initiaux.

Pour ce multiplexage, le signal unitaire module une sous - porteuse de fréquence f_p ; le spectre du signal modulé se déduit de celui du signal modulant par translation de la bande de base (bande de fréquences du signal unitaire) à un domaine de fréquences entourant f_p .

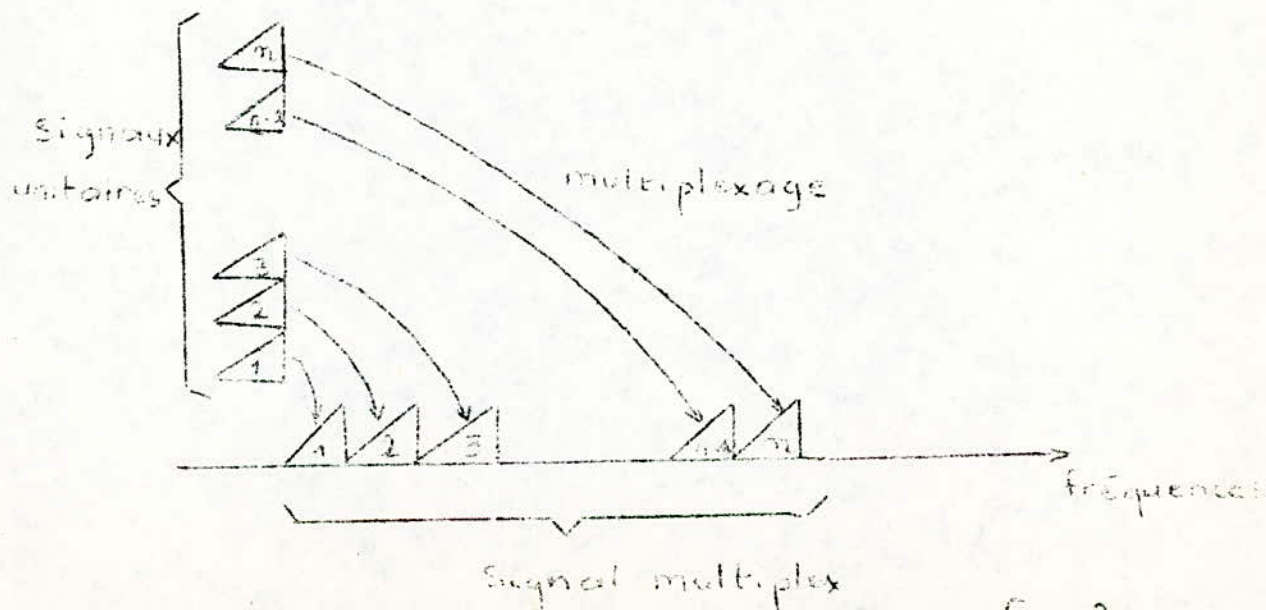


fig 2

Le schéma de principe d'un multiplexe et d'un démultiplexeur en fréquences s'obtient alors facilement (fig 3).

Les oscillateurs $0, 0_2, \dots, 0_n$ fournissent les n fréquences sous-porteuses décalées f, f_2, \dots, f_n . Les n signaux unitaires modulent ces sous-porteuses. Il suffit alors d'additionner les n ondes modulées pour obtenir le signal multiplex contenant toute l'information des n signaux unitaires.

Dans le démultiplexeur, on doit d'abord filtrer les bandes correspondant aux spectres des différents canaux, puis démoduler pour reconstituer les n signaux unitaires. Dans la pratique, les non-linéarités des chaînes de transmission entraînent la génération de produits d'intermodulation à des fréquences qui sont combinaisons linéaires des fréquences composant le spectre du signal multiplex.

Il en résulte une diaphonie inintelligible, perçue comme un bruit de fond. Pour éviter cet effet, on peut utiliser deux méthodes :

- imposer à la chaîne de transmission des tolérances de linéarité tel que le niveau de la diaphonie inintelligible soit du même ordre de grandeur que celui du bruit de fond ;

- Limiter le remplissage du spectre et prévoir des intervalles de fréquences vides correspondant aux fréquences des produits d'intermodulation les plus importants.

III. 3 - Multiplexage à transposition de fréquences

(Systèmes à courants porteurs)

Cette sorte de multiplex est à remplissage très dense, car les spectres des canaux forment une bande ininterrompue. Les signaux unitaires sont des voies téléphoniques ; à chaque voie est allouée une bande de 4 KHz.

Dans le signal multiplex chaque canal a un spectre que l'on peut considérer comme déduit de celui du signal unitaire (ou de son symétrique) par une translation de fréquence ; celle-ci est réalisée au moyen d'une modulation à bande latérale unitaire (BLU) résultant d'une modulation d'amplitude à porteuse supprimée, suivie d'un filtrage passe-bande (fig 4).

Aucune énergie ne subsiste sur les fréquences sous-porteuses. En principe, il est possible de constituer des multiplex de tous ordres, en juxtaposant autant d'opérations de modulation en B.L.U. et de filtrage qu'il le faut. Cependant, le filtrage nécessaire à l'élimination d'une des bandes latérales du signal modulé en amplitude et sans porteuse est de réalisation difficile pour des sous-porteuses de fréquences élevées et l'on préfère constituer le multiplex par étape.

On commence par éliminer une bande latérale à une fréquence auxiliaire assez basse (8 KHz, par exemple) et l'on procède ensuite à de nouvelles translations de fréquences pour amener chaque canal à la place qui lui revient. Les tailles des différents échelons de multiplexage sont normalisés. On trouve successivement (fig 5) :

II . 3 - : Groupe primaire :

Un groupe primaire est un ensemble de 12 voies téléphoniques transposées, chaque voie occupant un intervalle de 4 KHz ; la bande totale occupée est donc de $4 \times 12 = 48$ KHz. Il existe 2 sortes de groupes primaires de base :

- Le groupe de base A dans lequel les voies occupent l'intervalle 12 - 60 KHz (canaux directs).

- Le groupe de base B dans lequel les voies occupent l'intervalle 60 - 108 KHz (canaux inverses).

C'est ce dernier qui est le plus couramment utilisé dans la technique des transmissions sur paires coaxiales, tandis que le premier est celui qui est transmis sur les câbles à courants porteurs à paires symétriques à 12 voies.

Dans le groupe primaire A, les fréquences des porteurs virtuels sont 12, 16,..... 52, 56 et 60 KHz : c'est la bande latérale supérieure de modulation qui est retenue ; dans le groupe B, les fréquences sont 64, 68..... 104 et 108 KHz et c'est la bande latérale inférieure de modulation qui est utilisée. Ainsi dans le groupe primaire de base A, les fréquences vocales transposées se trouvent dans l'ordre régulier des fréquences, ce que l'on représente par le signe , tandis que, pour le groupe de base B, les fréquences se trouvent dans l'ordre inverse ().

Les appels sont transmis soit à la fréquence zéro de la voie correspondante, soit on fréquence vocale. Quant aux résidus de porteurs, il est évidemment souhaitable qu'ils soient les plus faibles possible afin de ne pas augmenter inutilement la puissance à transmettre : selon la recommandation du C.C.I.T.T., le niveau du résidu de porteur d'une voie, mesuré en un point de niveau relatif zéro, doit être inférieur à $-2 N$ et, sur l'ensemble des voies d'un système à 12 voies, inférieur à $-1,7 N$.

Dans certains systèmes, il faut noter qu'on effectue au préalable sur chaque voie à transposer une prémodulation à 8 KHz et que l'on utilise la bande latérale inférieure de modulation (4-8 KHz).

Cette double modulation a l'avantage de simplifier les problèmes de filtrage. Le groupement définitif des voies s'obtient alors en transposant cette bande 4-8 KHz à l'aide des fréquences porteuses à 20, 24..... 60 et 64 KHz dans le cas du groupe B.

II. 3 . 2 - Groupe secondaire :

Un groupe secondaire est un ensemble de 60 voies téléphoniques transposées tous les 4 KHZ dans l'échelle des fréquences et occupent par conséquent un intervalle de $60 \times 4 = 240$ KHz.

Un groupe secondaire est obtenu par la juxtaposition de 5 groupes primaires.

Dans la technique transmissions sur paires coaxiales, le groupe secondaire de base occupe l'intervalle 312 - 552 KHZ : il est obtenu en modulant les fréquences porteuses 612, 564, 512, 468, 420 KHZ par des groupes primaires de base B et en retenant la bande inférieure de modulation.

Un autre groupe secondaire important est le 1er groupe secondaire de la répartition utilisée dans les transmissions sur paires coaxiales : ce groupe occupe l'intervalle 60-300 KHZ.

Il est obtenu en utilisant la bande latérale inférieure de modulation d'un porteur à 612 KHZ par le groupe secondaire de base.

Entre les positions normalisées des groupes secondaires, un écart de 12 KHZ a été ménagé pour faciliter le filtrage et permettre la transmission d'ondes pilotes.

ONDES PILOTES :

Sur les lignes à courants porteurs existent, en dehors des signaux téléphoniques proprement dits et de s résidus porteurs, des ondes pilotes qui intéressent soit des groupes primaires soit des groupes secondaires, soit l'ensemble de plusieurs groupes.

Ces ondes pilotes peuvent se trouver placées à l'intérieur d'un groupe primaire (entre deux voies téléphoniques, à une fréquence égale, en général, à $f_p + 140$ KHz, f_p étant la fréquence d'un porteur virtuel), ou bien entre 2 groupes secondaires, par exemple à 308 KHz entre les GS 1 et GS 2 ces ondes pilotes répondent à différents besoins : les plus importants sont les ondes pilotes de régulation de ligne qui sont destinées au contrôle des équivalents de transmission et à la commande des réseaux correcteurs d'affaiblissement et éventuellement de centre de distorsion.

Il peut exister aussi des ondes pilotes de synchronisation qui permettent soit d'effectuer une synchronisation permanente des oscillateurs des systèmes à courants porteurs, soit de comparer, de temps en temps, les fréquences (et éventuellement les phases) des courants engendrés par ces oscillateurs.

Enfin, dans certains systèmes, on utilise également des ondes pilotes de commutation qui servent soit à bloquer les voies téléphoniques en cas de dérangement d'un système à courants porteurs (en particulier dans le cas de l'exploitation automatique) soit à substituer, en cas de dérangement, un répéteur de réserve au répéteur normalement en service, ou une section de ligne de réserve à une section de ligne normalement en service.

III. 2. 3. - Groupe tertiaire :

Il est formé par la réunion de cinq groupes secondaires ; il correspond donc à 300 voies téléphoniques.

.../...

Le groupe tertiaire de base est conventionnellement constitué par l'ensemble des groupes secondaires numérotés de 4 à 8 ; il s'étend donc de 812 à 2044 KHZ. D'autres groupes tertiaires s'en déduisent par transposition. Leur largeur de bande théorique est 1232 KHZ ; pratique, l'atalement de leur spectre est de 1320 KHZ.

II .3.4. - Groupe quaternaire :

Il est formé par la réunion de groupes tertiaires. Il y a 3 types normalisés de groupes quaternaires :

- Groupe quaternaire A : 316 - 4 188 KHZ (direct)
- Groupe quaternaire B : 4332 - 8 204 KHZ (direct)
- Groupe quaternaire C : 8516 -12 388 KHZ (inverse)

Le groupe C est considéré comme le groupe quaternaire de base.

Figure 3 : Principe d'une chaîne de transmission, multiplex à répartition de fréquences.

Banque de fréquences voie téléphonique

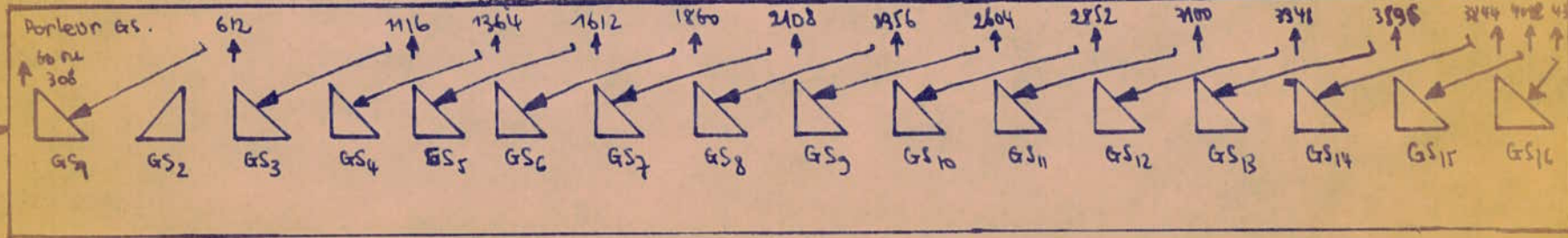
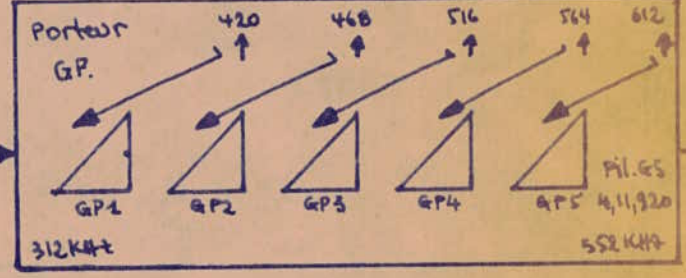
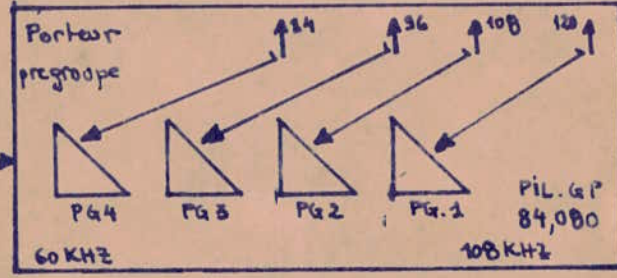
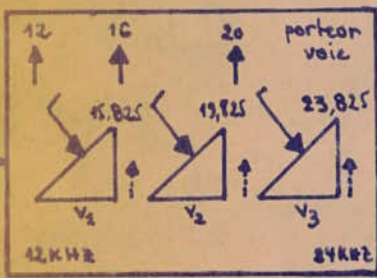
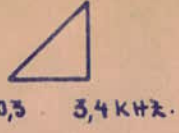


Fig ALLOCATION DES FREQUENCES DU MULTIPLEX

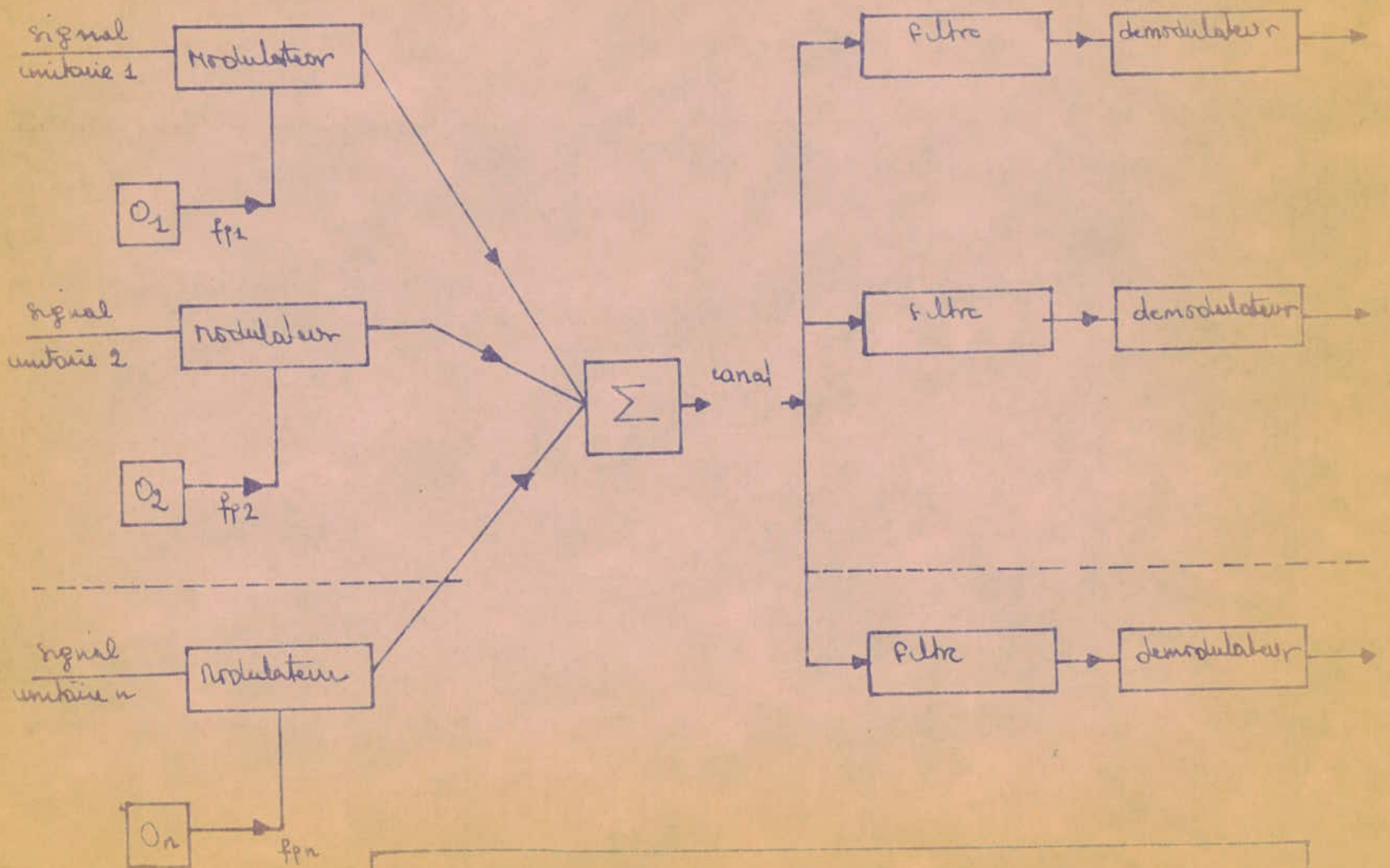


Fig3 principe d'une chaîne de transmission multiplexée à répartition de fréquences.

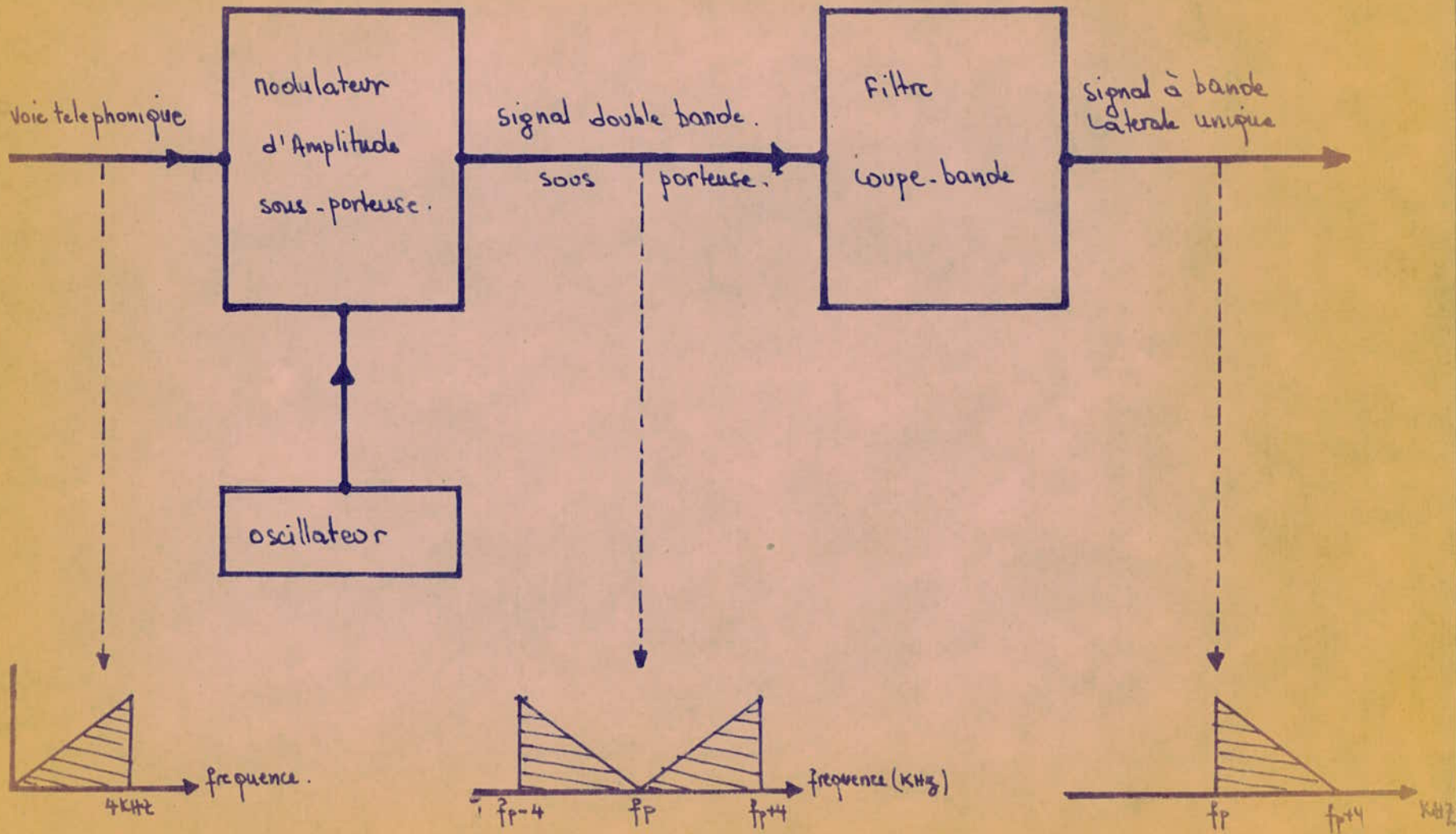


Fig 4 : principe de la translation de fréquences dans un multiplex à transport de fréquences (par conséquent les composants du spectre de fréquences du signal entrant sont supposés proportionnelles à la fréquence de ces composants.)

CHAPITRE III

Systeme de modulation

III. 1 - Modulation utilisée.

Comme dans tout système radioélectrique, l'information est transmise grâce à une onde porteuse. Cependant, pour une transmission par faisceau hertzien, des exigences particulières doivent être satisfaites et certains types de modulation ne peuvent être utilisés.

D'autre part, un faisceau hertzien comporte de nombreux 'bonds' successifs (emploi de nombreuses stations relais). Or, le niveau du signal transmis (voies téléphoniques par exemple) doit être maintenu constant à l'extrémité de la liaison, bien que, sur chaque bonde, les irrégularités de la propagation fassent varier dans de très larges limites le niveau de l'onde porteuse à l'entrée des récepteurs.

Dans ces conditions, on doit obligatoirement utiliser un système de modulation tel que le niveau du signal transmis soit indépendant des variations du niveau de l'onde porteuse.

D'autre part, les normes internationales fixent la qualité minimale de la transmission par faisceau hertzien à un niveau élevé.

On doit donc choisir un système de modulation telle que cette qualité puisse être obtenue sans que l'on soit obligé d'utiliser des puissances ou des dimensions d'antennes exagérées.

III. 1.1 - Système analogique.

Ce système est caractérisé par le fait que le signal est conservé aussi fidèlement que possible tout au long de la transmission. Pour cela, on pourrait utiliser la modulation d'amplitude ou la modulation angulaire (phase ou fréquence).

Cependant, pour tenir compte des exigences mentionnées plus haut, seule la modulation angulaire est envisageable car, dans ce cas, le niveau du signal transmis est indépendant du niveau de l'onde porteuse.

On dit qu'on est en modulation de fréquence pure si l'excursion de fréquence S est indépendante du rang de la voie considérée et en modulation de phase pure si S augmente ~~entre~~ proportionnellement au rang de la voie (dans ce dernier cas, l'écart de phase est indépendant du rang de la voie).

On sait que l'écart de phase, mesuré en radians, est appelé indice de modulation.

La largeur de bande B de l'onde modulée en fréquence par le signal multiplex téléphonique se calcule habituellement au moyen de la formule de carson :

$$B = 2 (f_m + \Delta F_c)$$

f_m M'étant la plus haute fréquence du multiplex téléphonique ; $\Delta F_c = S_c$ étant l'excursion de fréquence produite par le multiplex téléphonique.

III. 1 - 2 - Bruit dans une voie téléphonique ;

Dans le cas des faisceaux hertziens téléphoniques, le bruit mesuré dans une voie est la somme du bruit thermique qui dépend du niveau et du bruit d'intermodulation qui dépend surtout des caractéristiques de l'équipement et de la charge du système.

Si l'on considère un multiplex téléphonique à répartition en fréquences, dans lequel toutes les voies à transmettre sont transposés en fréquence, dans des intervalles successifs jointifs de largeur 4 KHZ et commençant, suivant le nombre de

voies, à 12,60 ou 300 KHZ, on peut montrer que le rapport du signal et du bruit thermique dans une voie, est donné par la relation suivante :

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{N} \times \frac{B}{b} \left(\frac{\Delta F}{f} \right)^2$$

dans laquelle :

$\frac{S}{N}$ est le rapport du signal et du bruit dans une voie téléphonique
 $\frac{S}{N}$ est le rapport du signal et du bruit de l'onde porteuse avant démodulation, B est la largeur de bande occupée par l'onde porteuse modulée, b est la largeur de bande occupée par une voie téléphonique, c'est-à-dire $\frac{\Delta F}{f}$ est l'excursion de fréquence correspondant à une voie téléphonique f est la fréquence de transposition de la voie téléphonique considérée.

Le coefficient $\frac{B}{b} \left(\frac{\Delta F}{f} \right)^2$ est généralement très supérieur à l'unité, surtout pour les 'voies basses', c'est-à-dire celles qui sont transposées dans la partie basse de la 'bande de base' et pour lesquelles, par conséquent, f est petit.

Le bruit d'intermodulation provient, d'une part, des défauts de linéarité dans les circuits qui transmettent la bande de base, et d'autre part, des échos et chemins multiples dans les circuits qui transmettent l'onde modulée, y compris dans le trajet de propagation. En effet, ces échos provoquent des distorsions du signal au moment de la démodulation.

Le bruit d'intermodulation ne dépend pas beaucoup du rang de la voie. Pour éviter que les voies hautes soient trop désavantagées à cause du bruit thermique, les circuits de modulation sont conçus de telle façon que l'excursion de fréquence $\frac{\Delta F}{f}$ augmente un peu avec le rang de la voie et que le terme $\frac{\Delta F}{f}$ ne décroisse pas trop lorsque f augmente.

f

Cette opération, appelée 'préaccentuation' à l'émission, doit évidemment être suivie de la désaccentuation correspondante à la réception pour que les niveaux de toutes les voies soient conservés.

Elle est ce dictée par des règlements internationaux, pour permettre l'interconnexion entre des systèmes appartenant à des pays différents. La relation écrite ci-dessus, qui donne le rapport du signal et du bruit dans une voie cesse d'être applicable lorsque le rapport S descend au dessus d'une certaine valeur, proche de 10 décibels. Au dessous de celle-ci, le rapport du signal et du bruit $\frac{S}{n}$ décroît beaucoup plus vite que le rapport $\frac{S}{B}$.

Ce phénomène, appelé 'effet de seuil', est lié à la démodulation d'une onde modulée en phase (fig 6).

On peut réduire le seuil de quelques décibels au moyen des circuits relativement complexes, mais on ne peut pas le supprimer. On doit donc choisir les dimensions des antennes et les puissances d'émission pour que le niveau reçu ne tombe au-dessous du seuil que pendant un pourcentage de temps négligeable.

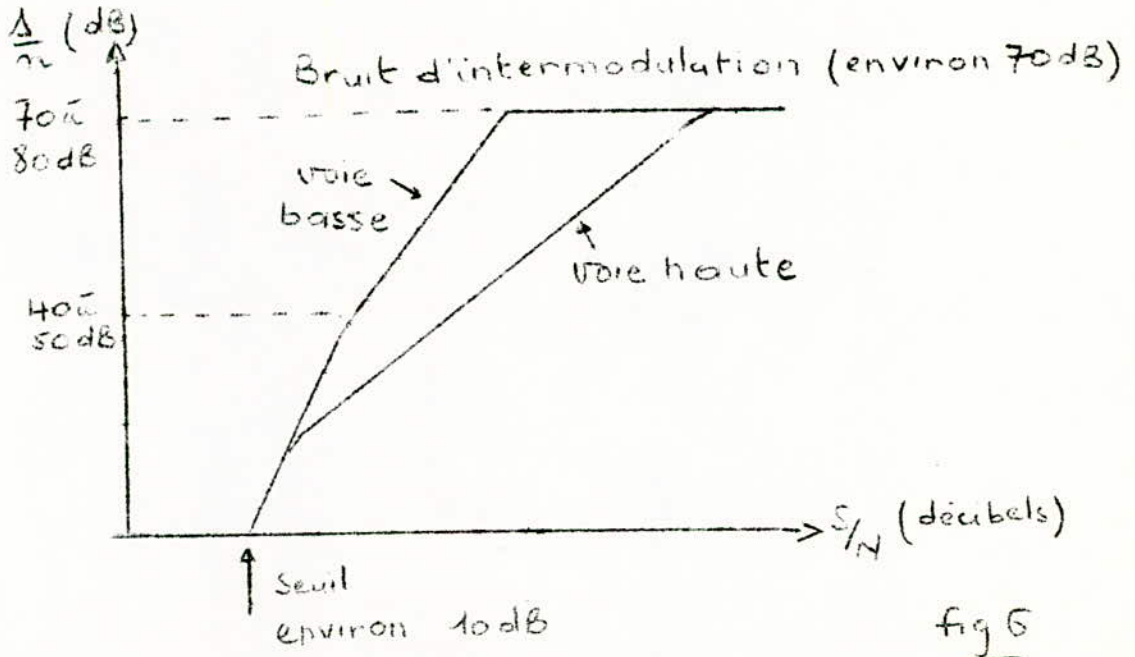


fig 6

III. 2. - Les modulations angulaires :

III.2.1. - Procèdès de modulation

Dans les transmissions par faisceaux hertziens, la modulation de la porteuse radiofréquence est de type modulation angulaire (fréquence ou phase).

La modulation d'amplitude ne convient pas :

- Par suite de l'instabilité de l'équivalent de transmission.

(le niveau de sortie serait lié aux fluctuations de propagation donc instable).

- A cause des distorsions non-linéaires, sources de diaphonie, difficiles à maîtriser dans les différents étages, en présence d'une grande variation des niveaux, liée à la propagation.

Sans entrer dans le détail des modulations angulaires, nous rappelons brièvement les notions essentielles :

- notion de phase ou de pulsation instantanèes.
- expression, du signal modulé
- spectre d'une porteuse sinusoïdale modulée en phase ou en fréquence.
- spectre d'une porteuse sinusoïdale modulée par un message composé de 2 ondes sinusoïdales.
- expression du signal porteur modulé en fréquence par une sous-porteuse elle-même modulée en fréquence.

III. 2. 2. - Notion de phase ou fréquence instantanèes :

La fréquence angulaire d'un signal sinusoïdale correspond à la vitesse de variation de phase de ce signal

$$\omega = \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

inversement, la phase de ce signal sera obtenue à une constante près par l'intègral de la vitesse angulaire par rapport au temps :

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad \dots/\dots$$

III. 2. 2. 1. - Modulation d'amplitude :

considérons une fonction réelle du temps $f(t)$ représentant le signal porteur, par exemple

$$f(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

soit $g(t)$ un signal message.

Dans une modulation d'amplitude $\varphi(t) = \varphi_0 = cte$ et

$$A(t) = A_0(1 + m g(t)) ; A(t) \text{ représente l'amplitude instantanée à l'instant } t .$$

III. 2. 2. 2. - Modulation de phase

De façon semblable, nous pouvons moduler la phase du signal de telle sorte que $\varphi(t) = \varphi_0 [1 + m g(t)]$ supposons $A(t) = A_0 =$ constant, le signal devient.

A chaque instant, la phase $\varphi(t)$ du signal est égale à : $\varphi_i(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + m \varphi_0 g(t) = \Phi_0 + \Delta\varphi g(t)$

C'est l'expression de la phase instantanée, fonction de la phase Φ_0 qu'aurait le signal sans la modulation par le signal message $g(t)$. Nous pouvons écrire $f(t) = A_0 \cos \varphi_i(t)$

III. 2. 2. 3. - Modulation de fréquence :

Pour mettre en évidence une modulation de la fréquence du signal, nous devons écrire le signal $f(t)$ sous la forme introduisant la phase comme intégrale de la vitesse angulaire.

$$f(t) = A_0 \cos \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0$$

Désirant obtenir une modulation de cette vitesse angulaire, nous devons avoir :

$$\omega(t) = \omega_0 [1 + m g(t)]$$

et l'expression de signal modulé en fréquence sera :

$$f(t) = A_0 \cos \int_0^t \omega_0 [1 + m g(t)] dt + \varphi_0 = A_0 \cos \varphi(t) = A_0 \cos [\omega_0 t + \omega_0 m \int_0^t g(t) dt + \varphi_0 \dots/\dots]$$

-21-

La pulsation instantanée $\omega_i(t)$ égale à la vitesse de variation de la phase $\frac{d\Phi(t)}{dt}$ sera donnée par :

$$\omega_i(t) = \omega_0 \left[1 + m \frac{d f(t)}{dt} \right]$$

La fonction $f(t)$ n'est plus périodique, sa phase varie et les oscillations qu'elle représente peuvent s'accélérer par moment et se ralentir ensuite.

Il n'y a pas de fréquence au sens rigoureux du terme, mais une pse de-fréquence. Par analogie ou extension, on parle de fréquence instantanée ou pulsion instantanée. (Voir figure).

III. 2. 2. - Modulation par un signal message, sinusoïdal unique :

III. 2. 3. 1. - Modulation de phase

soit $A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi)$ le signal porteur non modulé. La phase de ce signal est à chaque instant : $\Phi = \omega_0 t + \varphi$ supposons que par un procédé électrique, on fasse varier Φ pour suivre le rythme d'un signal message $\beta \sin \omega_m t$, la phase du signal porteur modulé deviendra :

$$\Phi = \omega_0 t + \varphi + \beta \sin \omega_m t$$

L'amplitude maxima de la variation de phase est β , on l'appelle déviation crête ou excursion de phase $\Delta\Phi$.

Elle est d'autant plus grande que β est grand.

Le signal résultant est représenté par l'expression :

et la pulsion instantanée est égale à :

$$f(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi + \beta \sin \omega_m t]$$

$$\omega_i(t) = \frac{d\Phi}{dt} = \omega_0 + \omega_m \beta \cos \omega_m t = \omega_0 + \Delta\omega \cos \omega_m t$$

La pulsation instantanée du signal est modulée par le signal message et la déviation maximum par rapport à la valeur de la pulsation en l'absence de modulation est :

$$\Delta\omega = \beta \omega_m = \omega_m \Delta\Phi$$

La déviation de fréquence est proportionnelle à β et ω_m . En agissant ainsi sur la phase, nous avons obtenue une modulation simultanée de phase et de fréquence qu'on appelle modulation de phase, car c'est la phase qui suit les variations de fréquences du signal message ; le ~~puls^{ation} instantanée amplitude~~

On suppose bien entendu la déviation $\Delta\omega$ très inférieure à ω_0 ($\Delta\omega \ll \omega_0$), indépendante de ω_m et proportionnelle à l'amplitude du signal modulant.

L'angle de phase instantané dans ce cas est donnée par : $\Phi(t) = \int_0^t \omega_0(t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t + \varphi$
L'expression du signal résultant sera :

$$f(t) = A_0 \cos \left[\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t + \varphi \right]$$
$$= A_0 \cos \left[\omega_0 t + \varphi + \beta \sin \omega_m t \right]$$

$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$ représente l'indice de modulation de fréquence.

Il n'est plus indépendant de la fréquence du signal modulant comme c'était le cas en modulation de phase. A cette différence près, l'expression du signal résultant est la même que celle qui représente la modulation de phase.

En particulier, il en résulte que pour un signal modulant sinusoïdal unique, les représentations spectrales des 2 types de modulation angulaire sont identiques.

III . 2 . 4 . - Spectre d'une onde modulée en fréquence :

Qu'il s'agisse d'un message sinusoïdal ou d'un signal carré, l'analyse du spectre conduit à des résultats analogues. On part des formules de Neumann donnant le développement des expressions $\cos(\beta \sin x)$ et $\sin(\beta \sin x)$ soit :

$$\cos[\beta \sin x] = J_0(\beta) + 2J_2(\beta) \cos 2x + 2J_4(\beta) \cos 4x + \dots$$
$$\sin[\beta \sin x] = 2J_1(\beta) \sin x + 2J_3(\beta) \sin 3x + \dots$$

Dans ces expressions J^0, J^1, \dots, J^n représentent les fonctions de Bessel d'ordre 0, 1, ..., n du paramètre β

(voir fig 7)

Le développement de l'expression d'une onde porteuse modulée en fréquence par un signal sinusoïdal donnera :

- Une composante à la fréquence porteuse d'amplitude proportionnelle à $J_0(\beta)$
- Une infinité de composantes de pulsations dont les amplitudes sont proportionnelles à $J_n(\beta)$

Reparques : si β est très petit $J_0(\beta)$ est très voisin de 1. $J_1(\beta)$ est presque égal à $\beta/2$ et $J_2(\beta)$ etc... sont négligeables.

Le spectre est limité aux 2 premières bandes latérales si β est plus important (par exemple >1), les valeurs de $J_n(\beta)$ décroissent rapidement lorsque n dépasse β ($n > \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$). La largeur du spectre est très sensiblement égale à $2\omega_m$, c'est-à-dire à $2\Delta\omega$ (soit $2\Delta f$ en fréquence) (voir fig 8). La règle couramment adoptée pour la largeur du spectre utile est : $S \# 2(\Delta f + F_{max})$

Δf excursion de fréquence
 F_{max} plus haute fréquence de modulation.

On l'écrit aussi : $S \# 2 F_{max}(\beta^k + 1)$ (formule de carson) K : facteur de charge lié au pourcentage de temps (généralement 1%).

En pratique, la bande ne peut être limitée à cette valeur sans conduire à une distorsion inacceptable. La valeur ainsi définie à la largeur de bande minimale.

Il est intéressant d'examiner la variation du spectre, lorsque l'excursion de fréquence $\Delta\omega$ étant maintenue constante, on fait varier ω_m . Lorsque ω_m diminue, l'indice de modulation croît ; le nombre des raies augmente, ces raies

.../...

tendant à se réserver dans les limites d'une bande $\omega_0 \pm \Delta\omega$
(voir fig 8).

On voit que, pour les très fortes indices de modulation, la largeur de bande tend vers $\frac{\Delta\omega}{\pi} = 2 \Delta F_0$.
Pour les indices faibles, la largeur de bande serait déterminée en comptant les raies latérales, dont l'amplitude est au-moins égale à 1% de l'amplitude de la porteuse non modulée.

III. 2. 5. - Variation de l'amplitude de la porteuse et des raies

Latérales en fonction de l'indice.

Ces diverses amplitudes sont liées aux valeurs des différentes fonctions de BESSEL de première espèce :

$$J_0(\beta), J_1(\beta), J_2(\beta)$$

représentées sur la fig 7.

La fonction d'ordre 0 oscille autour de l'axe, l'amplitude crête de la fonction diminuant lorsque augmente.

Le premier 0 est atteint pour $\beta = 2,404$, l'espacement entre les zéros successifs étant très proche de la valeur π et tendant asymptotiquement vers cette valeur.

On obtient ainsi un procédé effectif de mesure de l'indice de modulation. La porteuse est modulé par un signal sinusoïdal unique de fréquence suffisamment élevée pour que les premières raies soient éloignées de la porteuse.

A l'aide d'un récepteur à sélectivité aigue, en détecte la raie porteuse, et faisant varier l'amplitude du signal modulant, on note les valeurs de cette amplitude qui conduisent à l'annulation de la porteuse (zéros de la fonction $J_0(\beta)$), d'où la courbe de calibration : Si le récepteur peut être calé sur une raie latérale, on peut utiliser également les zéros des fonctions J_1 ou J_2 pour obtenir d'autres points de repère sur la courbe de calibration.

III . 2 . 6 - Modulation de fréquence par un signal message

Composé de 2 ondes sinusoidales de pulsation

ω_1 et ω_2

La fréquence angulaire instantanée est :

$$\omega_1(t) = \omega_0 + \Delta'\omega \cos \omega_1 t + \Delta''\omega \cos \omega_2 t$$

et le signal modulé en fréquence aura pour expression :

$$f(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi + \beta_1 \sin \omega_1 t + \beta_2 \sin \omega_2 t)$$

l'indice de modulation pour la première onde sera :

$$\beta_1 = \frac{\Delta'\omega}{\omega_1} \text{ et pour la 2e } \beta_2 = \frac{\Delta''\omega}{\omega_2}$$

Le développement de $f(t)$ montre que le spectre résultant comprend :

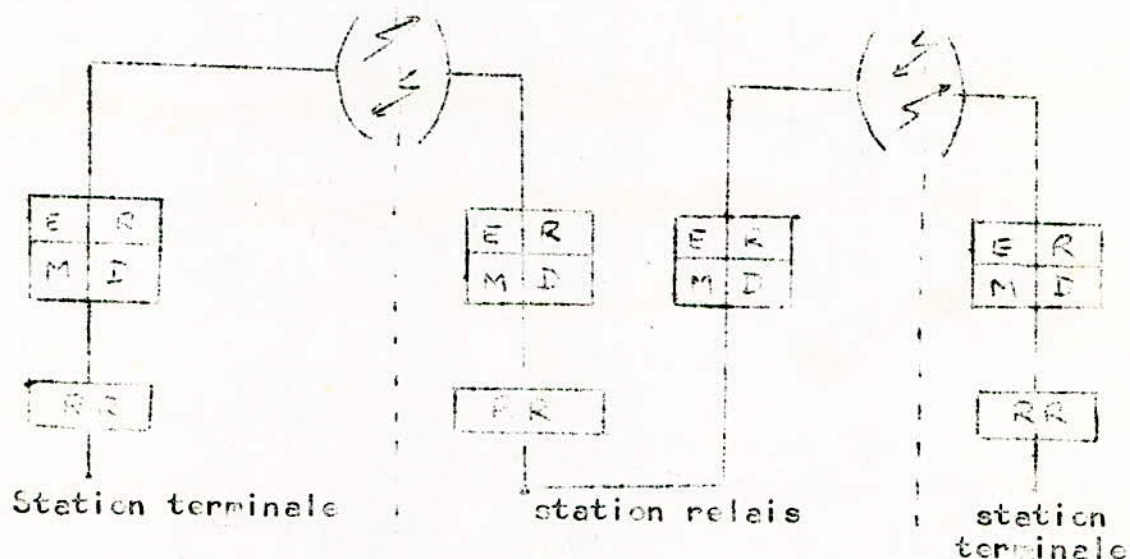
- La porteuse d'amplitude $J_0(\beta_1) \cdot J_0(\beta_2) \cos(\omega_0 t + \varphi)$
- Les raies latérales dues à ω_1 d'amplitude $J_m(\beta_1) J_0(\beta_2) A_0 \cos[(\omega_0 \pm m\omega_1)t + \varphi]$
- Les raies latérales dues à ω_2 d'amplitude $J_m(\beta_1) J_0(\beta_2) A_0 \cos[(\omega_0 \pm m\omega_2)t + \varphi]$
- Les fréquences de battement, $\omega_0 \pm n\omega_1 \pm m\omega_2$ d'amplitude $A_0 J_n(\beta_1) J_m(\beta_2) \cos[(\omega_0 \pm n\omega_1 \pm m\omega_2)t + \varphi]$. La méthode d'analyse peut être généralisée.

CHAPITRE IV

Emission - Réception

1°) Généralités

On peut schématiser l'agencement des émetteurs, récepteurs, modulateurs, démodulateurs, récepteurs, générateurs, sous la forme suivante :



Désignation

- E : Emetteur
- R : Récepteur
- M : Modulateur
- D : Démodulateur
- RR : Récupérateur-générateur.

La station relais est assimilable à la juxtaposition de deux équipements terminaux.

Les fonctions d'émission, de réception, de modulation et de démodulation sont nettement séparées.

Modulateurs et démodulateurs : Les signaux à transmettre modulent une fréquence appelée fréquence intermédiaire FI qui est le plus souvent de 70 MHz. Cette fréquence est beaucoup plus basse relativement aux fréquences radioélectriques.

Cette fréquence est beaucoup plus basse relativement aux fréquences radioélectriques. Pour ces raisons de normalisation et de fabrication industrielle, les émetteurs et les récepteurs sont en général du même type, qu'ils appartiennent à une station terminale ou à une station relais.

II EMISSION

11.1 - L'émetteur

L'émetteur remplit les deux fonctions suivantes :

- par transposition de fréquence, faire passer la fréquence porteuse du signal de la FI (70 MHz) à la SHF (2, 4, 6 GHz et plus)
- délivrer une puissance suffisante.

a) Transposition de fréquence :

.....

L'émetteur attaqué par un signal en FI, l'amplifie et effectue une transposition de fréquence qui permet d'obtenir le signal radiofréquence qu'on désire émettre.

b) Puissance d'émission :

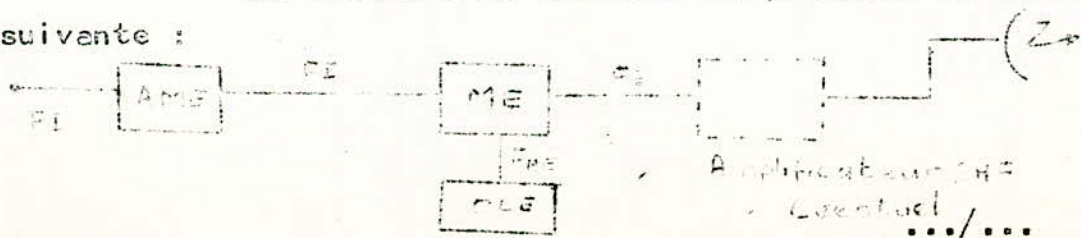
Un rôle essentiel de l'émetteur est de délivrer une puissance d'émission suffisante. Cette puissance est liée au nombre de voies à transmettre.

En plus des affaiblissements de propagation en espace libre, dus à la pluie et aux trajets multiples, la puissance d'émission doit tenir compte, d'autre part, du brouilleur éventuel occasionné par des perturbations sinusoidales ou modulées. L'effet de ces perturbations est de relever le seuil de réception et par conséquent de réduire la marge de réception qui peut entraîner une coupure de la liaison.

11.2 - Structure d'un émetteur :

Le schéma d'un émetteur se présente de la façon

suivante :



Désignation

- F I : Fréquence intermédiaire
- FHE : fréquence hétérodyne d'émission
- F E : fréquence d'émission

L'émetteur comprend essentiellement :

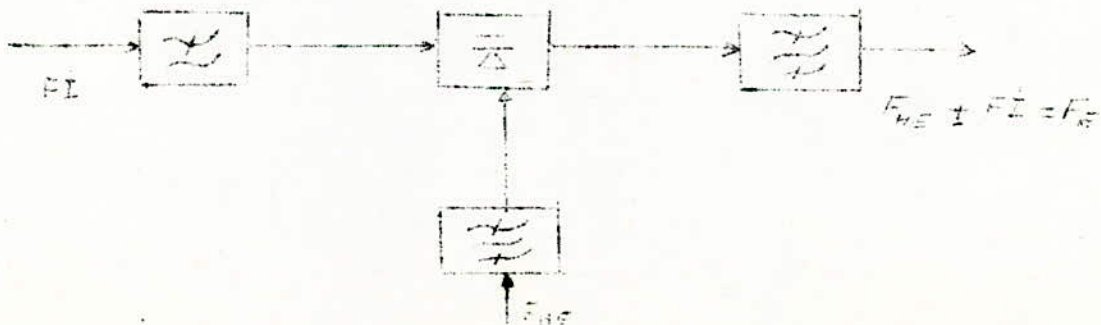
- Un amplificateur pour mélangeur d'émission (AME) qui sera attaqué par le signal en FI.
- Un mélangeur d'émission (ME)
- Un oscillateur local d'émission (OLE) qu'on appelle souvent source hétérodyne.
- Un amplificateur SHF éventuel composé d'un tube à ondes progressives (TOP). Son rôle est d'amener le signal à émettre au niveau de puissance d'émission désirée.

II. 3. - Rôle de chaque organe de l'émetteur

II. 3. 1. - L'amplificateur pour mélangeur d'émission

Il est composé d'étages amplificateurs et d'étages limiteurs. Les amplificateurs sont à larges bandes et portent le signal modulé en fréquence intermédiaire à un niveau suffisant. Tandis que les limiteurs sont chargés, par un écrêtage important, de supprimer toute modulation d'amplitude parasite et de fixer le niveau d'attaque du mélangeur d'émission. Ces deux rôles, amplification et limitation, apparemment contradictoires, sont au contraire complémentaires et permettent un écrêtage quasiment parfait qui rend le niveau d'attaque du mélangeur d'émission très stable.

II. 3. 2. - Le mélangeur d'émission



Le mélangeur d'émission reçoit d'une part la FI et d'autre part l'onde FRE fournie par l'oscillateur local d'émission.

Il est chargé à partir de ces deux signaux d'élaborer la fréquence SHF d'émission modulée. il comprend un réseau non linéaire (varactor) chargé d'assurer le mélange. Le droic. varactor, fournit par battement de la FI avec la FRE, toutes les combinaisons :

Cependant, les 3 filtres empêchent les combinaisons indésirables de sortir de mélangeur. Seule apparait en sortie la fréquence d'émission FE. Selon que le mélangeur est additif ou sous soustractif :

L'une est appelée fréquence d'émission et l'autre fréquence image d'émission.

Un filtre passe bande accordé sur la fréquence d'émission élimine la fréquence image et procure en sortie la fréquence d'émission désirée.

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

Le mélangeur est caractérisé par sa perte de conversion. C'est le rapport entre la puissance SHF hétérodyne et la puissance de l'onde d'émission.

Il s'agit de l'oscillateur local d'émission.

Son rôle est de fournir la puissance SHF à une fréquence pure afin de réaliser la conversion moyenne fréquence FI - fréquence d'émission FE. Actuellement le klystron a cédé la place aux sources à semi-conducteurs.

.../...

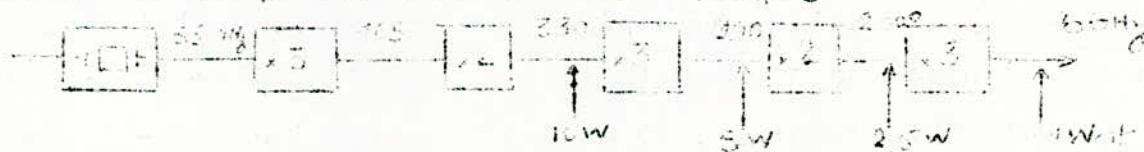
La stabilité et la fiabilité sont deux qualités recherchées en FH.

La stabilité de la fréquence d'émission dépend de la stabilité de la fréquence hétérodyne d'émission, c'est pourquoi il faut apporter un soin particulier à son élaboration. L'oscillateur local d'émission comprend essentiellement:

- Un oscillateur à quarts très stable qui délivre une fréquence de l'ordre de 60 MHz
- Un amplificateur de modulation. Un modulateur analogique est incorporé afin d'injecter les signaux de la voie de service et les signaux de télésurveillance.
- Une chaîne hétérodyne comportant une série de multiplicateurs. La chaîne multiplicatrice est chargée de porter la fréquence délivrée par l'oscillateur à quartz, dans la gamme SHF désirée.

La multiplication est importante et doit être faite en plusieurs étages selon un ordre déterminé afin de conserver le maximum de puissance. La multiplication est faite avec des éléments non linéaires (diodes) qui produisent les harmoniques de l'onde incidente.

La chaîne débouche sur des guides d'ondes à cause des fréquences à ce niveau. Exemple



11.3.4. - L'amplificateur SHF

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

- Le niveau de sortie est suffisant ; en tout état de cause les possibilités techniques, actuelles des éléments solides ne permettent pas de dépasser environ 1 Watt.

Dans ce cas l'onde FE est acheminée par guide d'onde vers l'antenne d'émission.

- Le niveau de sortie est insuffisant : Dans ce cas il faut effectuer une amplification en SMF celle-ci est réalisée le plus souvent, à l'heure actuelle, avec des tubes à ondes progressives (TOP). Ces tubes apportent un gain de 20 à 40 dB, mais ils ont l'inconvénient de présenter un mauvais facteur de bruit.

III Réception

III.1. - Role du Récepteur.

Le récepteur remplit deux fonctions :

- Transposer les signaux reçus de la SMF à la FI.
- Amplifier ce signal et corriger les fluctuations de niveau dues à la propagation.

III.1.1. - Transposition de fréquences

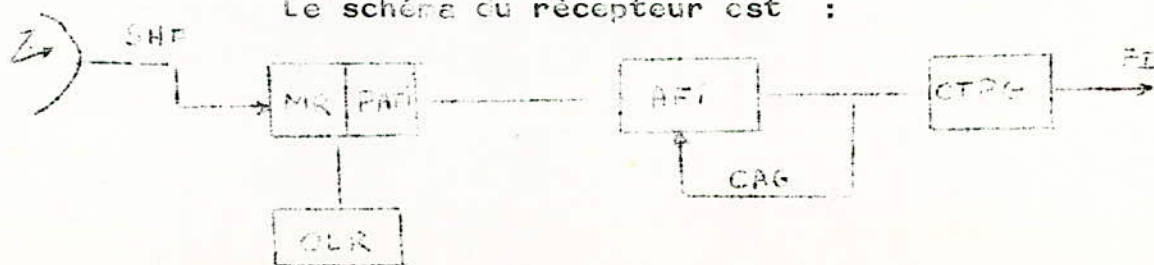
Attaqué par un signal radio variable, le récepteur transpose ce signal en fréquence intermédiaire FI. La transposition de fréquence consiste donc à amener le signal reçu de la SMF à la fréquence FI.

III.1.2. - Amplification

Le niveau du signal reçu et transposé en FI a un niveau très faible. Le récepteur a pour rôle d'amplifier ce signal de façon à donner un niveau de sortie constant qui permet d'attaquer l'entrée du démodulateur.

III.2. - Structure d'un récepteur

Le schéma du récepteur est :



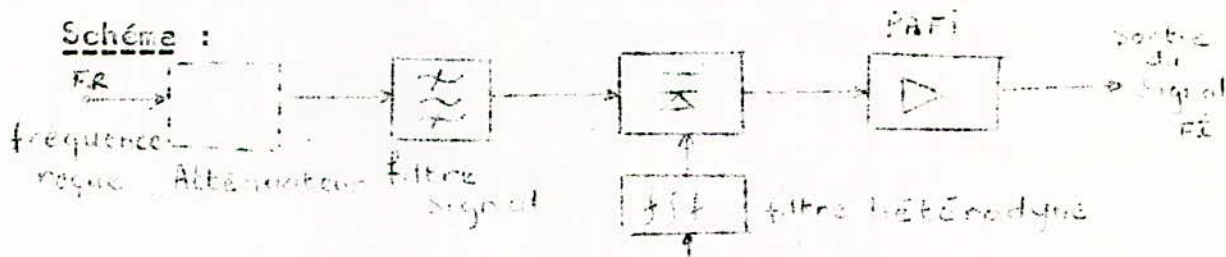
Le récepteur comprend essentiellement :

- Un mélangeur de réception (MR)
- Un préamplificateur à fréquence intermédiaire (PAFI)
- Un oscillateur local de réception (OLR)
- Un amplificateur à fréquence intermédiaire (AFI)
- Un correcteur de temps de propagation de groupe (CTPG)

Ce dernier peut être situé avant ou après l'AFI.

III. - 3 Rôle de chaque organe du récepteur

III.3.1. - Le mélangeur de réception



Le mélangeur de réception, souvent appelé 'mélangeur à faible niveau' par opposition au mélangeur d'émission qui travaille à niveaux forts, reçoit d'une part l'onde SHF modulé à la fréquence de réception (FR) et l'onde fournie par l'oscillateur local de réception FMR. Il est chargé à partir de ces deux signaux, de restituer la fréquence intermédiaire FI modulée.

De même que le mélangeur d'émission, le mélangeur de réception est mécaniquement réalisé en guide d'ondes (la fréquence reçue (FR) étant très élevée).

Il comprend essentiellement un réseau non-linéaire qui permet de faire le mélange. Le mélangeur de réception est le 1^{er} équipement rencontré par l'onde reçue.

.../...

C'est pourquoi il doit être particulièrement bien adapter et limiter le plus possible l'apport de bruit. Ainsi, le réseau non linéaire est de préférence une réactance non linéaire (varactor, ferrite).

Il n'y a pas de filtrage entre la sortie du mélangeur de réception et l'entrée du PAFI. Le mélangeur de réception est caractérisé par sa perte de conversion qui est le rapport entre la puissance SkF reçue et la puissance disponible en FI (6 à 8 dB) et par l'excès de bruit.

La qualité d'un récepteur est directement liée à celle du mélangeur de réception.

!!! 2 !!!

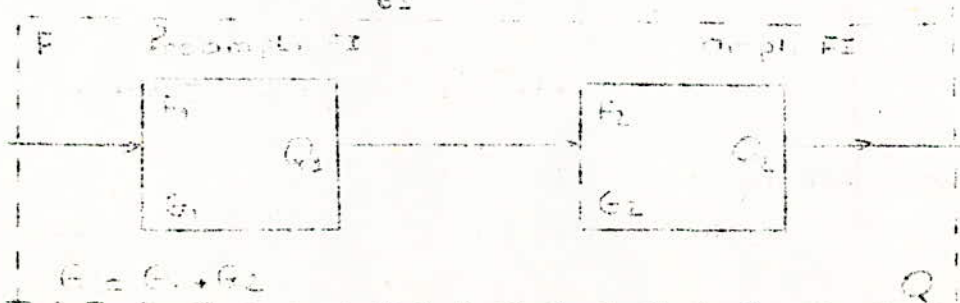
Après sa transposition, le signal reçu a besoin d'être amplifié de 60 à 80 dB environ pour être utilisable par le démodulateur.

Le niveau reçu très faible ne peut être amplifié en une seule fois sans que l'amplification n'apporte un bruit de l'ordre de grandeur du signal l'entrant.

Il est judicieux au contraire de procéder d'abord à une amplification modeste de l'ordre de 20 dB grâce à un amplificateur particulièrement soigné ayant un faible facteur de bruit, puis de compléter par un amplificateur de gain élevé.

On sait, en effet, que le facteur de bruit résultant de la chaîne d'amplification est donné par :

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



F1 et G1 :	Facteur de bruit et gain du quadripôle	G1
F2 et G2 :	" " " "	G2
F et G :	" " " "	G

III.2.3. = L'amplificateur F1 =

C'est sur lui que repose la majeure partie de l'amplification. L'étude de la propagation montre que la puissance reçue fluctue au cours du temps. La profondeur des évanouissements est liée à la fréquence et à la longueur du bond.

Elle peut atteindre des valeurs importantes voisines de 40 dB que le démodulateur ne saurait tolérer.

L'amplificateur F1 est donc étudié spécialement pour masquer les différences de niveau de l'onde reçue. A cet effet, il dispose d'une commande automatique de gain (CAG) qui réagit sur les étages amplificateurs?

Sa fonction est de maintenir un niveau constant en fréquence intermédiaire. Il se compose généralement d'une chaîne d'amplification, d'une chaîne CAG et de télésignali-sation.

L'ensemble forme un amplificateur large bande.

III.2.4. = L'oscillateur local de réception :

Il est conçu selon le même principe que l'oscillateur local d'émission, c'est-à-dire qu'il comprend un oscillateur à quartz très stable et d'une chaîne multiplicatrice.

Alors qu'il est primordial d'avoir le maximum de puissance à la sortie de l'oscillateur local d'émission, puisque c'est lui qui fournit pratiquement la puissance SHF de sortie d'émission il est plus important pour l'oscillateur local de réception, de soigner la caractéristique de bruit.

.../...

De cette constatation, résulte le choix de l'ordre et de l'importance de chaque multiplication et le dosage de la puissance qui est généralement beaucoup plus faible que pour l'oscillateur local d'émission.

III.2.5. - Filtrage en F.l.

=====
=====

La chaîne de réception comprend divers filtrages en fréquence intermédiaire. Il est important de limiter la bande passante des réceptions à la bande utile afin de diminuer la puissance de bruit reçue et de supprimer les perturbateurs situés hors de bande.

La puissance de bruit reçue est en effet proportionnelle à la largeur de bande à 3 dB du récepteur ; comme les amplificateurs ne sont pas assez sélectifs, il convient de prévoir un filtrage en F.l. qui calibre la largeur de bande du récepteur.

III.3.6.- Le correcteur de temps de propagation de groupe

=====
=====

L'onde modulée en fréquence est sensible aux distorsions de phase. On montre que la transmission sans distorsion d'une onde modulée en fréquence à travers un quadripôle nécessite que le temps de propagation à travers ce quadripôle soit constant dans toute la bande de fréquence occupée par le signal.

Ainsi entre l'émetteur d'une station et le récepteur de la station suivante peuvent se produire des variations de temps de propagation de groupe.

Des correcteurs de temps de propagation, composés de cellules déphaseuses, permettent dans chaque récepteur de rattraper les distorsions de phase qui se sont produites dans le bond précédent.

PROPAGATION

1) PROPAGATION EN VISIBILITE DANS L'ATMOSPHERE EN PRESENCE

DE LA TERRE

1.1 Définition d'une liaison en visibilité - Ellipsoïde de

FRESNEL

Il est d'abord nécessaire de définir exactement ce que l'on entend par liaison ' en visibilité '.

On dira qu'une liaison est en visibilité, si les phénomènes de diffraction par les obstacles éventuels situés au voisinage du trajet ont une influence négligeable sur le niveau reçu on démontre que, pour qu'il en soit ainsi, il suffit qu'il n'existe aucun obstacle à l'intérieur d'un ellipsoïde de révolution, appelé premier Ellipsoïde de FRESNEL, ayant pour foyers les antennes d'émission et de réception et tel que la somme des distances d'un point de l'Ellipsoïde aux antennes d'émission et de réception dépasse d'une demi-longueur d'onde la distance entre ces antennes.

Le rayon équatorial du premier Ellipsoïde de FRESNEL est égal à

$$\frac{\sqrt{\lambda d}}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C \lambda d}{f}}$$

En désignant par :

- λ : la longueur d'onde
- d : la distance entre émetteur et récepteur.
- C : la vitesse de propagation des ondes
- f : la fréquence des ondes.

.../...

l'existence d'un rayon reflechi suppose, evidemment, que les irregularités de la surface du sol ne soient pas trop importantes. L'importance de ces irrégularités peut être prise en considération.

Statistiquement, si l'on désigne par h la hauteur moyenne des irrégularités du sol dans la zone du point de reflexion et par $\bar{\Phi}$ l'angle du rayon incident avec le sol, on montre que la différence de trajet introduite par les irrégularités du sol est proportionnelle à $(h \sin \bar{\Phi})$.

C'est cette quantité qui est comparée à la longueur d'onde (critère de rayleigh).

- $h \sin \bar{\Phi} < \frac{\lambda}{100}$: le sol peut être considéré comme lisse
- $h \sin \bar{\Phi} = \frac{\lambda}{10}$: le coefficient de reflection est réduit de moitié
- $h \sin \bar{\Phi} = \frac{\lambda}{4}$: le coefficient de reflection est réduit au dixième,

c'est à dire que le rayon reflechi n'a pratiquement plus d'importance.

Pour une liaison effectuée entre deux points au voisinage de la terre, les angles $\bar{\Phi}$ sont généralement compris entre 1 et 10 milliradians.

On voit donc que les irrégularités, qui ont une influence sur la propagation, ont des hauteurs comprises entre 100 à 1000 fois la longueur d'onde. En ondes centimétriques, cela représente des hauteurs de quelques mètres à une dizaine de mètres.

Par exemple, une zone cultivée peut toujours être considérée comme réfléchissante, alors qu'une forêt est généralement absorbante.

Pour pouvoir estimer l'importance de l'onde réfléchie, il est aussi nécessaire de tenir compte de la surface de la zone réfléchissante autour de point de réflexion géométrique.

On introduit pour la notion de zone de Fresnel (qu'il ne faut pas confondre avec les Ellipsoïdes de Fresnel). La première zone de Fresnel est le lieu des points de la surface réfléchissante dont la somme des distances aux antennes d'émission et de réception d'une demi-longueur d'onde le trajet réfléchi le plus court correspond au point de réflexion géométrique.

La zone de Fresnel est une ellipse qui est toujours extrêmement allongée dans la direction de la propagation. Son petit axe est sensiblement égal au diamètre équatorial du premier ellipsoïde de Fresnel correspondant.

Toutefois, son grand axe peut avoir des dimensions assez variables suivant les hauteurs des antennes au dessus de la surface terrestre.

1.2 - INFLUENCE DE L'ATMOSPHERE - REFRACTION ET ABSORPTION DES ONDES

L'influence de l'atmosphère se manifeste de plusieurs façons différentes.

1.2.1 - Réfraction des ondes dans l'atmosphère.

Au point de vue radioélectrique, l'atmosphère est caractérisée par son indice de réfraction qui est une fonction des paramètres météorologiques (pression, température, humidité) et qui, par conséquent, est une fonction de l'espace et du temps. Cependant, en première approximation, on peut considérer que l'indice de réfraction est fonction seulement de l'altitude et qu'il est indépendant du temps, au moins sur des périodes pas trop longues.

.../...

On est alors amené à étudier la propagation des ondes dans une atmosphère supposée à symétrie sphérique, c'est à dire telle que l'indice de refraction soit uniquement fonction de la distance à un point fixe (centre de la terre).

Dans ces conditions, on démontre que la relation de DESCARTES, utilisée en optique, doit être remplacée par la suivante.

$$\boxed{n(r) \cdot r \cos \bar{\varphi} = \text{Constante}}$$

Si l'on désigne par r la distance du point considéré au centre de la terre, par $n(r)$ l'indice de refraction fonction de r et par $\bar{\varphi}$ l'angle de la trajection radioélectrique avec l'horizontale locale.

L'équation précédente (qui est en fait une équation différentielle) ne peut être résolue que si l'on connaît la fonction $n(r)$.

Cependant, sans la résoudre, on peut calculer le rayon de courbure ρ des trajectoires ; si celles ci ne s'écartent pas beaucoup de la surface terrestre, on a pratiquement :

$$\boxed{\frac{1}{\rho} = -\frac{dn}{dr} = -\frac{dn}{dh}}$$

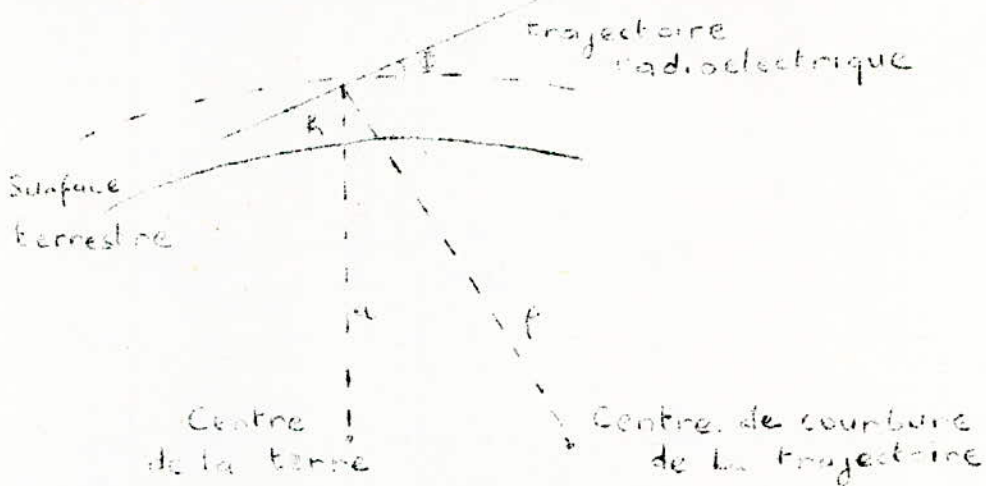
en appelant

h : la hauteur d'une attitude de référence (sol au niveau de la mer).

On voit donc qu'au signe près, la courbure des trajectoires est égale au gradient vertical de l'indice de refraction (fig 1-4) l'indice n est très voisin de l'unité,

environ 1,0003 au sol, on pose donc généralement :

$n = (1 + N \cdot 10^{-6})$ on définit ainsi le co-indice N et les unités N qui sont d'une utilisation courante dans les calculs de propagation. La valeur du co-indice est donc proche de 300 unités N au voisinage du sol, mais elle peut varier largement d'une région à l'autre au même d'un jour à l'autre.



comme il n'est pas pratique de travailler avec des trajectoires courbes, on a utilisé un artifice de calcul et choisi un rayon terrestre équivalent tel qu'en comptant les altitudes à partir de la surface terrestre fictive, on obtienne des trajectoires rectilignes.

Cette nouvelle surface terrestre, est supposée placée dans une atmosphère d'indice constant. Pour cela, on remplace le rayon terrestre réel à 6370 Km par un rayon terrestre équivalent k_e , le coefficient K étant lié au gradient vertical de l'indice de refraction par la relation suivante :

$$K = \frac{1}{1 + a \frac{dN}{dh}}$$

D'après ce qui précède, on voit qu'une trajectoire radioélectrique, c'est à dire l'analogue de ce qu'on appelle en optique un rayon 'lumineux', peut être représentée de deux façons différentes. (fig. .').



terre de rayon a .
trajet réel courbe



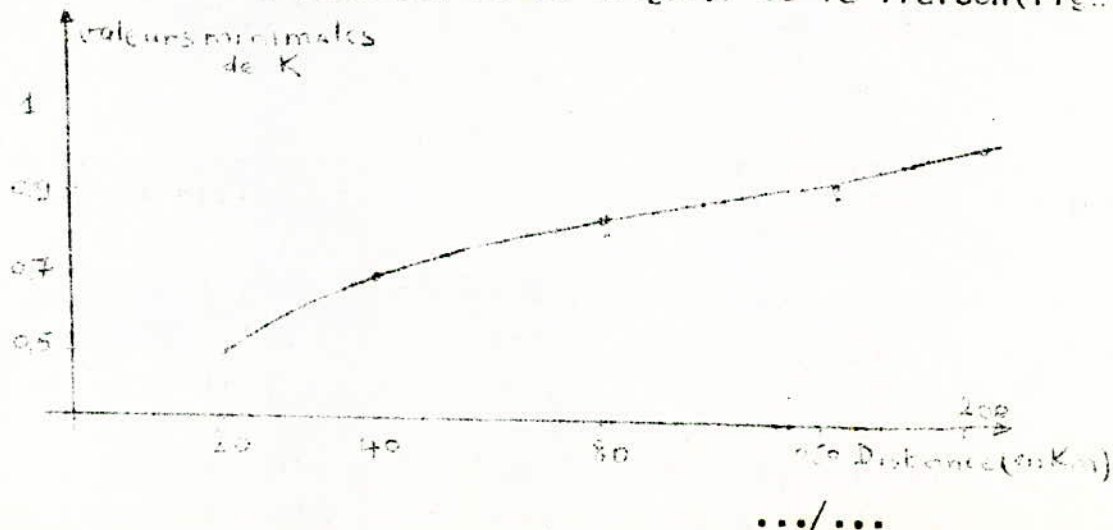
terre de rayon Ka .
trajet rectiligne.

Le calcul précédent, qui permet de définir K , suppose que l'indice de refraction ^{vrai} à chaque instant en fonction de la liaison.

En fait, cela n'est pas vrai et, par exemple, les valeurs minimales de K ne sont pas obtenues simultanément en tous les points du trajet.

Il en résulte un effet d'amortissement des variations de K qui est d'autant plus sensible que le trajet est plus long.

L'étude des nombreuses liaisons en climat tempéré a conduit à l'établissement d'une courbe qui donne la valeur minimale de K en fonction de la longueur de la liaison (fig. .')



On appelle atmosphère normale, une atmosphère sphérique dont le gradient vertical de l'indice est constant et a pour valeur : $\frac{dn}{dh} = -39$ par kilomètre. Pour une telle atmosphère, on trouve donc approximativement $K = 4/3$ ou $K_0 = 8500 \text{ Km}$. Cette valeur du gradient représente approximativement la valeur moyenne du climat tempéré pour le premier kilomètre d'altitude.

Si la valeur algébrique du gradient est supérieure à -39 unités N/Km , les trajectoires sont moins courbées et le rayon apparent de la terre est inférieur à 8500 Km : on dit qu'il y a infrarefraction.

En particulier, si le gradient est nul, l'atmosphère est linéaire et les trajectoires sont des droites. Si le gradient est positif, le rayon apparent de la terre est inférieur à son rayon réel.

Si la valeur algébrique du gradient est inférieure à -39 unités N/Km , les trajectoires sont plus courbées et le rayon apparent de la terre est supérieur à 8500 km : on dit qu'il y a superréfraction.

En particulier, si le gradient est inférieur à -175 unités N/Km , la courbure des trajectoires est supérieure à la courbure terrestre ; les trajectoires reviennent donc vers le sol et elles y sont, en général réfléchies : il y a propagation guidée.

I . 3.2. - ABSORPTION DES ONDES DANS L'ATMOSPHERE

Un autre phénomène apparaît lorsque la fréquence dépasse 10 GHz : C'est l'absorption par divers constituants de l'atmosphère, en particulier par l'oxygène, la vapeur d'eau et par l'eau sous forme liquide ou solide (pluie, brouillard, neige, grêle).

...../...

Ce phénomène devient de plus en plus important à mesure que la fréquence croît et il finit même par devenir un phénomène essentiel.

II DISTANCE MAXIMALE DE VISIBILITE

On désigne généralement ainsi la distance à partir de laquelle la droite, joignant les antennes, est tangente à la surface terrestre supposée sphérique (on sait qu'il faut tenir compte, en outre, du premier ellipsoïde de fresnel).

Cette distance d_m dépend évidemment de la valeur adoptée pour K et des hauteurs des antennes h_1 et h_2 .

$$d_m = \sqrt{2Ka} \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right)$$

pour une atmosphère standard $K = 4/3$ et la relation précédente prend la forme pratique suivante

$$d_m = 4,1 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right)$$

En exprime d_m en kilomètres et les hauteurs h_1 et h_2 en mètres.

III INTERFERENCE ENTRE LE RAYON DIRECT ET LE RAYON REFLECTE

PAR LE SOL

Lorsque l'émetteur et le récepteur sont en visibilité l'un de l'autre, il peut toujours se produire une réflexion sur le sol.

.../...

Cela donne naissance à une onde qui interfère au point de réception avec l'onde directe, ce qui peut amener de profonds évanouissements si la différence de marche est telle que les deux ondes soient en opposition de phase.

Il ne faut pas oublier pour cela que la réflexion en incidence presque rasante se fait avec changement de 180° .

La différence de trajet, entre les rayons directs et réfléchis, dépend de la distance d entre antennes et des hauteurs h_1 et h_2 des deux antennes au dessus du sol.

Le calcul est assez long si l'on doit tenir compte de la courbe terrestre ; au contraire, il est très simple si elle peut être négligée, c'est-à-dire si la longueur du trajet est relativement faible. La différence de trajet est égale, dans ce cas, à :

$$\Delta I = \frac{2 h_1 h_2}{d}$$

Si l'on se place verticalement l'antenne de réception la différence de trajet ΔI varie et, par suite, le rayon réfléchi vient tantôt renforcer, tantôt diminuer le rayon direct, créant ainsi des lobes d'interférence. Si l'on néglige la courbure terrestre, pour une radiation de longueur d'onde λ , la distance verticale entre deux minimums ou deux maximums est égale à :

$$\Delta h_2 = \frac{\lambda d}{2 h_1}$$

Si l'on se déplace le long de la surface terrestre, on a le même phénomène, mais les maximums et les minimums ne sont pas régulièrement espacés, la distance entre deux maximums successifs est égale à :

$$\Delta d = \frac{\lambda d^2}{2 h_1 h_2}$$

LA DIVERSITE

/°) Principe

On a constaté expérimentalement que, pourvu que les signaux émis suivent des chemins radioélectriques différents, les signaux reçus suivent les memes lois de fading, mais que les fluctuations du fading rapide étaient d'écourelées dans le temps.

Ainsi donc si l'on dispose de plusieurs récepteurs, il y a de fortes chances pour qu'au meme instant, si un ou plusieurs des signaux sont faibles, un ou plusieurs autres soient forts.

II) Types de diversité :

On peut utiliser différents procédés pour que les chemins suivis par les ondes soient radioélectriquement différents.

a) Si l'on reçoit un signal émis sur deux antennes distantes l'une de l'autre de 50 à 60 m, les chemins suivis sont géographiquement et radioélectriquement différents : on a réalisé de la diversité d'espace.

b) Si l'on reçoit un signal émis sur une antenne possédant deux pinceaux diversement inclinés sur l'horizon : on a réalisé de la diversité angulaire.

c) Si le signal est émis sur deux fréquences suffisamment éloignées l'une de l'autre (de 50 à 100 MHz), les chemins suivis bien que géographiquement identiques sont radioélectriquement différents et les signaux reçus par une antenne sont d'écourelés : on a réalisé de la diversité de fréquence

.../....

La plupart des faisceaux hertziens troposphériques fonctionnent en diversité d'ordre 4 (constituée par une diversité d'ordre 2 en fréquence et une diversité d'espace d'ordre 2) (voir figure 1). Il est à noter que certains faisceaux hertziens à vue directe fonctionnent également en diversité (ordre 2 ou 4).

Dans la propagation à vue directe, le champ reçu est beaucoup moins stable qu'il ne paraît à première vue : les fadings dus à des trajets multiples (réflexion sur le sol, etc.....), beaucoup moins marqués qu'en propagation troposphériques, existent cependant et méritent quelquefois d'être combattus.

IV) Combinaison des signaux

- On peut choisir à chaque instant le signal dont l'amplitude est la plus grande : c'est la combinaison par sélection.

- On peut additionner les signaux provenant des divers récepteurs : On obtient un signal qui fluctue beaucoup moins profondément que les signaux élémentaires : c'est la combinaison dite linéaire.

- On peut additionner les signaux provenant des divers récepteurs, mais en augmentant le gain des récepteurs fournissant les signaux les meilleurs (voir figure 2). Il faut examiner le moyen d'effectuer cette combinaison de façon optimale, c'est à dire comment faire varier les paramètres α , β , γ et δ , les amplitudes du signal et du bruit sur la voie i , S et N les amplitudes correspondantes à la sortie du combineur.

.../...

On suppose que les signaux fluctuent beaucoup moins rapidement que les bruits. Evaluons le rapport signal à bruit à la sortie du combineur.

$$R = \frac{\text{Puissance instantanée du signal}}{\text{Puissance moyenne du bruit}} = \frac{S}{N}$$

Or $S = \sum_i a_i s_i$, $N = \sum_i a_i^2 \bar{n}_i$
 $\bar{N}^2 = B = \sum_i a_i^2 \bar{n}_i^2$

Car les bruits des récepteurs sont décorrelés.

On en déduit

$$R = \frac{(\sum_i a_i s_i)^2}{\sum_i a_i^2 \bar{n}_i^2}$$

; en utilisant l'inégalité de Schwartz

égalité de Schwartz

$$\sum_i (f_i g_i)^2 \leq \sum_i f_i^2 \times \sum_i g_i^2 \text{ et on pose :}$$

$$f_i = a_i \sqrt{\bar{n}_i} \quad ; \quad g_i = \frac{s_i}{\sqrt{\bar{n}_i}}$$

$$\text{On en tire } R \leq \sum_i \frac{a_i^2 s_i^2}{\bar{n}_i} = \sum_i R_i$$

Le rapport signal à bruit instantané à la sortie du combineur est toujours inférieur ou égal à la somme des rapports signal à bruit des différents récepteurs. Le combineur optimal sera celui qui fournit R le plus grand,

$$R = \sum_i R_i$$

Nous savons que dans ce cas, il faut que $f_i = d g_i$

($d = c \bar{n}_i$) soit $a_i \sqrt{\bar{n}_i} = d \frac{s_i}{\sqrt{\bar{n}_i}}$ ou encore $a_i = \frac{d s_i}{\bar{n}_i}$

Il faut donc qu'au cours du temps le gain a_i des amplificateurs varie proportionnellement à l'amplitude du signal reçu et à l'inverse de la puissance moyenne du bruit.

En général, les récepteurs sont identiques, et travaillent à la même température :

Les puissances moyennes de bruits sont égales

$\bar{n}_i = \bar{n}_j = B$ le gain a_i des amplificateurs doit varier proportionnellement à l'amplitude du signal reçu.

$$a_i = d s_i$$

.../...

Cette combinaison optimale est dite 'combinaison quadratique', car dans ces conditions à la sortie de chaque amplificateur on trouve : $C_{L, S} = D_{L, S}$

On montre par ailleurs que le signal S , à la sortie du combineur, fluctue beaucoup moins que les signaux S_i : sa densité de probabilité n'est plus une loi de Rayleigh, elle est beaucoup plus 'concentrée' autour de la valeur moyenne. La probabilité que S soit très petit ou très grand devient très faible, et décroît avec l'ordre de diversité.

- POLARISATION horizontale
- POLARISATION verticale

COMBINEUR DE DIVERSITE

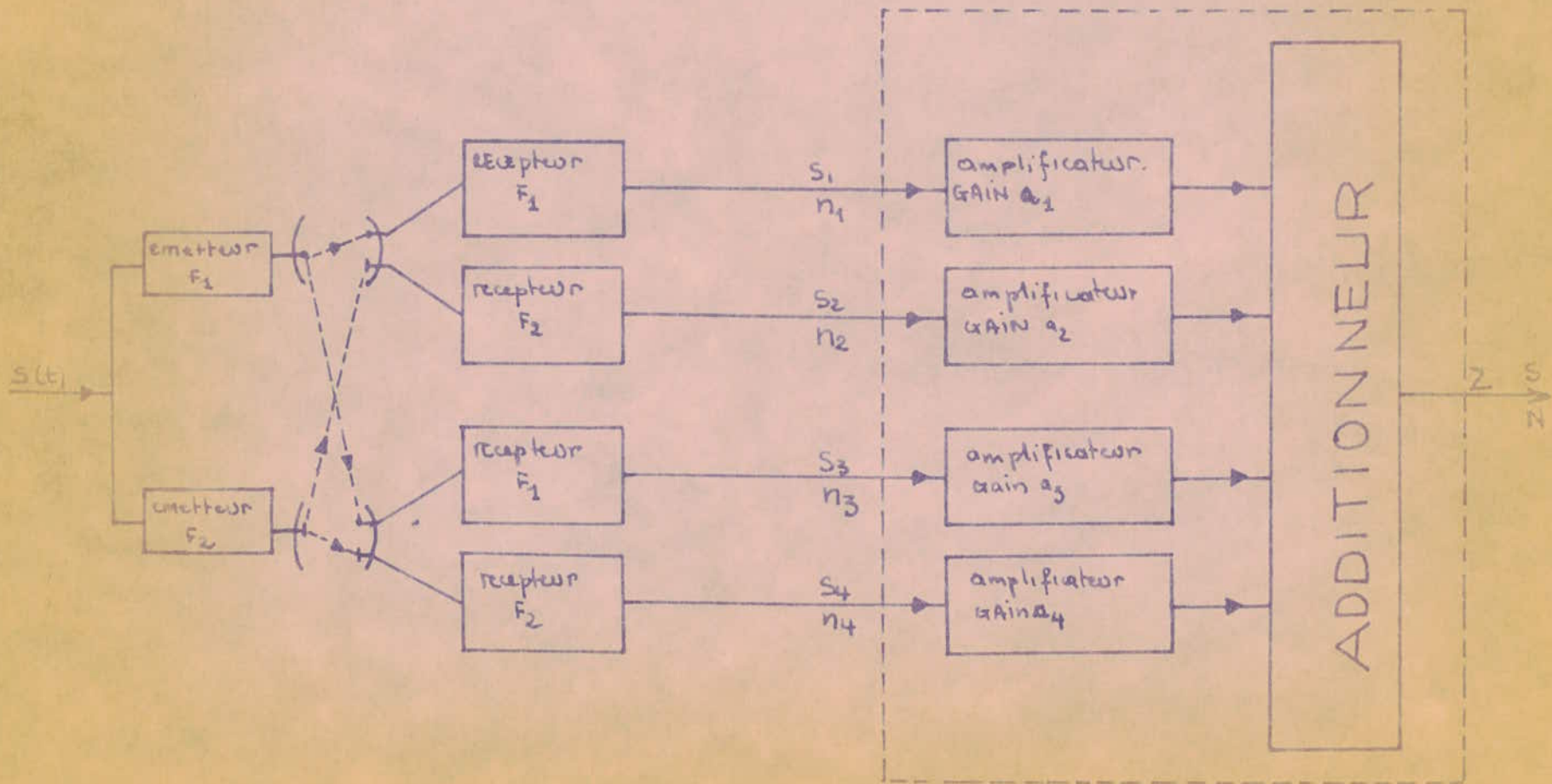


Fig1: PRINCIPE D'UNE LIAISON d'ordre 4 (A DIVERSITE)

(diversité d'ordre 2 en fréquence, d'ordre 2 en espace) pour plus de clarté on a supposé que la liaison est à bout unilatérale.

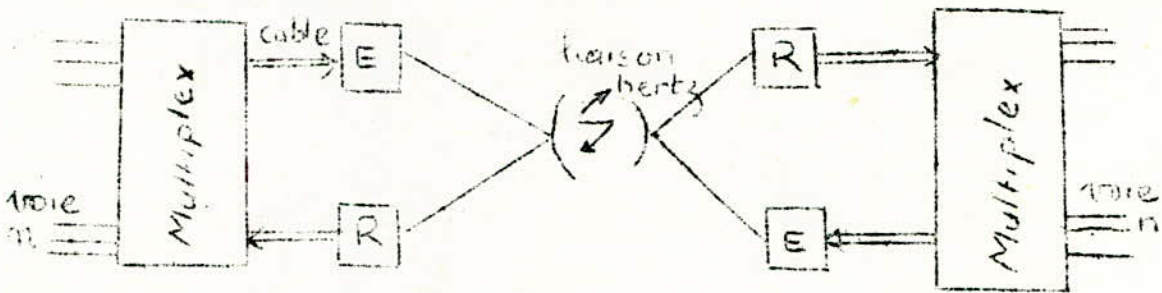
CHAPITRE VII

Conditions nécessaires à la transmission fidèle des messages pour la téléphonie

1) Caractéristiques principales de multiplexage téléphonique à courants porteurs.

1.1 Distribution des niveaux des niveaux sur une liaison téléphonique par voie hertzienne avec multiplexage par répartition en fréquence.

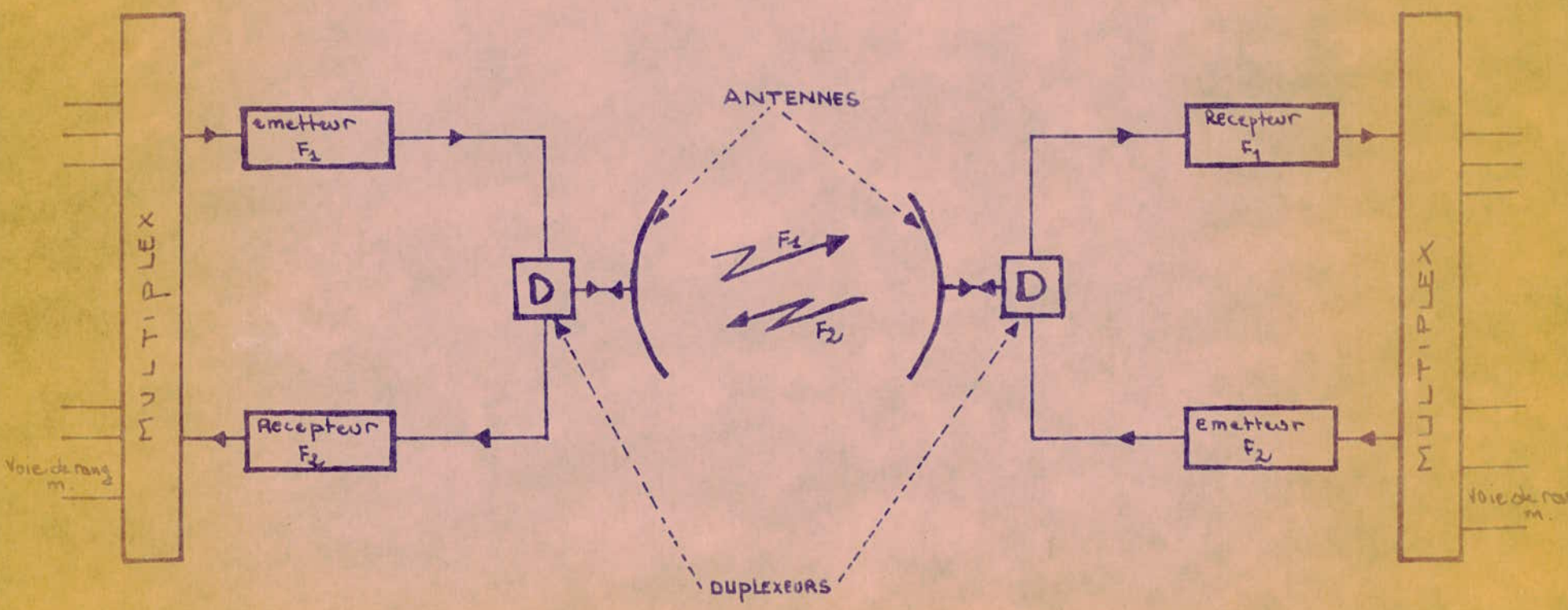
La figure ci-dessous donne la représentation schématique d'une telle liaison.



L'équipement multiplexe traite chaque voie téléphonique de façon très sensiblement identique (suite des transpositions en fréquence, nombre de filtres traversés, etc....).

De cette façon, quel que soit le rang de la voie, le signal transposé sortant du multiplexe vers l'émetteur hertzien est toujours d'un même niveau, pour un même signal audiofréquence appliqué à la voie.

Inversement, lorsqu'on applique à l'entrée en bande de base des équipements multiplex un signal dont le spectre est limité à celui d'une voie transposée de rang n et d'un niveau relatif de puissance bien défini par le C.C.I. T.T., on doit observer à la sortie audiofréquence de la voie, le niveau de fréquence (niveau 0) et cela quel que soit le rang de la voie.



PRINCIPE DE REALISATION D'UNE LIAISON BILATERALE

Le C.C.I.T.T. fixe pour chaque type de multiplex (120, 600, 950 voies) le niveau relatif de puissance par voie téléphonique ; des lignes artificielles d'affaiblissement permettent d'ajuster le niveau, au point d'interconnexion, à sa valeur nominale, à 0,5 dB près afin de composer l'atténuation du câble de jonction (variable selon sa longueur).

1.2 Charge de l'équipement hertzien et largeur de bande radiofréquence.

Si l'on connaît le niveau relatif d'interconnexion du multiplex à l'émetteur hertzien, par voie téléphonique, chargée au niveau zéro, il importe de connaître également le niveau de puissance effective, en exploitation réelle et l'altitude du signal complexe qui sera appliqué à l'émetteur hertzien de départ.

Ce signal complexe fournit la tension de modulation et son amplitude instantanée fixe la déviation de fréquence de l'émetteur à chaque instant. L'analyse de ce signal permet de connaître l'excursion crête de fréquence de la porteuse radioélectrique et la bande haute fréquence (HF) occupée par le canal radio de transmission, bande nécessaire aux circuits 'radiofréquence' pour assurer la transmission fidèle de la modulation.

Les résultats de cette analyse sont presque tous d'origine statistique, ils portent :

- Sur l'analyse d'une voie
- Sur l'analyse de l'ensemble des voies.

1.2.1 Analyse du signal de voie. Puissance développée par un abonné en conversation sur une voie.

Une voie est dite active lorsqu'elle est occupée par un abonné parlant de façon continue sans arrêt que celui des intervalles normaux qui séparent les mots.

Des analyses de la puissance moyenne développée dans ces conditions sur un intervalle de temps assez long, ont été effectués par HOLBROOK et DIXON.

En un point de niveau relatif zéro, cette puissance moyenne "Pm" se situait à -10,1 dBm.

La puissance crête atteinte moins 1% du temps se situait à un niveau de 13 dB supérieur à la moyenne précédente. La limite supérieure de la puissance développée par un abonné apparaissait à un niveau de 18 dB supérieur à celui de la puissance moyenne.

1.2.2. Analyse de l'ensemble des voies coefficient d'activité

Toutes les voies téléphoniques d'un sens de transmission ne sont pas actives simultanément :

- Toutes ne sont pas occupées
- Le correspondant, sur^hVoie, parle, en moyenne, la moitié du temps.

Pour tenir compte de ces caractères, Holbrook et Dixon ont défini pour un ensemble de N voies nominales, le nombre n de voies pouvant être considérées comme actives.

Le rapport $K = \frac{n}{N}$ est coefficient d'activité variable avec la capacité du réseau.

Les spectres transposés de chaque voie téléphonique, donnent à l'entrée en bande de base de l'émetteur hertzien, un signal complexe, dont la puissance moyenne globale à une allure beaucoup plus régulière que celle du signal d'une seule voie téléphonique.

.../...

Dans le 1er cas, on utilise le même couple de canaux pour les sens de transmission. Par suite, chaque station, pour les 2 sens de transmission, les 2 récepteurs sont accordés sur la même fréquence et il en est de même pour les 2 émetteurs. Cette solution suppose donc que l'on ait un découplage suffisant entre les antennes correspondant aux 2 tronçons successifs.

Dans le 2^o cas, on ne reprend les mêmes fréquences que toutes les deux stations. Chaque fois que cela est possible, on évite cette solution, car elle réduit de moitié le nombre de canaux disponibles théoriquement, il n'est pas impossible d'utiliser deux fois le même canal radioélectrique sur le même tronçon et avec les mêmes antennes en profitant du découplage obtenu par l'emploi de deux polarisations croisées (les champs électriques des 2 ondes émises sont orthogonaux). Cette solution est surtout adaptée aux systèmes à modulation numérique.

III) Trajet d'un faisceau hertzien.

1. Disposition des fréquences porteuses et des spectres :

Pour expliquer l'évolution des fréquences porteuses le long d'un faisceau hertzien, on dresse un diagramme sur lequel (voir fig 4)

- l'axe des x représente l'échelle des fréquences
- l'axe des y correspond aux distances

Au départ, à la station terminale d'émission, on fera figurer d'abord le spectre du signal de modulation soit, en téléphone, la bande de base, qui couvre : $4 \times n$ KHZ (n : nombre des voies) à partir d'une fréquence qui n'est pas zéro, mais qui couvre par exemple 12,60 ou 300 KHZ.

Ce signal modulant sera appliqué à la porteuse HF (f_0) suivant les règles de niveau normalisées par le CCIR de façon, à réaliser une modulation de fréquence.

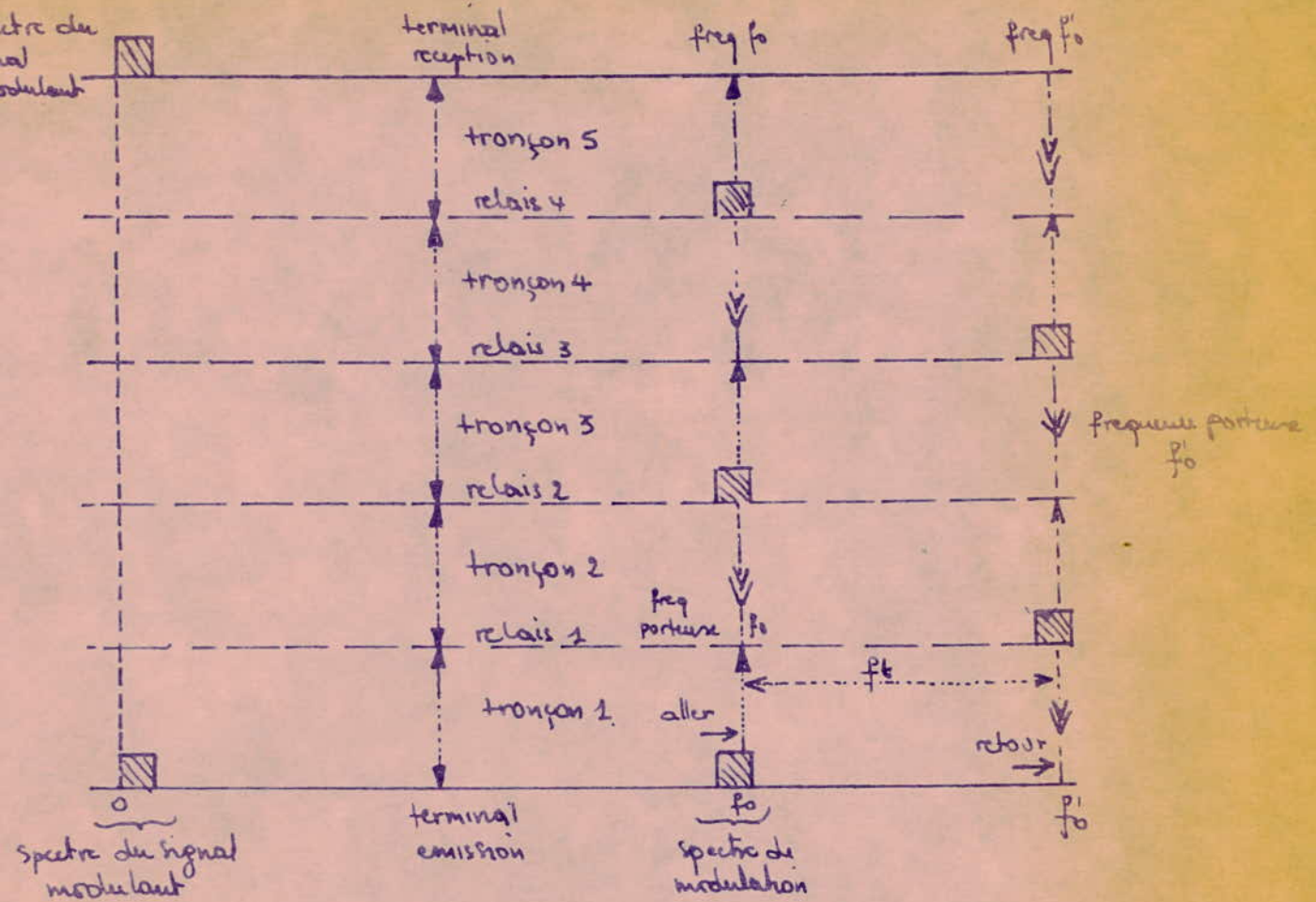


Fig 4 : EVOLUTION DES FREQUENCES PORTEUSES LE LONG DU FAISCEAU

Ainsi occupera-t-on une bande d'au-moins 2 fois le spectre du signal modulant. C'est sur cette fréquence f_0 que sera assurée la transmission vers le 1^{er} point de relais.

A la 1^{ere} station relais, la puissance atteignant l'entrée du récepteur sera très au-dessous de celle de l'émission de départ, c'est pourtant cette puissance d'émission que l'on désirera reconstituer pour atteindre le 2^o relais : le profil de la liaison est représenté sur la fig 5. Une différence de niveau de 50 à 100 db sera par exemple rencontrée.

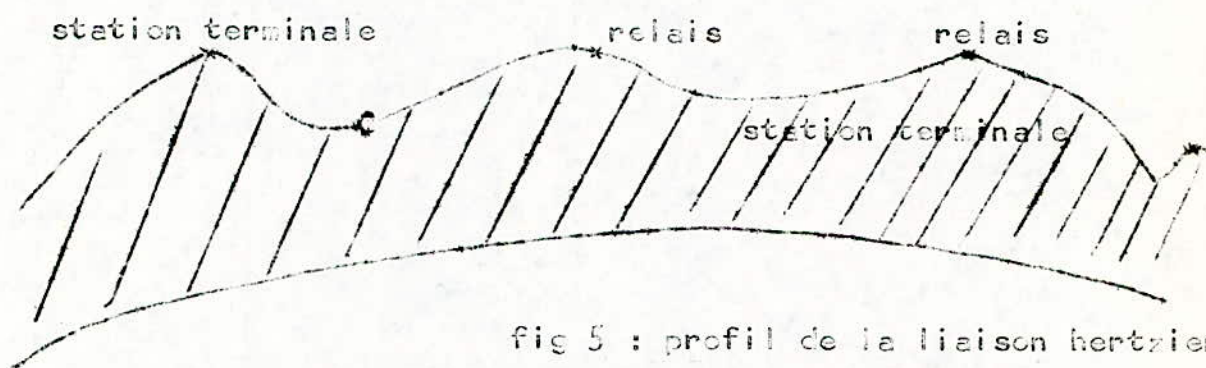


fig 5 : profil de la liaison hertzienne.

Une amplification directe, avec réémission sur f_0 , n'est absolument pas réalisable. Il faudrait en effet assurer une atténuation entre antennes (émetteur et récepteur, qui sont placés dos à dos) notablement supérieure au gain de la chaîne amplificatrice pour que tout effet de réaction soit éliminé.

Un tel découplage ne peut être obtenu, ne serait-ce qu'à cause des réflexions parasites autour du point de relais (sur le sol, sur des bâtiments, sur des arbres etc..).

Une solution s'impose donc, celle de décaler les fréquences porteuses ; c'est-à-dire de passer de f_0 à un f_0 différent à l'intérieur de l'équipement amplificateur (répèteur).

.../...

On pourra alors éviter l'effet de réaction en disposant, à l'entrée de la partie réception, des filtres passe-bande suffisamment sélectifs.

2. - Rôle des relais.

Le rôle des équipements des relais est évident :

- rattraper, par un gain important, la perte de puissance causée par le trajet hertzien.
- effectuer le décalage de fréquence reconnue nécessaire
- et, naturellement, conserver intact le spectre de la modulation.

3. - Antennes et filtres de branchement.

On désire souvent, pour des raisons économiques évidentes, réduire à 2 le nombre des antennes pour 1 point de relais. Une antenne servira ainsi par exemple, à recevoir et à émettre dans la direction du Nord; une autre assurera un rôle analogue dans la direction du Sud.

Il faut en plus considérer que, pour des impératifs de rentabilité d'amortissement des installations générales (tours en béton, ou pylones, arrivées d'énergie) ce sont plusieurs artères hertziennes qui seront véhiculées par la même infrastructure et dans les memes antennes. Une antenne devra donc, dans le cas le plus général, servir pour n émissions et n réceptions.

Les fréquences en seront étagées dans le spectre des fréquences, avec des intervalles de garde nécessaires. Cela exige évidemment un fonctionnement satisfaisant des antennes, du côté du diagramme de rayonnement et du taux d'ondes stationnaires (Tos), dans toute la bande considérée.

.../...

Ceci exige la mise en place, entre les 2 n équipements nécessaires et le feeder d'attaque d'antennes, d'un véritable réseau d'aiguillage, basé sur des dispositifs sélectifs en fonction de la fréquence.

Les antennes proprement dits, doivent présenter la meilleure directivité possible. Elles seront du type réflecteur parabolique. On évitera les lobes parasites (secondaires) qui peuvent être la cause de distorsions, du fait des trajets multiples.

De ~~même~~^{même} un T O S réduit évitera les effets fâcheux dus à la désadaptation des feeders d'alimentation.

IV. Performances générales des faisceaux hertziens

La qualité de la transmission à travers un équipement de FH ne présente pas globalement de différence avec la qualité à obtenir d'un équipement conventionnel de télécommunications.

Toutefois le grand nombre d'équipement mis en jeu à la suite les uns des autres, du fait des relais successifs impose une qualité individuelle très poussée.

Pour la téléphonie, on est conduit à faire un certain nombre de mesures dans chaque voie, à l'extrémité réceptrice dernière des batis à courants porteurs, avec un signal ayant traversé tout le FH.

1. Conditions techniques :

Voici les principaux points sur lesquels des conditions techniques sont requises :

a) Conservation d'une bonne stabilité du niveau du signal, en FH, avec relais sans démodulation, cette clause qui est celle de la conservation de l'équivalent de transmission est relativement facile à remplir.

^{Courbe}

b) Réalisation d'une ~~ce~~ amplitude - fréquence correcte dans la voie téléphonique, condition également facile à remplir

c) Obtention d'un niveau de bruits parasite satisfaisant, c'est-à-dire de nature à ne pas gêner la compréhension. On devra distinguer 2 origines à ce bruit :

- le souffle d'entrée des divers récepteurs placés le long de la liaison. Il s'agit du bruit dit thermique.
- le phénomène d'intermodulation entre les diverses voies. Ceci constitue le bruit de diaphonie. L'origine de cette intermodulation est dans la non-linéarité en amplitude existant vis-à-vis du signal modulant représenté par les signaux des diverses voies transposées.

2. Circuits fictifs de référence.

Nous devons introduire ici une notion très importante qui est celle des circuits fictifs de référence.

Quant on parle de la qualité des FH, il faut avoir sans cesse présent à l'esprit la grande quantité des équipements en cause qui, tous, contribuent à détériorer la qualité globale.

Il est donc évident que, pour atteindre finalement des performances satisfaisantes, on doit, sur chaque maillon, réaliser des caractéristiques très poussées.

Sauf exceptions sur lesquelles on ne peut du reste compter, les distorsions et les bruits parasites s'ajoutent en puissance, sinon en amplitude.

On doit alors mettre l'accent sur une difficulté qui pourrait se présenter, pour la définition des normes de qualité globale. Dans chaque problème particulier, on rencontre une implantation spéciale, avec des longueurs de trajets hertziens différents, et avec un nombre de relais qui peut être variable.

Il serait bien difficile, dans ces conditions, de définir des conditions de qualité sur les implantations réelles.

Le CCIR a introduit la notion de circuit fictif de référence pour s'affranchir de cette difficulté. C'est une implantation typique, qui peut représenter un cas moyen. Et c'est seulement sur cette structure qu'on définit la qualité d'un matériel.

Le circuit fictif de référence défini par le CCIR, cherche, bien entendu, à représenter un cas idéal, mais se rapprochant tout de même des conditions réelles d'emploi.

La longueur totale supposée convertie est de 2 500 km. Chaque tronçon entre 2 stations relais correspond à une transmission en vision directe. On considère, en général, des relais sans démodulation ; toutefois, on admet que, le long du trajet de 2 500 km, des prélèvements de voies téléphoniques soient nécessaires.

Ceci exige que certains relais soient avec démodulation intermédiaire, pour restituer la bande de base.

V Source d'énergie pour les faisceaux hertziens.

Il est nécessaire de prévoir une source autonome ou locale ayant un haut degré de stabilité et de fiabilité dans les régions isolées car l'utilisation du réseau public est mal assuré du point de vue continuité de service.

L'emploi des sources dépend :

- des conditions locales
- de la puissance consommée par les équipements et accessoires.

Les sources largement employées sont les sources conventionnelles par exemple : les piles, les accumulateurs, les groupes électrogènes etc....

Les piles chimiques sont utilisées pour les cas d'installation de faible puissance (10 à 50 W).

Les accumulateurs sont toujours associés à une source primaire d'énergie, ils assurent la continuité de l'alimentation et l'autonomie d'alimentation en cas de défaillance de la source.

Pour avoir une sécurité totale de système d'alimentation en énergie, on utilise des groupes de secours, permettant d'assurer la permanence de la liaison.

VI Conclusion.

Depuis son apparition, la technique des FH s'est largement étendue. Elle a même trouvé un champ d'application supplémentaire dans les liaisons spatiales employant comme stations relais les satellites de la terre.

Les utilisations sont demeurées celles des transmissions des programmes de TV et des liaisons téléphoniques multiplex.

Les fréquences ont été étendues au-delà des 10 GHz, mais les bandes des 2 GHz, 4GHz, 6 et 7GHz demeurent parmi les plus utilisées du côté des matériels, une grande évolution est en train de se produire, concernant l'emploi quasi - généralisé des composants à l'état solide. Seul le tube à ondes progressives (TOP) a conservé, dans beaucoup de cas, une position sérieuse comme amplificateur de puissance.

L'extension vers les fréquences élevées, ainsi que les limitations dues à l'état solide, ont fait que les puissances d'émission sont restées faibles (dans la plupart des cas, de l'ordre du watt). La compensation a été trouvée dans le gain des antennes.

L'accroissement de la fiabilité, produit par ces nouvelles techniques de réalisation, est en train de séduire considérablement les exploitations. Cela accroîtra notablement, sans nul doute, le nombre des faisceaux hertziens, en exploitation, dans les prochaines années.

.../...

CHAPITRE IV

Calcul de la qualité de transmission et fiabilité des

Liaisons pour Fh

1) Calcul de la qualité de transmission sur les Fh de téléphonie en visibilité utilisant la modulation de fréquence

1.1 Introduction :

Le but de cette étude est de déterminer la qualité de transmission téléphonique que l'on peut atteindre en utilisant un équipement donné dans des conditions de propagation données. Cette détermination est évidemment nécessaire pour vérifier qu'un projet de Fh en visibilité donnera une qualité de transmission conforme aux avis du CCIR et pour modifier le projet le cas échéant.

1.2 Définition par le CCIR de la qualité de transmission pour les Fh de téléphonie :

L'avis 393 du CCIR fixe, pour définir la qualité 4 objectifs de bruit qui doivent être atteints simultanément. Sur un circuit fictif de référence de 2 500 km, le bruit ne doit pas dépasser les valeurs suivantes :

- a) 7 500 pW, puissance psophométrique quelle que soit l'heure
- b) 7 500 pW, ' ' moyenne pendant 1 mn, pendant plus de 20 % d'un mois quelconque.
- c) 47.500 pW, puissance psophométrique moyenne pendant une minute, pendant plus de 0,1 % d'un mois quelconque.
- d) 100.000 pW, puissance non pondérée (avec temps d'intégration 5ms) pendant plus de 0,0 1% d'un mois quelconque.

1.3 Méthode de calcul du rapport signal sur bruit.

=====
=====

Le rapport $\frac{S}{B}$ dans une voie téléphonique dépend:

a) du bruit apporté par les équipements indépendamment du niveau du signal reçu. Ce bruit qui comprend une part du bruit thermique mais surtout du bruit d'intermodulation apporté par la non-linéarité des différents étages, dépend essentiellement de la charge de la liaison.

b) du bruit thermique lié directement au rapport $\frac{S}{B}$ à l'entrée du récepteur. Ce bruit, pour un équipement donné, dépend uniquement du niveau reçu et par suite de la propagation.

c) du bruit d'intermodulation dû à la propagation. Ce bruit est négligeable pour les nombres de voies et les longueurs de tronçon habituels. Par exemple, les résultats obtenus pour une liaison de 1 800 voies à 6 GHz sur un bond de 95 km de longueur ont été les suivants :

- Le bruit pondéré dépassé pendant 20 % du temps était de 14 pW.
- ' dépassé pendant un faible pourcentage de temps était négligeable devant le bruit thermique.

Dans le 1^{er} cas, le calcul de bruit est relativement facile, car il existe une charge conventionnellement admise et, par suite, le 1^{er} type de bruit peut être mesuré sur l'équipement en usine. Dans le 2^o et 3^o cas, le problème est beaucoup plus compliqué car il n'existe pas d'accord universel sur des conditions conventionnelles de propagation à prendre en considérations.

On doit donc utiliser en principe les résultats d'études de propagation préliminaires et si celles-ci n'ont pas eu lieu, on peut utiliser certaines courbes moyennes variables en général pour le climat tempéré.

II) Fiabilité des liaisons par faisceaux hertziens

Nous définirons d'abord la notion de fiabilité et de disponibilité ensuite nous analyserons la fiabilité de systèmes de transmission comportant des voies de secours.

II. 1. Disponibilité d'un dispositif

=====
=====

C'est la probabilité de trouver un dispositif dans les conditions de fonctionnement à un instant donné, ainsi la disponibilité met en jeu l'utilisation de ce dispositif.

II. 2. Fiabilité d'un dispositif

C'est la probabilité qu'un dispositif remplisse une fonction donnée dans des conditions données et pendant une période de temps donnée.

La fiabilité intéressé surtout le constructeur du dispositif.

II. 3 Fiabilité de systèmes de transmission comportant des

voies de secours.

Les liaisons par FH comportent généralement des canaux de secours qui se mettent automatiquement en service en cas de panne d'un canal normal. La mise en service d'un canal de secours se fait généralement par commutation dans certaines stations, qui délimitent ainsi des sections de commutation.

Chaque section de commutation comporte un certain nombre de bonds radioélectriques.

.../...

11.3.1. Probabilité de coupure sur une section de commutation.

soit :

n : le nombre de canaux normaux

Δ : le nombre de canaux de secours

$m = n + \Delta$ le nombre total de canaux

p : la probabilité globale de coupure d'un canal quelconque
(p : supposée très faible).

a) Cas où il n'y a pas de canal prioritaire :

La probabilité que k canaux (sur m) soit défectueux en même temps est donnée par la loi binomiale :

$$P(k, m) = \frac{m!}{k! (m-k)!} p^k (1-p)^{m-k}$$

b) Cas où la priorité des canaux est hiérarchisée

Si un ordre de priorité des canaux est défini, le canal 1 étant secouru en priorité, le canal 2 étant secouru seulement si le canal 1 n'est pas en panne, etc...., la probabilité de coupure d'un canal dépend alors du rang de priorité r de ce canal et non du nombre total n de canaux en service.

Pour le canal en première priorité ($r = 1$), tout se passe comme si les autres canaux normaux n'existaient pas. On a alors un système $1 + \Delta$ et la probabilité que ce canal soit coupé est alors égale à :

$$P[(1 + \Delta); (\Delta + 1)] = p^{\Delta+1} = p^{\Delta+1}$$

Pour les canaux de priorité 1 à r , tout se passe comme si les autres canaux n'existaient pas, et par suite la somme des probabilités de coupure des canaux 1 à r est égale à :

$$P[(\Delta + 1); (\Delta + r)]$$

La probabilité de coupure du canal de rang r est égale à :

$$P[(\Delta+1); (\Delta+r)] - P[(\Delta+1); (\Delta+r-1)]$$

c'est-à-dire

$$P_r = \frac{(\Delta+r-1)!}{\Delta! (r-1)!} P^{\Delta+1}$$

11.3.2 Nombre optimal de bonds par section de commutation

Désignons par :

C : le nombre de section de commutation

b : le nombre de bonds par section de commutation

$N = bc$: le nombre total de bonds du faisceau hertzien.

P_b : la probabilité de coupure des équipements de transmission d'un bond sans secours. La probabilité globale de coupure des équipements de transmission d'un canal quelconque sur une section est alors : $P = C P_b$

La probabilité de défaillance des équipements communs est proportionnelle au nombre total de bonds, et la probabilité de défaillance des éléments en série est proportionnelle au nombre de sections de commutation. En tenant compte des résultats du paragraphe précédent, nous pouvons donc écrire la probabilité de coupure d'un canal particulier sur l'ensemble du faisceau :

$$P = \left[\frac{(n+\Delta)!}{(\Delta+1)! n!} (b P_b)^{\Delta+1} + b p_c + p_s \right] \frac{N}{b}$$

11.4 Analyse des causes d'interruption des liaisons par FH

Une liaison par FH peut être interrompue soit parce que la propagation est mauvaise, soit parce que les équipements sont en dérangement.

.../...

CHAPITRE X

Matériels de faisceaux hertziens.
Equipements radioélectriques associés.

1°) Généralités :

L'évolution qui s'est produite depuis l'introduction des FH a conduit, à l'heure actuelle, à des matériels obéissant aux caractéristiques d'ensembles suivants :

- a) Adoption de certaines structures reconnues comme particulièrement valables, en ce qui concerne l'agencement des matériels,
- b) Transistorisation presque complète, ou totale.
- c) Structures simplifiées pour les filtres de branchement des différents canaux HF.
- d) Adoption d'un certain nombre de dispositifs auxiliaires utiles à la bonne exploitation, et à la maintenance des matériels.

II) Structures types

II.1) : Relais

Les FH à vue directe nécessitent pour leur fonctionnement que deux stations consécutives soient en visibilité l'une de l'autre.

Il arrive fréquemment que les points à relier ne remplissent pas cette condition, on intercale alors, entre les deux extrémités, des stations relais.

On peut donc trouver, suivant les conditions géographiques des FH à un bond radio (sans relais), à deux bonds radio (1 relais) etc...

.../...

Les stations relais peuvent être de deux types très différents :

- Un relais actif
- Un relais passif

Le relais actif est constitué par l'ensemble d'un récepteur et d'un émetteur dans chaque sens de transmission. Un relais bilatéral comporte donc deux émetteurs et deux récepteurs.

Le relais passif c'est une structure statique agencée de telle façon qu'elle recueille une partie de l'énergie lui provenant d'une station contigue et renvoie cette même énergie (sans aucune transformation, ni amplification...) en direction de la station suivante où elle sera reçue..) Le modèle le plus simple est un plan réflecteur fonctionnant de façon analogue à un miroir en optique. Il peut également être constitué par deux antennes paraboliques ^{sites} montées dos à dos. Il présente l'avantage de pouvoir servir à plusieurs canaux radio, et dans les deux sens.

Ce type fonctionne d'autant mieux que la fréquence est plus élevée.

Remarque :

Pour la liaison Alger - El-Asnam, les stations relais sont du type passif.

Matériel :

Etant donné le grand nombre de stations relais vis-à-vis de celui des stations terminales (4 environ pour la liaison Alger- El-Asnam), c'est la baie de station relais qui constituera généralement la cellule de base, pour un type donné de matériel.

Dans la structure la plus usuelle (relais sans modulation) l'utilisation des transistors et de façon générale, de composants à l'état solide (Sc), impose la structure à double changement de fréquence.

Par ailleurs, on aura intérêt à placer, le plus souvent, dans la même baie, les matériels relatifs aux 2 sens de transmission (aller, retour) d'un même canal HF.

Comme on peut utiliser, sur les fréquences SHF usuellement pratiquées (6 GHz dans notre cas), un plan de fréquence à deux fréquences seulement pour un canal, on peut réaliser certaines simplifications sur les oscillateurs locaux employés dans les changements de fréquences.

Un agencement tel que celui de la figure 1 pourra ainsi être pratiqué. On voit comment deux oscillateurs locaux seulement, permettent, moyennement certaines précautions (dimensionnement correct de la puissance, bon découplage des 2 voies dans le diviseur de puissance) d'alimenter les deux sens de transmissions.

Suivant la puissance à réaliser, qui va de pair avec le nombre de voies téléphoniques à transmettre, on utilise, ou non, des amplificateurs en bout de chaîne émission équipés le plus souvent de tubes à ondes progressives (TOP). On les trouve indiquées en pointillé sur le schéma de la figure 1.

11.2 Stations terminales

Les stations terminales doivent réaliser, en plus des amplifications nécessaires, les opérations de modulation et de démodulation.

Pour homogénéiser les divers types d'équipements, on pourra mettre en place, aux extrémités :

- des sous-ensembles HF, ils reprennent les sous-ensembles des relais et leurs points d'accès sont en fréquence intermédiaire (FI).

- Des sous-ensembles modulateurs et démodulateurs réalisant la conversion : bande de base vers FI, pour les modulateurs ou la conversion inverse pour les démodulateurs.

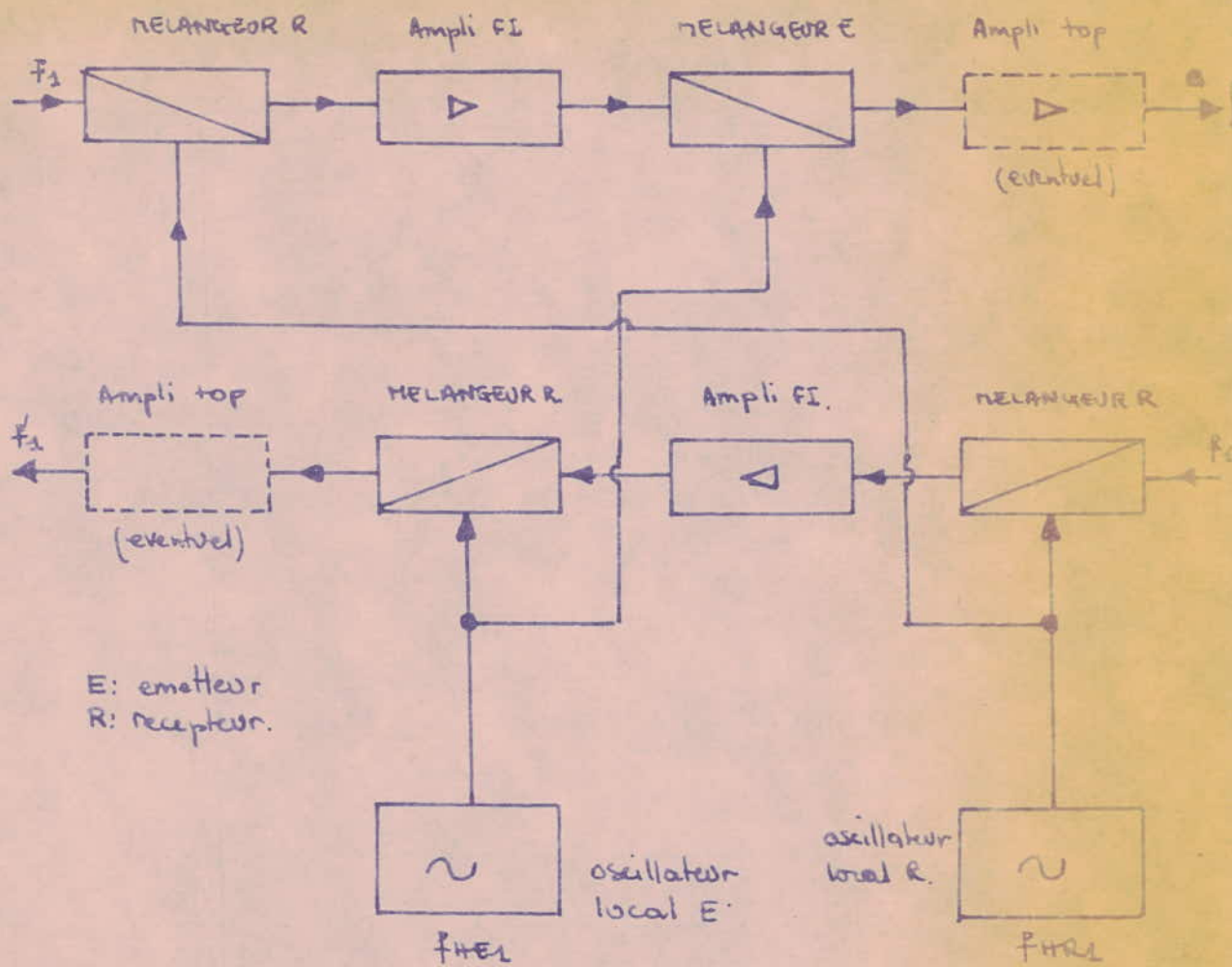


Fig 1: STATION RELAIS A DOUBLE SENS

11.2.1. Sous - ensembles HF :

On rencontrera les memes platines que dans les relais, oscillateurs locaux, mélangeurs, amplificateurs F1, mais associées de manière différentes. L'amplificateur à F1 sera, en quelque sorte, coupé en son milieu.

Par ailleurs, les éléments présents dans un bati du type relais permettent d'équiper deux canaux HF à double sens, au lieu d'un seul. Mais ces canaux HF, utilisant, pour des raisons évidentes de protection contre les interférences 4 fréquences au lieu de 2 c'est-à-dire F1, F1', F2, F2',.

D'où la nécessité de disposer, de 4 Sources hétérodynes séparées (oscillateurs locaux) : FH R1, FHE 1, FHR 2, FHE 2.

La figure 2 représente ainsi une baie terminale SHF, à deux canaux et à double sens.

11.2.2. Sous - ensemble de modulateurs et de démodulateurs:

Ils doivent :

- Pour les modulateurs, délivrer le signal modulé au stade F1
- Pour les démodulateurs, opérer à partir de la F1, ceci pour entrer dans le cadre fixé (figure 2).

Compte - tenu des encombrements, une baie normale pourra, par exemple, contenir, jusqu'à 4 modulations et démodulations.

Un modulateur de ce type comprendra, ordinairement, 2 étages oscillateurs modulés en fréquence, en opposition et opérant à des fréquences plus élevées que la F1.

.../...

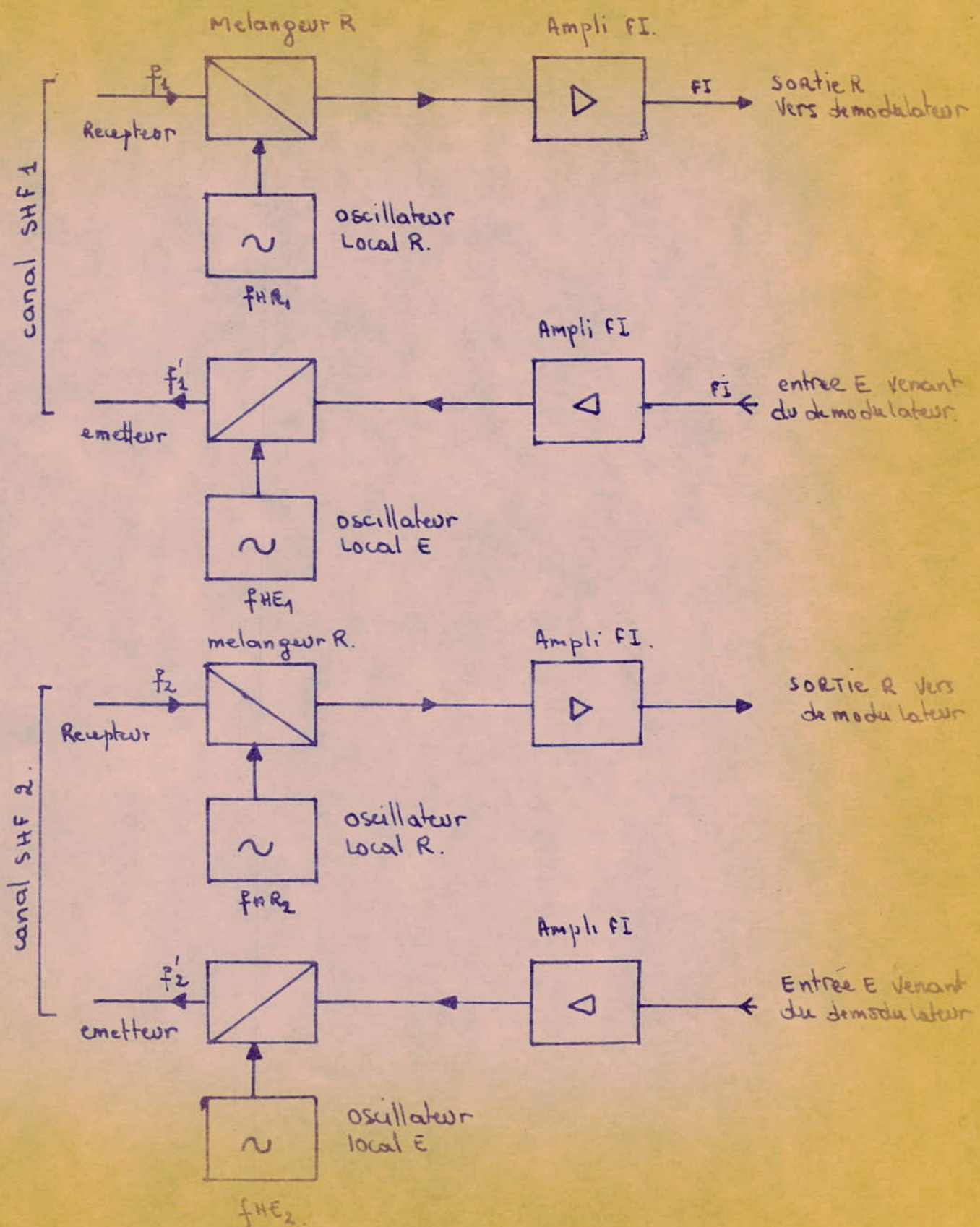


FIG 2 : BAIE TERMINALE SHF à 2 canaux et à double sens

On tirera le signal modulé d'un mélangeur attaqué par 2 oscillateurs. Il permettra de sortir la différence des fréquences, et l'oscillation F1 de sortie bénéficiera ainsi d'un Δf double ! (Δf : déviation de fréquence).

Sur le schéma de la figure 3, choisi en exemple, la modulation de fréquence se fait au moyen de diodes varactor V A 1, et V A 2 (capacité variable en fonction de la tension de polarisation).

Les diodes V A 1 et V A 2, attaquées en parallèle par le signal modulant (bande de base), sont branchées en sens inverses de façon à réaliser sur les oscillateurs qu'elles commandent des déviations de fréquences, Δf en opposition de phase. Soient F 1 et F 2 les fréquences de ces deux oscillateurs ; le mélangeur de sortie, équipé de la diode D, délivre la différence des fréquences (F1) F1 - F2.

La déviation de fréquence sera $2 \Delta f$.

La déviation nécessaire, en outre, de réaliser une régulation sur la fréquence moyenne (commande automatique de fréquence : CAF). A cet effet, on attaque par le signal de sortie F1 un discriminateur. étalonné, parfaitement stable et centré.

Les composantes de modulation étant éliminées par filtrage, on ne retient que la composante moyenne, qui sert de tension de correction à la chaîne de CAF.

Comme on le voit sur la fig 3, il est possible d'utiliser les diodes varactor, à la fois ^{pour} la modulation et pour la régulation de la fréquence moyenne des oscillateurs F1 et F2.

Un modulateur de ce type peut remplacer, dans de nombreux cas, l'oscillateur à klystron sur ^à électrode reflex.

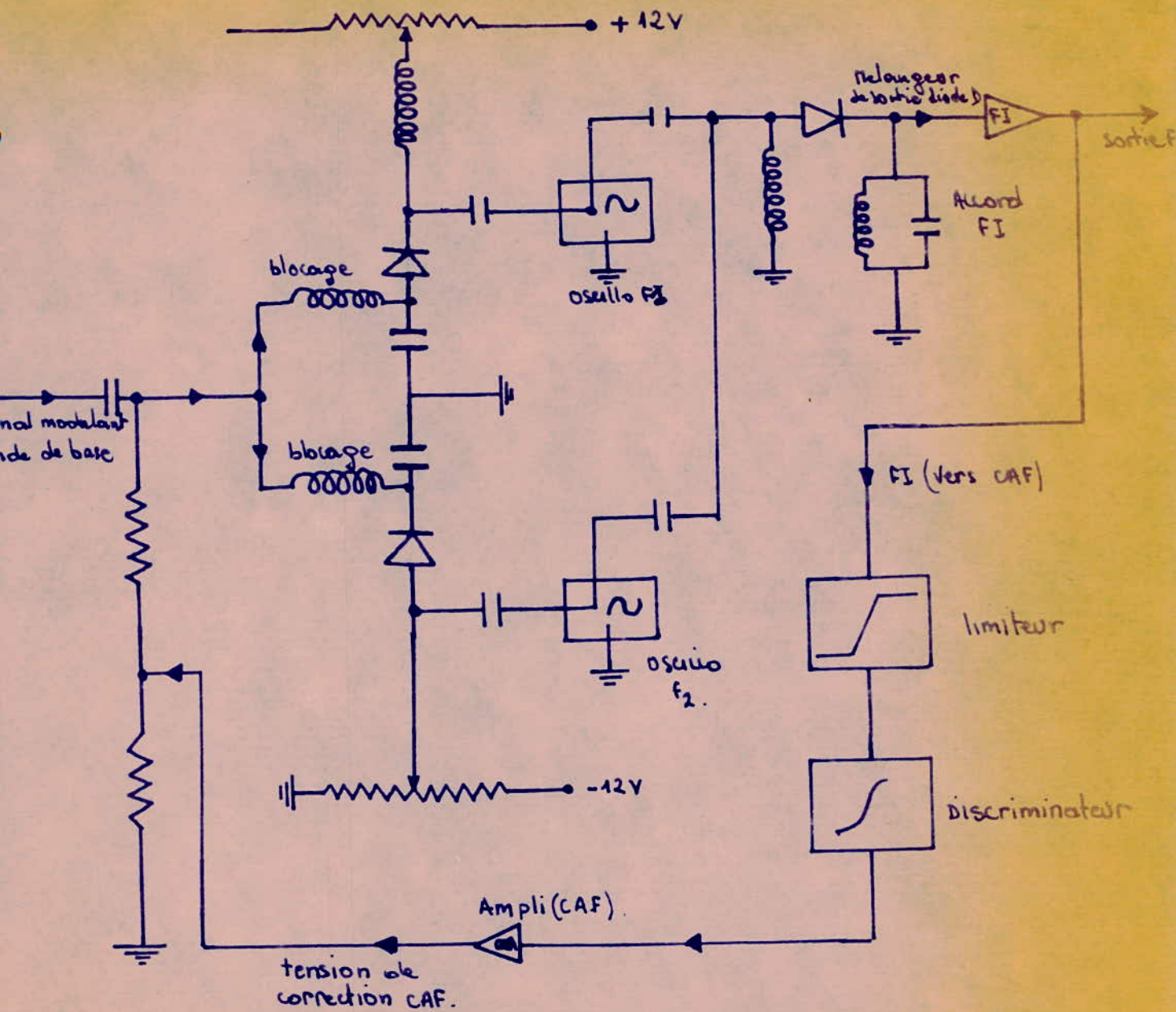
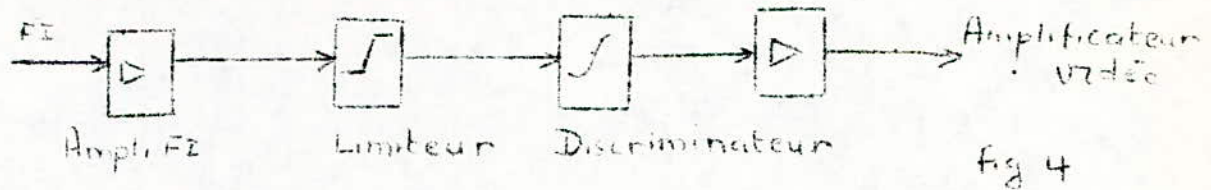


Fig 3 MODULATEUR FI

Le démodulateur opéré directement en FI. Il présente le schéma usuel en modulation de fréquence (figure 4) : limiteur, discriminateur, amplificateur vidés.



III Equipements radiorélectriques

Au point de vue exploitation, on distingue les stations terminales et les stations relais.

Dans les stations terminales, l'onde porteuse est modulée et démodulée.

La modulation se fait sur une fréquence intermédiaire à 70 MHz, qui subit ensuite un changement de fréquence pour être émise, par exemple, à la fréquence F1. Dans une station relais, on doit changer de fréquence afin de réémettre sur F'1 ce que l'on reçoit sur F1. Le changement de fréquence se fait en revenant à la fréquence intermédiaire. On ne démodule pas.

III.1 Equipements à transposition de fréquence

Exemple T FH 664

Le schéma de la figure 5 montre l'organisation générale d'un tel type d'équipement.

Principe de fonctionnement :

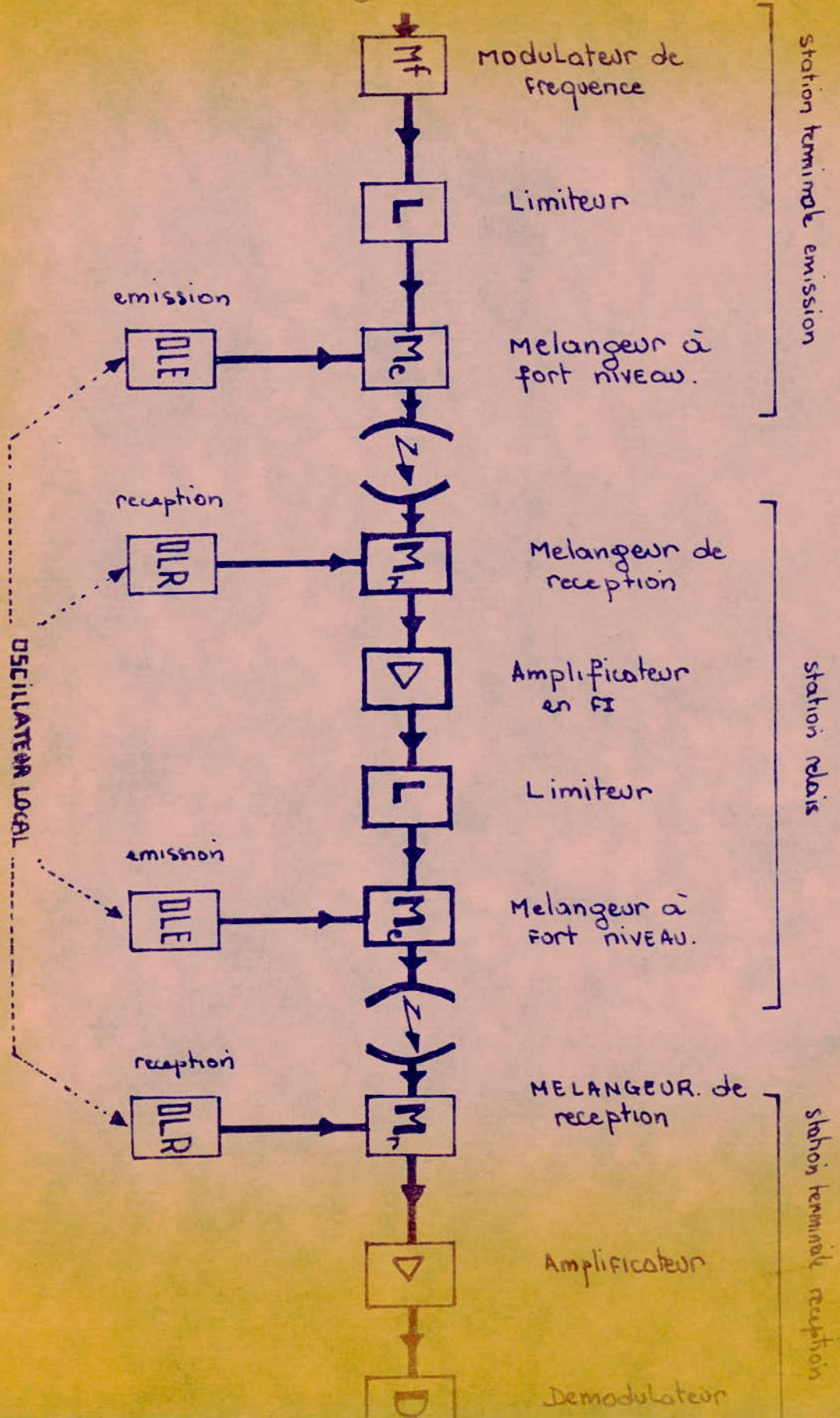
III.1.1. Station terminale émission

Le signal à transmettre est appliquée à l'entrée d'un modulateur qui délivre un signal en fréquence intermédiaire modulé (en général 70 MHz et 0,3 V sous 75 Ohms).

Le signal à fréquence intermédiaire est appliqué à l'entrée d'un limiteur éliminant la modulation d'amplitude parasite et délivrant un niveau de sortie constant. Il est ensuite appliqué à l'entrée d'un mélangeur à fort niveau, alimenté par un oscillateur local d'émission à forte puissance (de 0,1 à 1 W environ) qui le transpose dans la bande désirée.

Entrée du signal en bande de base

ORGANISATION GENERALE D'UN EQUIPEMENT A TRANSPPOSITION DE FREQUENCE



Le signal ainsi obtenu est transmis à l'antenne.

III.1.2. Station terminale réception

Le signal SHF capté par l'antenne est appliqué à l'entrée d'un mélangeur de réception alimenté par un oscillateur local de faible puissance (1 mW environ) ; qui le transpose en fréquence intermédiaire.

Après amplification, le signal à fréquence intermédiaire est appliqué à l'entrée d'un démodulateur qui restitue le signal à transmettre.

III.1.3. Station relais.

La station relais est constituée par une station terminale "réception" et une station terminale "émission" dans lesquelles ont été supprimées le modulateur et le démodulateur.

La présence du limiteur élimine la modulation d'amplitude introduite par le bruit du récepteur et rend la puissance d'émission indépendante de la puissance de réception.

L'addition d'un démodulateur branché sur la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire permet l'extraction du signal modulant (voie de service, voie téléphonique locale).

L'oscillateur local d'émission est en général modulable par des voies téléphoniques ou signaux de service dont le spectre est extérieur au spectre par le groupe de voies qui ne font que transister. Cette organisation permet de disposer de voies téléphoniques dans les stations relais pour la desserte des villes situées le long du parcours du faisceau hertzien.

Les oscillateurs locaux "émission" et "réception" sont en général constitués par un oscillateur à quartz fonctionnant entre 50 et 120 MHz, suivi d'amplificateurs à transistors et de multiplicateurs à varactor.

III.2. Equipements à modulation directe

Exemple TFH 6645

Le schéma de la figure 6 montre l'organisation générale d'un tel équipement.

Principe de fonctionnement :

III.2.1. Station terminale émission :

Le signal à transmettre à l'entrée d'un modulateur de phase alimenté par un oscillateur piloté par quartz.

Le signal ainsi obtenu est porté à la fréquence d'émission à l'aide d'une chaîne de multiplicateurs de fréquence à varactor.

III.2.2. Station terminale réception :

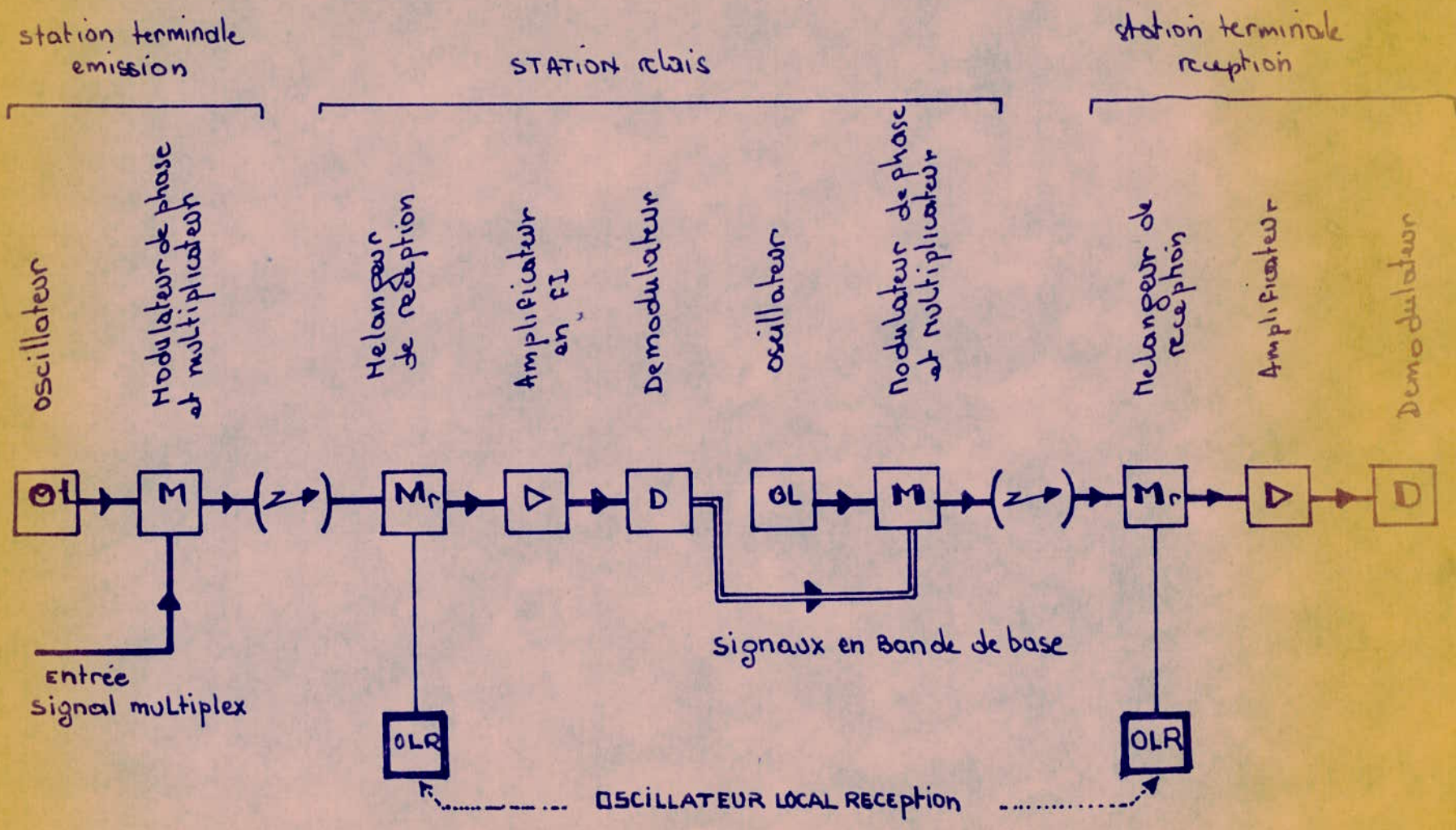
Le signal SHF capté par l'antenne est appliqué à l'entrée d'un mélangeur de réception alimenté par un oscillateur local de faible puissance (1mw) qui le transpose en FI à 70MHZ. Après amplification, le signal à fréquence intermédiaire est appliqué à l'entrée d'un démodulateur qui restitue le signal à transmettre.

III.2.3. Station relais

La station relais est constituée par une station terminale "réception" bouclée sur une station terminale 'émission'. Cette solution donne accès aux signaux en bande de base dans toutes les stations.

III.2.4. Comparaison avec le système précédent :

Le schéma général de la modulation directe est plus simple, principalement en ce qui concerne l'émetteur, qui se trouve pratiquement réduit à la source SHF.



ORGANISATION GENERALE D'UN EQUIPEMENT A MODULATION DIRECTE

La démodulation systématique dans chaque relais suivie d'une remodulation, apporte un bruit supplémentaire qui serait inacceptable sur les longues artères de grandes capacités, mais qui reste peu sensible pour les capacités moyennes sur des trajets de quelques bonds. L'utilisation directe de la source d'émission, sans passage à travers un mélangeur, conduit à une augmentation appréciable de la puissance émise, donc à une grande facilité d'emploi.

IV Filtrés de branchement SHF des divers canaux

1) Introduction :

Le rôle des filtres de branchement est, comme on le sait, de permettre l'attaque d'une antenne unique par plusieurs émetteurs et plusieurs récepteurs, caractérisés, fort heureusement, par des fréquences de fonctionnement toutes différentes.

Un 'duplexeur' permet de grouper un émetteur et un récepteur. Un "diplexeur" permet de grouper deux émetteurs et deux récepteurs.

Plusieurs émetteurs et plusieurs récepteurs peuvent être regroupés par des multiplexeurs (combinaison de duplexeurs et diplexeurs).

Les filtres sont constitués d'une suite de cavités résonnantes couplées.

Le nombre de cavités constituant chacun des filtres d'émission ou de réception est fonction du plan de fréquence choisi.

Dans les équipements fonctionnant en hyperfréquence, les circuits de branchement sont réalisés par filtres passe-bande et circulateurs (ou gyrateurs).

Plusieurs types de filtres sont utilisés : cavités couplées directement ou non, à diélectrique, air ou autre etc....

Le nombre de cavités utilisées varie généralement de 4 à 6.

Les circulateurs sont des ortopoles particuliers dans lesquels l'énergie hyperfréquence ne circule que dans un sens bien défini.

2) Structure générale :

Une structure intéressante est la suivante :

a) On utilise un duplexeur de polarisation pour séparer l'ensemble des canaux d'émission de l'ensemble des canaux de réception. A cet effet les émissions et les réceptions se font avec des polarisations croisées ; ce qui permet, par le jeu du duplexeur, de bénéficier d'une atténuation notable (de l'ordre de 40 db), entre les émissions et les réceptions.

b) On emploie des circulateurs, associés à des filtres passe-bande pour isoler les différents canaux.

Suivant cette technique (fig 7), l'ensemble des canaux arrivent en A. Ils se retrouvent en B ; mais seul, sort en B le canal situé à l'intérieur de la bande passante du filtre passe-bande branché sur B (pour lequel la sortie du circulateur se trouve adaptée). Sur les autres canaux, l'entrée du filtre en question se comporte comme court-circuit vis à vis de B.

Il y a réjection, en bloc, vers la sortie C.

On peut utiliser un circulateur à la place du duplexeur de polarisation D.

Le dispositif circulateur + Filtre est itératif, c'est-à-dire qu'on peut l'utiliser autant de fois que l'on veut, en faisant appel, à chaque fois, à des filtres passe-bande SHF, centres sur le canal que l'on veut isoler.

Naturellement, la technique en question est réversible ; c'est-à-dire qu'elle permet tout aussi bien de réunir les sorties des émetteurs que des séparer les attaques de récepteurs.

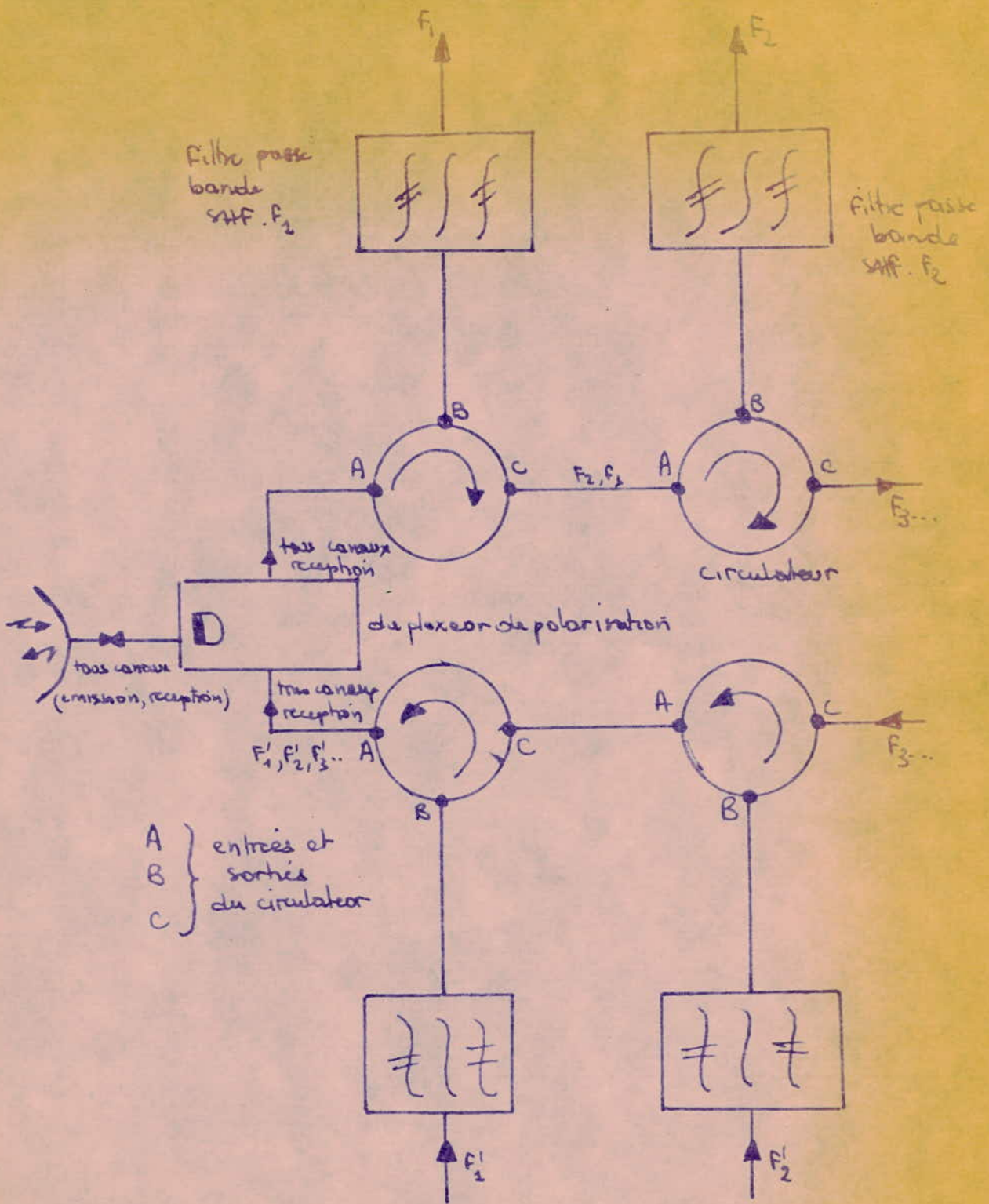


Fig 7: FILTRE DE BRANCHEMENTS S.H.F.
 deux canaux émission
 deux canaux réception

V) Dispositifs auxiliaires

Malgré leur dénomination d'auxiliaires, ces dispositifs n'en sont pas moins indispensables à la bonne exploitation des matériels.

Ces dispositifs sont destinés à remplir les fonctions suivantes:

- transmission d'une ou deux voies de services
- commutation automatique des canaux
- télésurveillance de la liaison (télésignalisation et télécommande).

1) Voies de service :

Elle a pour but de permettre aux opérations des divers stations d'échanger des conversations relatives à l'exploitation.

On doit prévoir des postes même dans les stations non surveillées, de manière à entrer en contact avec les équipes volantes de dépannage.

La voie de service sera, dans la plupart des cas, écoutée par le faisceau principal. On la placera en bande de base soit en dessous du spectre des courants porteurs, soit au-dessus.

Les voies de service comprennent :

- Une voie téléphonique de service " omnibus " reliant toutes les stations d'une liaison.
- Une voie téléphonique de service " express " utilisée entre les stations d'extrémité pour le cas de liaisons comportant plusieurs relais (son emploi est en principe exceptionnel pour les liaisons régionales).
- Une voie acheminant les signaux nécessaires au fonctionnement de la commutation automatique des canaux.
- Une voie acheminant les signaux de télésurveillance.

2) Commutation automatique

Une première nécessité consiste à éviter les interruptions du trafic.

Pour cela, on prévoit le plus souvent un canal complet de secours, maintenu prêt à entrer en action en cas de défaillance sur un élément de matériel, et qui doit intervenir, dans cette éventualité, dans un délai extrêmement rapide.

Ces dispositifs de commutation automatique supposent ainsi l'existence d'une artère de secours, et les moyens propres à déceler les pannes et à assurer les commutations voulues.

Dans le cas d'une seule liaison, l'artère de secours doublera la voie principale ; il faut néanmoins penser qu'il y a généralement deux sens en jeu.

Dans le cas de multiples canaux SIF, et en double sens, on se contente le plus souvent d'un canal de secours, mais qui sera en double sens, pour l'ensemble des canaux.

Dans notre cas, on aura trois canaux en service et un canal de secours.

Les règles de fonctionnement suivantes seront généralement admises.

a) Les sens sont considérés séparément. C'est-à-dire que la défaillance sur un canal, relative à un sens, est corrigée par la mise en action du canal de secours relatif à ce sens sans que rien ne soit changé sur l'autre sens, si celui-ci continue à fonctionner normalement.

b) Les points de commutation sont choisis, soit en bande de base, soit en FI. C'est cette dernière solution qui est le plus souvent utilisée dans le cas de multiples canaux.

c) Il existe un certain nombre de sections de commutations dans une artère hertzienne. Ces sections englobent, le plus souvent, plusieurs bonds hertziens, de manière à arriver à une certaine simplification dans l'exploitation.

La figure 8 correspond à notre cas : 3 canaux SHF en service et 1 canal de secours SHF.

On a représenté pour un seul sens, les matériels d'une section de commutation englobant 2 relais SHF intermédiaires.

Cette figure permet de dégager quelques impératifs pour le bon fonctionnement des dispositifs de commutation.

Supposons une défaillance dans le canal B de la section de commutation représentée (sens origine - extrémité, suivant un terme consacré). Bien entendu, il n'y a aucune raison pour que le sens opposé (sens extrémité - origine) soit affecté d'une panne.

A l'arrivée en 3 B, des dispositifs d'exploration, rattachés aux batis spéciaux de commutation automatique, s'apercevant de la défaillance. L'exploration se fait sur une onde pilote dite de continuité, incluse dans le spectre de bande de base, et sur le niveau de bruit parasite analysé dans une bande voisine de la fréquence pilote par démodulation de la FI reçue.

Si l'analyse du signal reçu montre que la qualité n'est pas conservée il convient alors d'effectuer la commutation en passant 4 B sur 3 S ; mais il faut pour cela s'assurer que la voie de secours n'est pas déjà employée. Si tel n'est pas le cas, on peut donner l'ordre, par le sens de transmission inverse, d'effectuer la commutation de départ correspondante :

1 B sur 2 S.

On voit donc, sans entrer, dans les détails, qu'il faut mettre en oeuvre un certain nombre de circuits logiques analysant la situation, échanger des ordres de télécommande et évidemment assurer, au niveau de la FI, les commutations proprement dites. Celles-ci seront normalement effectuées par des moyens purement électroniques (diodes de commutation).

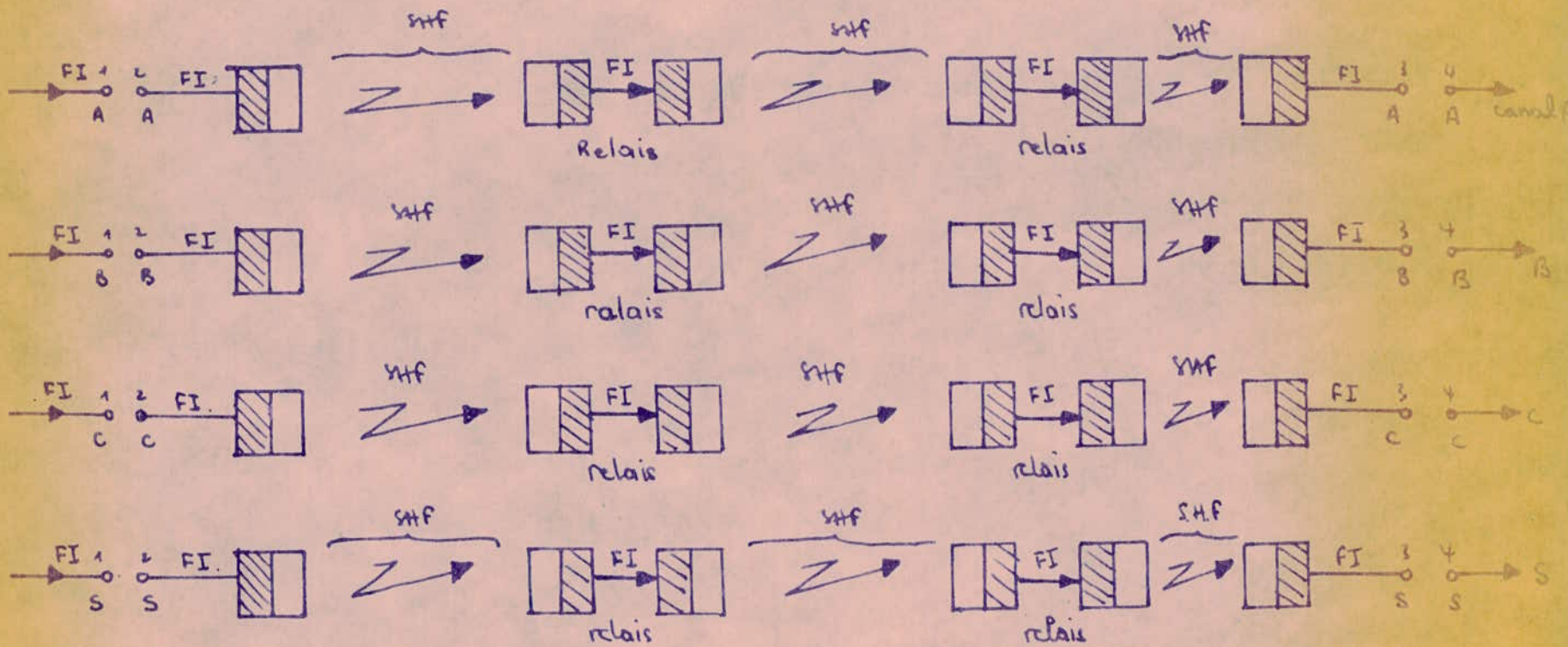


FIG 8: EXEMPLE d'une section de commutation ayant trois canaux A,B,C en service, avec un canal de secours S.

3.1.) Principe :

Si la commutation automatique a pour but d'assurer le passage immédiat d'un canal défaillant à un canal de secours, elle ne donne aucune information sur l'origine de la panne.

Ces informations, ainsi qu'un certain nombre d'autres, sont fournies par la voie de télésignalisation.

Parmi les différentes stations, rencontrées le long du faisceau hertzien, on distinguera, du point de vue de l'exploitation :

- Les stations surveillées (en général des stations relais) où le fonctionnement s'effectue sans la présence permanente de personnel
- Les stations surveillantes (en général des stations de type terminal) où le fonctionnement a lieu en présence permanente de techniciens.

Les informations de télésignalisation sont émises à partir des stations surveillées pour aboutir, dans les stations surveillantes, à un panneau de télésignalisation où les événements sont visualisés.

3.2. Exemple :

Un dispositif de télésignalisation utilisé par la CSF assure par exemple la transmission de 16 événements pour chaque station surveillée. Chaque événement se traduit simplement par une information de tout ou rien.

..../...

La capacité maximale du dispositif complet permet de surveiller simultanément 8 stations en un même point de télésurveillance.

Pour assurer la transmission des informations à travers la voie de service, on affecte une fréquence particulière, dans l'intervalle 2 400 à 3 400 KHz, à chaque station surveillée.

On a, en effet, la possibilité de disposer de 8 fréquences dans cette bande en les espaçant de 120 KHz. Chaque de ces fréquences recevra une modulation. Les signaux modulateurs ayant la forme binaire (0 ou 1), cette modulation consistera en un déplacement de fréquence de $\Delta f = \pm 35$ KHz.

La forme binaire du signal de modulation permet d'adopter le multiplexage dans le temps pour la transmission successivement, des 16 événements.

Le cycle complet comprend l'envoi de 56 digits égaux chacun durant 20 ms. La durée totale du cycle est donc de 1 120 ms.

L'échelonnement du multiplexage est le suivant :

- Synchronisation générale (8 digits) 1111 0000
- Première information : début de message (adresse):
1 indication de l'incident : 0, tout est correct
1, Evènement incorrect, retour à zéro : 0,
- et ainsi de suite pour les 16 informations successives.

Dans le dispositif ci-dessus décrit, la voie de service est écoulee dans la partie basse de la bande de base.

.../...

CHAPITRE XI

Etablissement de l'avant - projet et calcul de la liaison hertzienne

1.1. Généralités :

Le but de l'exposé n'est pas de définir une règle rigide permettant d'établir un projet complet de liaison hertzienne mais d'évoquer les principaux problèmes rencontrés lors de l'établissement d'un avant - projet.

Dans un souci de simplification, seuls sont abordés les problèmes spécifiques au FH et à son environnement, à l'exclusion des organes d'extrémité dépendant des équipements multiplexe ou des câbles de liaison entre centre d'amplification et station hertzienne.

Le plan adopté reprend dans l'ordre les principales étapes rencontrées dans l'établissement d'un projet.

- a) Définition des caractéristiques de la liaison projetée
- b) Choix des équipements
- c) Tracé de la liaison ou choix des sites
- d) Estimation des performances radioélectriques.

1.2. Définition des caractéristiques de la liaison projetée.

La définition des caractéristiques s'effectue en tenant compte des services que doit rendre la liaison et des particularités locales d'installation.

À l'origine, un besoin en réseau de télécommunication a été exprimé.

Le problème de transmission de ce réseau peut être résolu par FH. Son étude peut être menée indépendamment du problème des matériels multiplex à condition de tenir compte des extensions prévisibles de capacité.

Pour la clarté de l'exposé, les principales caractéristiques généralement définies sont données sous forme d'une liste se rapportant à la liaison Alger-El-Asnam, liaison qui fera l'objet du projet.

A) Caractéristiques générales :

! Points à relier	! Alger - El-Asnam	!
! Nombre de canaux	! 4 (3 N et 1 S)	!
! "Radiofréquence"	!	!
! Capacité de chaque Canal	! 960 Voies	!
! Type de multiplex	! FDM	!
! Envisage	!	!
! Commutation automatique	! OUI	!
! Contrôle de qualité de transmission	! OUI	!
! Voie de service indépendante des équipements Multiplex	! OUI	!
! Télésurveillance	! OUI	!
! Station surveillante	! A L G E R	!

B) Particularités locales d'installation :

1) Possibilités d'implantation des supports d'antenne et des équipements.

a) Equipements radioélectriques :

Alger : Salle spéciale (de 16 m²
El-Asnam: Salle des équipements multiplex.

b) Montage des pylones et des antennes

Les hauteurs des pylones et de fixation des antennes ont été calculées pour satisfaire aux besoins de la liaison initiales et future, c'est-à-dire en tenant compte de l'évolution du réseau en configuration 2 700 voies.

Les paramètres utiles aux calculs sont les suivants:

- * Dégagement pour $K = 4/3$ 1er zone de FRESNEL
- * " " $K = 2/3$ $\frac{1}{2}$ de la 1er zone de FRESNEL
- * Hauteur minimum de fixation $\frac{1}{2}$ 10 mètres.

D'autres part les éléments suivants sont également pris en considération :

* Les antennes du système futur 2 700 voies sont montées 5 mètres en - dessus de l'antenne principale du système 960 voies.

Remarque :

Les pylones sont du type A (pylone auto-supporté): dans toutes les stations sauf à El-Asnam ils sont du type T (pylone de toit).

2) Possibilités d'alimentation en énergie électrique.

a) Caractéristiques générales :

Les installations d'énergie fournies permettront un fonctionnement permanent des équipements radioélectriques au cas de défaillance du réseau commercial.

Elles assureront en outre, la fourniture d'énergie aux installations annexes à l'exception de la ventilation ainsi que du préchauffage du groupe électrogène, pendant ces memes périodes d'intrruption du réseau.

L'appareillage électrique sera conforme aux spécifications et règles de normalisation de la CEl aux dispositions relatives à la protection contre les dangers du courant électrique, ainsi qu'aux dispositions relatives à la protection contre les troubles parasites.

Tous les équipements d'énergie sont fournis par le fournisseur . Ils comprennent les batteries , les chargeurs et les groupes électrogènes avec leur tableau de commande.

Dans certaines stations, les groupes électrogènes sont déjà disponibles.

En outre la station d'El-Asnam sera équipée de batteries et chargeurs destinés à l'alimentation des équipements multiplex.

Les batteries seront constituées en deux bancs de meme capacité. Chaque banc ayant une capacité de 10 heures, à la température de 25° C, soit une autonomie de 20 heures pour la station. Un élément de réserve est prévu pour chaque batterie.

Les chargeurs sont constitués de 2 redresseurs, chaque redresseur ayant la capacité d'alimentater les équipements tout en chargeant les batteries en floating.

b) Matériel de réserve :

Le fournisseur livrera un lot de matériel de réserve et de pièces détachées nécessaires au bon fonctionnement et pour une maintenance de 5 ans.

Pour le groupe électrogène, les pièces de rechange sont prévues pour un bon fonctionnement et une maintenance de 750 heures soit 100 heures par an pendant 5 ans.

1.3 Choix des équipements

Le choix des équipements retenus pour un projet définitif résulte de différentes contraintes dont l'importance relative et l'interaction peuvent varier d'une liaison à l'autre. A ce stade de l'avant - projet, nous ne retiendrons que les trois plus importantes qui sont : la capacité, la fréquence de travail et le type de multiplex.

On notera que le choix des équipements n'a pas une action fondamentale sur le tracé de la liaison sauf dans le cas où des performances particulières seraient recherchées.

Capacité : 960 voies
Fréquence de travail 6 770 MHz
Type de multiplex : FDM

1.4 Tracé de la liaison Choix des sites

1.4.1. Généralités :

On rappelle que le tracé de la liaison consiste à déterminer le nombre et l'emplacement des différentes stations hertziennes, compte tenu de la portée des équipements envisagés, du dégagement radioélectrique nécessaire à une bonne propagation et des conditions locales d'installation.

Portée des équipements . Marge de fading

Il existe pour chaque équipement une puissance de seuil qui est la puissance de réception en-dessous de laquelle le récepteur ne fonctionne plus correctement.

Dans le cadre d'une propagation en espace libre, il est possible de définir une portée maximale du système, qui tient compte de la puissance d'émission, des pertes dans les feeders, du gain des antennes, de la puissance de seuil et de l'atténuation théorique de propagation.

Dans le cadre d'une propagation en espace réel, au voisinage du sol, il peut parfois se produire, en plus de l'atténuation théorique de propagation en espace libre, un affaiblissement supplémentaire dépendant de la nature du relief et du climat. Cet affaiblissement supplémentaire ou évanouissement (fading n'atteint une valeur importante que pendant un très faible pourcentage du temps. Cette valeur croît en général plus rapidement que la longueur du tronçon.

Pour tenir compte de l'existence possible de ces évanouissements, il convient de limiter la portée des équipements à une valeur telle que la puissance de réception en régime normal soit nettement supérieur à la puissance de seuil.

La différence entre la puissance de réception en régime normal (propagation supposée en espace libre) et la puissance de seuil définit la marge d'évanouissement du système sur le tronçon considéré.

Pour les différents tronçons, on calcule la marge d'évanouissement à l'aide de la formule approchée :

$$\boxed{! A = 36 - - 20 \text{ Log } \frac{50}{D} !} \quad \text{! où } D \text{ est la longueur du tronçon en km. !}$$

Dégagement radioélectrique :

Pour éviter l'apparition d'évanouissements importants et assurer en régime normal une propagation voisine de celle obtenue en espace libre, il ne suffit pas que les antennes d'émission et de réception soient en visibilité optique. Il faut en plus qu'une partie de l'espace entourant le rayon direct joignant les 2 antennes soit dégagée de tout obstacle susceptible d'intercepter ou de réfléchir une partie de l'énergie. Cette portion de l'espace correspond au 1^{er} ellipsoïde de FRESNEL dont les caractéristiques ont été données au chapitre V.

Conditions locales d'installation :

Conditions locales d'installation

L'infrastructure et les travaux de génie civil représentent en général une part importante du coût total de la liaison, il convient de tenir compte des facilités d'accès, des possibilités d'alimentation en énergie électrique et éventuellement de la nature des sols avant de fixer l'emplacement d'une station hertzienne. En particulier, l'emploi des pylones de hauteur plus grande ou de réflecteurs passifs permet souvent l'implantation des stations relais en bordure d'une route et à proximité des lignes d'énergie, au lieu du sommet d'une colline proche difficilement accessible.

1.4.2. Choix des sites.

En première analyse, on peut admettre que le choix des sites consiste à réunir les extrémités de la liaison par une série de bonds en visibilité optique. Il va de soi, que, sous réserve des conditions locales d'installation, le nombre de bonds doit être minimal et que les points susceptibles d'être utilisés pour l'implantation des stations relais sont en général les points hauts de la région. La détermination de ces points peut naturellement être effectuée directement sur le terrain, mais il est en général plus commode de procéder de la façon suivante :

- a) * Prétude cartographique permettant de définir la zone des points utilisables et les points apparemment les mieux adaptés.
- b) * Sélection de 2 ou 3 points à la suite d'une reconnaissance sur le terrain.
- c) * Etude complète des tracés correspondants aux 2 ou 3 points retenus.

a) Prétude cartographique :

Elle s'effectue sur une carte à grande échelle, ou mieux sur carte en relief, éditées par l'institut géographique et consiste à déterminer la zone des points utilisables, et, à

l'intérieur de cette zone, les points apparemment les mieux adaptés.

Ces points seront situés près d'une route et d'une ligne de distribution d'énergie électrique tout en ayant de fortes chances d'être en visibilité optique. Pour chacun de ces points les plus hauts rencontrés sur le trajet, ce qui permet une première sélection.

b) Reconnaissance sur le terrain

Au stade de l'avant - projet, il s'agit d'une reconnaissance sommaire des points susceptibles d'être retenus, de façon à déterminer les conditions exactes d'accès et d'implantation et l'absence d'obstacles proches qui n'apparaîtraient pas sur les cartes.

De plus, une visée effectuée avec une simple jumelle ou un jeu de lumière permet d'obtenir des renseignements complémentaires sur le dégagement. Cette reconnaissance permet de sélectionner les 2 ou 3 points les mieux adaptés à l'implantation d'une station relais.

c) Etude complète des tracés correspondants

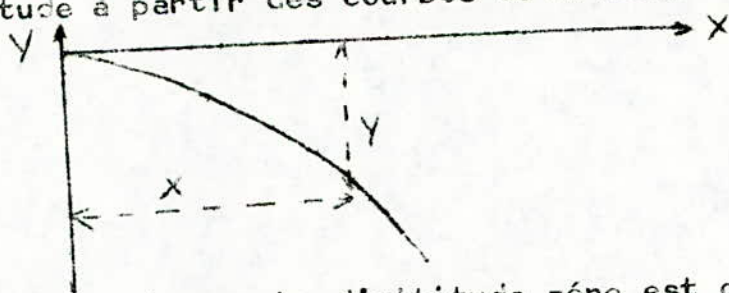
Pour chaque possibilité retenue on procède au tracé complet des profils de la liaison, à la détermination des hauteurs des pylones nécessaires au bon dégagement radioélectrique, et éventuellement à une estimation budgétaire de chaque solution.

L'ensemble des résultats obtenus permet d'effectuer le choix final.

1.4.3. Tracé des profils hauteur des pylones

Le profil d'une liaison s'obtient en portant sur un diagramme représentant la courbe d'altitude zéro, l'altitude et la position des principaux points rencontrés le long du trajet.

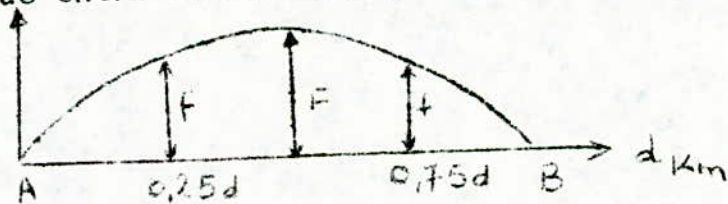
La position d'un point est déterminée par la distance qui le sépare de la station la plus proche et son altitude à partir des courbes de niveaux de la carte.



La courbe d'altitude zéro est obtenue à partir du tableau suivant qui donne l'écart entre la sphère terrestre de rayon $R = R_0 = 6\ 400$ kms et un plan tangent à cette sphère.

X km	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
Y m	2	8	17,5	31,5	49	70,5	96	125,5	159	196

On peut également représenter la courbe de façon symétrique entre les 2 extrémités A et B distantes de D kms.



La flèche au centre est donnée par :

$$F \text{ mètre} = \frac{D^2}{51} \text{ km} \quad \text{pour } R = R_0$$

La flèche à distance $0,25 d$ et $0,75 d$ de A est donnée

$$\text{par } f \text{ mètre} = \frac{D^2}{68} \text{ km}$$

Remarque :

Les cartes ne donnent pas toujours des indications sur la hauteur de la végétation ou l'existence d'immeubles.

Il faut en tenir compte éventuellement.

Hauteur des pylones :

La hauteur des pylones doit être telle que la droite joignant le centre des antennes ait en tout point une altitude supérieure au profil tracé avec un rayon apparent égal aux $4/3$ de R_0 augmentée de la hauteur de la végétation et du rayon du 1^{er} ellipsoïde de FRESNEL au point considéré.

Le tracé précédent permet de déterminer la hauteur du centre des antennes et, par là, la hauteur des pylones nécessaire. Il est évident que l'on doit rechercher la plus faible longueur totale de pylone et à ce titre augmenter la hauteur du pylone le plus près de l'obstacle.

II)

APPLICATION	A	LA LIAISON
ALGER	-	EL-ASNAM

Cet exemple précis est donné pour concrétiser les études précédentes et aboutir à la composition de fourniture d'un système complet.

Le matériel envisagé pour satisfaire aux applications téléphoniques est le matériel SAT fonctionnant dans la gamme des 6 GHz et offrant une capacité de transmissions de 960 voies téléphoniques.

II.1. Définition rapide du problème :

Il s'agit de réunir Alger à El-Asnam par une liaison bilatérale comportant 3 canaux actifs (normaux) et 1 canal de secours. La distance séparant les deux extrémités étant de 181 kilomètres.

Bien entendu, une unique ^{antenne} sera employée dans chaque station et un dispositif d'aiguillage, permettra de coupler les deux émetteurs et les deux récepteurs à chaque antenne.

Un système de commutation automatique en FI ou en fréquence de base sera utilisé.

Chaque sens de transmission sera équipé des auxiliaires permettant un contrôle de qualité.

La liaison comportera une voie de service.

La surveillance sera assurée uniquement à partir de la station terminale d'Alger.

11.2. Tracé de la liaison :

Dans notre avant projet, les points à réunir sont les centres d'amplification d'Alger et d'El-Asnam, situés à l'intérieur de ces villes, en des lieux où il n'est pas pratique d'ériger des pylônes élevés.

Dans ces conditions, la liaison directe n'est pas possible (obturation du trajet) et des points relais doivent être choisis en visibilité des deux terminaux compte tenu de la zone montagneuse dans laquelle on se trouve, les points hauts ne manquent pas au voisinage des stations à desservir.

Une solution peut être adoptée :

On installe 3 relais entre, Alger et El-Asnam.

Ferme T A C H E F : Station terminale reliée par cable à Alger.

Chrèa, point "E", ANNEB : stations répéteurs
El-Asnam : Station terminale

Autrement dit, on a 4 bonds radioélectriques.

Distance des différents bonds :

Ferme TACHEF	Chrèa	:	Distance	40,7 Km.
Chrèa	point E	:	Distance	53,3 km
Point E	ANNEB	:	Distance	32,4 km
ANNEB	El-Asnam	:	Distance	54,7 km.

11.3 Données caractéristiques du matériel

<u>Gamme de fréquence</u> :	6430 - 7110 MHz		
<u>Fréquence centrale HF</u> :	6,77 GHz		
<u>Longueur d'onde</u> :	0,044 m		
<u>Puissance de sortie de l'émetteur</u> (avant aiguillage hyperfréquence) :	+ 26,5 DBm		
<u>Facteur de bruit du récepteur</u> :	6,5 DB		
<u>Excursion de fréquence</u> :	200 KHZ		
<u>Fréquence en bande de base</u> <u>de la voie calculée</u> :	3886 KHZ		
<u>Amélioration due à la préaccentuation</u> :	3,3 DB (à 3886 KHZ)		
<u>Pertes du circuit d'aiguillage</u> :	3,2 DB (3 canaux HF)		
<u>Pertes de la ligne de transmission</u> :	0,051 DB/mètre		
<u>Bruit propre à l'émetteur - Récepteur</u> :	37 PW		
<u>Bruit propre au modulateur - démodulateur</u> :	23 PW		
<u>T.O.S. du circuit d'aiguillage</u> :	1,05		
<u>Diamètre des antennes (en mètres)</u> :	3	3,3	4
<u>Gain (en DB)</u> :	44	44,1	45,7
<u>T.O.S</u>	1,06	1,06	1,06
<u>Rapport avant arrière</u>	75	65	65

11.4 Organisation de la liaison

La liaison Alger- El-Asnam sera du type bilatérale avec secours. Elle comprendra 2 stations terminales et 3 stations relais passifs.

.../...

Un système de commutation automatique commandé par contrôle de qualité assurera le passage du canal normal sur le canal de secours, par sens de transmission.

La liaison sera du type 3 + 1 (3 canaux normaux + 1 canal de secours).

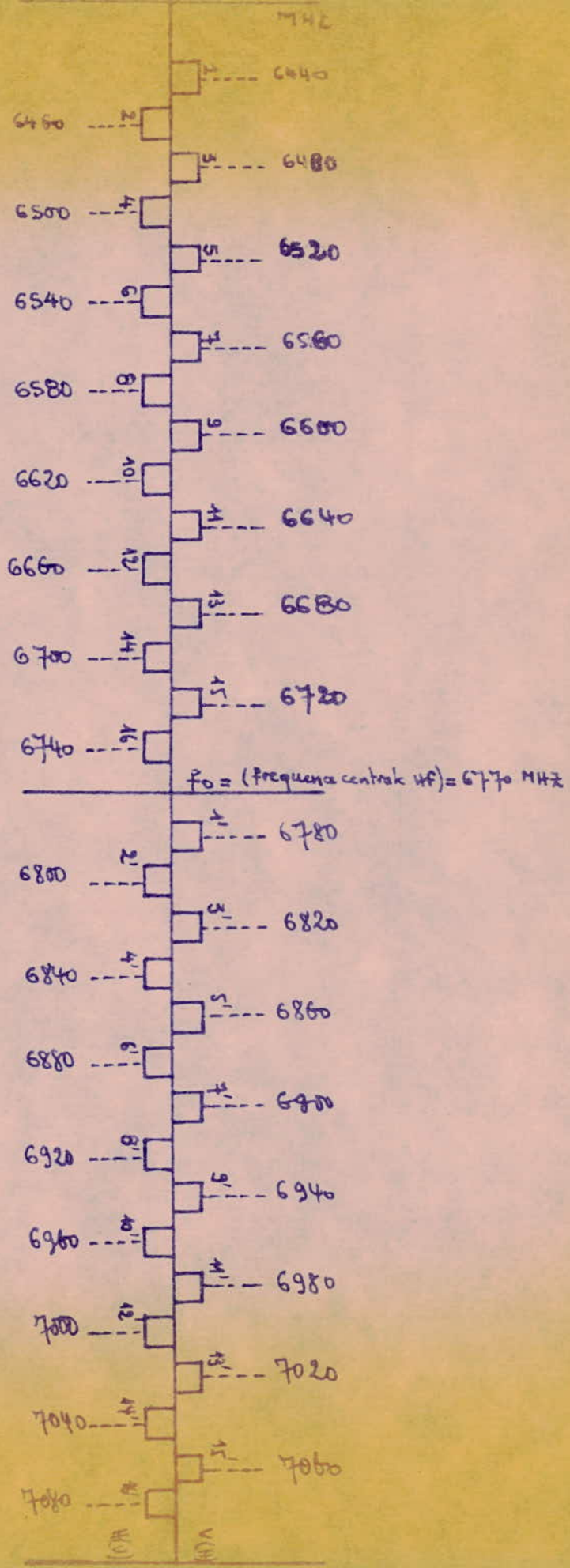
Elle comportera 1 voie de service omnibus qui dans le cas d'usage en téléphonie, sera transmise en-dessous du spectre de bande de base.

La liaison sera télésurveillée à partir d'Alger qui sera la station surveillante. Donc à El-Asnam et dans les stations relais, des ensembles de signalisation seront prévus avec transmission, comme la voie de service téléphonique.

Le branchement des équipements à l'antenne sera assuré par filtres et circulateurs.

Fig

PLAN DE REPARTITION DES FREQUENCES



CALCUL DE LA LIAISON ALGER - AL ASNAM

1) calcul des gains des antennes.

on utilisera la formule pratique suivante $G = (20 \log F + 20 \log D - 82,3) \text{ dB}$.

dans laquelle F: représente la fréquence centrale. (en MHz)

D: diamètre de l'antenne (en cm.)

application numérique

1er bond. $F = 6770 \text{ MHz}$
 $D = 330 \text{ cm}$.

$$G_{\text{dB}} = 20 \log 6770 + 20 \log 330 - 82,3 \\ = 20 \cdot 3,83 + 20 \cdot 2,52 - 82,3$$

$$G_{\text{dB}} = 44,7 \text{ dB}$$

2eme bond.

$F = 6770 \text{ MHz}$
 $D = 400 \text{ cm}$.

$$G_{\text{dB}} = 20 \log 6770 \text{ MHz} + 20 \log 400 - 82,3 \\ = 20 \cdot 3,83 + 20 \cdot 2,60 - 82,3$$

$$G_{\text{dB}} = 46,4 \text{ dB}$$

3eme bond.

$F = 6770 \text{ MHz}$
 $D = 330 \text{ cm}$

le calcul est identique à celui du premier bond.

$$G_{\text{dB}} = 44,7 \text{ dB}$$

4eme bond.

$$\text{ANNEB} \begin{cases} F = 6770 \text{ MHz} \\ D = 400 \text{ cm.} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} G_{dB}(\text{ANNEB}) &= 20 \text{Log} 6770 + 20 \text{Log} 400 - 82,3 \\ &= 20 \cdot 3,83 + 20 \cdot 2,60 - 82,3 \end{aligned}$$

$$G_{dB} = 46,4 \text{ dB.}$$

$$\text{ALASNANI} \begin{cases} F = 6770 \text{ MHz} \\ D = 330 \text{ cm.} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} G_{dB}(\text{ALASNANI}) &= 20 \text{Log} 6770 + 20 \text{Log} 330 - 82,3 \\ &= 20 \cdot 3,83 + 20 \cdot 2,52 - 82,3 \end{aligned}$$

$$G_{dB} = 44,7 \text{ dB}$$

2) PERTES DES FEEDERS:

perdes de la ligne de transmission par metre : 0,051 dB/m.

1er bond:

Longueur : 80 m.

$$\text{perdes en dB} : 0,051 \cdot 80 = \underline{4,08 \text{ dB.}}$$

2eme bond.

Longueur : 70 m

$$\text{perdes en dB} : 0,051 \cdot 70 = \underline{3,57 \text{ dB}}$$

3^{eme} bond

Longueur: 55

PERTES en dB: $0,051 \cdot 55 = \underline{2,80 \text{ dB}}$.

4^{eme} bond.

Longueur: 80

Pertes en dB: $0,051 \cdot 80 = \underline{4,08 \text{ dB}}$.

3) perdes des circuits d'Aiguillage

elles sont constantes et egales à : $3,2 \text{ dB}$.

4) perdes en espace libre

L'energie rayonnee subit un affaiblissement proportionnel au carre de la distance d , mesuree en longueur d'onde:

$$A = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2.$$

$$A_{dB} = 10 \text{Log} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 20 \text{Log} \frac{4\pi d}{\lambda}.$$

d : distance (en m)

λ : Longueur d'onde (en m.)

Application numerique:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \left\{ \begin{array}{l} c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \\ f = 6770 \text{ MHz} \end{array} \right.$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{6770 \cdot 10^6}$$

$\lambda = 0,044 \text{ m}.$

1^{er} bond

$$d = 40,7 \text{ km.}$$

$$\lambda = 0,044 \text{ m}$$

$$\begin{aligned} A_{dB} &= 20 \log \frac{4\pi \cdot 40,7 \cdot 10^3}{0,044} = 20 \log 11,62 \cdot 10^6 \\ &= 20 \log 10^6 + 20 \log 11,62 \\ &= 120 + 21,3 \end{aligned}$$

$$A_{dB} = 141,3 \text{ dB}$$

2eme bond.

$$d = 53,3 \text{ km.}$$

$$\lambda = 0,044 \text{ m}$$

$$\begin{aligned} A_{dB} &= 20 \log \frac{4\pi \cdot 53,3 \cdot 10^3}{0,044} = 20 \log 15,22 \cdot 10^6 \\ &= 20 \log 10^6 + 20 \log 15,22 \\ &= 120 + 23,64 \end{aligned}$$

$$A_{dB} = 143,6 \text{ dB}$$

3eme bond.

$$d = 32,4 \text{ km.}$$

$$\lambda = 0,044 \text{ m.}$$

$$\begin{aligned} A_{dB} &= 20 \log \frac{4\pi \cdot 32,4 \cdot 10^3}{0,044} = 20 \log 9,25 \cdot 10^6 \\ &= 20 \log 10^6 + 20 \log 9,25 \\ &= 120 + 19,32 \end{aligned}$$

$$A_{dB} = 139,32 \text{ dB}$$

4^{ème} bond.

$$d = 54,7$$

$$\lambda = 0,044 \text{ m.}$$

$$\begin{aligned} A_{dB} &= 20 \log \frac{4\pi \cdot 54,7 \cdot 10^3}{0,044} = 20 \log 15,62 \cdot 10^6 \\ &= 20 \log 10^6 + 20 \log 15,62 \\ &= 120 + 24,1 \end{aligned}$$

$$A_{dB} = 144,1 \text{ dB.}$$

59 calcul de la puissance de réception

ce calcul peut être conduit de façon très simple, en suivant le chemin du signal radiofréquence depuis sa sortie de l'émetteur à un niveau donné, jusqu'à son entrée dans le récepteur situé à la station opposée. ainsi la puissance de réception sera égale à :

$$P_r = P_e + G_e + G_r - A - \text{Pertes feeders} - \text{Pertes aiguillages}$$

P_e : puissance d'émission

G_e, G_r : respectivement gains de l'antenne d'émission et gain de l'antenne de réception.

A : affaiblissement en espace libre

1^{er} bond.

$$P_e = 26,5 \text{ dBm.}$$

$$G_e + G_r = 89,4 \text{ dB.}$$

$$A = 141,3 \text{ dB.}$$

$$\text{Pertes feeders} = 4,08 \text{ dB.}$$

$$\text{Pertes aiguillages} = 3,2 \text{ dB.}$$

$$P_r = 26,5 + 89,4 - 141,3 - 4,08 - 3,2$$

$$P_r = -32,68 \text{ dBm}$$

2eme bond:

$$P_e = 26,5 \text{ dBm}$$

$$G_e + G_R = 92,8 \text{ dB}$$

$$A = 143,6 \text{ dB}$$

$$\text{Pertes feeders} = 3,51 \text{ dB}$$

$$\text{Pertes aiguillages} = 3,2 \text{ dB}$$

$$P_r = 26,5 + 92,8 - 143,6 - 3,51 - 3,2$$

$$P_r = -31,01 \text{ dBm}$$

3eme bond:

$$P_e = 26,5 \text{ dBm}$$

$$G_e + G_R = 89,4 \text{ dB}$$

$$A = 139,3 \text{ dB}$$

$$\text{Pertes feeders} = 2,8 \text{ dB}$$

$$\text{Pertes aiguillages} = 3,2 \text{ dB}$$

$$P_r = 26,5 + 89,4 - 139,3 - 2,8 - 3,2$$

$$P_r = -29,4 \text{ dBm}$$

4eme bond:

$$P_e = 26,5 \text{ dBm}$$

$$G_e + G_R = 91,1 \text{ dB}$$

$$A = 144,1$$

$$\text{Pertes feeders} = 4,08 \text{ dB}$$

$$\text{Pertes aiguillages} = 3,2 \text{ dB}$$

$$P_r = 26,5 + 91,1 - 144,1 - 4,08 - 3,2$$

$$P_r = -33,78 \text{ dBm}$$

6) Calcul du rapport signal sur bruit

- bruit de reference = -112 dB.

1er bond

Niveau à l'entrée du récepteur = -32,68 dBm.
bruit de reference = -112 dB.

$$\frac{S}{B} = \frac{-32,68}{-112}$$

$$\boxed{\frac{S}{B} = 79,32 \text{ dB}}$$

2eme bond

S = -31,01 dBm.
B = -112 dB.

$$S/B = \frac{-31,01}{-112}$$

$$\boxed{\frac{S}{B} = 80,99 \text{ dB}}$$

3eme bond:

S = -29,4 dBm
B = -112 dB.

$$S/B = \frac{-29,4}{-112}$$

$$\boxed{S/B = 82,6 \text{ dB}}$$

4eme bond

S = -33,78 dBm
B = -112 dB

$$S/B = \frac{-33,78}{-112}$$

$$\boxed{S/B = 78,29 \text{ dB}}$$

7) CALCUL de La Marge supplémentaire

Le C.C.I.R. Fixe un rapport signal sur bruit égal à 33 dB.
d'où la marge supplémentaire sera

$$M = \left(\frac{S}{B}\right)_{\text{calculé}} - \left(\frac{S}{B}\right)_{\text{C.C.I.R.}}$$

1er bond:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{calculé}} = 79,32 \text{ dB}$$

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{C.C.I.R.}} = 33 \text{ dB}$$

$$\text{Marge supp.} = 79,32 - 33 = \underline{46,32 \text{ dB}}$$

2eme bond:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{calculé}} = 80,99 \text{ dB}$$

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{C.C.I.R.}} = 33 \text{ dB}$$

$$\text{Marge supp.} = 80,99 - 33 = \underline{47,99 \text{ dB}}$$

3eme bond:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{calculé}} = 82,6 \text{ dB}$$

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{C.C.I.R.}} = 33 \text{ dB}$$

$$\text{Marge supp.} = 82,6 - 33 = \underline{49,6 \text{ dB}}$$

4eme bond:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{calculé}} = 78,22 \text{ dB}$$

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{C.C.I.R.}} = 33 \text{ dB}$$

$$\text{Marge supplémentaire} = 78,22 - 33 = \underline{45,22 \text{ dB}}$$

8) calcul de la probabilité pour que cet affaiblissement soit atteint

on applique la formule suivante

$$A_{dB} = 35 \log(D-5) + 10 \log F - 10 \log P - 76$$

dans laquelle :

D = distance en km.

F = fréquence en GHz.

P : probabilité pour que cet affaiblissement soit atteint.

A_{dB} = Affaiblissement supplémentaire

Application numérique

1^{er} bond :

$$D = 40,7 \text{ km.}$$

$$F = 6,77 \text{ GHz}$$

$$A = 46,32 \text{ dB}$$

$$A_{dB} = 46,32 \text{ dB} = 35 \log(40,7-5) + 10 \log 6,77 - 10 \log P - 76$$

$$46,32 = 35 \cdot 1,55 + 10 \cdot 0,83 - 10 \log P - 76$$

$$46,32 = 54,25 + 8,3 - 76 - 10 \log P$$

$$P = 107 \cdot 10^{-8}$$

2^{eme} bond.

$$D = 53,3 \text{ km}$$

$$F = 6,77 \text{ GHz}$$

$$A = 47,99 \text{ dB.}$$

$$47,99 = 35 \log(53,3-5) + 10 \log 6,77 - 10 \log P - 76$$

$$47,99 = 35 \cdot 1,683 + 10 \cdot 0,83 - 10 \log P - 76$$

$$47,99 = 58,90 + 8,3 - 10 \log P - 76$$

$$P = 209 \cdot 10^{-8}$$

3eme bond.

$$D = 32,4 \text{ km}$$

$$F = 6,77 \text{ GHz}$$

$$A = 49,6 \text{ dB}$$

$$49,6 = 35 \log(32,4 - 5) + 10 \log 6,77 - 10 \log P - 76$$

$$49,6 = 35 \cdot 1,437 + 10 \cdot 0,83 - 10 \log P - 76$$

$$49,6 = 50,32 + 8,3 - 10 \log P - 76$$

$$P = 442 \cdot 10^{-8}$$

4eme bond

$$D = 54,7 \text{ km}$$

$$F = 6,77 \text{ GHz}$$

$$A = 45,22 \text{ dB}$$

$$45,22 = 35 \log(54,7 - 5) + 10 \log 6,77 - 10 \log P - 76$$

$$45,22 = 35 \cdot 1,636 + 10 \cdot 0,83 - 10 \log P - 76$$

$$45,22 = 59,37 + 8,3 - 10 \log P - 76$$

$$P = 446 \cdot 10^{-8}$$

Verification des calculs

le c.c.I.R fixe une probabilité à ne pas dépasser pendant le mois le plus défavorable pour un circuit de 2500 Kilomètres.

$$P_1 = \frac{L}{2500} \times 0,1\% \quad \text{avec } L = 280 \text{ km}$$

$$P_1 = \frac{280}{2500} \cdot 0,1\% = 0,0112\%$$

ainsi les probabilités trouvées sont nettement inférieures à celle donnée par le c.c.I.R

La Liaison est bonne

NOM de La Station	Longueur de la Liaison (km)	Antenne			Gain total (dB)	guide d'ondes		pertes due au fait d'avoir un gain d'alignement (dB)	pertes en espace libre	pertes totales (dB)	Niveau à l'entrée du récepteur (dBm)	Marge de surcharge (en dB)	T.P. Permitt. Harmonique (3125 kHz) en dB
		HAuteur (m)	diAmetre (m)	gain (dB)		Longueur (m)	perdes (dB)						
Ferme tachej	40,7	25	3,3	44,7	89,4	35	4,08	3,2	144,3	148,58	-32,68	46,32	79,32
chrea		35	3,3	44,7	45								
chrea.	53,3	35	4,0	46,4	92,8	45	3,54	8,2	143,6	150,31	-31,07	47,99	80,99
Point "E"		15	4,0	46,4	25								
Point "E"	32,4	15	3,3	44,7	89,4	25	2,80	3,2	139,3	145,3	-29,4	49,6	82,6
ANNEB		20	3,3	44,7	30								
ANNEB	54,7	20	4,0	46,4	91,1	30	4,08	3,2	144,1	151,38	-33,78	45,22	78,22
AL ANAM		40	3,3	44,7	50								

TABLEAU RECAPITULATIF des differents resultats des calculs.

CONCLUSIONS

Les faisceaux hertziens sont caracterises par un grand nombre de voies ainsi que par l'utilisation des ondes diriges .
la transmission d'un grand nombre de voies implique l'utilisation d'une large bande de frequence.

ainsi à l'aide des faisceaux hertziens de large bande ,on peut transmettre sur la meme porteuse de radiofrequence plusieurs voies telephoniques ou tele graphiques et une voie de tele vision .

L'utilisation des tres hautes frequences dans les communications à faisceaux hertziens presente les avantages suivants:

-on peut utiliser des systemes de modulation et de transmission par lesquels on amelioré le rapport signal sur bruit, telles la modulation de frequence et la modulation des impulsions, lesquelles necessitent en échange une bande de frequence tres large.

-a ces frequences ,on peut obtenir un gain eleve en utilisant des antennes directives ,de dimensions relativement reduites et par suite plus economiques. on peut de la sorte diminuer considerablement la puissance des emetteurs.

-les transmissions à ces frequences ne sont pratiquement pas perturbees par les bruits d'origine atmospherique et industrielle.

-lorsque on utilise l'onde directe les phenomenes de fading sont peu importants sur ondes decimetriques mais ils peuvent étre gênants sur ondes centimetriques.