

23/77

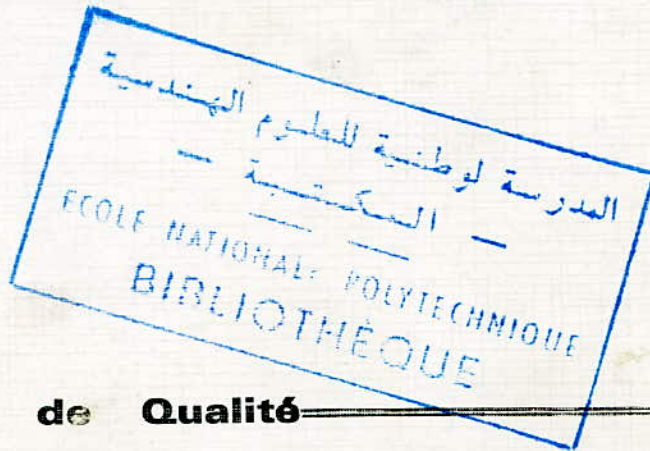
UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
Département Électricité

1 ex

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES



Les Paramètres de Qualité

d'une Liaison par Satellite



PROPOSÉ PAR

J.C.SARTRE

PATRONNÉ PAR

P.SINTES

RÉALISÉ PAR

R.TALHI

1977





A LA MEMOIRE DE MA MERE

A MON PERE QUI M'A TOUJOURS ENCOURAGE.

Rachid TALHI.

Janvier 1977.



## REMERCIEMENTS

*Il m'est particulièrement agréable de remercier tous ceux qui m'ont aidés à la réalisation de cet exposé.*

*Je suis très reconnaissant à Monsieur Jean-Claude SARTRE, Ingénieur Civil des Télécommunications, grâce à qui ce travail m'a été confié. Ma vive gratitude va également à Monsieur Philippe SINTES pour l'aide précieuse et les bienveillantes critiques qu'il m'a apportées tout au long de ce travail.*

*Je remercie chaleureusement Monsieur Mohammed MAZARI qui a eu la lourde tâche de taper le manuscrit, ainsi que Messieurs: J. DELLOUE (Directeur du Laboratoire de Physique de l'Exosphère à Jussieu), A. BEY (Directeur de la Station Terrienne de Lakhdaria) et LACOMBE (Responsable du C.C.F. à Alger).*

*Mes remerciements vont enfin à tous les professeurs qui ont contribué à ma formation et notamment à Monsieur A. ZERGUERRAS, Madame G. MONDON et Monsieur A. ADANE (Chef du Département d'Electricité).*

## T A B L E   D E S   M A T I E R E S

INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE PREMIER - GENERALITES.....	2
A. - Evolution générale des télécommunications.....	2
B. - Avènement des télécommunications par satellites....	5
I. - Les satellites.....	5
II. - Les stations terriennes.....	13
C. - Le bruit dans les liaisons par satellites.....	14
D. - Avantages des télécommunications par satellites géostationnaires.....	14
CHAPITRE II. - STRUCTURE ET REPRESENTATION MATHEMATIQUE DU BRUIT-APPLICATION AUX LIAISONS SPATIALES....	16
A. - Les perturbations et leur classification.....	16
B. - Notions sur les processus aléatoires et sur les bruits.....	19
CHAPITRE III. - LES TRANSMISSIONS PAR SATELLITES-ANTENNE CASSEGRAIN.....	43
A. - Liaison par satellite-antenne Cassegrain.....	43
B. - Transmissions de signaux analogiques. Qualités de la liaison.....	59
CHAPITRE IV. - BILAN D'UNE LIAISON PAR SATELLITES. INFLUENCE DU BRUIT SUR LA QUALITE DE LA LIAISON.....	72
A. - Critères de qualité d'une liaison par satellite....	72
B. - Equation des télécommunications.....	73
C. - Le bruit et ses origines dans les récepteurs de T.P.S.....	79
D. - Evaluation du rapport signal-sur-bruit d'une liaison.....	106
E. - Facteur de qualité d'un système de réception.....	110
CONCLUSION.....	111
ANNEXES.....	114
BIBLIOGRAPHIE.....	123



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

Le but de cet exposé est de présenter les principaux éléments qui sont à la base de performances optimales dans les télécommunications par satellites. Ces éléments permettent d'analyser d'une part et de minimiser ou d'éliminer d'autre part tous les types de "BRUITS" intervenant dans une liaison par satellite.

Par ailleurs, dans toute notre étude, nous nous placerons dans le cas d'une liaison ANLOGIQUE; en outre, le satellite sera pour nous réduit à un simple relais actif.

Après un premier chapitre consacré aux généralités, le chapitre II traite de la structure et de la représentation mathématique du bruit.

La constitution d'une station Terrienne et la description de l'antenne Cassegrain, qui est la plus employée actuellement dans les systèmes de télécommunications par satellites, font l'objet de la première partie du chapitre III. La seconde partie de ce même chapitre est réservée au calcul du rapport signal-sur-bruit à la réception en modulation de fréquence (FM).

Le chapitre IV est axé essentiellement sur l'étude détaillée du bruit dans les télécommunications spatiales. Le calcul d'une liaison par satellite ainsi que les pertes dans la liaison radio sont exposées dans ce chapitre. Une application de ce calcul est faite dans le cas de la station de Lakhdaria (Algérie).

C h a p i t r e I

GENERALITES

A. - EVOLUTION GÉNÉRALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS.

Le sens des efforts accomplis par les ingénieurs des télécommunications est caractérisé, d'une façon permanente, par la recherche de portées et de capacités toujours plus grandes.

1. - Transmission par fil.

Dans le domaine des ondes guidées, les lignes bifilaires ont été remplacées par des câbles à multiples paires, avec pupinisation, puis répéteurs-amplificateurs à intervalles réguliers; ensuite sont arrivés les câbles coaxiaux à courants porteurs, véhiculant plusieurs centaines, voire plusieurs milliers de conversations distinctes. Enfin l'arrivée des guides d'ondes, et notamment des types circulaires (où, avec un mode de propagation de type  $TE_{01}$  l'affaiblissement décroît indéfiniment avec la fréquence) fait entrevoir la possibilité de transmettre, dans un seul guide, plusieurs centaines de milliers de voies téléphoniques ou quelques canaux de télévision, jusqu'à des fréquences très élevées (de l'ordre de 60 GHz).

2. - Transmission par voie radioélectrique.

Dans le domaine des radiocommunications, pendant plusieurs dizaines d'années, les liaisons à grande distance utilisaient la propagation des ondes décamétriques par réflexion sur l'ionosphère. Mais les capacités sont faibles et la fiabilité des liaisons est insuffisante. L'évolution la plus caractéristique du développement des "radiocommunications point à point" (service fixe et services mobiles) est certainement l'emploi de fréquences de plus en plus élevées, à tel point que, de nos jours, la part essentielle du trafic acheminé par voie radioélectrique utilise les gammes d'ondes métriques,



décimétriques et centimétriques (fréquences comprises entre 30 MHz et 30 GHz).

L'emploi de fréquences plus élevées a été rendu nécessaire par l'augmentation importante du trafic à écouler par voie radioélectrique, et cela malgré la part importante acheminée par les réseaux en câbles souterrains et sous-marins, ce qui a conduit, compte tenu de l'encombrement du spectre des fréquences radioélectriques, à rechercher de nouvelles gammes de fréquences et de plus grandes largeurs de bande.

Remarque.

Plus la fréquence augmente, plus la "tendance au rayonnement" s'accroît. En effet, on sait que le long d'une ligne, le niveau du signal décroît de façon exponentielle avec la distance alors que dans la propagation rayonnée en visibilité, l'énergie reçue ne décroît que comme l'inverse carré de la distance.

C'est ainsi qu'aucune ligne de transmission ne peut relier la Terre à la Lune alors qu'il suffit d'une puissance très faible par voie radioélectrique pour réaliser cette liaison.

Par ailleurs, un développement important des technologies hyperfréquences pendant la 2<sup>ème</sup> guerre mondiale a permis de grandes capacités. A cette même époque, vers 1945, un nouveau type de liaison radioélectrique, "Les Faisceaux Hertziens", fut développé (un faisceau Hertzien - fig.1.1 - est constitué par une succession de stations relais comportant chacune, pour chaque sens de transmission, un émetteur, un récepteur et leurs antennes; les deux stations terminales comportent en outre les équipements de modulation et de démodulation). Ils ont connu un développement important

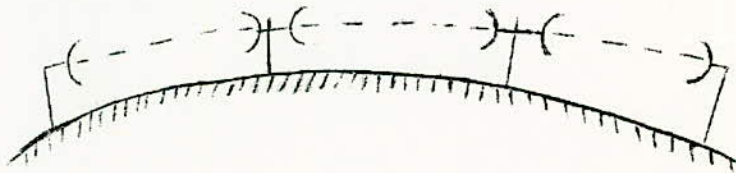


Fig.1.1 - Faisceau Hertzien en visibilité (F.H.V.)

car ils ont permis de constituer des réseaux de radiocommunication à travers les continents et ils sont compétitifs, du point de vue de la qualité et du coût, avec les réseaux établis en câbles souterrains. En effet, ils permettent sur des centaines de kilomètres la transmission de plusieurs milliers de voies téléphoniques ou de quelques canaux de T.V. Mais l'utilisation des fréquences élevées nécessite l'amplification des signaux à l'aide de relais installés sur des points hauts (environ tous les 50 à 80 km) à vue directe les uns des autres (fig.1.1).

A partir de 1955, apparurent les "*Faisceaux Hertziens Transhorizon*" (fig.1.2) où les antennes d'émission et de réception ne sont pas en visibilité directe l'une de l'autre; la propagation se faisant par diffusion troposphérique.

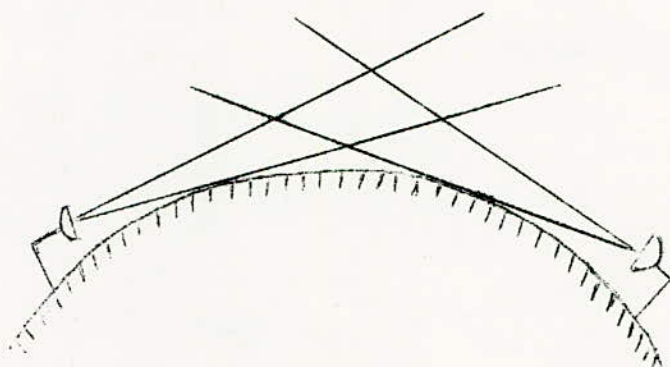


Fig.1.2 - Faisceau Hertzien Transhorizon (F.H.T)

Compte tenu du fait que l'affaiblissement de propagation augmente considérablement dès qu'on dépasse l'horizon, les F.H.T nécessitent des puissances d'émission relativement grandes, voisines de 1 à 10 KW (alors qu'elles ne sont que de quelques watts pour les F.H.V) et des antennes très développées (antennes de grandes dimensions et de gain isotrope compris entre 40 et 50 dB). En outre, le nombre de voies que l'on peut transmettre est assez réduit (quelques dizaines de voies téléphoniques). En revanche, la distance entre deux stations successives est comprise en général entre 100 et 400 km.

Notons enfin que le développement des F.H.T est complémentaire, et non concurrent de celui des F.H.V: en effet, si on arrive à faire fonctionner des liaisons sur des distances de quelques centaines de km, l'atténuation correspondante est supérieure d'une centaine de décibels (dB) à celle habituellement rencontrée dans



les liaisons en visibilité . C'est pourquoi, dès 1957, début de l'ère spatiale, il apparut que les technologies disponibles pour les F.H.T permettaient d'assurer les liaisons en utilisant, comme relais, un SATELLITE ARTIFICIEL de la Terre.

## B. - AVÈNEMENT DES TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES.

### I. - Les satellites.

Pour relier entre eux des pays éloignés ou séparés par un océan, il n'existait pratiquement que des liaisons à ondes décamétriques dont la qualité était généralement médiocre ou quelques câbles sous-marins de faible capacité.

L'utilisation de satellites artificiels de la Terre a permis d'effectuer des bonds de plusieurs milliers de km (17.000 km) et d'assurer des liaisons intercontinentales. En outre, les techniques d'ACCES MULTIPLE permettent d'établir avec un seul satellite un réseau comportant un grand nombre de stations dispersées à la surface de la Terre.

Dès les premiers lancements de satellites artificiels, l'homme a pensé les utiliser comme relais de télécommunications entre des stations au sol; le principe d'une liaison par satellite (fig.1.3) est extrêmement simple: un émetteur envoie le signal vers un satellite, en visibilité commune des extrémités de la liaison, et celui-ci renvoie le signal vers le récepteur. L'émetteur et le récepteur étant deux stations terriennes.

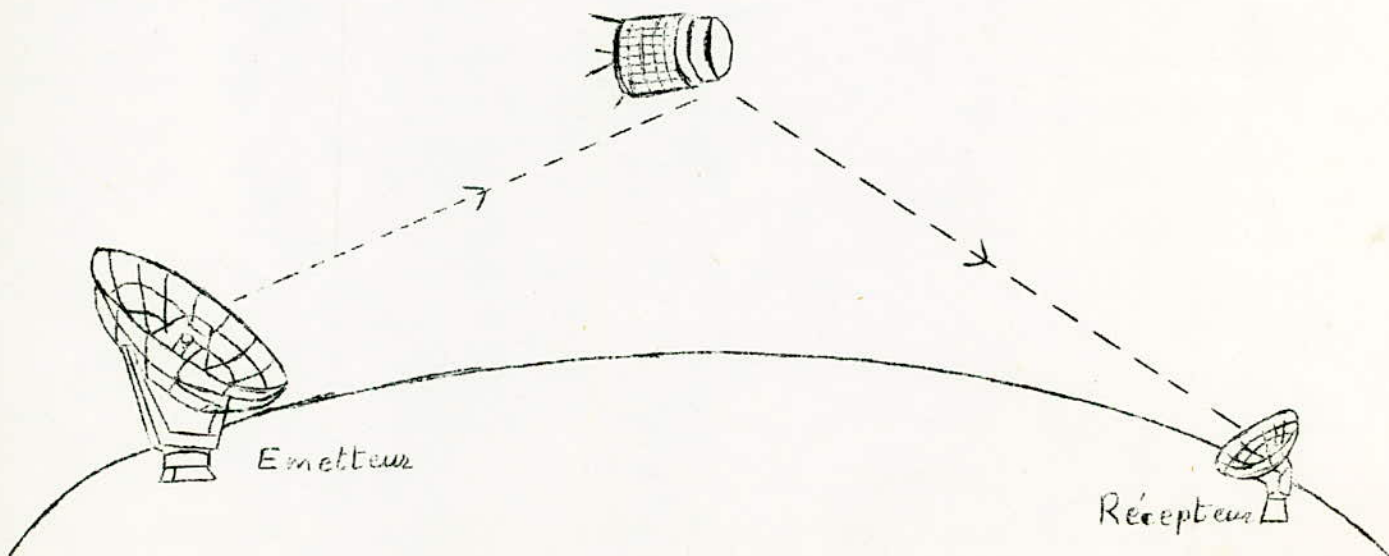


Fig.1.3 - Liaison par satellite.



## 1. - Satellites passifs - Satellites actifs.

Les premières expériences de télécommunications spatiales faites avec des satellites à altitude relativement élevée ont utilisé un satellite réflecteur, ECHO-1, ballon plastique métallisé de 30 m de diamètre, lancé le 12 Août 1960 par la NASA (Agence Américaine pour l'aéron<sup>o</sup>utique et l'espace), sur une orbite d'altitude moyenne 1500 km, et dont la seule fonction était de réfléchir l'énergie reçue; c'était un satellite dit PASSIF.

Si avec un satellite passif, on a la possibilité d'utiliser n'importe quelle fréquence (960 MHz et 2390 MHz furent employées avec ECHO-1), en revanche il n'est pas possible de transmettre de grandes largeurs de bande et il n'est pas facile de mettre au point des enveloppes de ballon qui résistent suffisamment longtemps aux météorites et aux poussières cosmiques. De plus, les puissances d'émission sont élevées (quelques KW).

Toutes les générations de satellites suivant allaient être de véritables relais ACTIFS: traitement des signaux, amplification, changement de fréquence etc... (Cf. Tableau.1.1).

Les véritables expériences de télécommunication ne commencèrent qu'après le lancement de TELSTAR-1, par la NASA, en juillet 1962 permettant les premières transmissions de T.V à travers l'atlantique. Le satellite comportait un répéteur-récepteur changeur de fréquence, doté d'un tube à ondes progressives (T.O.P), et gravitait sur une orbite elliptique telle que l'apogée était situé au-dessus de l'hémisphère nord à environ 5000 km d'altitude, ce qui assurait des durées de visibilité mutuelle de l'ordre d'une demi-heure entre l'Europe occidentale et l'Est des Etats Unis. En outre, il était équipé d'un émetteur de repérage jouant le rôle de balise, d'un dispositif permettant depuis le sol une télécommande du récepteur et d'un système télémétrique.

A TELSTAR-1 ont succédé, entre autres, RELAY-1, TELSTAR-2 et RELAY-2 dont l'apogée s'est élevé jusqu'à 10.000 km, augmentant ainsi la durée de visibilité mutuelle.

Notons enfin que des orbites de plus en plus hautes (jusqu'à 36.000 km d'altitude) ont été visées car elles autorisent notamment des liaisons plus longues.



2. - Satellites à défilement - Satellites géostationnaires.

a. - Satellites à défilement.

Un satellite est dit à défilement s'il est animé d'un mouvement relatif par rapport à la terre. Sa poursuite par les antennes des stations au sol est alors nécessaire. Dans cette catégorie de satellites, on distingue:

- Les satellites à défilement désordonné ne possédant pas de dispositif de correction de trajectoire.

Ces satellites lancés à basse ou moyenne altitude (300 km à 2000 km) effectuent plusieurs révolutions par jour permettant ainsi des liaisons de courte durée. Les imprécisions de mise en orbite ainsi que les perturbations de la trajectoire (dus principalement à l'aplatissement des pôles, à l'ellipticité de l'équateur et à l'attraction de la terre et de la lune) ne sont pas corrigées. Pour établir des liaisons de télécommunication avec de tels satellites, il en faut donc plusieurs. Leur nombre est calculé en terme de probabilité pour qu'il y ait un satellite disponible pour chaque liaison durant un pourcentage du temps élevé déterminé à l'avance (99 à 99,9 %).

- Les satellites à défilement ordonné ou en phase pourvus de systèmes de correction de trajectoire.

Ici, les satellites sont placés dans des positions relatives déterminées; ces positions seront conservées par la suite. Les satellites sont alors :

- soit sur la même orbite circulaire équatoriale,
- soit sur l'orbite combinaison d'une orbite circulaire et d'une orbite circulaire équatoriale.

La période de rotation de tels satellites est réglée pour être un sous-multiple de celle de la Terre sur elle même. Ces satellites sont dits sous-synchrones. Les périodes réelles de 8 heures et 6 heures (périodes apparentes de 12 heures et 8 heures par rapport à la surface de la terre) ont été envisagées. Elles correspondent à des altitudes de 10.000 à 14.000 km.



Dans cette catégorie, les systèmes ayant une orbite elliptique inclinée à  $64^\circ$  par rapport à l'équateur et ayant une période de rotation égale à la moitié de celle de la terre sont les plus intéressants. Leur périhélie et leur aphélie sont situés respectivement à 100 km et 40.000 km. Un tel choix est justifié par le fait que l'effet des perturbations est compensé. L'aphélie de l'orbite est toujours situé au-dessus des mêmes points de la terre.

Le satellite défile alors lentement au voisinage de cet aphélie. Les télécommunications sont établies lorsque le satellite est dans cette zone d'aphélie, zone pour laquelle la vitesse angulaire est la plus faible et pour laquelle le mouvement de poursuite des antennes des stations au sol est le plus lent. Pendant une longue durée (8 heures environ) à chaque révolution, le satellite reste en visibilité d'une grande région. Le délai entre l'émission et la réception dépend de la position géographique des stations au sol.

Le satellite est donc utilisable dans une région de latitude élevée pendant environ un tiers de la journée.

Avec un système de 3 satellites en phase, on peut assurer un service continu.

#### Remarques.

- 1) Le système de télécommunications MOLNYA, mis en place par l'U.R.S.S à partir de 1965, fait partie de cette catégorie (Cf. Fig.1.4). Il permet d'assurer des liaisons téléphoniques et télégraphiques; il est aussi utilisé pour la transmission ou la distribution de programmes de T.V.
- 2) La transmission en "*temps différé*" utilise les satellites à défilement à basse altitude: sur interrogation du satellite, la station au sol transmet l'information qui est stockée dans le satellite; la mémoire est vidée lorsque le satellite est en vue de la station destinataire.

#### b. - Satellites géostationnaires.

Un grand pas fut franchi vers les systèmes exploitables lorsque, par un choix judicieux des paramètres caractéristiques d'une orbite (altitudes du périhélie et de l'aphélie, inclinaison du plan de l'orbite), on démontra la possibilité de maintenir un satellite en position stationnaire par rapport à la terre (ce qui fut fait en 1964 avec SYNCOM-3, qui retransmit les programmes de T.V issus des jeux olympiques de Tokyo).

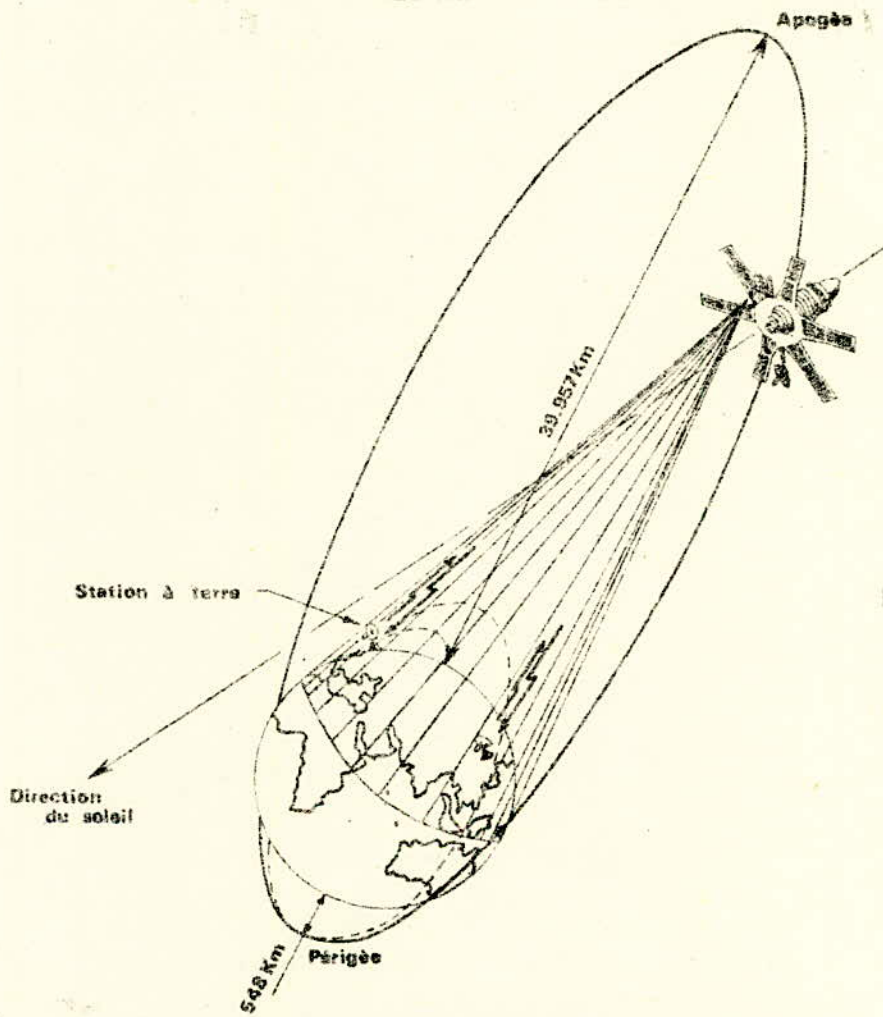


Fig. 1.4 - Schéma d'une liaison radioélectrique à l'aide d'un satellite « Molnya »  
(d'après le document C.C.I.R. IV/251, Oslo 1966)



Ces satellites sont lancés sur une orbite circulaire dans le plan de l'équateur et tournent dans le même sens que la terre avec une période égale à celle de la terre; leur altitude est de 36.000km environ. Ils sont dits GEOSTATIONNAIRES. (fig.1.5).

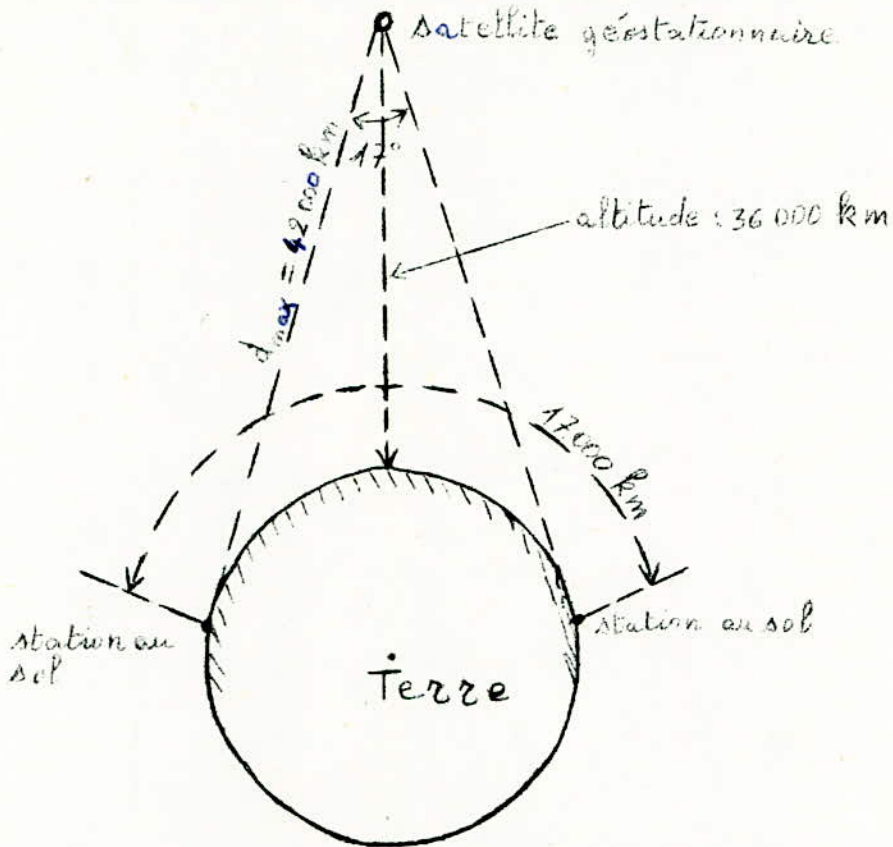


Fig.1.5 - Satellite géostationnaire .

Un seul satellite est donc suffisant pour assurer une liaison continue; il est en visibilité d'un peu moins de la moitié de la surface de la terre (celle-ci étant vue du satellite sous un angle de  $17^\circ$  environ).

Ce type de système est actuellement le plus utilisé; le réseau INTELSAT (consortium International pour les télécommunications par satellites) comprend 3 satellites:

- un sur l'Atlantique
- un sur l'Océan Indien
- un sur la Pacifique

assurant ainsi une couverture totale.

Remarques.

- 1) Un satellite n'est jamais parfaitement géostationnaire car aussi précises qu'aient été les manoeuvres, la durée de la révolution ne saurait être exactement celle de la terre: le satellite dérivera vers l'Est ou vers l'Ouest selon qu'il sera



plus rapide ou plus lent. Des recalages périodiques par télécommande à l'aplomb d'un point déterminé du globe terrestre seront donc nécessaires.

- 2) Le lent mouvement d'un satellite géostationnaire ne présente pas dans la pratique un grand inconvénient, du moins vis à vis des techniques actuelles, car depuis le sol les antennes envoient des faisceaux relativement larges. De plus elles sont mobiles, ayant été conçues pour des poursuites.
- 3) Un satellite synchrone paraît "immobile" seulement s'il se trouve dans le plan de l'équateur de la terre. Si l'orbite est inclinée à  $n$  degrés, en une journée il oscillera entre le  $n^{\text{ième}}$  parallèle nord et le  $n^{\text{ième}}$  parallèle sud.
- 4) Les applications futures les plus caractéristiques des satellites géostationnaires sont:
  - les télécommunications de point à point (surtout pour les services mobiles)
  - la radiodiffusion visuelle (qui utilisera des satellites de distribution et des satellites de diffusion directe ou collective des programmes de T.V)
  - le contrôle du trafic aérien au-dessus des zones océaniques (projet Dioscures-Aérosat).

#### Exemples de satellites géostationnaires.

Le tableau 1.1 présente les principales caractéristiques du réseau INTELSAT:

SATELLITE	Intelsat-1	Intelsat-2	Intelsat-3	Intelsat-4
Masse (kg)	39	86	152	720
Dimensions (cm) diamètre	73	142	142	240
hauteur	59	67	104	530
Nombre de répé- teurs	2	1	2	12
Largeur de bande d'un répéteur (MHz)	25	130	225	36
Puissance d'un répéteur (Watts)	6	18	11	6
Ouverture des fais- ceaux d'antenne	1 à 60°	1 à 30°	2 à 20°	2 émissions 17° 2 émissions 4,5° 2 émissions 19°
Gain d'antenne (dB) à 6 GHz	8	7	16,4	19,8 (17°) 31,5 (4,5°)
Capacité en circuit téléphoniques	240	240	1200	3000 à 5000
Capacité en canaux de T.V	1	1	4	12
Accès - multiple	non	oui	oui	oui
P.I.R.E (Watts) (1)	2x11	1x35	2x200	2x2300
1 <sup>er</sup> lancement de la série (au cap Kennedy)	6 Avril 1965	11 Janvier 1967	19 Décembre 1968	26 Janvier 1971
Espérance de vie (an)	1,5	3	5	7

Tableau.1.1

(1) P.I.R.E = Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente.



## II. - Les Stations Terriennes ("Earth Stations").

Il existe des stations fixes et des stations mobiles (embarquées sur bateaux ou avions par exemple).

### 1. - Les antennes.

Actuellement, les antennes les plus utilisées sont celles à réflecteurs paraboliques du type Cassegrain.

Dans le réseau Intelsat, le diamètre des antennes est de l'ordre de 26 à 32 mètres.

Pour les réseaux régionaux ou nationaux, les antennes sont plus petites, de l'ordre de 10 à 15 mètres de diamètre car le satellite émet avec des pinceaux très directifs.

Il est à signaler que la conception des antennes doit être très robuste pour résister aux vents forts (de l'ordre de 150 km/h).

Le pointage du faisceau dans la direction du satellite est réalisé à l'aide d'un dispositif de poursuite automatique ou en fonction d'un programme préétabli.

Actuellement, on s'oriente vers des antennes de type "périscope" (Cf. Chapitre III) qui permettraient de situer la source à la base de l'antenne. Un jeu de miroirs assurerait la transmission entre la base de l'antenne et le réflecteur ou vice-versa.

### Remarque.

L'implantation de toute station terrienne doit être éloignée de tout centre industriel, forcément générateur de parasites. Ainsi, pour éviter les interférences radioélectriques, on aura souvent recours à un site géographique entouré de montagnes qui formeront écran entre la station et la source éventuelle de bruit (tel est le cas de la station de Lakhdaria).

### 2. - Les autres équipements.

On distingue:

- les récepteurs dont la caractéristique principale demandée est la faible température de bruit.
- les émetteurs tels que les tubes à ondes progressives (T.O.P), les klystrons...
- les équipements de transposition-modulation-démodulation.

## C. - LE BRUIT DANS LES LIAISONS PAR SATELLITES.

### Origines.

Dans un système de réception, la valeur minimale du signal que l'on peut détecter est limitée par l'apparition de tensions et de courants à caractères plus ou moins aléatoires aux bornes du détecteur: ce sont ces tensions et courants que l'on qualifie du terme général de "bruit".

Le bruit total dans un récepteur de télécommunications par satellites (T.P.S) est la somme du bruit produit dans le récepteur lui-même, principalement dans l'étage d'entrée, et du bruit recueilli par l'antenne associée au récepteur. Notons que les facteurs de propagation dans l'atmosphère terrestre contribuent au bruit recueilli par l'antenne.

On peut donc classer les bruits radioélectriques en deux grandes catégories:

- le bruit interne (au système de réception)
- le bruit externe (" " " " )

Signalons que la qualité d'une liaison dépend en grande partie du rapport signal-sur-bruit (S/N) à la sortie du démodulateur (Cf. Chapitre III). Comme on ne dispose pas de moyen pour augmenter indéfiniment la puissance du signal, on cherchera toujours à limiter le bruit pour améliorer d'avantage cette qualité.

### Remarques.

1) L'optimisation du rapport (S/N) est directement liée au choix de la fréquence de travail. C'est ainsi que la région du spectre de fréquence la plus intéressante pour optimiser ce rapport (S/N) varie de 0,5 à 50 GHz.

2) Actuellement, les bandes de fréquence utilisées dans les T.P.S sont:

- 3,7 à 4,2 GHz dans le sens Satellite-Terre (down-link)
- 5,925 à 6,425 GHz dans le sens Terre-Satellite (up-link).

Ces bandes étant insuffisantes pour les liaisons futures, d'autres bandes moins favorables ont été attribuées.

Dans un système complet de T.P.S, la liaison la plus critique étant la liaison descendante pour des raisons que nous verrons plus loin, c'est la réception au niveau de la station terrienne qui pose les problèmes les plus délicats.



## D. - AVANTAGES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES GÉOSTATIONNAIRES.

L'emploi de satellites géostationnaires et de fréquences élevées à permis aux systèmes de radiocommunications de satisfaire les besoins toujours croissants du réseau international de télécommunications (Cf. fig.1.6).

### Remarque.

Les T.P.S permettent de transmettre la téléphonie, la télégraphie, le telex, le fac-similé, la collecte de données et la T.V mono ou polychromatique.

Comparés aux systèmes classiques, les T.P.S géostationnaires présentent deux avantages essentiels: d'une part, ils concilient grandes portées (grâce à l'altitude des satellites) et fortes capacités (surtout grâce aux techniques d'accès multiple), d'autre part, ils permettent des réseaux dont les stations au sol sont indépendantes en position. C'est ainsi que le monde entier peut suivre, en direct, les grands événements de notre époque: jeux olympiques, premiers pas de l'homme sur la Lune etc...

Le prix d'une liaison est pratiquement indépendant de la distance, le trajet restant à peu près le même quels que soit les points de la Terre entre lesquels un satellite haut établit la liaison.

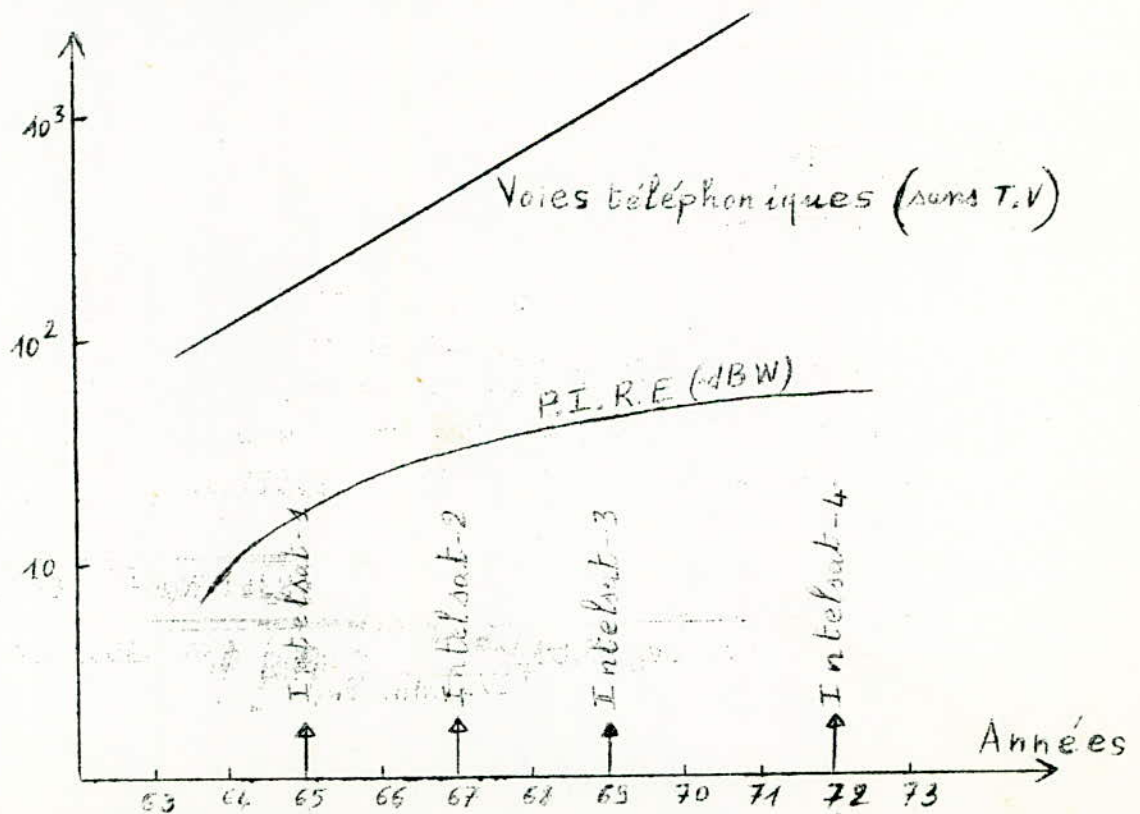


Fig.1.6 - Evolution des T.P.S

<p>STRUCTURE ET REPRESENTATION  MATHÉMATIQUE DU BRUIT  APPLICATION AUX LIAISONS  SPATIALES</p>
--

Dans ce chapitre nous exposerons les résultats mathématiques nécessaires pour l'étude des différents bruits intervenant dans les liaisons par satellites. L'accent est mis, autant que possible, sur le côté pratique afin de pouvoir calculer des rapports signal-sur-bruit, paramètres prédominants dans la qualité d'une liaison spatiale.

A.- LES PERTURBATIONS ET LEUR CLASSIFICATION

1.- Perturbations.

Dans tous les processus de transmission de l'information (fig.2.1), outre les signaux utiles, apparaissent généralement des signaux indésirables, appelés perturbations.

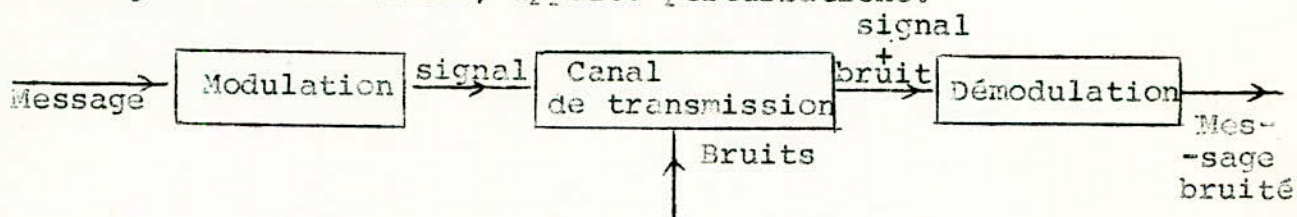


fig.2.1-Modèle d'un système de transmission

On convient d'appeler bruit, toute perturbation altérant le signal dans son trajet de l'émetteur au récepteur.

2.- Classification des perturbations.

Les perturbations peuvent être groupées en deux grandes classes :

- perturbations additives
- perturbations multiplicatives.

Dans la première classe, le signal et la perturbation s'ajoutent :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad \text{où :}$$



$n(t)$  est la perturbation,  $s(t)$  le signal utile et  $r(t)$  le signal reçu déformé par les perturbations.

Dans cette catégorie entrent la plupart des perturbations qui interviennent dans les applications.

Dans la seconde classe, le signal et la perturbation se multiplient:

$$r(t) = s(t) \cdot n(t)$$

Les perturbations multiplicatives apparaissent si un ou plusieurs des paramètres du canal de transmission varient en fonction du temps d'une façon indésirable. Dans ce cas  $n(t)$  est la fonction du temps qui caractérise la perturbation qui modifie le signal  $s(t)$ .

#### Exemple.

Les perturbations multiplicatives interviennent dans les liaisons par ondes radioélectriques où la réflexion sur l'ionosphère ou la troposphère du rayonnement électromagnétique est totale ou seulement partielle.

#### Remarque.

Si  $n(t)$  varie lentement par rapport à  $s(t)$ , la perturbation qui apparaît s'appelle "évanouissement" ou "fading".

Généralement des perturbations additives se produisent aussi dans les canaux à perturbations multiplicatives. Dans ce cas, le problème devient très complexe; aussi les effets des deux classes de perturbations sont habituellement traités séparément.

#### 2.1 - Les bruits.

Ils appartiennent à la classe des perturbations additives. De plus, ils sont indépendants des signaux utiles transmis.

On distingue deux grandes catégories de bruits:

##### a. - Bruits ergodiques.

Ce sont des perturbations représentées par des processus ergodiques (cette notion d'ergodicité sera détaillée plus loin). Ils sont prévisibles en moyenne, mais non en particulier.

Parmi ces bruits , on distingue :

a.1- Les bruits gaussiens.

Ce sont les bruits ergodiques dont la distribution de probabilité est normale à tout instant avec la même variance  $\sigma^2$ . Le bruit gaussien est dit aussi bruit de fluctuation.

- Le bruit gaussien peut avoir une densité spectrale de puissance constante, il est dit alors "bruit blanc"

- Si au contraire , la densité spectrale de puissance d'un bruit gaussien varie avec la fréquence , on l'appelle "bruit coloré"

a.2- Les bruits non gaussiens.

Ces bruits ont une distribution de probabilité différente de la distribution normale.

Si la densité spectrale de puissance est constante, le bruit non gaussien est dit "blanc" tandis que si cette densité varie avec la fréquence, le bruit est "Coloré".

b.- Bruits non ergodiques.

Ce sont des perturbations qui ne peuvent pas être caractérisées par des lois de probabilité.

Ce sont :

b.1- Les bruits non ergodiques réguliers qui peuvent être représentés par une fonction du temps périodique.

Exemples

- le bruit du secteur
- les oscillations parasites dans les amplificateurs
- le bruit provoqué par les systèmes d'allumage des moteurs à combustion interne.

b.2- Les bruits non ergodiques irréguliers qui ont lieu de manière imprévisible

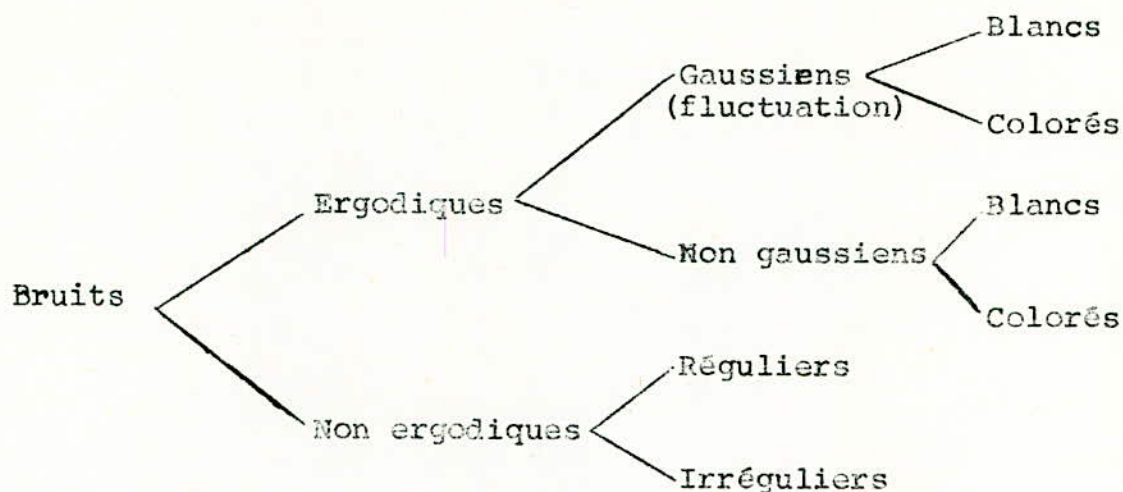
Exemple.

décharges atmosphériques.



## 2.2- Récapitulation.

Les bruits ergodiques et non ergodiques peuvent être classés de la manière suivante :



## B.- NOTION SUR LES PROCESSUS ALÉATOIRES ET SUR LES BRUITS.

Le modèle mathématique qui sert à traiter les problèmes de bruit est le signal aléatoire. Ce sera la partie fluctuante d'une tension, d'un courant, d'une composante de champ, etc...

### 1.- Grandeurs aléatoires - Rappels mathématiques.

#### 1.1- Variable gaussienne.

- On définit la densité de probabilité  $p(x)$  d'une variable aléatoire continue  $\xi$ , par l'expression :

$$P\{x < \xi < x + dx\} = p(x) \cdot dx$$

où le 1<sup>er</sup> membre représente la probabilité que  $\xi \in [x, x + dx [$

- La distribution de Gauss est particulièrement intéressante pour la théorie de la transmission, car elle donne la distribution de probabilité de l'amplitude d'une tension de bruit aléatoire  $v(t)$  (fig.2.3)

$$\text{La densité de probabilité est } p(v) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(v-\bar{v})^2}{2\sigma^2}\right]$$

où  $\bar{v}$  est la valeur moyenne de la tension de bruit, et  $\sigma$  son écart-type.

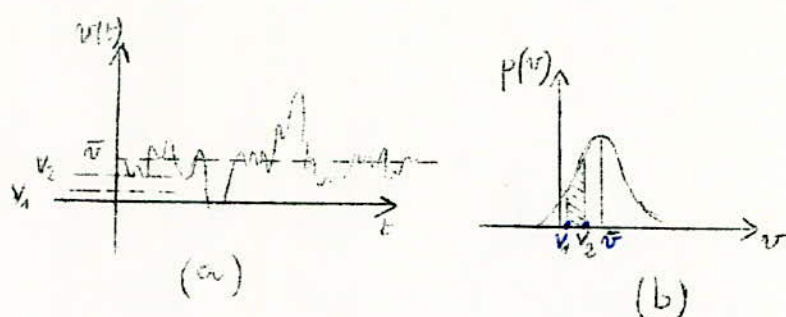


fig.2.2-(a) : tension de bruit  
 (b) : distribution de Gauss correspondante.

La tension de bruit  $v(t)$  est telle que :

- $v(t)$  ne présente aucune périodicité
- la connaissance de la valeur  $v(t_1)$  à un instant  $t_1$  ne permet en aucun cas de prédire la valeur  $v(t_2)$  à un autre instant  $t_2$ .
- $v(t)$  a autant de chances de prendre une valeur donnée que la valeur opposée par rapport à sa valeur moyenne.

De plus si nous réalisons un échantillonnage du bruit à un instant quelconque, la probabilité pour que l'amplitude instantanée se trouve comprise entre  $v_1$  et  $v_2$  est :

$$p\{v_1 \leq v \leq v_2\} = \int_{v_1}^{v_2} p(v) dv = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{v_1}^{v_2} \exp\left[-\frac{(v-\bar{v})^2}{2\sigma^2}\right] dv$$

Cette probabilité est représentée par l'aire hachurée (fig.2.2)

### 1.2- Moments importants.

Les principaux résultats, qui nous seront utiles pour la suite, sont donnés par le tableau 2.2 ;  $\xi$  désignant la variable aléatoire,  $\bar{\xi}$  (ou  $m$ ) sa moyenne et  $\sigma_\xi$  son écart-type :



Moments	Définition	variable gaussienne	variable (z) centrée sur la moyenne
Valeur moyenne ou espérance mathématique $E(\xi)$	$E(\xi) = \bar{\xi}$	$\bar{\xi} = m$	$z = \xi - m$ $E(z) = 0$
Variance $\sigma_{\xi}^2$	$\sigma_{\xi}^2 = \overline{\xi^2} - (\bar{\xi})^2$	$\sigma_{\xi}^2 = \sigma^2$	$\sigma_z^2 = \overline{z^2}$
Covariance de 2 variables aléatoires $\xi$ et $\eta$	$M_2(\xi, \eta) = \overline{\xi\eta} - \bar{\xi} \cdot \bar{\eta}$		
Coefficient de corrélation $r$ ( $r \leq 1$ )	$r = \frac{M_2(\xi, \eta)}{\sigma_{\xi} \cdot \sigma_{\eta}}$		

Tableau 2.1

1.3- Indépendance statistique - Corrélation.

On rappelle que 2 variables aléatoires,  $\xi$  et  $\eta$  sont statistiquement indépendantes si leur densité de probabilité peut s'écrire :

$$p(x, y) = p_{\xi}(x) \cdot p_{\eta}(y)$$

alors  $\overline{\xi\eta} = \bar{\xi} \cdot \bar{\eta}$  donc  $r = 0$

Dans le cas de 2 variables gaussiennes, on montre l'équivalence suivante :

Indépendance statistique  $\longleftrightarrow$  Non corrélation.

2.- Processus aléatoires

2.1- Définitions générales

Un processus aléatoire (ou stochastique)  $\xi(t)$  est un ensemble de fonctions  $\xi_k(t)$  ( $k \in \mathbb{R}$ ), chacune d'elle ayant une certaine probabilité de se réaliser et s'appelle une réalisation du processus. L'ensemble peut contenir un nombre fini ou infini de fonctions qui peuvent être continues ou à valeurs discrètes. Nous n'aurons à considérer que des processus ayant un nombre infini de réalisations continues.

Par opposition un processus déterministe n'a qu'une seule réalisation qui est une fonction donnée du temps.

Exemples.

Les processus les plus fréquents dans la théorie des communications sont :

- le processus quasi-déterministe représenté par l'expression:

$$s(t, \varphi) = A \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

où  $\varphi$  est une variable aléatoire définie sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$  par la densité de probabilité  $p_\varphi$  :

Ce processus représente le signal purement sinusoïdal de fréquence  $f_0$  mais de phase  $\varphi$  aléatoire qui serait engendrée par un oscillateur idéal dépourvu de bruit.

- le processus gaussien qui est entièrement déterminé par sa densité de probabilité d'ordre 2.

Remarque.

Un grand nombre de phénomènes physiques peuvent être représentés par le modèle mathématique du processus gaussien. Pratiquement tout phénomène qui résulte d'un nombre très élevé de causes sensiblement indépendantes est gaussien. Citons le bruit thermique des résistances, le bruit de diffusion dans les transistors, le bruit intergalactique, etc...

2.2- Fonction d'autocorrélation.

Elle sert à définir les propriétés énergétiques des processus (cf. paragraphe.3)

- On rappelle que la fonction d'autocorrélation d'un signal  $s(t)$  de carré intégrable est définie par :

$$R_s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot s(t+\tau) dt \quad \text{où } \tau \text{ est un retard}$$



— Dans le cas de 2 échantillons  $\xi(t_1)$  et  $\xi(t_2)$  pris sur un même processus aux instants  $t_1$  et  $t_2$ , la fonction d'autocorrélation est définie par la moyenne :

$$R_{\xi}(t_1, t_2) = \overline{\xi(t_1) \cdot \xi(t_2)} \quad (1)$$

Remarque.

Nous supposons, sauf précision contraire, que les processus considérés sont réels.

### 2.3- Stationnarité et ergodicité.

#### a.- Stationnarité.

Soit un phénomène physique  $\xi(t)$  qui varie en fonction du temps (fig.2.3) et que l'on observe à des instants  $t_0, t_1, \dots, t_n$  espacés de manière arbitraire.

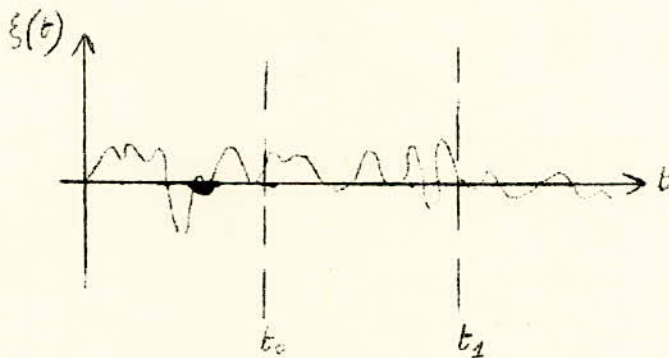


Fig.2.3

Ce phénomène est stationnaire si sa moyenne, sa variance et son écart-type sont indépendants des instants d'observation. De plus sa fonction d'autocorrélation et son coefficient de corrélation sont des fonctions de  $t$  seul.

D'où les formules :

$$\overline{\xi(t)} = \bar{\xi}$$

$$\sigma_{\xi}^2(t) = \overline{\xi^2} - (\bar{\xi})^2 \quad \text{et}$$

$$R_{\xi}(\tau) = \overline{\xi(t) \cdot \xi(t+\tau)}$$

$$r_{\xi}(\tau) = \frac{R_{\xi}(\tau) - (\bar{\xi})^2}{\sigma_{\xi}^2}$$

#### b.- Ergodicité.

Considérons plusieurs échantillons  $\xi_1(t), \xi_2(t), \dots, \xi_n(t)$  d'un même processus  $\xi(t)$ . Ces échantillons sont obtenus par exemple en procédant à un ensemble de  $n$  expériences (fig.2.4)

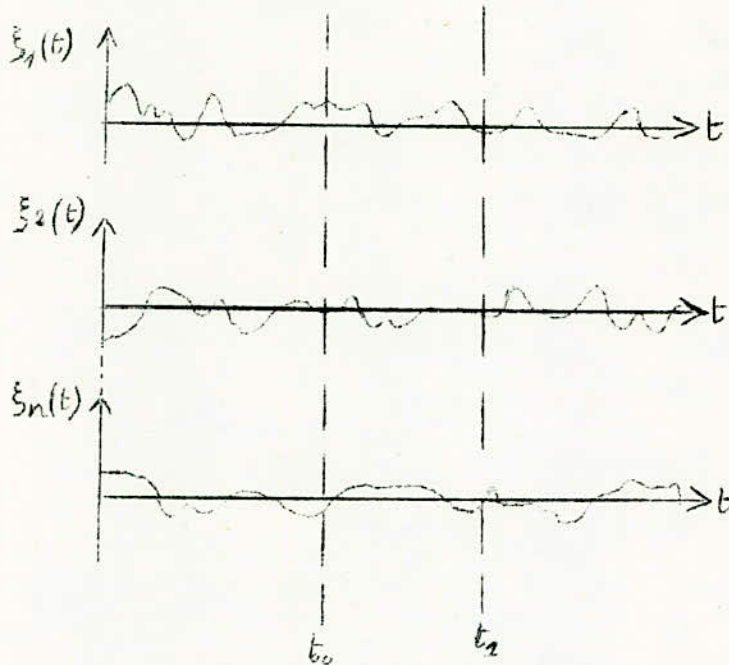


fig.2.4-Echantillons d'un même processus.

Le processus  $\xi(t)$  est ergodique si les moyennes statistiques obtenues sur l'ensemble de ses réalisations prises en des instants déterminés ( $t_0, t_1, \dots, t_n$ ) sont égales avec une probabilité arbitrairement voisine de 1 aux moyennes temporelles prises pendant un temps suffisamment long sur l'une quelconque de ses réalisations.

La conclusion pratique fondamentale est que l'une quelconque des réalisations du processus est représentative de l'ensemble des réalisations et suffit à l'étude des propriétés du processus.

Notons que la stationnarité est une condition nécessaire pour l'ergodicité.

En conclusion, pour un processus ergodique nous pourrions toujours remplacer les moyennes statistiques par les moyennes temporelles suivantes.

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{\xi} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} \xi_k(t) dt \\ R_{\xi}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} \xi_k(t) \cdot \xi_k(t+\tau) dt \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} k : \text{entier} \\ \text{quelconque} \end{array}$$



Remarque.

$$R_{\xi}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} \xi_k^2(t) dt$$

La valeur de la fonction d'autocorrélation pour  $t = 0$  représente la valeur moyenne du processus (ou sa puissance moyenne si on interprète  $\xi(t)$  comme la tension mesurée aux bornes d'une résistance de  $1 \Omega$ ).

3.- Propriétés énergétiques des processus stationnaires d'ordre 2

Analyse spectrale.

3.1- Propriétés de la fonction d'autocorrélation.

Elles sont regroupées dans le tableau 2.2. Elles seront utiles pour la représentation des différents types de bruit (cf. paragraphe 3.3).

Parité	$R_{\xi}(\tau) = R_{\xi}(-\tau)$
valeur à l'infini valeur à l'origine	$\left. \begin{aligned} R_{\xi}(\infty) &= (\bar{\xi})^2 \\ R_{\xi}(0) &= \overline{\xi^2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \sigma_{\xi}^2 = R_{\xi}(0) - R_{\xi}(\infty)$
La fonction est maximum à l'origine	$R_{\xi}(0) >  R_{\xi}(\tau)  \quad \forall \tau$

Tableau 2.2

3.2- Distribution spectrale de la puissance moyenne - Théorème de Wiener - Kintchine.

- Le théorème de Wiener-Kintchine joue un rôle capital dans la théorie des processus stationnaires d'ordre 2. Il permet en effet de déterminer leurs propriétés énergétiques.

- Le concept de densité spectrale sera continuellement présent par la suite. Mais avant de le définir, nous rappelons le théorème de Parseval.

a.- Puissance instantanée-Puissance active moyenne-Théorème de Parseval.

- La puissance instantanée d'un signal réel  $x(t)$  est :

$$p(t) = |x(t)|^2$$

- sa puissance moyenne calculée depuis l'instant  $t_1$  à  $t_1 + T$  est :

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} |x(t)|^2 dt$$

- Le théorème de Parseval exprime que l'énergie d'un signal est la même quelle que soit sa représentation temporelle ou fréquentielle, ce qui se traduit par :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df \quad (2)$$

où  $X(f)$  est la transformée de Fourier de  $x(t)$  ; elle sera notée :

$$x(t) \longleftrightarrow X(f) \quad x(f) = F[x(t)]$$

ou encore

b.- Distribution spectrale de la puissance moyenne.

- Supposons que  $\xi(t)$  représente la tension complexe aux bornes d'une résistance de  $1\Omega$ . La puissance active moyenne consommée dans cette résistance est, compte tenu de (2) :

$$P_\xi = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} |\xi(t)|^2 dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \xi(t) \cdot \xi^*(t) dt$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} |\xi(f)|^2 df$$

où  $\xi(t) \longleftrightarrow \xi(f)$ . et  $*$  désigne la quantité conjuguée. Ce qui nous amène à poser :

$G_\xi(f) = |\xi(f)|^2$  qui est la distribution spectrale de la puissance moyenne.

En définitive , on peut donc écrire :

$$P_\xi = \int_{-\infty}^{+\infty} G_\xi(f) df$$

- Nous allons voir que  $G_\xi(f)$  est une fonction paire : c'est la distribution symétrique. On définit également une distribution dissymétrique  $F_\xi(f)$  telle que :

$$P_\xi = \int_0^{\infty} F_\xi(f) df \quad \text{d'où ;}$$

$$\begin{cases} F_\xi(f) = 2 G_\xi(f) & \text{si } f > 0 \\ F_\xi(f) = 0 & \text{si } f < 0 \end{cases}$$

c.- Théorème de Wiener-Kintchine.



Théorème.

$G_{\xi}(f)$  est la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation  $R_{\xi}(\tau)$  et inversement.

Ce qui s'exprime par:

$$G_{\xi}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{\xi}(\tau) \cdot e^{-i\omega\tau} \cdot d\tau = 2 \int_0^{\infty} R_{\xi}(\tau) \cdot \cos\omega\tau \cdot d\tau$$

$$R_{\xi}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} G_{\xi}(f) \cdot e^{i\omega\tau} \cdot df = 2 \int_0^{\infty} G_{\xi}(f) \cdot \cos\omega\tau \cdot df$$

qu'on peut encore noter:

$$\boxed{R_{\xi}(\tau) \longleftrightarrow G_{\xi}(f)}$$

— La démonstration de ce théorème ne sera pas faite car elle sort du cadre de notre exposé.

— si on fait  $\tau = 0$  dans  $R_{\xi}(\tau)$ , on aura:

$$P_{\xi} = \int_{-\infty}^{+\infty} G_{\xi}(f) \cdot df = R_{\xi}(0)$$

Donc la puissance moyenne  $P_{\xi}$  développée par le processus  $\xi(t)$  dans une résistance de  $1 \Omega$  est représentée par la valeur de la fonction d'autocorrélation à l'origine.

Remarques.

1) Si en outre le processus est ergodique, on peut remplacer la moyenne statistique  $R_{\xi}(\tau)$  par la moyenne temporelle prise sur une réalisation quelconque.

on a alors

$$R_{\xi}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} \xi_k^2(t) dt = \overline{\xi^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} G_{\xi}(f) df$$

2) La fonction d'autocorrélation étant paire, la distribution spectrale de la puissance moyenne vérifie:

$$G_{\xi}(f) = G_{\xi}(-f)$$

3.3 - Exemples.

Dans ce paragraphe nous allons voir la représentation mathématique du bruit.

a. - Bruit blanc.

Il est défini par une distribution uniforme (fig.2.5):

$$\begin{cases} G(f) = \frac{N_0}{2} & F(f) = N_0 \\ R(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \end{cases} \quad \text{où } \delta(\tau) \text{ est la distribution de Dirac.}$$

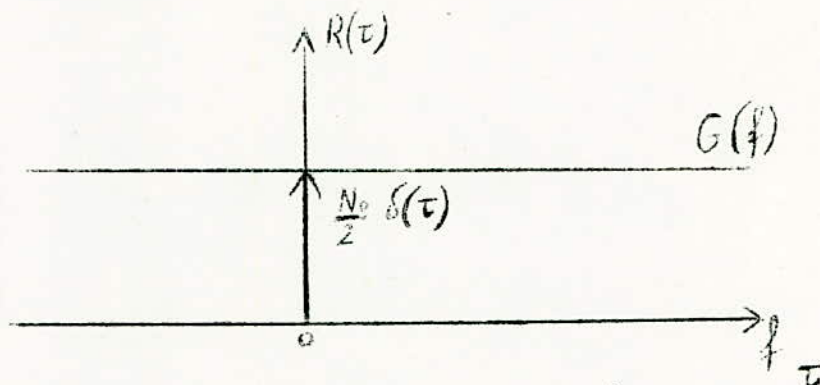


Fig. 2.5.

On en déduit d'après le tableau 2.2:

$$\begin{cases} \overline{\xi} = 0 \\ \overline{\xi^2} = +\infty \end{cases}$$

— La puissance moyenne est infinie; le bruit blanc est donc un modèle mathématique qui n'a pas de réalisation physique.

Cependant le concept de bruit blanc est commode car il permet de considérer dans les calculs un bruit dont la bande de fréquence (qui est théoriquement infinie) recouvre très largement la bande passante du récepteur.

— D'autre part  $R_{\xi}(\tau) = 0 \quad \forall \tau$ , ce qui se traduit par: deux échantillons quelconques (même infiniment rapprochés) sont non corrélés. On dit que le processus est "sans mémoire".

b. - Bruit blanc à bande limitée.

Il est défini par une distribution uniforme jusqu'à une fréquence de coupure  $f_c$  (fig.2.6) au-delà de laquelle elle est nulle.

$$\begin{cases} G(f) = \frac{N_0}{2} \left[ Y(f+f_c) - Y(f-f_c) \right] \\ R(\tau) = \frac{N_0}{2} \frac{\sin 2\pi f_c \cdot \tau}{\pi \tau} \end{cases} \quad \text{où } Y(f) \text{ est la fonction échelon.}$$



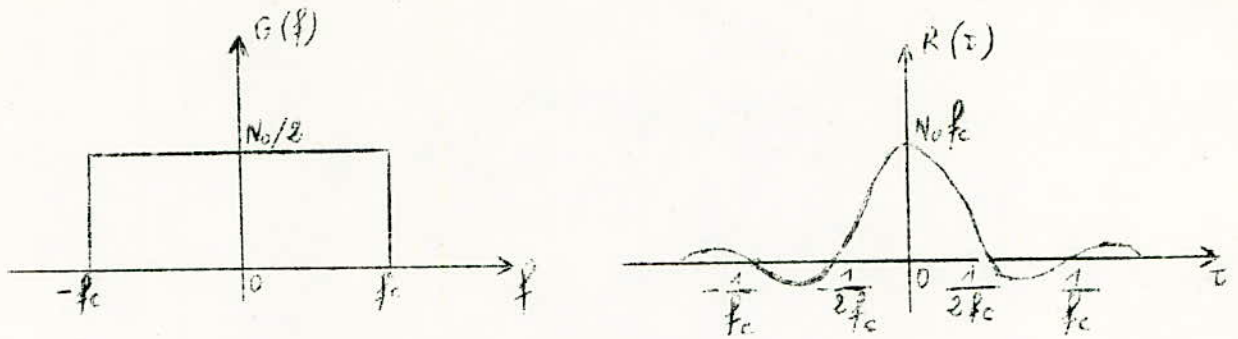


Fig. 2.6

On en déduit d'après le tableau 2.2:

$$\begin{aligned} \overline{\xi} &= 0 \\ \overline{\xi^2} &= N_0 f_c \end{aligned}$$

— La valeur moyenne est nulle et la puissance moyenne (ou variance) est  $N_0 f_c$ .

— D'autre part:

$$R_{\xi} \left( \frac{n}{2f_c} \right) = 0 \quad n: \text{entier} \neq 0.$$

autrement dit: deux échantillons  $\xi(t)$  et  $\xi(t + \frac{n}{2f_c})$ , séparés par un intervalle de temps qui est un multiple entier<sup>c</sup> de  $\frac{1}{2f_c}$  sont non corrélés. Si, en outre, le processus est gaussien les deux échantillons sont indépendants.

Remarques.

1) La définition d'un bruit blanc ne fait pas appel aux propriétés statistiques du processus mais uniquement à ses propriétés énergétiques. En particulier un bruit blanc n'est pas nécessairement gaussien.

2) Le bruit blanc à bande limitée peut être obtenu à partir d'un bruit blanc qu'on ferait passer à travers un filtre idéal de bande passante  $2f_c$ .

3) Le bruit dont le spectre est limité vers les hautes fréquences (tel que celui de la fig.2.6) est parfois appelé bruit rose car il rappelle l'effet que produit sur la lumière blanche le

filtrage de ses courtes longueurs d'onde c'est à dire la suppression des couleurs voisines du bleu.

c. - Bruit gaussien.

Sa densité spectrale est donnée par:

$$S_{\xi}(\omega) = \frac{S_0}{\omega_0 \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\omega \pm \omega_c)^2}{2\omega_0^2}\right]$$

où  $S_0$  est la puissance totale moyenne et  $\omega_c$  la fréquence autour de laquelle le spectre est centré (fig.2.7).

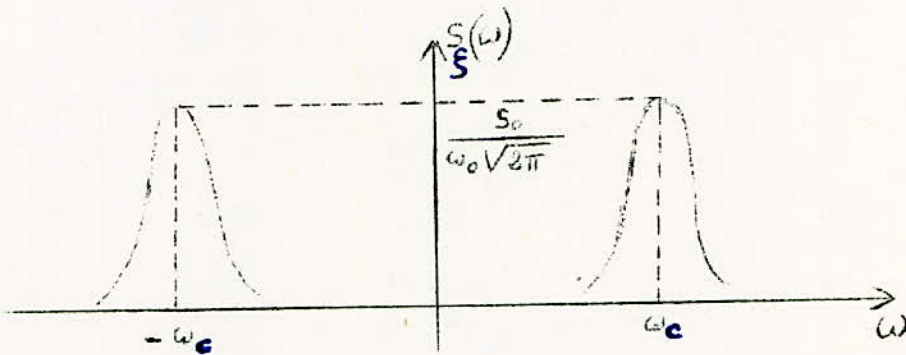


Fig. 2.7

En appliquant le théorème de Wiener-Kintchine, et compte tenu du fait que:

$$\exp\left[-\frac{(t-t')^2}{2\sigma^2}\right] \longleftrightarrow \sqrt{2\pi} \sigma \cdot \exp\left[-\frac{\sigma^2 \omega^2}{2}\right] \cdot \exp[-j\omega t] \quad \text{avec } j^2 = -1$$

la fonction d'autocorrélation s'écrit:

$$R_{\xi}(\tau) = S_0 \cdot \exp\left[-\frac{\omega_0^2 \tau^2}{2}\right] \cdot \cos \omega_c \tau$$

la courbe correspondante est donnée sur la fig.2.8.

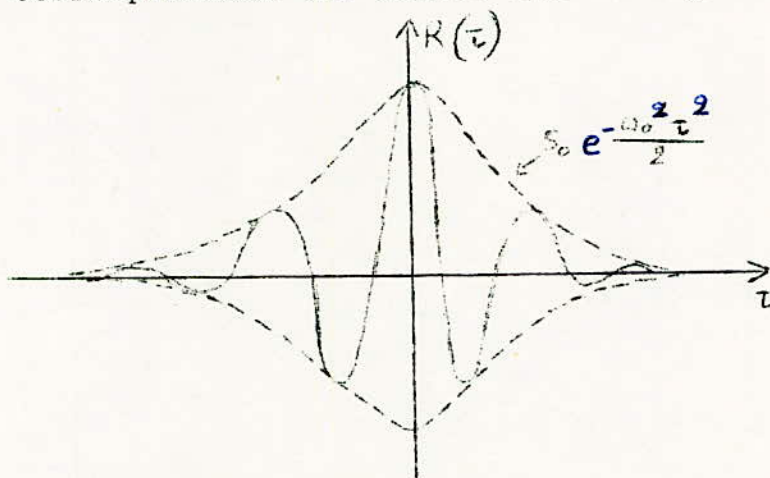


Fig. 2.8



On a bien:

$$\begin{aligned} \bar{\xi} &= \sqrt{R_{\xi}(\infty)} = 0 \\ \sigma^2 &= \overline{\xi^2} = R_{\xi}(0) = S_0 \end{aligned}$$

La courbe en pointillé de la partie supérieure (fig.2.8) est la fonction d'autocorrélation du bruit gaussien centrée autour de la fréquence nulle.

d. - Bruit thermique.

Ce bruit intervient surtout au niveau de la réception d'un signal bruité.

d.1 - Distribution spectrale moyenne du carré de la f.e.m.

Le bruit thermique est un bruit blanc à bande limitée, gaussien et stationnaire. Sa fréquence de coupure est suffisamment élevée ( $\sim 10^{13}$  Hz) de sorte qu'on peut le considérer comme un bruit blanc.

On montre qu'une résistance R en équilibre thermodynamique à la température T est équivalente à un générateur de Thévenin dont la f.e.m est un processus gaussien, stationnaire, de moyenne nulle et à bande limitée (fig.2.9).

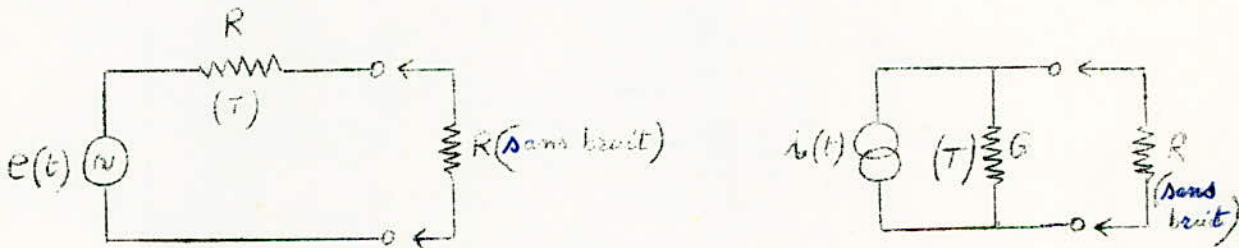


Fig.2.9 - Générateurs de Thévenin et Norton équivalents à la résistance R.

- La fonction d'autocorrélation de la f.e.m est, en faisant l'approximation d'un bruit blanc

$$R_e(\tau) \approx 2kTR \delta(\tau)$$

où k est la constante de Boltzmann.

- La distribution spectrale moyenne du carré de la f.e.m est, d'après le théorème de Wiener-Kintchin:

$$\boxed{G_e(f) \approx 2kTR} \quad \left( \frac{V^2}{Hz} \right) \quad (3)$$

— Le générateur de Norton équivalent à la résistance bruitée aura pour caractéristiques:

$$\begin{cases} i(t) = \frac{e(t)}{R} = e(t) \cdot G & G: \text{conductance.} \\ R_i(\tau) \simeq 2kTG \cdot \delta(\tau) \\ G_n(f) \simeq 2kTG & (A^2/Hz) \end{cases}$$

d.2 - Distribution spectrale moyenne de la puissance maximum disponible.

La puissance maximum instantanée disponible aux bornes du générateur équivalent est, par définition:

$$\frac{e^2(t)}{4R} = \frac{i^2(t)}{4G}$$

Rappelons que c'est la puissance active qui serait consommée dans une résistance de même valeur et supposée sans bruit propre, branchée aux bornes de la résistance bruitée.

Sa valeur moyenne est:

$$\overline{\frac{e^2(t)}{4R}} = \overline{\frac{i^2(t)}{4G}}$$

La distribution spectrale moyenne de la puissance maximum disponible est d'après la relation (3):

$$(4) \quad (W/Hz) \quad \boxed{G(f) = \frac{2kTR}{4R} = \frac{kT}{2} = \frac{N_0}{2}} \quad F(f) = kT = N_0$$

Remarque.

— On dit aussi de façon équivalente que la valeur quadratique moyenne de la tension de bruit est:

$$\overline{e^2(t)} = 4kTR \Delta f \quad (\text{formule de Nyquist})$$

ce qui permet d'écrire que la puissance maximum disponible moyenne de bruit est dans la bande  $\Delta f$ :

$$\frac{\overline{e^2(t)}}{4R} = kT \Delta f$$

— On voit que le résultat est le même qu'en appliquant la formule (4).

Exemple.

Pour une résistance R en équilibre à la température de référence  $T_0 = 293 \text{ }^\circ\text{K}$  (soit  $T_0 = 20^\circ\text{C}$ ), on a :



$$N_o = k T_o = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz}$$

$$N_o = -174 \text{ dBmW/Hz} = -204 \text{ dBW/Hz.}$$

On rappelle que:

$$(N_o)_{\text{dBW/Hz}} = 10 \log N_o \quad \text{et} \quad (N_o)_{\text{dBmW/Hz}} = 10 \log \frac{N_o}{1\text{mW}}$$

d.3 - Température équivalente de bruit ( $T_e$ ) ramenée à l'entrée d'un récepteur.

La formule (4) est extrêmement importante. En effet dans tous les problèmes que nous traiterons le bruit à l'entrée du récepteur sera un bruit gaussien d'origine thermique à densité spectrale uniforme. La température  $T$  est alors la température équivalente de bruit  $T_e$ , ramenée à l'entrée du récepteur. Elle est liée à la température de bruit  $T_a$  de l'antenne et au facteur de bruit  $F$  du récepteur par la relation, qui sera démontrée au chapitre IV:

$$T_e = T_a + (F-1) T_o$$

$T_o$ : température de référence  
(293 °K)

A l'entrée du récepteur nous aurons une densité de bruit symétrique:

$$\frac{N_o}{2} = \frac{k T_e}{2} \quad (\text{W/Hz})$$

e. - Cas du processus quasi-déterministe.

soit  $s(t, \varphi) = A \cdot \cos[\omega_o t + \varphi]$  ce processus;

sa fonction d'autocorrélation est la moyenne statistique:

$$R_s(t, \tau) = \frac{A^2}{2} \cos \omega_o \tau + \frac{A^2}{2} \cos(2\omega_o t + 2\varphi + \omega_o \tau) \quad (5)$$

— si l'on suppose que la répartition de la variable aléatoire  $\varphi$  est uniforme dans  $[0, 2\pi]$ , c'est à dire si:

$$P_\varphi = \frac{1}{2\pi} \quad \varphi \in [0, 2\pi]$$

le 2<sup>ème</sup> terme de la relation (5) est nul  $\forall t$  et la fonction d'autocorrélation ne dépend pas du temps, il y a stationnarité d'ordre 2. Il est essentiel pour cela que la répartition de  $\varphi$  soit uniforme.

on a

$$R_s(\tau) = \frac{A^2}{2} \cos \omega_o \tau$$

- Le résultat est le même pour le processus  $A \sin[\omega_0 t + \varphi]$ .
- La distribution spectrale correspondante est, d'après le théorème de Wiener-Kinchine:

$$G_A(f) = \frac{A^2}{4} [\delta(f-f_0) + \delta(f+f_0)]$$

- La puissance moyenne est évidemment:

$$R_A(0) = \frac{A^2}{2}$$

### 3.4 - Transformation des processus dans les circuits linéaires.

Nous allons voir les propriétés énergétiques du bruit à la traversée des circuits linéaires.

#### a. - Rappel sur les circuits linéaires.

Considérons un processus  $\xi(t)$  stationnaire d'ordre 2, appliqué à l'entrée d'un circuit linéaire (fig.2.10)

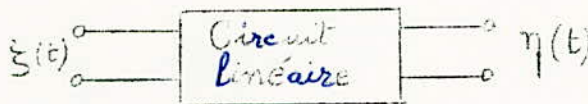


Fig.2.10

Désignons par  $\eta(t)$  le processus de sortie;  $\xi(t)$  et  $\eta(t)$  sont soit des tensions soit des courants.

- On montre que la distribution spectrale de la puissance moyenne de  $\eta(t)$  est :

$$G_\eta(f) = |H(f)|^2 \cdot G_\xi(f) \quad (6)$$

où  $H(f)$  est la fonction de transfert du circuit linéaire.

- Cette formule nous permet de définir un certain nombre de bruit, types obtenus par l'action d'un bruit blanc, par exemple un bruit thermique, sur des circuits classiques. De plus, elle nous permet de définir la notion de bande équivalente de bruit.

#### b. - Puissance moyenne de bruit à la sortie d'un filtre. Bande équivalente de bruit.

##### b.1 - Cas du filtre passe-bas.

- Si l'on suppose qu'un bruit blanc est appliqué à l'entrée du filtre, la distribution spectrale de la puissance moyenne du processus de sortie sera, d'après (6):



$$G_{\eta}(f) = \frac{N_0}{2} |H(f)|^2$$

La courbe de  $G_{\eta}(f)$  à l'allure de la fig.2.11.

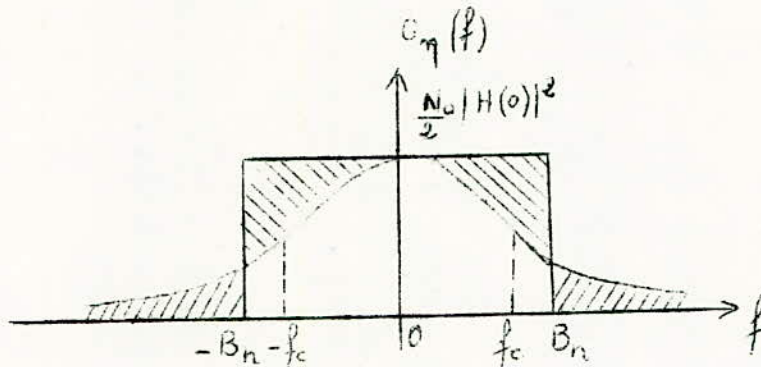


Fig.2.11

— A partir de cette courbe, on définit la bande équivalente de bruit  $B_n$  du filtre comme étant la fréquence de coupure d'un filtre idéal rectangulaire qui donne la même densité de bruit sur la fréquence 0 et la même puissance de bruit totale lorsque le bruit à l'entrée est blanc. Ce qui conduit à dire que les aires hachurées sur la figure.2.11 sont égales.

c'est à dire ; 
$$\frac{N_0}{2} |H(0)|^2 \cdot 2B_n = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df = \overline{\eta^2}$$

D'où

$$B_n = \frac{1}{2 |H(0)|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df$$

— Dans le cas du filtre passe-bas RC, on montre que:

$$B_n = \frac{\pi}{2} \cdot f_c \quad \text{où } f_c \text{ est la fréquence de coupure du filtre.}$$

b.2 - Cas du filtre passe-bande.

— Si on se place toujours dans l'hypothèse du bruit blanc appliqué à l'entrée du filtre, on a comme précédemment:

$$G_{\eta}(f) = \frac{N_0}{2} |H(f)|^2 \quad \text{où: } H(f) \text{ est la fonction de transfert du filtre passe-bande.}$$

La distribution  $G_{\eta}(f)$ , centrée sur la fréquence  $f_0$  du filtre, a l'allure de la fig.2.12.

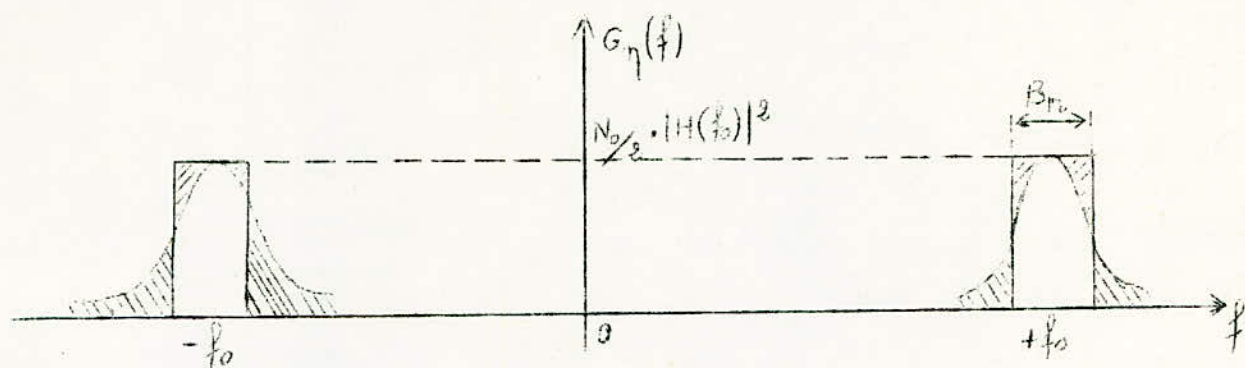


Fig.2.12

— On définit, comme précédemment, la bande équivalente de bruit  $B_n$  du filtre comme étant la largeur d'un filtre idéal rectangulaire donnant la même densité de bruit sur la fréquence  $f_0$  et la même puissance de bruit totale lorsque le bruit à l'entrée est blanc. De cette définition, on déduit l'égalité des aires hachurées sur la fig.2.12.

soit 
$$\frac{N_0}{2} |H(f_0)|^2 \cdot 2B_n = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df = \overline{\eta^2}$$

d'où

$$B_n = \frac{1}{2 |H(f_0)|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df$$

— Dans le cas d'un circuit bouchon RLC, on montre que:

$$B_n = \frac{\pi}{2} \cdot \Delta f_{3dB}$$

où  $\Delta f_{3dB}$  est la bande passante à 3 dB.

Remarque.

Dans le calcul d'un rapport signal-sur-bruit (S/N), la valeur de  $|H(f_0)|^2$  (ou  $|H(0)|^2$ ) n'intervient pas puisque la puissance du signal est, comme le bruit, multipliée par  $|H(f_0)|^2$  (ou  $|H(0)|^2$ ). C'est pourquoi on écrit que la puissance de bruit à la sortie du filtre est simplement  $N_0 B_n$ , ce qui revient à prendre  $|H(f_0)| = 1$  (ou  $|H(0)| = 1$ ).

### 3.5 - Représentation d'un bruit à bande étroite: application au calcul du rapport (S/N) à la sortie d'un limiteur parfait.

Ce paragraphe a pour but de montrer comment on peut représenter un processus  $\xi(t)$ , vérifiant certaines conditions, soit par deux processus  $x(t)$  et  $y(t)$  soit par deux processus  $E(t)$  et  $\varphi(t)$ . Pour illustrer cette représentation un exemple sera traité.



a. - Processus à bande étroite.

Définition.

Un processus aléatoire de spectre énergétique uniforme est à bande étroite lorsque le spectre énergétique se trouve concentré essentiellement dans une bande relativement étroite de fréquence autour d'une fréquence fixe  $f_0$  (fig.2.13).

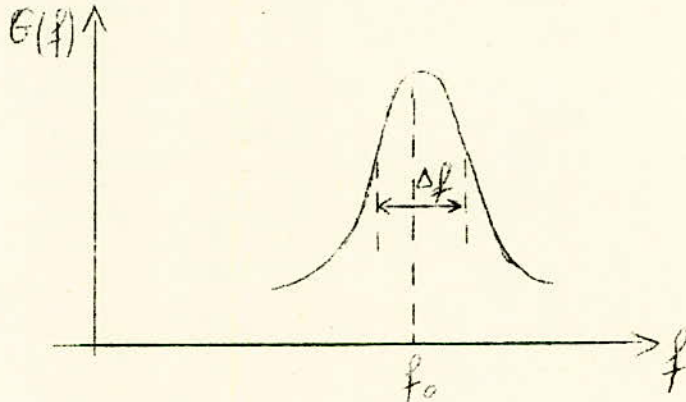


Fig.2.13

la condition de bande étroite peut s'exprimer par l'inégalité;

$$\Delta f \ll f_0$$

b. - Notion de bruit conjugué.

— Considérons un processus stationnaire (d'ordre 2)  $\xi(t)$  spécifié par sa fonction d'autocorrélation  $R_\xi(\tau)$ . On suppose que sa moyenne est nulle:

$$\overline{\xi(t)} = 0$$

— Dans ces conditions, on peut définir un nouveau processus  $\eta(t)$  conjugué de Hilbert, stationnaire (d'ordre 2) et de moyenne nulle, par la relation:

$$\eta(t) = H[\xi(t)] = \frac{1}{\pi} \xi(t) * \frac{1}{t} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\xi(u)}{t-u} du$$

où H représente la transformée de Hilbert

\* symbolise le produit de convolution.

— Si  $\xi(t)$  est gaussien,  $\eta(t)$  est également gaussien.

— Les propriétés de la transformée de Hilbert permettent de conclure:

$$(7) \quad \begin{cases} R_\eta(\tau) = R_\xi(\tau) \\ G_\eta(f) = G_\xi(f) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} R_{\xi\eta}(\tau) = H[R_\xi(\tau)] \\ R_{\eta\xi}(\tau) = -R_{\eta\xi}(\tau) \end{cases}$$

où  $R_{\xi\eta}(\tau)$  est la fonction d'intercorrélacion des processus  $\xi(t)$  et  $\eta(t)$ . (elle est définie de la même manière que la fonction d'autocorrélacion).

— On montre que:  $R_{\xi\eta}(0) = \overline{\xi(t) \cdot \eta(t)} = 0$

Les 2 processus pris en des instants identiques sont donc non corrélés.

Dans le cas particulier d'un processus gaussien, les échantillons  $\xi(t)$  et  $\eta(t)$ , pris au même instant, sont statistiquement indépendants.

c. - Représentation des processus  $\xi(t)$  et  $\eta(t)$ .

on peut poser 
$$\begin{cases} \xi(t) = E(t) \cdot \cos[\omega_0 t - \varphi(t)] \\ \eta(t) = E(t) \cdot \sin[\omega_0 t - \varphi(t)] \end{cases}$$

où  $E(t)$  est l'enveloppe du processus et  $\varphi(t)$  sa phase.

il en résulte:

$$\begin{cases} \xi(t) = x(t) \cdot \cos \omega_0 t + y(t) \cdot \sin \omega_0 t \\ \eta(t) = x(t) \cdot \sin \omega_0 t - y(t) \cdot \cos \omega_0 t \end{cases} \quad (8)$$

avec

$$\begin{cases} x(t) = E(t) \cos \varphi(t) = \xi(t) \cdot \cos \omega_0 t + \eta(t) \cdot \sin \omega_0 t \\ y(t) = E(t) \sin \varphi(t) = \xi(t) \cdot \sin \omega_0 t - \eta(t) \cdot \cos \omega_0 t \end{cases}$$

Propriétés des processus  $x(t)$  et  $y(t)$ .

- Les processus  $x(t)$  et  $y(t)$  sont stationnaires (d'ordre 2) et de moyenne nulle. Ils sont gaussiens si  $\xi(t)$  est gaussien puisque la relation qui les lie à  $\xi(t)$  et  $\eta(t)$  est linéaire.
- On montre que si  $\xi(t)$  est à bande étroite par rapport à  $f_0$ , les processus  $x(t)$  et  $y(t)$  sont également à bande étroite, ce qui signifie qu'ils varient lentement dans le temps par rapport à  $f_0$ .
- L'expression de leur fonction d'autocorrélation est, d'après les relations (7):

$$R_x(\tau) = R_y(\tau) = R_\xi(\tau) \cos \omega_0 \tau + R_{\xi\eta}(\tau) \sin \omega_0 \tau \quad (9)$$

on en déduit:

$$\begin{cases} R_x(0) = R_y(0) = R_\xi(0) \\ \overline{x^2} = \overline{y^2} = \overline{\xi^2} \end{cases} \quad (10)$$

Les processus  $x(t)$  et  $y(t)$  contiennent la même puissance moyenne que le processus  $\xi(t)$  quelle que soit la fréquence  $f_0$ .

La relation (8) montre que les processus  $x(t) \cdot \cos \omega_0 t$  et  $y(t) \cdot \sin \omega_0 t$  contiennent une puissance moyenne égale à  $\overline{\xi^2}/2$

Les formules(9) montrent que les distributions spectrales  $G_x(f)$  et  $G_y(f)$  sont identiques.



Application au filtre passe-bande.

Considérons le cas du bruit thermique défini par un filtre passe-bande idéal rectangulaire de largeur de bande  $B$ , symétrique par rapport à la fréquence  $f_0$ .

Compte tenu des relations (9) et (10), on peut représenter les distributions spectrales  $G_{\xi}(f)$ ,  $G_x(f)$  et  $G_y(f)$  comme suit (fig. 2.14):

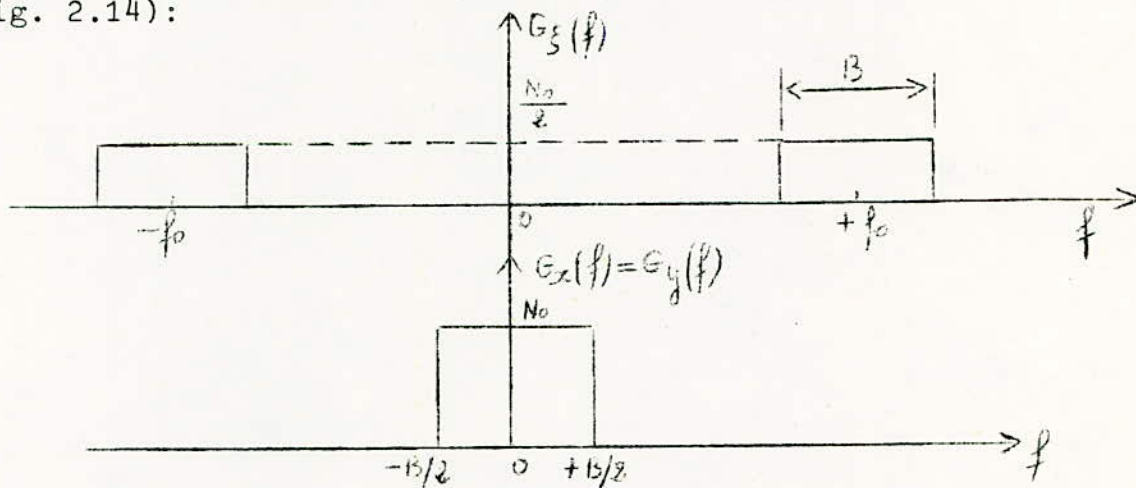


Fig.2.14

La densité symétrique du bruit  $\xi(t)$  est  $N_0/2$  tandis qu'elle est égale à  $N_0$  pour les processus  $x(t)$  et  $y(t)$ . La puissance moyenne totale est cependant la même, comme le montre la fig.2.14, puisque la bande passante des processus  $x(t)$  et  $y(t)$  est  $B/2$ .

Ce résultat sera utilisé lors du calcul du rapport signal-sur-bruit (S/N) en modulation de fréquence (F.M) à la réception d'un signal bruité issu d'un satellite (Cf. partie B du chapitre III).

d. - Exemple: calcul du rapport signal-sur-bruit(S/N) à la sortie d'un limiteur parfait.

On rappelle qu'un limiteur parfait (fig.2.15.a) est un quadri-pôle non-linéaire ayant une caractéristique de la forme:

$$v_s = \text{sgn. } v_e \quad \text{où sgn. désigne la fonction signe (fig.2.15.b)}$$

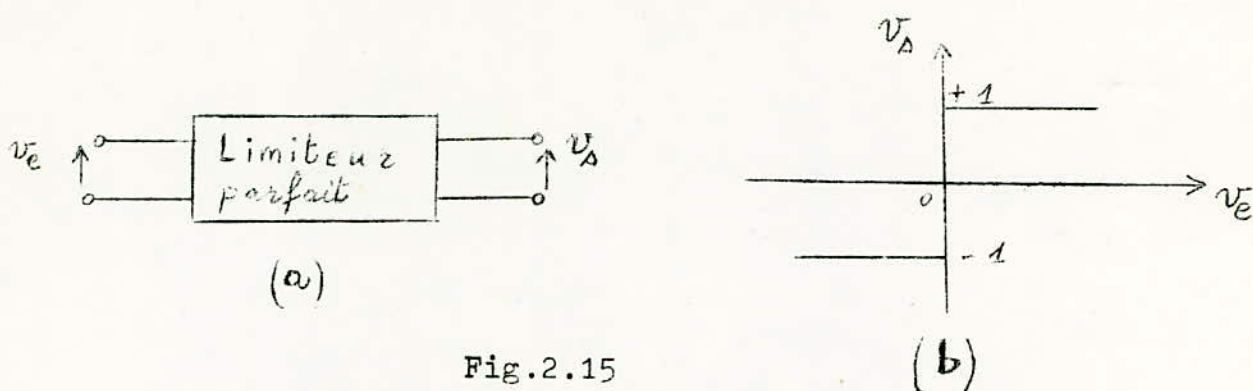


Fig.2.15

$v_e$  et  $v_s$  étant respectivement la tension instantanée à l'entrée et à la sortie du limiteur.

Pour pouvoir appliquer les résultats précédents supposons que le limiteur reçoive un signal constitué par la somme d'une sinusoïde pure de fréquence  $f_0$  et du bruit de sortie d'un filtre passe-bande.

soit alors

$$v_e(t) = A \cos \omega_0 t + \underbrace{x(t) \cos \omega_0 t + y(t) \sin \omega_0 t}_{\xi(t)} \quad (11)$$

qu'on peut écrire:

$$\begin{aligned} v_e(t) &= [A + x(t)] \cos \omega_0 t + y(t) \sin \omega_0 t \\ &= \sqrt{[A + x(t)]^2 + y^2(t)} \cdot \cos [\omega_0 t - \varphi(t)] \end{aligned}$$

avec

$$\varphi(t) = \arctan \frac{y(t)}{A + x(t)}$$

— Remarquons que le bruit  $\xi(t)$  a une composante  $x(t)$  en phase avec le vecteur représentant le processus sinusoïdal et une composante en quadrature  $y(t)$ .

— La tension de sortie est:

$$v_s(t) = \text{sgn} [\cos(\omega_0 t - \varphi(t))] ]$$

supposons que le limiteur soit suivi d'un filtre passe-bande, centré sur la fréquence  $f_0$ , qui isole le terme fondamental du développement en série de Fourier de  $v_s(t)$ . Nous écrivons donc, à la sortie du filtre:

$$\begin{aligned} v_s(t) &= \cos [\omega_0 t - \varphi(t)] \\ &= \frac{1}{\sqrt{[A + x(t)]^2 + y^2(t)}} \left[ (A + x(t)) \cos \omega_0 t + y(t) \sin \omega_0 t \right] \end{aligned}$$

— Si nous supposons que le rapport (S/N) à l'entrée du limiteur est grand, nous pourrions admettre que pendant la quasi-totalité du temps les inégalités suivantes sont vérifiées:

$$\begin{cases} A \gg x(t) \\ A \gg y(t) \end{cases}$$



Un développement limité à l'ordre 2 de la formule précédente permet d'écrire:

$$v_s(t) \approx \cos \omega_s t + \frac{y(t)}{A} \sin \omega_s t \quad (12)$$

- Comparons les formules (11) et (12):

A l'entrée du limiteur, les composantes en phase et en quadrature  $x(t)$  et  $y(t)$  sont en moyenne du même ordre de grandeur. Le rapport  $(S/N)_e$  est d'après (10):

$$\left(\frac{S}{N}\right)_e = \frac{A^2/2}{\xi^2} = \frac{A^2/2}{y^2}$$

A la sortie du limiteur, la composante en phase a disparu (au 2<sup>ème</sup> ordre près); il ne reste plus que la composante en quadrature  $\frac{y(t)}{A} \sin \omega_s t$  qui contient la puissance moyenne totale:

$$\frac{y^2}{A^2} \cdot \frac{1}{2}$$

Le rapport signal-sur-bruit  $(S/N)_s$  dans la bande du filtre passe-bande qui isole le terme fondamental de  $v_s(t)$  est:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_s = \frac{1/2}{\frac{y^2}{A^2} \cdot \frac{1}{2}}$$

ou encore :

$$\boxed{\left(\frac{S}{N}\right)_s = 2 \left(\frac{S}{N}\right)_e}$$

### Conclusion.

On peut donc affirmer qu'un limiteur idéal suivi d'un filtre passe-bande permet de gagner 3 dB lorsque le rapport  $\left(\frac{S}{N}\right)_e$  à l'entrée est grand et en l'absence de modulation.

### Interprétation géométrique.

La fig.2.16 permet de retrouver ces résultats. L'extrémité du vecteur représentant le signal de sortie se déplace sur un arc

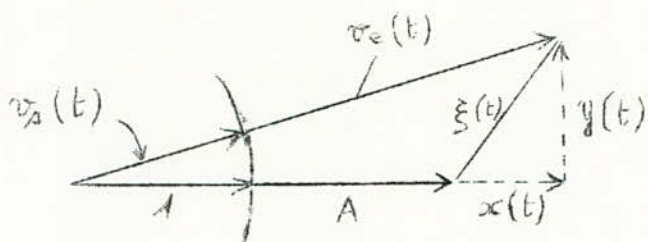


Fig. 2.16

de cercle de rayon 1; la projection de sa composante de bruit sur l'axe en phase est bien du second ordre par rapport à sa projection sur l'axe en quadrature.

Remarque.

Le cas d'un rapport  $(S/N)_e$  faible sera traité dans la partie B du chapitre suivant.



C h a p i t r e III.

LES TRANSMISSIONS PAR SATELLITES  
ANTENNE CASSEGRAIN

Dans toute la suite de l'exposé, on se placera dans le contexte des liaisons par satellites géostationnaires qui sont les plus utilisés actuellement.

A. - LIAISON PAR SATELLITE - ANTENNE CASSEGRAIN.

Rappelons qu'une liaison par satellite (*fig. 3.1.*) est un moyen de communication utilisant l'espace comme canal de transmission et un ou plusieurs satellites comme relais. Les éléments constituant ce type de liaison sont donc le satellite et la station terrienne.

1. - Présentation Générale d'un Satellite.

En général, un satellite (*actif*) est doté, en plus des équipements mécaniques, d'antennes fixes (*cornets*), d'antennes orientables (*paraboloïdes*), d'un ou plusieurs répéteurs-récepteurs changeurs de fréquence, d'amplificateurs, de cellules solaires, d'émetteur jouant le rôle de balise, d'un système de télémétrie, etc....

Cette partie ne sera pas étudiée en détail car elle ne fait pas l'objet de notre exposé.

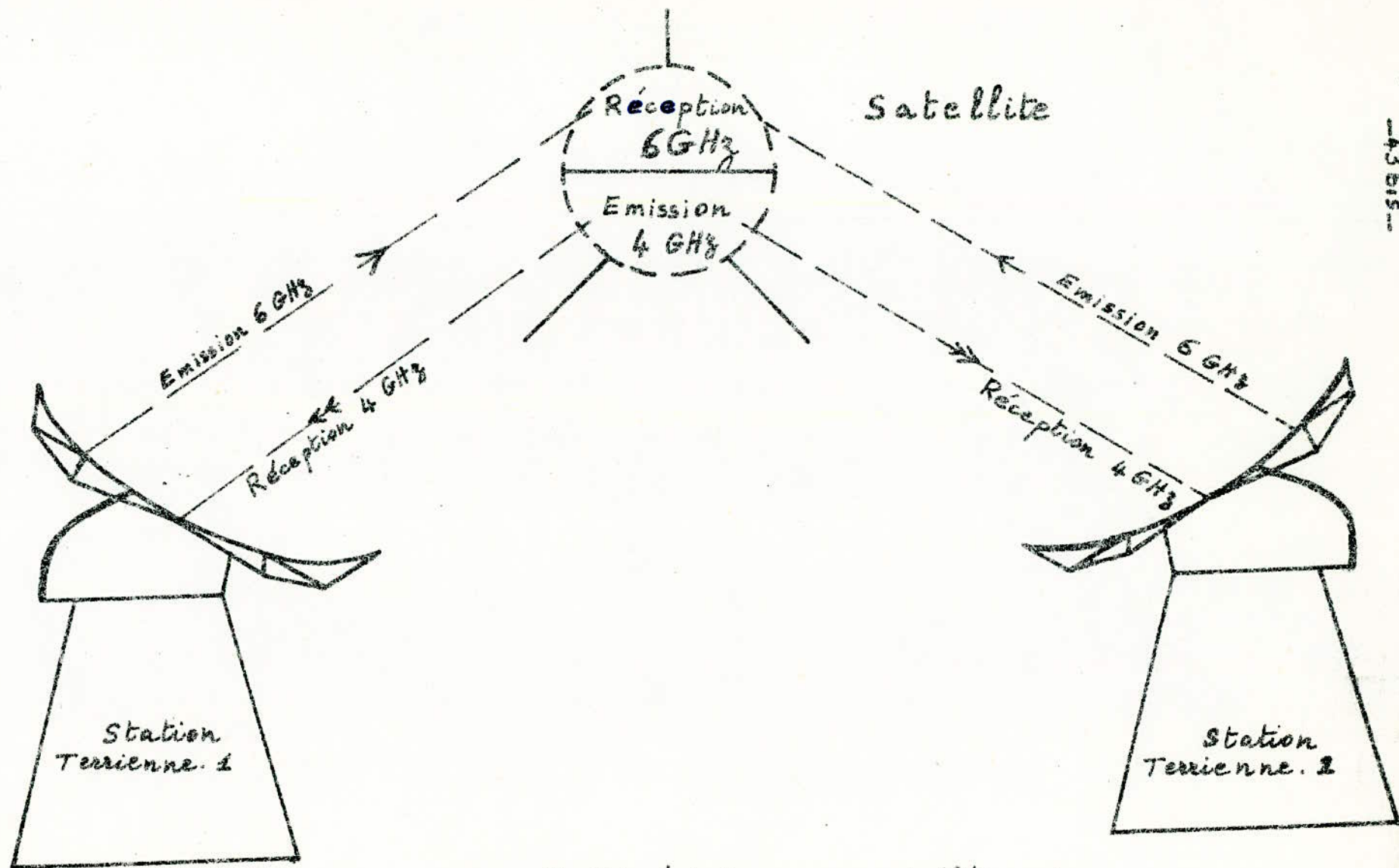
2. - Organisation d'une Station Terrienne (" Earth Station ")

L'organisation d'une station terrienne n'est pas, dans son principe, fondamentalement différente de celle d'une autre station de télécommunications et en particulier d'un terminal de faisceaux hertziens (*fig. 3.2.*). La particularité principale provient du système de poursuite qui peut d'ailleurs, dans certains cas, être particulièrement simple.

2.1. - Schéma Synoptique.

Il est représenté sur la *fig. 3.2.*

2.2. - Description et Rôle des Différents Blocs.



43 bis

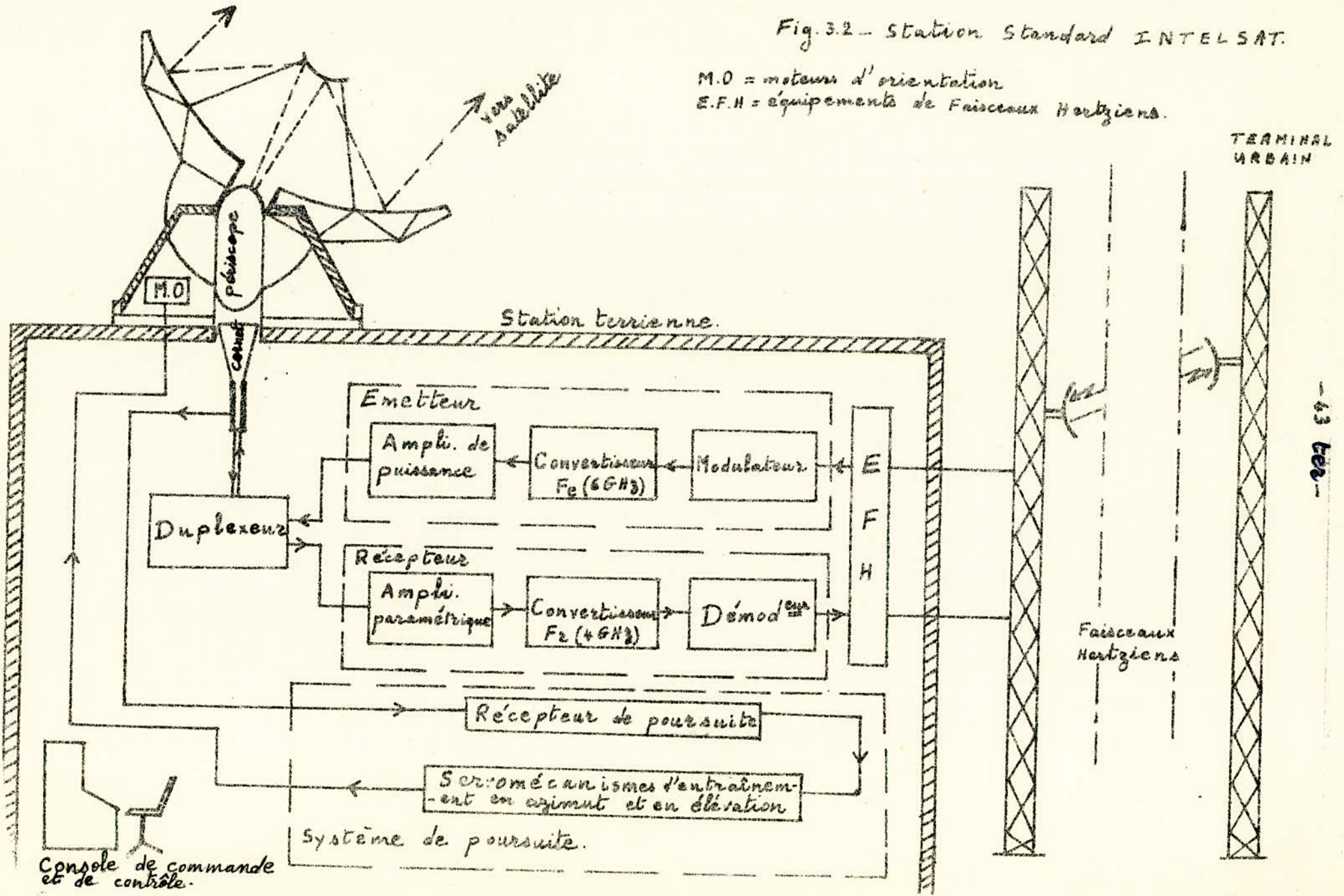
Fig. 3.1 - Liaison par satellite entre 2 stations.

Gamme d'émission :	5,925 — 6,425 GHz
Gamme de réception :	3,7 — 4,2 GHz
Bande passante :	500 MHz



Fig. 3.2 - Station Standard INTELSAT.

M.O = moteurs d'orientation  
 E.F.H = équipements de Faisceaux Horizontaux.



- 63 fee -



a. - L'antenne.

Elle est orientable, parabolique (du type "Cassegrain" : Cf. paragraphe 3.2.) et maintenue pointée en permanence dans la direction d'un satellite au moyen d'un dispositif de poursuite. De plus elle est commune à l'émission et à la réception. Quant à sa taille et sa complexité, elles dépendent du service à satisfaire et de la P.I.R.E. (puissance isotrope rayonnée équivalente) du satellite (Cf. Chapitre IV) : les plus simples sont des antennes portables (quelques mètres de diamètre) et les plus importantes les antennes normalisées par Intelsat (jusqu'à 32 m de diamètre).

En général les antennes des stations terriennes sont conçues et réalisées de façon d'une part à présenter un rendement élevé, d'autre part à réduire les rayonnements parasites. En particulier, à la réception, elles doivent capter le moins possible le rayonnement thermique du sol; pour cette raison, elles sont souvent appelées "antennes froides".

Pour obtenir ces qualités: gain élevé à l'émission, gain élevé et température de bruit faible à la réception, on fait appel aux techniques suivantes:

- réflecteurs " conformés ", c'est à dire spécialement calculés pour donner une répartition uniforme d'illumination avec chute très " brusque " sur les bords.
- cornet d'illumination ( source primaire ) présentant un diagramme de rayonnement de révolution, très régulier, avec très peu de polarisation croisée et un rayonnement parasite très faible en dehors du lobe principal. Ces caractéristiques sont obtenues en utilisant soit des cornets multimodes soit des cornets annelés.

b. - Le Duplexeur.

C'est un dispositif d'aiguillage qui sert à séparer les sens de transmission des deux ondes (émission et réception). Le duplexage émission-réception se fait, en général, par séparation de polarisation, l'émission et la réception se faisant en polarisations orthogonales ( circulaires inverses dans le cas d'Intelsat ).

c. - Le Bloc Récepteur.

C.1 - Les récepteurs.

Notons que la découverte et l'utilisation du MASER et de l'amplificateur paramétrique ont permis l'établissement de liaisons à grandes capacités par satellite.



L'intérêt essentiel de ces récepteurs réside dans leur faible température de bruit. Par ailleurs, pour bénéficier de la sensibilité de l'antenne, ils sont placés à proximité immédiate de la source. A cette fin, dans le cas des antennes à source non périscopique (*Cf. remarque (3) ci-dessous*), une cabine est aménagée spécialement en arrière du réflecteur.

Lors des premières expériences, on utilisait des amplificateurs quantiques (MASER) mais leur coût prohibitif les a fait remplacer par des amplificateurs paramétriques refroidis vers 20°K par un dispositif cryogénique à l'hélium gazeux fonctionnant en circuit fermé (*jusqu'en 1972 presque toutes les stations "standard" étaient équipées d'amplificateurs de ce type*).

Depuis 1972, les progrès en matière de diodes VARACTOR, la disponibilité de "pompes" (*oscillateurs*) hyperfréquences (60 GHz par exemple) et de composants de plus en plus performants (*circulateurs en particulier*), ont entraîné des progrès majeurs dans le domaine des amplificateurs paramétriques. Ces progrès ont permis de mettre sur le marché des amplificateurs paramétriques qui, même non refroidis, ont une sensibilité proche de celle des amplificateurs paramétriques refroidis utilisés jusque-là, dont les pertes ohmiques (*diodes paramétriques, circulateur, circuits hyperfréquences*) devaient être en quelque sorte "effacées" par le refroidissement cryogénique. La température équivalente de bruit de ces amplificateurs non refroidis, fonctionnant donc à température ambiante (*une stabilité en température à 1 ou 2° près est largement suffisante*), atteint maintenant 55°K et même moins.

Actuellement, toutes les nouvelles stations utilisent des amplificateurs paramétriques non refroidis (*donc plus commodes d'emploi*) quitte à compenser la légère perte dans la sensibilité du récepteur par une antenne de surface un peu accrue (*par exemple: diamètre 32,5 m au lieu de 30 m*), donc par un gain un peu plus grand.

Remarques:

- 1) Afin d'augmenter la fiabilité des stations, les amplificateurs de réception sont doublés.
- 2) Le principe d'un amplificateur paramétrique est donné en ANNEXE N° 1.
- 3) Antenne "à source périscopique".



Pour éviter des pertes prohibitives, les amplificateurs paramétriques (*réception*), le récepteur de poursuite et même parfois les amplificateurs d'émission étaient jusqu'à présent placés dans une cabine au voisinage immédiat de la source primaire (*cas des antennes à source non périscopique*). Cette cabine qui se trouvait donc à près de vingt mètres du sol, constituait un inconvénient pour l'exploitation, compliquait et chargeait les structures mécaniques et rendait nécessaires certains aménagements coûteux (*ascenseur...*).

Maintenant, on sait réaliser des dispositifs radioélectriques permettant de reporter à la base de l'antenne, dans le local d'exploitation, les différents sous-ensembles énumérés plus haut.

Le dispositif de report à la base, appelé "*source périscopique*", est constitué d'une série de miroirs formant un "*guide d'onde en espace libre*". Le cornet d'illumination se trouve lui-même reporté à la base de l'antenne.

La fig. 3.3. représente schématiquement ce dispositif.

Signalons que la station terrienne de Lakhdaria (*Algérie*) est équipée d'un dispositif de ce type.

#### C.2. - Les équipements de liaison-transposition.

Les signaux reçus sont acheminés vers les convertisseurs de fréquence de réception à l'aide de câbles coaxiaux pour être ensuite transposés et amplifiés à la fréquence intermédiaire (F.I) de 70 MHz.

#### C.3. - Les démodulateurs.

Ils sont destinés à restituer les signaux basse fréquence.

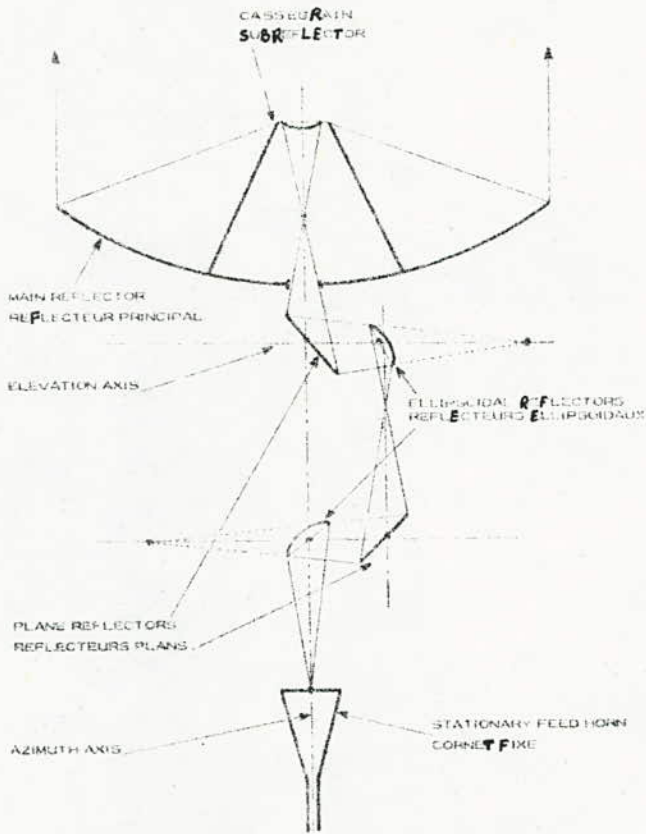
Ils sont du type à "seuil amélioré" (*Cf. partie B. de ce chapitre*) en téléphonie et pour le son T.V. car la puissance de bruit total (*thermique plus intermodulation*) psychométrique fixée par le C.C.I.R. dans la voie la plus mauvaise ne doit pas dépasser 9000 pWp au niveau nominal et 50.000 pWp au niveau minimal, performances qu'on ne peut pas obtenir avec un démodulateur de type normal.

Pour le signal vidéo (T.V.), le démodulateur est de type classique.

#### d. - Le bloc émetteur.

##### d.1. - Les émetteurs:





ANTENNE à SOURCE PERISCOPIQUE  
BEAM-WAVEGUIDE FEED ANTENNA

Fig. 33. — Antenne à source périscopique.

L'antenne constitue, grâce à sa directivité, à l'émission comme à la réception, le meilleur des amplificateurs.

La puissance des émetteurs dépend essentiellement du gain de l'antenne, de la capacité à transmettre et du système de modulation utilisé. Pour les systèmes actuels fonctionnant en modulation de fréquence (F.M.), la puissance nécessaire est de l'ordre de 1W par voie téléphonique et de 500 à 1000W pour un canal de T.V. (dans le cas d'une antenne de 30 m à 6 GHz).

Les émetteurs utilisés sont:

- soit des tubes à ondes progressives (T.O.P.) (dont l'intérêt réside dans les grandes puissances, environ 10KW, et dans la largeur de la bande passante: 500 MHz).
- soit des klystrons (1KW)
- soit des carpitrons (carcinotrons fonctionnant en amplificateurs: 500W)

#### Remarque.

L'émetteur d'une station terrienne utilise, généralement, comme amplificateur de puissance, un tube à ondes progressives (T.O.P.). Ce T.O.P. est, intrinsèquement, un amplificateur à large bande couvrant toute la bande utilisable du satellite (500 MHz) avec les qualités requises d'uniformité du gain et du temps de propagation de groupe. Le T.O.P. est donc, par principe, l'amplificateur de puissance idéal pour les stations terriennes, puisqu'il permet avec un seul tube, d'émettre simultanément plusieurs porteuses téléphoniques.

Par contre, on doit noter que l'émission simultanée de plusieurs porteuses dans le même tube entraîne l'apparition de composantes parasites d'intermodulation, d'autant plus élevées que le point de fonctionnement du tube est proche de la saturation. Le niveau maximal de ces composantes faisant l'objet d'une spécification, le degré de linéarité de la caractéristique du tube au point de fonctionnement se trouve imposé dans chaque configuration.

#### d.2. - Les équipements de modulation-transposition.

A l'émission, la modulation en fréquence de l'onde porteuse par le signal utile s'effectue généralement à une fréquence de 70 MHz (F.I.). Cette onde est ensuite transposée à la fréquence d'émission (6 GHz) par mélange avec une onde produite par un oscillateur de base.



e. - Le système de poursuite.

L'antenne d'une station terrienne est placée sur une monture orientable de haute précision. Compte tenu, en effet de l'extrême finesse du faisceau de l'antenne (0,1 degré dans le cas des stations "Standard" Intelsat), il est nécessaire de maintenir celle-ci pointée dans la direction du satellite (c'est la poursuite ou "tracking") à environ 0,015 degré près, à l'aide de servomécanismes, quels que soient les mouvements résiduels (ou dérives) du satellite par rapport à sa trajectoire et les conditions locales de vent.

Ceci nécessite des asservissements très puissants (on utilise des systèmes hydrauliques ou électriques) qui ont une puissance telle qu'elle permet l'entraînement et le maintient fixe de l'antenne dans les directions voulues. Cet asservissement est conçu pour poursuivre non seulement des satellites géostationnaires mais aussi des satellites à défilement de période minimale 6h jusqu'à 88° d'élévation.

Il existe deux méthodes d'acquisition des données qui permettent de déceler les erreurs de pointage d'une antenne.

1) Poursuite automatique.

Elle est assurée par un récepteur de poursuite (ou d'écartométrie) automatique qui fournit aux asservissements 2 signaux d'erreur analogiques traduisant les erreurs de position angulaire (en azimut et en élévation) qui existent entre la direction de l'antenne et celle du satellite muni d'une balise radioélectrique (de faible puissance: - 186 à - 152 dBW/m<sup>2</sup>) émettant une porteuse continue. Ces signaux d'erreur commandent les servomécanismes d'entraînement (en azimut et en site) qui corrigent alors la direction de l'antenne.

Remarques.

- Pour permettre un pointage efficace le récepteur de poursuite automatique doit avoir une bande passante très étroite compte tenu de l'éloignement du satellite et de la faible puissance d'émission de sa balise.
- D'autre part, l'effet DOPPLER-FIZEAU dû au déplacement du satellite produit des variations de fréquence du signal de balise reçu au sol: la bande passante du récepteur de poursuite doit alors être centrée sur la fréquence de la balise telle qu'elle est reçue au sol.

2) Commande numérique de l'antenne.

Elle est assurée par un dispositif de "poursuite pas à pas"



dans lequel un processus logique vient à chaque instant comparer la direction réelle de l'antenne (*élévation et azimut*) avec sa direction théorique donnée par un programme préétabli (*la trajectoire du satellite étant au préalable programmée sur ordinateur*), puis on procède aux mêmes corrections que dans la méthode précédente (*un tel processus nécessite une connaissance parfaite des éphémérides du satellite ce qui pose des problèmes lors des recarages de l'orbite du satellite*).

Remarque importante:

La première méthode est meilleure car elle est précise étant donné qu'elle poursuit le satellite là où il est, alors que la seconde serait plutôt utilisée au cas où l'on connaît suffisamment avec précision la trajectoire du satellite à l'avance.

3. - Antenne Cassegrain.

3.1. - Rappels sur les principales caractéristiques d'une antenne.

Nota: Ces rappels seront utiles pour le calcul d'une liaison par satellite qui sera fait du chapitre IV .

Une antenne est un dispositif qui a pour but d'assurer un couplage, en général réciproque, entre une onde guidée le long d'une ligne de transmission radioélectrique et une onde rayonnée dans l'espace.

a. - Angle d'ouverture à demi-puissance (ou à 3 dB)

Il est défini comme étant l'angle que font les deux directions dans lesquelles la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance émise dans la direction de rayonnement maximum.

Exemple

Sur la fig. 3.4., on a représenté le diagramme de rayonnement d'une antenne parabolique.

P et  $P_{max}$  sont les puissances rayonnées telles que:

$$10 \log \frac{P_{max}}{P} = 3 \text{ dB}$$

L'ouverture du faisceau de l'antenne peut-être directement liée aux dimensions de l'antenne par la formule:

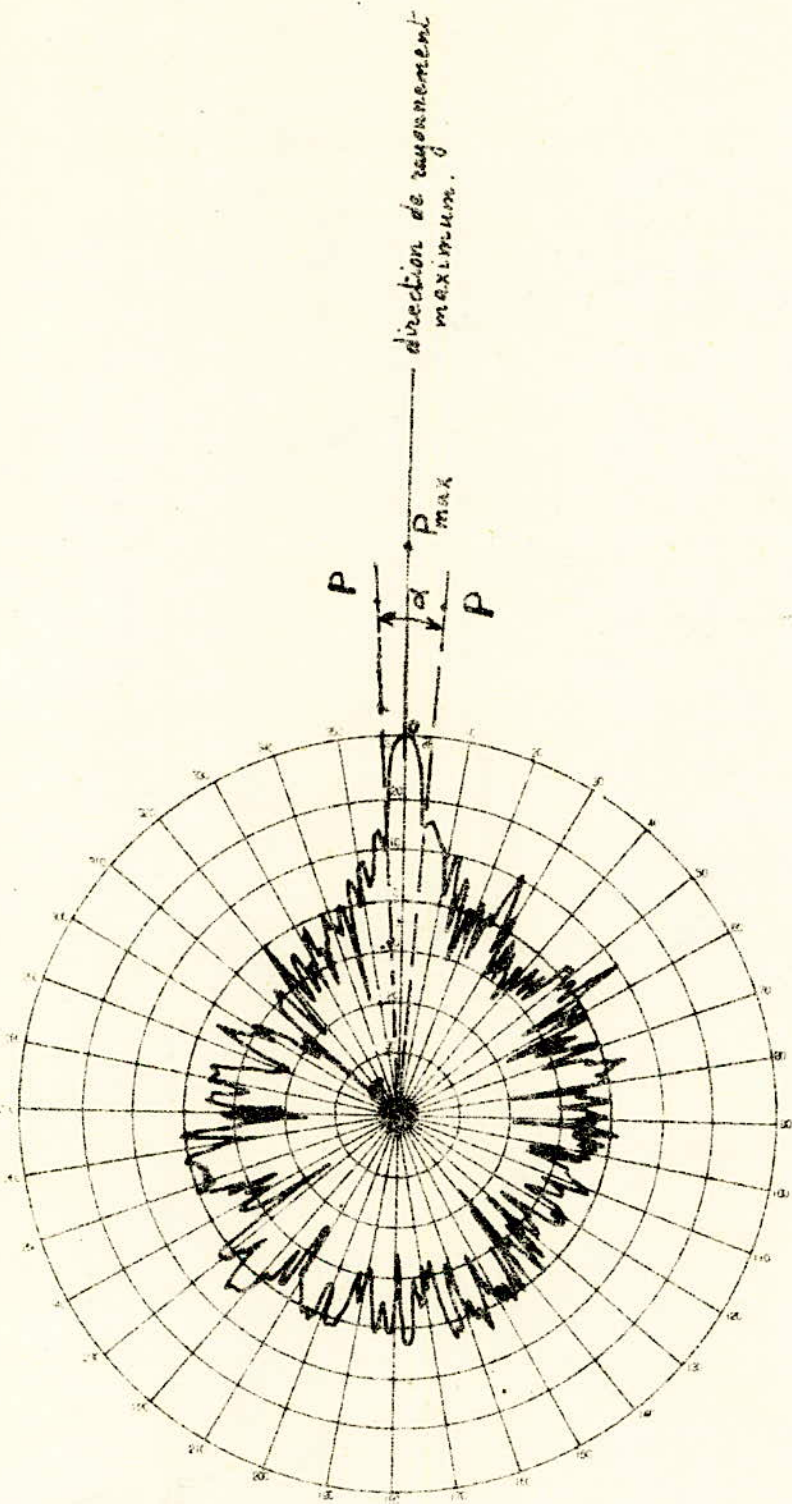
$$(1) \quad \alpha = 70 \frac{\lambda}{D}$$

$\lambda$ : longueur d'onde de travail

D: diamètre de l'antenne

$\alpha$  s'exprime en degré



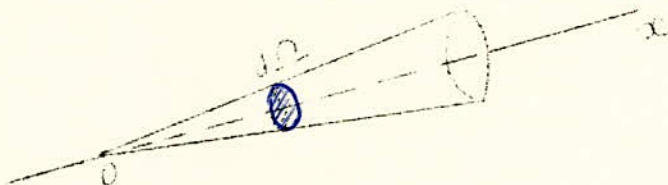


**Fig.3.4** -- Diagramme de rayonnement d'une antenne parabolique  
Diagramme horizontal relevé expérimentalement sur une antenne de 10 m à 8,0 MHz.

b. - Directivité et gain d'une antenne.

Pour introduire ces deux notions, il est d'abord nécessaire de définir l'intensité de rayonnement.

L'intensité de rayonnement, dans une direction de l'espace, est égale à la puissance rayonnée dans cette direction par unité d'angle solide.



Ainsi, lorsqu'une puissance  $dW$  est rayonnée dans un angle solide  $d\Omega$  d'axe  $\vec{ox}$ , l'intensité de rayonnement  $I$ , dans la direction  $\vec{ox}$ , est donnée par la relation.

$$I = \frac{dW}{d\Omega} \quad (2)$$

Directivité d'une antenne.

La directivité  $D$  d'une antenne dans une direction de l'espace est définie par

$$D = \frac{I}{\frac{1}{4\pi} \iint I d\Omega} = \frac{\frac{dW}{d\Omega}}{\frac{W}{4\pi}} \quad \text{où}$$

$I$  représente l'intensité de rayonnement dans la même direction de l'espace.

$\frac{1}{4\pi} \iint I d\Omega$  représente la valeur moyenne de l'intensité de rayonnement pour toutes les directions de l'espace.

$W$  désigne la puissance totale rayonnée dans l'espace, c'est à dire dans un angle de  $4\pi$  stéradians.

Remarque.

L'antenne isotrope (souvent utilisée comme antenne de référence bien qu'elle soit irréalisable pratiquement) rayonne également dans toutes les directions et sa directivité est égale à l'unité dans toutes les directions.

Gain d'une antenne.

Le gain d'une antenne, qu'on appelle parfois "gain en puissance", dans une direction donnée est défini comme le rapport de la puis-



sance à fournir à l'antenne de référence pour produire un champ donné dans la direction considérée, à la puissance à fournir à l'antenne étudiée pour produire le même champ dans la même direction et à la même distance.

Donc, par définition :  $G = \frac{W_{\text{réf}}}{W}$  ou en dB

$$G = 10 \cdot \log \frac{W_{\text{réf}}}{W} \quad \text{où } \log: \text{ logarithme décimal.}$$

Si l'antenne de référence est isotrope, G est appelé Gain absolu. Dans le cas contraire, il s'agit d'un gain relatif.

Remarques.

- 1) L'antenne considérée est utilisée à l'émission.
- 2) Si l'antenne considérée est sans pertes, on montre que son gain absolu est égal à sa directivité mais, s'il y a des pertes, le gain absolu est inférieur à la directivité.
- 3) Bien que gain et directivité soient parfois mesurés par le même nombre, ces deux notions sont fondamentalement différentes, car la directivité se définit à partir des caractéristiques de l'antenne considérée, alors que le gain fait intervenir la comparaison de deux antennes.

c. - Aire équivalente d'une antenne-Relation entre la directivité et l'aire équivalente.

Aire équivalente d'une antenne.

Lorsque l'antenne considérée fonctionne à la réception, on est amené à introduire la notion d'aire équivalente (ou *aire de captation*).

En effet, lorsqu'un émetteur de puissance W alimente une antenne isotrope, on obtient une onde sphérique, et la densité surfacique de puissance à la distance d de l'antenne est:

$$P = \frac{W}{4\pi d^2}$$

Une antenne de réception, placée en ce point et reliée à une charge adaptée, capte une certaine puissance  $\frac{W}{W}$  proportionnelle à W:

$$\text{Soit : } w \frac{W}{W} = A_e \cdot P = A_e \cdot \frac{W}{4\pi d^2}$$

Une antenne de réception, placée en ce point et reliée à une charge adaptée, capte une certaine puissance  $w$  proportionnelle à  $W$ :

$$\text{Soit : } w = A_e \cdot P = A_e \frac{W}{4\pi d^2}$$

Le coefficient de proportionnalité  $A_e$  qui a la dimension d'une aire, est appelé aire équivalente de l'antenne.

Remarque.

Dans le cas où l'antenne présente une grande ouverture perpendiculaire à la direction de propagation (*c'est le cas des antennes de télécommunications par satellites*), l'aire équivalente ( $A_e$ ) est proportionnelle à l'aire de cette ouverture ( $S$ ):

$$\boxed{A_e = K \cdot S} \quad \text{où}$$

$K$  est le coefficient de proportionnalité appelé "rendement de surface" (ou facteur de directivité) et en général:

$$0,5 \leq K \leq 0,7$$

Relation entre la directivité et l'aire équivalente.

La directivité a été définie pour une antenne fonctionnant à l'émission et l'aire équivalente pour une antenne fonctionnant à la réception. Comme la même antenne peut être utilisée soit à l'émission, soit à la réception, soit à l'émission et à la réception (*cas des télécommunications spatiales*), il y a obligatoirement une relation entre la directivité  $D$  et l'aire équivalente  $A_e$ . Pour une longueur d'onde  $\lambda$ , cette relation est la suivante:

$$\boxed{\frac{D}{A_e} = \frac{4\pi}{\lambda^2}} \quad (3)$$

d. - Température de bruit d'une antenne.

Ce paramètre est relatif aux antennes utilisées à la réception, notamment en télécommunications spatiales.



La température de bruit  $T_a$  d'une antenne mesure la puissance de bruit que cette antenne fournit à l'entrée du récepteur; elle est telle que:

$$(4) \quad T_a = \frac{W}{k \cdot \Delta f} \quad \text{où}$$

$k$  est la constante de Boltzmann ( $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ )

$\Delta f$  est la largeur de bande du récepteur

$W$  est la puissance de bruit disponible à l'entrée du récepteur.

Si l'antenne est supposée sans perte, ce bruit provient des sources de bruit extérieures (*qu'on verra en détail au chapitre IV*) qui peuvent être captées, compte tenu du diagramme de rayonnement. Ces sources de bruit sont soit célestes (*galaxies, soleil, ...*), soit terrestres dont la plus importante est constituée par le rayonnement de la Terre qui, pour simplifier, peut être considérée comme un corps noir à la température de  $300^\circ\text{K}$  environ.

Par ailleurs, pour obtenir la température de bruit  $T_a$  la plus faible possible, il faut que les gains soient très faibles dans les directions où la température est grande. En particulier, une antenne de réception destinée à des applications spatiales doit avoir des lobes secondaires extrêmement réduits afin de ne pas capter le rayonnement du sol lorsque son lobe principal est pointé vers le ciel.

Cette notion de température de bruit, fondamentale pour notre étude, sera reprise au chapitre IV.

e. - Affaiblissement de transmission en espace libre entre antennes isotropes.

Rappelons que la propagation d'une onde est dite en espace libre si on considère un espace illimité où se trouvent seulement un émetteur, un récepteur et leurs antennes; en outre, tous ces éléments sont supposés de dimensions négligeables par rapport à la distance qui les sépare.

Si on considère une antenne isotrope d'émission (*donc de gain unitaire*) rayonnant une puissance  $W$  à une distance  $d$  d'une antenne isotrope de réception (*donc de gain unitaire*), alors celle-ci reçoit la puissance  $w$  et l'on a la relation:

$$(5) \quad \frac{W}{w} = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad \text{où } \lambda: \text{ longueur d'onde sur laquelle fonctionne la liaison.}$$

Ce rapport est appelé affaiblissement de transmission.

### 3.2. - Antenne Cassegrain.

Parmi les antennes à réflecteurs paraboliques (fig. 3.6, 3.7 et 3.8), le montage Cassegrain est le type le plus utilisé dans les stations au sol.

#### a. - Description.

Nous supposerons le cas d'une antenne à source non périscopique (tel est l'exemple de la station de Pleumeur-Bodou II en France).

L'antenne se compose essentiellement de 3 parties (fig. 3.5):

- une source primaire,
- un réflecteur principal,
- un réflecteur Cassegrain.

#### Source primaire:

Elle est située au sommet (S) de la parabole et se compose de 4 cornets coniques. Chaque cornet mesure un mètre de diamètre à la base et sa hauteur est de **3,3** mètres.

Notons que 90% environ de l'énergie émise par la source primaire frappe le miroir Cassegrain.

#### Réflecteur principal.

Il a une forme approximativement parabolique. Son diamètre varie de 26 à 32 mètres. Son foyer ( $F_R$ ) coïncide avec un foyer du réflecteur Cassegrain.

A la réception, par exemple, son rôle essentiel est de concentrer l'énergie reçue sur le réflecteur Cassegrain.

#### Réflecteur Cassegrain (ou secondaire)

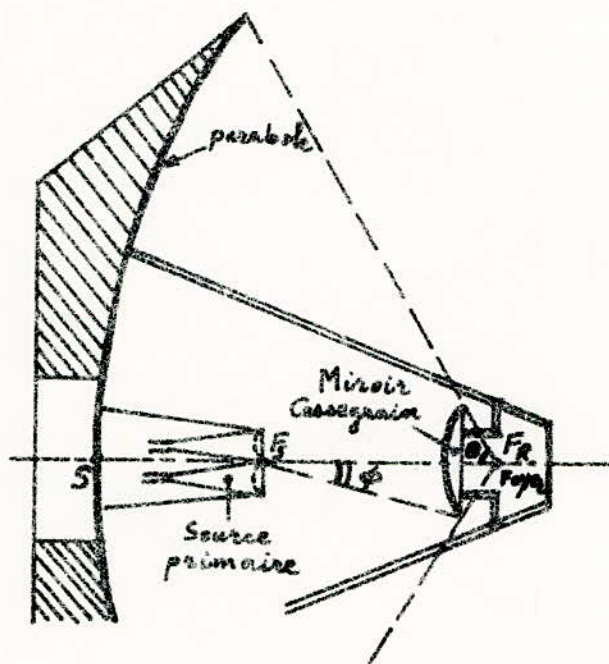
Il a une forme approximativement hyperbolique. Son diamètre est en général égal au 1/10 de celui du réflecteur principal. Il est situé près du foyer ( $F_R$ ) de la parabole. Il a un foyer confondu avec  $F_R$ , et un autre foyer ( $F_S$ ) situé au centre de phase de la source primaire.

A la réception, par exemple, il a pour but de séparer en 4 le faisceau convergent pour l'aiguiller ensuite vers les 4 cornets de la source primaire.

#### b. - Performances radioélectriques.

- gamme des fréquences de réception: 3700 à 4200 MHz.
- fonctionnement en polarisations linéaire et circulaire.
- facteur de qualité ( $G/T$ ) à 4 GHz et pour une élévation  $\geq 5^\circ$ :  
 $\geq 40,7 \text{ dB/}^\circ\text{K.}$

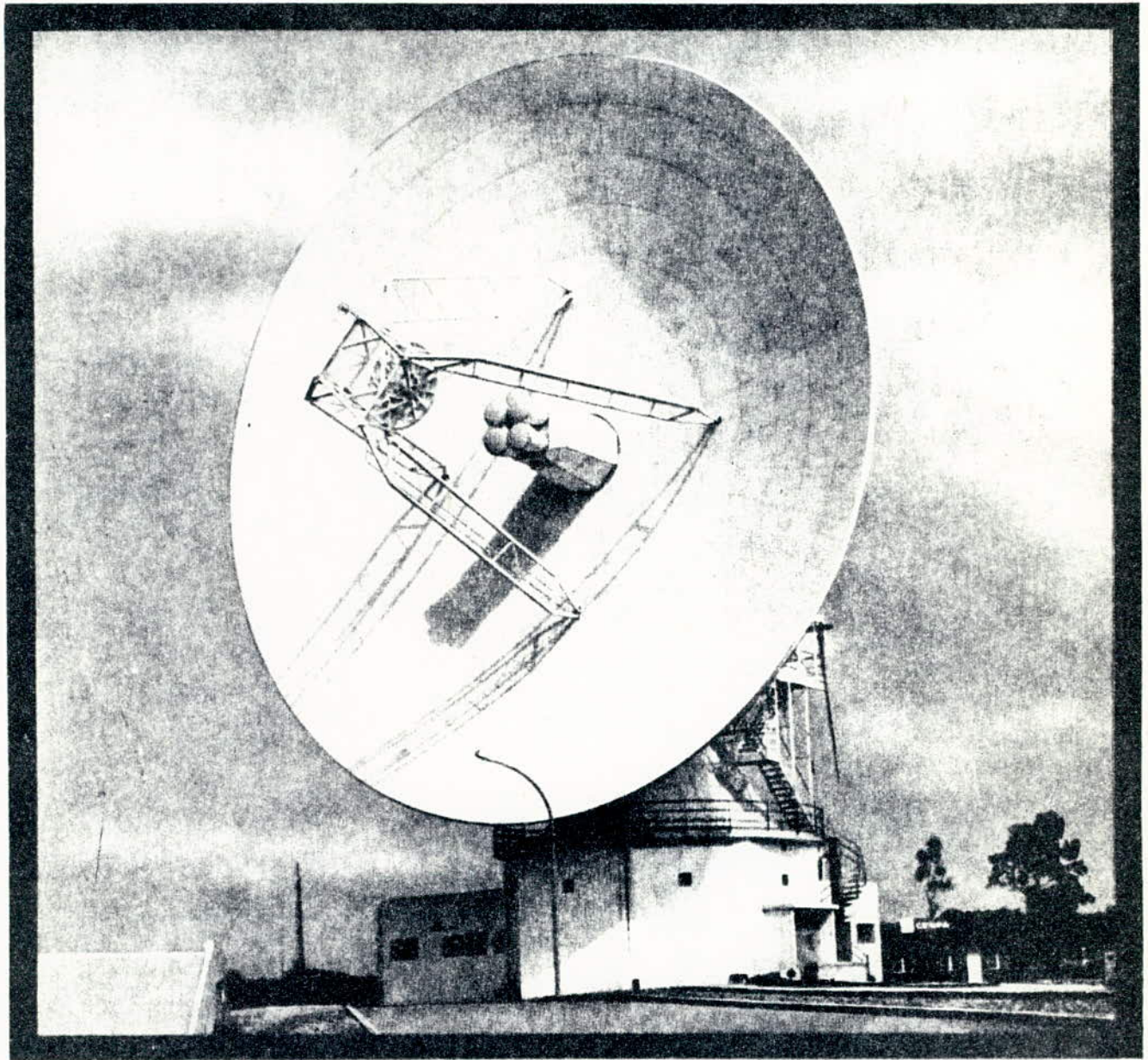




- $\theta$ : Ouverture du paraboloïde.
- $\phi$ : Ouverture de l'hyperboloïde.
- $F_R$ : Foyer du paraboloïde et 1<sup>er</sup> foyer de l'hyperboloïde.
- $F_S$ : 2<sup>e</sup> Foyer de l'hyperboloïde.
- S: Sommet de la parabole.

Fig. 3.5 - Antenne Cassegrain: structure rayonnante.

- 54 ter -



*Antenne Cassegrain.*



- variation du gain avec la fréquence :  $\pm 0,2$  dB pour une bande de 40 MHz (*site*  $5^\circ$ )
- gain à la fréquence centrale 3950 MHz : 58,5 dB.
- température de bruit du système:  $65^\circ\text{K}$ .
- gamme des fréquences d'émission: 5925 à 6425 MHz.
- gain à la fréquence centrale 6200 MHz: 61,65 dB.

c. - Performances mécaniques et autres.

On donne les précisions de pointage dans le cas d'une poursuite automatique:

- $20\text{ md}^\circ$  par vent moyen: 15 m/s.
- $30\text{ md}^\circ$  par vent fort: 20 à 30 m/s.
- mobilité en site: de 0 à  $90^\circ$ .
- mobilité en azimut:  $\pm 360^\circ$
- pluie: 6 mm/h en permanence.
- gamme de température de fonctionnement: imposée selon les coordonnées géographiques du lieu d'implantation (*par exemple*:
  - $15^\circ\text{C}$  à  $+ 35^\circ\text{C}$ ).
- vent: vitesse maximum 100 km/h.

d. - Fiabilité de l'antenne.

L'antenne doit conserver toutes ses caractéristiques de fonctionnement pendant au moins 15 ans. De plus, elle ne doit pas être arrêtée pour raisons de panne; enfin elle doit être entretenue pendant au moins 3% du temps soit environ 262 h/an.

3.3. - Avantages du système Cassegrain par rapport aux autres montages.

Les trois principaux montages des antennes à réflecteurs paraboliques utilisées en T.P.S. sont:

- le montage à source primaire au foyer du paraboloïde.
- le montage "offset" (*source primaire devant le réflecteur mais pas au foyer*).
- montage Cassegrain (fig. 3.5 ou 3.8).

Source primaire au foyer (fig. 3.6).

La source primaire étant tournée vers le sol, la température de bruit peut être importante ("*spillover*" vers le sol). D'autre part, l'antenne ne se prête pas à l'installation des circuits hyperfréquences immédiatement derrière la source, circuits dont l'encombrement entraînerait un "*effet de masque*" important.

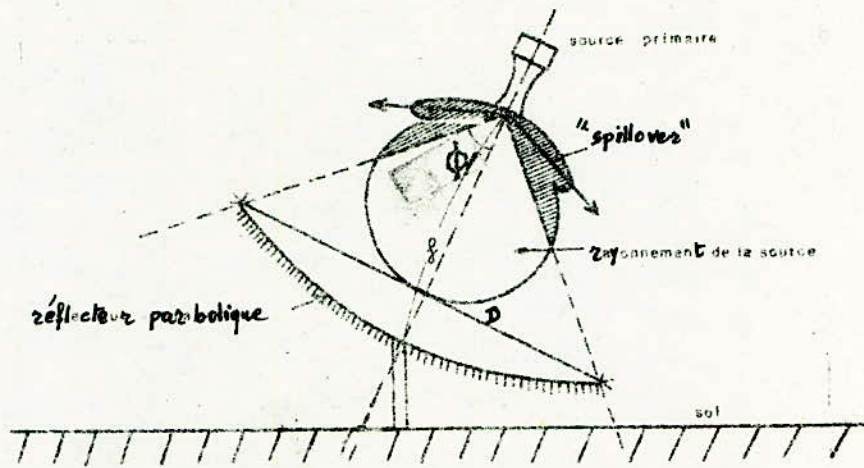


Fig.3.6 - Antenne parabolique avec source primaire au foyer

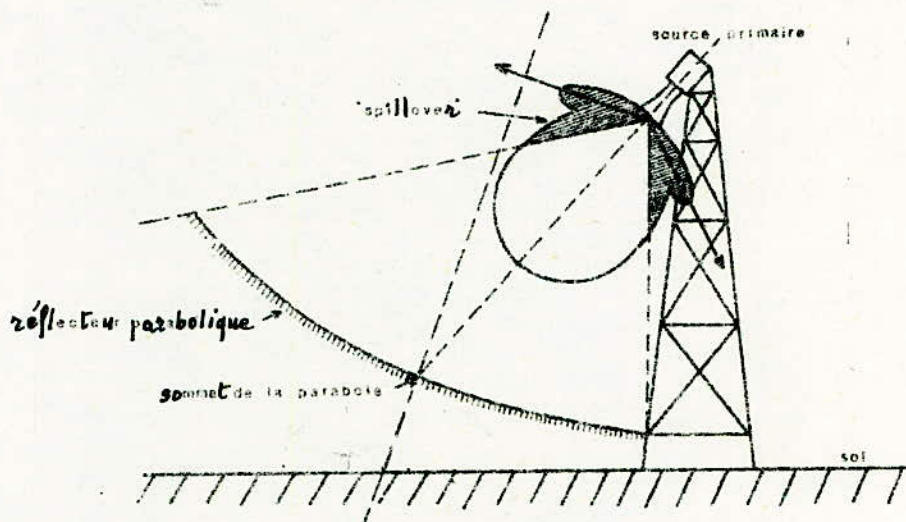


Fig.3.7 - Montage « offset »

Spillover" = rayonnement émis par la source primaire qui ne frappe pas le réflecteur.



Montage "Offset". (fig. 3.7).

Ce montage permet de placer les circuits hyperfréquences juste derrière la source primaire, sans entraîner d'effet de masque. Il est cependant peu employé, le bras massif qui soutient la source et le récepteur entraînant un fort moment d'inertie pour l'antenne. Sa construction est délicate et coûteuse. De toute façon il ne supprime pas le "spillover" vers le sol.

Comparé aux montages précédents, le montage Cassegrain (fig. 3.5 ou 3.8) possède les avantages suivants:

- la température de bruit d'antenne peut-être très faible pour deux raisons:
  - . la plus grande partie du "spillover" regarde le ciel (et non le sol comme dans les autres montages).
  - . ce "spillover" vers le ciel et le "spillover" vers le sol (diffraction sur les bords du réflecteur hyperbolique) peuvent-être rendus très faibles en employant des sources primaires très directives et en réduisant les distances focales  $SF_R$  et  $F_S F_R$  des réflecteurs parabolique et hyperbolique.
- il est facile de placer les circuits hyperfréquences immédiatement derrière la source primaire et donc de limiter les effets de ligne.

Remarque.

Un inconvénient de l'antenne Cassegrain est l'effet de masque du réflecteur secondaire. Cet effet est cependant négligeable pour un rapport  $d_H/D$  faible (1/10);  $d_H$  et  $D$  sont les diamètres respectifs de l'hyperboloïde et du paraboloidé.

Notons enfin qu'il existe un montage (fig. 3.9) dit Cassegrain "Offset" (ou antenne Cassegrain à réflecteur secondaire excentré) qui évite cet inconvénient (effet de masque).

3.4. - Gain d'antenne parabolique.

a. - Expression corrigée du gain.

Conformément à l'expression du gain (qui résulte de la relation (3)):

$$G = \frac{4\pi KS}{\lambda^2}$$

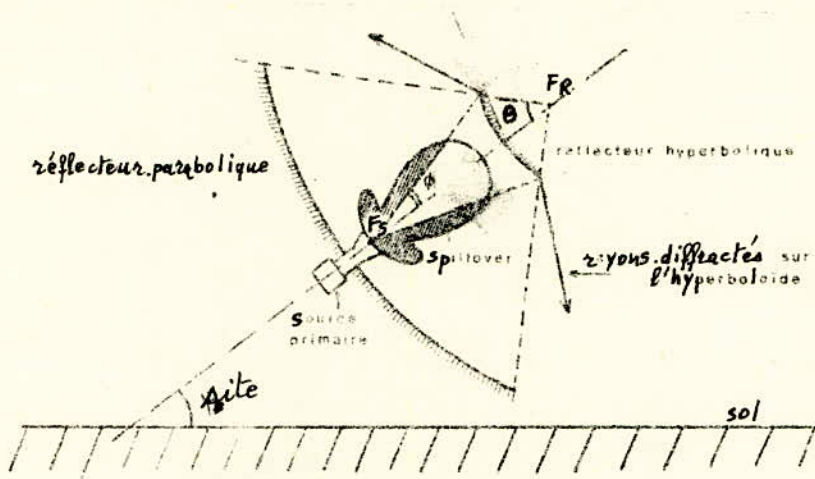


Fig.38 - Montage Cassegrain classique

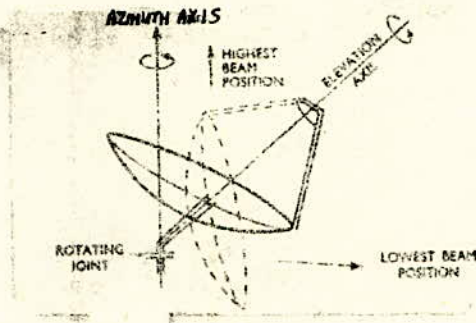


Fig.39 - Antenne Cassegrain à réflecteur secondaire excentré





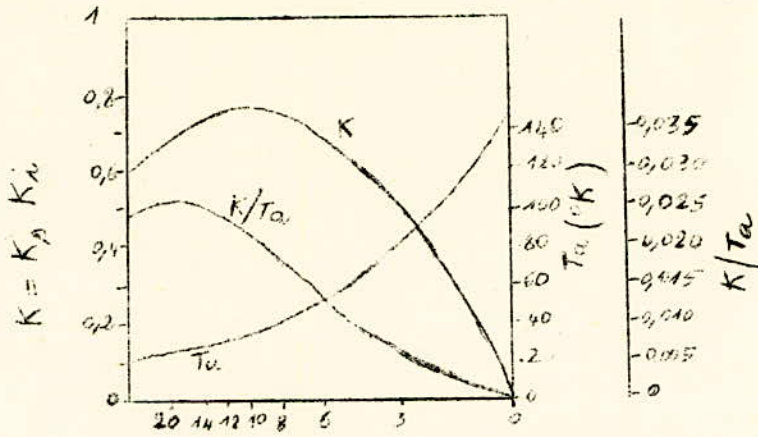


Fig.3.11 - Efficacité  $K$  et température de bruit  $T_a$  d'une antenne Cassegrain en fonction de l'affaiblissement (dB) de l'illumination sur les bords du réflecteur.

Par contre c'est une atténuation de 18 dB qui conduit à un rapport  $K/T_a$  (où  $T_a$  est la température de bruit de l'antenne) maximal et donc au meilleur facteur de qualité  $G/T$  ( $G$  étant le gain de l'antenne à la réception et  $T$  la température globale de bruit ramenée à l'entrée du récepteur: cf. paragraphes C.3 et E du chapitre IV). L'amélioration de ce facteur est négligeable lorsque le récepteur paramétrique n'est pas refroidi (température de bruit du système de l'ordre de  $200^\circ K$ ); l'antenne peut alors être conçue pour le gain maximal.



## B. TRANSMISSIONS DE SIGNAUX ANALOGIQUES. QUALITES DE LA LIAISON

La qualité d'une liaison dépend du rapport signal-sur-bruit avant démodulation et du type de modulation utilisé.

Notons qu'il existe le cas de la transmission des signaux numériques (*télégraphie, données, ...*) et le cas de la transmission de signaux analogiques (*téléphone, T.V., ...*), étant bien entendu que les signaux analogiques peuvent-être transmis sous forme numérique par M.I.C (*Modulation par Impulsions Codées*). Nous rappelons que, compte tenu de la délimitation de l'exposé, nous nous limiterons à la transmission directe sous forme analogique.

Comme dans ce type de transmission, la modulation de fréquence (F.M.) est la plus utilisée pour des raisons qui seront précisées, il serait intéressant de calculer dans ce cas le rapport signal-sur-bruit  $(S/N)_b$  après démodulation en fonction du rapport signal-sur-bruit  $(C/N)_B$  avant démodulation. Nous ferons une application pour la transmission d'un canal de télévision en FM.

Des rappels sur la F.M. sont donnés en ANNEXE N° 2.

### 1. - Démodulation (F.M.).

#### 1.1. - Schéma de principe du démodulateur idéal.

Nous utiliserons les notations de l'annexe n° 2.

- L'opération de démodulation a pour but d'extraire du signal modulé  $s(t)$  un signal proportionnel au signal modulant  $m(t)$ .
- La description des circuits n'étant pas du ressort de cet exposé, le récepteur de la station terrienne sera pour nous réduit à l'ensemble des 3 fonctions schématisées sur la fig. 3.12; il comprend:

a. - Un filtre passe-bande prédétection caractérisé par sa fréquence centrale  $f_0$  et sa bande (*dissymétrique*) de bruit  $B$ . Ce filtre symbolise les étages d'entrée et d'amplification en fréquence intermédiaire (F.I.), avec leur sélectivité. Notons qu'il n'y a aucun inconvénient à supposer que le filtre prédétection est centré sur la fréquence  $f_0$  reçu par l'antenne mais il faut se souvenir qu'en pratique le détecteur reçoit un signal à une F.I. beaucoup plus basse que  $f_0$ . Nous supposerons que tous les gains sont égaux à 1, ceci n'est pas gênant puisque nous nous intéressons uniquement aux rapports signal-sur-bruit.



Soit  $s(t)$  le signal modulé, de puissance moyenne totale  $P_t$ , reçu à l'entrée du récepteur. Il est contaminé par un bruit  $n(t)$  que nous supposerons additif, gaussien, stationnaire, de moyenne nulle et de densité spectrale symétrique uniforme  $N_0/2$ .

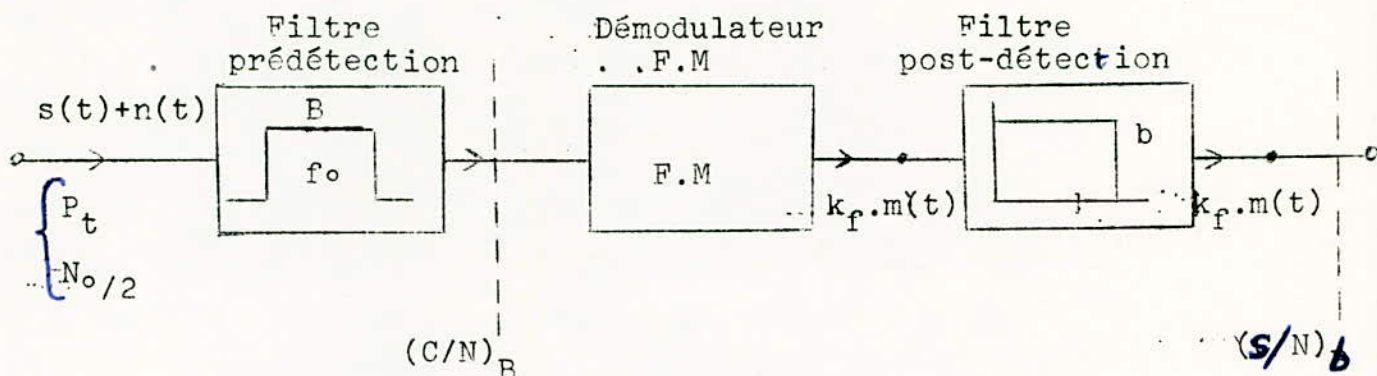


Fig. 3.12 - Schéma de principe du récepteur F.M.

- b. - un démodulateur de fréquence (ou détecteur), organe non-linéaire, restituant un signal proportionnel à  $m(t)$  tel que:

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d\{\psi(t)\}}{dt} = k_f m(t) \quad (\text{cf. annexe n}^\circ 2)$$

en supposant que la pente du démodulateur qui s'exprime en volts/Hertz soit égale à 1.

Le démodulateur de fréquence est constitué d'un limiteur d'amplitude qui a pour effet d'effacer toute modulation d'amplitude résiduelle et d'un discriminateur de fréquence.

- c. - Un filtre passe-bas post-détection qui est caractérisé par sa bande de bruit  $b$ . De la même façon ce filtre symbolise les étages de sortie du récepteur avec leur sélectivité. Nous supposerons le gain des amplificateurs égal à 1.

Nous supposerons que les filtres prédétection et post-détection sont suffisamment larges pour passer respectivement les signaux  $s(t)$  et  $m(t)$  sans distorsions. Enfin on supposera que ces filtres sont idéaux avec une fonction de transfert rectangulaire.

1.2. - Calcul du bruit démodulé.

- Nous utiliserons les notations et les résultats du paragraphe (B.3.5.) du chapitre II.
- Calculons l'expression du bruit à la sortie du démodulateur en en supposant que le signal reçu  $s(t)$  soit la porteuse non modulée.



- A la sortie du filtre passe-bande, donc à l'entrée du démodulateur, il apparaît le signal:

$$A \cos \omega_0 t + \underbrace{x(t) \cos \omega_0 t + y(t) \sin \omega_0 t}_{\text{bruit de sortie du filtre passe-bande.}}$$

Le filtre passe-bande étant supposé symétrique par rapport à la fréquence  $f_0$ , les processus  $x(t)$  et  $y(t)$  sont statistiquement indépendants et de densité symétrique uniforme, égale à  $N_0$  dans la bande  $\{ - B/2, + B/2 \}$ .

Ecrivons le signal reçu par le démodulateur sous la forme:

$$\sqrt{\{A + x(t)\}^2 + y^2(t)} \cdot \cos \{ \omega_0 t - \varphi(t) \}$$

$$\text{avec } \operatorname{tg} \varphi(t) \simeq \frac{y(t)}{A+x(t)}$$

La modulation d'amplitude (A.M.) est éliminée par le limiteur. Le démodulateur ne tient compte que de l'angle  $\varphi(t)$ . Nous distinguerons deux cas suivant la valeur du rapport signal-sur-bruit dans la bande B:

$$\left( \frac{C}{N} \right)_B = \frac{A^2/2}{N_0 B} = \frac{P_t}{N_0 B}$$

où  $P_t$  est la puissance moyenne totale reçue (c'est-à-dire celle de la porteuse "Carrier").

a. - Cas d'un rapport signal-sur-bruit grand: bruit de fréquence.

- Supposons que le rapport signal-sur-bruit  $(C/N)_B$  dans la bande du filtre pré-détection soit grand:

$$(C/N)_B \gg 1$$

il en résulte les inégalités:

$$A \gg x(t), y(t)$$

qui sont vérifiées pendant la quasi-totalité du temps, sauf en des instants très peu probables. D'où l'approximation:

$$\varphi(t) \simeq \operatorname{tg} \varphi(t) \simeq \frac{y(t)}{A}$$

L'angle  $\varphi(t)$  n'est fonction que de la composante en quadrature  $y(t)$ . C'est un processus gaussien, de moyenne nulle, ayant une distribution spectrale symétrique uniforme égale à  $N_0/A^2$  dans la bande  $\{ - B/2, + B/2 \}$ .

- Le bruit à la sortie du démodulateur de fréquence que nous appellerons bruit de fréquence est:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\{\varphi(t)\}}{dt} = \frac{1}{2\pi A} y'(t)$$

sa distribution spectrale en puissance est:

$$G_f(f) = \frac{1}{A^2} f^2 G_y(f)$$

elle est représentée sous forme symétrique sur la fig. 3.13.

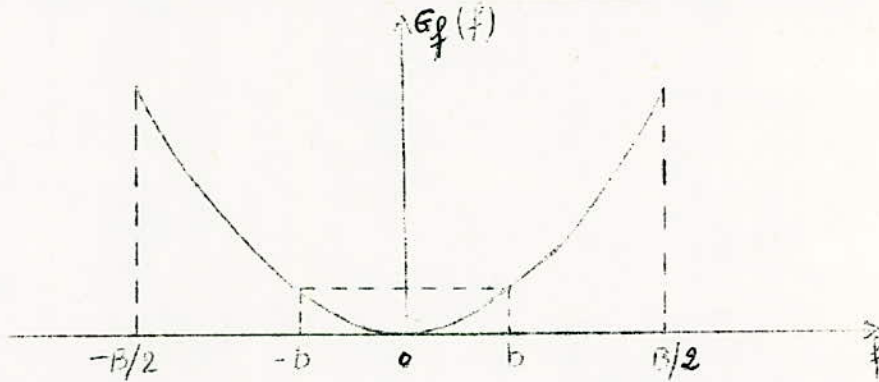


Fig. 3.13.

La densité spectrale dissymétrique du bruit de fréquence est parabolique et a pour expression  $2 G_f(f)$ :

$$\boxed{\frac{2 N_0}{A^2} f^2 = \frac{N_0}{P_t} f^2} \quad (7)$$

Remarque.

Les dimensions du bruit de fréquence sont celles d'une fréquence.

b. - Cas d'un rapport signal-sur-bruit faible-Bruit d'impulsions.

- Les approximations précédentes ne sont plus valables. Les fig. 3.14 a et b permettent de comprendre pourquoi. Elles représentent le diagramme vectoriel de la somme de la porteuse non modulée et du bruit à la sortie du filtre prédéction (*cette représentation a été introduite au chapitre II*).
- Cherchons dans les deux cas de figure comment varie la dérivée  $\varphi'(t)$  de l'angle de phase. Dans le 1<sup>er</sup> cas l'extrémité du vecteur somme décrit des trajectoires qui sont, pendant la quasi-



-totalité du temps, très éloignées de l'origine.

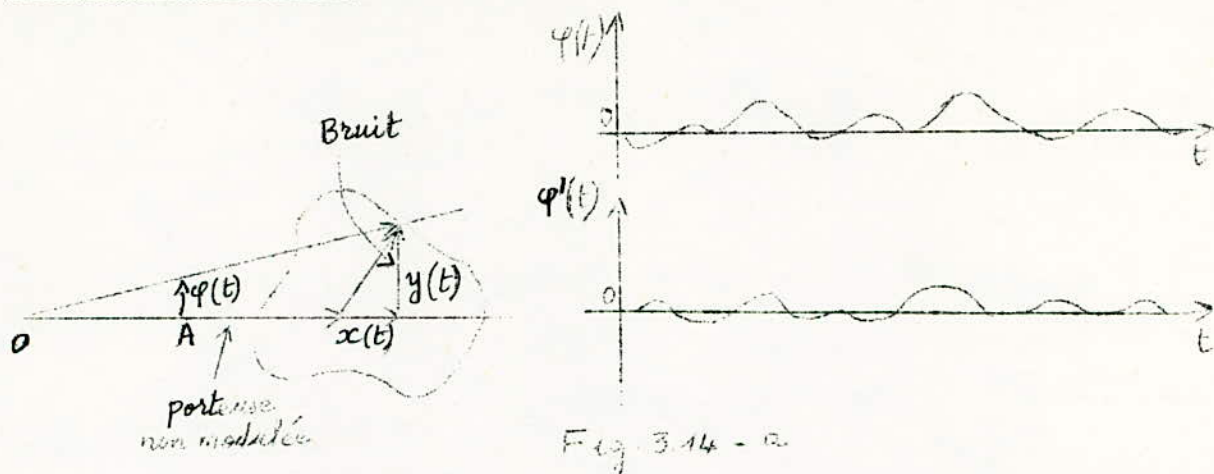


Fig. 3.14 - a

L'approximation  $A \gg x(t), y(t)$  est valable presque tout le temps, ce qui entraîne comme le montre la figure et comme nous l'avons vu :

$$\varphi(t) \simeq \operatorname{tg} \varphi(t) \simeq \frac{y(t)}{A}$$

La densité spectrale du bruit de fréquence est alors parabolique.

Dans le 2<sup>ème</sup> cas, le rapport  $(C/N)_B$  n'est plus élevé. Pendant une partie non négligeable du temps les composantes  $x(t)$  et  $y(t)$  deviennent du même ordre de grandeur que A. L'extrémité du vecteur somme décrit des trajectoires qui passent près de l'origine et qui peuvent en particulier l'entourer (fig. 3.14, b)

Dans ce cas, comme le montre la fig. 3.14 b la dérivée  $\varphi'(t)$  présente une impulsion dont la surface algébrique est  $\pm 2\pi$  suivant le sens de rotation autour de l'origine. Cette impulsion est d'autant plus "fine" que la trajectoire passe près de l'origine et que la vitesse du point sur sa trajectoire est grande. Celle-ci est proportionnelle à la largeur de bande B des distributions spectrales des processus  $x(t)$  et  $y(t)$ . Or B étant grande devant b, le spectre de l'impulsion peut être considéré comme uniforme dans la bande ~~du filtre~~ du filtre passe-bas post-détection. A la sortie de ce filtre, il s'ajoute donc au bruit à densité parabolique un bruit d'impulsion à densité uniforme.

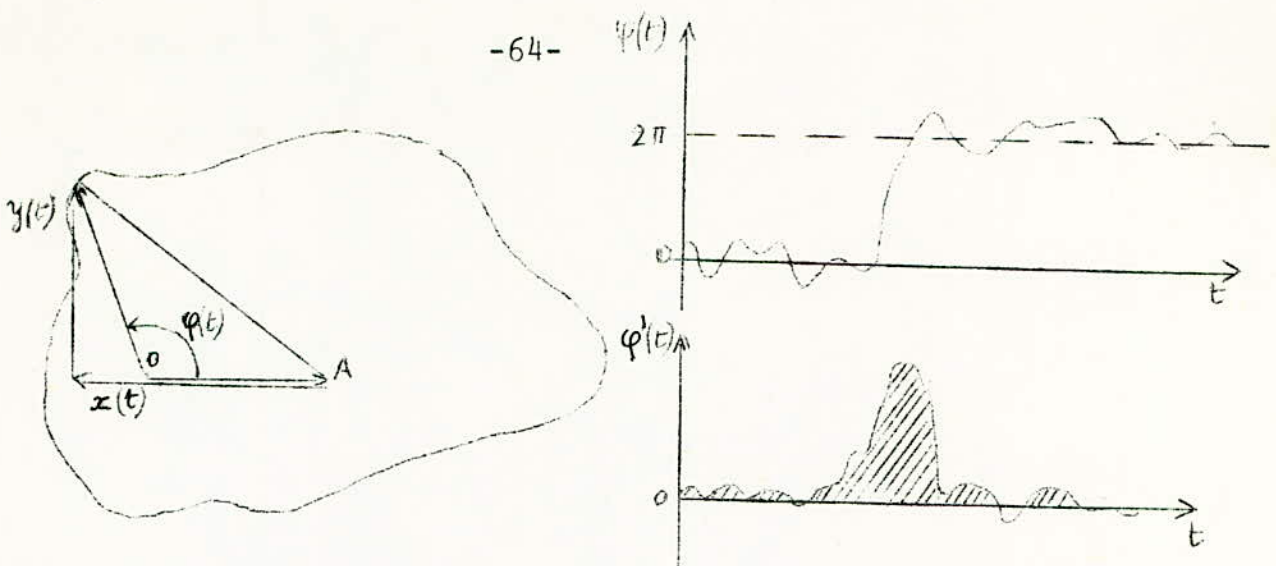


Fig. 3.14-b

- La distribution spectrale du bruit de fréquence est alors représentée sur la fig. 3.15 pour 2 valeurs du rapport  $(C/N)_B$ , les densités parabolique et uniforme s'ajoutant.

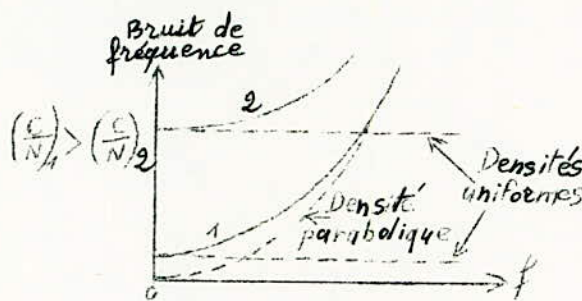


Fig. 3.15

Le nombre d'impulsions par unité de temps est d'autant plus élevé et par conséquent la densité uniforme est d'autant plus grande que le rapport  $(C/N)_B$  est faible.

On démontre que, lorsque le rapport signal-sur-bruit est compris entre + 2 dB et + 10 dB, la densité dissymétrique uniforme est de la forme:

$$0,3 \frac{P_t}{N_0} \quad \frac{1}{\alpha e^\alpha} \quad \text{où} \quad \alpha = \left( \frac{C}{N} \right)_B = \frac{P_t}{N_0 B}$$

- Il existe une valeur de  $\alpha$  au-delà de laquelle le bruit à spectre uniforme peut-être négligé par rapport au bruit à spectre parabolique. C'est le seuil. Sa valeur se situe aux environs de 10 dB dans le cas d'une démodulation classique (fig. 3.12).

Remarque.

Nous avons supposé que la porteuse n'était pas modulée. Lorsqu'elle est modulée et pour une valeur donnée de  $\alpha$ , le nombre d'impulsions augmente et la densité uniforme de bruit est plus grande. Ceci est évident géométriquement sur la fig. 3.14 b, l'angle



$f(t)$  étant augmenté par la modulation.

- Le seuil est donc fonction de l'indice de modulation.

Il varie entre 8 dB et 12 dB dans le cas d'une démodulation classique.

- La formule (7) obtenue en supposant la porteuse non modulée est cependant utilisée dans le cas général d'une porteuse modulée avec une approximation suffisante en pratique.

Remarque.

D'autres démodulateurs peuvent-être utilisés, qui permettent de diminuer la valeur du seuil de quelques décibels. Parmi ceux-ci citons les démodulateurs à compression de fréquence qui sont des systèmes à boucle. Le gain sur le seuil est fonction des caractéristiques du signal modulant. Il peut atteindre 6 dB.

Lorsque le rapport signal-sur-bruit est élevé les performances de ces démodulateurs dits à "seuil amélioré" sont exactement les mêmes que celles de démodulateurs classiques. La densité de bruit parabolique est en particulier la même.

### 1.3. - Calcul du rapport signal-sur-bruit $(S/N)_b$ .

Le signal modulant occupe la bande de fréquences (bande de base) de largeur  $0-f_m$ . La qualité de la liaison est définie par le rapport signal-sur-bruit à la sortie du récepteur après démodulation:

$$(S/N)_b$$

A la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (F.I.), avant démodulation, le signal modulé occupe une bande de fréquence  $B$  qui dépend de  $f_m$  et du procédé de modulation utilisé. Le rapport est alors  $(C/N)_B$ .

Le signal modulé reçu à l'entrée du démodulateur est d'après l'annexe n°2:

$$s(t) = A \cos \left\{ \omega_0 t + 2\pi k_f \int_0^t m(u) du \right\}$$

Nous avons vu qu'il contenait une puissance moyenne totale.

$$P_t = \frac{A^2}{2}$$

Le signal démodulé qui apparait à la sortie du filtre passe-bas est par hypothèse  $k_f m(t)$  (en supposant comme toujours que le coefficient de proportionnalité est égal à 1). La puissance moyenne du signal est:

$$S = k_f^2 \overline{m}^2 \quad \text{où}$$

$\overline{m}^2$  est la variance (ou puissance moyenne) du signal modulant.

La puissance de bruit démodulé, à la sortie du filtre passe-bas est, au-dessus du seuil, d'après la relation (7) et la figure 3.13:

$$N = \int_0^b \frac{2N_0}{A^2} f^2 df = \frac{2N_0}{A^2} \frac{b^3}{3}$$

Le rapport signal-sur-bruit à la sortie du filtre passe-bas est:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_b = \frac{A^2/2}{N_0} \frac{3}{3} \frac{k_f^2 \overline{m}^2}{b^3}$$

soit:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_b = \frac{P_t}{N_0} \frac{3}{3} \frac{k_f^2 \overline{m}^2}{b^3} \quad (8)$$

Cas particulier: signal modulant sinusoïdal

$$m(t) = \cos \omega_m t$$

$$\overline{m}^2 = \frac{1}{2}$$

En remplaçant le coefficient  $k_f$  par la déviation crête de fréquence  $\Delta f$ , la formule (8) devient:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_b = \frac{P_t}{N_0} \frac{3}{2} \frac{\Delta f^2}{b^3}$$

Si nous supposons en outre que la bande  $b$  est égale à la fréquence maximum de modulation  $f_m$ , nous avons, en tenant compte de la définition de l'indice de modulation  $m_f$  (cf. annexe n° 2)

$$\boxed{\left(\frac{S}{N}\right)_b = \frac{P_t}{N_0} \frac{3m_f^2}{2f_m} = \left(\frac{C}{N}\right)_B \frac{3}{2} m_f^2 \frac{B}{f_m}} \quad (9)$$

Or, la valeur théorique minimale de la bande de bruit  $B$  est égale à la bande spectrale du signal modulé, soit d'après la formule de Carson (cf. annexe n° 2):



$$B = 2f_m (m_f + 1)$$

la relation (9) s'écrit alors:

$$\boxed{\left(\frac{S}{N}\right)_b = 3m_f^2 (m_f + 1) \left(\frac{C}{N}\right)_B} \quad (10)$$

Les formules (9) et (10) ne sont valables que lorsque le rapport  $(C/N)_B$  est supérieur au seuil.

Le rapport  $(S/N)_b$  est alors une fonction linéaire du rapport  $(C/N)_B$ . En dessous du seuil, la variation est beaucoup plus rapide (cf. fig. 3.16).

Les courbes de la fig. 3.16 représentent  $(S/N)_b$  en fonction de  $(C/N)_B$  pour différentes valeurs de l'indice de modulation  $m_f$ . Les parties linéaires représentent la formule (9). Les points pour lesquels  $(S/N)_b$  est inférieur de 1 dB aux valeurs prises sur le prolongement de la partie linéaire définissent les seuils à 1 dB. Leur valeur varie entre 7,5 dB et 11 dB quand  $m_f$  varie entre 1 et 20.

- En pratique les liaisons sont calculées pour que  $(C/N)_B$  soit au-dessus du seuil ce qui permet d'utiliser les formules (8) et (9) ou (10).

Remarques.

- 1) Comme le rapport  $(S/N)_b$  dépend de l'amplitude du signal modulant  $m(t)$ , on suppose toujours en pratique que l'amplitude considérée pour la définition du rapport est l'amplitude maximum permise par les spécifications.
- 2) Le rapport signal-sur-bruit que nous avons établi est un rapport naturel ou non pondéré. On utilise également dans le cas de signaux de parole ou d'image de T.V. des rapports signal-sur-bruit pondérés ou psophométriques (cf. paragraphe 2.2.) qui tiennent compte de l'effet subjectif du bruit sur l'organe de réception humain. Pour un niveau donné du signal modulant les rapports pondérés sont supérieurs aux rapports non pondérés.

1.4. - Comparaison avec les modulations d'amplitude (A.M) et de phase (P.M).

Il est intéressant de comparer la formule (9) avec les formules

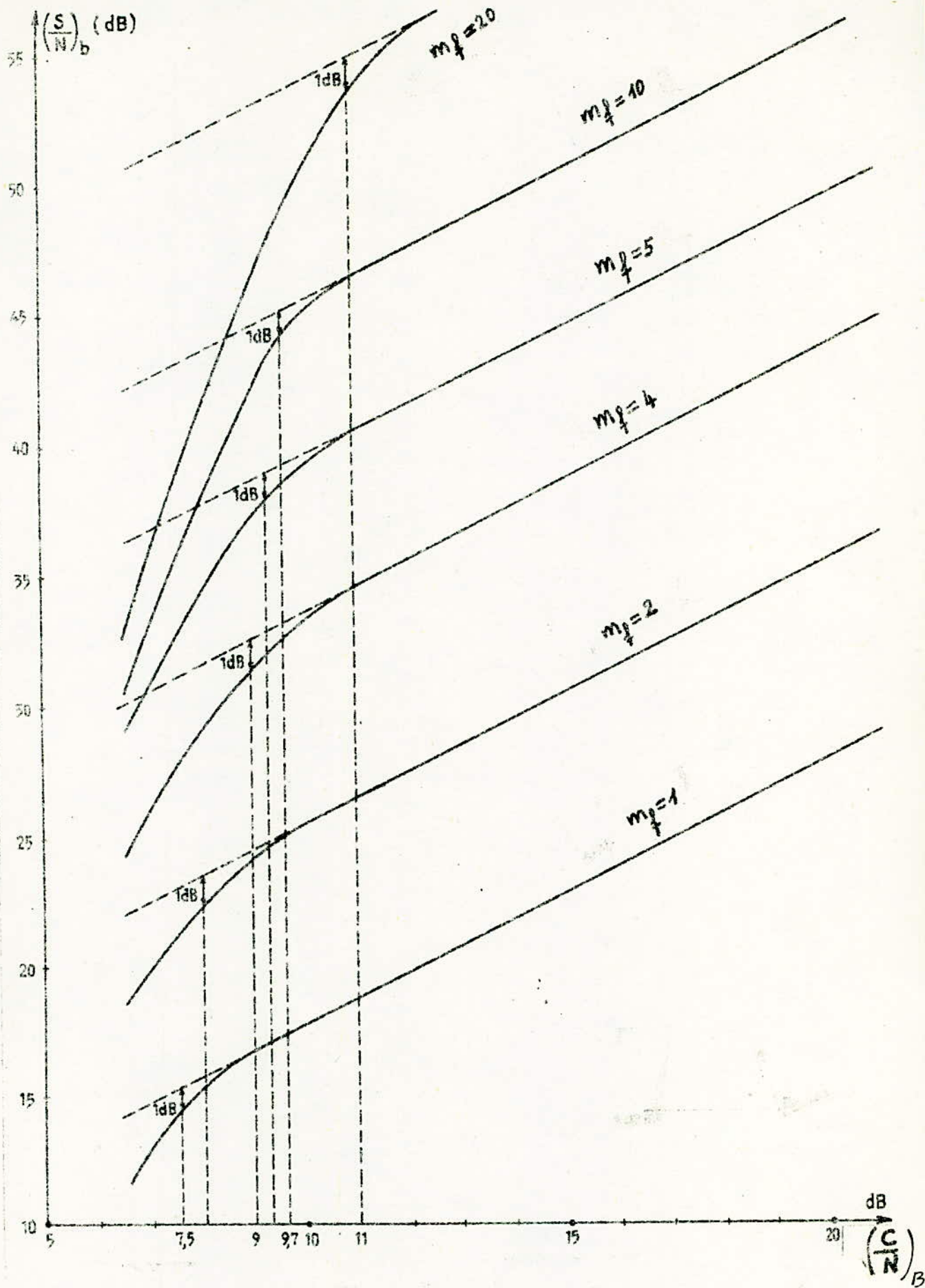


Fig. 3.46 - Variation du rapport signal-sur-bruit après démodulation en fonction du rapport  $(\frac{C}{N})_B$



qui seraient obtenues dans les cas des modulations d'amplitude (à porteuse supprimée par exemple) et de phase. Le tableau 3.1. présente les rapports  $(S/N)_b$  dans les 3 cas de modulation.

Type de modulation	$(S/N)_b$
A.M. sans porteuse double bande	$\frac{C}{N_0 f_m}$
F.M.	$\frac{C}{N_0 f_m} \cdot \frac{3}{2} m_f^2$
P.M.	$\frac{C}{N_0 f_m} \cdot \frac{1}{2} m_f^2$

Tableau 3.1.

Pour un signal modulant donné et dans les mêmes conditions de puissance totale reçue ( $C$ : "Carrier") et de densité de bruit, nous avons:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{b,F.M.} = \left(\frac{S}{N}\right)_{b,A.M.} \cdot \frac{3}{2} m_f^2$$

et

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{b,F.M.} = 3 \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_{b,P.M.}$$

Il est donc possible, toutes choses égales par ailleurs, d'avoir en F.M un rapport signal-sur-bruit meilleur qu'en A.M par exemple: il suffit d'utiliser un indice de modulation  $m_f$  suffisamment élevé. La F.M présente donc par rapport à la A.M un gain de modulation qui est proportionnel au carré de l'indice.

Ceci n'est toutefois valable que lorsque le rapport signal-sur-bruit prédétection  $(C/N)_B$  est supérieur au seuil du démodulateur de fréquence. Il faut vérifier:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_B = \frac{P_t}{N_0 B} = \frac{P_t}{N_0 2f_m} \cdot \frac{1}{m_f + 1} > \text{seuil.}$$

or, comme nous l'avons vu, le signal augmente quand l'indice augmente ainsi que la bande B. Il en résulte que le gain de modulation se paye par une augmentation de la puissance  $P_t$ .

2. - Application: transmission d'un canal de télévision en F.M.

2.1. - Caractéristiques du signal vidéo 625 lignes.

Le signal de T.V 625 lignes occupe une bande vidéo de 6 MHz. L'amplitude crête à crête (*de la crête du blanc jusqu'à l'extrémité des impulsions de synchronisation*) est de 1 volt (0,7 volt pour le signal de luminance et 0,3 volt pour les impulsions de synchronisation).

On définit le rapport signal-sur-bruit en exprimant le signal en tension crête à crête de luminance  $V_{L.c/c}$  et le bruit en tension efficace de bruit  $V_{N.eff}$ . Cette définition correspond aux méthodes courantes de mesures: oscilloscope pour le signal de luminance et voltmètre quadratique pour le bruit.

Dans ces conditions, une image de qualité est définie par un rapport en puissance de 45 dB si le bruit efficace est pondéré:

$$10 \log \left( \frac{V_{L.c/c}}{V_{N.eff}} \right)^2 = 45 \text{ dB}$$

2.2. - Transmission en F.M - Bande dans l'amplificateur à fréquence intermédiaire (F.I).

D'après la règle de Carson, la bande  $B_{IF}$  de l'amplificateur à fréquence intermédiaire est:

$$B_{IF} = 2 f_m (m_f + 1)$$

comme  $m_f = \frac{\frac{1}{2} \Delta F_{T.c/c}}{f_m}$  où  $\Delta F_{T.c/c}$  est l'excursion totale crête à crête.

alors  $B_{IF} = 2 f_m + \Delta F_{T.c/c}$ .

L'expérience montre qu'il faut prendre une largeur de bande légèrement supérieure, en particulier pour transmettre la couleur. Il faut, par exemple,

$$B_{IF} = 2 f_m + 1,2 \Delta F_{T.c/c}$$

comme  $\Delta F_{T.c/c} = \frac{10}{7} \Delta F_{L.c/c}$ ,  $B_{IF} = 2 f_m + \frac{12}{7} \Delta F_{L.c/c}$

Calcul du gain de modulation.

Il résulte de l'expression (9) modifiée pour tenir compte du gain P apporté par la préaccentuation et du gain W apporté par la pondération:

$$\left( \frac{S}{N} \right)_b = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{B_{IF}}{f_m} \left( \frac{C}{N_o B_{IF}} \right) \cdot P \cdot W \quad (11)$$



La pondération est effectuée par l'oeil de l'observateur qui est moins sensible aux composants de bruit de fréquence élevée. Quant à la préaccentuation, elle transforme le bruit triangulaire de la F.M en un spectre de bruit blanc. Le gain global ( $10 \log PW$ ) est de 27 dB.

En F.M, le fonctionnement correct du discriminateur implique un rapport puissance de porteuse  $C$  à puissance de bruit  $No B_{IF}$  supérieur de 1 dB au niveau du seuil pris égal à 13 dB; il en résulte:

$$\frac{C}{No B_{IF}} = 14 \text{ dB}$$

comme  $m_f = \frac{\frac{1}{2} \Delta F_{L.c/c}}{f_m}$  pour le signal de luminance, l'expression

(11) s'écrit:

$$\frac{1}{2} \left[ \frac{V_{L.c/c}}{V_{N.eff}} \right]^2 = \frac{3}{2} \frac{B_{IF}}{f_m} \cdot \left[ \frac{\Delta F_{L.c/c}}{2 f_m} \right]^2 \cdot \left[ \frac{C}{No B_{IF}} \right] \cdot P.W$$

$$\left[ \frac{V_{L.c/c}}{V_{N.eff}} \right]^2 = 3 \frac{B_{IF}}{f_m} \cdot \left[ \frac{\Delta F_{L.c/c}}{2 f_m} \right]^2 \cdot \frac{C}{No B_{IF}} \cdot P.W$$

$$\text{soit } 45 \text{ dB} = 10 \log \left[ \frac{3 B_{IF}}{f_m} \left( \frac{\Delta F_{L.c/c}}{2 f_m} \right)^2 \right] + 14 + 27$$

il faut donc un gain de modulation de :

$$10 \log \left[ \frac{3 B_{IF}}{f_m} \left( \frac{\Delta F_{L.c/c}}{2 f_m} \right)^2 \right] = 4 \text{ dB}$$

Calcul de la bande  $B_{IF}$  .

Le calcul de la bande résulte des 2 expressions:

$$B_{IF} = 2 f_m + \frac{12}{7} \Delta F_{L.c/c} \quad 10 \log \left[ \frac{3 B_{IF}}{f_m} \left( \frac{\Delta F_{L.c/c}}{2 f_m} \right)^2 \right] = 4 \text{ dB}$$

sachant que  $f_m = 6 \text{ MHz}$ , il conduit à :

$$\Delta F_{L.c/c} \simeq 5,75 \text{ MHz} \quad \text{et à} \quad B_{IF} \simeq 22 \text{ MHz}$$

Remarque.

Dans tout ce qui précède, il n'a pas été tenu compte de certains bruits et en particulier des bruits d'intermodulation qui apparaissent dans certaines techniques d'accès multiple (*techniques où on transmet simultanément plusieurs porteuses*).



C h a p i t r e IV

BILAN D'UNE LIAISON PAR SATELLITE. INFLUENCE  
DU BRUIT SUR LA QUALITE DE LA LIAISON

Le bilan d'une liaison est le bilan énergétique qui relie le rapport (S/N) dans le canal de transmission aux principales caractéristiques des équipements d'extrémités.

A. - CRITERES DE QUALITÉ D'UNE LIAISON PAR SATELLITE.

1. - Puissances reçues.

Dans une liaison par satellite, les puissances mises en jeu à l'entrée des récepteurs sont de l'ordre du pW ( $10^{-12}$ W). On conçoit donc que les récepteurs doivent <sup>être</sup> extrêmement sensibles pour recevoir cette puissance. D'autre part, pour que la liaison ait lieu, il faut que le bruit reçu, en même temps que le signal utile, reste inférieur à cette même puissance. Ceci nécessite alors que les récepteurs doivent être obligatoirement à faible bruit.

2. - Choix des fréquences utilisées.

Ce choix est dicté par plusieurs contraintes: les fréquences utilisées doivent être hautes pour pouvoir utiliser des bandes passantes aussi larges que possible mais les hautes fréquences sont très absorbées par les couches atmosphériques.

Les fréquences utilisées actuellement sont:

- 4 GHz pour la liaison Satellite-Terre ( down-link)
- 6 GHz pour la liaison Terre-Satellite (up-link)

3. - Qualités d'une antenne.

L'antenne joue un rôle prépondérant dans un équipement de réception. Pour éviter les pertes de puissance l'antenne doit-être très directive (cas des stations terriennes) de façon à concentrer au maximum l'énergie disponible vers le satellite.

La directivité d'une antenne limite aussi le bruit capté par celle-ci; il est alors réduit au bruit capté dans la direction du pointage (cas d'une antenne à la réception).

Notons que l'antenne du satellite doit couvrir les régions qu'on veut desservir.

## B. - EQUATION DES TÉLÉCOMMUNICATIONS.

L'équation des télécommunications permet le calcul de la puissance reçue en fonction de la puissance émise et des caractéristiques d'antenne.

### 1. - Relation fondamentale.

Les notations sont celles de la fig. 4.1; la liaison a lieu dans le vide et les polarisations des ondes sont adaptées.

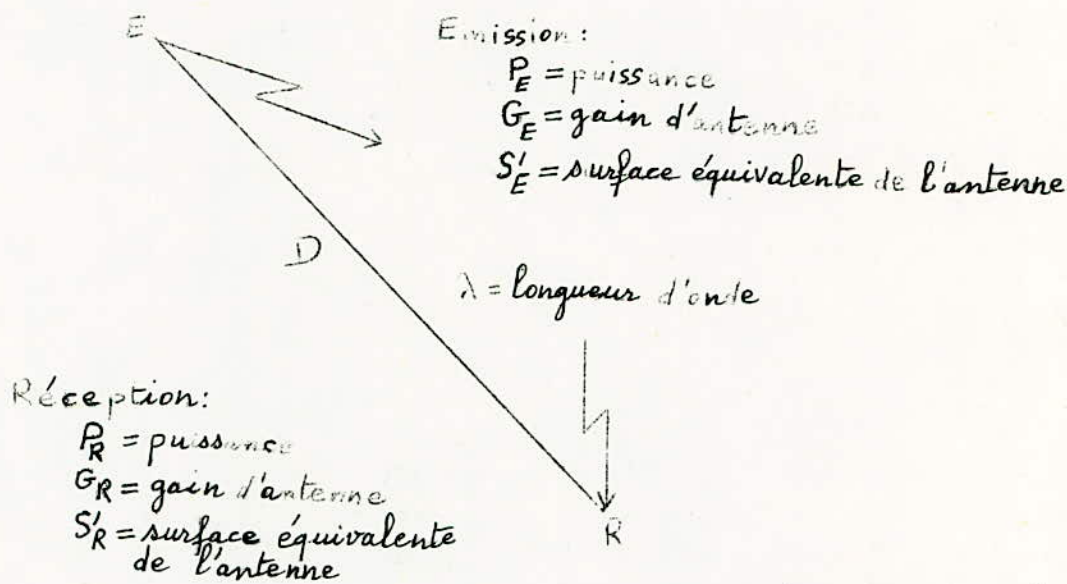


Fig. 4.1 - Caractéristiques d'une liaison  
Notations

si l'émetteur E était équipé d'une antenne isotrope, le flux  $P_E$  de puissance sortant d'une sphère de centre E et de rayon D, serait par unité de surface:

$$\frac{P_E}{4\pi D^2}$$

comme l'antenne de l'émetteur présente dans la direction du récepteur un gain absolu  $G_E$ , la densité de flux de puissance dans cette direction est:

$$\frac{P_E G_E}{4\pi D^2} \quad (1)$$

le produit  $P_E G_E$  est la puissance isotrope rayonnée équivalente (P.I.R.E.)



L'antenne de réception, qui se trouve à la distance D de l'antenne d'émission et qui a pour surface équivalente  $S'_R$ , prélève sur l'onde reçue la puissance:

$$\frac{P_E G_E}{4\pi D^2} S'_R$$

La puissance reçue à l'entrée du récepteur est donc:

$$\boxed{P_R = P_E G_E \frac{S'_R}{4\pi D^2}} \quad (2)$$

Comme le gain d'une antenne et sa surface équivalente  $S'$  sont liés par la relation:

$$G = \frac{4\pi S'}{\lambda^2} \quad \text{où } \lambda \text{ est la longueur d'onde,}$$

l'expression (2) prend alors la forme suivante:

$$\boxed{P_R = P_E G_E G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2} \quad (3)$$

où la quantité  $\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right)^2$  représente l'affaiblissement en espace libre.

Remarques.

Supposons que l'émetteur soit le satellite et le récepteur soit la station terrienne.

- 1) La formule (2) montre que pour une distance D donnée,  $P_R$  est grande lorsque:
  - la P.I.R.E. du satellite est grande. Notons qu'elle ne peut pas être aussi grande que l'on veut; elle dépend, entre autres, de l'âge du satellite et elle est de quelques centaines de watts.
  - $S'_R$  est grande: ce qui explique pourquoi les stations au sol sont équipées d'antennes paraboliques à grande ouverture dont le diamètre peut atteindre 33m (*il est de 32m pour la station de Lakhdaria*).
- 2) La formule (3) se prête bien aux applications numériques car en général on donne  $\lambda$ ,  $G_R$  ainsi que  $P_E G_E$ ; D étant connue (*satellite géostationnaire*), on peut donc calculer facilement la puissance reçue  $P_R$ .

2. - Affaiblissement de puissance.

- L'affaiblissement de puissance exprimé en décibels (dB) est:

$$A_{dB} = 10 \log \frac{P_E}{P_R} \quad \text{où log: logarithme décimal.}$$

Compte tenu de la relation (3), il peut s'écrire:

$$A_{dB} = 22 + 20 \log \left( \frac{D}{\lambda} \right) - G_E - G_R$$

où  $G_E$  et  $G_R$  sont les gains absolus des antennes exprimés en décibels.

- Lorsque les gains d'antenne sont fixés, l'affaiblissement varie comme la quantité:

$$22 + 20 \log \left( \frac{D}{\lambda} \right)$$

qui est l'affaiblissement en espace libre. La fig. 4.2 donne les variations de cet affaiblissement en fonction de la fréquence pour la distance  $D = 36.000 \text{ km}$  correspondant

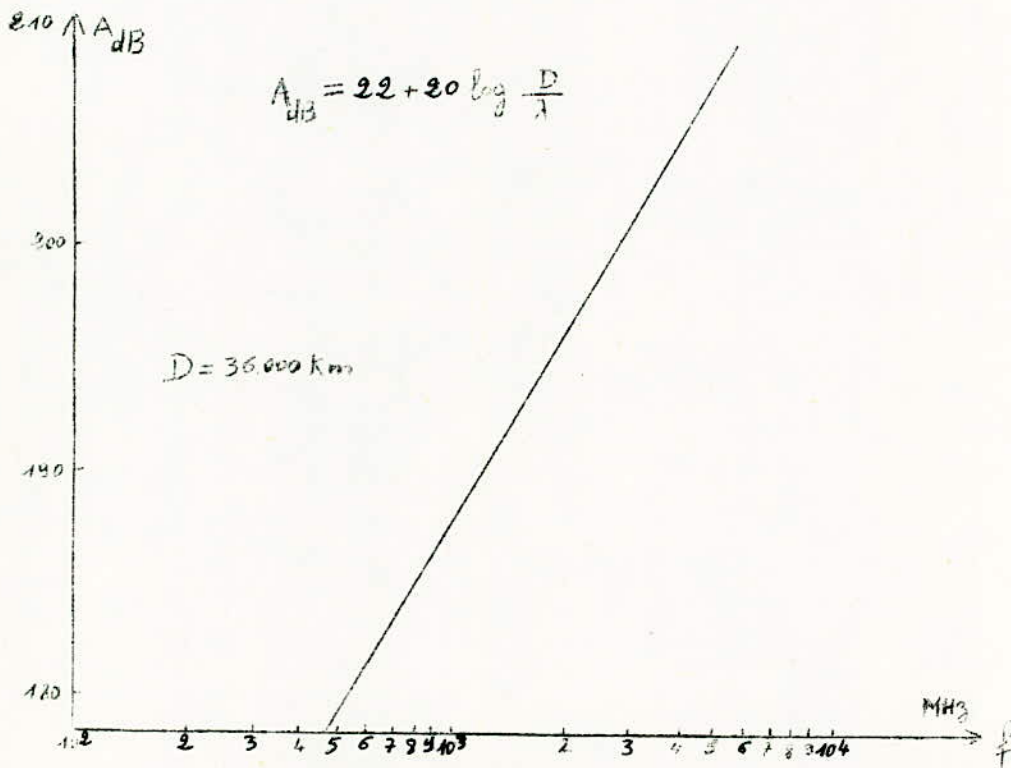


Fig. 4.2 - Affaiblissement d'espace libre.

( en limite de couverture, pour un angle de site de 5 degrés, ajouter 1,3 dB)



à l'altitude des satellites géostationnaires; il est important et augmente avec la fréquence.

Remarque.

Il ne faut pas en tirer de conclusion hâtive sur l'inconvénient des fréquences élevées: si l'augmentation de fréquence entraîne une augmentation de l'affaiblissement de propagation, il y a compensation, à surface donnée des antennes, par augmentation du gain d'antenne.

3. - Exemple: Station Terrienne de Lakhdaria.

Le satellite utilisé étant I N T E L S A T - IV. F1.A, nous regroupons dans le tableau 4.1 les calculs qui nous donnent les puissances reçues  $P_R$  ( en exploitant la relation (3) ) au niveau de la station terrienne (liaison Satellite-Terre) et au niveau du satellite (liaison Terre-Satellite).

N.B: Les caractéristiques de la liaison sont données dans le même tableau.

	Liaison Satellite-Terre	"	Liaison Terre-Satellite
$\lambda$ (cm)	7,5(4 GHz)	"	5(6 GHz)
$G_R$ (dB)	60,5	"	16,7
D (km)	38.000	"	38.000
$P_E^{G_E}$ (dBW)	22	"	93,5
$20 \log \frac{\lambda}{4\pi D}$ (dB)	- 196,08	"	- 199,6
$P_R$ (dBW)	- 113,58 ( <del>4,4</del> pW)	"	- 89,41 ( <del>1,2</del> nW)

Tableau 4.1 - Bilan énergétique d'une liaison.

D'après cet exemple on voit que la puissance reçue au sol est environ 300 fois plus petite que celle reçue par le satellite, ce qui nécessitera des récepteurs raffinés dans les stations terriennes.

4. - Pertes dans la liaison radio-Equation des télécommunications corrigée.

L'expression (3) ci-dessus correspond au cas idéal théorique; en réalité, il faut tenir compte des pertes d'origines diverses et exprimer leur effet global, par un coefficient A' produit des divers coefficients d'affaiblissement:

$$A' = A'_{Em.} \cdot A'_{Prop.} \cdot A'_{Pol.} \cdot A'_{Point.} \cdot A'_{Rec.} \dots$$

où

A'\_{Em.} correspond aux pertes entre la sortie de l'émetteur et l'antenne (*liaisons coaxiales, duplexeurs, filtres, ...*)

A'\_{Prop.} correspond aux pertes de propagation dans l'atmosphère et l'ionosphère (*cf. paragraphes b1, b2, b3 de la partie C-2.3*).

A'\_{Pol.} correspond aux pertes de polarisation qui proviennent d'une mauvaise adaptation de la polarisation des deux antennes (*cf. tableau 4.2*).

A'\_{Point.} correspond au dépointage des deux antennes (*station en limite de la zone de couverture, erreur de pointage, de stabilisation, ...*).

A'\_{Rec.} correspond aux pertes entre l'antenne de réception et l'entrée du récepteur (*liaison coaxiale, duplexeur, ...*).

Ainsi, compte tenu de toutes ces pertes, l'expression (3) devient:

$$\boxed{P_R = \frac{1}{A'} \times P_E G_E G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2} \quad (4)$$

et l'affaiblissement de puissance sera:

$$A_{dB} = 22 + 20 \log \frac{D}{\lambda} - G_E - G_R + A'_{dB}$$



		Polarisation de l'antenne de réception			
		Linéaire	Circulaire		
			gauche	droite	
Polarisation de l'onde reçue	Linéaire	$20 \log. \cos \theta^{(1)}$	3 dB	3 dB	
	Circulaire	Gauche	3 dB	0	$\infty$
		Droite	3 dB	$\infty$	0

(1)  $\theta$  est l'angle des deux directions de polarisation.

Tableau 4.2 - Perte de désadaptation de polarisation: A' Pol.

Remarque.

Il aurait été intéressant de reprendre l'exemple de la station de Lakhdaria et de calculer les puissances reçues lorsqu'on tient compte des pertes. Malheureusement, il nous a été impossible d'avoir une estimation de ces pertes diverses.

5. - Efficacité d'antenne - Ouverture - Gain.

- Le gain absolu d'antenne s'exprime en fonction de la surface réelle S par:

$$G = \frac{4\pi K S}{\lambda^2}$$

où K est le rendement de l'antenne (ou coefficient d'efficacité). Il est en général de 60% et atteint 70% pour les bonnes antennes (c'est le cas de l'antenne de la station de Lakhdaria).

- Puisque la relation qui lie la surface réelle (S) de l'antenne à sa surface équivalente S' est:

$$S' = K S$$

Le gain s'écrit dans le cas d'une antenne circulaire de diamètre  $\phi$  :

$$G = K \left( \frac{\pi \phi}{\lambda} \right)^2$$

comme l'ouverture à 3 dB d'une antenne est donnée par  $\theta_d = 70 \frac{\lambda}{\phi}$  où  $\theta$  est exprimé en degrés, le gain devient alors :

$$G = K \left( \frac{70 \cdot \pi}{\theta_d} \right)^2$$

- Avec une antenne soignée d'efficacité 65% le gain est :

$$G \approx \frac{32.000}{\theta_d^2}$$

### C. - LE BRUIT ET SES ORIGINES DANS LES RÉCEPTEURS DE TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES.

Dans ce paragraphe, nous allons voir l'influence des différents types de bruit sur une liaison par satellite. L'accent sera mis sur la notion de température de bruit qui joue un rôle fondamental dans ce type de liaison.

#### Introduction.

En télécommunications par satellites (T.P.S.), on sait que le bruit à l'entrée du récepteur est constitué de deux grandes catégories :

- les bruits externes : bruits cosmiques, bruits atmosphériques,...
- les bruits internes : bruit thermique,...

Mais tous ces bruits, en dehors des parasites atmosphériques, ont une origine commune qui est T H E R M I Q U E (pour cela, le bruit thermique est choisi comme bruit de référence dans les définitions et les mesures). Tout corps à une température  $T$  rayonne une énergie de bruit. L'absorption radioélectrique qui transforme l'énergie radioélectrique en chaleur est donc génératrice de bruit.

Quel que soit le procédé de modulation, on ne peut donc restituer l'information que si elle n'est pas noyée dans le bruit, autrement dit si, au moment de la démodulation, la puissance de l'onde porteuse est suffisante comparée à la puissance du bruit.

Dans les liaisons par satellites, il est facile de montrer que c'est sur le trajet Satellite-Terre qu'il est le plus difficile




d'obtenir un rapport signal-sur-bruit (S/N) suffisamment élevé; la puissance émise par les satellites actuels et par ceux qui pourront être lancés dans un proche avenir étant faible car l'énergie disponible à bord est limitée. De plus, la distance qui sépare le satellite du lieu de réception et donc l'affaiblissement de propagation sont très grands. Par conséquent, comme on l'a vu, la puissance reçue à l'entrée des récepteurs des stations au sol est faible même avec de grandes antennes, dont la réalisation pose des problèmes techniques de difficultés croissantes avec leurs dimensions.

Il faut donc profiter de tous les moyens permettant de recueillir et d'ajouter au signal au cours de l'amplification un bruit aussi faible que possible.

1. - Rappels sur le bruit thermique.

1.1. - Relation de Nyquist.

Nous savons (*d'après le ch. II*) qu'une résistance R en équilibre thermodynamique à la température T est le siège d'une tension aléatoire de bruit dont la valeur quadratique moyenne dans une bande de fréquence B est donnée par la formule de Nyquist:



$$\overline{e^2} = 4 k T R B$$

k: Ct<sup>e</sup> de Boltzmann  
(k = 1,38.10<sup>-23</sup> J/°K)

La puissance de bruit N (noise) est donnée par:

$$N = 4 k T B$$

Exemple.

$$\left\{ \begin{array}{l} R = 50 \Omega \\ B = 500 \text{ MHz (bande passante d'une liaison par satellite)} \\ T = 25 \text{ °K} \end{array} \right.$$

la formule de Nyquist conduit aux résultats:

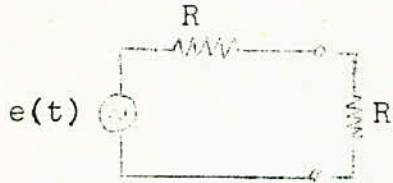
$$\sqrt{\overline{e^2}} \simeq 5,9 \mu\text{V}$$

$$N \simeq 0,7 \text{ pW}$$

Cette puissance étant de l'ordre de grandeur des puissances mises en jeu dans une liaison par satellite.

1.2. - Puissance de bruit échangeable.

On appelle ainsi la puissance recueillie dans une charge de valeur  $R$ , supposée sans bruit et branchée aux bornes du générateur précédent:



sa valeur est donnée par:

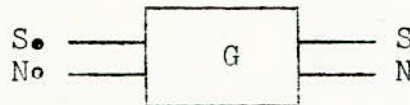
$$N_e = \frac{N}{4} = k T B$$

C'est cette puissance échangeable qui est responsable des bruits thermiques des amplificateurs. C'est la puissance maximale de bruit que peut fournir un dipôle.

1.3. - Bruit dans un quadripôle-Facteur de bruit-Température de bruit.

a. - Facteur de bruit.

Soit un quadripôle de gain en puissance utilisable  $G$ . On suppose que la source du signal et du bruit est à la température ambiante  $T_0$  (qu'on prendra égale à  $300^\circ K$ ).



soit  $N_0 = k T_0 B$  la puissance maximale de bruit à l'entrée du quadripôle.

- Par définition, on appelle facteur de bruit, le rapport:

$$F = \frac{S_0/N_0}{S/N} \quad (5)$$

il caractérise la dégradation du rapport signal-sur-bruit entre l'entrée et la sortie du quadripôle.

comme  $S = G S_0 \Rightarrow F = \frac{1}{G} \cdot \frac{N}{N_0}$  (6)

D'autre part  $N > G \cdot N_0$ , puisque le quadripôle ajoute un bruit propre.

Donc pour un quadripôle réel  $F > 1$



- Soit  $N_c$  le bruit propre ramené à l'entrée du quadripôle;  
on peut écrire:

$$N = G (N_o + N_c)$$

l'expression (6) devient alors:

$$(7) \quad F = 1 + \frac{N_c}{N_o} \Rightarrow \boxed{N_c = (F-1)N_o}$$

- Du point de vue du bruit, le quadripôle peut-être représenté par la fig. 4.3.

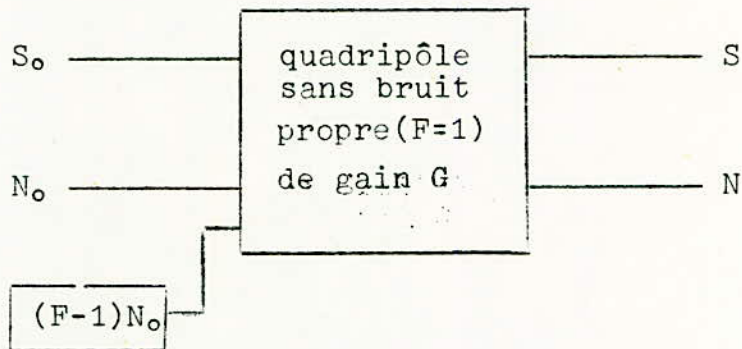


Fig.4.3 - Schéma équivalent d'un quadripôle réel.

b. - Température équivalente de bruit  $T_e$

Définition.

C'est la température qu'aurait une charge placée à l'entrée du quadripôle pour y développer une puissance de bruit égale à  $N_c$ .

$$\text{Soit } k T_e B = N_c = (F-1) N_o = (F-1) k T_o B$$

$$\text{d'où } \boxed{T_e = (F-1) T_o} \quad (8)$$

Pour  $F=1$ ,  $T_e = 0$  le quadripôle est sans bruit interne.

Remarques.

- 1) C'est cette température équivalente de bruit  $T_e$  qu'on essaye de réduire au maximum en refroidissant les amplificateurs de réception dans les stations terriennes.
- 2) Le facteur et la température de bruit sont définis par rapport à la température ambiante  $T_o$  du récepteur.

- 3) La température de bruit d'un quadripôle est définie à l'aide de la puissance de bruit ramenée à l'entrée. Cette précaution est nécessaire pour que  $T_e$  ne soit pas d'autant plus grande que le gain est élevé.
- 4) Tout ce qui précède est en particulier valable pour un récepteur de T.P.S.
- 5) Une méthode de mesure de  $T_e$  d'un récepteur de T.P.S. est donnée en ANNEXE N° 3.

c. - Relation entre F et  $T_e$

si on tient compte du fait que:

$$N_c = k T_e B$$

$$N_o = k T_o B$$

la relation (7) devient:

$$(9) \quad \boxed{F = 1 + \frac{T_e}{T_o}}$$

où  $T_o = 300^\circ K$   
(température ambiante du récepteur)

Le tableau 4.3 donne la correspondance numérique entre facteur de bruit F (qu'on exprime en général en dB en prenant  $10 \log F$ ) et température de bruit  $T_o$ .

$T_e$ ( $^\circ K$ )	7	35	75	300	900	3000	30.000
F (dB)	0,1	0,5	1	3	6	10	20

Tableau 4.3

Remarques.

- 1) Le facteur de bruit n'est pas commode à manipuler en-dessous de 3 dB, pour cela, on préfère parler de température équivalente de bruit  $T_e$  du récepteur.
- 2) Pour des faibles températures de bruit (inférieures à  $50^\circ K$ ), la relation approchée  $T_e = 70.F_{dB}$  permet le passage de l'un à l'autre.

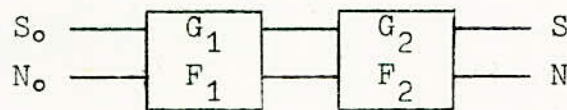


3) Dans les T.P.S les récepteurs des stations au sol ont généralement des températures de bruit comprises entre 10 et 200°K, les récepteurs sur les satellites ont des températures de l'ordre de 1000°K.

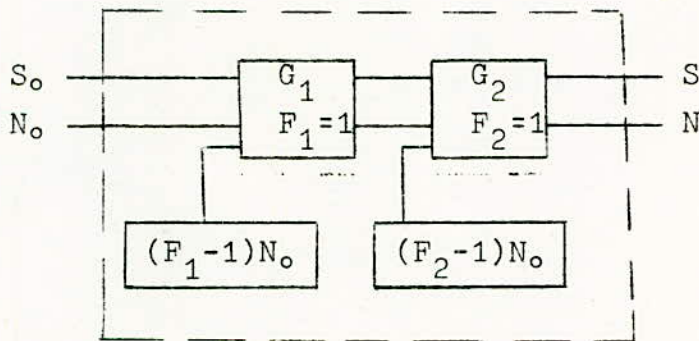
1.4. - Facteur et température de bruit de deux quadripôles montés en chaîne.

a. - Facteur de bruit.

On suppose que les deux quadripôles ont pour gains en puissance utilisable  $G_1$ ,  $G_2$  et pour facteurs de bruit  $F_1$ ,  $F_2$  comme l'indique le schéma suivant:



Compte tenu de la fig. 4.3, ce schéma peut-être représenté par:



Par définition, le facteur de bruit du quadripôle équivalent est:

$$F = \frac{S_o}{N_o} \frac{N}{S} \quad \text{or} \quad \frac{S_o}{S} = \frac{1}{G_1 G_2}$$

d'autre part, la puissance maximale de bruit à la sortie du 2<sup>è</sup> quadripôle s'écrit:

$$N = F_1 N_o G_1 G_2 + (F_2 - 1) N_o G_2$$

ce qui donne pour le facteur de bruit:

$$F = \frac{S_o}{S} \frac{N}{N_o} = \frac{1}{G_1 G_2} \left[ F_1 G_1 G_2 + (F_2 - 1) G_2 \right]$$

finalement :

$$\boxed{F = F_1 + \frac{F_2^{-1}}{G_1}} \quad (10)$$

Cette formule peut-être généralisée par récurrence à un nombre n de quadripôles montés en chaîne :

$$F = F_1 + \frac{F_2^{-1}}{G_1} + \frac{F_3^{-1}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n^{-1}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

Remarque importante.

Si les gains  $G_i$   $i = 1, n$  sont grands, le facteur de bruit global F se réduit pratiquement à  $F_1$  : facteur de bruit du 1<sup>er</sup> étage. Ce qui explique pourquoi dans une station terrienne, le 1<sup>er</sup> étage du récepteur est un amplificateur paramétrique refroidi donc à faible bruit.

b. - Température de bruit.

La relation (8) permet d'écrire :

$$T_e = (F-1) T_o \text{ avec } F = F_1 + \frac{F_2^{-1}}{G_1}$$

On en déduit :

$$\boxed{T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1}} \quad (11)$$

Cette formule se généralise aussi pour une chaîne de plusieurs quadripôles :

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots$$

1.5 - Facteur et température de bruit d'un atténuateur.

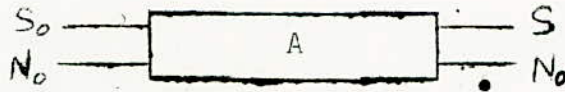
a) Facteur de bruit.

Considérons une ligne de transmission adaptée : câble coaxial, guide d'ondes etc..., qui sert de liaison entre deux amplificateurs ou entre l'antenne et le récepteur. A la traversée de cette ligne, il y a dégradation du rapport signal-sur-bruit et, compte



tenu de l'adaptation de cette ligne, la puissance de bruit disponible à ses 2 extrémités est la même.

Soit A (dB/m) l'atténuation de cette ligne considérée comme un quadripôle:



Le facteur de bruit est par définition:

$$F = \frac{S_0}{S} \frac{N_0}{N_0} = A$$

donc pour un atténuateur  $F = A$  (12)

On cherchera toujours à réduire l'atténuation A en faisant des liaisons aussi courtes que possible; en particulier, l'amplificateur paramétrique de réception sera placé juste à proximité de l'antenne.

b) Température de bruit.

La relation (8) donne:

$$T_e = (F-1) T_0 \quad \text{avec } F = A$$

donc pour un atténuateur:  $T_e = (A-1)T_0$  (13)

Remarque.

Les résultats du paragraphe.1 seront particulièrement précieux pour établir la température globale de bruit ramenée à l'entrée d'un système "antenne-récepteur" d'une station terrienne (cf. paragraphe.3.).

2. - Température de bruit d'antenne-Sources des bruits externes.

2.1. - Emission spontanée d'énergie électromagnétique.

L'émission spontanée d'énergie électromagnétique par tous les corps est une source de bruit particulièrement importante: en particulier l'émission produite par une population de particules en équilibre thermodynamique constitue le bruit thermique. Aux fré-

quences très élevées (*supérieures à 200 GHz*), l'un de ses aspects les plus connus est le rayonnement du corps noir, <sup>aux</sup> basses fréquences, elle se traduit par la production d'une énergie de bruit dans les circuits radioélectriques.

Dans tous les cas, l'énergie électromagnétique ainsi produite est liée à l'énergie emmagasinée dans un résonateur couplé à un thermostat à la température T. D'après la mécanique statistique, l'énergie moyenne d'un tel résonateur est:

$$W = \frac{h \nu}{\exp \left[ \frac{h \nu}{k T} \right] - 1} \quad \text{où} \quad \begin{array}{l} h: \text{ct}^{\text{e}} \text{ de Planck} \\ \nu: \text{fréquence de} \\ \text{résonance} \\ k: \text{ct}^{\text{e}} \text{ de Boltzmann} \end{array}$$

C'est ainsi que le raisonnement donné par Nyquist (en 1928) permet d'en déduire que tout dipôle radioélectrique, présentant une résistance R à la température T, est une source de bruit susceptible de donner une puissance maximale de bruit:

$$N = \frac{h \nu B}{\exp \left[ \frac{h \nu}{k T} \right] - 1}$$

dans une bande de fréquence B autour de la fréquence centrale  $\nu$ .

Il faut remarquer qu'aux fréquences suffisamment basses pour que  $h \nu \ll k T$  (soit  $\nu \ll 200 \text{ GHz}$  si  $T = 10^\circ \text{K}$ ) la puissance de bruit maximale donnée par un dipôle se réduit à la relation classique:

$$N = k T B$$

## 2.2. - Température de bruit d'antenne - Rayonnement du corps noir.

### a. - Définition.

Puisque tout corps rayonne de l'énergie, ce rayonnement, capté par une antenne, se superpose au signal utile sous forme de bruit d'origine externe.

Si  $T_{\Delta}$  est la température apparente vue par l'antenne dans une direction  $\Delta$  où elle a un gain  $G_{\Delta}$ , la température de bruit de l'antenne est définie par l'intégrale:

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \int T_{\Delta} G_{\Delta} d\Omega \quad (14)$$



$d\Omega$  étant un angle solide infiniment petit autour de la direction  $\Delta$  et l'intégrale étant étendue à toutes les directions de l'espace.

Dans les T.P.S.  $\Delta$  est orientée:

- soit vers le sol : cas de l'antenne du satellite.
- soit vers le ciel: cas de l'antenne d'une station terrienne.

Dans le cas des stations au sol, on vu que la température de bruit de l'antenne est essentiellement déterminée par la température de bruit recueillie dans la direction du lobe principal; cependant, dans le cas où cette dernière température est faible, la contribution des lobes latéraux et arrières n'est pas négligeable. Ainsi donc, la température de bruit recueillie est fonction de ... l'orientation du lobe principal, c'est à dire de l'angle de site(s) de l'antenne (fig. 4.4).

Remarque.

Outre le point de vue du bruit, des considérations de précision de pointage des antennes très directives imposent, pour l'angle de site, une limite inférieure de  $5^\circ$ .

D'autre part, la température de bruit ainsi obtenue correspond au bruit capté par la surface d'ouverture de l'antenne (fig.4.4). Elle ne tient pas compte des pertes ohmiques dans l'antenne et dans les lignes de transmission qui la relie au récepteur.

Sur la fig.4.4 nous voyons que  $T_A$  commence par diminuer avec  $s$  et  $\phi$  pour ensuite garder une valeur sensiblement constante. L'explication réside dans le fait qu'aux fréquences élevées, l'atmosphère par l'oxygène et la vapeur qu'elle contient, est un absorbant aux températures supérieures au zéro absolu et produit la principale source de bruit; on conçoit aisément que lorsque l'élévation diminue, la température de bruit augmente puisque l'épaisseur d'atmosphère augmente (cf. paragraphe 2.3\_b.1).

b. - Autre définition de la température de bruit d'antenne.

Puisque l'aérien directif capte le bruit "*extérieur*" (*bruit d'origine terrestre et bruit d'origine cosmique*), l'émission spontanée de ce bruit nous amène à attribuer à la résistance de rayonnement (*qui est aussi la résistance interne de la source équivalente*) une température  $T = T_A$  telle que l'expression:

$$N = k T_A B$$

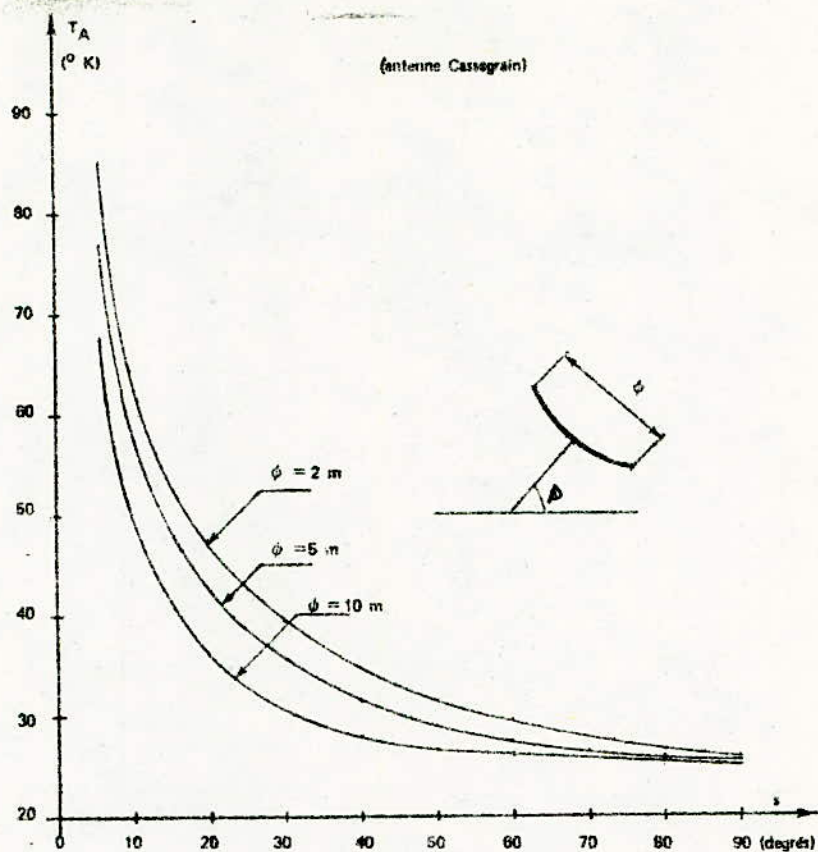


Fig. 4.4 - Température d'antenne  $T_A$  en fonction de l'angle de site  $s$  et du diamètre de l'ouverture  $\phi$  ( $f = 7300$  MHz)

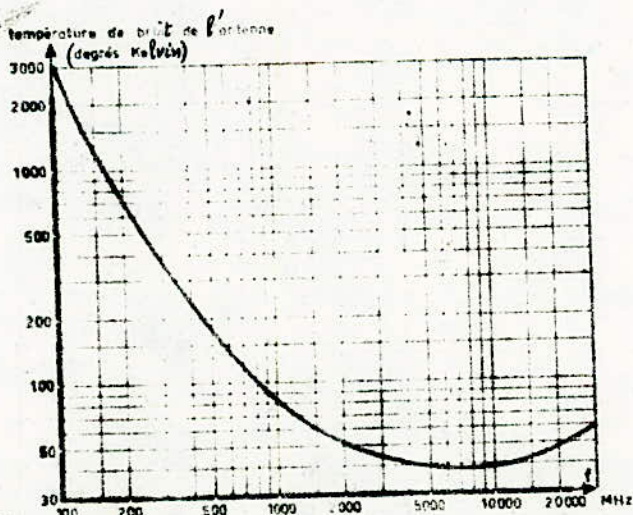


Fig. 4.5 - Exemple de courbe de température d'antenne



représente la puissance maximale de bruit disponible à la sortie de l'aérien.  $T_A$  doit être considérée comme une température radioélectrique.

Nous avons vu précédemment que  $T_A$  dépend beaucoup de la région du ciel vers laquelle est dirigé l'aérien, mais elle dépend aussi de la fréquence comme le montre la fig.4.5.

Des courbes de  $T_A$  ont été établies par les radioastronomes. Par exemple à la fréquence de 1000 MHz elle est d'environ 10°K pour un ciel calme et de 800°K pour un ciel bruyant. Les courbes ont la forme de la fig.4.5:  $T_A$  commence à diminuer avec la fréquence pour ensuite remonter. Le minimum se trouve entre 8 et 10.000 MHz.

### c. - Rayonnement du corps noir.

Signalons que ce concept est important car il constitue la référence de tous les corps rayonnants.

Dans le cas du corps noir, corps idéal parfaitement absorbant, l'énergie rayonnée ne dépend que de la température du corps et de la fréquence considérée. Dans le domaine habituel des ondes hertziennes, c'est à dire pour des longueurs d'onde inférieures au millimètre et pour des températures du corps noir supérieures à 10°K l'énergie rayonnée  $G(f)$ , par unité d'angle solide et unité de surface apparente, est donnée par la formule de Rayleigh:

$$(15) \quad G(f) = 2 \frac{f^2}{c^2} df \cdot kT \quad \text{où } c \text{ est la vitesse de la lumière.}$$

Les corps réels ne sont pas parfaitement absorbants; l'énergie reçue est partiellement réfléchi; l'énergie rayonnée est donc inférieure à celle du corps noir. On définit alors une température équivalente (ou apparente), inférieure à la température réelle du corps, qui est celle à laquelle devrait être porté le corps noir pour rayonner la même densité spectrale dans la bande de fréquence considérée.

### 2.3. - Sources de bruit et leurs influences sur la température d'antenne.

Dans le cas d'une antenne de réception pointée vers un satellite les sources de bruit qui interviennent sont:

- les bruits naturels qui peuvent être divisés en 2 grandes classes: les bruits d'origine terrestre et les bruits extraterrestres.

La liste en est donnée sur le tableau 4.4. Leur importance respective dépend de la fréquence que l'on considère.

Les bruits cosmiques ont un spectre généralement décroissant avec la fréquence, à l'inverse du bruit terrestre comme nous allons le voir. Il en résulte que la contribution des premiers, qui est prépondérante sur ondes décimétriques et métriques, devient beaucoup plus faible sur ondes plus courtes.

Bruits naturels	
Bruits d'origine terrestre	Bruits d'origine cosmique
- Gaz atmosphériques (vapeur d'eau, oxygène etc...)	- Bruit galactique
- Phénomènes météorologiques (nuages, précipitations, radome etc...)	- Soleil
- Absorption ionosphérique	- Lune
- Sol (rayonnement propre de la terre)	- Planètes
- Parasites atmosphériques	- Radiosources diverses

Tableau 4.4.

- les bruits artificiels: parasites industriels, émissions parasites (brouillage).

Remarque.

Parmi tous ces bruits qui interviennent dans une liaison par satellite, vu la fréquence utilisée à la réception (4 GHz), seuls quelques uns sont à prendre en considération comme on le verra par la suite.

a. - Bruits d'origine cosmique.

a.1. - Le bruit galactique.

Température de brillance d'une source.

Le bruit galactique est dû à 2 composantes distinctes, l'une à symétrie



à peu près sphérique, qui provient d'un halo de particules relativistes entourant toute notre galaxie, l'autre qui se superpose à la précédente dans la région du plan galactique. Vue de la Terre, cette dernière se présente comme une bande brillante, de quelques degrés de largeur, suivant le tracé de la Voie Lactée (*traînée brillante formée d'un grand nombre d'étoiles*).

Ces sources ayant des dimensions étendues devant les lobes des antennes utilisées, on peut exprimer leur intensité par leur température de brillance ( $T_B$ ), température que devrait avoir un corps noir pour émettre, sur la fréquence considérée, le flux d'énergie observée (*c'est la température équivalente ou apparente*). Cette température de brillance varie avec la fréquence comme le montre la fig.4.6:

Remarque.

La température de brillance ( $T_B$ ) est aussi celle que prendra une antenne dirigée dans la direction correspondante, si son lobe est plus étroit que la source, au rendement de l'antenne près.

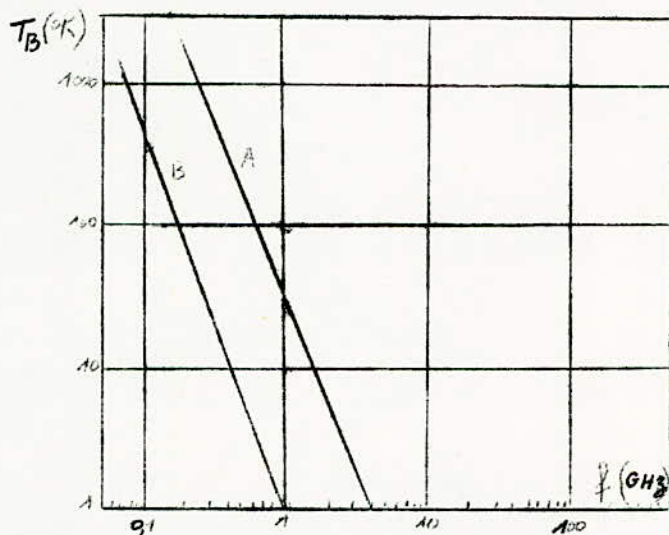


Fig.4.6. - Spectre du bruit galactique dans la direction du centre galactique (A) et dans la direction du pôle (B).

On voit bien que le bruit galactique diminue rapidement quand la fréquence augmente.  $T_B$  varie en  $f^{-2,5}$ , en 1<sup>ère</sup> approximation suivant la même loi en tous les points du ciel. Il en résulte qu'en micro-ondes ( $f > 1$  GHz) le bruit galactique sera faible.

Il est cependant susceptible d'ajouter au bruit du système de réception une température de quelques degrés, qui peut ne pas être négligeable dans le cas où on utilise des masers.

a.2. - Bruit dû au Soleil.

Le soleil est la source la plus intense du ciel dans le domaine des micro-ondes. Il constitue une source importante de bruit même quand il est reçu dans les lobes secondaires de l'antenne.

On peut encore diviser son émission en deux <sup>composantes</sup> : une émission quasi-stable qui est l'émission thermique de l'atmosphère solaire, et des "sursauts radioélectriques" qui ne s'observent qu'après quelques grandes manifestations de l'activité solaire (les éruptions chromosphériques) - cf. fig.4.7.

Sur cette figure, on a porté la densité de flux (S) du soleil en fonction de la fréquence. C'est la densité spectrale d'énergie au niveau de la terre, elle est exprimée en watts par mètre carré de surface réceptrice et par hertz de bande passante.

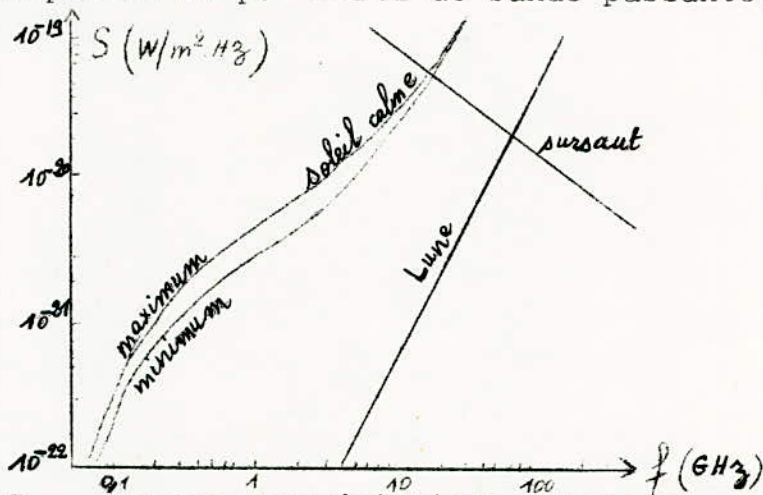


Fig.4.7. - Spectre des émissions solaires.

- Remarquons que  $S$  varie entre un maximum et un minimum qui sont dus, entre autres, au fait que les caractéristiques de l'atmosphère solaire varient légèrement pendant le cycle d'activité (qui est de 11 ans).
- Les sursauts solaires, qui sont extrêmement intenses sur ondes métriques, ont une durée de quelques heures au plus, ce qui les rend peu nuisibles d'un point de vue brouillage.
- Sans rentrer dans le domaine de la Radioastronomie, nous nous contenterons d'admettre que sur ondes millimétriques et centimétriques la température observée varie entre 5000 °K et 50.000 °K et que sur ondes métriques, elle est de l'ordre de  $10^6$  °K.

Remarque.

L'intensité du rayonnement dans la bande B d'une source de densité de flux  $S$  est exprimée par la valeur du champ électrique  $E$  en  $\mu V/m$  selon l'expression:



$$E = \sqrt{Z_0} S B \quad \text{où } Z_0 \text{ est l'impédance du vide (377 } \Omega \text{).}$$

a.3. - Bruit dû à la Lune.

a.3.1. - Température moyenne de la Lune.

- La Lune est aussi une source intense en micro-ondes. Elle émet le rayonnement thermique d'un corps noir, et la mesure du flux reçu sur Terre permet de mesurer la température de sa surface.
- A cause des différences d'éclairement des différents points de cette surface par le Soleil, la Lune ne se présentera pas comme un disque de brillance uniforme. Si nous considérons la température moyenne du disque, celle qui intervient quand on utilise une antenne dont le lobe est supérieur aux 30' du diamètre lunaire, on s'aperçoit qu'elle varie avec la lunaison, de manière différente suivant la fréquence.
- On peut, en 1<sup>ère</sup> approximation, représenter cette température par une formule du type:

$$T = T_{e_0} + T_{e_1} \cos (\omega t - \phi) \quad \text{où}$$

$T_{e_0}$  est une ct<sup>e</sup> égale à  $220 \pm 10^\circ\text{K}$  sur toutes les fréquences et

$T_{e_1}$  est l'amplitude de la modulation au cours de la lunaison.

$T_{e_1}$  croît quand la fréquence augmente, d'une valeur nulle pour  $f = 3 \text{ GHz}$  à  $100^\circ\text{K}$  pour  $f = 100 \text{ GHz}$ . De plus, sur les très hautes fréquences, la modulation n'est plus sinusoïdale, mais suit une loi très complexe.

Les variations de la température lunaire en T.P.S. sont donc loin d'être négligeables.

- Si le lobe de l'antenne utilisée est très étroit (*c'est souvent le cas des stations terriennes*), bien inférieur à 30', il faudra aussi tenir compte de la distribution des températures sur le disque lunaire, car des différences sensibles existent entre les différents reliefs. Ajoutons que la distance de la Terre à la Lune varie légèrement au cours de la lunaison, et que la correction correspondante sur ses dimensions et son flux devra être apportée.

a.3.2. - Remarque: Rendement en lobe d'une antenne.

Une remarque doit être faite au sujet du calcul de la température d'antenne que l'on obtient en observant la Lune ou le Soleil. Les antennes utilisées ont souvent un lobe principal de dimensions inférieures à celles de la source.

La température d'antenne est alors liée à la température de brillance par la formule:

$$T_A = \rho T_B \quad (16)$$

où  $\rho$  est le rendement en lobe de l'antenne; il tient compte du gain de l'antenne dans tout le lobe principal.

— A l'émission, par exemple, il est défini par le rapport:

$$\rho = \frac{\text{Energie émise dans tout le lobe principal}}{\text{Energie totale émise par l'antenne}}$$

— Le rendement en lobe ( $\rho$ ) est généralement supérieur au rendement en surface ( $K$ ).

a.4. - Bruit dû aux planètes.

Ce sont des sources radio assez intenses, particulièrement sur les ondes les plus courtes.

Leur émission principale est aussi celle du corps noir, dont le spectre est donné, avec une approximation suffisante en radio, par la loi de Rayleigh:

$$B = 2 \frac{k T}{\lambda^2} \quad (17)$$

B est la brillance spectrale énergétique sur la source.

La densité de flux reçue sur Terre varie comme la surface apparente de la source, c'est à dire comme le carré de sa distance. L'intensité des planètes sera donc très variable au cours de l'année, suivant leur position par rapport à la terre.

La fig.4.8 montre l'intensité que l'on reçoit des planètes pour certaines positions.



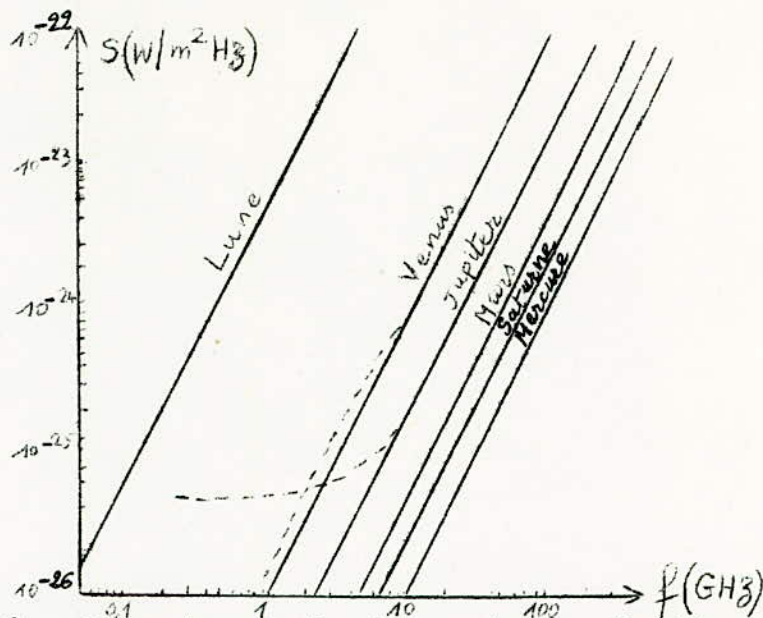


Fig.4.8 - Emission de la Lune et des planètes.

Le trait continu correspond à la loi de Rayleigh donnée ci-dessus, et le trait interrompu aux densités de flux effectivement observées. Notons que cette différence trouve son explication dans le domaine de la Radioastronomie.

a.5. - Bruit dû aux Radiosources galactiques et extragalactiques.

Elles sont peu intenses en micro-ondes, et ne peuvent constituer une source de brouillage que dans le cas des antennes de très grandes dimensions (*cas des stations de T.P.S.*) qui regardent juste dans leur direction.

La fig.4.9 donne le spectre des plus intenses d'entre elles. Leur intensité reste supérieure à celle des planètes pour des fréquences inférieures à 20 ou 30 GHz.

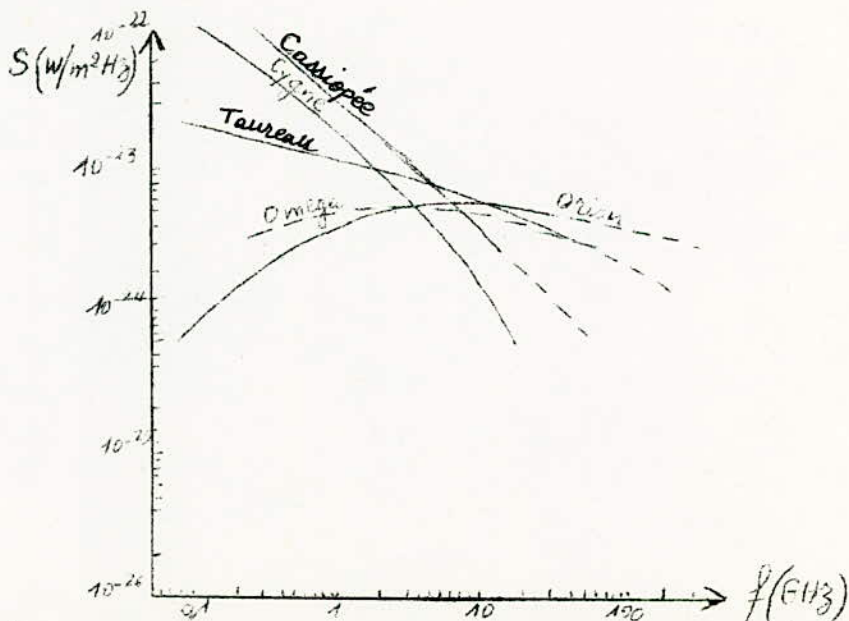


Fig.4.9 - Spectre des Radiosources les plus intenses en micro-ondes.

Remarques.

1) L'atmosphère terrestre modifie d'une façon sensible aussi bien la position, à cause de la réfraction, que l'intensité des radiosources, en absorbant une partie de leur rayonnement. Cet effet est particulièrement important en micro-ondes.

2) Notons que CASSIOPEE.A sert de source de bruit étalon, pour les essais d'antennes.

a.6. - Récapitulation.

On sait maintenant qu'il existe dans le ciel des sources de bruit localisées qui peuvent contribuer d'une façon non négligeable à une augmentation temporaire de la température de bruit apparente d'une antenne, principalement lorsque le lobe principal est dirigé vers l'une de ces sources. Il est toutefois important de considérer la grandeur relative de l'angle sous lequel on voit cette source par rapport à l'angle d'ouverture du faisceau de l'antenne.

Le tableau 4.5 donne l'ordre de grandeur des températures de bruit apparentes que l'on observerait dans le cas des principales sources si elles se trouvaient dans la direction du faisceau principal de l'antenne de PLEUMEUR-BODOU (France).

Sources	Flux à 4 GHz en $W/m^2 \cdot Hz$	Diamètre apparent en minutes d'angle	Temp. de bruit apparente à 4 GHz
Soleil calme	$10^{-20}$	32	36.000 °K
Lune (à la nouvelle lune)	$6 \cdot 10^{-23}$	32	220 °K
Cassiopee A	$1,2 \cdot 10^{-23}$	5	210 °K
Taureau A	$7 \cdot 10^{-24}$	3	120 °K
Cygne A	$5 \cdot 10^{-24}$	6	88 °K
Vierge A	$10^{-24}$	5	18 °K

Tableau 4.5 - Sources de bruit localisées.



a.7. - Température de bruit due à une radiosource.

On a vu que lorsque le lobe principal de l'antenne est dirigé dans la direction d'une radiosource intense, il en résulte une température de bruit ( $T_b$ ) recueillie par l'antenne; elle peut être déterminée à partir de la température de rayonnement  $T_o$  de la radiosource à la fréquence considérée, de l'ouverture  $\theta$  du lobe principal de l'antenne (en supposant que le diagramme de directivité est de résolution) et du diamètre angulaire apparent  $\alpha$  de la radiosource:

$$\begin{array}{l} T_b = T_o \frac{\alpha^2}{\theta^2} \quad \text{si } \theta > \alpha \\ T_b = T_o \quad \quad \quad \text{si } \theta \leq \alpha \end{array} \quad (18)$$

Exemples.

- 1) Dans le cas d'une antenne de 2 m de diamètre ( $\theta = 1,3^\circ$  à 7300 MHz) pointée sur le soleil ( $T_o \simeq 5.10^4$  °K et  $\alpha = 32$  minutes) la température de bruit est:

$$T_b \simeq 9000 \text{ °K}$$

si cette même antenne était pointée sur la Lune ( $T_o \simeq 200$  °K et  $\alpha = 32$  minutes) la température de bruit serait:

$$T_o \simeq 36 \text{ °K}$$

- 2) Dans le cas le plus fréquent des antennes de stations au sol, l'angle d'ouverture  $\theta$  du lobe principal (sensiblement égal à  $0,16^\circ$  à 4 GHz pour les stations "standard" Intelsat:  $\phi \simeq 32$  m) est bien inférieur au diamètre angulaire apparent du soleil ou de la Lune ( $\alpha = 32'$ ).

Pour une antenne de ce type pointée sur le soleil ( $T_o \simeq 5.10^4$  °K); la température de bruit est

$$T_b = T_o \simeq 50.000 \text{ °K !}$$

Le soleil apporte donc une perturbation importante, mais en T.P.S, les cas où il y a conjonction du satellite et du soleil sont rares.

b. - Bruits d'origine terrestre.

b.1. - Bruit dû aux gaz de l'atmosphère: phénomène d'abosorption.

Le bruit dû aux gaz de l'atmosphère est strictement lié au phénomène d'absorption et à la température du gaz. Dans la gamme hyperfréquence, l'absorption est due principalement à l'oxygène et à la vapeur d'eau.

Sans rentrer dans les détails, signalons que l'ensemble des raies des molécules d'oxygène ( $O_2$ ) et de vapeur d'eau ( $H_2O$ ) forme des bandes d'absorption (notamment à la résonance) dont les flancs s'étendent sur l'ensemble de la gamme hyperfréquence.

Les courbes de la fig. 4.10 donnent une estimation de la température de bruit due aux gaz de l'atmosphère en fonction de la fréquence et de l'angle de site.

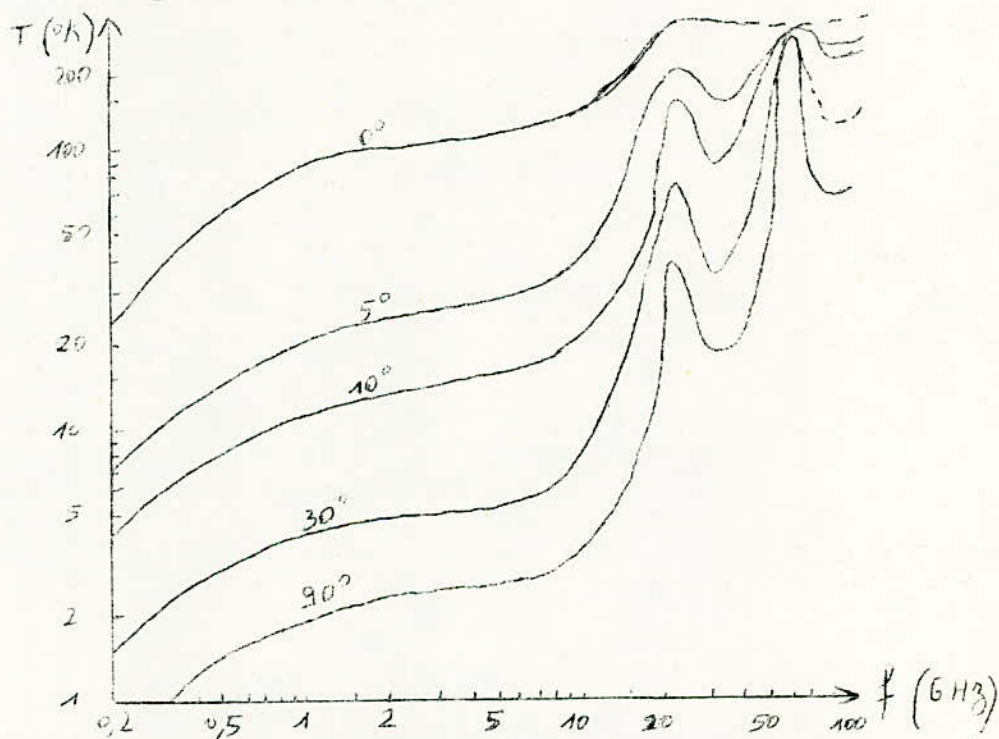


Fig. 4.10 - Température de bruit due aux gaz de l'atmosphère (conditions estivales).

Le bruit dû à l'oxygène, dont la concentration dans l'atmosphère est sensiblement constante, peut-être estimé avec une bonne approximation, la température apparente de bruit est d'autant plus élevée que l'inclinaison par rapport à la verticale, donc l'épaisseur des couches absorbantes traversées, est plus grande (résultat déjà vu au paragraphe 2.2.a)



En ce qui concerne la vapeur d'eau, dont la concentration est beaucoup plus variable, on donne généralement des valeurs correspondant aux conditions atmosphériques normalisées (*atmosphère de référence*).

Remarques.

1) Les autres gaz de l'atmosphère (*azote, gaz carbonique,...*) n'interviennent qu'en ondes submillimétriques.

2) Fluctuation des niveaux reçus.

Puisque le trajet des ondes radio, dans l'atmosphère est très court, le niveau à l'entrée d'un récepteur au sol, ou d'un répéteur sur satellite est stable. De ce fait, il n'est pas nécessaire d'utiliser un limiteur.

b.2. - Bruit dû aux phénomènes météorologiques.

b.2.1 - Bruit dû aux précipitations.

Une autre cause de bruit atmosphérique intervenant dans une liaison par satellite est la présence dans l'atmosphère de gouttes d'eau condensée, sous forme de pluie, brouillard, brume, nuages (*les cristaux de neige absorbent très peu et ne produisent pas de bruit*). Là encore, bien qu'il ne corresponde pas à un phénomène de résonance, le bruit produit à une fréquence est lié au coefficient d'absorption à cette fréquence et à la température du milieu absorbant. Notons que ce coefficient d'absorption est sensiblement proportionnel à  $f^3$ .

Par ailleurs, lors d'une précipitation particulière, les paramètres qui interviennent (*diamètre et densité des gouttes, épaisseur de la région intéressée,...*) sont rarement connus; ce qui conduit à estimer, d'une manière statistique, le pourcentage de temps pendant lequel on peut s'attendre à subir un certain type de précipitation.

Les courbes de la fig.4.11 montrent quelques températures de bruit obtenues, pour divers types de pluies, à partir de valeurs expérimentales mesurées à une certaine fréquence et aussi de la loi théorique de variation de l'absorption en fonction de la fréquence. Les valeurs expérimentales actuellement disponibles sont principalement celles obtenues à 4 GHz dans les stations de T.P.S.

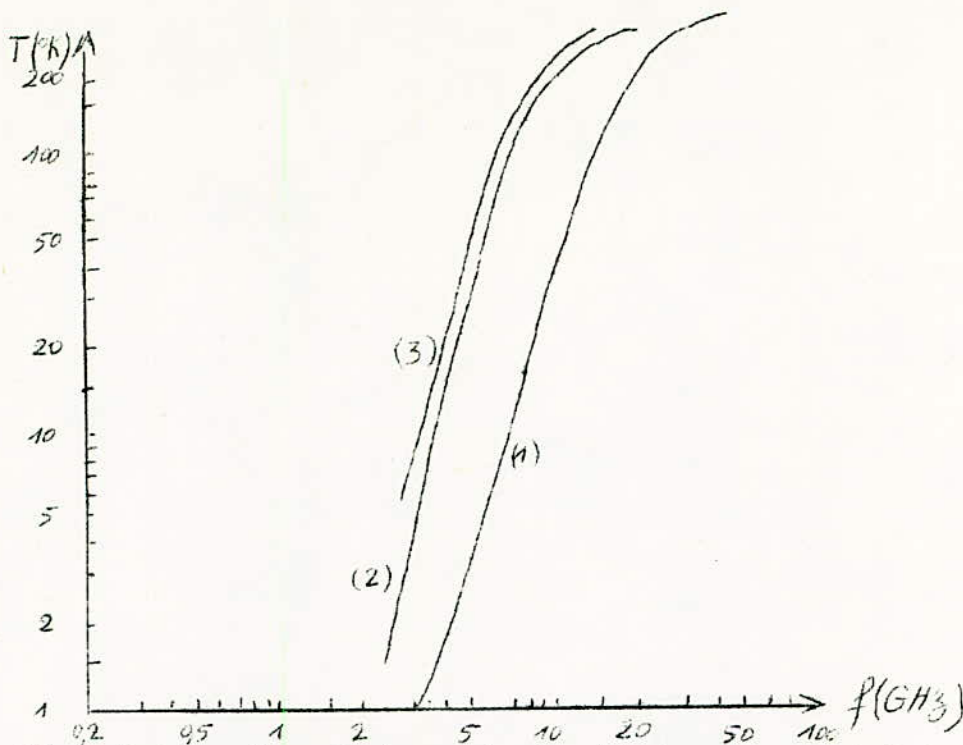


Fig. 4.11 - Température de bruit due aux précipitations

- (1): pluie de 50mm/h sur une épaisseur de 10 km
- (2): " 150mm/h " " " de 1,2 km
- (3): " 3,5mm/h " " " de 15 km

Remarquons que les gouttes de pluie produisent une diffusion des ondes; en particulier ceci peut renvoyer dans le lobe principal d'une antenne située à Terre une fraction du bruit thermique terrestre.

b.2.2 - Bruit dû au radome.

La pluie provoque la formation d'une mince pellicule d'eau (d'une épaisseur d'une fraction de millimètre) sur les dispositifs de protection des antennes (radomes), ce qui se traduit par une absorption et un bruit particulièrement élevés aux fréquences supérieures de la gamme hyperfréquence. Outre le bruit lié à l'absorption, la pellicule d'eau produit une réflexion partielle et une diffusion du bruit terrestre.

On ne dispose pas de beaucoup de données à ce sujet mais on peut estimer qu'une augmentation de la température de bruit de l'ordre de 22 °K peut-être obtenue en ondes centimétriques pendant un pourcentage de temps assez élevé (par faible pluie par exemple).

L'augmentation varie avec l'angle de site, elle croît rapidement avec la fréquence ainsi qu'avec le taux de précipitation, et peut atteindre occasionnellement 40 à 50 °K.



Remarque.

Les bruits dûs au gaz de l'air (oxygène et vapeur d'eau principalement) et aux formations météorologiques (*nuages, brumes, pluies, brouillard, ...*) constituent les principales sources de bruit atmosphérique.

b.3 - Bruit dû à l'ionosphère.

L'absorption ionosphérique, qui décroît proportionnellement à  $1/f^2$ , est en général très faible.

La fig. 4.12 donne des courbes d'atténuation ionosphérique, en fonction de l'angle de site, considérée le jour ou la nuit.

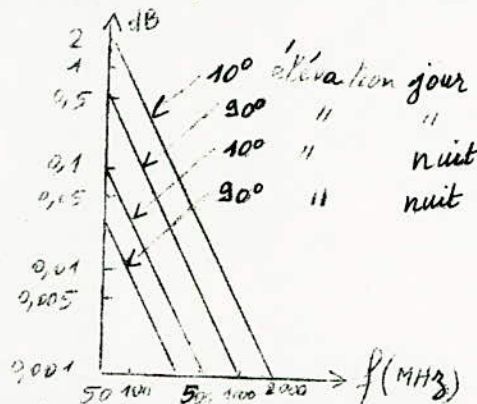


Fig.4.12 - Atténuation ionosphérique (pour une source à 1000 km d'altitude)

On voit que l'atténuation est négligeable au-dessus de 300 MHz. La température de bruit sera donc peu influencée par la température élevée du plasma électronique.

b.4 - Bruit dû au rayonnement propre de la Terre.

Bien que l'antenne d'une station terrienne soit normalement pointée vers le ciel, le bruit apporté par la Terre n'est pas négligeable pour les antennes à faible température de bruit.

La température du bruit provenant du rayonnement propre de la Terre est approximativement égale à sa température réelle (270 à 300 °K). La température d'antenne correspondante, dépend de la distribution des lobes latéraux et arrières (notamment les lobes tournés vers le sol) autour du lobe principal. La contribution de chaque lobe est déterminée par:

$$T_1 = G \frac{d\Omega}{4\pi} T_0 \quad (19)$$

où G est le gain moyen du lobe d'ouverture totale  $d\Omega$ ,  $T_0$  étant la température du sol.

Dans la pratique, pour les fréquences comprises entre 1 et 10 GHz, la température apparente du sol étant bien supérieure à celle du ciel, le gain relatif des lobes d'antenne tournés vers le sol a une importance considérable.

Autrement dit, une antenne est d'autant meilleure du point de vue du bruit que le bruit recueilli par ses lobes latéraux et arrières est faible, donc que son efficacité est grande.

b.5 - Bruit dû aux parasites atmosphériques.

La température de bruit provenant des parasites atmosphériques (*qui sont de nature impulsive*), décroit approximativement comme  $1/f^4$ , elle est donc pratiquement négligeable en T.P.S et même dans toute la gamme hyperfréquence.

Elle est donc également faible devant celle due au bruit galactique.

C. - Bruit dû aux parasites industriels et aux émissions parasites.

A la traversée de l'atmosphère, il s'ajoute aux signaux désirés des signaux parasites tels que:

- des parasites industriels dont l'effet peut être rendu négligeable par un choix judicieux du lieu d'implantation de la station terrienne (*implantation qui doit être loin de tout centre industriel*).
- des ondes provenant des émetteurs qui fonctionnent dans la même bande de fréquences (*c'est le phénomène de brouillage*); l'effet de ces signaux brouilleurs est minimisé si les recommandations du C.C.I.R sont respectées.

Dans les deux cas, la température de bruit additionnelle dépend évidemment de l'emplacement du récepteur et de l'orientation de l'antenne.

d. - Importance relative des bruits provenant du ciel.

Il est intéressant de situer, sur une même figure, l'importance relative des différents bruits provenant du ciel. C'est ce qui est fait sur la fig.4.13 qui regroupe les fig. 4.6, 4.10 et 4.11 et où on admet l'existence d'un bruit de fond cosmique isotrope.

Pour des angles de site supérieurs à  $5^\circ$ , la température globale de bruit du ciel est inférieure à  $20^\circ\text{K}$  (par beau temps); pour les fréquences comprises entre 1 et 10 GHz, et plus précisément autour



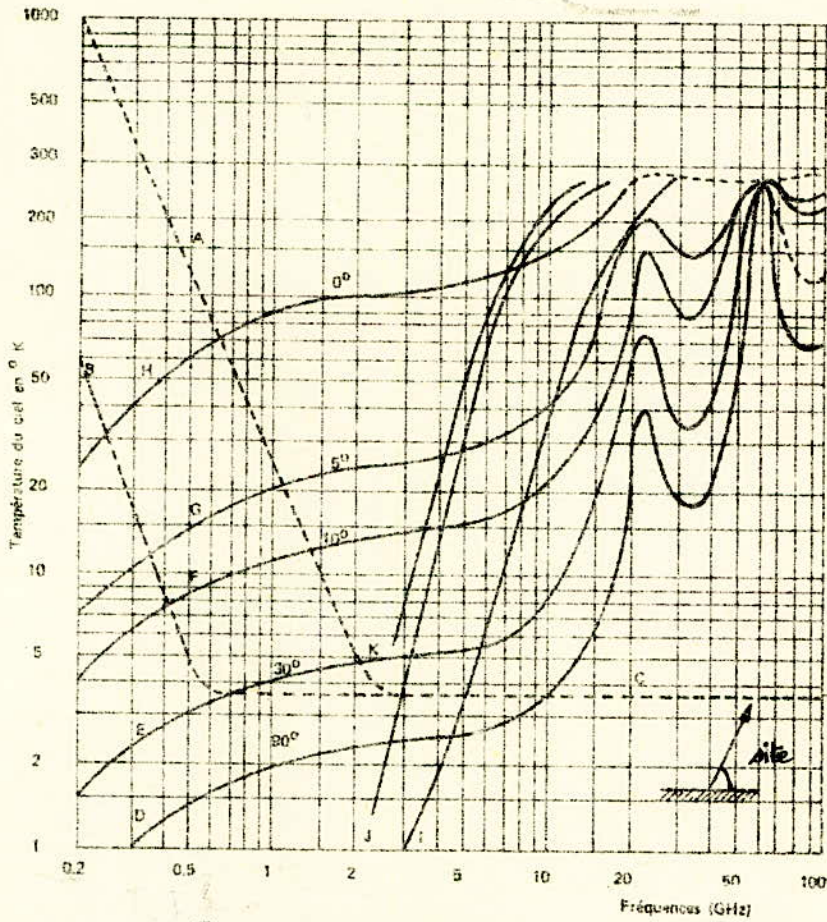


Fig. 4.13 - Température apparente du ciel

1. Bruit cosmique

- A: bruit galactique maximal
- B: bruit galactique minimal
- C: bruit de fond cosmique isotrope (3,5 °K)

3. Bruit dû aux précipitations

- I: pluie de 3,5 mm/h sur une épaisseur de 15 km
- J: pluie de 150 mm/h sur une épaisseur de 1,2 km
- K: pluie de 50 mm/h sur une épaisseur de 10 km

2. Bruit dû aux gaz de l'atmosphère

- D: angle de site 90°
- E: angle de site 30°
- F: angle de site 10°
- G: angle de site 5°
- H: angle de site 0°

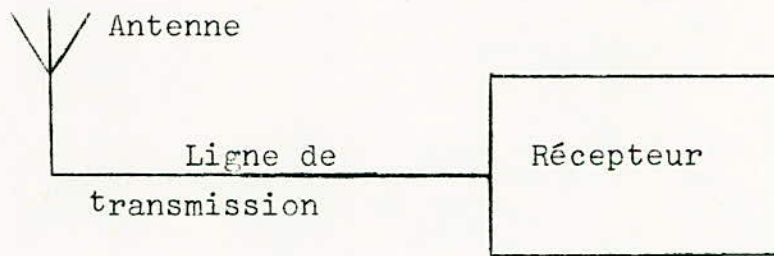
de la fréquence de 4 GHz qui correspond à la fréquence de réception d'une station terrienne.

Par temps de pluie, la température globale de bruit du ciel peut être considérablement plus élevée comme le montre la fig.4.13.

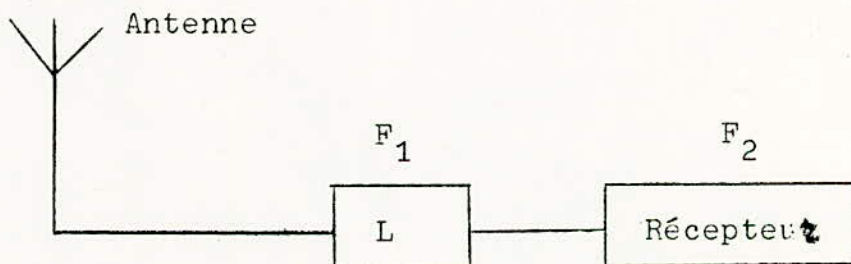
### 3. - Température de bruit ramenée à l'entrée du récepteur.

#### 3.1 - Expression générale.

- soit un récepteur (d'une station terrienne) de température équivalente de bruit  $T_e$  relié à une antenne de température d'antenne  $T_A$  par une ligne d'affaiblissement  $L$  à la température réelle  $T_L$  (qu'on supposera égale à la température ambiante  $290^\circ K$ ).
- pour calculer la température globale de bruit ramenée à l'entrée du récepteur, nous utiliserons des résultats du paragraphe 1. ci-dessus.
- Notre système de réception peut être représenté par le schéma simplifié suivant:



ou, en assimilant la ligne de transmission à un atténuateur:



$F_1$  et  $F_2$  étant les facteurs de bruit de l'atténuateur et du récepteur.

si on tient compte du fait que:

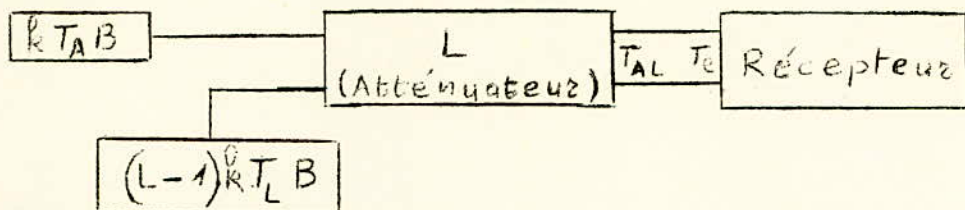
$N_A = K T_A B$  est la puissance de bruit d'antenne.

$N_c = (L-1) k T_L B$  est la puissance de bruit ramenée à l'entrée de l'atténuateur.



où  $k$  est la  $ct^e$  de Boltzmann.

Le schéma précédent devient du point de vue du bruit:



Comme les sources de bruit sont non corrélées, les puissances de bruit, donc les températures de bruit s'ajoutent.

On peut alors exprimer la puissance de bruit  $N_{AL}$  à la sortie de l'atténuateur par:

$$N_{AL} = k \left( \frac{T_A}{L} + \frac{L-1}{L} T_L \right) B = k T_{AL} B \quad (20)$$

On définit ainsi une nouvelle température de bruit  $T_{AL}$  (à la sortie de l'atténuateur) telle que:

$$T_{AL} = \frac{T_A}{L} + \left( 1 - \frac{1}{L} \right) T_L \quad (21)$$

Puisque  $T_e$  est connue, la température globale de bruit ramenée à l'entrée du récepteur est donc:

$$T = T_{AL} + T_e$$

soit:

$$T = \frac{T_A}{L} + \left( 1 - \frac{1}{L} \right) T_L + T_e \quad (22)$$

et la puissance totale de bruit à prendre en compte est donc:

$$N = k T B \quad (23)$$

où  $k$  est la  $ct^e$  de Boltzmann et  $B$  la bande passante de bruit du système de réception (bande de l'amplificateur à fréquence intermédiaire).

Remarque.

Il faut noter l'importance de la ligne qui relie l'antenne au récepteur; en effet  $T$  dépend beaucoup de  $L$  et augmente quand  $L$  augmente et lorsque la valeur de la température d'antenne est faible.

Pour des pertes importantes la température  $T_{AL}$  peut tendre vers  $T_L$  (égale à 290 °K). Ceci est désastreux lorsque la température d'antenne est faible (cf. tableau.4.6).

Pertes	Accroissement de la température de bruit
$10 \log L$	$T_L(1 - \frac{1}{L})$ pour $T_L=290^\circ K$
0,1 dB	6 °K
0,5 dB	31 °K
1 dB	58 °K

Tableau 4.6

Par exemple si  $T_A + T_e = 50$  °K et si les pertes sont de 1 dB le bruit total est doublé.

Les pertes sont doublement néfastes, et par l'affaiblissement du signal, et par l'augmentation de la température de bruit.

### 3.2 - Récepteurs de stations au sol.

Les antennes de stations au sol de grandes dimensions ont assez facilement une température de bruit  $T_A$  de l'ordre 30 °K; il y a ~~alors~~ alors intérêt à avoir des températures de bruit de récepteur du même ordre, ce qui impose l'utilisation d'un amplificateur paramétrique refroidi (à l'hélium liquide ou à l'azote liquide). Compte tenu du bruit supplémentaire apporté par la ligne, la température globale est de l'ordre de 70 °K.

Si on utilise un amplificateur paramétrique non refroidi, la température  $T_e$  est de l'ordre de 150 °K, l'ensemble présente une température globale de l'ordre de 200 °K.

#### Remarque.

Une méthode de mesure de la température globale de bruit du système de réception d'une station terrienne est donnée en ANNEXE N° 3.



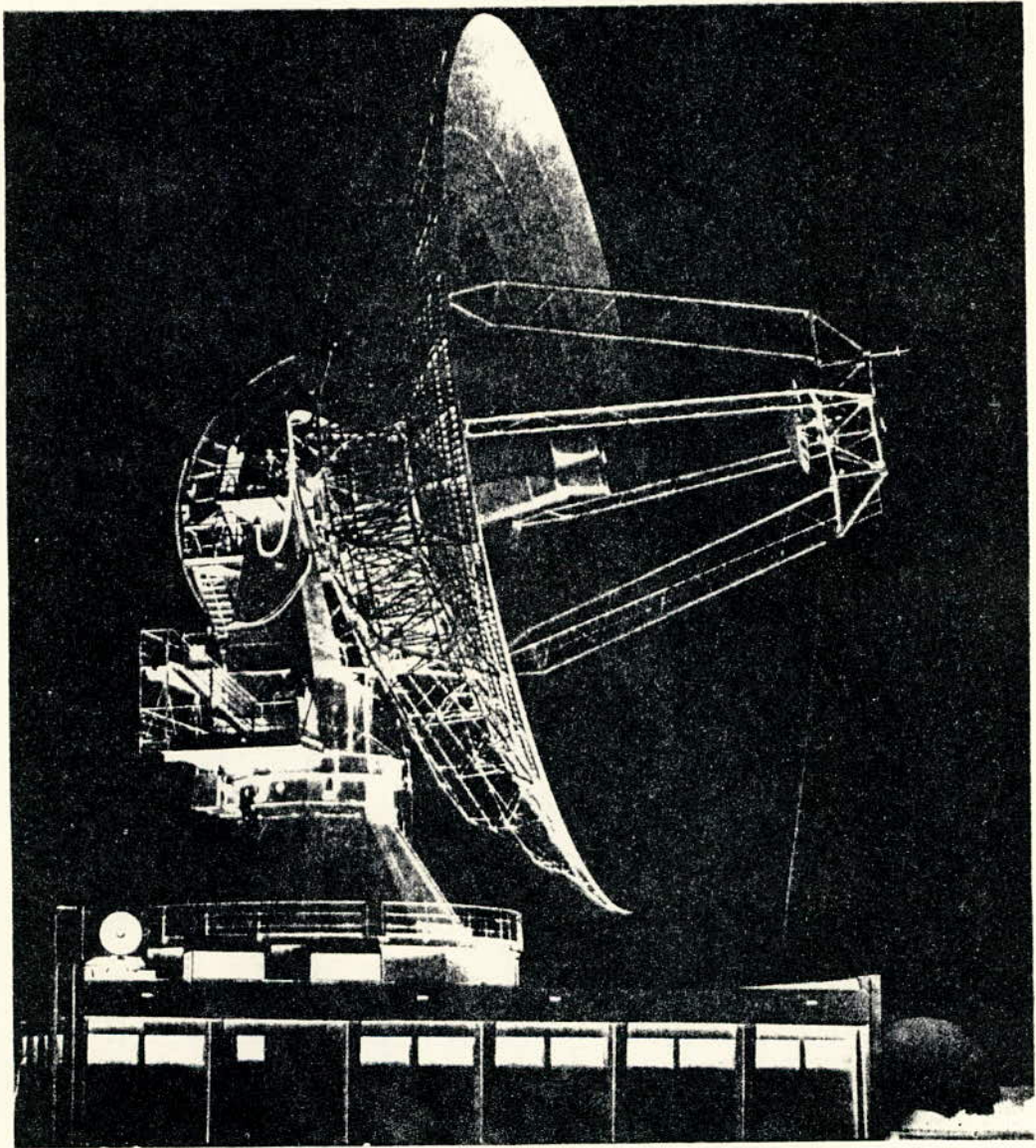


Fig 4.44 - Antenne de la station de Pleumeur-Bodou II

### 3.3 - Récepteurs suzsatellites.

Sur les satellites l'angle d'ouverture de l'antenne de réception à bord est en principe inférieur ou égal à l'angle sous lequel est "vue" la Terre à partir du satellite ( $17^\circ$  pour un satellite géostationnaire): la température d'antenne est au moins égale à celle de la Terre  $\simeq 300$  °K.

Il est alors inutile d'avoir des températures de bruit de récepteur très basses. Pour le satellite SYNPHONIE, elle est de 1000 °K.

### 4. - Rapport signal-sur-bruit à la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

Le rapport de la puissance reçue  $S$  à la puissance de bruit recueillie dans la bande utile de réception c'est à dire à la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (F.I),  $B_{IF}$  étant la largeur de bande de cet amplificateur, résulte des expressions (4) et (23) ci-dessus:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_E G_E G_R}{A' k T B_{IF}} \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (24)$$

Si la puissance  $S$  est celle d'une porteuse pure  $C$  ("Carrier"), c'est ce qui est supposé en général en pratique, et si  $N_0 = N/B_{IF}$  est la densité spectrale de bruit, l'expression précédente devient:

$$\frac{C}{N_0} = \frac{P_E G_E G_R}{A' k T} \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (25)$$

## D. - EVALUATION DU RAPPORT SIGNAL-SUR-BRUIT D'UNE LIAISON.

On va reprendre l'exemple de la station terrienne de Lakhdaria qu'on a déjà vu au paragraphe (B.3) et, compte tenu des résultats de ce même paragraphe, en se propose de calculer le rapport signal-sur-bruit (S/N) dans les deux sens de la liaison.

### 1. - Liaison Satellite-Terre (down-link)- Rapport (S/N)<sub>d</sub>.

La puissance du signal reçu au niveau de l'antenne a déjà été calculée (cf. tableau 4.1), on va la noter  $S_d$  (down).



On avait  $S_d \simeq -113,58$  dBW (~~4,4~~ pW)

Puissance de bruit.

Sachant que l'affaiblissement dû à la ligne de transmission entre l'antenne et le récepteur (l'amplificateur paramétrique étant placé juste à la descente d'antenne) est:

$$L \simeq 0,05 \text{ dB} \quad \text{soit} \quad L \simeq 1,01$$

la température globale de bruit s'écrit alors d'après la relation (22):

$$T \simeq T_A + T_e$$

d'où la puissance de bruit  $N_d$  (down):

$$N_d = k T B_{IF}$$

Application numérique:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_A \simeq 25 \text{ }^\circ\text{K} \\ T_e \simeq 47 \text{ }^\circ\text{K} \\ B_{IF} \simeq 36 \text{ MHz (972 voies téléphoniques)} \\ k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K} \end{array} \right.$$

Les données ci-dessus conduisent à:

$$T \simeq 72 \text{ }^\circ\text{K} \quad \text{et} \quad N_d \simeq -134,46 \text{ dBW}$$

Rapport  $(S/N)_d$ :

Il est donné par:

$$\left( \frac{S}{N} \right)_d \simeq 20,88 \text{ dB} \quad \text{soit} \quad \left( \frac{S}{N} \right)_d \simeq 122,46$$

Remarque.

Supposons qu'à un moment donné l'antenne de la station soit pointée vers le Soleil dont la température est très élevée, soit:

$$T_A \simeq 5 \cdot 10^4 \text{ }^\circ\text{K}$$

la puissance de bruit serait, pour les mêmes données que précédemment:

$$N_d \simeq -106,05 \text{ dBW}$$

Remarquons que la puissance de bruit  $N_d$  est supérieure à celle du signal  $S_d$ .

Le rapport signal-sur-bruit est alors:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_d \simeq -7,53 \text{ dB} \quad \text{soit} \quad \left(\frac{S}{N}\right)_d \simeq \frac{1}{5}$$

Dans ce cas, la liaison se trouve alors entièrement coupée. Il faut donc éviter que l'antenne de la station soit pointée vers les milieux dits "chauds".

Conclusion.

La qualité de la liaison "down" dépend essentiellement des équipements de la station terrienne (*antenne à grande surface d'ouverture, amplificateurs paramétriques très peu brouillants, lignes sans perte etc...*) et du milieu vers lequel est pointée l'antenne.

2. - Liaison Terre-Satellite (up-link).

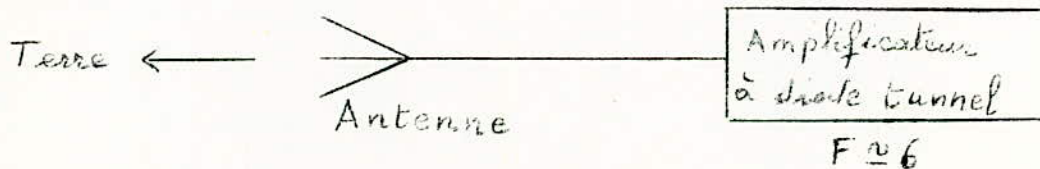
Là aussi, la puissance du signal a été calculée au paragraphe (B.3); notons-la  $S_{up}$

elle valait :  $S_{up} \simeq -89,41 \text{ dBW}$  (~~1,2~~ nW)

Puissance de bruit au niveau du satellite.

L'étage d'entrée d'amplification est un amplificateur à diode tunnel dont le facteur de bruit (F) est de 6 unités environ.

D'autre part, l'antenne du satellite est pointée vers la Terre dont la température de bruit est  $T_A \simeq 293 \text{ °K}$



La température globale de bruit de l'ensemble de réception est donc:

$$T = (F - 1) T_0 + T_A$$



où  $T_0$  est la température physique de l'amplificateur.

Sachant que les équipements du satellite fonctionnent de façon satisfaisante à une température de l'ordre de  $20^\circ\text{C}$ , alors:

$$T \approx F.T_A \approx 1758 \text{ }^\circ\text{K}$$

La puissance de bruit vaut donc:

$$N_{\text{up}} \approx k T B$$

Application numérique.

$$\left\{ \begin{array}{l} T \approx 1758 \text{ }^\circ\text{K} \\ B \approx 36 \text{ MHz (Bande passante d'un répéteur du satellite).} \\ k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K} \end{array} \right.$$

Les données ci-dessus conduisent à:

$N_{\text{up}} \approx -120,59 \text{ dBW}$
---

Rapport (S/N)<sub>up</sub>.

Il est donné par:

$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{up}} \approx 31,18 \text{ dB} \quad \text{soit} \quad \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{up}} \approx 1312,2$
---

Remarque.

On voit que  $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{up}} > \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{down}}$

Autrement dit, le rapport signal-sur-bruit à l'entrée du satellite est plus grand que celui à l'entrée de la station terrienne; ce qui est d'ailleurs un résultat général. Ceci provient notamment (comme on l'a vu) de la puissance d'émission au sol qui est relativement importante.

E. - FACTEUR DE QUALITÉ D'UN SYSTÈME DE RÉCEPTION.

Définition.

Le système de réception est caractérisé par un facteur de qualité Q, rapport du gain d'antenne en réception à la température globale de bruit ramenée à l'entrée du récepteur:

$$Q = 10 \log \frac{G}{T} \quad (\text{dB}/^\circ\text{K})$$

Ce facteur prend, en effet, en compte les paramètres liés à la fonction réception dans l'expression caractéristique d'une liaison:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_E \cdot G_E \cdot G_R}{A' \cdot k \cdot T \cdot B_{IF}} \left( \frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2$$

Comme la température d'antenne, le facteur de qualité varie avec l'angle de site de l'antenne (fig.4.15). Pour les stations normalisées par INTELSAT, fonctionnant dans la bande 3,7 - 4,2 GHz, il doit être supérieur à 40,7 dB/°K pour une élévation supérieure à 5° (ce qui correspond à un rapport porteuse sur densité de bruit C/N<sub>0</sub> supérieur à - 173,3 dB)

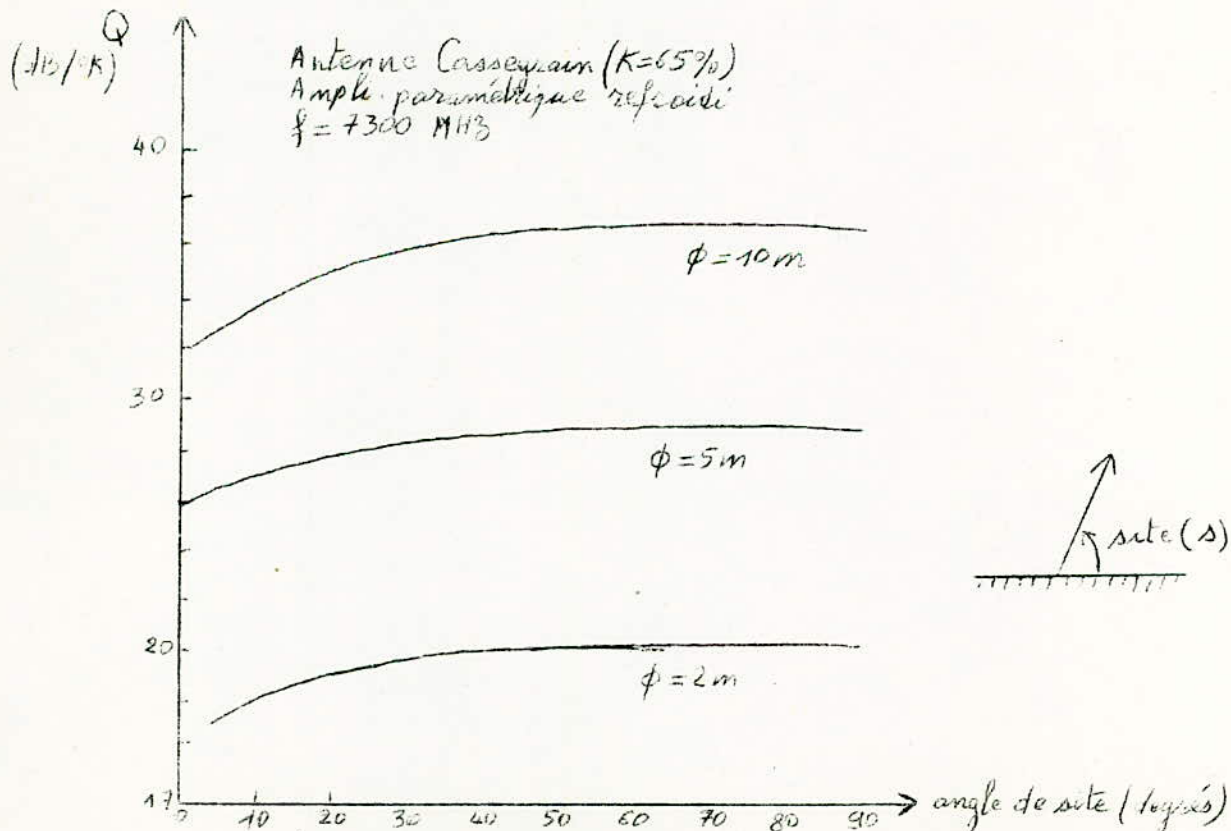


Fig.4.15 - Facteur de qualité en fonction de s et  $\phi$

Remarque.

Le facteur de qualité de la station de Lakhdaria à 4 GHz et pour une élévation de 39° est de 42,3 dB/°K.



## CONCLUSION

Les paramètres qui définissent la qualité d'une liaison complète par satellite sont nombreux et il nous était difficile d'entrer dans les détails. Toutefois nous avons essayé de développer la partie relative aux bruits intervenant dans une telle liaison.

Dans les projets de télécommunications par satellite, la qualité d'une liaison est conditionnée par:

1. - Le choix de l'antenne d'une station terrienne.

L'antenne utilisée, du type Cassegrain, doit satisfaire les conditions suivantes:

- un gain élevé (60 dB) et une grande directivité.
- une mobilité en site et en azimut permettant une poursuite du satellite.
- un faible rayonnement en dehors du lobe principal pour éviter l'apport de bruit secondaire.

2. - La température globale de bruit du système de réception.

La température de bruit du système de réception d'une station de télécommunications est un facteur primordial puisqu'il définit en grande partie la capacité de réception de cette station.

A cause des sérieuses limites qui empêchent d'augmenter la puissance de l'onde porteuse reçue, la capacité d'une station de T.P.S et, par suite, d'un système de T.P.S dépend en définitive des performances de bruit de cette station. Les sources de bruit, dont on a décrit la nature, doivent être minimisées autant qu'il est possible. Notons qu'il faut aussi tenir compte de l'augmentation importante de la température de bruit du système de réception avec les conditions atmosphériques. Pendant un pourcentage de temps donné, on peut accepter une certaine dégradation de la qualité. Il est possible de déduire des résultats qui ont été indiqués que, lorsque l'on s'intéresse à la capacité la plus favorable d'un canal de transmission d'un système de T.P.S, la température de bruit d'ensemble optimale, mesurée par temps sec pour les grandes élévations de l'antenne d'une station de réception, est de l'ordre de 40 à 60 °K.



### 3. - Le choix de la modulation.

Pour la transmission directe des signaux analogiques (TV, Téléphone,...) la FM est largement utilisée (Ch. III) dans les systèmes actuels et avec les qualités requises.

Comme le seuil de ce système de modulation limite les possibilités, on utilise à la réception, des démodulateurs à "*seuil amélioré*".

Ainsi, une amélioration de 1 dB du rapport porteur à bruit conduit à une augmentation d'environ 25% des voies téléphoniques transmises par multiplexage.

#### Remarque.

La transmission de signaux analogiques peut se faire sous forme numérique en modulation par impulsions codées (MIC ou PCM). Ce type de modulation, très utilisé actuellement, apparaît comme un concurrent de la FM.

### 4. - Le facteur de qualité d'une station.

Le consortium International des Télécommunications par Satellites (INTELSAT) impose un facteur de qualité ( $\frac{G}{T}$ ) de 40,7 dB/°K pour les antennes des stations appartenant à son réseau. Ce qui conduit à un diamètre du grand réflecteur de l'ordre de 26 à 32 mètres.

Les stations pour lesquelles  $\frac{G}{T}$  est inférieur à la valeur Standard (40,7 dB/°K) sont doublement désavantagées:

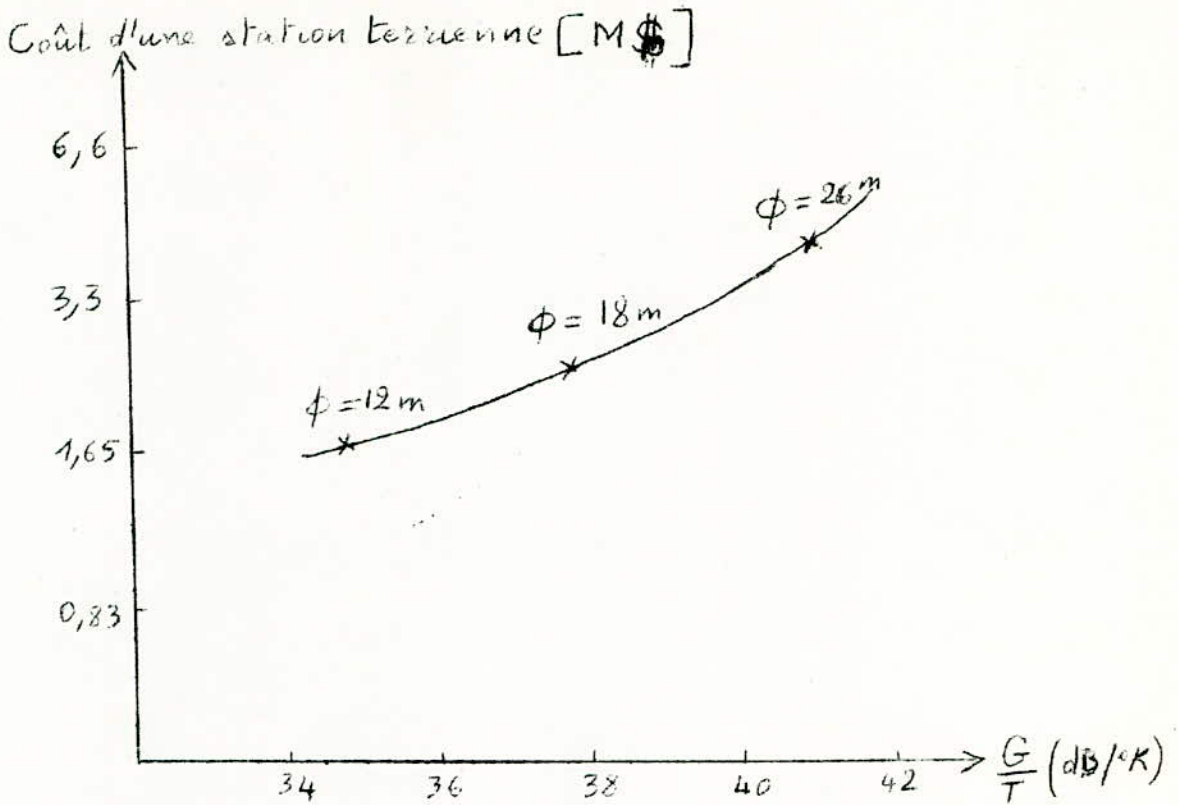
- leur capacité de transmission est diminuée.
- les taxes à payer pour l'utilisation des voies de transmission sont plus chères car ces taxes varient en raison inverse de la capacité: par exemple, une station terrienne pour laquelle  $\frac{G}{T}$  est égal au  $\frac{1}{4}$  de la valeur standard (utilisation d'une antenne de 13 mètres au lieu de 26 mètres) doit payer 4 fois plus chère que si  $\frac{G}{T}$  était égal à 40,7 dB/°K

### 5. - Coût d'une station terrienne.

Pour assurer un service déterminé pendant une période déterminée, il est essentiel d'estimer le coût de ce service.

La courbe ci-dessous donne une idée des prix moyens des stations terriennes en fonction du facteur de qualité  $\frac{G}{T}$  proposés actuellement dans le monde, sans tenir compte des frais spéciaux qui peuvent résulter du choix d'un emplacement difficile ou des conditions locales.





Coût d'une station terrienne (en Millions de \$ ).

6. - La fiabilité.

— La fiabilité ou la disponibilité d'un système complet de T.P.S dépend de la fiabilité de ses deux principaux constituants: le satellite et les stations au sol. Signalons que pour augmenter la fiabilité, les équipements sont doublés dans les deux cas.

— La fiabilité des stations au sol dépend surtout des méthodes de maintenance (entretien courant de l'antenne: plus de 3% du temps, soit 262h/an). L'antenne, élément essentiel de la station, doit conserver toutes ses caractéristiques pendant 15 ans au minimum.

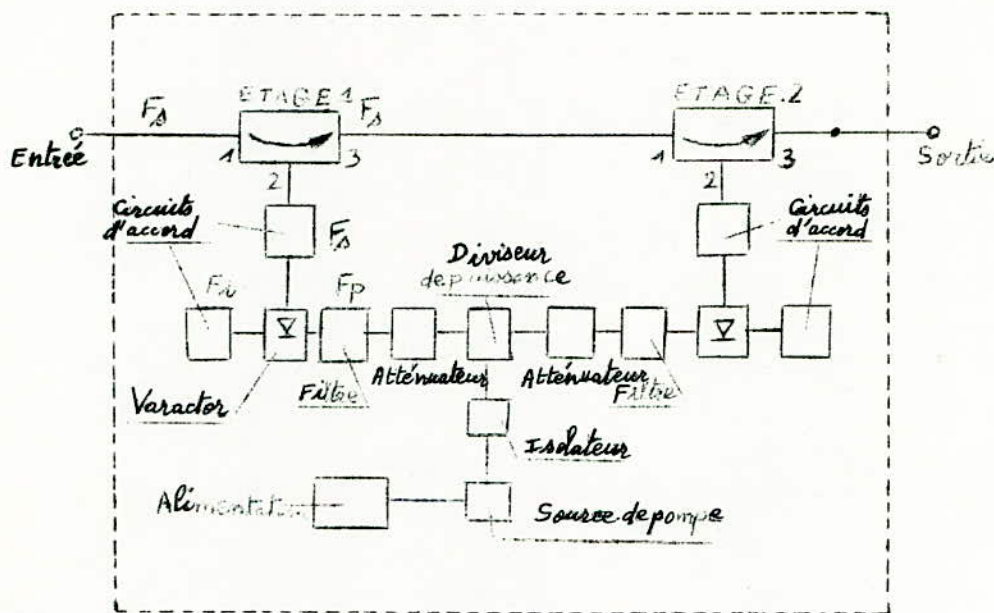
— Notons enfin que la fiabilité du satellite, qui, n'étant pas directement accessible, pose des problèmes particuliers. On doit prévoir notamment :

- un satellite en réserve en orbite, prêt à prendre la relève d'un satellite défaillant.
- un satellite en réserve au sol, prêt à être lancé si l'on devait faire appel au satellite en réserve en orbite.

A N N E X E N° 1

Structure et principe d'un amplificateur paramétrique à deux étages.

La figure ci-dessous présente le schéma synoptique d'un tel amplificateur. L'élément essentiel est le varactor (*diode à capacité non linéaire*): il est relié à trois accès accordés sur les



Amplificateur paramétrique à deux étages.

fréquences du signal  $F_s$ , de la pompe (*oscillateur hyperfréquence*)  $F_p$  et de la fréquence image  $F_i$ . Lorsque  $F_p > F_s$  et lorsque  $F_i = F_p - F_s$ , les relations de Manley et Rowe permettent de montrer qu'il y a amplification à la fréquence  $F_s$ ; la puissance fournie au circuit extérieur est:

$$P_s = P_p \left( \frac{F_s}{F_p} \right)$$

où  $P_s$  et  $P_p$  sont respectivement les puissances cédées par le varactor aux fréquences  $F_s$  et  $F_p$ .

Il y a donc transfert de puissance de la pompe au signal. Le signal amplifié ne peut ressortir que par l'accès accordé sur  $F_s$ . C'est à dire par le chemin incident.



Le circulateur, qui avait initialement aiguillé le signal délivré par l'antenne de l'accès 1 vers l'accès 2, aiguille le signal réfléchi et amplifié de l'accès 2 vers l'accès 3.

L'intérêt du varactor est de permettre une amplification à l'aide d'une réactance qui est théoriquement dépourvue d'éléments résistifs bruyants (pratiquement, la fréquence de coupure du varactor  $f_c = \frac{1}{2\pi rC}$  de plus en plus élevée, correspond à une résistance parasite de plus en plus faible). La température de bruit  $T_N$  est donnée par:

$$T_N = T \left[ \frac{1}{Q^2} \frac{F_i}{F_s} + \frac{F_s}{F_i} \right]$$

où T est la température physique de la diode et Q son facteur de qualité ( $Q = f_c / f_{\text{mesure}}$ ). L'intérêt des très basses températures physiques apparaît nettement:

Par exemple pour  $T = 20 \text{ }^\circ\text{K}$ ,  $Q = 10$ ,  $F_i = 28 \text{ GHz}$  et  $F_s = 4 \text{ GHz}$ , la température  $T_N$  est de  $4,3 \text{ }^\circ\text{K}$ . Dans les mêmes conditions si  $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$ ,  $T_N = 67 \text{ }^\circ\text{K}$ .

Si  $B_s$  et  $B_i$  sont respectivement la largeur de bande des circuits accordés sur le signal et sur la fréquence image, le gain (G) de l'amplificateur et sa largeur de bande B sont approximativement liés par:

$$\sqrt{G} \cdot B = \frac{2}{\frac{1}{B_s} + \frac{1}{B_i}}$$

Remarque.

Le gain d'un amplificateur paramétrique est de l'ordre de 30 dB et sa largeur de bande (à 3 dB) de l'ordre de 500 MHz.

---

A N N E X E N° 2

---

Rappels sur la modulation de fréquence (FM)

1. - Définition du signal modulé.

Nous désignerons par:

-  $m(t)$  le signal modulant, défini par sa distribution spectrale de puissance moyenne  $G_m(f)$  qui est à bande limitée.

- $s(t)$  le signal modulé qui est une fonction non linéaire de  $m(t)$ .
- $A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  la porteuse non modulée, où  $\varphi_0$  est une variable aléatoire à répartition uniforme que nous supposons nulle pour simplifier les notations.

a. - Cas général.

- La modulation analogique non linéaire (FM) est une modulation angulaire. L'angle de phase  $\varphi_0$  constant, devient sous l'effet de la modulation un angle de phase variable  $\varphi(t)$ . Le signal modulé s'écrit donc:

$$s(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

- La phase instantanée du signal modulé est:

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi(t)$$

la déviatiion (ou écart) de phase instantanée par rapport à la phase de la porteuse non modulée  $\omega_0 t$  est  $\varphi(t)$ . Elle s'exprime en radians.

- La fréquence instantanée du signal modulé est:

$$F(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d[\Phi(t)]}{dt} = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d[\varphi(t)]}{dt}$$

la déviatiion de fréquence instantanée par rapport à la fréquence de la porteuse non modulée est:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d[\varphi(t)]}{dt}$$

- $f(t)$  est proportionnel au signal modulant  $m(t)$ :

$$f(t) = k_f m(t)$$

En admettant que  $m(t)$  à pour dimensions des volts,  $k_f$  s'exprime en Hertz/volt.

- Le signal modulé s'écrit donc:

$$s(t) = A \cos \left[ \omega_0 t + 2\pi k_f \int_0^t m(u) du \right]$$

Nous définirons l'indice de modulation  $m_f$  par le rapport:

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m}$$

où  $f$  est la valeur crête de la déviatiion instantanée de fréquence  $f(t)$  et  $f_m$  la fréquence maximum du signal modulant.

b. - Cas particulier: signal modulant sinusoïdal

Si on pose  $m(t) = \cos \omega_m t$

On peut écrire:

$$s(t) = A \cos \left[ \omega_0 t + 2\pi k_f \int_0^t \cos \omega_m u \cdot du \right]$$



et  $F(t) = f_c + k_f \cdot \cos \omega_m t$

la fréquence instantanée varie sinusoidalement entre  $f_c + k_f$  et  $f_c - k_f$ . Il est intéressant de faire un changement de notation en posant:

$$k_f = \Delta f$$

d'où

$$\Delta(t) = A \cdot \cos \left[ \omega_c t + 2\pi \Delta f \int_0^t \cos \omega_m u \cdot du \right]$$

La déviation crête de fréquence  $\Delta f$  est indépendante de la fréquence de modulation  $F_m$ . Ce qui est caractéristique de la modulation FM.

2. - Distribution spectrale du signal modulé.

- On se place dans le cas d'un signal modulant sinusoidal.

- Compte tenu de la relation précédente, écrivons  $s(t)$  sous la forme:

$$\Delta(t) = A \cos \left[ \omega_c t + m \cdot \cos \omega_m t \right]$$

il vient, en développant en série de Bessel le cosinus:

$$\Delta(t) = A \cdot J_0(m) \cos \omega_c t + \sum_{n=1}^{\infty} A \cdot J_n(m) \cos \left[ (\omega_c + n \omega_m) t \right] + \sum_{n=1}^{\infty} A \cdot (-1)^n \cdot J_n(m) \cos \left[ (\omega_c - n \omega_m) t \right]$$

où les coefficients  $J_n(m)$  sont les fonctions de Bessel de 1<sup>ère</sup> espèce.

Le signal modulé apparaît comme une somme de composantes sinusoidales de fréquence  $f_c + n F_m$ ,  $n$  entier, contenant chacune une puissance moyenne:

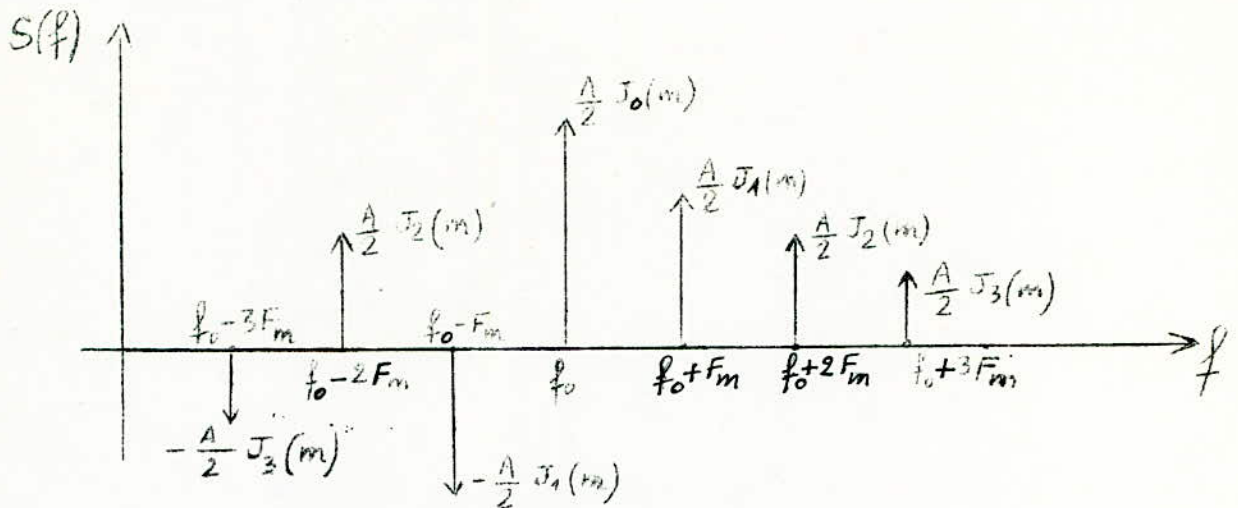
$$\frac{A^2}{2} J_n^2(m)$$

La puissance moyenne totale du signal modulé est:

$$P_t = \frac{A^2}{2} = \frac{A^2}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(m)$$

elle est donc cté et égale à celle de la porteuse.

Les fréquences positives du spectre sont représentées sur la figure ci-dessous en négligeant les raies d'ordre supérieur à 4.



Le spectre est entièrement discret comme pour tout signal déterministe périodique. La distance entre 2 raies consécutives est égale à l'inverse de la période soit  $F_m$ .

3. - Largeur de bande du signal modulé.

— Dans le cas général d'un signal modulant à bande limitée  $(-f_m, +f_m)$ , la largeur spectrale est donnée par la formule de Carson:

$$B = 2 f_m (m_f + 1)$$

c'est la formule utilisée dans la pratique des télécommunications.

— Si  $m_f \ll 1$ , on a  $B = 2 f_m$  comme pour la modulation d'amplitude (AM).

—○—

A N N E X E N° 3

Mesure des faibles températures de bruit.

1. - Introduction.

On se propose d'examiner, d'un point de vue théorique, une méthode permettant de mesurer, en hyperfréquence, des faibles températures de bruit (inférieures à 300 °K et plus spécialement inférieures à 100 °K). A titre d'exemple, on en fait l'application au cas d'un amplificateur paramétrique à faible bruit utilisé actuellement à la réception (4 GHz) dans les stations terriennes.

Notons qu'il existe plusieurs méthodes de mesure basées sur le même principe qui consiste à comparer le bruit produit à la sortie de la chaîne testée par deux sources de bruit différentes à l'entrée (Cf. figure 1).



Les diverses méthodes diffèrent essentiellement par les sources de bruit utilisées.

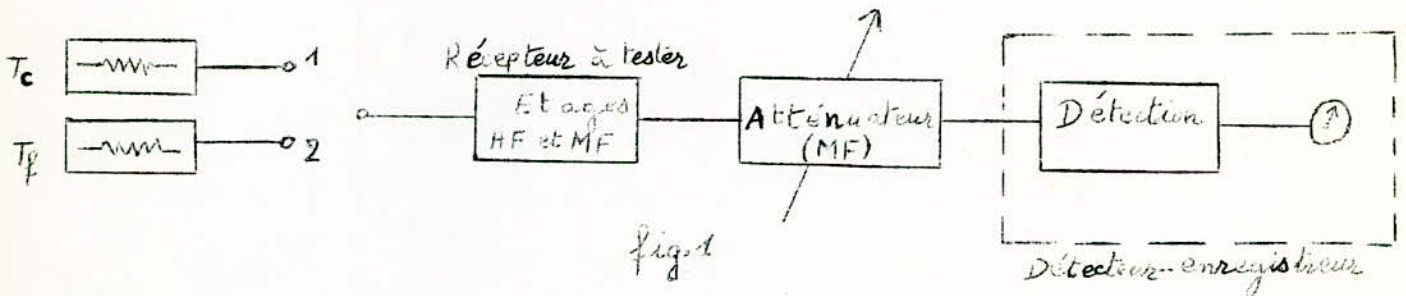
Une source de bruit peut être caractérisée par sa température de bruit, qui serait la température absolue d'une charge adaptée fournissant la même puissance de bruit.

La comparaison entre les bruits produits par les deux sources sera supposée faite au niveau de la détection. Si on connaît la loi de détection avec précision, on peut comparer les niveaux après détection. Sinon, on les compare, en moyenne fréquence, à l'aide d'un atténuateur variable placé immédiatement avant détection. C'est ce qui sera supposé dans ce qui suit.

2. - Mesure de la température équivalente de bruit ( $T_e$ ) d'un amplificateur paramétrique à l'aide de charges.

a. - Principe de la mesure.

Il est donné par la figure 1:



on emploiera les notations suivantes:

$T_0$  = température ambiante;  $T_e$  = température de bruit d'entrée du récepteur testé.

$T_c$  = température de la charge chaude.

$T_f$  = température de la charge froide.

Avec la charge chaude, le niveau de bruit en sortie pour une atténuation  $A_1$  est proportionnel à  $T_e + T_c$ .

Avec la charge froide, le niveau de bruit en sortie est proportionnel à  $T_e + T_f$ . Il faut régler l'atténuation à une valeur  $A_2$  pour retrouver le niveau précédent.

Posons 
$$Y = \frac{A_1}{A_2}$$

soit 
$$Y_{dB} = A_{1dB} - A_{2dB}$$

on a alors 
$$Y = \frac{T_e + T_c}{T_e + T_f}$$

d'où

$$T_e = \frac{T_c - Y \cdot T_f}{Y - 1}$$

b. - Mise en oeuvre.

Une solution simple consiste à prendre:

$$T_c = T_o \text{ (température ambiante, soit 290 à 300 °K),}$$

$$T_f = 77 \text{ °K (charge plongée dans l'azote liquide).}$$

Il existe sur le marché des générateurs de bruit pour lesquels:

$$T_c = 373 \text{ °K}$$

$$T_f = 77 \text{ °K}$$

L'atténuateur utilisé se situe immédiatement avant détection, à la sortie du dernier étage MF du récepteur. Il doit permettre de déterminer le rapport Y avec grande précision.

Remarques.

1) On montre par le calcul que parmi les diverses méthodes de mesure, la méthode des charges (chaude et froide..) est la plus précise ( $\approx 5\%$ ).

2) Par suite des pertes et des désadaptations diverses pouvant exister entre les sources que constituent les charges employées et le récepteur testé (fig. 1), les puissances de bruit injectées dans ce récepteur correspondent à des températures différentes de  $T_c$  et  $T_f$ , ce qui diminue la précision de la mesure comme le montre la figure 2.

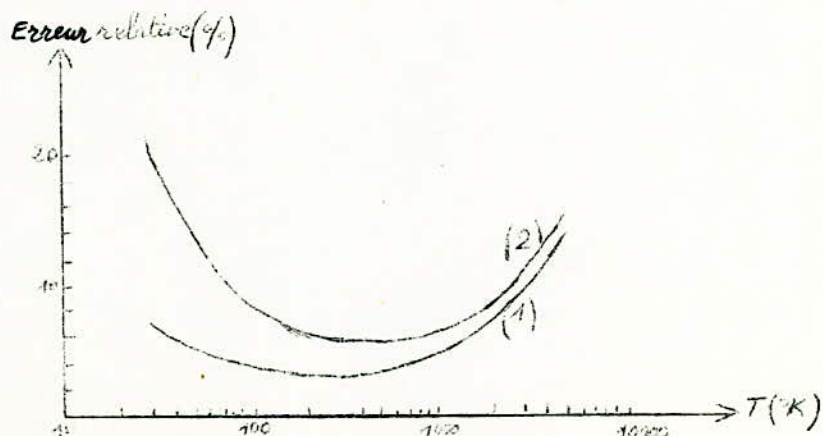


Fig. 2 - Mesures avec charges

- (1) éléments parfaitement adaptés
- (2) avec désadaptations résiduelles.



3. - Mesure de la température de bruit du système de réception d'une station terrienne.

Le principe de la mesure est identique au précédent :

- Lorsqu'on connecte l'antenne ensuite la charge froide (fig.3), le rapport des atténuations correspondentes est :

$$Y_1 = \frac{T_a + T_e}{T_e + T_f} \quad (1)$$

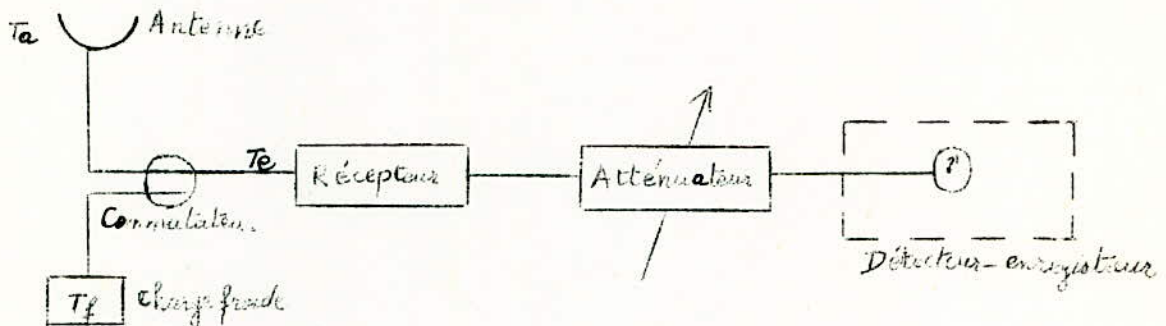


Fig.3.

- De même, lorsqu'on branche la charge chaude ensuite la charge froide (fig.4), le rapport des atténuations correspondentes est :

$$Y_2 = \frac{T_c + T_e}{T_e + T_f} \quad (2)$$

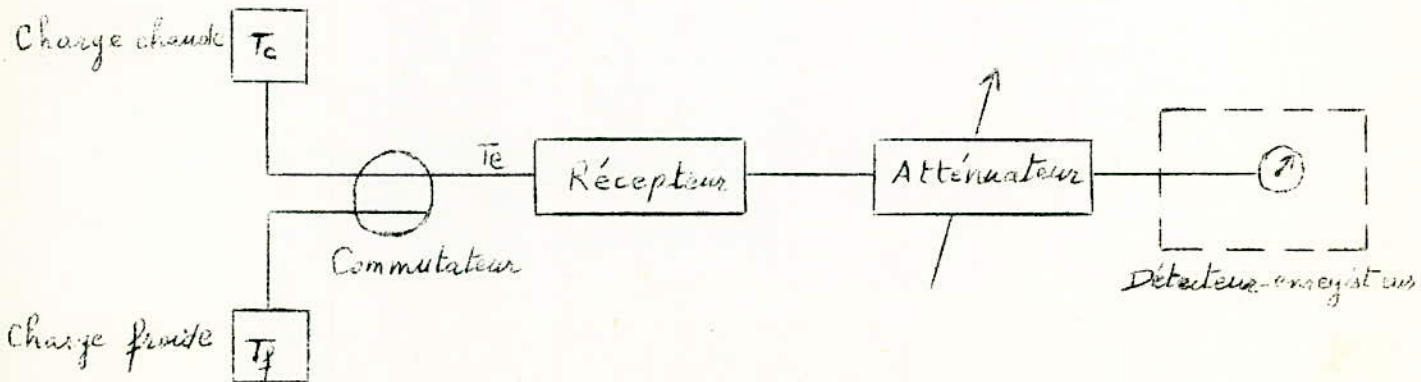


Fig.4

A partir des relations (1) et (2), on déduit la température de bruit ( $T_s$ ) du système de réception :

$$T_s = T_a + T_e = \frac{Y_1 (T_c - T_f)}{Y_2 - 1}$$

Application numérique: station de Lakhdaria.

$$\begin{cases} T_f = 80,5 \text{ } ^\circ\text{K} \\ T_c = 293 \text{ } ^\circ\text{K (température ambiante)} \end{cases}$$

Les mesures (faites à la station) de  $Y_1$ ,  $Y_2$  et  $T_e$  donnent:

$$Y_1 = 0,56$$

$$Y_2 = 2,65$$

$$T_e = 48,4 \text{ } ^\circ\text{K}$$

ce qui conduit à:

$$\underline{T_s \simeq 72,5 \text{ } ^\circ\text{K}} \quad \text{d'où} \quad \underline{T_a \simeq 24,1 \text{ } ^\circ\text{K}}$$



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

- 1 - J. DUPRAZ : Théorie de la communication-Signaux, Bruits et Modulations.
- 2 - PAPOULIS : Probability, Random Variables and Stochastic Processes.
- 3 - TISCHER : Basic Theory of Space Communications.
- 4 - J. FAGOT : Télécommunications Par Satellites.
- 5 - J. PARES : Les Systèmes de Télécommunications par Satellites.  
V. TOSKER
- 6 - F. DUCASTEL : Propagation Troposphérique et Faisceaux Hertzien Transhorizon.
- 7 - A. SPATARU : Théorie de la Transmission de l'Information.
- 8 - BOITHIAS : Antennes et Propagation.
- 9 - MUNFORD : Noise Performance Factors in Communications Systems.  
SCHEIBE
- 10 - ONDE ELECTRIQUE:
  - N° 432 MARS 1963
  - " 440 NOV 1963
  - " 454 JAN 1965
  - " 479 FEV 1967
  - " 512 NOV 1969

Fasc. 1 - Vol. 52 JAN 1972

N° 7 - Vol. 55 AOUT-SEPT 1975
- 11 - Documentation Technique du C.N.E.S (Paris).