

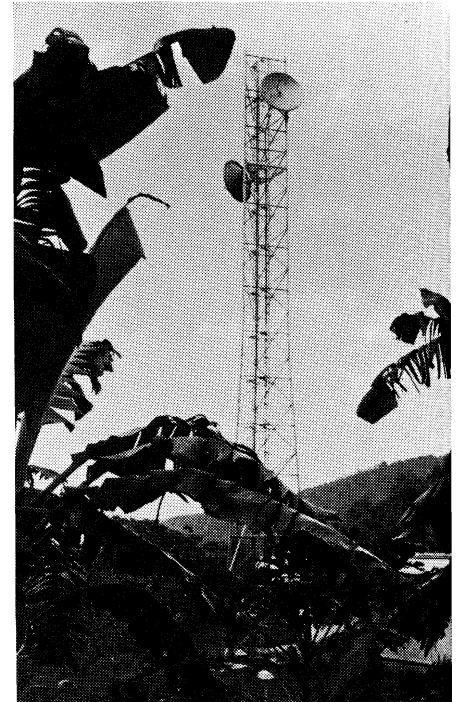
# Hyperfréquences et faisceaux

par J.C. REGHINOT (\*)

*Les hyperfréquences évoquent un aspect tout à fait particulier de l'électronique; que l'on parle de composants (au sens le plus large), d'équipements ou d'instrumentation, les technologies utilisées en hyper ne cessent d'évoluer avec le principal objectif de monter de plus en plus haut en fréquence.*

*Les applications sont actuellement de l'ordre de 50 GHz, certains transistors frôlent les 90 GHz.*

*Plutôt que de passer en revue les différents appareils ou modèles proposés par les sociétés spécialisées, nous avons choisi d'articuler cet exposé autour des faisceaux hertziens. Cette application touche de près chacun de nous, puisque les faisceaux sont largement utilisés dans les télécommunications, téléphonie analogique et numérique, transmissions de données.*



## Nécessité de monter en fréquence

Dans le cas des transmissions d'information en numérique, la nécessité de monter en fréquence est évidente puisque l'on doit véhiculer de plus en plus d'informations et de plus en plus vite; cela revient donc à réduire l'intervalle de temps (IT) qui contient une information élémentaire codée: le BIT.

Par exemple, en téléphonie à la transmission numérique, la fréquence d'échantillonnage d'une voie est de 8000 Hz, soit 125  $\mu$ s avec 8 bits (ce qui donne  $2^8 = 256$  niveaux), chaque bit dure  $125 \mu\text{s} / 8 = 15,6 \mu\text{s}$ , et l'on obtient un débit binaire de 8 bits  $\times$  8000 = 64 kbits/seconde, avec des IT de 15,6  $\mu$ s.

Les voies sont ensuite multiplexées dans le temps (TDM), ce qui revient à réduire la durée de l'IT d'autant:

— Un premier niveau de multiplexage sous 32 voies donne un IT de  $125 \mu\text{s} / 32 = 3,9 \mu\text{s}$ , toujours sous 8 bits, ce qui procure un IT attribué à chaque bit, de  $3,9 \mu\text{s} / 8 = 0,48 \mu\text{s}$ , avec un débit binaire de:  $8 \text{ bits} \times 8000 \times 32 = 2,048 \text{ Mbit/s}$ .

Différents niveaux de multiplexages aboutissent à des IT de 1,7  $\mu$ s et à des débits binaires de 506 Mbit/s qui peu-

vent véhiculer 7680 voies, comme l'indique le tableau de la figure 1.

En télévision, il faut des débits de 250 Mbits/seconde pour coder la luminance et la chrominance, ce qui correspond à des IT de l'ordre de 4  $\mu$ s.

Il est évident que le temps de réponse de l'électronique utilisée doit être beaucoup plus petit que l'IT à traiter. Or, des IT des plus en plus petits seront nécessaires pour transmettre des vitesses de plus en plus élevées.

Conjointement, comme il y a toujours davantage de voies à transmettre, il faut mettre en œuvre des fréquences proteuses de plus en plus nombreuses, donc utiliser des bandes de fréquence de plus en plus élevées; c'est un processus irréversible à l'heure actuelle qui conduira rapidement à considérer des intervalles de temps de l'ordre de 1 à 2  $\mu$ s.

Ce qui, avec des fréquences de 100 GHz, conduirait à utiliser une électronique répondant à des vitesses inférieures à 10 picosecondes; actuellement, les transistors les plus rapides peuvent fonctionner jusqu'à 40/50 GHz. En outre, il faut savoir que plus la vitesse de commutation est élevée, plus la consommation des circuits est importante, comme l'indique la figure 2.

## Fréquences allouées aux faisceaux hertziens

Au-dessous de 10 GHz, l'absorption du champ rayonné est relativement faible et de l'ordre de 1 dB au kilomètre (donc beaucoup plus faible que celle occasionnée par les câbles); c'est pourquoi, actuellement, 90% du trafic s'effectue au-dessous de

	Nombre de voies téléphoniques simultanément transmises sur le même support	Débit numérique en Mbit/s	Durée d'un IT ou BIT T
(1)	30	2,048	0,48 $\mu$ s
(2)	120	8,448	0,11 $\mu$ s
(3)	480	34,368	29 ns
(4)	1 920	139,264	7 ns
(5)	7 680	560	1,7 ns

Fig. 1 : Multiplexage montrant les débits binaires et les IT correspondants.

# hertziens



10 GHz. Avec une telle atténuation il faut un répéteur tous les 50 km en propagation par visibilité directe.

Ces bandes procurent déjà un nombre de voies important d'environ 70 000, comme l'indique le tableau de la figure 3.

Mais comme nous l'avons évoqué précédemment, il faut transmettre un nombre de voies de plus en plus important, et il y a nécessité d'utiliser des bandes plus élevées, pour atteindre les 50 GHz et bientôt 60/90 GHz.

Mis à part les limitations technologiques, l'utilisation des fréquences élevées oblige à réduire les bonds en raison de l'absorption du champ électrique, comme l'indique la figure 4.

Cette figure montre qu'outre l'atténuation moyenne qui croît avec la fréquence, la propagation ne peut s'effec-

Gamme de fréquence en MHz	Bande MHz	Nombre de canaux	Voies par canal 1/2 circuit	Capacité totale
3 800 à 4 200	400	12	1 800	21 600
5 925 à 6 425	500	16	1 800	28 800
6 430 à 7 110	680	16	1 700	43 200
10 700 à 11 700	1 000	24	1 800	43 200
	2 500		8 100	136 800 1/2 circuits

Fig. 3 : Bandes allouées aux faisceaux Hertziens et voies téléphoniques correspondantes.

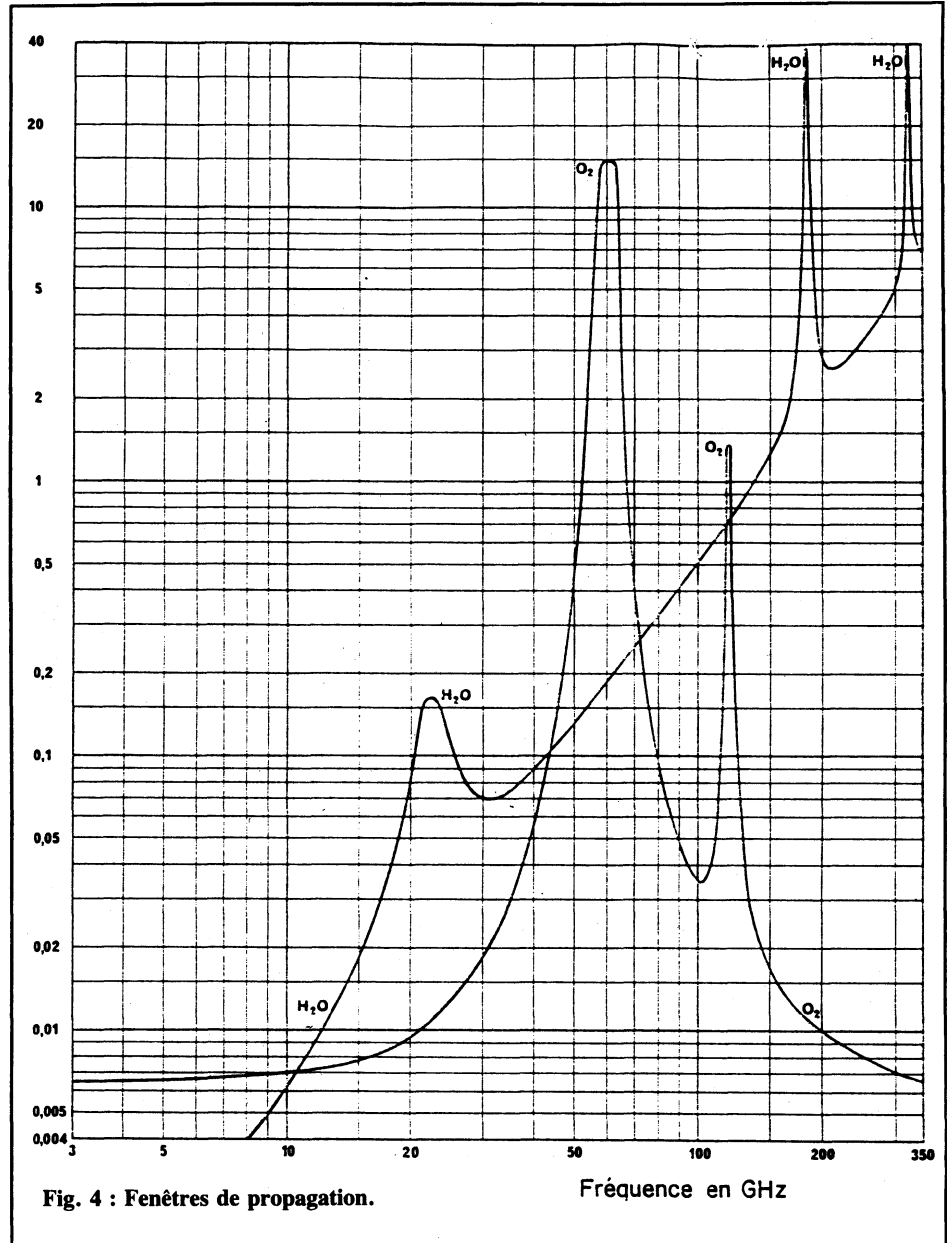


Fig. 4 : Fenêtres de propagation.

Type de technologie (silicium)	Temps de réponse Ordre de grandeur	Utilisation	Consommation typique pour 1 × porte Ordre de grandeur
CMOS	100 ns	2 Mbit/s	1 mW
TTL	3 ns	8 à 34 Mbit/s	10 mW
ECL	300 à 500 ps	140 à 560 Mbit/s	100 mW à 200 mW

Fig. 2 : Vitesse de commutation et consommation des trois technologies UHF.

tuer qu'à l'intérieur de fenêtres bien précises, en raison de l'absorption des gaz d'hydrogène et d'oxygène dont l'atmosphère est constituée; c'est ainsi que ces bonds sont de l'ordre de 20/25 km pour les fréquences de 13 et 15 GHz, pour n'être plus que de 10 km de 19 à 40 GHz, multipliant ainsi le nombre de répéteurs nécessaires à une bonne transmission.

### Remarques sur la propagation :

Le transfert entre l'émission et la réception est de la forme  $ADB = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$ , ce qui, en tenant compte du gain des antennes :  $GdB = 10 \log (k \frac{4\pi s}{\lambda^2 s})$  devient :

$AdB = LO - GE1 - GE2$ , la quantité LO étant appelée pertes de l'espace libre, elle a pour expression :  
 $LOdB = 32,45 \times 20 \log F(\text{MHz}) \times 20 \log d(\text{km})$  :

ce qui, avec une fréquence de 7 GHz et une distance de 50 km donne une perte de 143,35 dB, qui se réduit à 53,35 dB avec des gains d'antenne de 45 dB.

La croissance de cet affaiblissement est de la forme  $20 \log d(\text{km})$ .

Par exemple, avec une puissance PE1 de 20 W ( $\times 43 \text{ dBm}$ ), la puissance reçue PE2 serait de :

$PE2 = PE1dBm - AdB = 43 - 53 = 10 \text{ dBm}$ ,

soit 0,1 mW, ce qui est très important comparé aux champs radioélectriques habituels.

### Fading

La propagation s'accompagne d'un phénomène d'évanouissement appelé fading, qui affecte la bonne qualité de la transmission. Ces causes sont multiples et imprévisibles :

- Réflexion sur le sol ou sur certaines couches de l'atmosphère ;
- Réfraction atmosphérique ;
- Diffusion par le sol ;
- Scintillation, manifestation de propriétés macroscopiques de l'atmosphère.

Ces phénomènes se produisent généralement dans les plus basses couches de l'atmosphère et au voisinage du sol.

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, le fading est plus important par grand calme, ce qui provoque une stratification de l'atmosphère, « véritable piège à ondes », et des trajets multiples se produisent, mettant en opposition de phase certains composants du champ électromagnétique.

Le vent, par contre, brasse l'atmosphère et empêche la formation des stratifications, éliminant ainsi les risques de fading ; en région montagneuse où un vent quasi-permanent existe, le fading est pratiquement inexistant.

L'expression du fading est de la forme  $AdB = VdB + QdB$ , dans laquelle VdB est l'affaiblissement en espace libre, QdB étant une variable aléatoire traduisant le fading ; pour une valeur négative de QdB, on constate un faible renforcement du champ de réception.

Le caractère imprévisible du fading

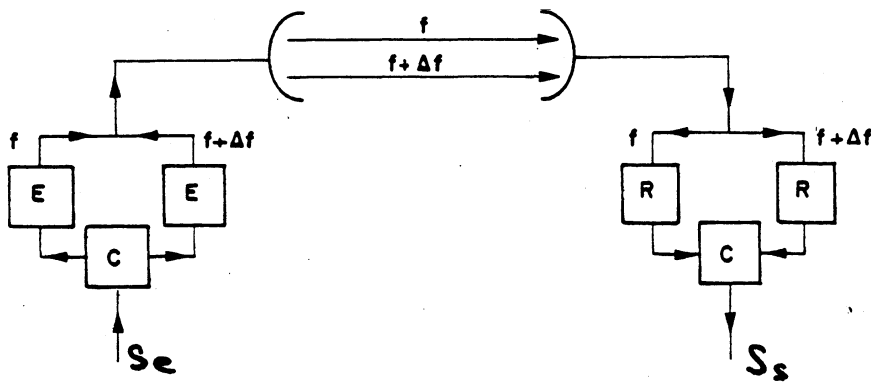


Fig. 5 : Principe de la diversité de fréquence.

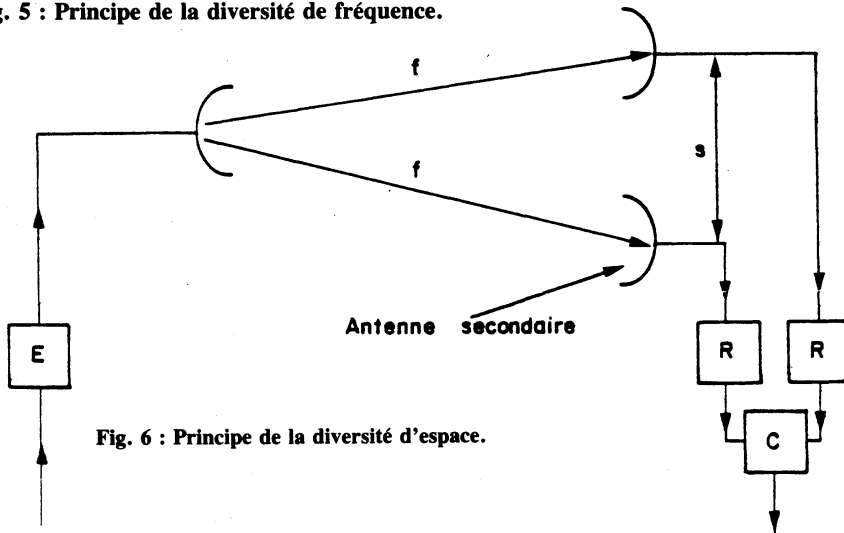


Fig. 6 : Principe de la diversité d'espace.

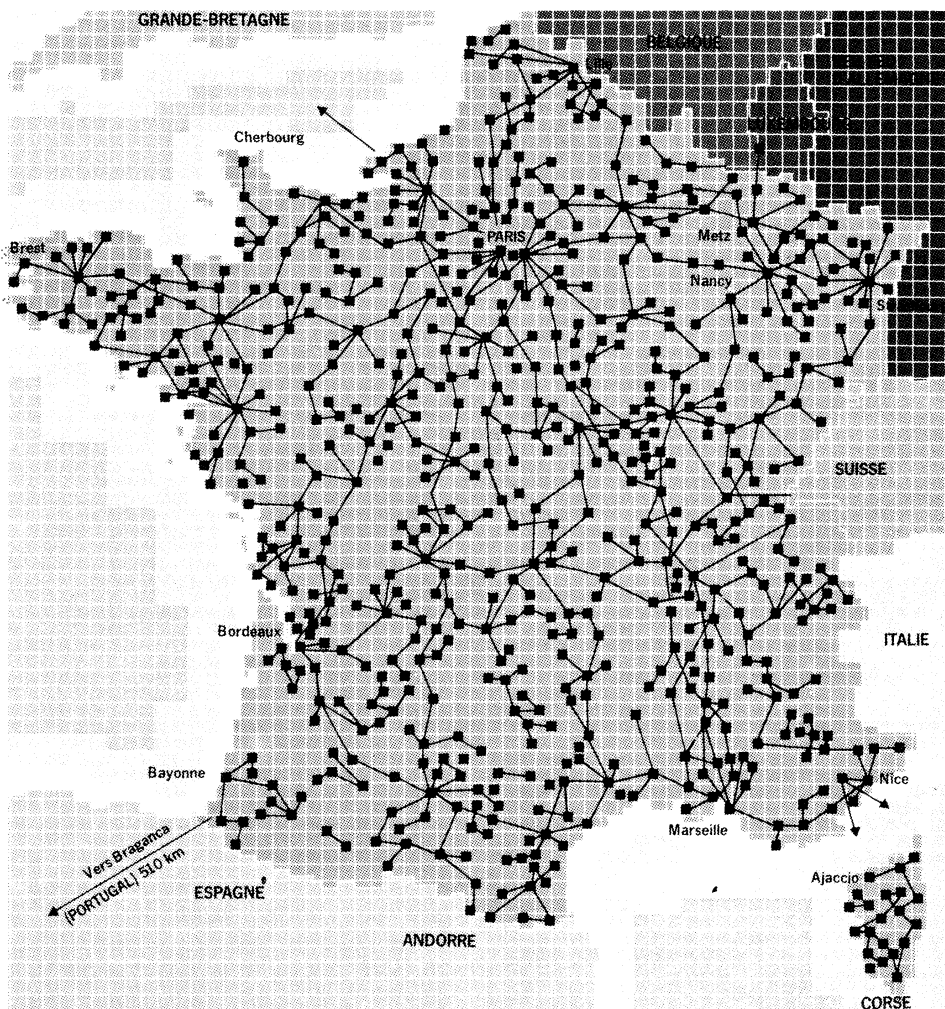


Fig. 7 : Répartition des voies Hertzienne en France.

conduit à des lois probabilistes et il existe différents modèles pour en déterminer les effets ; d'une façon générale, il est lié à la fréquence, à la longueur des bonds radioélectriques et à la période de l'année, l'été étant le plus propice au fading.

Globalement, on peut dire que les liaisons étant calculées avec une marge de 40 dB, la probabilité d'apparition d'un fading de 40 dB est de l'ordre de  $10^{-5}$ , il peut durer au maximum 4 secondes.

Le choix de l'emplacement des antennes est très important pour éliminer les fadings par infraréfraction. Pour s'affranchir des effets du fading, on fait appel à la *diversité de fréquence* ou à la *diversité de trajet*, comme l'indiquent les figures 5 et 6 ; la *diversité de fréquence* consiste à émettre simultanément la même information sur deux fréquences  $F$  et  $F + AF$ , tandis que la *diversité d'espace* consiste à recevoir le même signal sur deux antennes séparées d'une hauteur  $S$ .

L'exemple numérique montre que pour un bond de 50 km et une fréquence de 6,5 GHz, probabilité de fading passe de  $10^{-5}$  à  $10^{-7}$ .

## Différents modes de propagation

Les ondes électromagnétiques peuvent se propager soit en visibilité directe sur des distances de l'ordre de 40 à 60 km, soit par réflexion troposphérique sur des distances pouvant atteindre 150 à 400 km.

Il est certain que dans ce dernier cas, le fading est quasi-permanent ; ses fluctuations sont d'environ  $\pm 15$  à  $\pm 20$  dB autour de la puissance moyenne de réception et sa durée d'environ 1 seconde ; ce mode de propagation est principalement utilisé par les militaires et ses applications civiles sont rares.

Le mode de propagation par visibilité est couramment utilisé pour des applications civiles, les risques de fading sont très rares comme nous l'avons vu précédemment, mais nécessitent de nombreux répéteurs.

## Structure des liaisons par faisceaux hertziens

Le réseau français de faisceaux hertziens compte environ 10 000 émetteurs, ce qui représente 30 000 km de liaisons hertziennes supportant 160 000 km de canaux, répartis en 825 stations, ce réseau totalise environ 200 millions de voies/km. La figure 7 donne une idée de la répartition des faisceaux sur le territoire.

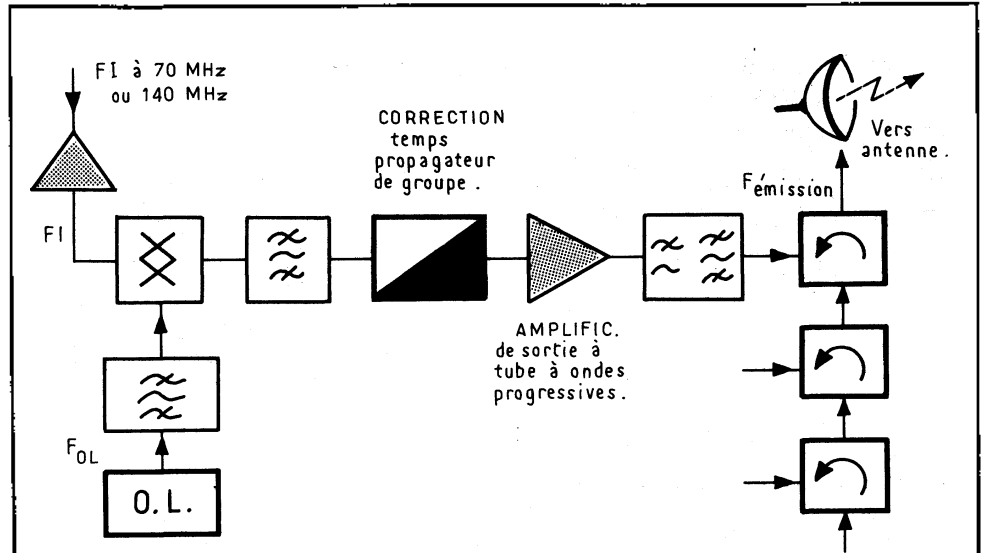


Fig. 8 : Principe d'un émetteur pour faisceaux Hertziens.

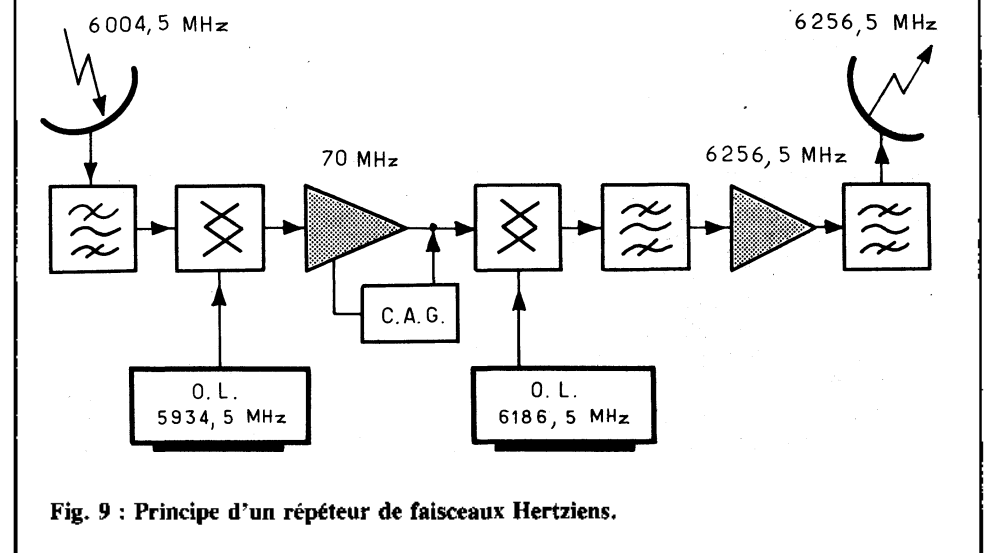


Fig. 9 : Principe d'un répéteur de faisceaux Hertziens.

Une liaison est constituée d'un terminal comprenant principalement une section en bande de base, une section à fréquence intermédiaire et une section hyperfréquence avec l'oscillateur local, l'étage de puissance et l'antenne ; la partie UHF est chargée de transmettre les voies contenues dans les FI normalisées(\*) à 70 MHz pour les liaisons 960 et 1 800 voies, et 140 MHz pour les liaisons à 2 700 voies. La figure 8 donne le principe d'un émetteur. On remarquera que l'accès à l'antenne s'effectue par l'intermédiaire d'un circulateur qui permet de connecter plusieurs sorties d'émetteur sur une même antenne.

La valeur de l'oscillateur local est choisie de façon à obtenir :  $F_{(OL)} + 70 \text{ MHz} = F(\text{émission})$ .

On remarquera une correction de temps de propagation de groupe destinée à corriger les distorsions de phase. Cette correction s'effectue avant les étages de puissance ; de

(\*) D'autres valeurs de FI sont à l'étude par le CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications).

cette façon l'onde modulée en fréquence ne présente pas de modulation d'amplitude résiduelle qui pourrait prendre naissance par non linéarité de la conversion amplitude/phase au voisinage de la saturation.

Sans cette correction, les variations d'amplitude seraient traduites par des variations de phase, ce qui perturberait la propagation par du bruit d'intermodulation.

L'étage de puissance est ici constitué d'un tube à ondes progressives (TOP) pouvant par exemple délivrer une puissance de 20 W à 14 GHz.

## Répéteur

De nombreux répéteurs sont nécessaires, ils doivent compenser l'affaiblissement de propagation ; mais le gain arrière d'une antenne n'étant pas nul, le répéteur doit tenir compte d'un couplage sortie/entrée de l'ordre de  $-50$  à  $-100$  dB, ce qui oblige à opérer par changement de fréquence.

En outre, le gain du répéteur doit se situer dans la fourchette de 50 à

100 dB pour compenser le fading comme nous l'avons évoqué précédemment : il faut donc disposer d'un circuit de CAG très efficace.

La figure 9 donne le principe d'un tel répéteur. Le changement de fréquence à réaliser correspond à des écarts entrée/sortie définis par le CCIR comme l'indique la figure 10, dans notre exemple : 6256,5 GHz - 6004,5 GHz = 252 MHz (conformément à la norme).

**Remarque :** Le type de répéteur représenté figure 9 est dit à *remodulation* puisqu'utilisant deux changements de fréquence ; il y a danger d'introduire une distorsion supplémentaire par non linéarité et les oscillateurs locaux doivent posséder une très bonne stabilité de fréquence. On utilise également des répéteurs à amplification directe n'opérant qu'avec un seul changement de fréquence ; ils offrent l'avantage d'engendrer très peu de distorsion mais sont d'un coût plus élevé et il y a risque d'intermodulation avec des canaux adjacents.

### Qualité des transmissions

La qualité de transmission dépend principalement du bruit affectant le signal reçu ; ce bruit limite l'amplification, donc le nombre de répéteurs qu'il est possible d'utiliser dans une liaison. Ce nombre est fixé à 50, soit un parcours possible de 2 500 km pour une communication, ce qui peut se réaliser quand par suite d'encombrement ou de pannes sur un tronçon de voie, une communication peut se trouver divisée (\*).

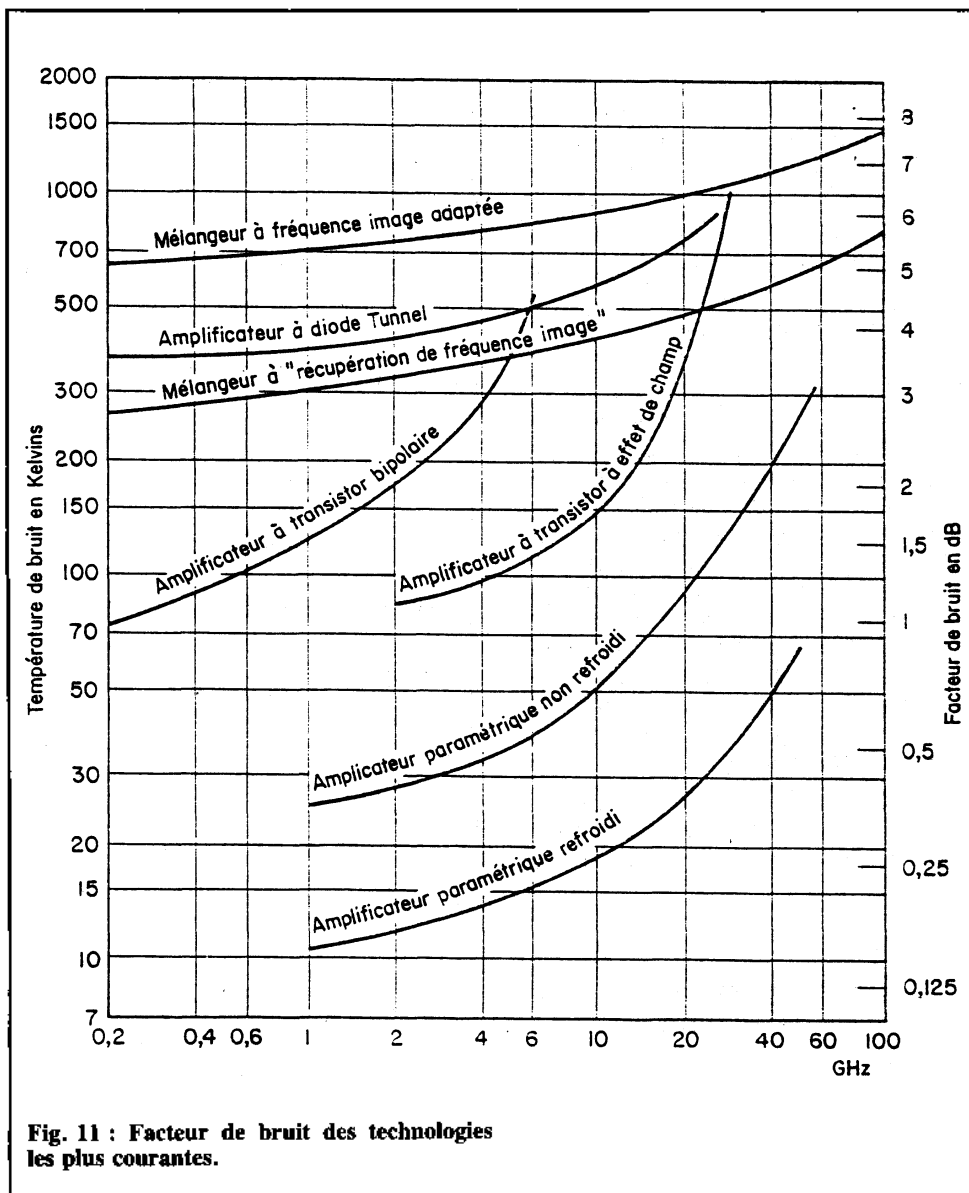
Le bruit est capté par les antennes (rayonnement thermodynamique de la terre), il prend naissance dans les amplificateurs (agitation thermique), il a pour expression :  $P = kT\Delta F$ , dans laquelle P est la puissance de bruit, k la constante de Boltzmann ( $1,3810^{-23}$  joule/degré), T la température absolue en Kelvin et  $\Delta F$  la bande de fréquence.

Gamme	$\Delta$
3,8 à 4,2 GHz	213 MHz
5,9 à 6,4 GHz	252 MHz
6,4 à 7,1 GHz	340 MHz
10,7 à 11,7 GHz	530 MHz

Fig. 10 : Ecart normalisé entre les fréquences de réception et d'émission.

Cette formule permet d'exprimer une puissance de bruit dans une bande de fréquence donnée, pour une température de bruit équivalente (ou température interne de bruit), qui est donc la température physique d'une résistance aux bornes de laquelle apparaîtrait cette puissance de bruit.

(\*) Le 22 à Asnières peut devenir réalité.



### Facteur de bruit

Une autre façon d'exprimer le bruit donné par un équipement (amplificateur, atténuateur...) est son facteur de bruit.

Si l'on prend comme référence de bruit celui d'un corps noir à la température ambiante TEO (généralement normalisée à 290 K), on peut définir le facteur de bruit d'un quadripôle comme étant le rapport généralement exprimé en décibels, de la puissance de bruit totale mesurée à la sortie, à la partie de cette puissance qui provient uniquement de la source connectée à l'entrée. Le facteur de bruit est égal à l'unité (0 dB) si le quadripôle n'ajoute aucun bruit. Le facteur de bruit F d'un quadripôle est relié à sa température de bruit T par la relation :

$$F \times 1 + \frac{T}{T_0}$$

Si la source du signal possède une température de bruit égale à la température ambiante (par exemple dans une liaison terrestre), le facteur de bruit mesure exactement la dégrada-

tion du rapport signal sur bruit apportée par le quadripôle. Si la température de bruit de la source de signal est plus petite que la température ambiante (par exemple dans une liaison avec un satellite), la dégradation du rapport signal sur bruit est supérieure au facteur de bruit.

En d'autres termes, le facteur de bruit correspond au rapport

$$\frac{S_{ent} / N_{ent}}{S_{sort} / N_{sort}} = F.$$

**Remarque :**

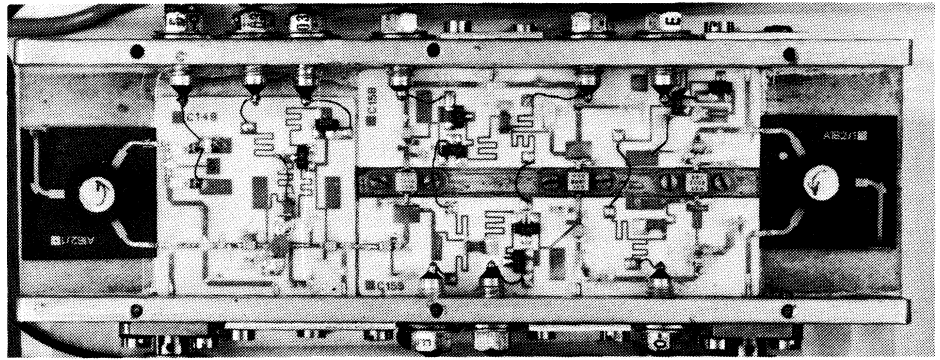
Température du bruit ( $T_R$ ) et facteur de bruit (F), sont reliés par l'expression  $TER = (F - 1) T_0$ .

Selon la technologie employée, les circuits électroniques présentent un facteur de bruit plus ou moins important comme l'indique la figure 11.

Bien entendu, la mise en cascade d'amplificateurs de gain G, par exemple, diminue les performances de l'ensemble, facteur de bruit et température de bruit composites sont de la forme :



**Klystron  
2 Hkm, 2 GHz  
pour liaison  
troposphérique.**



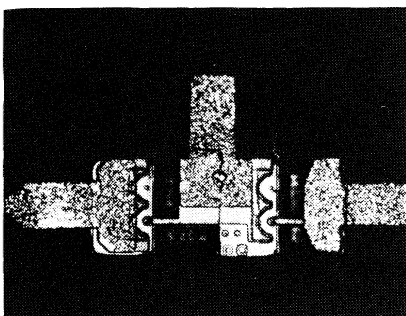
**Diode Schottky « Beam lead » Hewlett Packard pour mélangeurs et détecteurs jusqu'à 40 GHz.**

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3}$$

$$T = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \frac{T_4}{G_1 G_2 G_3}$$

## Puissance et hyperfréquences

Comme nous l'avons évoqué à maintes reprises au cours de cet exposé, toutes les sociétés d'instrumentation travaillant dans les hyperfréquences, ont pour même objectif d'atteindre des fréquences de plus en plus élevées.



**Amplificateur en technologie hybride 250 μW de 6,4 à 7,1 GHz.**

Le souci des fabricants de transistors est double, monter en fréquence mais également pouvoir délivrer des puissances de plus en plus élevées, de façon à s'imposer dans les étages de puissance.

Jusqu'à des fréquences de 3/4 GHz, on trouve des transistors pouvant délivrer des puissances de 20 W ; pour des applications courantes jusqu'à 10 GHz, on fait généralement appel à des transistors à effet de champ en technologie ASGa ; ils peuvent délivrer quelques watts, ce qui est suffisant pour faire des bonds de 50 km par exemple dans le cas de faisceaux hertziens.

Pour une propagation troposphérique où des puissances de plusieurs kilowatts sont nécessaires, il faut avoir recours à des klystrons comme ceux de Varian par exemple, ou à des tubes à ondes progressives.

Certains transistors cependant des puissances très importantes, par exemples la RTC permet d'atteindre 300 W en pulsé à 4 GHz et MCS 35 W à 2,3 GHz.

D'autres sociétés comme *Hewlett-Packard* se sont plutôt spécialisées dans les transistors à très faible bruit et grand gain, en boîtier ou en puces pour les technologies hybrides (série HXTR, + 30 dBm à 4 GHz).

Puissance et fréquence semblent être un paradoxe puisqu'il faut réduire les dimensions pour monter en fréquence, ce qui tend à diminuer la surface de la puce, donc à réduire également l'écoulement de la chaleur !

## Limites physiques

Le traitement électronique d'un signal (d'un IT par exemple), correspond à des interactions entre charges électriques ; il est intéressant de voir à quelle distance limite  $L$  ces interactions peuvent se produire, en multipliant la vitesse de la lumière  $V$  par la durée de l'intervalle de temps, d'où  $L = VT$ .

Les spécialistes des composants, tenant compte des différentes limitations

quantiques, électriques, thermiques... s'accordent à penser qu'une dimension minimale de  $L$  réalisable serait de l'ordre de 0,25 μm.

Les vitesses de déplacement des charges électriques dans les semi-conducteurs sont très en-dessous de la vitesse de la lumière : de l'ordre de 80 km/s pour le silicium et 170 km/s pour l'arseniure de gallium, ce qui donne approximativement des distances  $L$  de 0,8 μm et 1,6 μm pour un intervalle de temps de 10 ps.

Pour résumer, on peut dire que la technologie actuelle se heurte à deux limites :

1) Une barrière thermique par suite de la nécessité d'une intégration très poussée pour réduire les connexions ; l'évacuation de la chaleur devient difficile, voire impossible.

2) Une barrière quantique puisqu'au-dessous de la picoseconde, les dimensions deviennent de l'ordre de grandeur des molécules.

Le déterminisme est remis en cause par l'indétermination fondamentale de la physique, la philosophie rejoint la technique ! De nouveaux phénomènes sont-ils à découvrir pour maîtriser des temps aussi courts ?

J.C.R.

## Bibliographie :

Ouvrages sur les faisceaux hertziens de P. MAGNE, directeur technique de la Sté *ALCATEL-THOMSON*.

Entretiens avec la division faisceaux hertziens de *ALCATEL-THOMSON*. Propagation des ondes radioélectriques : Lucien BOITHIAS.

## Note de l'auteur :

Les sociétés et références de produits citées dans cet article sont données à titre d'exemple et ne constituent pas une liste exhaustive.