

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

47/86

Lox

وزارة التعليم والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المكتبة — المكتبة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

ETUDE DES STRUCTURES RAYONNANTES
MICRORUBANS DE CONFIGURATION
RECTANGULAIRE

Proposé par :
A. ZERGUERRAS

Etudié par :
D. BEN M'HAMED
R. BOURAOUI

Dirigé par :
A. ZERGUERRAS

PROMOTION : JUIN 1986

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

ETUDE DES STRUCTURES RAYONNANTES
MICRORUBANS DE CONFIGURATION
RECTANGULAIRE

Proposé par :
A. ZERGUERRAS

Etudié par :
D. BEN M'HAMED
R. BOURAOUI

Dirigé par :
A. ZERGUERRAS

PROMOTION : JUIN 1986

L'Inconnu de la vie des êtres est comme celui de la nature
que chaque découverte scientifique ne fait que reculer
mais n'annule pas.

Marcel PROUST

"La Prisonnière", p. 391

Le concept d'utilisation des caractéristiques de rayonnement des antennes microrubans fut proposé, il y a quelques années de cela, et ce n'est que bien plus tard qu'on s'y intéressa.

Ces dernières années, de nombreuses recherches portant sur une large gamme d'applications relatives aux éléments rayonnants microrubans ont été entreprises. Ce qui nous a amené à nous y intéresser.

Avant de nous pencher sur le problème des structures rayonnantes microrubans, on a vu — nécessaire, l'introduction des télécommunications spatiales dans une partie intitulée "Problématique". Celles-ci, après un bref rappel sur les liaisons micro-ondes, sont présentées en un aperçu qui, s'il paraît très succinct, vu le domaine très vaste des télécommunications spatiales, renferme des notions fondamentales pour la compréhension du fonctionnement des antennes qui y sont utilisées. Cette partie se termine sur un survol des possibilités d'évolution des antennes futures de télécommunication.

De là, il apparaît que beaucoup d'antennes utiliseront comme concept de base celui des antennes en réseau à commande de phase. Ces réseaux seront, pour la plupart, conçus avec des éléments plaques microrubans. Ainsi apparaît le rôle très important qu'auront les antennes microrubans à jouer dans le futur.

La partie relative à l'étude des structures rayonnantes microrubans comporte trois (3) chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la description de l'antenne microruban et de ses différentes configurations. Ce chapitre est particulièrement intéressant et important car on y présente le mécanisme de rayonnement et les techniques d'excitation de cette sorte d'antenne hyperfréquence.

Le deuxième chapitre donne l'analyse des antennes microrubans rectangulaires. Des théories rigoureuses et approchées d'analyses de telles structures y sont présentées. Des considérations de conception relatives aux caractéristiques de rayonnement y sont incluses.

Les antennes réseaux microrubans sont présentées dans le troisième chapitre. Deux annexes compléteront cette étude, l'annexe A contient les formules de conception des microrubans, l'annexe B, quant à elle, est consacrée à la procédure de fabrication des antennes microrubans.

Dans le travail qui a été le notre, aucun effort de taille n'aurait été possible sans l'assistance de nombreuses personnes.

En particulier, nous tenons à remercier Monsieur ZERGUERRAS, Chargé de Cours d'Hyperfréquences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger et notre Promoteur, pour le temps qu'il nous consacra, Monsieur TRABELSI, Chargé de Travaux Dirigés d'Hyperfréquences pour toutes ses utiles recommandations, Monsieur BEHE, Ingénieur en Chef, Chargé du Département Etudes d'Antennes au C N E T-LA TURBIE pour ses précieux conseils, ainsi que Mademoiselle Faïza LAHIANI, qui nous a fourni une documentation très consistante.

Enfin, toute notre reconnaissance à Madame DJERIDI qui, par sa grande diligence a contribué à la présentation et à la dactylographie du présent document.

Nous portons également beaucoup de reconnaissance à plusieurs autres personnes ayant contribué, en diverses façons, à notre travail et regrettons de ne pouvoir les citer individuellement, vu leur grand nombre.

Enfin, nous dédions ce livre à nos familles pour toute la patience et l'encouragement qu'elles nous ont constamment montré.

Alger,

J U I N 1986

D. BENM'HAMED

R. BOURAQUI





A / PROBLEMATIQUE

I - LIAISONS MICRO-ONDES

1 - Caractéristiques Générales	5
a) La bande micro-onde	
b) Propriétés fondamentales de propagation	
2 - Propagation des Micro-ondes	6
a) Dans l'espace libre	
b) A la surface de la terre	
c) Effets atmosphériques	
d) Affaiblissement	

II - TELECOMMUNICATIONS SPATIALES

1 - Termes et Définitions	21
2 - Orbites des Satellites	23
2.1 différents types et principales caractéristiques d'orbites	
2.2 orbites géostationnaires	25
3 - Propriétés de Propagations	26
3.1 Fenêtre de fréquence	
3.2 L'atténuation dans l'espace libre	28
3.3 Les effets atmosphériques	30
3.4 Phénomènes de propagation peu fréquents	32
3.5 Propagation exceptionnelle de signaux indésirables	33
3.6 Bruit provenant du ciel	34
3.7 Valeurs typiques	35
4 - Choix du Site pour une Station Terrienne	36
4.1 Aspects de sélection	
4.2 Méthode de sélection du site	38
4.3 Calculs relatifs au choix du site	39



- 4.4 Contour de coordination
- 4.5 Mesures relatives à la sélection du site

5 - Construction d'une Station Terrienne pour Télécommunication par Satellite.....	40
5.1 Schéma bloc général	
5.2 L'émetteur	
5.3 Le récepteur.....	41
5.4 Commande de l'antenne	
5.5 Système d'antenne.....	42

6 - Antennes Pour Télécommunications Spatiales	
6.1 Construction	
6.2 Les paramètres électriques.....	43
6.3 Antennes de type Cassegrain.....	49

III - UN APERCU DES POSSIBILITES D'EVOLUTION DES ANTENNES FUTURES DE TELECOMMUNICATION

1 - Introduction.....	52
2 - Ouverture d'Antenne.	
3 - Les Exigences des Systèmes de Télécommunication.....	54
4 - Conclusion.....	55

B / ETUDE DES STRUCTURES RAYONNANTES MICRORUBANS

INTRODUCTION.....	56
-------------------	----

I - Antennes Microrubans.....	57
1.1 Historique	
1.2 Champ de rayonnement.....	58
1.2.1 Mécanisme de rayonnement d'une antenne microruban	
1.2.2 Champ de rayonnement des antennes microrubans.....	60

1.2.3	Calculs relatifs à l'antenne microruban.....	68
1.3	Les différentes configurations de l'antenne microruban.....	70
1.4	Techniques d'excitation.....	71
1.4.1	L'alimentation par microruban.....	72
1.4.2	L'alimentation par coaxial.....	72
1.5	Les ondes de surface.....	74
1.6	Avantages et inconvénients des antennes microrubans.....	75
1.7	Applications.....	76
II	Antennes Microrubans Rectangulaires.....	77
2.1	Introduction.....	
2.2	Analyses d'une antenne plaque rectangulaire.....	
2.2.1	Le potentiel vecteur approché.....	78
2.2.2	Technique de la fonction dyadique de Green.....	80
2.2.3	Modèle de la grille de fils.....	81
2.2.4	Méthode de l'ouverture rayonnante.....	82
2.2.5	Modèle de la cavité.....	83
2.2.6	Modèle de l'expansion modale.....	
2.2.7	Modèle de la ligne de transmission.....	84
2.3	Procédure de conception d'antennes microrubans rectangulaires.....	89
2.3.1	Largeur de l'élément.....	
2.3.2	Longueur de l'élément.....	90
2.3.3	Diagramme de rayonnement.....	
2.3.4	Admittance d'entrée.....	
2.3.5	Résistance de rayonnement, facteur Q et pertes.....	
2.3.6	Largeur de bande.....	93
2.3.7	Directivité et gain.....	95
2.3.8	Largeur de faisceau.....	
2.4	Analyse d'Incertitude.....	97
2.5	Considérations de réalisation d'antennes microrubans pratiques.....	99
2.5.1	Polarisation.....	
2.5.2	Fréquence double et combinaison de fréquences.....	100
2.5.3	Antenne microruban omni-directionnelle.....	101
2.5.4	Effets du givrage ou du revêtement diélectrique.....	102
2.6	Exemple de conception.....	103

III - Les Réseaux d'Antennes Microrubans	106
3.1 Introduction	
3.2 Réseaux microrubans à commande de phase	
3.3 Déphaseurs	110
3.4 Avantages et inconvénients des antennes réseaux à commande de phase	
3.5 Conclusion	111
ANNEXE A / Formulaire relatif à l'étude des microrubans	120
ANNEXE B / Techniques de fabrication des antennes microrubans	125
BIBLIOGRAPHIE	128

RAY STRONG

I - LIAISONS MICRO-ONDES

1 - CARACTERISTIQUES GENERALES

a) la bande micro-onde

Conformément à la terminologie des télécommunications, la bande de fréquence micro-onde s'étend de 300 MHz à 1 000 GHz (longueur d'onde 1m - 0,3 mm). Les micro-ondes, selon la largeur de bande utilisable et la directivité, sont utilisées dans beaucoup de domaines en télécommunications. Les liaisons par radio-terrestre, satellite et guide d'onde en sont les plus importantes. Dans les liaisons radio-terrestres, on utilise dans la bande de fréquence micro-onde la partie en dessous des 20 GHz.

b) propriétés fondamentales de propagation

Les dimensions des antennes, utilisées en émission et en réception de longueurs d'onde centimétriques, peuvent être de plusieurs centaines de fois la longueur d'onde, résultant à un haut degré de la concentration de puissance (ouverture de 1 à 2 degrés). Dans ce cas, une sortie d'émetteur modérée est suffisante dans une liaison entre deux points pour avoir le rapport signal sur bruit exigé par le récepteur pour une transmission de haute qualité.

Les ondes centimétriques se propagent essentiellement en lignes droites et le champ, au delà des obstacles terrestres (maisons, arbres, courbure de la surface de la terre) est négligeable. Ainsi, pour une transmission de puissance considérable entre deux points, ces deux derniers doivent se "voir" l'un et l'autre. Ce critère, dû à la courbure de la surface de la terre, peut être rencontré pour une distance restreinte, qui dépend seulement de la hauteur de l'émetteur et celle du récepteur.

Au dessus d'un terrain avec une antenne assez élevée (jusqu'à 100 m environ), la distance de la portée optique est de 50 à 60 Km (une distance plus grande que celle-ci peut ne pas être couverte même sous des conditions de portée optique dûes à une grande augmentation d'affaiblissement).

Pour des liaisons de longues distances, des stations relais doivent être installées. La longueur de la section de répétition est limitée, en plus du critère de portée optique, jusqu'à environ 10 GHz par le fading sélectif dû à la propagation multidirectionnelle, et au dessus de 10 GHz par l'atténuation de l'absorption atmosphérique. Quoique ces effets peuvent être compensés par l'augmentation du signal de sortie de l'émetteur, la distance du récepteur décroît avec l'augmentation de la fréquence ; ceci est économiquement faisable.

2 - PROPAGATION DES MICRO-ONDES

a) dans l'espace libre

Dans le vide, à une distance suffisante de la source rayonnante, le champ électromagnétique se propage comme une onde sphérique. La densité de puissance à une distance R de la source est :

$$W = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2}$$

où P_t est la puissance rayonnée et G_t le gain de l'antenne d'émission dans la direction du point en question. La puissance captée par l'antenne de réception de gain G_r , accommodée en ce point, est :

$$P_v = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

où $\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ est l'atténuation de l'espace libre et λ la longueur d'onde.

b) à la surface de la terre

b.1 Horizon : Vu la propagation en portée optique des micro-ondes, l'antenne accommodée à une hauteur h au dessus de la surface de la terre voit la surface de la terre (figure 2.1.a) dans un rayon :

$$d \approx \sqrt{2 R_f h_1}$$

où $R_f = 6\,370$ Km est le rayon terrestre ; de là $d = 3,56 \sqrt{h}$ Km .

où h est à exprimer en mètre. La portée optique entre deux antennes de hauteurs h_1 et h_2 respectivement est :

$$D = 3,56 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \text{ Km} \quad (\text{fig. 2.1.b})$$

l'expression donnée ci-dessus est valable uniquement dans le vide.

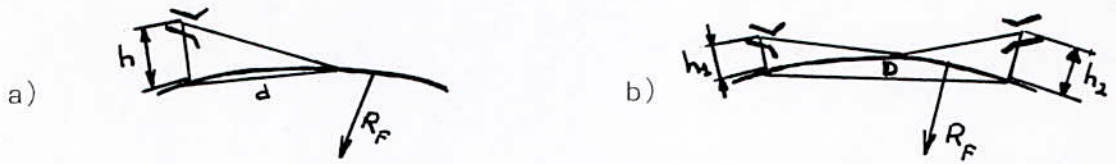


fig 2.1 : propagation des micro-ondes en portée optique
(a) horizon, (b) portée optique maximale entre deux points.

b.2 Zones de Fresnel : pour obtenir à une proche proximité une émission dans l'espace libre entre deux points, une connaissance adéquate sur la portée optique est nécessaire. La grandeur de l'espace libre peut être estimée sur la base de la théorie de la zone de Fresnel.

D'après le théorème d'Huygens, la propagation des ondes se fait au moyen de centres élémentaires s'excitant les uns les autres, formant ainsi chaque point du champ électromagnétique dû aux sources de nouvelles ondes (fig. 2.2 a).

Traçons un ensemble d'ellipsoïdes autour de la source et le point sous essai comme foyer avec les axes principaux $d + \frac{\lambda}{2}$, $d + \lambda$, ..., $d + k \frac{\lambda}{2}$ (fig. 2.2 b).

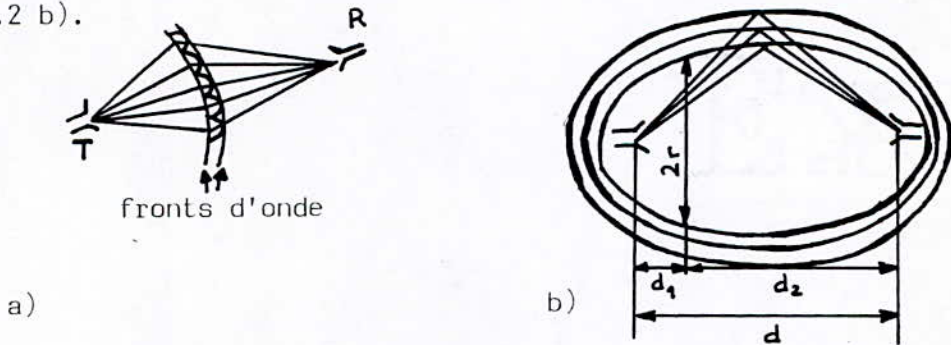


fig 2.2 : Mécanisme de la propagation des ondes ;
a) principe de Huygens
b) zones de Fresnel

Les effets des centres élémentaires entre deux ellipsoïdes adjacents s'ajoutent pendant que ceux des zones adjacentes sont opposés.

A l'exception de la zone la plus interne, l'amplitude d'excitation des zones est presque identique (elle décroît, mais lentement, vers l'extérieur du centre). Donc, à partir de la seconde zone, pratiquement, les zones individuelles se suppriment entre elles et c'est seulement l'effet de la première zone de Fresnel qui est important.

En vertu de cela et en considérant l'espace libre de la portée optique, l'effet de ces obstacles (en première approximation) peut être négligé aussi longtemps que la première zone de Fresnel est libre, le rayon est, d'après des considérations géométriques avec une bonne approximation, donné par :

$$r = \sqrt{\lambda \frac{d_1 d_2}{d}}$$

où d_1 et d_2 sont les distances de la section transversale particulière de l'émetteur et du récepteur respectivement. Le rayon de la zone de Fresnel au milieu de la distance ($d_1 = d_2 = \frac{d}{2}$) est :

$$r_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d}$$

b.3 Obstacles : sur la base de la théorie de la zone de Fresnel, on peut estimer si les obstacles de propagation dans l'espace entre l'émetteur et le récepteur influencent le champ, surtout à la réception, ou non.

L'atténuation additionnelle créée par une absorption d'obstacles d'extension négligeable, dans la direction de la propagation (diffraction en lame de couteau) est donnée en (figure 2.3).

L'obstacle ne crée pas une atténuation significative si au moins 60 % de la zone de Fresnel est libre. Les obstacles formés différemment donnent uniquement des résultats légèrement différents.

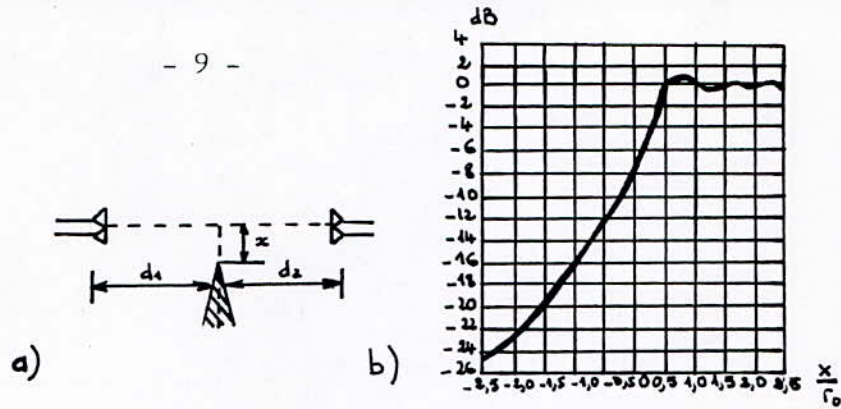


fig. 2.3 : Diffraction "en lame de couteau"
 (a) donnée géométrique - (b) atténuation additionnelle
 r_0 : rayon de la première zone de Fresnel.

b.4 Réflexion du sol :

Les ondes électromagnétiques, incidentes sur la surface de la terre, sont en partie réfléchies et absorbées. La direction de l'onde réfléchie est déterminée par la loi de la réflexion, son amplitude dépend des propriétés électriques de la surface, de l'angle d'incidence et de la polarisation. Si l'onde réfléchie arrive sur l'antenne de réception (fig.2.4), le champ résultant aura comme intensité la somme vectorielle des intensités du champ des ondes directes et réfléchies, la valeur absolue de l'intensité du champ au point de réception étant :

$$E_r = E_0 \left| 1 + \rho \cos \left(\theta + \frac{2\pi \Delta}{\lambda} \right) \right|$$

où E_0 est l'intensité du champ dans l'espace libre, ρ la valeur absolue du facteur de réflexion et θ sa phase, Δ la différence de trajet entre les ondes directe et réfléchie et λ la longueur d'onde.

Avec les notations de la figure et une surface de la terre plate, la différence de trajet est avec une bonne approximation :

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

Conformément aux conditions de phase, les ondes incidentes (ou directes) et réfléchies s'amplifient ou s'affaiblissent les unes les autres (dans le cas où $\rho = 1$ une annulation totale et égale peut arriver).

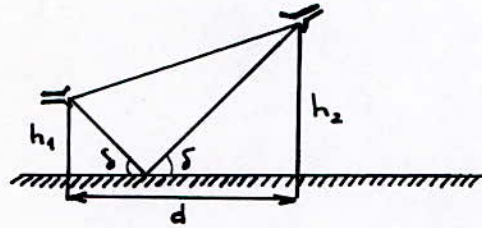


fig. 2.4 : Description géométrique de la réflexion du sol.

b.5 Hauteur optimale d'antenne : pour une hauteur de l'antenne d'émission fixée, l'intensité du champ de réception varie périodiquement avec la hauteur de l'antenne de réception (fig. 2.5).

Les hauteurs absolues du maximum et minimum dépendent de la phase relative de l'onde parasite, la différence de hauteur entre un maximum et un minimum consécutifs étant (avec les notations de la figure 2.4.)

$$\Delta h_2 = \frac{\lambda d}{4 h_1}$$

Dans le cas de la propagation au dessus de la surface de l'eau, les variations du niveau d'eau (par exemple reflux et écoulement) créent une différence de trajet, ainsi la hauteur optimum de l'antenne change.

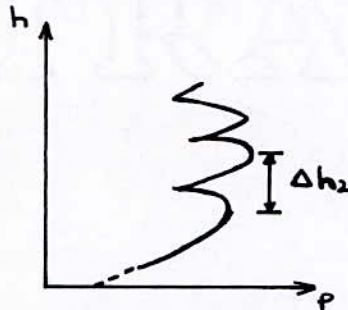


fig. 2.5 Puissance reçue en fonction de la hauteur de l'antenne du récepteur pour une antenne émettrice fixée.

b.6 : Réflexion sur une surface plane : Les propriétés électriques du milieu réfléchissant sont exprimées par l'indice de réflexion complexe :

$$n = \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}}$$

où ϵ_r est la permittivité relative (diélectrique homogène), σ la conductivité du milieu et ϵ_0 la constante diélectrique du vide. Dans le cas d'un milieu diélectrique non dissipatif ($\sigma = 0$) le facteur de réfraction est réel.

Le coefficient de réflexion, complexe, est donné par :

$$\rho \exp j\theta = \frac{\sin \delta - \sqrt{n^2 - \cos^2 \delta}}{\sin \delta + \sqrt{n^2 - \cos^2 \delta}}$$

ceci dans le cas de la polarisation verticale (le plan de polarisation coïncidant avec celui d'incidence) et :

$$\rho \exp j\theta = \frac{n^2 \sin \delta - \sqrt{n^2 - \cos^2 \delta}}{n^2 \sin \delta + \sqrt{n^2 - \cos^2 \delta}}$$

dans le cas de la polarisation horizontale (le plan de polarisation est perpendiculaire au plan d'incidence) où δ est l'angle d'effleurement,

ρ et θ respectivement module et phase du coefficient de réflexion complexe (fig. 2.4).

Les paramètres de quelques types de surfaces sont donnés dans la table 2.1 alors que le coefficient de réflexion est représenté en fonction de l'angle d'incidence en figure 2.6

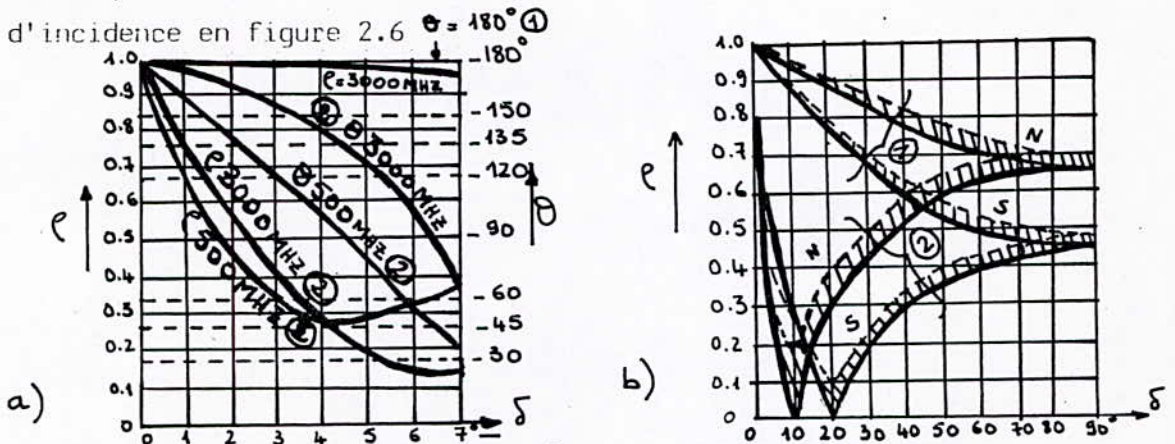


fig. 2.6 : module ρ et phase θ du coefficient de réflexion de l'eau de mer (a) et du sol (b) en fonction de l'angle d'effleurement δ .

① Polarisation horizontale

② Polarisation verticale

N : dans des conditions d'humidité

S : dans des conditions de sécheresse.

Table 2.1 : paramètres électromagnétiques des surfaces de la terre.

Milieu	permittivité relative ϵ_r	conductivité S/m
eau douce	80	10^{-3}
eau de mer	81	$4 \cdot 10^{-2}$
sol fertile	15	10^{-3}
sol rocheux	14	210^{-2}
sable de désert	10	210^{-2}
zone industrielle	4	210^{-3}

Le facteur de réflexion pour une onde polarisée verticalement arrivant sur la surface d'un milieu à facteur de réfraction réel sous un angle d'effleurement $\delta_B = \cot^{-1} n$ est nul, c'est-à-dire que l'onde est complètement absorbée. Cet angle caractéristique du matériau est l'angle de Brewster. Dans le cas où l'indice de réfraction est complexe, le coefficient de réflexion a un minimum fini (pseudo-angle de Brewster). Pour une onde polarisée horizontalement il n'existe pas d'angle de Brewster.

Dans le cas d'une incidence plane, c'est-à-dire très rasante ($\delta \ll 2^\circ$), le coefficient de réflexion est d'environ (-1) indépendamment de la composition du sol et de la polarisation, c'est-à-dire que l'énergie est complètement réfléchi. Il s'ensuit du théorème d'Huygens appliqué à la réflexion du sol qu'essentiellement et uniquement une partie de la surface prend place dans la génération de l'onde réfléchi qui tombe dans la zone de Fresnel. Les sections des zones de Fresnel et la surface de la terre forment des ellipses, les grands axes sont parallèles à la direction de liaison alors que les petits axes sont perpendiculaires aux premiers. Les grands et petits axes de la première zone (x et y) sont respectivement :

$$x = d \sqrt{\frac{1 + \frac{4h_1 h_2}{d}}{1 + \frac{(h_1 + h_2)^2}{\lambda d}}} \quad y = \sqrt{\lambda d} \sqrt{\frac{1 + \frac{4h_1 h_2}{d}}{1 + \frac{(h_1 + h_2)^2}{\lambda d}}}$$

où les notations sont celles de la figure 2.4. Dans les cas pratiques x se monte à plusieurs kilomètres.

exemple :

$$h_1 = h_2 = 70\text{m}, \quad d = 50 \text{ km} \quad \text{et} \quad \lambda = 8 \text{ cm} \quad \left\{ \begin{array}{l} x = 4,8 \text{ km} \\ y = 30 \text{ m} \end{array} \right.$$

Si les paramètres du sol varient à l'intérieur de la première zone de Fresnel les calculs doivent être faits avec une valeur moyenne du facteur de réflexion.

Facteurs de correction : la surface de la terre n'est pas idéalement plate, la surface du sol est plus ou moins rugueuse, les surfaces d'eau ondulées etc.. Les irrégularités de la surface dispersent les ondes électromagnétiques ce qui peut faire décroître le facteur de réflexion.

L'effet des irrégularités de la surface peut être notable si la longueur du trajet électrique des rayons réfléchis en des points de différentes hauteurs est significativement différente.

La différence de phase entre les rayons A et B de la figure 2.7 est $\frac{4\pi}{\lambda} \sin\delta \Delta h$. Si la différence de phase est inférieure à $\frac{\pi}{2}$ (critère de Rayleigh), c'est-à-dire si $\Delta h \sin\delta < \frac{\lambda}{8}$ alors les ondes sont pratiquement en phase, c'est-à-dire que la surface peut être considérée comme plane.

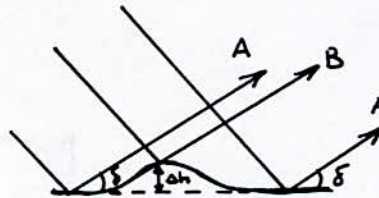


fig. 2.7 : Réflexion sur une surface rugueuse.

Dans le cas de l'incidence rasante (δ petit) les élévations d'égales importances ne causent aucune perturbation significative, par exemple à 4 GHz ($\lambda = 8 \text{ cm}$) avec $\delta \leq 2^\circ$ (angle d'effleurement) le critère de Rayleigh est satisfait si $\Delta h \leq 30 \text{ cm}$. La grandeur du facteur de réflexion est affectée aussi par la courbure de la surface de la terre. Les rayons réfléchis de différents points de la surface divergent, les rayons réfléchis occupent un angle solide plus grand que celui des rayons incidents et la densité de puissance (et l'intensité du champ) est plus petite que celle des ondes réfléchies sur une surface plane. Dans les liaisons terrestres, cette réduction s'élève de 10 à 20 %.

c) effets atmosphériques

c.1 Absorption: dans la propagation des ondes électromagnétiques, une certaine partie de la puissance est absorbée par l'atmosphère. Une partie relativement constante de l'atténuation est causée par l'oxygène de l'atmosphère et par la vapeur d'eau, alors que l'autre partie de la variation est dûe aux précipitations (pluies, brouillard, etc...). Les valeurs typiques de l'atténuation spécifique sont données en figure 2.8

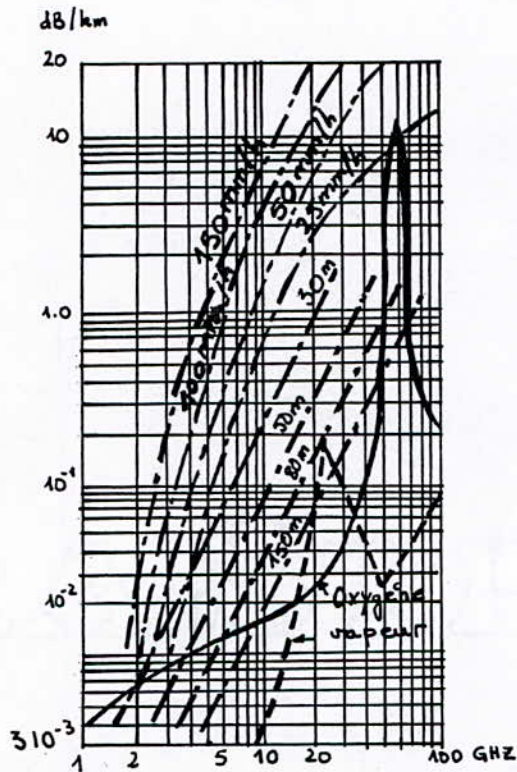


fig. 2.8 : coefficient d'absorption de l'air en fonction de la fréquence.

Dans la partie inférieure de la bande micro-onde (jusqu'à 5 GHz environ) l'absorption est négligeable, excepté les cas extrêmes, cependant, dans le cas des liaisons opérant au dessus des 10 GHz, leur effet doit être pris en compte.

c.2 Déviation de faisceau :

c.2.1 : Atmosphère normale (ou standard) : l'indice de réfraction de l'air diffère légèrement de celui du vide et est donné par l'expression suivante :

$$n = 1 + 10^{-6} N$$

avec
$$N = \frac{77,6}{T} \left(p + 4810 \frac{e}{T} \right)$$

où n est l'indice de réfraction de l'air, N la réfringence (une quantité introduite dans l'intérêt d'un simple calcul), p la pression de l'air en mbars, e la pression partielle de la vapeur d'eau en mbars, T la température absolue en K° . La pression atmosphérique, l'humidité et la température (en conséquence l'indice de réfraction) varient dans le temps et avec la hauteur au dessus de la surface de la terre. Comme l'expérience le montre, dans les zones de climats modérés, la réfringence peut être décrite dans un grand pourcentage du temps par l'équation suivante (atmosphère normale).

$$N(H) = 289 \exp(-0,136H) \quad \text{où } H \text{ est la hauteur au dessus du niveau de la mer en kilomètres.}$$

c.2.2 : Rayon effectif de la terre : les ondes électromagnétiques, quand la propagation dans un milieu où il y a variation de l'indice de réfraction, dévient vers un milieu d'indice de réfraction élevé, c'est-à-dire de densité élevée. La diminution de l'indice de réfraction avec la hauteur dévie les ondes vers la surface de la terre. L'étendue de cette déviation augmente avec la distance et dans le cas tendant vers les ondes de surfaces, l'erreur angulaire est d'environ $0,5^\circ$ à une distance de 50 km. Le phénomène de déviation est pris en compte par le facteur (k) du rayon de la terre effectif : au dessus d'une terre de rayon $R_{eff} = k R_f$ (au lieu de $R_f = 6370$ km), la propagation des rayons peut être considérée comme droite (en ligne) fig. 2.9.

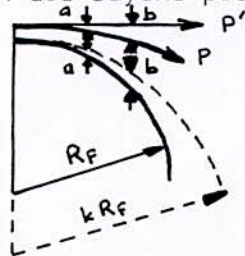


fig. 2.9 : interprétation du rayon équivalent de la terre

R_f : rayon de la terre normal

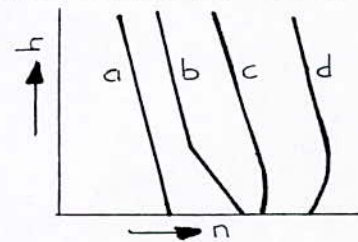


fig. 2.10 : l'indice de réfraction à une hauteur h au dessus de la surface de la terre

(a) dans une atmosphère normale (standard)

- | | |
|------------------------------------|---|
| kR_f : rayon de la terre modifié | (b) dans une atmosphère substandard . |
| P : trajet normal | (c) dans une atmosphère superstandard . |
| P' : trajet modifié | (d) dans le cas de l'inversion |

le facteur du rayon effectif de la terre est :

$$k = \frac{1}{1 + \frac{R_f}{n} \frac{dn}{dH}}$$

où n est l'indice de réfraction de l'air.

Dans l'atmosphère standard $K = \frac{4}{3}$ et le rayon effectif de la terre est $R_{eff} = 8500$ km, suite à la déviation de faisceau la distance de l'horizon radioélectrique change de la valeur $3,56\sqrt{h}$ à la valeur $d = 4,12\sqrt{h}$ km, (dans le cas de l'atmosphère standard), où h est la hauteur de l'antenne exprimée en mètres.

Aussi, lors de la vérification de l'étendue de la zone de Fresnel, le rayon effectif de la terre est à prendre en compte.

c.2.3. : Atmosphère non standard : En différentes régions de la terre, les données météorologiques varient conformément aux conditions momentanées climatiques qui peuvent aussi modifier la dépendance de l'indice de réfraction de la hauteur. Des exemples pratiques sont donnés en figure 2.10, la courbe **a** correspond à l'atmosphère standard alors que dans le cas des courbes **b** et **c** la rampe de l'indice de réfraction est plus lente ou plus rapide que celle de l'atmosphère standard (atmosphère substandard ou superstandard).

La courbe **d** correspond au phénomène d'inversion où l'indice de réfraction initialement, croissant décroît avec l'augmentation de la hauteur. Cela se produit premièrement dans les régions sèches, dans les déserts et sur l'eau. Ce phénomène est dû à une vitesse de variations abruptes d'une chaleur montante ou d'une fraîcheur en baisse de la surface de la terre et de l'air. La couche où l'indice de réfraction change de signe (couche d'inversion) se comporte, dans le cas d'une incidence rasante, comme un miroir.

Les ondes électromagnétiques prenant naissance de la source entre la surface de la terre et la couche d'inversion se propagent comme si elles doivent traverser un guide d'onde, en conséquence de quoi l'intensité du champ décroît plus lentement avec la distance que dans l'espace libre. Un guide d'onde de ce genre liant la surface de la terre et la couche d'inversion est comme un conduit. Il peut arriver qu'un conduit se développe entre deux couches d'inversion. Du côté de la couche d'inversion opposée à la source l'intensité du champ est nulle. Ce phénomène est souvent responsable d'interruption de connexions entre émetteur et récepteur avec une grande différence de hauteur.

d) Affaiblissement ou Fading (évanouissement)

Les influences de l'atmosphère sur les champs électromagnétiques varient avec le temps. Ceci est dû aux variations des paramètres météorologiques. La variation avec le temps de l'énergie captée par l'antenne de réception est appelée Fading.

d.1 : Phénomène du Fading

d.1.1 : fading d'obstacles : si le trajet de propagation entre émetteur et récepteur varie par suite de la variation de l'indice de réfraction avec le temps, donc avec la diminution du rayon effectif de la terre, un obstacle peut perturber le trajet de propagation ou peut couvrir une partie considérable de la zone de Fresnel fig. 2.11.

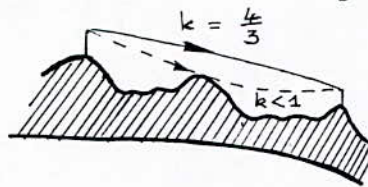


fig. 2.11 : Fading d'obstacles causé par un changement de réfringence.

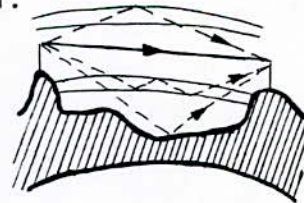


fig. 2.12 : Fading sélectif causé par propagation multidirectionnelle

La diminution de l'intensité du champ se produisant dans les mêmes occasions est pratiquement indépendante de la fréquence. Une hauteur adéquate des antennes fournit une protection contre ce phénomène excessivement fréquent.

d.1.2 : Fading sélectif : au niveau de l'antenne de réception, les intensités de champ des ondes réfléchies sur le sol et/ou sur la couche d'inversion atmosphérique et ce, pour les ondes directes, se combinent vectoriellement (fig. 2.12). Les différences de phase dépendent des différences de trajet et de la longueur d'onde. Puisque les différences de trajet s'élèvent à des valeurs multiples de longueurs d'onde, l'intensité de champ résultant dépendra fortement de la fréquence, c'est-à-dire que le fading est sélectif. Pour protéger contre le fading sélectif de l'espace ou de fréquence, diverses méthodes de réceptions peuvent être employées.

d.1.3 : Fading d'absorption : la variation d'atténuation causée par la pluie ou autre précipitation peut être observée pratiquement et seulement aux fréquences au dessus des 10 GHz, mais dans ce domaine, elle cause de sérieux problèmes. L'atténuation croît ou décroît à toutes les fréquences simultanément.

Pour protéger les liaisons radio contre ce phénomène, on utilise la propagation par réflexion successive (radio courtes) ou bien des trajets parallèles (diversité de trajets) sont établis dans une distance où il y a une faible probabilité de lourdes précipitations simultanées.

d. 2 Particularités statiques : Dûe à la variété et au hasard des causes de fading, la variation de l'intensité du champ peut être décrite statistiquement d'une façon unique.

La simple description statistique se fait par la fonction de distribution de probabilité de l'intensité du champ. D'après les fonctions de distribution théoriques, la loi log-normale et les distributions de Rayleigh - Rice sont d'une pratique très importante.

La fonction de distribution de la log-normale est donnée par :

$$F(x) = \Phi\left(\frac{\ln \frac{x}{m}}{\sigma}\right) \quad ; \quad \phi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

où m est la moyenne et σ l'écart-type.

La distribution log-normale est obtenue par exemple si l'atténuation d'absorption provient d'atténuations de cellules élémentaires le long du trajet de propagation et les atténuations élémentaires sont considérées comme indépendantes.

Conformément à l'expérience, la variation du fading autour de la moyenne suit avec une bonne approximation la distribution log-normale avec un écart-type de 3 - 5 dB (fig.2.13).

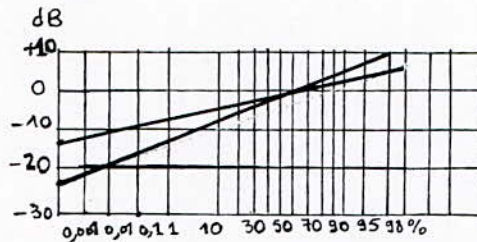


fig. 2.13 : représentation de la distribution log-normale (ordonnée : moyenne, abscisse: probabilité d'un niveau plus bas que l'ordonnée).

La fonction de densité de la distribution de Rayleigh - Rice est :

$$f(x) = \frac{2x}{\sigma^2} I_0\left(\frac{kx}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{k^2 + x^2}{\sigma^2}\right).$$

où I_0 est l'élément de 1er ordre de la fonction de Bessel modifiée, k et σ les paramètres de la distribution. Elle correspond à la distribution d'amplitude de la source d'une onde directe et d'un nombre de faibles composantes avec l'amplitude et la phase quelconques ; k dépend du rapport de la composante directe sur les autres. Un défaut de la composante directe ($k = 0$) fait que la distribution atteint la distribution de Rayleigh dont la densité et la fonction de distribution sont les suivantes :

$$f(x) = \frac{2x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right) ; F(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right).$$

où σ est l'écart-type de la distribution.

L'expérience montre que la variation du fading approche la distribution de Rayleigh - Rice assez bien dans le rang de profond fading.

Ceci indique qu'un profond fading est causé par la propagation multidirectionnelle. Des exemples pratiques de ces distributions sont donnés en fig. 2.14 (ainsi que la distance de Rayleigh).

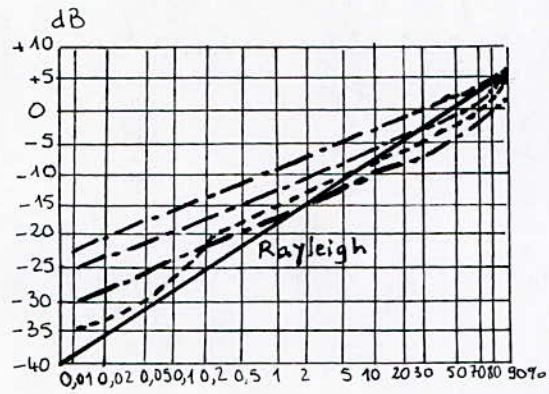


fig. 2.14 : fonctions de distribution de fading mesurées
(ordonnée : valeur relative à l'espace libre
abscisse : probabilité d'un niveau plus bas que
l'ordonnée).

II - TELECOMMUNICATIONS SPATIALES

1 - TERMES ET DEFINITIONS

La radiocommunication spatiale ou, brièvement, télécommunication spatiale est toute radiocommunication enveloppant l'utilisation d'un ou de plusieurs satellites passifs ou tout engin spatial.

Selon les positions des stations terminales, différentes possibilités de télécommunications spatiales peuvent être distinguées :

a - transmission d'un signal d'un émetteur terrien à un récepteur terrien. Le satellite sert uniquement à transmettre le signal. Ce type de satellites est appelé satellite de télécommunication. C'est la plus importante utilisation de la vie contemporaine de tous les jours.

b - transmission d'un signal à partir d'un émetteur terrien vers un récepteur spatial ou inversement. Les connexions appartenant à cette catégorie, liant entre observatoires terriens et véhicules spatiaux ou satellites, ont pour tâche la recherche spatiale. Ces véhicules servent pour la recherche physique, biologique et technique. Dans ce cas, les télécommunications ne sont pas une finalité mais sont juste des moyens facilitant la maîtrise de certaines tâches.

c - transmission de signaux d'un émetteur spatial à un récepteur spatial (service inter-satellite).

1.a Satellites de télécommunication

La tâche des satellites de télécommunication consiste à assurer la connexion des stations terriennes terminales. Leurs plus importantes utilisations sont :

1.a.1 : Service fixe par satellite : Service fixe de radiocommunication entre stations terriennes situées en des points fixes, déterminés lorsqu'il est fait usage d'un ou plusieurs satellites. Dans certains cas, ce service comprend des liaisons entre satellites.

1.a.2 : Service mobile par satellite : Service de radiocommunication :

- entre des stations terriennes mobiles et une ou plusieurs stations spatiales, ou entre des stations spatiales utilisées par ce service ou,

- entre des stations terriennes mobiles par l'intermédiaire d'une ou plusieurs stations spatiales.

1.a.3 : Service de radiodiffusion par satellite : Service de radiocommunication dans lequel des signaux émis ou retransmis par des stations spatiales sont destinés à être reçus directement par le public, en général.

Dans ce service, l'expression "reçus directement" s'applique à la fois à la réception individuelle et à la réception communautaire.

1.a.4 : Autres services par satellite : Services de radiorepérage, de radio-navigation, de radiolocalisation, d'exploration de la terre, de météorologie, d'amateur par satellite, etc...

1. b Bandes de fréquence :

Les plus importantes bandes de fréquences de télécommunications spatiales assignées à différents services par les régulations radio sont :

. Pour le service fixe par satellite :

3400 - 4200 MHZ (espace - terre)

4400 - 4700 MHZ (terre - espace)

5725 - 6425 MHZ (terre - espace)

7250 - 7750 MHZ (espace - terre)

7900 - 8400 MHZ (terre - espace)

. Pour le service de radiodiffusion par satellite :

2500 - 2690 MHZ

11700 - 12500 MHZ

1.a.2 : Service mobile par satellite : Service de radiocommunication :

- entre des stations terriennes mobiles et une ou plusieurs stations spatiales, ou entre des stations spatiales utilisées par ce service ou,

- entre des stations terriennes mobiles par l'intermédiaire d'une ou plusieurs stations spatiales.

1.a.3 : Service de radiodiffusion par satellite : Service de radiocommunication dans lequel des signaux émis ou retransmis par des stations spatiales sont destinés à être reçus directement par le public, en général.

Dans ce service, l'expression "reçus directement" s'applique à la fois à la réception individuelle et à la réception communautaire.

1.a.4 : Autres services par satellite : Services de radiorepérage, de radio-navigation, de radiolocalisation, d'exploration de la terre, de météorologie, d'amateur par satellite, etc...

1. b Bandes de fréquence :

Les plus importantes bandes de fréquences de télécommunications spatiales assignées à différents services par les régulations radio sont :

. Pour le service fixe par satellite :

3400 - 4200 MHZ (espace - terre)

4400 - 4700 MHZ (terre - espace)

5725 - 6425 MHZ (terre - espace)

7250 - 7750 MHZ (espace - terre)

7900 - 8400 MHZ (terre - espace)

. Pour le service de radiodiffusion par satellite :

2500 - 2690 MHZ

11700 - 12500 MHZ

2 - ORBITES DES SATELLITES

2.1 : Différents types et principales caractéristiques d'orbites

Les satellites peuvent être utilisés en télécommunication entre deux points terrestres, si et seulement s'ils sont disponibles, périodiquement ou constamment. Les satellites de révolution autour de la terre, autrement dit ayant des paramètres dans de très larges limites, peuvent satisfaire à cette condition ; plusieurs orbites de satellites sont montrées en (figure 2.1). Le plan d'orbite doit contenir le centre de la terre dans n'importe quelle position.

Les données déterminant l'orbite sont :

a - l'angle entre le plan de l'orbite et le plan équatorial

Si cet angle est de 0° , le plan de l'orbite est identique au plan équatorial : c'est l'orbite équatoriale.

Si cet angle est de 90° , le plan de l'orbite contient le pôle Nord et le pôle Sud : c'est l'orbite polaire.

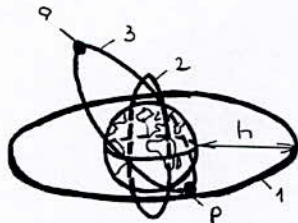


Fig 2.1. Orbites de satellites
a apogée, p périgée, 1 orbite
circulaire autour de l'équateur,
2 orbite polaire, 3 orbite elliptique
d'un plan oblique, h hauteur
de l'orbite.

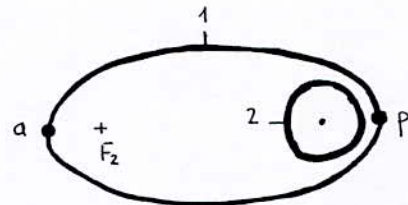


Fig 2.2 Position de l'orbite du
satellite par rapport à la terre. a apo-
gée, p périgée, 1 orbite du satellite,
2 terre.

b - forme de l'orbite

Généralement, la révolution se produit sur orbite elliptique, l'orbite circulaire est un cas particulier de l'orbite elliptique. L'orbite elliptique (fig.2.2) est définie sans ambiguïté par l'apogée et le perigée, car le centre de la terre coïncide avec un point focal de l'ellipse dans tout cas. Dans le cas de l'orbite circulaire, la hauteur de l'orbite est la donnée déterminant cette dernière.

c - la période

La période d'un satellite dans le cas de l'orbite circulaire est le temps pendant lequel un satellite fait un tour autour de la terre.

d - temps de retour

Un observateur sur terre ne peut observer le satellite dans les périodes mentionnées ci-dessus. A cause de la rotation de la terre, la période relative ou la période de retour n'est pas égale à la période absolue. La table (2.1) donne la relation entre la hauteur d'orbite, et les périodes absolue et relative pour quelques cas significatifs.

Table 2.1 Périodes de satellites mobiles sur orbite circulaire

hauteur de l'orbite (km)	Période absolue (mn)	Période relative (heure)
7900	287,8	6
10400	359,7	8
13900	479,5	12
20300	719,0	24
35752	1436,0	infini

2.2 : Orbite Géostationnaire

L'orbite synchrone géostationnaire est une position extrêmement importante. Le temps de visibilité d'une telle révolution est, dans ce cas, toujours visible à partir d'un point particulier de la terre. Pour un observateur sur terre, le satellite restera dans une même position. Le satellite couvre alors les 43 % de la surface de la terre. Si l'angle minimal d'élévation de l'antenne de la station terrienne est de 5° , la surface couverte sera de 38 % de la surface globale de la terre.

Sa forme est un cercle centré sur l'équateur et dont le diamètre est de 15 000 Km. Les stations terriennes peuvent être réglées à $76,3^\circ$ de latitude. La surface couverte par un système utilisant trois (3) satellites géostationnaires est donnée en (figure 2.3). La visualisation de l'arrêt complet d'un satellite géostationnaire facilite sa poursuite.

A présent, il n'est pas possible de mettre un satellite dans une orbite et de l'y maintenir avec une exactitude pouvant permettre un total abandon du système de direction du faisceau d'antenne étroit et de grande taille utilisé généralement dans le service fixe par satellite. A cause de la position fixe, la distance entre la station terrienne et le satellite géostationnaire ne varie pas, aucun changement de la fréquence Doppler n'intervient, le retard et le niveau des signaux émis ou captés ne varient pas également.

L'arrêt complet, position fixe des satellites géostationnaires facilite les multiples utilisations de la répartition des bandes de fréquence et la double utilisation d'un même satellite dans une bande de fréquence donnée.

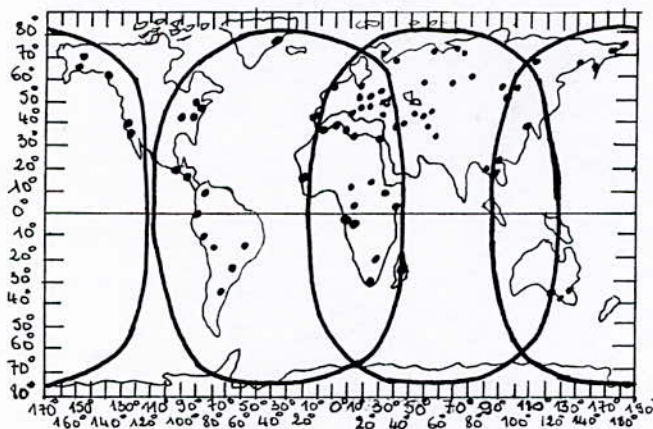


Fig 2.3. zones couvertes par 3 satellites géostationnaires

3 - PROPRIETES DE PROPAGATION

3.1 - Fenêtres de fréquences

Les bandes de fréquence pouvant être utilisées en télécommunication spatiale sont appelées "fenêtres de fréquence" ou simplement "fenêtres" car les radiations électromagnétiques de ces fréquences traversent l'atmosphère, relativement avec rapidité. Trois sortes de fenêtres de fréquence peuvent être distinguées.

i) la gamme entre le maximum de fréquence utilisable (MUF) définie pour des communications en ondes courtes et la fréquence d'absorption due aux gaz atmosphériques.

ii) la gamme du visible et celle de l'infra-rouge.

iii) la gamme au dessous de 300 KHZ.

La gamme de fréquence au dessous de 300 KHZ ne peut pas être prise en compte en télécommunication spatiale en raison de sa largeur de bande très étroite. Les composants des circuits utilisés dans la gamme du visible et celle de l'infra-rouge n'ont pas encore été développés et la fenêtre de fréquence utilisée actuellement en pratique est donnée en (fig. 3.1).

L'aire inférieure déterminant la limite de son application subit l'influence d'effets ionosphériques. Cette partie subit également l'influence d'effets extra-terrestres et celle des sources de bruit atmosphérique qui ne manquent pas d'importance. Les facteurs les plus importants affectant le reste de l'étendue de la fenêtre de fréquence sont :

- la puissance disponible ou utilisable dans l'espace de libre propagation.
- l'absorption atmosphérique.
- les sources de bruit naturel terrestre et extra-terrestre.
- le bruit thermique.

La régularité de la figure montre la puissance reçue utilisable avec la supposition que l'antenne de l'engin spatial est isotropique avec 1 W de puissance transmise, la distance entre les antennes d'émission et de réception est 1 000 Km, le diamètre de l'antenne de réception est de 20 m avec une efficacité de 55 %. Pour la conversion vers d'autres paramètres, la valeur appropriée en dB doit être ajoutée ou retranchée, c'est-à-dire uniquement la division d'échelle de l'axe vertical doit être modifiée, le caractère de la figure demeure le même.

La courbe A montre le niveau du signal durant des conditions idéales en nocturne sans aucune absorption. La courbe B est relative au niveau du signal dans des conditions de propagation pendant le jour avec un angle d'élévation de 5° .

L'aire F fermée par deux courbes à la fréquence qu'on examinera, donne l'effet de l'atténuation de l'absorption ionosphérique.

Les points C et D montrent les deux valeurs extrêmes de la fréquence minimale de la pénétration ionosphérique.

C dans une région polaire pour un petit angle d'élévation ou dans une région tropicale avec une propagation verticale et D dans une région tropicale pour un petit angle d'élévation.

Les valeurs numériques de la figure E indiquent l'ouverture de la supposée antenne parabolique de 20 m de diamètre comme fonction de la fréquence.

La courbe K se réfère à l'atmosphère absolument claire et à parcours vertical, et la courbe L à 5° d'élévation et une forte pluie sur un kilomètre de profondeur verticale.

La courbe G indique le bruit cosmique minimum, la ligne H représente le niveau de bruit correspondant à une température de 70° K, avec la courbe J, le niveau de bruit dû à une absorption dans une atmosphère absolument claire est complexe.

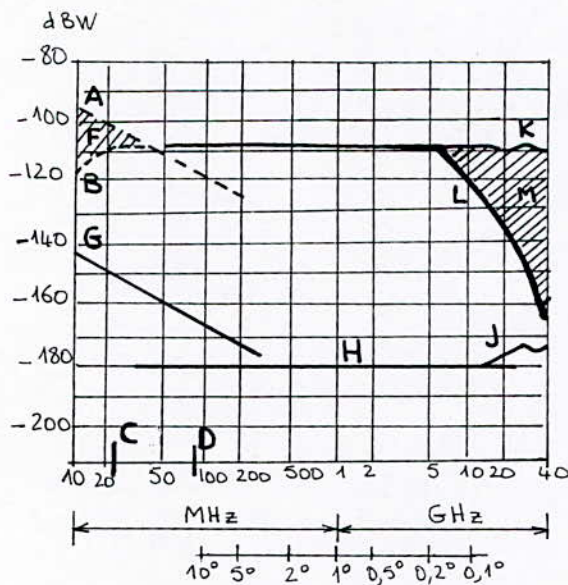


Fig 3.1. Fenêtre de fréquence, qui peut être utilisée en télécommunication spatiale.

Exemple: à 12 GHz le niveau du signal est -109 dBW en atmosphère claire sur trajet vertical, et -120 dBW lors de lourde pluie avec un angle d'élévation de 5° ; le bruit dû à l'absorption est de -176 dBW.

3.2 - l'atténuation dans l'espace libre

L'atténuation dans l'espace libre, en négligeant les effets atmosphériques est :

$$a_f = 20 \log_{10} \frac{4\pi d}{\lambda} \text{ dB}$$

où d est la distance émetteur-récepteur et λ la longueur d'onde (exprimée en même unité que d).

En une autre forme : $a_f = 92,4 + 20 \log_{10} d + 20 \log_{10} f$.

où d est la distance en Km, f la fréquence en GHZ.

Le nomogramme donné en (figure 3.2) facilite les calculs.

Assurant la libre propagation en espace, le niveau du signal de puissance disponible à l'intérieur de la fenêtre de fréquence peut être calculé à l'aide des méthodes usuelles. Les niveaux du signal en fonction de la fréquence sont montrés en (figure 3.3) pour les cas donnés dans la table (3.1).

La variation de l'atténuation de l'espace libre, à 4 et 6 GHZ pour une liaison par satellite géostationnaire en fonction de l'angle d'élévation de la station terrienne est donnée en (figure 3.4).

Pour cette liaison, le plus gros inconvénient est la perte dans la bande des 4 GHZ entre le satellite et la terre (195,5 à 196,8 dB dépendant de l'angle d'élévation).

La perte est encore plus importante dans la bande des 6 GHZ entre satellite et terre que pour celle des 4 GHZ. Cependant, le même émetteur-récepteur a un gain plus important dans la bande des 6 GHZ que dans celle des 4 GHZ et, d'un autre côté, la différence en perte peut être facilement compensée par la grande puissance de l'émetteur de la station terrienne.

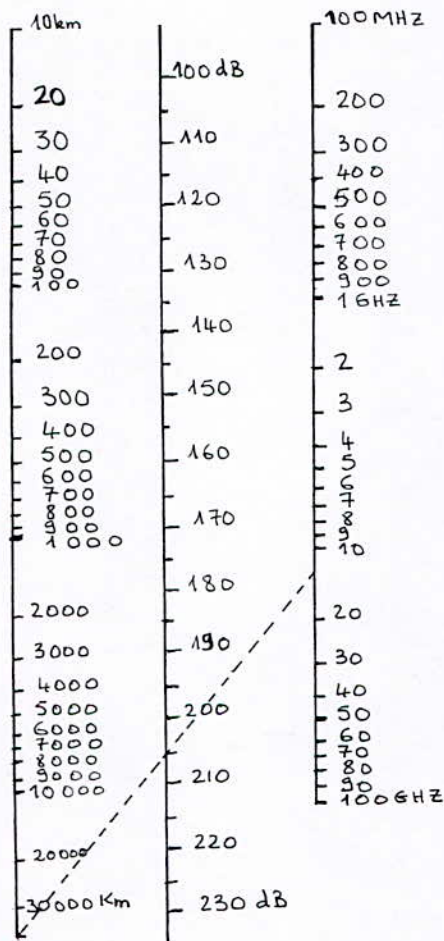


Fig 3.2. Nomogramme pour le calcul de l'atténuation de l'espace.
Exemple: l'atténuation de l'espace d'un signal venant d'un satellite géostationnaire est 205 dB à 12 GHz.

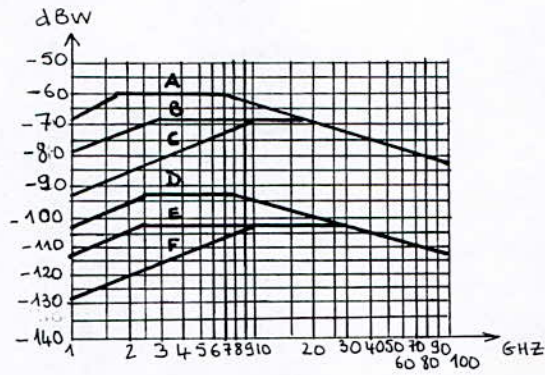


Fig 3.3 Signal du niveau de puissance disponible actuellement dans les télécommunications spatiales.

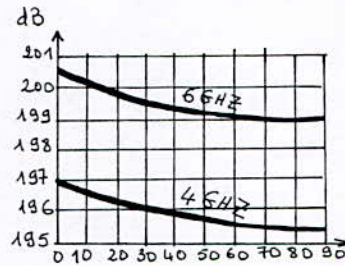


Fig 3.4. Variation de l'atténuation de l'espace à 4 et 6 GHz pour une liaison par satellite sur orbite géostationnaire en fonction de l'angle d'élévation de la station terrestre.

Courbe	hauteur de satellite (km)	Diamètre de l'antenne de la station terrestre (m)	Diamètre de l'antenne du satellite (m)
A	1000	100	3
B	1000	10	1
C	1000	20	1
D	36000	100	3
E	36000	10	10
F	36000	20	1

Table 3.1 Paramètres de satellite relatifs aux courbes de la figure 3.3

angle d'élévation en degré	facteur multiplicatif
5	11
7,5	7,5
10	5,5
30	2
90	(niveau de référence)

Table 3.2 Variation de la perte de l'atmosphère normale en fonction de l'angle d'élévation.

3.3 Les effets atmosphériques

La perte atmosphérique est à tenir en compte dans les calculs de précision, quoique sa valeur est essentiellement moindre comparée à l'atténuation libre espace. Il est spécialement désavantageux que la perte atmosphérique varie dans le temps et puisse, significativement, modifier les conditions de propagation pour de courtes durées.

3.3.1 Perte de l'atmosphère standard :

La perte dans l'atmosphère claire est due principalement à l'absorption de l'oxygène et de la vapeur pour les fréquences de télécommunications spatiales. Dans la figure 3.5, la perte de l'atmosphère standard est donnée en fonction de la fréquence pour une émission verticale.

Les paramètres de l'atmosphère standard sont :

- i) La température à la surface de la terre, 290° K.
La température décroît linéairement en fonction de la hauteur jusqu'à 223° au dessous de 10 Km, au dessus, elle est constante.
 - ii) La pression à la surface de la terre, 760 mm de mercure.
Elle décroît en exponentielle en fonction de la hauteur.
 - iii) L'humidité absolue est de 10 g/cm^3 à la surface de la terre et est nulle à 5 Km de hauteur.
Entre ces deux valeurs, elle décroît linéairement.
- Si la propagation n'est pas verticale, les valeurs en dB données en (figure 3.5) seront multipliées par un facteur qui ne dépend pas de la fréquence (table 3.2)

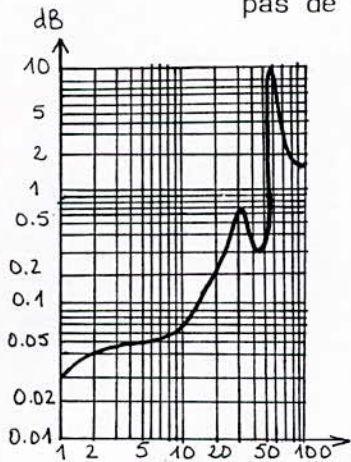


Fig 3.5 Perte de l'atmosphère normale en fonction de la fréquence quand l'émission est verticale.

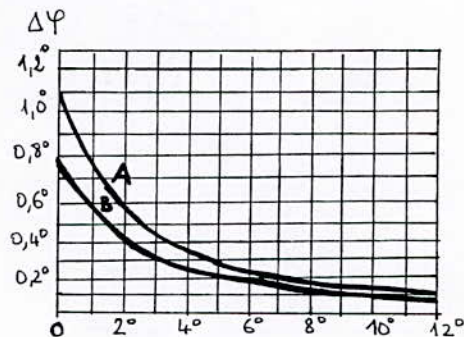


Fig 3.6. Valeur moyenne de courbure en fonction de l'angle d'élevation.

3.3.2 Effet de précipitation

La propagation est affectée par les précipitations, la vapeur dans l'air, et, peut-être, l'eau à l'état liquide. Il n'y a pas de méthode exacte pour évaluer ces effets. Actuellement des essais sont faits pour évaluer l'ampleur des chutes de pluie, l'effet des turbulances, et la distribution locale de la vapeur dans l'air.

Sur des bases expérimentales, il apparaît que pour les pluies arrivant dans un même axe et pour des angles d'élévation supérieurs à 10° , la perte additionnelle probable est de 1 à 4 dB dans 0,1 % des cas et 4 à 5 dB dans 0,01 % des cas. Les valeurs peuvent être 5 fois plus grandes à 20 GHz.

3.3.3 La réfraction

Un rayon radio passant à travers la basse portion non ionisée de l'atmosphère peut être réfracté, ceci est dû aux variations de l'indice de réfraction en domaine radio. L'effet est largement indépendant de la fréquence au dessous de 20 GHz et son ampleur est grande, particulièrement aux faibles angles d'élévation. Dans la figure 3.6, la moyenne de la courbure en fonction de l'angle d'élévation est tracée pour deux types extrêmes d'atmosphère.

La courbe **A** est relative aux conditions maritimes tropicales et la courbe **B** aux conditions polaires et continentales.

La réfraction est significative pour les stations terriennes car l'ouverture du faisceau de l'antenne est dans le même ordre de grandeur que la réfraction. Dans le cas des antennes à direction programmée, la station terrienne ne peut recevoir le signal provenant d'un satellite si la correction de direction nécessaire due à la réfraction n'est pas prise en compte.

3.3.4 Scintillation

Une fluctuation dans le temps de l'amplitude et de la direction de l'arrivée du signal peut être causée par les inhomogénéités et les variations dans le temps de l'indice de réfraction. Puisque dans l'ouverture d'antennes larges, une onde plane complète ne peut être formée, vu le manque d'uniformité de phase, une atténuation apparente est observée.

3.3.5 Effet Doppler

Un glissement de fréquence Doppler se produit si la longueur de liaison radio varie avec le temps après une variation de la phase. La variation de fréquence due à l'effet Doppler est affectée par la réfraction troposphérique spécialement aux limites de la fenêtre de fréquence.

3.3.6 Effet Faraday

L'effet Faraday apparaît par suite de la double réfraction dans l'ionosphère en présence du champ magnétique. La rotation arrive plus fréquemment au voisinage des basses limites de la fenêtre de fréquence et sa moyenne est de l'ordre d'un couple de degrés, mais peut rarement atteindre une valeur aussi élevée que 100° ou 120° pour un bref instant.

3.4 Phénomènes de propagation peu fréquents

3.4.1 Absorption du point de jour

C'est une perte additionnelle qui s'accumule dans les heures du point de jour et généralement pour une courte durée. La durée maximum de son effet est de 5 à 6 heures et la moyenne de sa durée est de 30 mn, son effet diminue rapidement avec l'augmentation de la fréquence. Vu les observations faites jusqu'à présent, sa valeur correspond aux données se trouvant dans la table (3.3).

Pour cent de temps%	angle d'élévation	
	20°	5°
0,1	0,6 dB	1 dB
1	0,4 dB	0,6 dB
2	0,3 dB	0,5 dB
5	0,25 dB	0,4 dB

Table 3.3 Perte de l'absorption du point de jour (Daybreak) à 127 MHz en fonction du temps.

3.4.2 Absorption polaire

Elle tient son origine au champ magnétique terrestre, son influence est constatée seulement au dessous de 64° de latitude, son efficacité dépend du cycle et de l'intensité des rayons solaires, elle dure quelques jours au grand maximum. Durant l'année qui est proche du "sommet" du cycle solaire, elle arrive 10/12 du temps, autrement peu fréquemment, sa valeur décroît avec l'augmentation de fréquence ; l'augmentation de perte est résumée dans la table (3.4) pour deux différents pour cent de temps. Le maximum de la perte peut atteindre 15 dB à 100 MHz pour une courte période.

Fréquence MHz	Pourcent du temps	
	99,8%	99,9%
100	5,2 dB	7,3 dB
200	1,3 dB	1,8 dB
500	0,2 dB	0,3 dB
1000	0,1 dB	0,1 dB
1500	0	0

Table 3.4 Perte due à l'absorption polaire.

3.5 Propagation exceptionnelle de signaux indésirables

Des signaux indésirables peuvent arriver sur l'antenne de la station terrienne et également venir des émetteurs des systèmes relais radio terrestres utilisant la même bande de fréquence.

Les possibilités de propagation sont :

- dispersion due aux obstacles (figure 3.7)
- conduction atmosphérique (figure 3.8)
- dispersion due aux précipitations et aux chutes de pluies (figure 3.9)
- autres réflexions (figure 3.10)

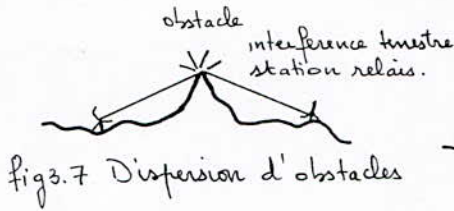


fig 3.7 Dispersion d'obstacles



fig 3.8 Conduction dans l'atmosphère

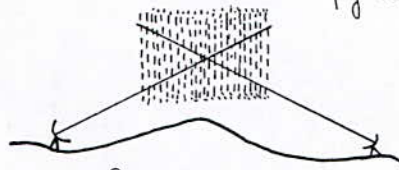


fig 3.9 Dispersion due aux précipitations et pluies.



fig 3.10 réflexion sur un avion.

Les pertes moyennes données dans la figure 3.11 et 3.12 sont le résultat des séries de mesures basées seulement sur des propriétés météorologiques, un signal plus important que celui donné dans les figures peut arriver pour 20 à 0,01 % du temps au maximum. Des différences significatives comparées à ces courbes sont aussi possibles dans des aériens où des anomalies météorologiques surviennent très fréquemment.

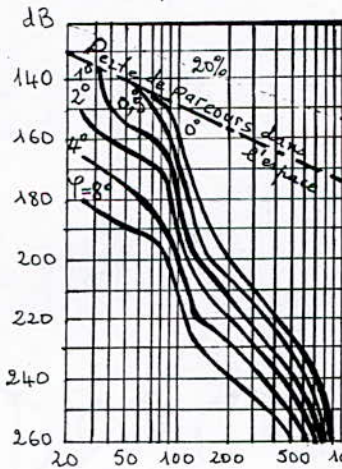


fig 3.11 Pertes moyennes (temps : 20%).
Exemple: La perte est moins de 225 dB pour 20% du temps aussi longtemps dans une distance de 200 km et une élévation d'angle de 4°.

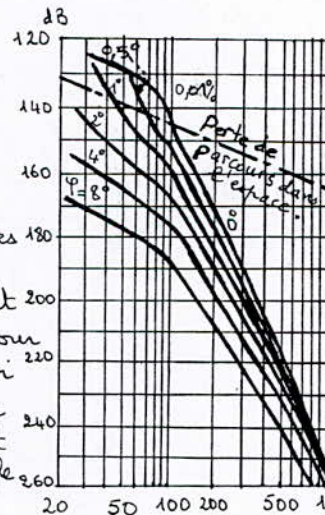


fig 3.12. Pertes moyenne (temps : 0,01%)
Exemple: La perte est moins de 199 dB pour 0,01% du temps aussi longtemps pour une distance de 200 km et un angle d'élévation de 4°.

3.6 : Bruit provenant du ciel : Du bruit apparaissant dans la bande de fréquence en question peut affecter les liaisons. Aux liaisons de télécommunications spatiales, du bruit peut survenir de sources artificielles et des émissions dues à l'atmosphère absorbante autour de la terre. Le bruit peut être reçu dans le lobe principal et les lobes secondaires de l'antenne. Le bruit total est décrit dans la partie relative à la température de bruit d'une antenne effective.

Conformément à son origine, le bruit cosmique peut être une émission de bruit de fond, émission de sources, de station radio, le bruit solaire et le bruit dû à l'émission de grands corps célestes.

L'amplitude du bruit de fond cosmique décroît avec l'augmentation de fréquence ce bruit devient négligeable comparé à celui du récepteur aux fréquences au dessous de 1 GHZ. Cependant, il reste un composant isotropique de 2,5 à 4° K, qui est indépendant de la fréquence, son existence est en rapport avec l'évolution de l'univers.

L'émission ponctuelle des stations radio est généralement efficace seulement dans une très petite bande. Donc, seulement son effet indésirable peut être observé, si l'antenne de la station terrienne pour télécommunication spatiale, le satellite et la station radio sont sur une ligne droite, ce cas arrive rarement et seulement pour de courtes durées. Les stations radio peuvent être utilisées pour mesurer le gain et l'efficacité des antennes pour télécommunication spatiale. Parmi les grands corps célestes, l'émission solaire est la plus significative. A cause de sa petite bande, elle est rarement, fort heureusement, interceptée par le faisceau principal de l'antenne. Sa température de bruit apparente peut être très élevée. Elle peut, également, interrompre une liaison de télécommunication spatiale. Sa valeur dépend de la fréquence et du degré solaire. La température de bruit apparente du soleil varie de 100.000° K à 30 MHz vers 10.000° K à 10 GHZ.

Dans la bande de fréquence de télécommunication spatiale (pour 4 GHZ) la valeur moyenne de la température de bruit est de 23.000° K pour une tâche solaire minimale et 90.000° K pour une tâche solaire maximale.

3.7 Valeurs typiques : Les valeurs d'un signal caractéristique et de bruit pour un système de télécommunications spatiales typique, sont données en figure 3.13 en fonction de la fréquence. Les calculs sont basés sur les conditions suivantes : stabilisation, satellite géostationnaire, antenne terrestre orientable avec une puissance d'émission effective de 2 KW et le gain de l'antenne. La puissance augmente avec la fréquence jusqu'à ce que la limite de la largeur de faisceau de l'antenne du satellite soit atteinte (environ 2 GHZ). La limite du diamètre pour une antenne de station terrienne est de 18 m. Une largeur de faisceau de 0,2° apparaît aux environs de 6 GHZ. Les courbes continues sont relatives à la moyenne atmosphérique typique, les pointillés à 1 Km de hauteur de lourde pluie. Les calculs sont faits pour des diamètres d'antennes de stations terriennes de 18 m et 9 m.

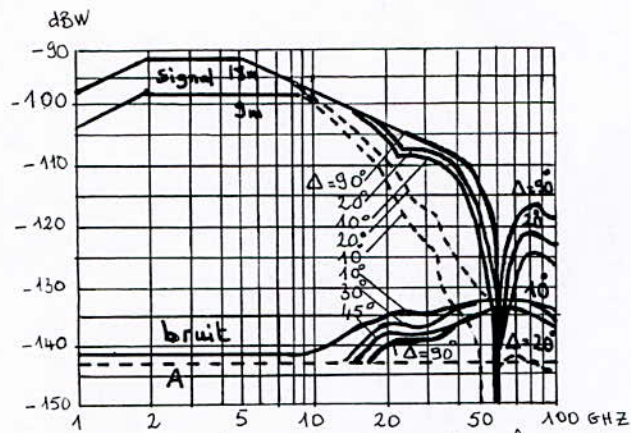


fig 3.13 Signal caractéristique et valeurs de bruit d'un système pour télécommunication spatiale en fonction de la fréquence.

4 - Choix du site pour une station terrienne

4.1 - 1 : Aspects de sélection :

Deux conditions fondamentales doivent être satisfaites dans n'importe quel cas de sélection du site de station terrienne.

1 - Le satellite doit être définitivement vu de la hauteur du plan de l'antenne de la station terrienne. Cette condition signifie qu'il doit y avoir un seul angle d'élévation pour un satellite géostationnaire et plusieurs angles d'élévation supérieurs à 5° le long d'orbites non géostationnaires.

2 - La station terrienne ne doit pas être noyée par les signaux indésirables ne pouvant être éliminés au delà des limites permises durant sa fonction régulière. Cette catégorie inclue aussi les équipements qui sont situés au loin de la station et utilise la même bande de fréquence et les instruments qui ne peuvent être remplacés même au prix de grands efforts financiers ; d'autres considérations doivent être données aux aspects qui ne peuvent rendre impossible la fonction régulière de la station terrienne mais, significativement, affectent les coûts d'investissement ou les conditions courantes.

Avant l'installation de la station terrienne, on doit faire certaines investigations dans ce qui suit :

- l'environnement naturel,
- l'environnement humain
- l'adaptation à l'environnement
- les aspects économiques
- les effets de l'environnement technique

a) l'environnement naturel : les conditions météorologiques sont les plus significatives pour le choix du site de la station : la vitesse du vent et le volume de précipitation en particulier. La vitesse du vent en fonction du pour cent de temps serait connue de façon à établir les spécifications de la construction du système d'antenne pour des données permises en dehors de l'opération. En présence d'un vent très fort, l'antenne sera placée dans le zénith et sa fonction sera interrompue. Une vitesse du vent arriverait seulement en dehors d'un faible pour cent du temps alloué pour un travail hors station. Les spécifications de l'antenne étant établies, aussi dans les 99,9 % ou les 99,99 % du temps, la station serait capable d'opérer sans aucune restriction, ceci signifie qu'au site d'installation, une vitesse de vent plus grande que la critique arriverait seulement dans 0,1 ou 0,01 % du temps.

Un aspect essentiel de l'environnement naturel est la disposition des montagnes autour de la station. Pour réduire le bruit dû aux systèmes de stations relais et à d'autres sources de signaux indésirables, il est préférable de placer la station au bas d'une vallée. L'étendue de la vallée doit être au moins aussi vaste que la station complète incluant également son extension dans le futur lointain pour une indispensable salle de recherche. La hauteur relative des montagnes environnantes serait un avantage pour augmenter l'atténuation du bruit environnemental mais également un inconvénient car le satellite ne peut être poursuivi que dans une limite d'angle d'élévation.

b) l'environnement humain : la distance entre la station terrestre et les points de densités humaines est à considérer sous deux points de vue :

1 - la proximité d'une surface de grande densité humaine est un avantage car les problèmes de liaisons stations-humains seraient résolus la ligne de puissance utilisée serait alors très simple. D'autre part, la commodité du staff technique peut être aisément résolue.

2 - la proximité des grands centres urbains serait un inconvénient d'un autre côté et, cela à cause des bruits artificiels improvisés par l'homme. Une zone biologique, réalisée suivant les règles de sûreté et dans laquelle aucune forme d'habitation n'est permise, est à prendre en compte autour de la station, le temps de séjour y serait également limité.

c) l'adaptation à l'environnement : Une station terrienne pour télécommunication par satellite est l'une des unités les plus importantes d'un système de communication total pour un pays, son installation demande donc des considérations dans le respect de la communication aussi bien que dans la sûreté.

d) aspects économiques : Puisque les coûts courants, à quelques exceptions près, sont indépendants de la sélection du site, alors, juste les coûts d'investissements seront analysés en vue de la sélection d'un site. Dans ce cas, les plus importants coûts sont ceux relatifs à la disposition du site, les coûts relatifs à d'éventuels investissements et ceux relatifs aux éventuels travaux quant à la liaison du monde extérieur avec la station.

e) les effets de l'environnement technique : l'objectif d'une station terrienne est de permettre les liaisons téléphoniques, les émissions TV et établir le trafic des transmissions de données. Donc, la station serait capable de recevoir des signaux émis de n'importe quel lieu (en général de la capitale du pays) et de retransmettre les signaux reçus à destination. Dans ce but, des câbles sont utilisés pour les courtes distances et des stations relais établissent les liaisons pour les longues distances.

Le meilleur choix du site, quant à l'environnement technique, est celui pour lequel les équipements des stations relais ne perturbent pas les opérations de la station, mais sont suffisamment proches de façon à ne pas nécessiter de grands investissements.

4.2 Méthode de sélection de site :

La procédure de la sélection du site consiste à suivre les étapes suivantes :

1. Les zones en dehors des limites du pays en question sont à exclure quant à l'installation d'une station terrienne, même si cette installation répondait aux différents aspects de sélection cités auparavant.
2. Les sites exacts sont à sélectionner en dehors de ces zones (conformes aux aspects mentionnés ci-dessus également).
3. Pour ces sites, il est nécessaire de faire :
 - le calcul de coordination
 - le calcul de précision
 - les mesures.
4. La sélection du site doit être coordonnée avec les organismes utilisateurs de la fréquence du pays et les administrations des postes concernées.

5. Les sites sélectionnés sont à évaluer les uns après les autres. S'il y a des variations, ils doivent être comparés.

4.3 Calculs relatifs aux choix du site :

Des calculs relatifs au choix du site seront effectués en évitant toute création de sources d'interférences lors de l'utilisation de bandes de fréquence utilisées à d'autres usages (par exemple, les bandes 4 GHz et 6 GHz sont utilisées dans les systèmes de stations-relais).

4.4 Contour de coordination :

On définit le contour de coordination comme étant la bordure de la zone entourant la station terrienne, en dehors de laquelle les émetteurs ne causent pas d'interférences avec le récepteur de la station terrienne et les récepteurs ne seront pas perturbés par l'émetteur de la station terrienne.

4.5 Mesures relatives à la sélection du site :

Des mesures sont à prendre sur le site de la station terrienne, une fois ce dernier choisi, et ce afin de déterminer le niveau de bruit dans la bande de fréquence à la réception dans la station terrienne. A cause des signaux extrêmement faibles et du caractère de propagation, le niveau de bruit à mesurer est fonction du pour cent de temps. En conséquence, les mesures prendront beaucoup de temps. Le schéma bloc de mesure est donné en figure 4.1. Il est plus pratique d'utiliser deux antennes différentes pour les mesures. L'une de ces antennes aura une largeur de faisceau s'étendant de 15° à 25° , elle sera plus appropriée aux mesures rapides aux alentours. Pour avoir des mesures plus précises, une antenne avec 1° à 3° de largeur de faisceau (ouverture) est à utiliser.

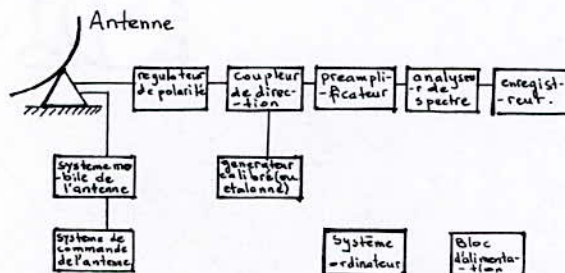


fig 4.1 Disposition des mesures pour la sélection d'une station terrienne pour télécommunication spatiale.

- . le régulateur de polarité : moyen convenable pour le changement continu de polarité.
- . le coupleur : sert à coupler le générateur calibré.
- . le préamplificateur : sert à amplifier le signal à mesurer au niveau demandé par un analyseur de spectre normal.
- . l'enregistreur : sert à enregistrer simultanément :
 - le signal de sortie de l'analyseur
 - le signal de déviation de l'analyseur
 - l'ajustement de polarisation
 - les données météorologiques
 - d'autres données relatives aux conditions de mesures

5 - Construction d'une station terrienne pour télécommunication par satellite :

Une station terrienne pour télécommunication par satellite reçoit les signaux émis par satellite comme elle émet à son tour des signaux vers le satellite. Pour cela, en plus de la réception et l'émission, l'antenne doit toujours être orientée dans la bonne direction, les signaux reçus et émis étant continuellement arrêtés et divers signaux de télécommunications dirigés vers les réseaux terrestres.

5.1 : Schéma bloc général : les signaux de télévision, de téléphonie et autres arrivant des réseaux de télécommunications terrestres, passent à travers l'unité d'interface vers l'émetteur puis sont rayonnés par le système d'antenne. Les signaux arrivant du satellite sont captés par l'antenne, passent vers les récepteurs de la sortie desquels ils sont acheminés à travers l'unité d'interface vers les réseaux de télécommunications terrestres. Aussi, la commande de l'antenne est faite par le signal provenant du satellite, l'antenne orientable corrige l'erreur de position d'antenne et dirige les systèmes d'antenne exactement vers le satellite.

5.2 : L'émetteur : le signal multiplex téléphonique ou le signal TV venant de l'interface, passe à travers la platine ampli vers le modulateur FM (figure 5.2). L'unité de dispersion d'énergie connectée à la même unité contrôle les signaux d'entrée (qui peuvent être les signaux de sortie du modulateur FM) et ajuste automatiquement la dispersion d'énergie. L'ampli FI, le mélangeur FI/RF et l'ampli RF amplifient le signal au niveau voulu et forment la bande de fréquence appropriée autour de la fréquence porteuse désignée pour la station.

Quant dans les stations, plusieurs fréquences porteuses sont émises, les signaux des émetteurs sont donnés avant d'être acheminés vers l'antenne.

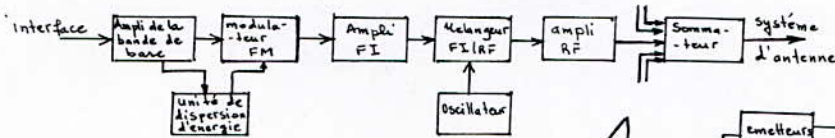


Fig 5.2 schéma bloc d'un émetteur.

- (1) sortie de ligne
- (2) sortie de contrôle
- (3) sortie vers le commutateur automatique.

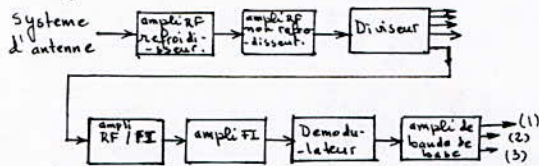


Fig 5.3 schéma bloc d'un récepteur.

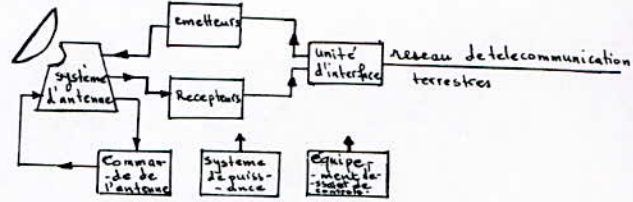


Fig 5.1 schéma bloc d'une station terrestre pour télécommunication spatiale.

5.3 : Le récepteur : le signal, extrêmement faible, issu du système d'antenne passe à travers un refroidisseur vers le diviseur (fig.5.3). Les deux amplificateurs amplifient toute la bande reçue (500 MHz). Après division, le signal arrive aux unités de petites largeurs de bande, vers le mélangeur FI/RF et puis l'ampli FI. Ces unités amplifient autour de la fréquence porteuse uniquement la bande définie par le nombre de canaux.

En général, dans les télécommunications par satellite, on utilise les démodulateurs à seuil. Le signal issu de la platine ampli d'une part arrive à travers la ligne de sortie vers l'unité d'interface, d'autre part, il y a une possibilité de contrôle de sortie à connecter à un appareil de dépannage sans perturber le trafic aérien. Une sortie séparée est improvisée pour la commutation automatique, contrôlée par les fréquences pilotes.

5.4 : commande de l'antenne : le signal qui dépend de la déviation de la position du satellite de l'axe de l'antenne, arrive du système d'antenne vers les amplis d'azimuth et d'élévation puis vers deux unités de matrices du signal d'erreur (figure 5.4). Ceux-là reçoivent également le signal de référence sur le même trajet ou de la sortie du récepteur de la station.

L'unité de commutation à l'entrée des unités de contrôle d'azimuth et d'élévation donne une possibilité de commande manuelle, une commande automatique basée sur les signaux d'erreur et une commande programmée suivant un programme enregistré en fonction du temps.

Les unités de contrôle déplacent l'antenne dans la direction du satellite au moyen de dispositifs mobiles (en général, des moteurs à courant continu).

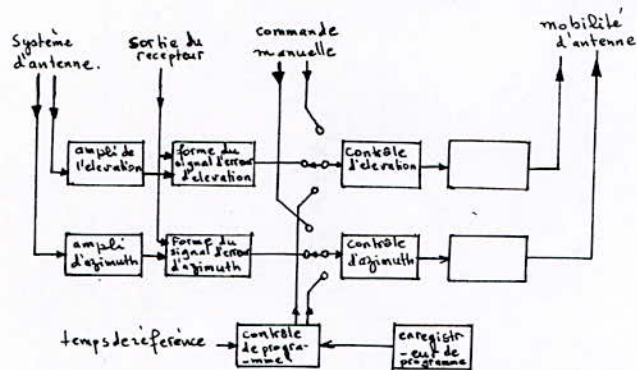


fig 5.4 schéma bloc de la commande d'antenne.

5.5 : système d'antenne : le signal émis par le satellite arrive après réflexion sur le principal réflecteur (parabolique) et le subreflecteur à l'intérieur de l'émetteur. Le connecteur du signal de commande passe un signal qui est caractéristique de l'exactitude de la position de l'antenne, à l'unité de contrôle de l'antenne. Le duplexeur est prévu pour transmettre les signaux de l'émetteur d'antenne sans passer par le récepteur et, en même temps, il émet le signal venant de l'antenne dans le récepteur.

6 - Antennes pour télécommunications spatiales

6.1 Construction : l'esquisse de la construction du type théodolite, largement utilisé, d'antennes pour télécommunications spatiales est montrée en figure 6.1. Cette antenne et plusieurs autres utilisées dans le service de satellite fixe consistent en quatre parties de fonction bien différentes :

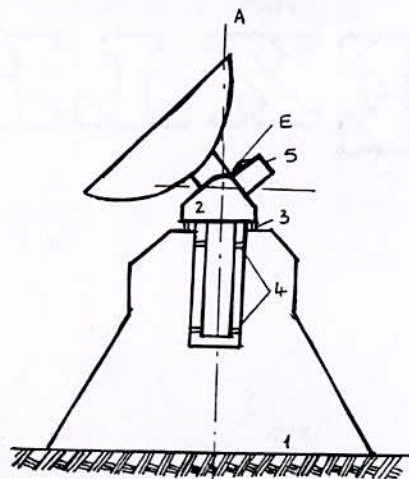


fig 6.1 Construction d'une antenne pour télécommunication spatiale du type théodolite.

- le fondement (1) : c'est généralement un lit-support pour toute l'antenne. La plupart des cas, il contient des salles d'équipement électronique.
- le support inférieur (2) : il peut tourner autour de l'axe vertical A. Il est lui-même supporté par un support de roulement (3), le roulement (4) sert à ajuster sa position.
- le support supérieur : il est construit sur le support inférieur et peut tourner autour de l'axe d'élévation E.
- les éléments utilisés directement pour le rayonnement : l'antenne active, le subréflecteur, le principal réflecteur (paraboloïde), feeders, etc..

Dans le respect de l'étréitesse de l'antenne, l'unité la plus importante de la station terrienne pour télécommunication par satellite est le préampli refroidisseur du récepteur. Il est principalement localisé sur le support supérieur (5) juste derrière l'antenne active. L'inconvénient de cet arrangement est que la cabine d'accommodement du préampli refroidisseur n'est pas horizontale, sa position dépend de la valeur momentanée de l'élévation.

Il est également inconfortable pour une petite résidence humaine (contrôle, maintenance, etc...).

L'entrée du préampli refroidisseur est souvent montée sur le support inférieur (2) localisé près de l'axe d'élévation. L'inconvénient de cet arrangement est que le feeder radio-fréquence est quelquefois plus long que nécessaire.

Pour assurer la révolution, on construit une connexion mobile ou bien un feeder flexible.

Radome : Pour protéger l'antenne de télécommunication spatiale des intempéries climatiques, il est plus commode de lui appliquer un radome en plastique, ce dernier pouvant être "sauté" par un surplus quelconque de pression de l'air. En plus, pour la protection mécanique de l'antenne du vent, de la pluie, de la neige et du brouillard, le radome fournit aussi une protection au voisinage direct de l'antenne, ce qui peut être avantageux à l'installation également. Les inconvénients de l'utilisation du radome : durant le montage, il peut rendre difficile le transport des grandes unités de l'antenne vers le site. La préservation d'une surpression demande une maintenance permanente, l'accumulation de l'eau sur le radome atténue le signal arrivant du satellite (voir fig.6.2) et cause un bruit assez significatif (fig. 6.3).

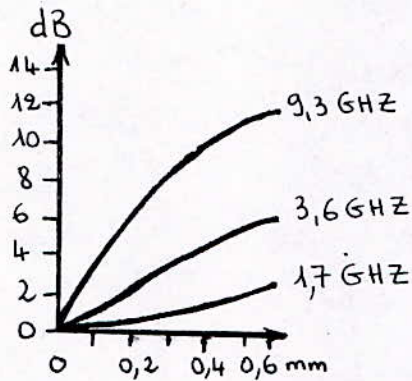


Fig 6.2 / Atténuation du radome en fonction de l'épaisseur de la plaque d'eau.

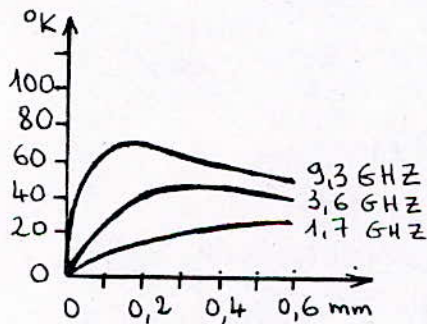


Fig 6.3 / Température de bruit additionnelle en fonction de l'épaisseur de la plaque d'eau.

6.2 les paramètres électriques :

a) facteur de mérite : le rapport signal sur bruit d'une liaison de télécommunication spatiale est :

$$\frac{P_r}{P_n} = (P_a \cdot G_a) \left(\frac{\lambda^2}{16\pi k B d^2} \right) \left(\frac{G}{T} \right)$$

où P_r est la puissance du signal reçu (en W).

- P_n est la puissance de bruit au niveau du récepteur (W).
- P_a : puissance de l'émetteur du satellite (W)
- G_n : est le gain de l'antenne de l'émetteur du satellite
- λ : est la longueur d'onde du signal, émis du satellite vers la station terrienne
- K : est la constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/°K
- B : est la largeur de bande (HZ)
- d : est la distance entre le satellite et la station terrienne (m)
- G : est le gain de l'antenne de réception de la station terrienne
- T : est la température de bruit du système virtuel de toute la station terrienne (°K), et
- $T_{rel} = 10 \log_{10} T$ est la température de bruit relative référée à 1° K (dB).

L'expression de la première parenthèse dépend seulement des paramètres du satellite. L'expression de la seconde parenthèse est constante dans un système de télécommunication spatiale donné. La station terrienne peut influencer le rapport signal sur bruit de tout le système de télécommunication spatiale uniquement par le facteur $\frac{G}{T}$ appelé facteur de mérite.

Son numérateur est déterminé en entier, son dénominateur d'une manière significative par l'antenne de la station terrienne.

Exemple :

La station terrienne satisfait - elle aux spécifications respectant le facteur de mérite $\frac{G}{T} \geq 40,7$ dB si toute la température de bruit du préampli et du système d'antenne est de 50° K et le gain de l'antenne de 58,1 dB dans la bande de fréquence de réception 4 GHz ?

$$T_r = 10 \log_{10} 50^\circ \text{K} = 17 \text{ dB}$$

$$\frac{G}{T} = 58,1 - 17 = 41,1 \text{ dB} > 40,7 \text{ dB}$$

De là, la station terrienne en question peut joindre le système de télécommunication spatiale.

Mesure du facteur de mérite à l'aide des radio stars : Le C.C.I.R. recommande la mesure directe du rapport $\frac{G}{T}$, à l'aide de radiostars, au lieu des mesures séparées de G et T.

La formule sur laquelle se base cette quantité de mesure est la suivante :

$$\left(\frac{G}{T}\right)_m = (8\pi k) (r - 1) [\lambda^2 \phi(f)]$$

où K est la constante de Boltzmann et λ la longueur d'onde (en mètres)

$\phi(f)$ est la densité de flux d'émission de la radiostar à la fréquence de mesure en $W m^{-2} Hz^{-1}$ (conformément à la table 6.1)

$$r = \frac{P_n + P_{st}}{P_n}$$

P_n est la puissance de bruit correspondant à la température de bruit du système et P_{st} la puissance de bruit quand l'antenne est en alignement exact avec la radiostar. La valeur réelle du facteur $\frac{G}{T}$ peut être calculée à partir des valeurs mesurées comme suit :

$$\frac{G}{T} = \left(\frac{G}{T}\right)_m + C_1 + C_2 + C_3$$

où $C_1 = 0,036 / \sin\theta$, θ est l'angle d'élévation (supposé $> 5^\circ$), C_2 est un facteur de correction dépendant de l'ouverture principale de l'antenne, à mesurer, sa valeur peut être relevée de la figure 6.4, $C_3 = 0,989^n$, est un facteur de correction dépendant de la variation de flux dans le temps, à prendre en compte seulement dans le cas de Cassiopeia et n est le nombre d'années écoulées depuis Janvier 68. Les plus faibles valeurs mesurées à l'aide de radiostar :

Cassiopeia	36 dB
Taurus	37 dB
Cygnus	39 dB

b) rendement : Le rendement de l'antenne est le rapport du gain réel sur le gain théoriquement atteint de l'antenne

$$n = \frac{G}{G_0} = \frac{A}{A_0}$$

où G est le gain réel de l'antenne et G_0 le maximum du gain théoriquement atteint de l'antenne et qui est atteint si, dans l'ouverture de l'antenne, il y a un front d'ondes d'amplitudes uniformes et de phases identiques et si l'émission,

électromagnétique de l'antenne **arrive Sur** l'ouverture de l'antenne ; sans aucune perte, A est la surface effective de l'ouverture, A_0 est la surface totale de l'ouverture perpendiculaire à la direction d'émission.

rendement d'ouverture, rendement d'illumination : Conformément aux désignations de la figure 6.5, la surface du réflecteur peut être vue dans Ψ degrés, à partir de la source d'émission. L'émission serait idéale si toute la surface du réflecteur (du centre au bord) était irradiée avec une distribution uniforme. En pratique, la fonction de distribution décroît vers les bords du réflecteur. Le champ hachuré (1) entre les courbes de distribution idéale et réelle représente la perte due à l'illumination non uniforme.

Le rapport entre les champs donne la valeur du rendement de l'ouverture. Il y a une autre perte due à l'émission à la source dans des directions d'angles supérieurs à Ψ . Cette énergie n'arrive pas au réflecteur, elle est dissipée. Le rapport de la zone hachurée sur la zone au dessous de la courbe idéale donne le rendement de l'illumination (on entend par illumination celle du champ émis).

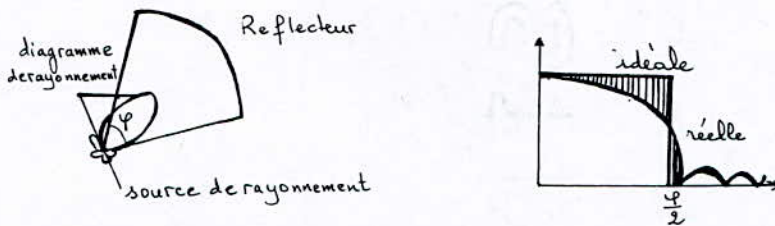


fig 6.5 La distribution fonction de l'énergie rayonnée de l'antenne du principal réflecteur en fonction de la déviation des axes.

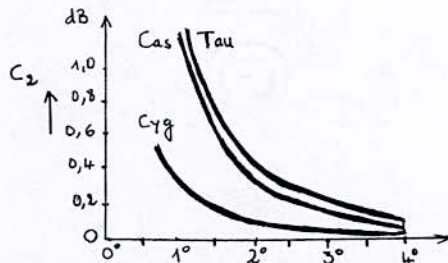


fig 6.4 facteur de correction C_2 en fonction de la principale ouverture de l'antenne sous essai.

. Mesure du rendement à l'aide des radiostars : Les radiostars Taurus et Cassiopeia peuvent être utilisées pour mesurer le rendement d'une antenne de télécommunication spatiale. Le rendement est $\eta = \frac{2 P}{S A_0}$

où P est l'énergie mesurée par unité de largeur de bande, S est le flux émis par la radiostar (voir figure 6.6) et A_0 est la surface géométrique de l'ouverture de l'antenne.

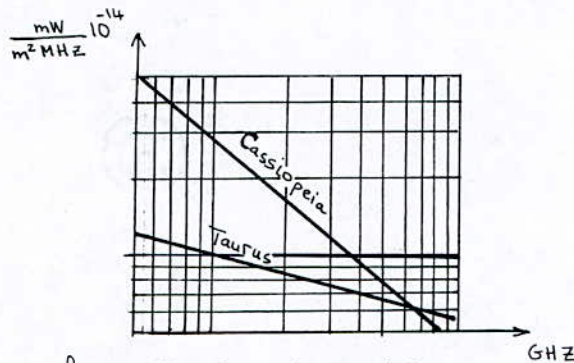


fig 6.6 Flux de Cassiopeia et Taurus en fonction de la fréquence.

La valeur de A_0 peut être déterminée par des considérations géométriques et celle de P au moyen d'un appareil de mesure de puissance. Les valeurs de flux données en figure se réfèrent à 1 MHz de largeur de bande et 1 m² de surface.

c) Diagramme de rayonnement : les antennes utilisées en télécommunication spatiale ont un gain très élevé et une largeur de bande étroite. Le caractère de leur diagramme de rayonnement est donné en figure 6.7.

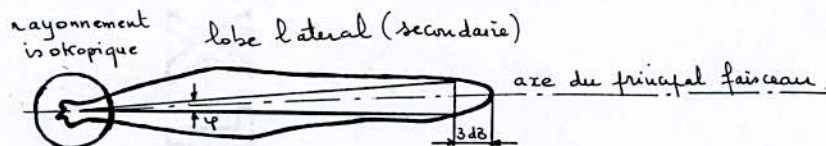


fig 6.7 Diagramme de rayonnement d'une antenne de télécommunication spatiale. φ angle d'ouverture à 3dB.

Conformément à la recommandation 465 du C.C.I.R. le diagramme de rayonnement de référence donné en figure 6.8 est pratique pour des angles supérieurs à 1° pour le calcul de l'interférence mutuelle avec la condition que le diamètre du réflecteur parabolique principal soit au moins quelques centaines de périodes aussi grand que la longueur d'onde.

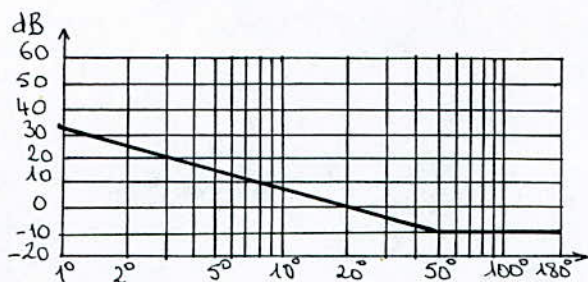


fig 6.8 Diagramme de rayonnement d'une antenne typique pour des calculs d'interférence mutuelle (gain en fonction de l'angle entre l'axe du principal faisceau et la direction sous essai).

La fonction du gain référé à l'antenne isotropique est :

$$G = 32 - 25 \log_{10} \Psi \quad \text{si} \quad \Psi \leq 48^\circ$$

$$G = -10 \text{ dB} \quad \text{si} \quad 48^\circ < \Psi \leq 180^\circ$$

où Ψ est l'angle entre l'axe du principal faisceau et la direction sous test, en degrés, et G est le gain de l'antenne en dB. Les valeurs recommandées pour les antennes des stations terriennes d'Intelsat en se référant au gain maximal dans l'axe du faisceau principal, sont :

- à l'émission :
- 14 dB pour le lobe secondaire
 - 29 dB pour les lobes secondaires plus loin de 1°

- à la réception :
- 14 dB pour le premier lobe secondaire
 - 26 dB pour les lobes secondaires plus loin de 1° .

6.3 Antennes de type Cassegrain

a) Antenne Cassegrain de type classique (fig.6.9) : la radiation électromagnétique venant de l'émetteur arrive sur le subréflecteur d'où elle est réfléchi vers le réflecteur principal. A partir du réflecteur principal chaque onde électromagnétique venant de l'émetteur passe en faisceau parallèle vers le satellite. Le subréflecteur a une forme d'hyperboloïde alors que le réflecteur principal est un paraboloïde.

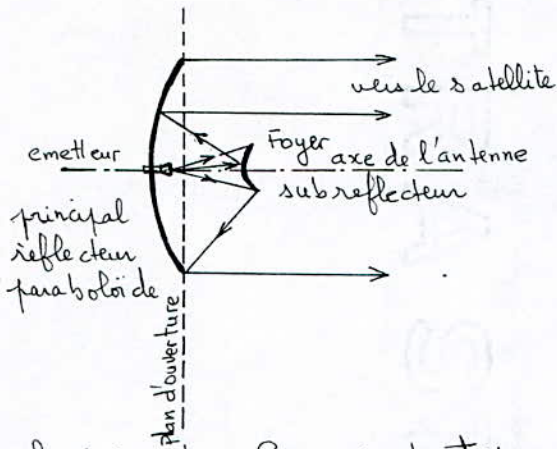


fig 6.9 antenne Cassegrain du type classique.

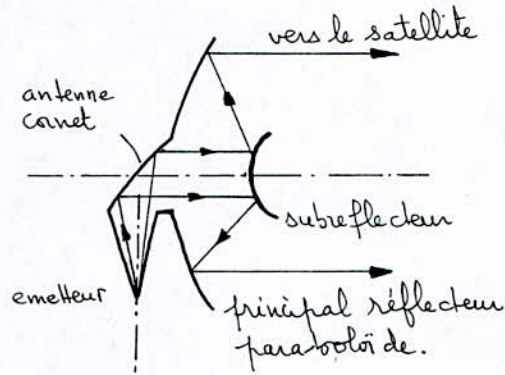


fig 6.10 antenne Cassegrain du type champ proche (où l'on observe la diffraction de Fresnel).

Le subréflecteur et son support sont localisés dans la zone du principal réflecteur et leur effet d'écran fait diminuer le rendement. La distance entre le réflecteur principal et le subréflecteur varie suivant la construction. Sa valeur caractéristique est le rapport de la distance focale F sur le diamètre D du principal parabololoïde. Si F/D égale $0,25$. Le subréflecteur est juste dans l'ouverture plane du principal parabololoïde. Cette valeur, ou presque, est fréquemment demandée.

Le type Cassegrain normal est généralement le plus utilisé dans les télécommunications spatiales. Il est relativement peu coûteux, son rendement et sa température de bruit sont meilleurs que ceux de n'importe quelle antenne réflecteur.

b) Antenne Cassegrain de type champ proche (figure 6.10) : A cause de l'insertion de l'antenne Cornet, l'émetteur est monté plus loin considérablement en arrière que dans le cas du type Cassegrain classique. Avec cet arrangement le front d'ondes planes peut aisément être produit et moins de spill-over (débordement) arriverait hors du subréflecteur. La condition d'une opération correcte est la coincidence des points focaux du principal réflecteur avec ceux du subréflecteur. Dans ce cas, l'onde plane arrivant de l'émetteur génère aussi une onde plane dans l'ouverture de l'antenne.

c) Antenne Cassegrain du type ouvert (fig. 6.11) : Dans les antennes Cassegrain de types classique et champ proche, le principal réflecteur est "blindé" par le subréflecteur et son support. Ceci fait décroître le rendement et augmenter le nombre de lobes secondaires. Dans le cas du Cassegrain ouvert, le subréflecteur est placé en dehors du faisceau du principal réflecteur parabololoïde, son avantage sur les deux autres est son rendement quelque peu meilleur, son inconvénient est, sans aucun doute, le bruit créé par une asymétrie géométrique .

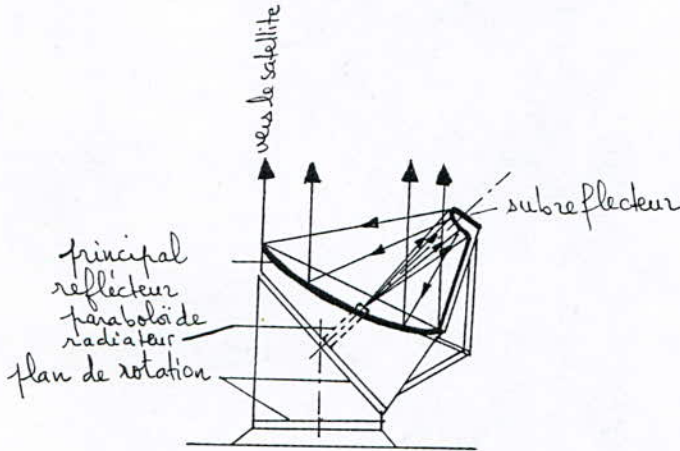


fig 6.11 antenne Cassegrain du type ouvert.

III - UN APERCU DES POSSIBILITES D'EVOLUTION DES ANTENNES FUTURES DE TELECOMMUNICATIONS

1 - INTRODUCTION

Il serait intéressant de spéculer sur ce qui peut être requis aux systèmes d'antennes dans le futur. Du point de vue le plus large, l'antenne peut être considérée comme un émetteur ou capteur, dans beaucoup de cas, un capteur actif, qui est la première ou la dernière liaison d'une chaîne complexe de traitement de signal.

2 - OUVERTURE D'ANTENNE

L'étendue et la configuration d'ouverture (fig.1) sont des contraintes fondamentales sur les performances d'une antenne.

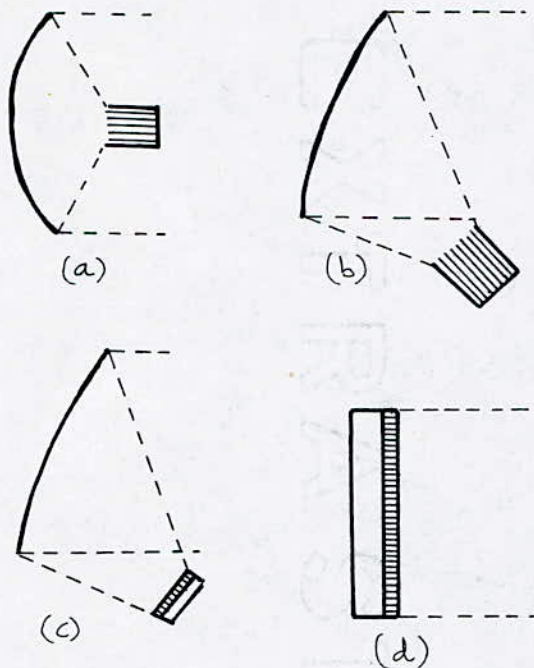


Fig 1.a Ouverture d'antenne utilisant un réflecteur à source multiple placé au foyer principal.

Fig 1.b Ouverture d'antenne utilisant un réflecteur à sources primaires décalées afin d'éviter le blocage.

Fig 1.c Ouverture d'antenne utilisant un réflecteur alimenté par un petit réseau à commande de phase.

Fig 1.d Ouverture d'antenne utilisant un réseau à commande de phase.

Aux hyperfréquences, l'ouverture peut aisément avoir les dimensions de plusieurs longueurs d'ondes. Dans les cas les plus simples, l'ouverture est définie par un cornet ou un réflecteur.

Des structures plus complexes incluent une lentille dans l'ouverture ou une ouverture comprenant un réseau de petits éléments individuellement commandables. L'utilisation de l'ouverture comme antenne inclue l'interconversion d'une distribution de champ d'ouverture spécifique spatialement étendue et la propagation d'onde électromagnétique sur une structure de ligne de transmission confinée.

L'antenne cornet a la plus faible souplesse ; elle contribue à la formation d'un faisceau fixe défini par la distribution du champ d'ouverture, déterminée par la géométrie du cornet et les modes d'excitation. L'antenne réflecteur cependant, commence à donner plus de tendance vers l'antenne à traitement de signal ; l'utilisation des sources multiples dans la région focale permet la formation de faisceaux en différents angles, quoique la portée de direction de faisceaux soit limitée à quelques longueurs (angulaires) de faisceau en portée optique ;

A de larges angles en portée optique, une dégradation sévère du diagramme de faisceau peut survenir, à moins que des réflecteurs à très grandes dimensions soient utilisés. Les antennes à sources multiples ne sont pas appropriées pour la formation d'un très grand nombre de faisceaux car il est difficile d'éviter le blocage d'ouverture produit par un grand groupement de sources, ni ne sont convenables pour des faisceaux à haut recouvrement, puisque la dimension géométrique des sources limite leur étroitesse d'espacement.

Les antennes lentilles offrent plus de souplesse, particulièrement eu égard à leur large portée d'angles sur lesquels se fait la formation de faisceaux. La limitation angulaire est essentiellement dictée par l'élargissement de la longueur de faisceau, associée à l'étroitesse de l'ouverture présentée. Les lentilles sont cependant assez peu utilisées, vu, peut-être, le grand volume qu'elles occupent comparées aux antennes réflecteurs.

L'antenne en réseau à commande de phase offre la meilleure souplesse. Elle permet un contrôle complet en amplitude et en phase de la distribution du champ d'ouverture. De plus, l'ouverture peut aisément être configurée sur une surface non plane (réseau conforme).

Les réseaux conformes ou du moins les réseaux planaires à bas profils, seront requis pour grand nombre d'applications nécessitant des systèmes produits en masse. Plus clairement, les structures d'antennes à circuits imprimés telles que les plaques microrubans qui sont facilement fabriquées en configurations de réseaux ont un très important rôle à jouer dans les futurs réseaux à commande de phase.

Comme avec l'antenne lentille, l'antenne réseau à commande de phase a une limitation d'angle commandant le faisceau ; pour les réseaux à éléments étroitement espacés, des faisceaux peuvent être typiquement formés jusqu'à 60° de la portée optique. Si un grand espacement entre les éléments est utilisé, une limitation angulaire apparaît nécessaire. Ceci est dû au grand nombre de lobes dans le diagramme de l'antenne. L'inconvénient majeur des réseaux à commande de phase est la nécessité de contrôler et de traiter l'information à chaque réseau comportant un très grand nombre d'éléments d'ouverture.

L'avantage des circuits intégrés d'hyperfréquences monolithiques (MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuits) et des VLSIC (Very Large Scale Integrated Circuits), circuits de logique intégrés à multiplicateur, est la facilité de réalisation d'importants nombres de parcours de signaux réglables identiques, mais le coût et la complexité rendent restreinte l'utilisation de tels systèmes aux spécialistes et principalement aux applications militaires.

Pour les applications ne nécessitant guère une souplesse extrême, bien que simples et plus fiables, les réseaux à commande de phase peuvent offrir d'intéressants résultats. Particulièrement, dans les applications à balayage limité, l'utilisation de quelques éléments étroitement espacés comme une source pour un réflecteur ou largement espacés dans leur ouverture, est très intéressante.

3 - LES EXIGENCES DES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS

Le plus simple système de télécommunication par satellite fait usage d'un satellite géostationnaire formant un faisceau global unique de quelques 18° d'ouverture donnant une couverture terrestre hémisphérique proche.

Trois satellites sont nécessaires pour une entière couverture de la terre.

La capacité des voies de communication est limitée par la puissance R.F. disponible au niveau du satellite, et les demandes projetées montrent que tous les systèmes seront vite et bientôt saturés. Une capacité croissante des voies (bandes, canaux) peut être obtenue par l'utilisation de faisceaux étroits multiples pour assurer la couverture de la terre. Cela permet à la puissance R.F. disponible d'être concentrée dans les régions où le trafic est élevé et permet également d'autres augmentations de capacité à travers des fréquences réutilisées entre des faisceaux ne se chevauchant pas.

L'utilisation des antennes à faisceaux multiples ou antennes assurant une couverture plus localisée peut donner une haute densité de puissance R.F. au niveau du récepteur terminal terrien.

4 - CONCLUSION :

Plusieurs possibilités d'évolution des antennes futures apparaissent. Beaucoup d'antennes seront conçues sur le principe de l'antenne réseau à commande de phase, celle-ci n'étant pas comme on l'imagine habituellement, une énorme structure composée de milliers d'éléments mais plutôt l'assemblage d'un nombre relativement petit d'éléments dont on peut régler les paramètres. La caractéristique la plus importante de ces antennes sera leur aptitude à faire du traitement "intelligent" du signal car elles pourront générer des faisceaux multiples et adapter le diagramme de rayonnement .

B - ETUDE ET CONCEPTION DES STRUCTURES RAYONNANTES
MICRORUBANS

INTRODUCTION

La technique des circuits imprimés, qui a révolutionné le domaine de l'électronique, s'est peu à peu étendue à celui des hyperfréquences (bande des gigahertz). Elle y est employée pour réaliser des lignes de transmission et, plus récemment, des antennes.

Un circuit imprimé est formé d'un substrat mince en matériau isolant (diélectrique) sur lequel sont déposées de fines couches métalliques. En hyperfréquences, il est usuel de métalliser tout un côté de substrat (plan de masse), tandis que l'autre côté n'est recouvert que partiellement de métal (conducteur supérieur). On parle alors de structure microruban.

Dans certaines applications particulières, on fait également usage de plusieurs couches diélectriques, entre lesquelles sont déposés des conducteurs métalliques. Lorsque le niveau de puissance du signal le permet, les circuits ainsi réalisés remplacent avantageusement les montages plus traditionnels en guide d'ondes, qui sont lourds et encombrants. Ils ont trouvé de nombreuses applications dans le traitement du signal hyperfréquence, soit du côté réception, soit du côté mise en forme du signal avant l'amplification de puissance. Des systèmes à faible niveau de signal sont même réalisés entièrement en circuit microruban, y compris les antennes.

Il est, par ailleurs, beaucoup plus facile d'implanter un composant dans un circuit imprimé que dans un guide d'ondes. Dans ce dernier cas, il faut pratiquement toujours fabriquer une monture adéquate, en usinant des pièces métalliques et diélectriques qu'il faut ensuite assembler. En revanche, des éléments discrets peuvent très facilement être soudés ou collés sur une structure en microruban.

La faible épaisseur du substrat, généralement inférieure au millimètre, est un atout majeur pour les antennes destinées aux applications aérospatiales. Comme certains substrats sont flexibles, ces antennes peuvent être intimement plaquées sur la surface externe d'un satellite ou d'un avion (antennes conformées).

- L'emploi de masques et de techniques photographiques permet de reproduire en grand nombre des pièces pratiquement identiques. Pour les antennes, on peut ainsi assembler des éléments rayonnants pour former des réseaux. Cette propriété de duplication est aussi fort attrayante pour la production en grande série, actuellement à l'étude pour les antennes destinées à la réception directe de télévision par satellite. Il ne suffit cependant pas que le procédé de fabrication soit peu coûteux : il faut encore que les matériaux utilisés le soient aussi ! Ces divers avantages sont assortis d'inconvénients, qu'il ne faut pas négliger et qui seront considérés plus en détail dans les chapitres qui suivent.

Les antennes en microruban ont, en général, un faible rendement qui résulte de la concentration des champs dans le substrat diélectrique entre les deux lames métalliques. La présence d'onde de surface peut produire des couplages parasites entre éléments, qui rendent difficile le contrôle des lobes secondaires d'une antenne en réseau. Comme on fait le plus souvent usage de structures résonnantes, la bande passante obtenue n'est que de quelques pour cent. Pour l'élargir, il faut combiner plusieurs résonnances.

Ces structures sont complexes du point de vue électromagnétique, par suite de leur caractère inhomogène. Des modèles simplifiés sont souvent utilisés pour leur étude. Pour la plupart, il n'ont cependant qu'une validité restreinte, dont la limite est difficile à définir. Quant aux modèles plus élaborés, ils mènent à des relations d'une telle complexité mathématique que leur résolution, même à l'ordinateur, reste problématique.

I - ANTENNES MICRORUBANS

1.1 HISTORIQUE :

Le concept des antennes microrubans a été proposé pour la première fois par Deschamps aux environs de 1953. Cependant, ce n'est que trente ans plus tard que des antennes pratiques furent fabriquées. On présenta également des modèles théoriques et des techniques de photogravure sur du cuivre ou sur du cuivre ou sur des substrats diélectriques recouverts de feuilles d'or possédant une large gamme de constantes diélectriques et des propriétés attractives, thermiques et mécaniques et avec de faibles angles de perte. Les premières antennes pratiques furent développées par Howell et Munson vers la fin de 1970.

DEFINITION D'UNE ANTENNE MICRORUBAN

Comme il est montré en figure 1.1., une antenne microruban, dans sa configuration la plus simple, consiste en une plaque diélectrique qui rayonne sur l'une de ses faces ($\epsilon_r \leq 10$). L'autre face constitue le plan de masse. Les plaques conductrices, normalement en cuivre ou en or, peuvent virtuellement prendre toute forme, mais des formes conventionnelles sont généralement utilisées pour simplifier l'analyse et optimiser les performances. Idéalement, la constante diélectrique, ϵ_r du substrat doit être faible ($\epsilon_r \approx 2.5$)

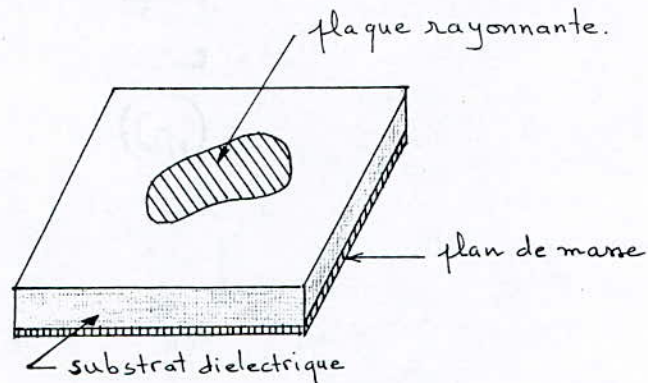


fig 1.1 configuration d'une antenne microruban.

Les antennes microrubans comparées aux autres antennes microondes possèdent de nombreux avantages parmi lesquels plusieurs applications sur une bande de fréquence s'étendant de 100 MHz à 50 GHz.

1.2 CHAMP DE RAYONNEMENT :

Le rayonnement des antennes microrubans est créé par les champs extrêmes entre le bord du conducteur de l'antenne et le plan de masse.

1.2. 1 - Mécanisme de rayonnement

Le rayonnement des antennes microrubans peut être étudié en considérant le cas simple d'une plaque microruban, longue d'une fraction de longueur d'onde, au dessus d'un plan de masse comme il est montré en fig 1.2 (a).

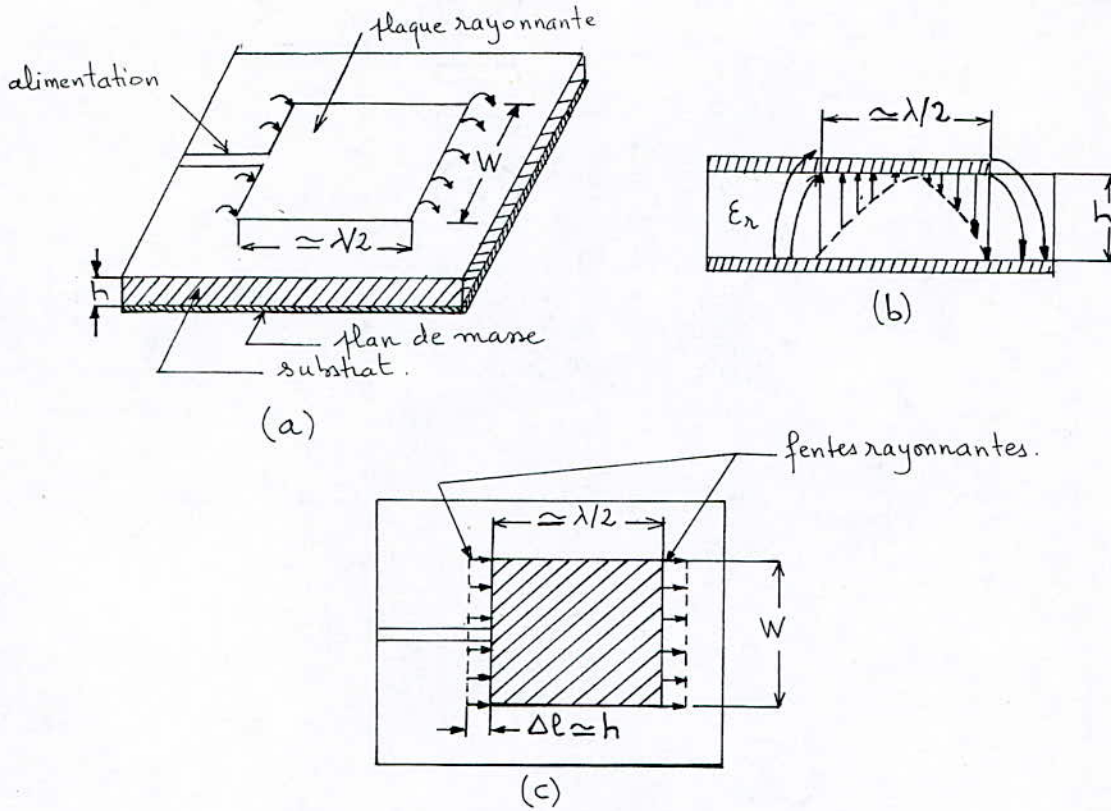


fig 1.2 (a) /antenne plaque rectangulaire
 (b) /vue de côté (c)/vue de haut

N'assumant aucune variation du champ électrique en largeur comme en épaisseur dans la structure microruban, la configuration du champ électrique de l'antenne peut être représentée comme dans la figure 1.2 (b). Le champ varie le long de la plaque dont la longueur est de l'ordre de la demi longueur d'onde. Le rayonnement peut être attribué essentiellement aux champs d'extrémité sur les bords en circuits ouverts de la plaque. Le champ à l'extrémité peut être déterminé à partir de ses composantes tangentielle et normale au plan de masse. Les composantes normales sont déphasées car la ligne collée (ou soudée) a une longueur de $\lambda/2$. Ainsi, le champ lointain créé par leur effet s'annule dans la direction à grande ouverture. Les composantes tangentielles (parallèles au plan de masse) sont en phase et les champs résultant se combinent de façon à donner un champ rayonné maximum normal à la surface de la structure, c'est à dire la direction à grande ouverture. Ainsi donc, la plaque peut être représentée par deux fentes de $\lambda/2$ de côté (fig 1.2 (c)) excitées en phase et rayonnant dans le demi-espace au dessus du plan de masse.

1.2.2 Champs de rayonnement :

Les champs de rayonnement des antennes microrubans peuvent être déterminés à partir de diverses conditions sur les courants et les distributions le long de la structure. Trois formulations de sources de courant produisant les mêmes champs lointains sont données en figure 1.3.

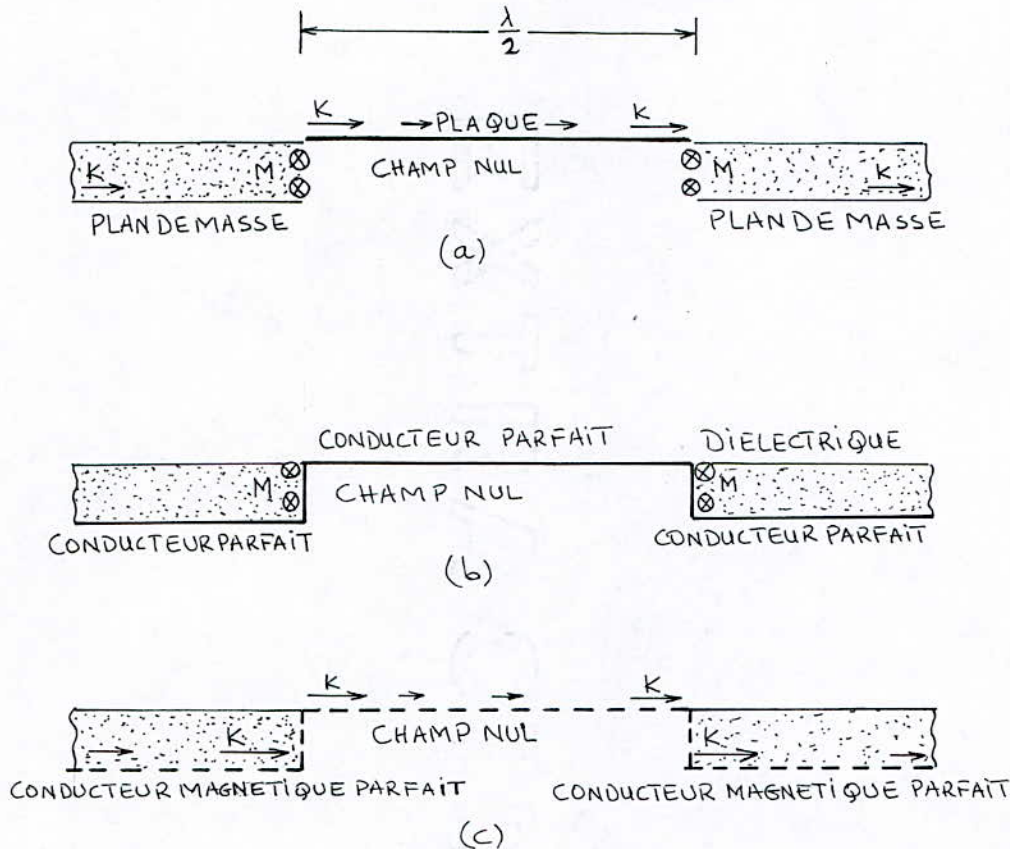


Figure 1.3/ Trois formulations de sources de courant produisant le même champ lointain.

- (a) \vec{K} et \vec{M}
- (b) \vec{M} seul plus un conducteur électrique parfait
- (c) \vec{K} seul plus un conducteur magnétique parfait

Les courants de surface magnétique et électrique sont tous les deux considérés en figure 1.3 (a). Le champ lointain peut être calculé aussi à partir du courant magnétique \vec{M} seul en présence d'un conducteur électrique parfait (fig 1.3 (b)). La densité de courant électrique tangentiel produit un champ nul dans la région du champ lointain. Comme le montre la figure 1.3 (c), le champ lointain peut également être calculé à partir du courant électrique \vec{K} seul en présence d'un conducteur magnétique parfait. Par exemple, la formulation du dernier cas est justifiée sur la base des conditions aux limites :

$$\left. \begin{array}{l} \bar{\mathbf{E}} \times \hat{\mathbf{N}} = 0 \\ \hat{\mathbf{N}} \times \bar{\mathbf{H}} = 0 \end{array} \right\} \text{ sur la plaque et sur le plan de masse (1.1)}$$

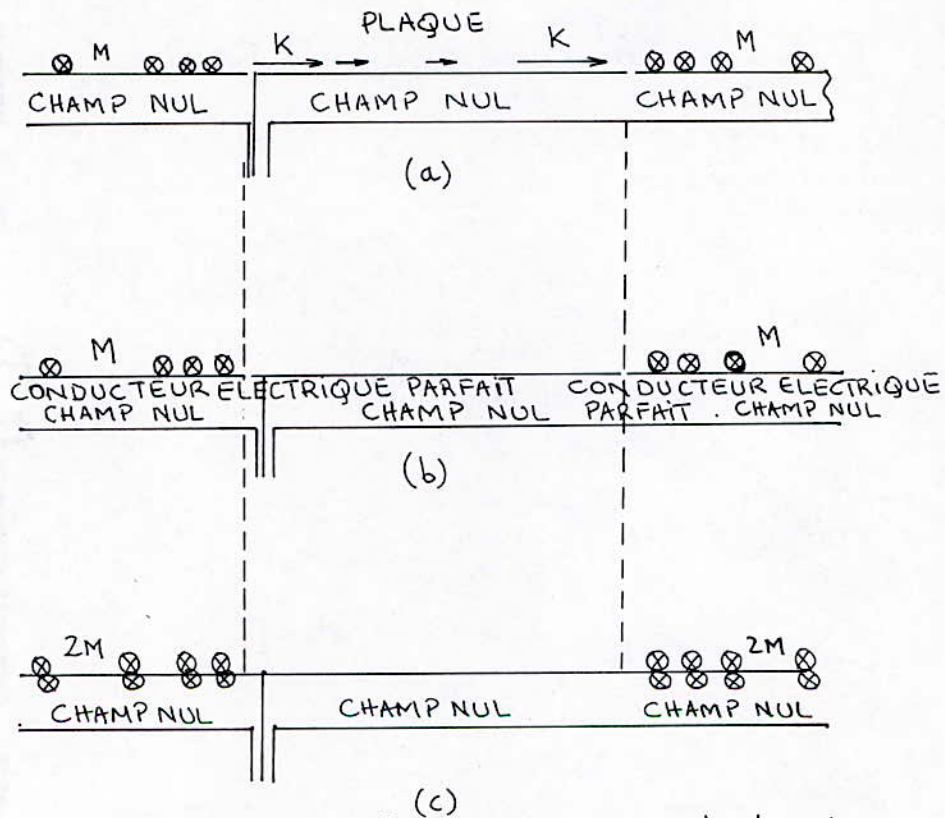
où $\hat{\mathbf{N}}$ est le vecteur unité normal à la surface, $\bar{\mathbf{E}}$ et $\bar{\mathbf{H}}$ sont les champs électrique et magnétique tangents à l'intérieur de l'antenne microruban. D'autres sources de courant de surface équivalentes sont données en fig.1.4. Ces sources produisent des champs lointains dans le demi-espace au dessus de la plaque et un champ nul au dessous du plan de masse. Dans la figure 1.4 (a) les courants électrique et magnétique sont considérés dans un plan. Cela est équivalent à un courant magnétique unique en présence d'un conducteur électrique parfait comme le montre la figure 1.4 (b). La figure 1.4 (c) montre une autre équivalence qui utilise la théorie des images ; dans ce cas, le conducteur parfait est déplacé et la densité de courant surfacique magnétique est doublée. Quoique l'image doit être considérée par rapport au plan de masse, elle est donnée dans la figure 1.4 (c) comme étant considérée par rapport à la surface du substrat puisque $h \ll \lambda_0$; dans ce cas, le plan de masse est pris comme étant infini. Les dimensions pratiques des plans de masse s'estiment en général à plusieurs longueurs d'onde, de façon à ce que la supposition faite ci-dessus soit justifiée pour le calcul des diagrammes de rayonnement des champs lointains. Cependant, pour des angles à proximité du plan, les effets de la diffraction de bord doivent être pris en compte.

Dans chacun des cas présentés ci-dessus, une distribution exacte du courant doit être connue de façon à évaluer avec précision les champs lointains. Si le diélectrique est isotropique, homogénéité, perte, conductivité du microruban et plan de masse sont infinis. Les courants surfaciques peuvent être écrits en termes de champs tangentiels électrique ($\bar{\mathbf{E}}$) et magnétique ($\bar{\mathbf{H}}$) comme :

$$\bar{\mathbf{K}} = \hat{\mathbf{N}} \times \bar{\mathbf{H}} \quad (1.2 \text{ a})$$

$$\bar{\mathbf{M}} = \bar{\mathbf{E}} \times \hat{\mathbf{N}} \quad (1.2 \text{ b})$$

où $\hat{\mathbf{N}}$ est le vecteur unité normal à la surface. Les équations (1.2) se rapportent aux champs à l'intérieur de l'antenne microruban de courants surfaciques (fig 1.4 (d)) pour la simplicité, les courants sur la surface du haut et celle du bas de la plaque sont pris comme identiques.



(c)
Fig 1.4 / Trois autres formulations équivalentes de sources de courant surfacique
(a) K et M
(b) M seul plus un conducteur électrique parfait et
(c) $2M$ seul, quand $h \ll \lambda_0$.

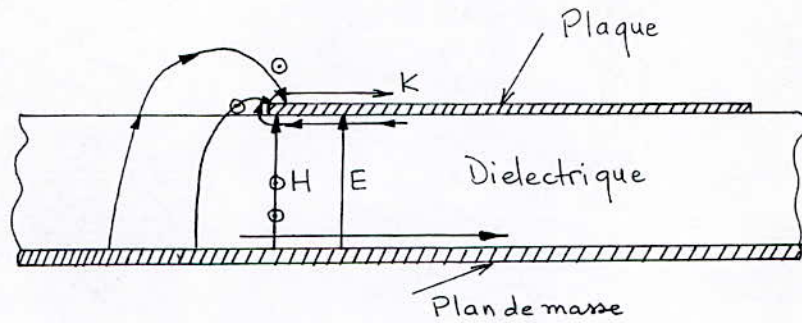


fig. 1.4 (d) / champs et densité de courant électrique sur le bord rayonnant de l'antenne microruban.

Les fonctions de potentiel donnent une méthode simple pour trouver les champs de rayonnement dus aux courants surfaciques. La première traduit l'existence des courants électriques uniquement. Les champs en tout point $p(r, \theta, \phi)$ extérieur à l'antenne microruban peuvent être écrits ainsi :

$$\vec{E}^e(r) = \frac{-j}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - j\omega\vec{A} \quad (1.3)$$

$$\vec{H}^e(r) = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (1.4)$$

où ϵ est la permittivité et μ la perméabilité du milieu, l'exposant e dénote le champ dû aux courants électriques, ω est la fréquence angulaire, \vec{A} est le potentiel-vecteur magnétique donné par :

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_S \vec{K}(r') \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dS' \quad (1.5)$$

où k_0 est le nombre d'onde dans le vide et $\vec{K}(r')$ est la densité de courant électrique surfacique en un point de rayon r' à partir de l'origine comme c'est montré en fig 1.5 (a)

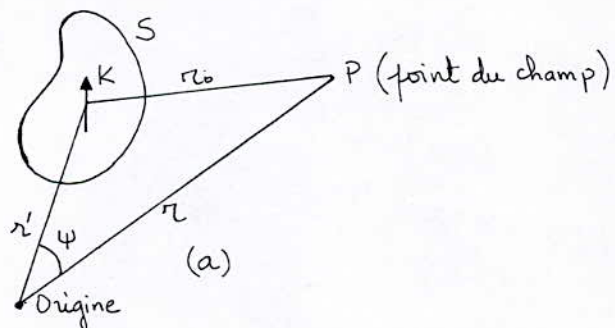


fig 1.5 (a) / source de courant arbitraire

De façon similaire et en utilisant le potentiel vecteur électrique \vec{F} , les champs dus au courant magnétique peuvent être écrits :

$$\bar{E}^m(\underline{r}) = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F} \quad (1.6)$$

$$\bar{H}^m(\underline{r}) = -\frac{j}{\omega \mu \epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{F}) - j\omega \bar{F} \quad (1.7)$$

où la suscription m dénote le champ dû au courant magnétique. Le potentiel vecteur électrique \bar{F} est donné par :

$$\bar{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint_S \bar{M}(\underline{r}') \frac{e^{-jk_0 |\underline{r} - \underline{r}'|}}{|\underline{r} - \underline{r}'|} dS' \quad (1.8)$$

Pour la simplicité, la dépendance du temps $e^{j\omega t}$ de tout champ et courant est omise. Les champs résultants sont :

$$\bar{E}(\underline{r}) = \bar{E}^e + \bar{E}^m = -\frac{j}{\omega \mu \epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{A}) - j\omega \bar{A} - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F} \quad (1.9)$$

$$\bar{H}(\underline{r}) = \bar{H}^e + \bar{H}^m = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} - \frac{j}{\omega \mu \epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{F}) - j\omega \bar{F} \quad (1.10)$$

Les potentiels-vecteurs électrique et magnétique sont solutions de l'équation d'onde suivante :

$$\nabla^2 \begin{pmatrix} \bar{A} \\ \bar{F} \end{pmatrix} + \omega^2 \mu \epsilon \begin{pmatrix} \bar{A} \\ \bar{F} \end{pmatrix} = 0 \quad (1.11)$$

Les composantes du champ significatives sont uniquement celles qui sont transversales à la direction de propagation. En ne considérant que les courants électriques, l'équation (1.9) devient :

$$\bar{E}(\underline{r}) = -j\omega \bar{A} \quad (1.12)$$

et dans le vide

$$\bar{H}(\underline{r}) = \bar{E}(\underline{r}) / \eta_0 \quad (1.13)$$

et pour des courants magnétiques,

$$\bar{H}(\underline{r}) = -j\omega \bar{F} \quad (1.14)$$

$$\bar{E}(\underline{r}) = \eta_0 \bar{H}(\underline{r}) \quad (1.15)$$

où η_0 est l'impédance du vide (120π Ohms)

Les champs lointains sont déterminés sous la condition $r \gg r'$ ou $r \gg 2 L^2 / \lambda$ où L est la plus grande dimension de l'ouverture.

De là, et à partir des relations (1.5) et (1.12) :

$$\bar{E}(r) = -j \frac{\omega \mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \iint_S \bar{K}(r') e^{jk_0 r' \cos \psi} dS' \quad (1.16)$$

et à partir de (1.8) et (1.14)

$$\bar{H}(r) = -j \frac{\omega \epsilon}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r'} \iint_S \bar{M}(r') e^{jk_0 r' \cos \psi} dS' \quad (1.17)$$

où ψ est l'angle entre les directions r et r' .

Champ lointain d'une source rectangulaire :

Considérons une plaque de courant électrique rectangulaire bidimensionnelle et le système de coordonnées comme montré en figure 1.5 (b).

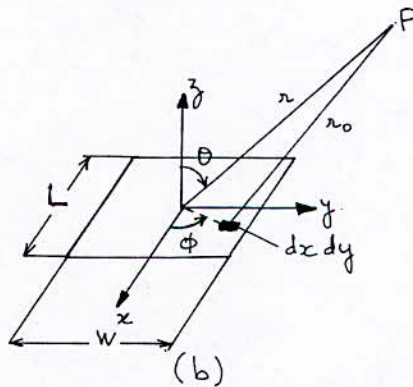


fig. 1.5 (b) / plaque de courant rectangulaire

l'expression du potentiel vecteur est :

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \bar{K}(x,y) e^{jk_0(x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi)} dx dy \quad (1.18)$$

où L et W sont la longueur et la largeur de la plaque de courant.

Si $\bar{K}(x,y) = K_x(x,y) \hat{x} + K_y(x,y) \hat{y}$ où \hat{x} et \hat{y} sont les vecteurs unitaires dans les directions x et y alors :

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} (K_x(x,y) \hat{x} + K_y(x,y) \hat{y}) e^{jk_0(x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi)} dx dy \quad (1.19)$$

Les composantes du potentiel-vecteur magnétique sont :

$$A_x = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} K_x(x,y) e^{jk_0(x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi)} dx dy \quad (1.20 a)$$

$$A_y = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} K_y(x,y) e^{jk_0(x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi)} dx dy$$

$$A_z = 0 \quad (1.20 b)$$

pour tout vecteur \vec{T} , le passage des coordonnées rectangulaires aux coordonnées sphériques peut être obtenu à l'aide de la matrice :

$$\begin{bmatrix} T_r \\ T_\theta \\ T_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos\phi & \sin\theta \sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

de là, et à partir de (1.12) les expressions du champ électrique peuvent être obtenues en fonction de A_x et A_y :

$$E_\theta = -j\omega A_x \cos\theta \cos\phi - j\omega A_y \cos\theta \sin\phi \quad (1.22 a)$$

$$E_\phi = j\omega A_x \sin\phi - j\omega A_y \cos\phi \quad (1.22 b)$$

Des expressions similaires peuvent être utilisées pour décrire le champ magnétique en fonction des composantes du potentiel-vecteur électrique F_x et F_y .

. Champ lointain d'une source circulaire :

Considérons une plaque de courant électrique circulaire et plane (fig. 1.5 (c))

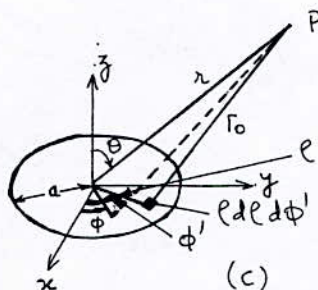


fig. 1.5 (c)/ Plaque de courant circulaire.

Le potentiel vecteur de la zone lointaine est donné par :

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_0^{2\pi} \int_0^a \bar{k}(\rho, \phi') e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi' - \phi)} \rho d\rho d\phi' \quad (1.23)$$

où (r, θ, ϕ) sont les coordonnées sphériques et (ρ, ϕ', z') le système de coordonnées cylindriques.

$$\text{Si } \bar{k}(\rho, \phi') = k_\rho(\rho, \phi') \hat{\rho} + k_\phi(\rho, \phi') \hat{\phi}'$$

où $\hat{\rho}$ et $\hat{\phi}'$ sont des vecteurs unitaires dans les directions ρ et ϕ' respectivement, alors

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_0^{2\pi} \int_0^a (k_\rho(\rho, \phi') \hat{\rho} + k_\phi(\rho, \phi') \hat{\phi}') e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi' - \phi)} \rho d\rho d\phi' \quad (1.24)$$

pour tout vecteur \bar{T} , le passage des coordonnées cylindriques aux coordonnées sphériques peut être réalisé à l'aide de la matrice :

$$\begin{bmatrix} T_\rho \\ T_\theta \\ T_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos(\phi' - \phi) & -\sin\theta \sin(\phi' - \phi) & \cos\theta \\ \cos\theta \cos(\phi' - \phi) & -\cos\theta \sin(\phi' - \phi) & \sin\theta \\ \sin(\phi' - \phi) & \cos(\phi' - \phi) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_\rho \\ T_\phi \\ T_z \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Ainsi, en utilisant (1.12) et (1.25), les composantes du champ électrique peuvent être écrites :

$$E_\theta = -j\omega A_\theta \quad (1.26 a)$$

$$E_\phi = -j\omega A_\phi \quad (1.26 b)$$

$$\text{où } A_\theta = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos\theta \int_0^{2\pi} \int_0^a \left\{ k_\rho(\rho, \phi') \cos(\phi' - \phi) - k_\phi(\rho, \phi') \sin(\phi' - \phi) \right\} e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi' - \phi)} \rho d\rho d\phi' \quad (1.27a)$$

$$A_\phi = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sin\theta \int_0^{2\pi} \int_0^a \left\{ k_\rho(\rho, \phi') \sin(\phi' - \phi) + k_\phi(\rho, \phi') \cos(\phi' - \phi) \right\} e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi' - \phi)} \rho d\rho d\phi' \quad (1.27b)$$

Des expressions similaires peuvent être écrites pour les composantes F_{θ} et F_{ϕ} du potentiel vecteur-électrique.

Une fois les champs de rayonnement connus, tous les autres paramètres de l'antenne seront rapidement obtenus. Des expressions applicables à d'autres géométries telles que celles triangulaire, pentagonale, elliptique, etc, peuvent être tirées de façons similaires à celles utilisées pour les plaques circulaire et rectangulaire.

1.2.3 Calculs relatifs à l'antenne microruban

a) puissance rayonnée

Elle est déterminée en intégrant le vecteur de Poyting sur l'ouverture de rayonnement.

$$P_r = \frac{1}{2} \oint_e \iint_{\text{ouverture}} (\bar{E} \times \bar{H}^*) \cdot d\bar{S} \quad (1.28)$$

Dans le cas des antennes microrubans \bar{E} est normal au ruban conducteur et au plan de masse et \bar{H} est parallèle au bord de la plaque.

b) puissance dissipée

La puissance dissipée dans une antenne microruban comporte la perte dans le conducteur (P_c) et la perte dans le diélectrique (P_d). P_c peut être évaluée à l'aide de la relation $\bar{I}^2 R$ en intégrant sur la plaque et sur le plan de masse

$$P_c = 2 \frac{R_s}{2} \iint_S (\bar{K} \cdot \bar{K}^*) ds \quad (1.29)$$

où R_s est la partie réelle de l'impédance de surface, S est la surface de la plaque. Dans l'équation (1.29), la densité du courant de surface, \bar{K} , est rapidement obtenue comme composante tangentielle du champ magnétique.

La perte dans le diélectrique peut être déterminée en intégrant le champ électrique à l'intérieur de la cavité microruban sur le volume V .

$$P_d = \frac{\omega \epsilon''}{2} \iiint_V |E|^2 dV \quad (1.30)$$

où ω est la fréquence angulaire et ϵ'' la composante imaginaire de la permittivité ϵ .

c) énergie stockée

Les énergies électrique et magnétique moyennes dans le temps, stockées dans une cavité, sont égales à la résonance.

L'énergie totale est donc la somme de ces deux énergies

$$W_T = W_e + W_m = \frac{1}{4} \iiint_V (\epsilon |E|^2 + \mu |H|^2) dV \quad (1.31)$$

où μ est la perméabilité.

Elle peut être simplifiée à

$$W_T = \frac{1}{2} \epsilon h \iint_S |E|^2 dS \quad (1.32)$$

d) impédance d'entrée

Puisque toutes les antennes microrubans sont excitées à partir de la source, le calcul de l'impédance d'entrée est particulièrement significatif. Les antennes microrubans peuvent être alimentées par une ligne coaxiale ou une ligne microruban. Pour une antenne microruban alimentée par un coaxial, la puissance d'entrée peut être calculée par :

$$P_{in}^c = - \iiint_V \bar{E} \cdot \bar{J}^* dV \quad (1.33)$$

où \bar{J} est la densité du courant électrique ($A \cdot m^{-2}$) due à une source d'alimentation par coaxial, l'exposant c dénote l'alimentation par coaxial. Si le courant du coaxial est dans la direction des z et est assumé à être électriquement mince, l'équation (1.33) devient :

$$P_{in}^c = - \int_0^h E(x_0, y_0) \bar{I}^*(z') dz' \quad (1.34)$$

où (x_0, y_0) sont les coordonnées du point d'alimentation. Le signe prime est relatif à la source. L'impédance d'entrée peut être calculée en utilisant la relation $P_{in} = |I_{in}|^2 Z_{in}$ avec l'équation (1.34) comme :

$$Z_{in} = - \frac{1}{|I_{in}|^2} \int_0^h E(x_0, y_0) \bar{I}^*(z') dz' \quad (1.35)$$

quand $h \ll \lambda_0$, E et $\bar{I}(z')$ sont constants alors

$$Z_{in} = V_{in} / I_{in} \quad (1.36)$$

$$\text{où } V_{in} = - \int_0^h E(x_0, y_0) dz' = -h \bar{E}(x_0, y_0) \quad (1.37)$$

pour une antenne microruban alimentée par une ligne microruban, la puissance d'entrée est donnée par

$$P_{in}^m = \iiint_V \bar{H}^* \cdot \bar{I}_m dV \quad (1.38)$$

où \bar{I}_m est la densité de courant magnétique due à la ligne d'alimentation microruban.

l'exposant m dénote l'alimentation par microruban.

l'admittance d'entrée est donc :

$$Y_{in} = \frac{1}{(V_{in})^2} \int_0^W [H(x_1, y_1)]_{\ell}^* v(\ell) d\ell \quad (1.39)$$

où W est la largeur du conducteur microruban, $V(\ell)$ la tension entre la plaque et le plan de masse au point de connexion de la ligne d'alimentation, ℓ dénote la longueur de la ligne le long du bord de la plaque et (x_1, y_1) sont les coordonnées du point d'alimentation par ligne microruban.

Pour des rubans étroits $V(\ell)$ est essentiellement réduite à V_{in} si h est petit, le courant d'entrée sur le côté inférieur du conducteur de la ligne microruban supérieur est $I_{in} = W H(x_1, y_1)$, dans ce cas

$$Y_{in} = (I_{in}/V_{in})^*$$

1.3 Les différentes configurations de l'antenne microruban

Les antennes microrubans sont caractérisées par plus de paramètres que puissent l'être les antennes microondes conventionnelles. Elles peuvent avoir toute forme et n'importe quelles dimensions. Cependant, toutes les antennes microrubans peuvent être divisées en trois catégories de base : les antennes microrubans plaques, à ondes progressives et à fentes.

Dans notre étude, on se limitera aux antennes microrubans plaques uniquement.

1.3.1. : les antennes microrubans plaques : l'antenne microruban plaque (M.P.A : Microstrip Patch Antenna) consiste en une plaque conductrice de géométrie plane quelconque sur l'une des faces d'un substrat diélectrique dont l'autre face constitue le plan de masse. Diverses configurations rencontrées très souvent sont données en fig. 1.6

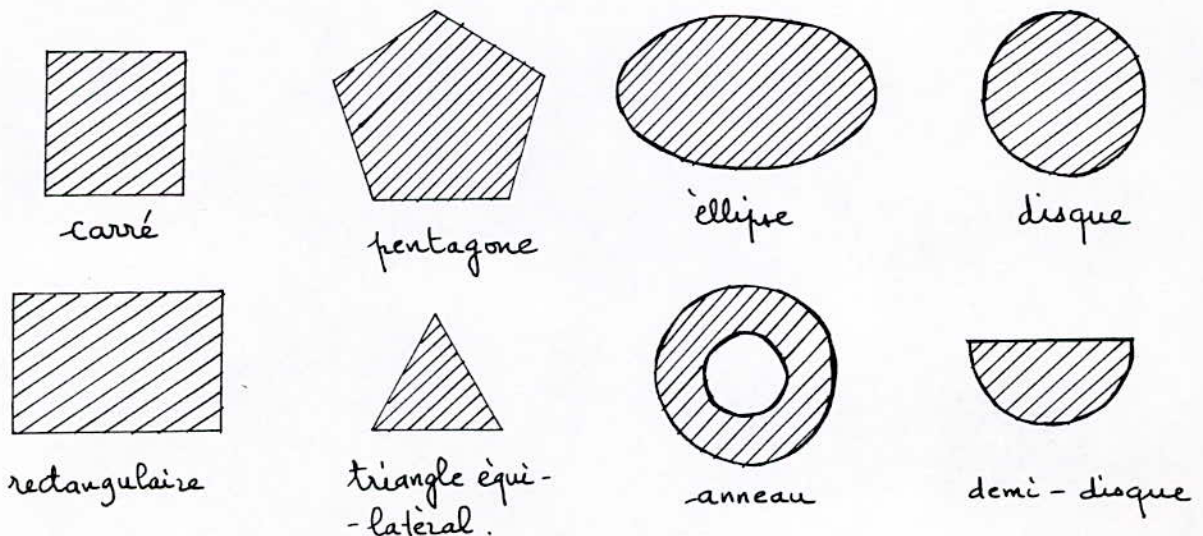


fig 1.6 / Diverses configurations d'antennes plaques rencontrées en pratique

1.4 Technique d'excitation

La plupart des antennes microrubans ont les éléments rayonnants sur l'une des faces du substrat diélectrique et peuvent être, ainsi, alimentés par une ligne microruban ou par une ligne coaxiale.

1.4.1 Alimentation par microruban : les arrangements des alimentations par microrubans centrées et décentrées sont donnés en figure 1.7.

L'emplacement du point d'alimentation affecte les caractéristiques de rayonnement et détermine le mode qui est excité. Une fois les dimensions de l'élément rayonnant déterminées, on continue l'adaptation comme suit : la plaque d'antenne alimentée par le centre est attaquée par une ligne d'alimentation de 50Ω . L'impédance d'entrée est mesurée et un transformateur d'adaptation est conçu. L'antenne est reconstruite en incorporant la section d'adaptation entre l'élément d'antenne et la ligne d'alimentation. Si la géométrie de l'antenne supporte uniquement le mode dominant, la ligne d'alimentation microruban peut être déplacée vers un coin de façon à obtenir un bon accord.

Le changement de l'emplacement du point d'alimentation peut créer un petit glissement de la fréquence de résonance, dû en premier au changement de couplage entre la ligne d'alimentation et l'antenne.

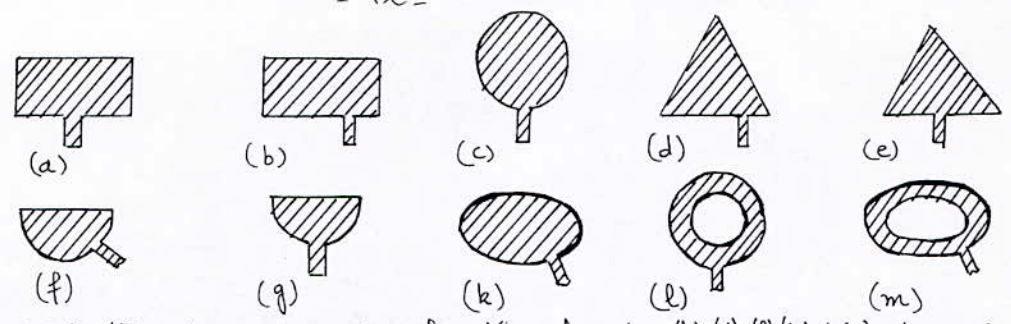
Les glissements de la fréquence de résonance peuvent être compensés en changeant légèrement les dimensions de la plaque.

. Conception de l'alimentation par microruban

Pour les alimentations par microruban, la source peut être conçue en utilisant le principe d'Huygens, à l'aide d'un ruban de courant électrique dirigé suivant l'axe des z et ayant en retour une paroi magnétique. Pour des lignes microrubans minces, ce courant est faible à la limite de toute la plaque, sauf au voisinage immédiat de l'alimentation.

Dans le cas idéal, la source d'alimentation est conçue au moyen d'un ruban de courant uniforme (fig.1.8). A la limite, la largeur du ruban de courant sera égale à celle de la ligne d'alimentation.

L'effet de l'alimentation sur l'impédance d'entrée ajoute une composante de réactance inductive qui peut être calculée à partir des dimensions de ruban de courant.



(a), (c), (e), (g), (i), (k), (m): antennes microrubans alimentées par le centre; (b), (d), (f), (h) et (j) antennes microrubans à alimentation décentrée.

fig 1.7 / Antennes microrubans alimentées par microruban.

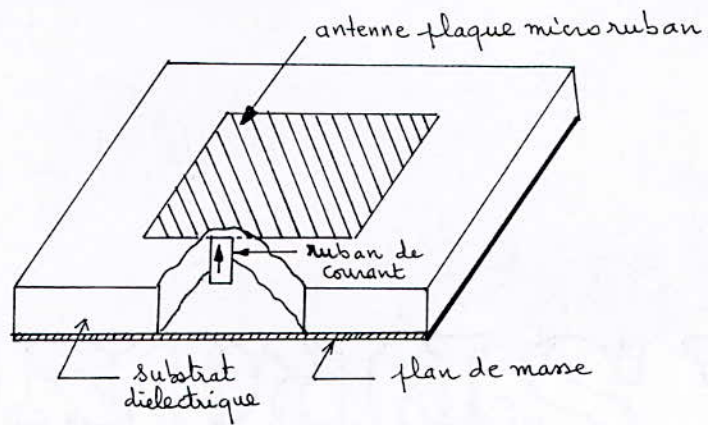


fig 1.8 / Conception de l'alimentation par microruban

1.4. 2 Alimentation par coaxial : Divers types d'excitations par coaxial sont donnés en fig. 1.9.

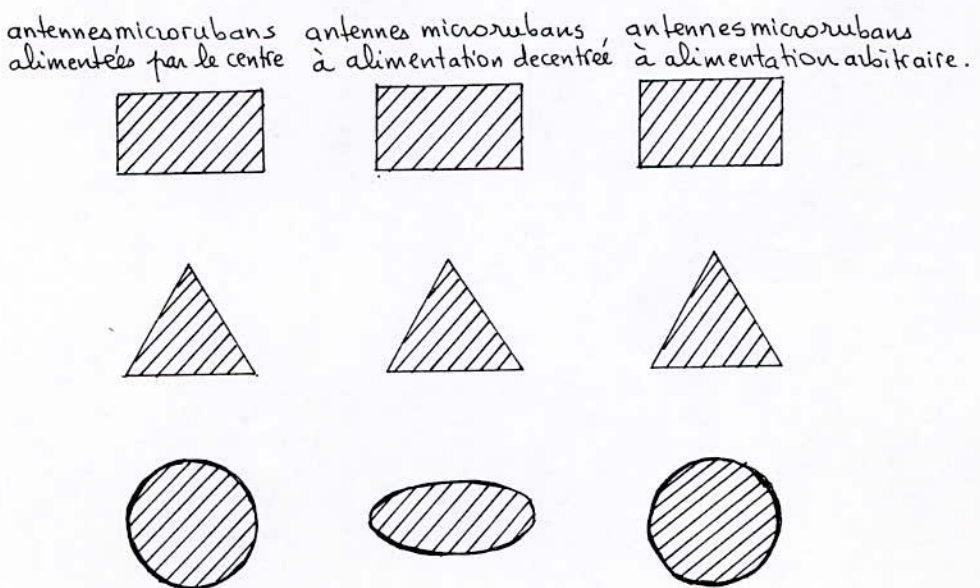


fig. 1.9 / Antennes microrubans alimentées par coaxial

Dans tous les cas, le connecteur du coaxial est placé sur la face arrière de la plaque du circuit imprimé. Le conducteur central du coaxial est attaché au conducteur de l'antenne. L'emplacement du connecteur est déterminé empiriquement pour un mode donné de façon à avoir le meilleur accord.

Une antenne microruban typique utilisant un connecteur coaxial de type N est donnée en fig. 1.10.

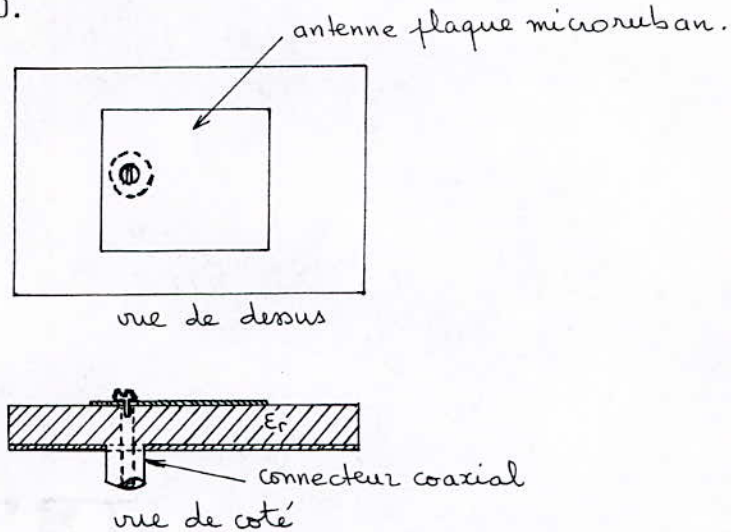


Fig 1.10 / Antenne microruban alimentée par ligne coaxial

Conception de l'alimentation par coaxial

L'alimentation par coaxial utilisant le principe d'Huygens peut être réalisée à l'aide d'une bande cylindrique de courant électrique se déplaçant du bas vers le haut du conducteur et qui est entourée par un anneau ruban de courant magnétique dans le plan de masse. Ici, l'ouverture dans le plan de masse est terminée par une paroi électrique.

Une simplification permet de négliger la contribution du courant magnétique et considère le courant électrique comme étant uniforme sur le cylindre.

Une idéalisation qui simplifie le calcul remplace le cylindre de courant par un ruban de courant uniforme, comme dans le cas de l'alimentation par microruban, d'une largeur d'alimentation effective centrée sur le cylindre et orientée dans la direction de la largeur.

La largeur d'alimentation effective est déterminée empiriquement de façon à avoir la meilleure adaptation de l'impédance mesurée à celle calculée pour un point et un mode d'alimentation donnés. Une fois ce paramètre déterminé, il peut être utilisé dans tout emplacement et à n'importe quelle fréquence sauf quand l'alimentation est sur l'extrémité de la plaque.

Pour ce dernier cas, le champ à l'extrémité de la plaque change la valeur de la largeur effective à l'intérieur de l'antenne. Pour une antenne rectangulaire, une largeur effective de cinq fois le diamètre intérieur du coaxial d'alimentation donne de bons résultats.

1.5 - Ondes de Surface

Dans le cas des antennes microrubans, des ondes de surface peuvent être créées lorsqu'on augmente le rayonnement end-fire (yagi), et doivent être prises en compte dans tout modèle. Ces ondes sont issues des modes T.M et T.E dont la propagation se fait à l'intérieur du substrat et en dehors de la plaque microruban. Ces modes sont caractérisés par l'atténuation des ondes dans la direction transversale (normale au plan de l'antenne) et ont un nombre d'onde réel dans la direction de propagation.

La vitesse de phase des ondes de surface dépend fortement de la constante diélectrique (ϵ_r) et de l'épaisseur (h) du substrat. Quand une onde quasi-TM se propage le long d'une plaque à une vitesse proche de la vitesse de phase de l'onde de surface, il faut s'attendre à un fort couplage entre les ondes. La plus basse fréquence de ces ondes de couplage définit la limite de la fréquence maximale de l'antenne microruban.

La solution de ces modes d'ondes de surface a été donnée par Collin. Le plus bas ordre du mode TM n'a aucune fréquence de coupure basse.

Les fréquences de coupure des plus hauts ordre (TMn et TEn) sont données par :

$$f_c = \frac{n c}{4 h \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (1.41)$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide

n = 1, 3, 5... pour les modes TEn et

n = 2, 4, 6... pour les modes TMn

pour le mode TE₁, les valeurs calculées pour h/λ_c (où λ_c est la longueur d'onde de coupure) sont 0.217 et 0.0833 pour le duroid ($\epsilon_r = 2.32$) et l'alumine ($\epsilon_r = 10$) respectivement.

Ainsi, le plus bas ordre du mode TE est excité aux environs de 41 GHz pour une épaisseur de 0.16 cm dans le cas du duroid et 39 GHz pour une épaisseur de 0.0635 cm dans le cas de l'alumine.

Comme le mode TMO n'a aucune fréquence de coupure basse, il sera toujours excité comme extension à une antenne microruban à circuit ouvert. Sa propagation se fera sur de minces substrats ayant de basses constantes diélectriques pour une vitesse proche de celle du vide. Récemment, James et Henderson (1979) se sont penchés sur le problème de l'excitation du mode TMO. Ils trouvèrent que l'excitation de l'onde de surface devient appréciable quand $h/\lambda_0 > 0.09$ pour $\epsilon_r \cong 2.3$ et $h/\lambda_0 > 0.03$ pour $\epsilon_r \cong 10$.

Ainsi et en général, si les contraintes ci-dessus sont observées dans le choix du substrat pour une application particulière, aucun problème significatif d'onde de surface ne sera rencontré.

1.6 Avantages et inconvénients des antennes microrubans

a/Avantages :

- Comparée aux autres antennes microondes, l'antenne microruban présente les avantages suivants :
- . Volume réduit, légèreté, configurations planes pouvant être conformées
 - . Faible coût de fabrication ; possibilité de fabrication en série
 - . Peut être faite mince, et de là, ne perturbera pas l'aérodynamisme des véhicules spatiaux
 - . Peut être facilement montée sur missiles, roquettes et satellites sans grandes alterations
 - . Possibilité de polarisation linéaire et circulaire avec simple déplacement du point d'alimentation
 - . Antennes à fréquence double, facilement construites
 - . Compatibilité avec les modules de conception : oscillateurs, amplificateurs, atténuateurs variables, interrupteurs, déphaseurs, modulateurs, mélangeurs etc peuvent lui être rajoutés directement sur la plaque du substrat
 - . Les lignes d'alimentations et les réseaux d'adaptations sont intégrés dans la structure de l'antenne.

b/Inconvénients :

- . Largeur de bande étroite
- . Pertes, quelque fois faible gain
- . Rayonnement dans un demi-espace le plus souvent
- . Limitations du gain ($\sim 20\text{dB}$)
- . Faible performance de rayonnement end-fire
- . Faible isolation entre l'alimentation et les éléments rayonnants

- . Possibilité de création d'ondes de surface
- . Faible aptitude d'utilisation de puissance

Cependant, il y a certains artifices pour diminuer substantiellement l'effet de ces avantages.

1.7 Applications des Antennes Microrubans

Pour beaucoup de conception, les inconvénients de l'antenne microruban sont insignifiants comparés à ses avantages.

Les plus importantes applications de cette antenne :

- . Télécommunication par satellite
- . Radars Doppler et autres
- . Altimètre Radio
- . Commande et contrôle
- . Télémétrie par missile
- . Obus, roquette
- . Instrumentation environnante et éloignée
- . Eléments d'alimentation dans les antennes complexes
- . Récepteur de navigation par satellite
- . Antenne biomédicale (traitement du cancer).

II - ANTENNES MICRORUBANS RECTANGULAIRES

2.1 INTRODUCTION

La plus simple configuration d'une plaque microruban est, indubitablement, l'antenne microruban rectangulaire (fig 2.1), l'élément rayonnant de base étant un ruban conducteur placé sur un mince substrat de matériau diélectrique reposant sur un plan de masse.

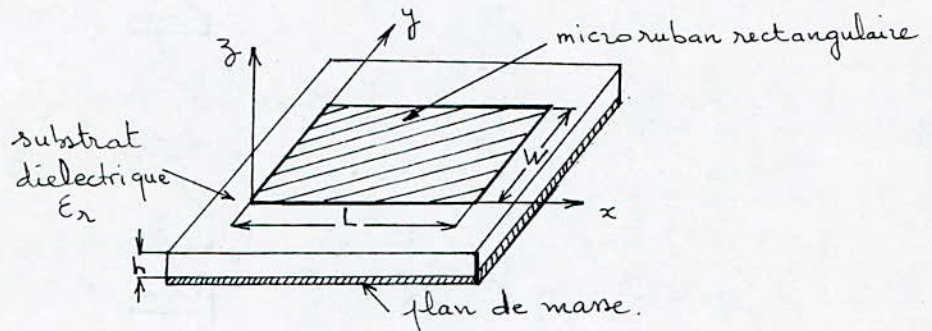


fig 2.1 / Antenne plaque microruban rectangulaire

La simplicité de la structure a amené à de nombreuses recherches et à de nombreux essais, ayant été faits pour prédire et évaluer les caractéristiques de rayonnement des antennes microrubans rectangulaires. Les travaux entrepris ont varié des formulations mathématiques élaborées aux simples modèles qui ont souvent été adéquats. Néanmoins, aucune solution exacte n'a encore été possible.

Dans ce qui suivra, quelques modèles développés seront discutés ; par ailleurs, le modèle le plus simple et le plus technique sera examiné à fond.

2.2 ANALYSE D'UNE ANTENNE PLAQUE RECTANGULAIRE

Quoique les méthodes peuvent varier, c'est finalement la méthode optimale en termes de coût et de prédiction de performance qui sera utilisée pour évaluer les paramètres de l'antenne.

Les méthodes d'analyses sont présentées ici en passant des plus rigoureuses solutions aux plus simples techniques.

2.2.1 : Le potentiel vecteur-approché

En premier, une solution rigoureuse du rayonnement d'une antenne rectangulaire microruban sera considérée. Dans cette approche, la théorie du mode de propagation d'onde développée par Sommerfeld est utilisée pour déterminer le champ produit par un dipôle électrique horizontal ; les caractéristiques de l'antenne sont alors évaluées par des techniques numériques.

Considérons la structure microruban donnée par la figure 2.2 le substrat ayant une permittivité relative ϵ_r et une épaisseur h . Les champs créés par le dipôle électrique horizontal sur le microruban peuvent être déterminés à partir du potentiel-vecteur \bar{A} . Pour satisfaire aux conditions aux limites dans l'interface air-diélectrique, \bar{A} doit avoir des composantes suivant l'axe des x et celui des z ce qui satisfait à l'équation inhomogène d'Helmholtz :

$$(\nabla^2 + k^2) \bar{A} = -\mu \bar{J} = -\hat{x} \mu I dx \delta(\bar{r}) \quad (2.1)$$

où μ est la perméabilité, k le nombre d'onde, $\delta(\bar{r})$ la fonction delta de dirac et les autres paramètres ayant été définis auparavant.

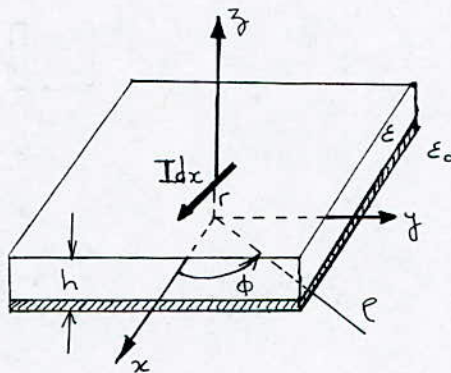


fig 2.2 / Antenne microruban avec dipôle horizontal.
 en résolvant \bar{A} , à partir de l'équation (2.1), on trouve les champs électromagnétiques en utilisant les équations suivantes :

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} \quad (2.2 a)$$

$$\text{et } \bar{E} = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} [k^2 \bar{A} + \nabla(\nabla \cdot \bar{A})] \quad (2.2 b)$$

L'équation donnant la densité de courant surfacique du dipôle électrique est :

$$J_x = \hat{x} \frac{I dx}{2\pi} \int_0^{\infty} J_0(\xi \rho) \xi d\xi \quad (2.3)$$

où $J_0(\xi \rho)$ représente la fonction de Bessel d'ordre zéro d'argument $\xi \rho$. la quantité J avec les souscriptions numériques dénote la fonction de Bessel, alors que J sans aucune souscription ou avec des souscriptions alphabétiques dénote la densité de courant surfacique.

En utilisant les conditions aux limites à l'interface air-diélectrique, on écrira les composantes en x du potentiel vecteur en deux régions :

$$A_{x_1} = \mu \frac{I dx}{2\pi} \int_0^{\infty} J_0(\xi \rho) e^{-\beta_0(z-h)} \frac{\xi}{F_x} d\xi \quad z > h \quad (2.4a)$$

$$A_{x_2} = \mu \frac{I dx}{2\pi} \int_0^{\infty} J_0(\xi \rho) \frac{\sinh \beta z}{\sinh \beta h} \frac{\xi}{F_x} d\xi \quad 0 < z < h \quad (2.4b)$$

où $\beta_0^2 = \xi^2 - k_0^2$, $\beta^2 = \xi^2 - \epsilon_r k_0^2$ et $F_x = \beta_0 + \beta \coth \beta h$ de façon similaire, les composantes en z du potentiel vecteur en deux régions sont :

$$A_{z_1} = -\frac{\mu I dx}{2\pi} (\epsilon_r - 1) \cos \phi \int_0^{\infty} J_1(\xi \rho) e^{-\beta_0(z-h)} \frac{\xi^2}{F_x F_y} d\xi \quad z > h \quad (2.5 a)$$

$$A_{z_2} = -\frac{\mu I dx}{2\pi} (\epsilon_r - 1) \cos \phi \int_0^{\infty} J_1(\xi \rho) \frac{\cosh \beta z}{\cosh \beta h} \frac{\xi^2}{F_x F_y} d\xi \quad 0 < z < h \quad (2.5 b)$$

où $F_z = \beta_0 \epsilon_r + \beta \tanh \beta h$ et $J_1(\xi \rho)$ est la fonction de Bessel du premier ordre et d'argument $\xi \rho$, les autres paramètres ayant été définis précédemment. En utilisant les équations (2.4) et (2.5) avec (2.2) les champs électromagnétiques peuvent être évalués en utilisant des techniques "standards". Pour une structure microruban, $H_z = 0$ sur le conducteur supérieur, ce qui peut être utilisé pour obtenir:

$$H_z = \frac{I dx}{2\pi} \sin \phi \int_0^{\infty} J_1(\xi \rho) \frac{\xi^2}{F_x} d\xi \quad z = h \quad (2.6)$$

et de là, établir une représentation intégrale de la distribution du courant surfacique et la fréquence de résonance.

Cependant l'équation intégrale (2.6) n'a aucune solution analytique et doit, par conséquent, être évaluée numériquement.

Des simplifications sont donc requises pour obtenir la convergence. Ainsi, quoique la solution obtenue est rigoureuse, elle n'est pas attrayante de par ses expressions étendues. Autrement dit, il sera difficile d'obtenir des interprétations significatives aux résultats.

2.2.2 : Technique de la fonction dyadique de Green

Une technique alternative pour l'évaluation des caractéristiques d'une antenne microruban est la méthode qu'emprunte la fonction de Green.

Alexopoulos, Uzunoghn et Rana ont développé une fonction dyadique de Green en considérant un dipôle hertzien imprimé sur substrat mis à la terre.

La dyadique est donnée par :

$$\underline{G}\left(\frac{\underline{r}}{r'}\right) = -\frac{30j}{\pi K_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\psi(k_x, k_y) e^{-j[k_x(x-x') + k_y(y-y')]} dk_x dk_y}{F_x F_y} \quad (2.7)$$

$$\text{où } \psi(k_x, k_y) = \begin{pmatrix} (K_0^2 - k_x^2)\beta \tanh \beta h + (K_0^2 \epsilon_r - k_x^2)\beta_0 & -k_x k_y (\beta_0 + \beta \tanh \beta h) \\ k_x k_y (\beta_0 + \beta \tanh \beta h) & (K_0^2 - k_y^2)\beta \tanh \beta h + (K_0^2 \epsilon_r - k_y^2)\beta_0 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

F_x, F_y, β, β_0 ayant été définis, et

$$\xi^2 = k_x^2 + k_y^2, \quad \bar{\xi} = k_x \hat{x} + k_y \hat{y}$$

Le champ lointain peut donc être exprimé :

$$E_\theta(\theta, \phi) = -j \frac{60 K_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} [\cos \phi I_x(\theta, \phi) + \sin \phi I_y(\theta, \phi)] F_\theta(\theta, \phi) \quad (2.9)$$

$$E_\phi(\theta, \phi) = -j \frac{60 K_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} [-\sin \phi I_x(\theta, \phi) + \cos \phi I_y(\theta, \phi)] F_\phi(\theta, \phi) \quad (2.10)$$

$$\text{où } I(\theta, \phi) = \iint_S \bar{J}(\underline{r}') e^{jk_0 \sin \theta (x' \cos \phi + y' \sin \phi)} dS' \quad (2.11)$$

S dénote la surface de la plaque.

En plus:

$$F_\theta(\theta, \phi) = \frac{e^{jk_0 h \cos \theta}}{e^{\cos \theta + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \sin^2 \theta}} \frac{1 - j \frac{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta} \cot(K_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})}{\cos \theta + j \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta} \tan(K_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})} \quad (2.12a)$$

$$F_\phi(\theta, \phi) = \frac{e^{jk_0 h \cos \theta}}{\frac{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta} \cot(K_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})} \quad (2.12b)$$

Si $h \ll \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$: alors, l'antenne plaque peut être considérée comme une ligne de transmission à deux dimensions.

Comme ce fut le cas pour le potentiel-vecteur approché, la méthode de la fonction dyadique de Green est mathématiquement encombrante et ne se prête pas à une analyse traitable.

2.2.3 : Modèle à grille de fils :

Agarwal et Bailey modélisent une structure rayonnante microruban comme une fine grille de segments de fils et résolvent les courants en utilisant le théorème de réaction de Richmond. Quand les valeurs du courant sont connues, toutes les caractéristiques de l'antenne seront vite connues.

Quoique la méthode donne d'excellents résultats si le modèle de grille est suffisamment fin, la réalisation des calculs requiert une considérable mémoire de stockage et beaucoup de temps ce qui revient à des coûts élevés.

L'analyse de l'antenne microruban rectangulaire montrée en fig 2.1 remplace le plan de masse par l'image miroir de l'antenne principale. Ainsi, l'antenne principale, son image et l'alimentation à sonde sont représentées par une fine grille (fig.2.3). La grille de fils est construite comme un recouvrement de dipôles linéaires et/ou en V, chacun supportant un courant quasi-sinusoidal qui s'évanouit aux extrémités et a une valeur finale complexe I_i . Les courants de grille sont obtenus ainsi :

$$[Z_{ij}] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2V_0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

où Z_{ij} est la conductance mutuelle entre le $i^{\text{ème}}$ et le $j^{\text{ème}}$ dipôles linéaires et / ou en V, I_1 est le courant final du dipôle.

Cette méthode a l'avantage d'être applicable à d'autres géométries (disque circulaire, segment circulaire, plaque triangulaire).

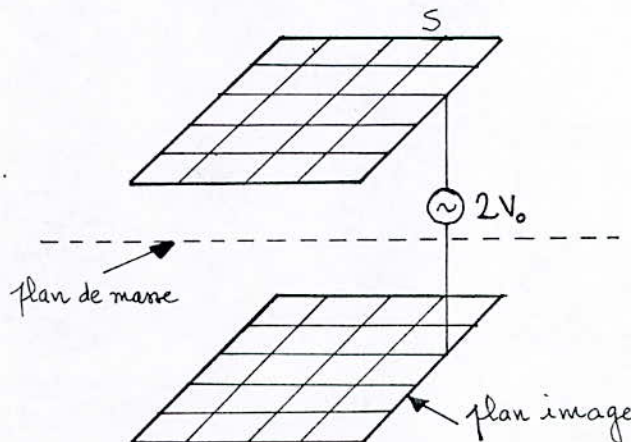


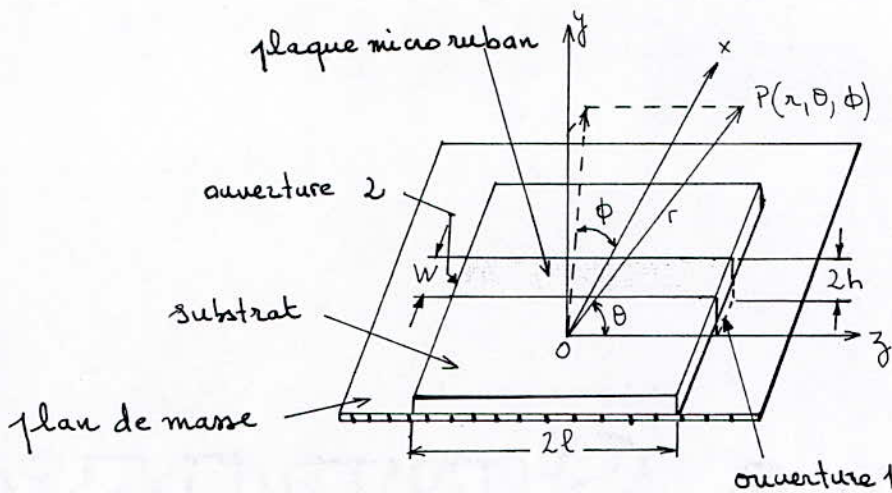
fig 2.3 / Modèle à grille de fils
S: surface fermée de l'antenne.

2.2.4 Méthode de l'ouverture rayonnante

James et Wilson ont montré qu'une ouverture de calcul d'approche peut être utilisée pour approximer le diagramme de rayonnement d'une ligne microruban en circuit ouvert.

Cette méthode, utilisant la relation vectorielle de Kirchhoff est mathématiquement précise si les champs d'ouverture sont connus avec exactitude.

Ici, le modèle de l'ouverture se réfère à la théorie des ouvertures d'antennes à l'aide de la transformation de Fourier.



$$\xi = k_0 (\cos \theta - \sqrt{\epsilon_r}) l$$

$$\eta = k_0 (\cos \theta - \sqrt{\epsilon_r}) l - z \beta l'$$

l' rend compte de l'effet de discontinuité.

Fig 2.4 / Antenne microruban avec ouvertures rayonnantes

Le champ rayonné lointain est la somme des champs rayonnés par les deux ouvertures :

$$E_{\theta} = 2 I(\theta, \phi) \left[k_0 \epsilon_r^{1/2} \cos \theta (\cos \xi - |\Gamma| \cos \eta) + j (\sin \xi + |\Gamma| \sin \eta) \right] \sin \theta \quad (2.14a)$$

$$E_{\phi} = 2 I(\theta, \phi) \left[k_0 \epsilon_r^{1/2} (\cos \xi - |\Gamma| \cos \eta) + j \cos \theta (\sin \xi + |\Gamma| \sin \eta) \right] \cos \phi \quad (2.14b)$$

pour $W, h \ll \lambda_0$, $I(\theta, \phi)$ et $|\Gamma|$ sont proches de l'unité. C'est le cas des lignes microrubans.

Pour les antennes plaques, $I(\theta, \phi)$ doit être calculé car le ruban conducteur est plus large.

Hammer a étendu ce concept au rayonnement de tous les côtés.

$$I(\theta, \phi) = j k_0 E_y \frac{e^{-j k_0 r}}{2 n r} h W \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \phi \sin \theta\right)}{\frac{k_0 W}{2} \cos \phi \sin \theta} \cdot \frac{\sin(k_0 h \sin \phi \sin \theta)}{k_0 h \sin \phi \sin \theta} \frac{j k_0 \sin \theta \left(\frac{W}{2} \cos \phi + h \sin \phi\right)}{e} \dots$$

2.2.5 Modèle de la cavité

Lo, Solomo et Richards avancèrent un modèle pour étudier les antennes micro-rubans comme des cavités de lignes microrubans.

Ainsi la région comprise entre le microruban (plan conducteur supérieur) et le plan de masse est considérée comme une cavité résonnante limitée par une paroi magnétique tout au long du bord et par des parois électriques sur les faces supérieures et inférieures.

Le champ rayonné par l'antenne sera donc celui de la cavité.

La résistance de rayonnement R_r est déterminée en intégrant la puissance rayonnée dans le champ lointain. L'impédance d'entrée de l'antenne-cavité est alors donnée par :

$$Z_{in} = \frac{R_r}{1 + jQ \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right)} \quad (2.15)$$

où Q : facteur de qualité de l'antenne

f_r : fréquence de résonance

2.2.6 Modèle de l'expansion modale

Carver et Coffey ont formulé des équations pour la conception d'antennes plaques microrubans basées sur la technique de l'expansion modale.

Ce modèle, quoique similaire au modèle de la cavité en beaucoup de points, diffère en ce que des conditions aux limites sur l'impédance sont imposées aux quatre parois rayonnantes.

La contrainte résout le problème en considérant les effets de l'énergie rayonnée et de l'énergie accumulée à l'extérieur comme se traduisant par des admittances de paroi complexes.

Carver considère la plaque (fig 2.1) comme une mince cavité T.M avec des parois magnétiques non hermétiques. Cette cavité supporte des modes TM_{mn} quasi-discrets transversaux à z, où m et n sont les nombres de modes associés aux directions respectives x et y. Le mode nous intéressant est le mode TM₁₀ ($L = \lambda/2$ où λ est la longueur d'onde dans le diélectrique).

Ce modèle a servi à étudier des géométries très diverses (triangulaires, circulaires, pentagonales).

2.2.7 Modèle en ligne de transmission

Tous les modèles décrits ci-dessus sont partiellement satisfaisants dans la prédiction des performances de l'antenne microruban et requièrent des calculs considérables.

Le modèle en ligne de transmission de Munson et Derneryd mène à des résultats adéquats aux visées les plus techniques et demande moins de calcul.

Ce modèle présente un inconvénient car il est applicable seulement à la plaque rectangulaire (ou carrée). Cependant, l'analyse du problème permet une interprétation élégante du mécanisme de rayonnement donnant de simples expressions aux caractéristiques de l'antenne.

Une antenne microruban élémentaire peut être traitée comme une ligne de transmission sans aucune variation de champ transversale. Les champs varient le long de la longueur qui est généralement d'une demi-longueur d'onde. Le rayonnement est dû principalement aux champs créés aux extrémités du circuit ouvert.

L'antenne est équivalente à deux fentes espacées d'une distance L dans le plan xy (fig 2.5). Chaque fente rayonne le même champ qu'un dipôle magnétique dont le courant magnétique est :

$$\bar{M} = \hat{z} 2 E_x = \hat{z} 2 V_0/h \quad (2.16)$$

où le facteur 2 est dû à l'image positive de \bar{M} , qui est proche du plan de masse ; V_0 est la tension à travers la fente qui est invariante avec x sur sa largeur. Pour une seule fente, le champ lointain à une distance r de l'origine est :

$$E_{\theta} = -j 2 V_0 W K_0 \frac{e^{-j K_0 r}}{4\pi r} F(\theta, \phi) \quad (2.17)$$

$$E_{\phi} = 0$$

$$\text{où } F(\theta, \phi) = \frac{\sin\left(\frac{K_0 h}{2} \sin\theta \cos\phi\right)}{\frac{K_0 h}{2} \sin\theta \cos\phi} \frac{\sin\left(\frac{K_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\frac{K_0 W}{2} \cos\theta} \sin\theta \quad (2.18)$$

pour $\theta = \frac{\pi}{2}$, $F(\theta)$ le diagramme dans le plan E est déterminé par :

$$F(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{K_0 h}{2} \cos\phi\right)}{\frac{K_0 h}{2} \cos\phi} \quad (2.19)$$

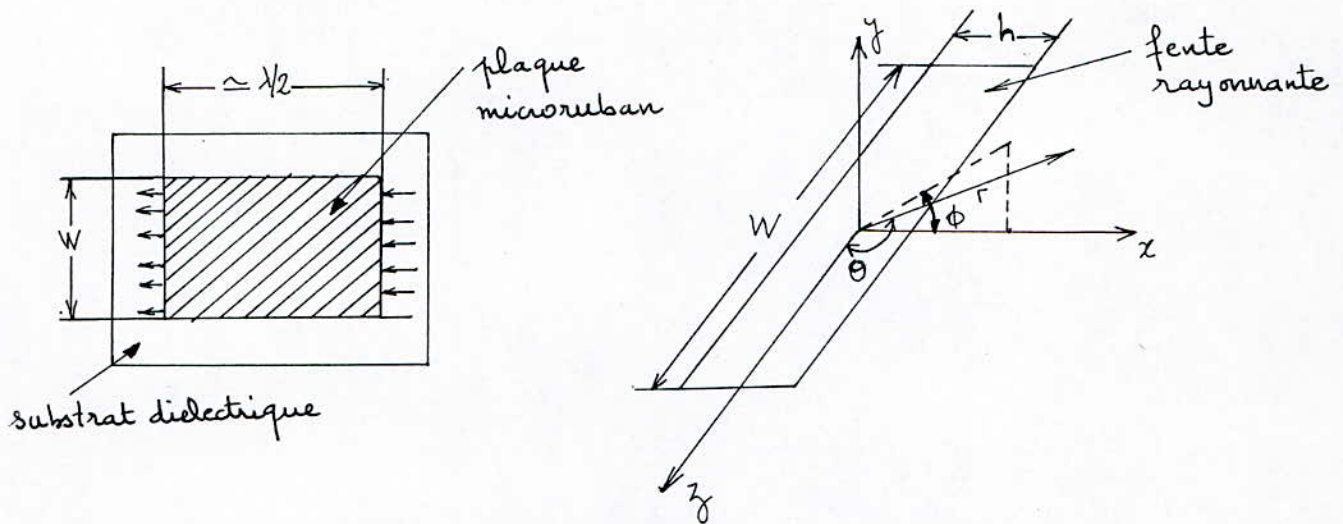


fig 2.5 / Antenne microruban représentée par deux fentes rayonnantes et le système de coordonnées.

De façon analogue, $\theta = \pi/2$, $F(\theta)$ représentera le diagramme dans le plan H:

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\frac{k_0 W}{2} \cos\theta} \sin\theta \quad (2.20)$$

de là, pour deux fentes espacées de L , le diagramme de rayonnement dans le plan E est :

$$F_T(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h \cos\phi}{2}\right)}{\frac{k_0 h \cos\phi}{2}} \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos\phi\right) \quad (2.21)$$

alors que le diagramme dans le plan H est indépendant de L et est donné par (2.20).

La puissance rayonnée peut être obtenue en intégrant la partie réelle du vecteur de Poyting sur l'hémisphère et peut être exprimée pour $h \ll \lambda_0$ comme :

$$P_r = \frac{V_0^2 I_1}{240 \pi^2} \quad (2.22)$$

où
$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2\left(\frac{k_0 W \cos\theta}{2}\right) \tan^2\theta \sin\theta d\theta$$

La résistance de rayonnement R_r est donc :

$$R_r = \frac{V_0^2}{2P_r} = \frac{120 \pi^2}{I_1^2} \quad (2.23)$$

pour $W \ll \lambda_0$, $R_r = 90 \lambda_0^2 / W^2$ (2.24)

$W \gg \lambda_0$, $R_r = 120 \lambda_0 / W$ (2.25)

pour ce dernier cas, la résistance de rayonnement par unité le long de la fente est donc :

$$R_r = 120 \lambda_0 \Omega/m \quad (2.26)$$

ce qui est une simplification (h petit) de l'expression complète :

$$R_r = \frac{120 \lambda_0}{1 - \frac{(k_0 h)^2}{24}} \quad (2.27)$$

la susceptance de la fente, représentée par une capacitance peut être donnée par :

$$C = \frac{\Delta l \sqrt{\epsilon_e}}{c \cdot Z_0} \quad (2.28a) \quad \text{où } \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \quad (2.28b)$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne microruban

c la vitesse de la lumière et Δl l'extension en ligne normalisée

De là l'admittance d'entrée de l'élément rayonnant peut être exprimée comme

$$Y_{in} = G + j\beta + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0 \tan \beta L)}{Y_0 + j(G + jB) \tan \beta L} \quad (2.29)$$

$$\text{où } G = 1/R_r, \quad \beta = \frac{k_0 \Delta l \sqrt{\epsilon_e}}{Z_0}$$

$$\beta \text{ est la constante de propagation } = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_e}}{\lambda_0}$$

et $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$

le circuit équivalent à ce modèle est donné en fig 2.6 (a). L'élément microruban est représenté par deux admittances connectées par une ligne de transmission. Puisque à la résonance la partie imaginaire de l'admittance d'entrée Y_{in} est nulle, la fréquence de résonance de l'élément rayonnant sera calculée à partir de :

$$\tan \beta L = \frac{2Y_0 B}{B^2 + G^2 - Y_0^2} \quad (2.30)$$

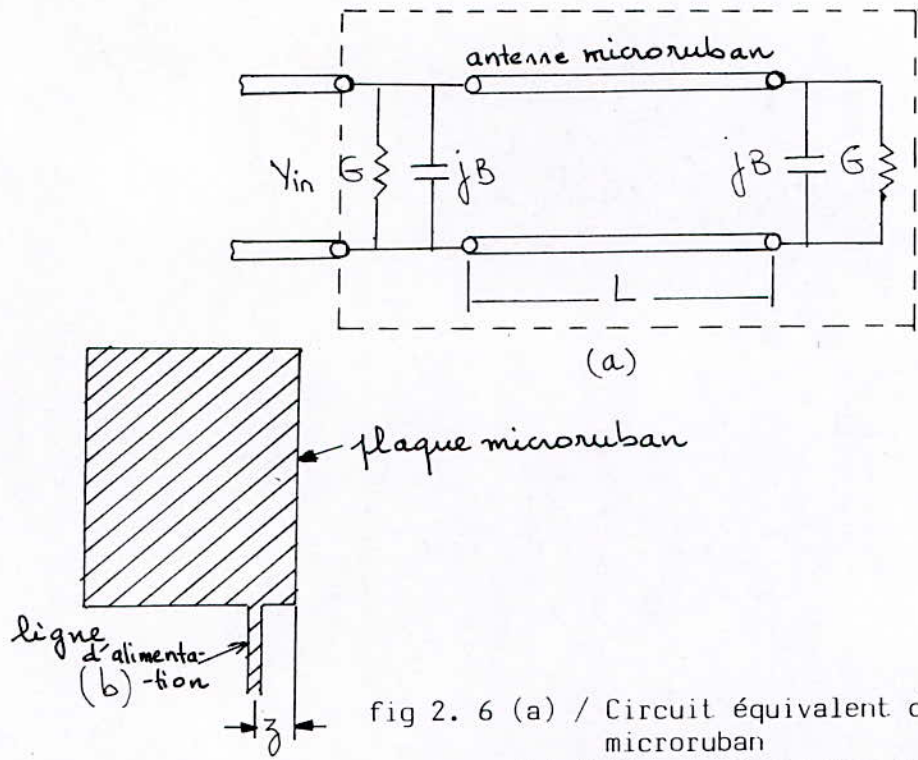


fig 2. 6 (a) / Circuit équivalent d'un élément rayonnant microruban
 (b) / Plaque microruban avec point d'alimentation arbitraire.

L'admittance d'entrée en tout point arbitraire d'alimentation (fig 2.6 (b)) est obtenue en ramenant les admittances des fentes en ce point. On trouve :

$$Y_{in}(z) = 2G \left[\cos^2(\beta z) + \frac{G^2 + B^2}{Y_0^2} \sin^2(\beta z) - \frac{B}{Y_0} \sin(2\beta z) \right]^{-1} \quad (2.31)$$

où z est la distance point d'alimentation-bord de la plaque (fig 2.6 (b))
 Cette expression peut être simplifiée dans le cas pratique où $G/Y_0 \ll 1$ et $B/Y_0 \ll 1$:

$$Y_{in}(z) = \frac{2G}{\cos^2(\beta z)} \quad (2.32)$$

qui est valable en tout point sauf pour $\beta z = \frac{\pi}{2}$.

La conductance mutuelle d'interaction entre les deux fentes rayonnantes est donnée par :

$$g_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \frac{\sin^2\left(\frac{\pi W \cos\theta}{\lambda_0}\right) \tan^2\theta \sin\theta J_0\left(\frac{2\pi L}{\lambda_0} \sin\theta\right)}{G} \quad (2.33)$$

où $J_0(x)$ est la fonction de Bessel d'ordre zéro et d'argument x . En utilisant (2.33), l'admittance d'entrée se ramène à l'expression :

$$Y_{in}(z) = 2(G \pm g_{12}) / \cos^2(\beta z) \quad (2.34)$$

Si le point d'alimentation est déplacé le long de la largeur de la plaque, une large gamme de valeurs d'impédance d'entrée peut être obtenue. Ainsi, l'élément rayonnant peut être adapté à tous les niveaux d'impédance pratiques. Cependant, ce modèle ne prend pas en compte la position d'un point de source le long de la longueur de la plaque.

Pour les limites de ce modèle, Newman et Tulyathan ont proposé une combinaison nette d'une plaque plane et d'une ligne de transmission.

Considérons une antenne microruban et son circuit équivalent (fig 2.7).

L'admittance Y_w est donnée par l'équation :

$$Y_w = G_w + jB_w \quad (2.35)$$

où $G_w = 0,00836 \frac{W}{\lambda_0} \quad (2.36a)$

$$B_w = 0,01668 \frac{\Delta l}{h} \frac{W}{\lambda_0} \epsilon_e \quad (2.36b)$$

en la ramenant aux distances L_1 et L_2 , l'admittance d'entrée au point de source sera :

$$Y_1 = Y_0 \left[\frac{Z_0 \cos \beta L_1 + j Z_w \sin \beta L_1}{Z_w \cos \beta L_1 + j Z_0 \sin \beta L_1} + \frac{Z_0 \cos \beta L_2 + j Z_w \sin \beta L_2}{Z_w \cos \beta L_2 + j Z_0 \sin \beta L_2} \right] \quad (2.37)$$

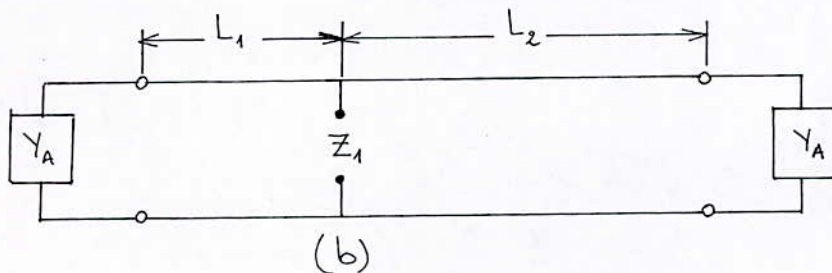
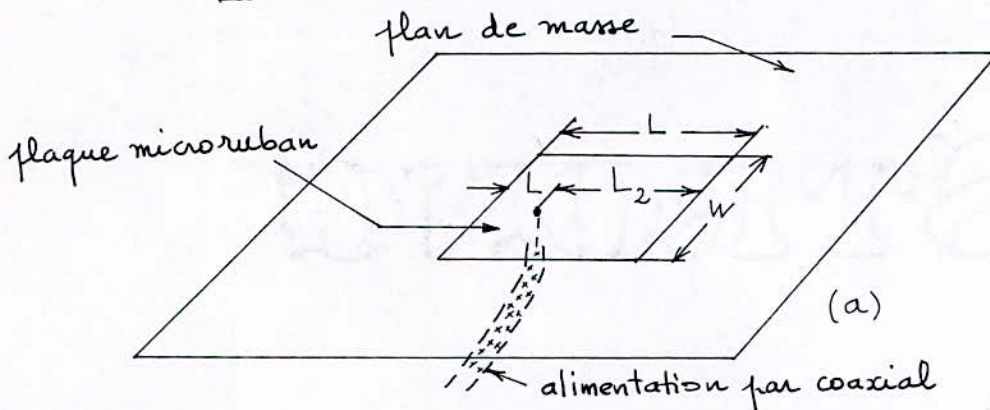


fig 2.7 / Plaque microruban et ligne de transmission équivalente

A l'ouverture du coaxial, la sonde peut être représentée par une réactance inductive.

$$X_L = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0}\right) \quad (2.38)$$

de là, l'impédance d'entrée sera :

$$Z_{in} = Z_1 + jX_L \quad \left(Z_1 = \frac{1}{Y_1} \right) \quad (2.39)$$

Dans ce modèle de combinaison, l'impédance d'entrée de l'antenne microruban est déterminée à une fréquence f_a dans un substrat d'air et l'équation (2.31) est résolue pour l'admittance de l'ouverture. L'admittance d'ouverture pour le cas d'un substrat de diélectrique, de fréquence de résonance f_d , est alors obtenue à l'aide des expressions :

$$G_w^d = \frac{f_d}{f_a} \sqrt{\epsilon_e} G_w^a \quad (2.40 a)$$

$$B_w^d = \frac{\Delta \rho_d}{\Delta \rho_a} \cdot \frac{f_d}{f_a} \epsilon_e B_w^a \quad (2.40 b)$$

où les suscriptions a et d dénotent respectivement l'air et le diélectrique.

Les $\Delta \rho$ sont obtenues à partir de l'équation :

$$\frac{\Delta \rho}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_e + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_e - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (2.41)$$

les valeurs de l'admittance d'entrée théoriques utilisant cette approche s'accordent bien avec les valeurs mesurées.

Le grand nombre de modèles développés indique bien la complexité du problème en main. Beaucoup de ces modèles sont fiables, mais tous ont leurs inconvénients. Du point de vue conception, le modèle en ligne de transmission est le plus simple et le plus adéquat. Dans ce qui suivra, et dans la procédure de conception, on se basera sur ce modèle.

2.3 PROCEDURE DE CONCEPTION D'ANTENNES MICRORUBANS RECTANGULAIRES

Le but de toute conception est d'acquérir des caractéristiques de performance spécifiques à une fréquence d'utilisation donnée.

2.3.1 Largeur de l'élément :

On choisit en premier lieu le substrat diélectrique.

trois substrats, Rexolite ($\epsilon_r = 2.6$), Duroid ($\epsilon_r = 2.32$) et l'Alumine ($\epsilon_r = 9.8$) sont en général les plus utilisés.

Une antenne opérant sous une fréquence f_r est efficace pour une largeur pratique

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (2.42)$$

pour largeurs plus petites que celle donnée par l'équation (2.42) le rendement de l'antenne serait médiocre.

Pour des largeurs importantes, le rendement est grand, mais des modes de propagation d'ordre supérieur en résultent, causant des distorsions de champ.

(2.42) est tracée en fig. 2.8

2.3.2 Longueur de l'élément

Une fois W connue, la constante diélectrique effective ϵ_e et l'extension de ligne Δl peuvent être calculées à partir des équations (2.28b) et 2.41 respectivement. La longueur d'un élément rayonnant sera ainsi déterminée.

La longueur d'un élément rayonnant sera ainsi déterminée :

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta l \quad (2.43)$$

A cause de la bande étroite inhérente de l'élément rayonnant, la longueur est un paramètre critique. La figure 2.9 donne L en fonction de f_r pour divers substrats.

2.3.3 Diagramme de rayonnement

Il sera tracé à l'aide des équations 2.20 et 2.21

2.3.4 Admittance d'entrée

Elle doit être connue avec précision de façon à avoir une adaptation entre l'élément et la source. L'équation 2.31 permet un calcul rapide de l'admittance d'entrée quel que soit le point d'alimentation.

Pour l'élément sonde d'alimentation, l'équation (2.37) sera utilisée pour de meilleurs résultats.

2.3.5 Résistance de rayonnement, facteur Q et pertes

La résistance de rayonnement peut être évaluée à partir de (2.24) ou (2.25) suivant que W est $>$ ou $<$ à λ_0 .

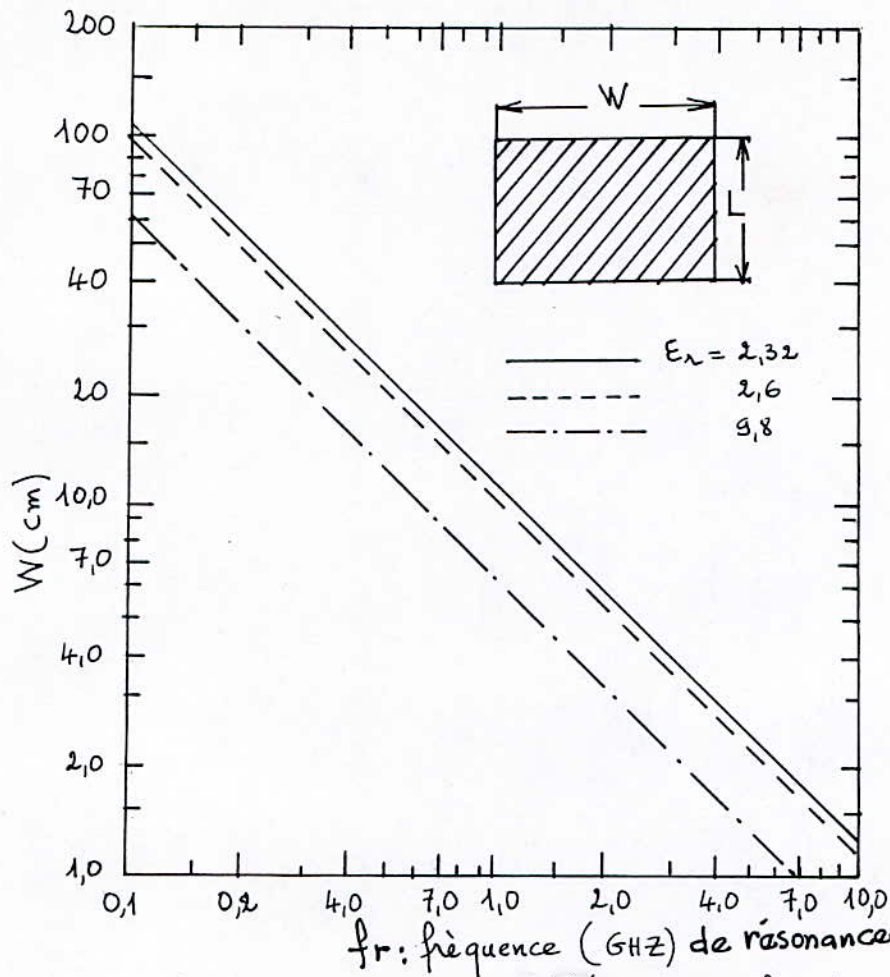
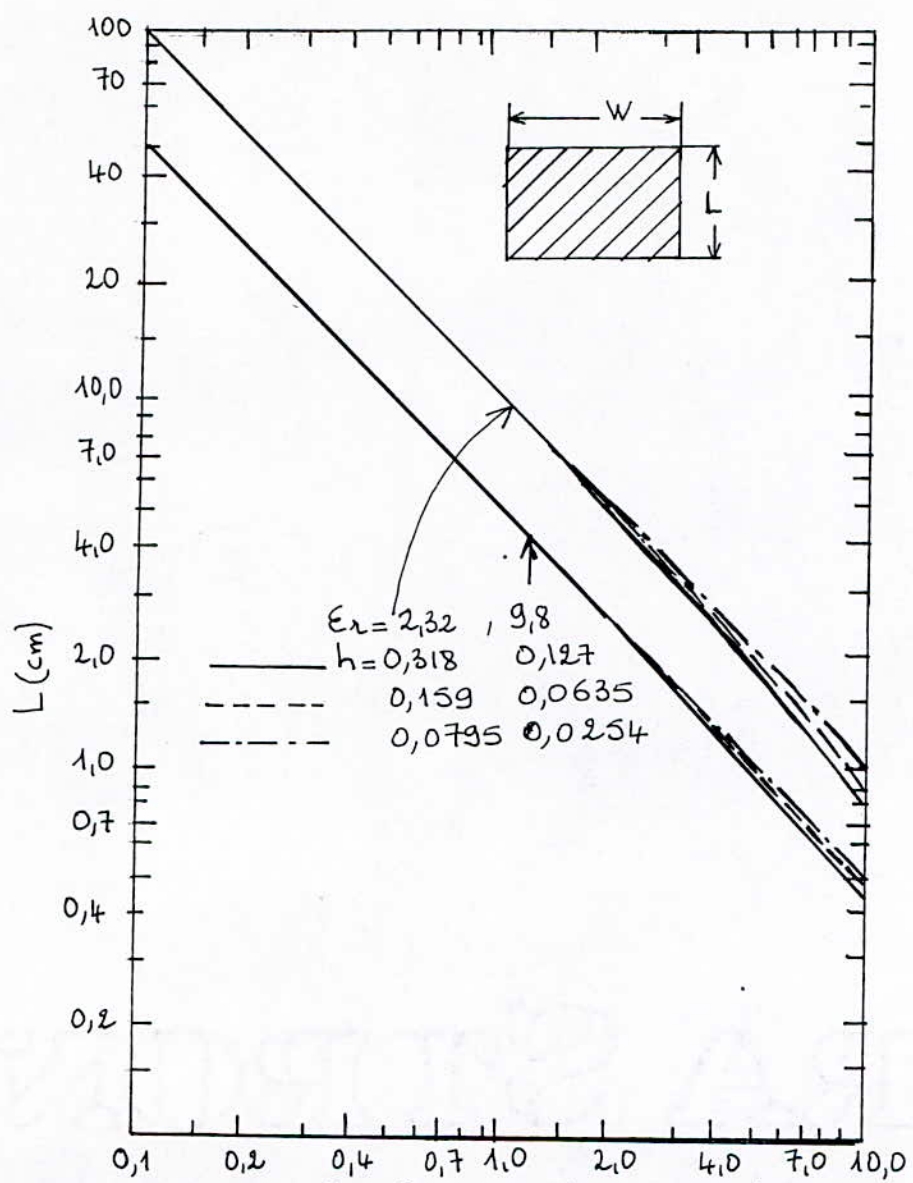


fig 2.8 largeur de l'élément en fonction de f_r pour différents substrats diélectriques.

N.B Cette figure peut être directement utilisée pour les calculs de conception.



f_r : fréquence (GHz) de résonance
 fig 2.9 longueur de l'élément en fonction de f_r pour différents substrats diélectriques.

N.B: Cette figure peut être directement utilisée pour les calculs de conception de même pour les figures qui suivront.

la figure 2.10 peut être utilisée à l'aide des équations 2.47 et 2.48 pour ce fait également ($\tan \delta = 0.005$)

Le facteur de qualité Q_r est donné par :

$$Q_r = 2\pi f_r W_T / P_r \quad (2.44)$$

où W_T est l'énergie accumulée à la résonance et P_r est la puissance rayonnée donnée par l'équation (2.22).

$$W_T = \frac{1}{4} \epsilon_0 \epsilon_r E_x^2 h L W \quad (2.45)$$

et de là :

$$Q_r = \frac{c \sqrt{\epsilon_r}}{4 f_r h} \quad (2.46)$$

les résistances équivalentes aux pertes dans le cuivre (R_c) et dans le diélectrique (R_d) sont :

$$R_c = 0,00027 \sqrt{P_r} \frac{L}{W} Q_r^2 \quad (f_r \text{ en GHz}) \quad (2.47)$$

$$\text{et } R_d = \frac{30 \tan \delta}{\epsilon_r} \frac{h \lambda_0}{LW} Q_r^2 \quad (2.48)$$

le facteur de qualité total est :

$$Q_T = \frac{Q_r \cdot R_T}{R_r} \quad (2.49)$$

où $R_T = R_r + R_d + R_c$

- Le rendement de l'antenne défini comme étant le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance d'entrée, peut être exprimée en termes de résistance :

$$\eta \% = \frac{R_r}{R_T} \times 100 \quad (2.50)$$

Le rendement en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs de substrat est donné en fig (2.11).

le rendement augmente quand l'épaisseur augmente.

2.3.6 largeur de bande

La largeur de bande d'une antenne microruban pour une ligne d'alimentation dont le T.O.S < S est :

$$BW = \frac{S-1}{Q_T \sqrt{S}} \quad (2.51)$$

un tracé typique de BW pour un élément microruban avec un T.O.S < 2 est donné en figure 2.12.

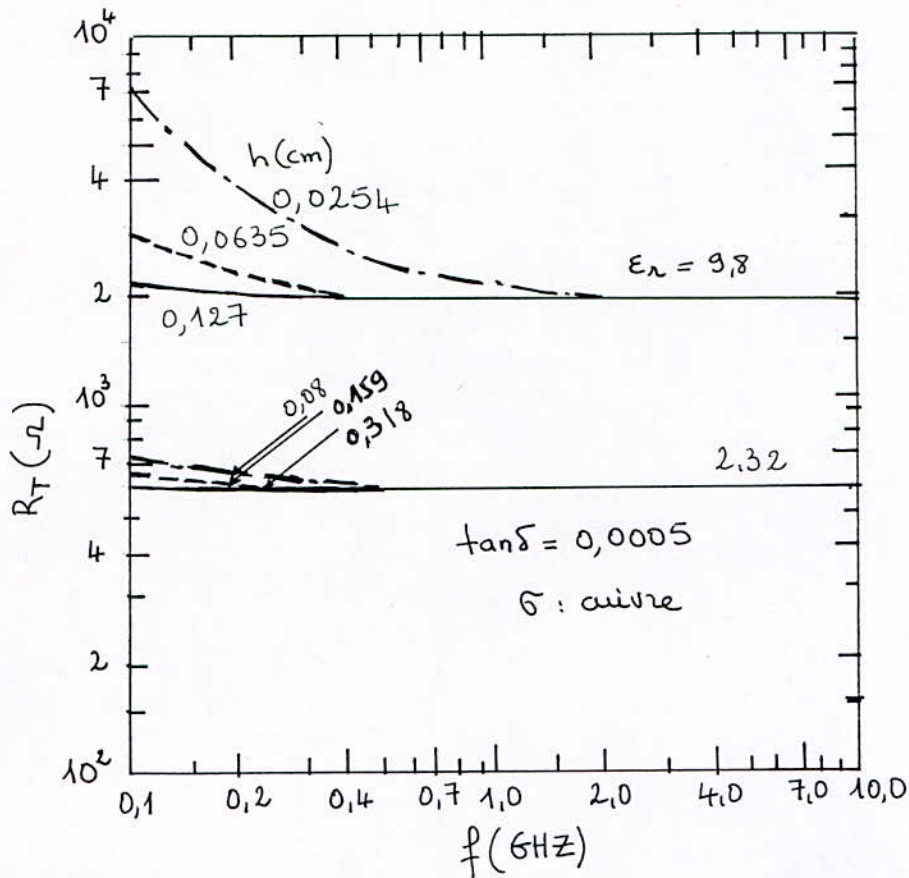


fig 2.10 Résistance de rayonnement en fonction de la fréquence pour différents substrats.

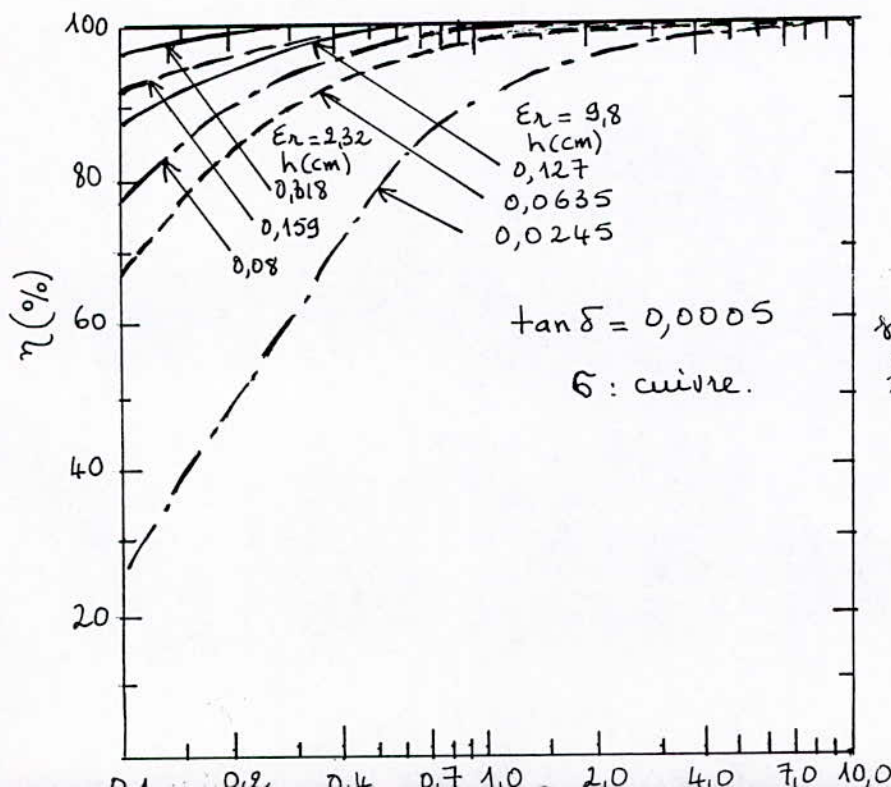


fig 2.11 Le rendement pour différents substrats diélectriques en fonction de f_r .

A noter que pour une fréquence donnée, une large BW est possible en choisissant un substrat épais. La limitation de la largeur de bande est l'un des inconvénients des antennes microrubans.

2.3.7 Directivité et gain

La directivité de l'antenne est définie comme étant le rapport de la densité de puissance maximale dans le principal faisceau sur la densité de puissance rayonnée moyenne. Pour une seule fente, la directivité est exprimée par :

$$D = \frac{\frac{1}{2} \epsilon_0 [E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^*]_{\theta=\frac{\pi}{2}}}{P_r / 4\pi r^2} = \frac{4W^2 \pi^2}{I_1 \lambda_0^2} \quad (2.52)$$

où I_1 est défini par l'équation (2.22)

pour une antenne microruban comprenant deux fentes espacées de L , dans le plan E , l'expression de la directivité devient :

$$D_w = \frac{2D}{1+g_{12}} \quad (2.53)$$

où g_{12} est la conductance mutuelle normalisée définie par l'équation (2.33).

Pour $g_{12} \ll 1$

$$D_w = 2D \quad (2.54)$$

et pour

$$W \ll \lambda_0 \quad D_w \cong 6,6 \quad (2.55)$$

$$W \gg \lambda_0 \quad D_w \cong 8W/\lambda_0 \quad (2.56)$$

le gain effectif est :

$$G_e = \eta D_w \quad (2.57)$$

où η est le rendement de l'antenne. Le gain en fonction de la fréquence est donné en fig 2.13.

Pour ϵ_r donné, le gain croît avec l'épaisseur h du substrat et décroît avec l'augmentation de ϵ_r .

2.3.8 Largeur de faisceau (ouverture)

On peut souhaiter, suivant l'application désirée, une largeur de faisceau large ou étroite.

La largeur du faisceau pour la moitié de la puissance est égale à la largeur angulaire des directions quand le gain décroît de 3 dB ou quand le champ rayonné est $\frac{1}{\sqrt{2}}$ de sa valeur maximale.

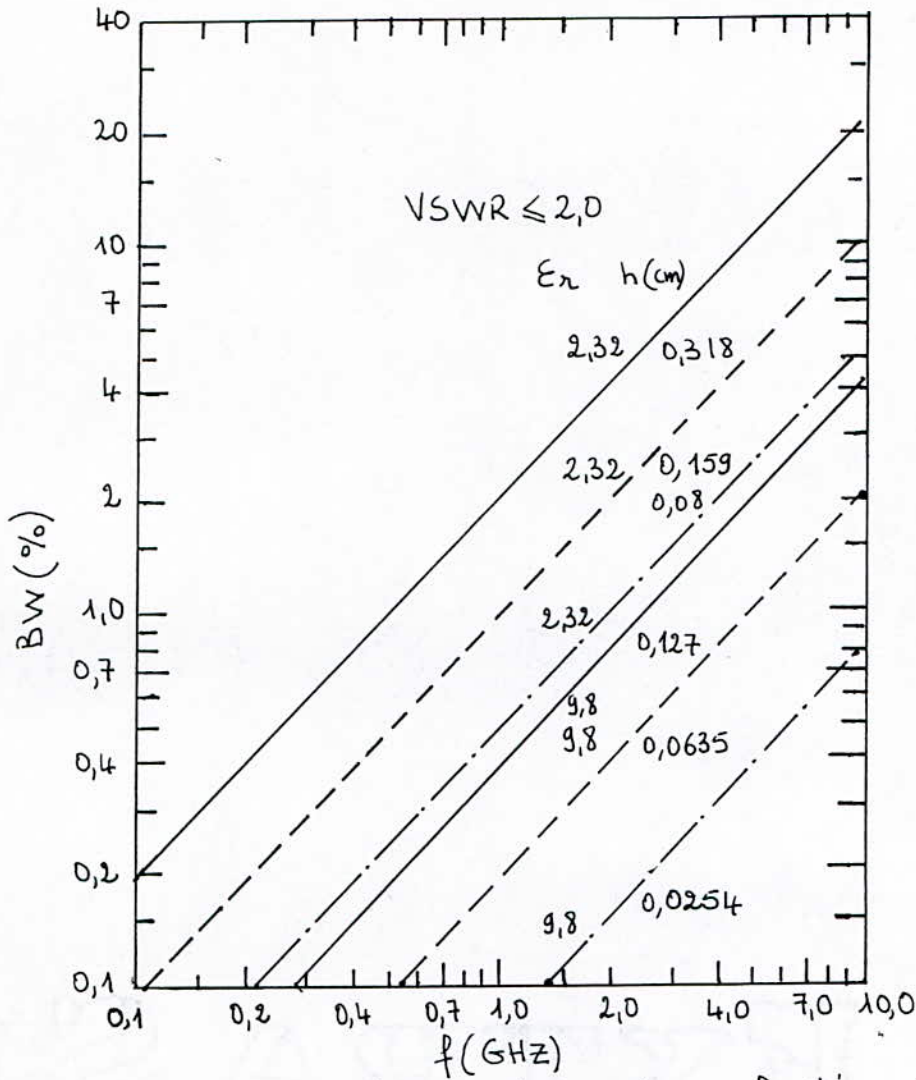


fig 2.12 Variation de la largeur de bande en fonction de la fréquence pour divers substrats diélectriques.

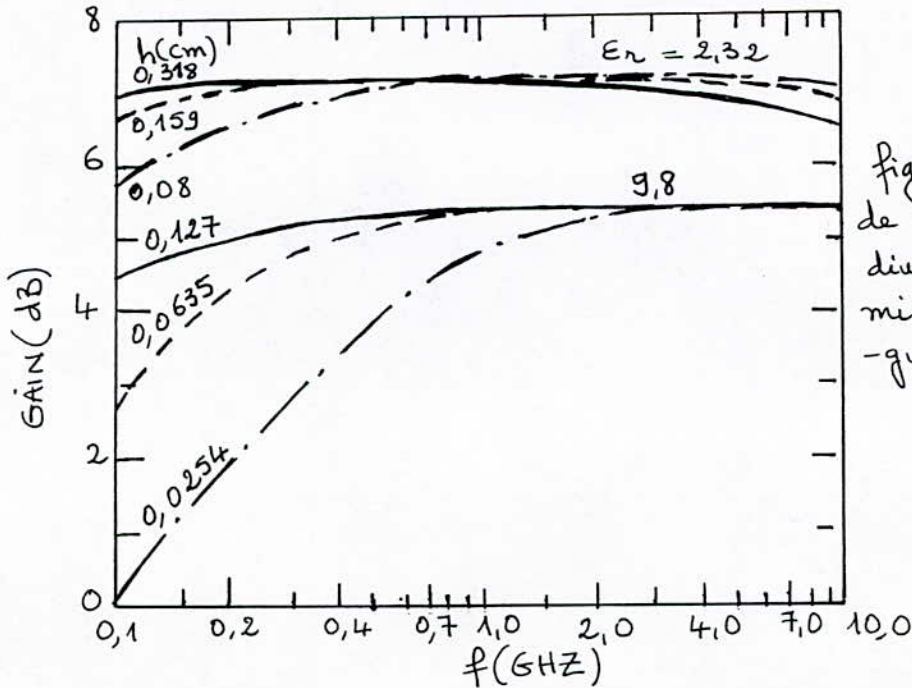


fig 2.13 Gain en fonction de la fréquence pour diverses antennes microrubans rectangulaires.

On a obtenu :

$$\theta_{BH} = 2 \cos^{-1} \left(\frac{1}{2 \left\{ 1 + \frac{K_0 W}{2} \right\}} \right)^{1/2} \quad (2.58)$$

$$\theta_{BE} = 2 \cos^{-1} \left(\frac{7,03}{3K_0^2 L^2 + K_0^2 h^2} \right)^{1/2} \quad (2.59)$$

où θ_{BH} et θ_{BE} sont les largeurs de faisceau pour la moitié de la puissance respectivement dans les plans H et E .

La largeur de faisceau d'un élément peut être élargie par le choix d'un élément à dimensions réduites (L et W petites).

Pour une fréquence de résonance donnée, ces dimensions peuvent être changées par le choix d'un substrat ayant une permittivité relative élevée.

Dans beaucoup d'applications, une réduction de la taille géométrique est désirable. Comme la largeur de faisceau croît, le gain de l'élément et, par conséquent, la directivité décroissent, le rendement de l'antenne demeure cependant in affecté.

2.4 ANALYSE d'INCERTITUDE

Les tolérances de construction pouvant altérer la fréquence de résonance sont celles faites sur l'épaisseur du substrat et sur la constante diélectrique. En l'absence de précautions spéciales, l'imprécision de gravure, dépendant du traitement et du matériel utilisé lors de la photogravure, est identique à une métallisation d'épaisseur t .

On montre que l'effet des tolérances sur la fréquence de résonance peut être déterminé à l'aide de l'équation suivante :

$$\left| \frac{\Delta f_r}{f_r} \right| = \left[\left(\frac{\Delta L}{L} \right)^2 + \left(\frac{0,5}{\epsilon_e} \right)^2 \left\{ \left(\frac{\partial \epsilon_e}{\partial h} \Delta h \right)^2 + \left(\frac{\partial \epsilon_e}{\partial \epsilon_r} \Delta \epsilon_r \right)^2 \right\} \right]^{1/2} \quad (2.60)$$

$$\text{avec } \frac{\partial \epsilon_e}{\partial \epsilon_r} = 0,5 \left[1 + \left(\frac{12h}{W} \right)^{-1/2} \right] \quad (2.61)$$

$$\text{et } \frac{\partial \epsilon_e}{\partial h} = -(\epsilon_r - 1) \left[\frac{3}{W} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-3/2} \right] \quad (2.62)$$

Les figures 2.14 et 2.15 donnent $\left| \frac{\Delta f_r}{f_r} \right|$ en fonction de f_r . L'effet majeur sur la fréquence de résonance est dû à la tolérance de fabrication faite sur L . La constante diélectrique ϵ_r est le paramètre critique.

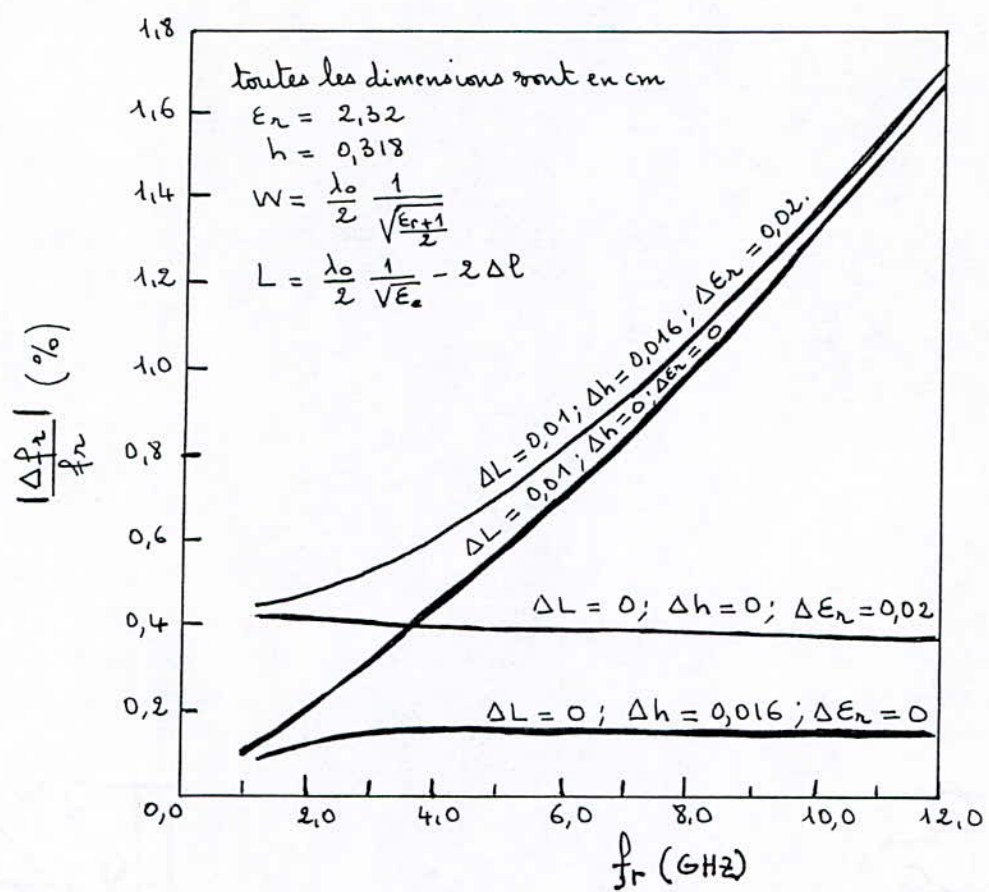


fig 2.14 Variation de $\frac{|\Delta f_r|}{f_r}$ en fonction de f_r pour $\epsilon_r = 2,32$ et pour des tolérances données.

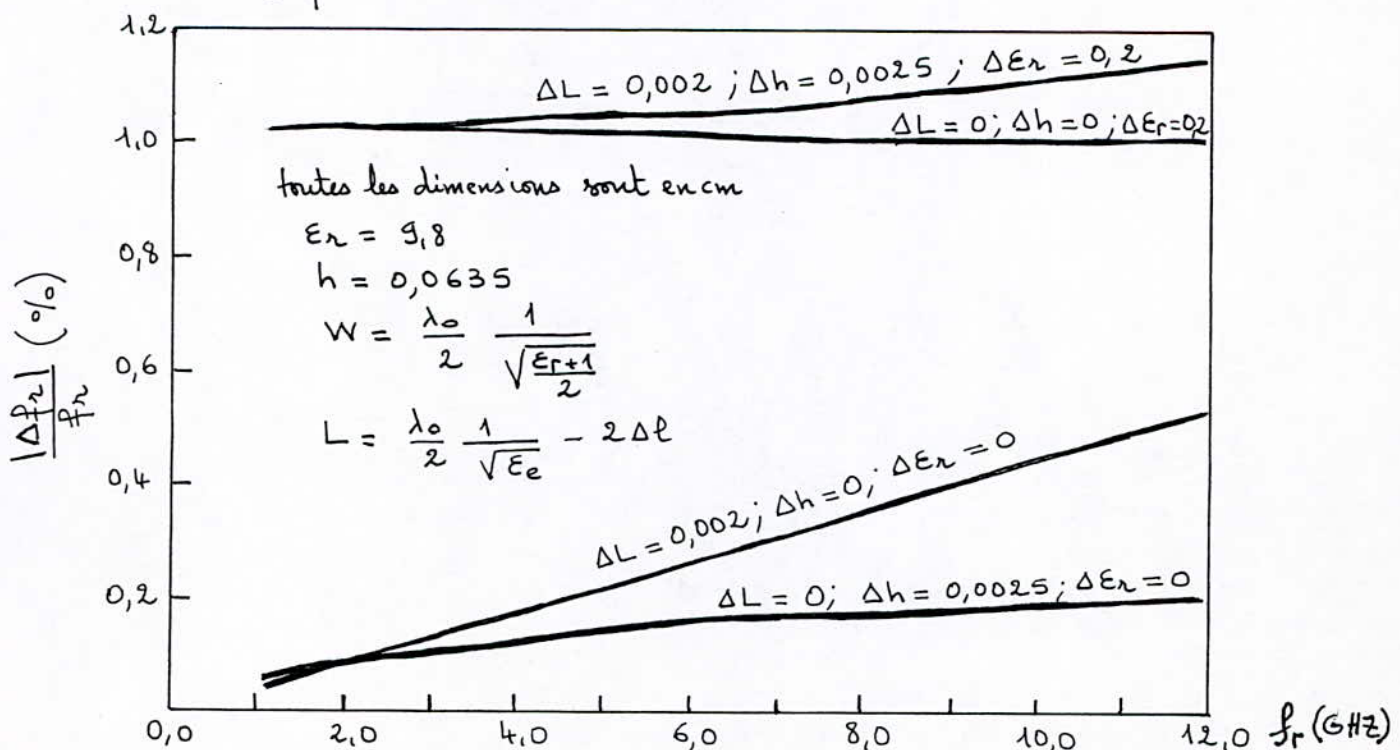


fig 2.15 Variation de $\frac{|\Delta f_r|}{f_r}$ en fonction de f_r pour $\epsilon_r = 9,8$ et pour des tolérances données.

2.5 CONSIDERATIONS DE REALISATION D'ANTENNES MICRORUBANS PRATIQUES

Pour une conception complète, d'autres aspects doivent être étudiés. Ces aspects concernent l'étude des alimentations, la polarisation des champs, combinaisons des fréquences de résonances, etc...

L'étude des alimentations a été étudiée au chapitre I. Il a été montré qu'un déplacement de l'emplacement d'alimentation fait varier l'impédance d'entrée et, de là, donne une méthode simple d'adaptation d'impédance.

Un changement de l'emplacement d'alimentation peut créer une déviation de la fréquence de résonance mais le diagramme de rayonnement reste inaltéré.

Cette variation de fréquence peut être contrôlée par un ébavurage de la plaque.

2.5.1 Polarisation

Normalement, la polarisation d'une antenne plaque rectangulaire est linéaire. Cependant, dans le cas d'une antenne plaque, une alimentation par l'angle donnerait une polarisation circulaire (fig 2.16).

Une polarisation circulaire est également obtenue, pour une plaque carrée ou rectangulaire, en excitant deux modes orthogonaux de l'antenne avec des signaux déphasés de 90° (fig. 2.16).

Kerr a développé une nouvelle technique de polarisation circulaire d'antennes microrubans. Cette technique utilise le déplacement d'un ruban de métal placé au centre d'une antenne microruban (fig. 2.17).

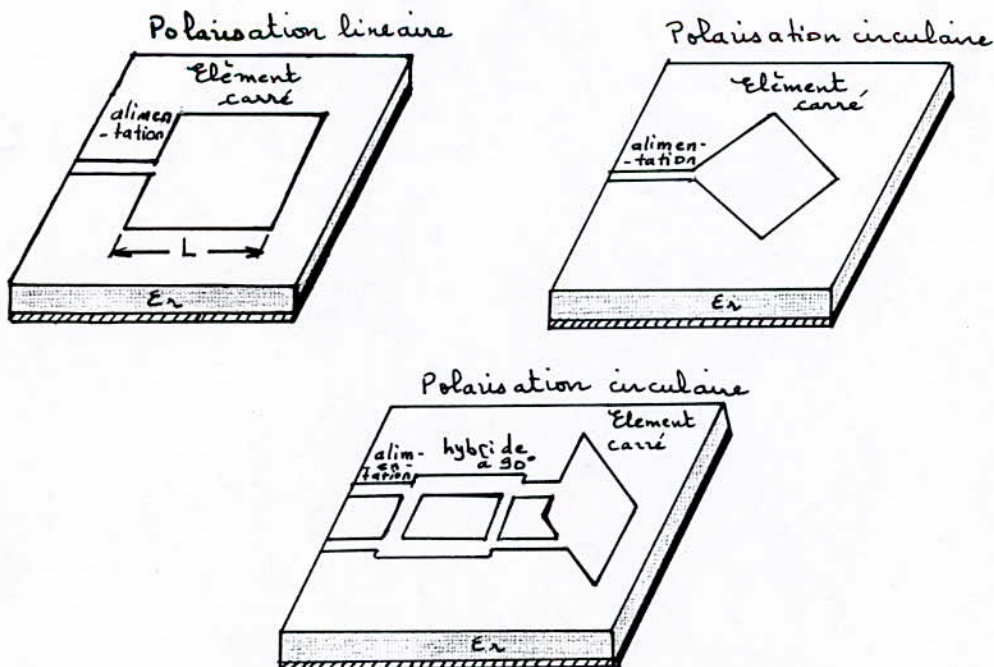


fig. 2.16/ Polarisation linéaire et circulaire d'une plaque microruban carrée

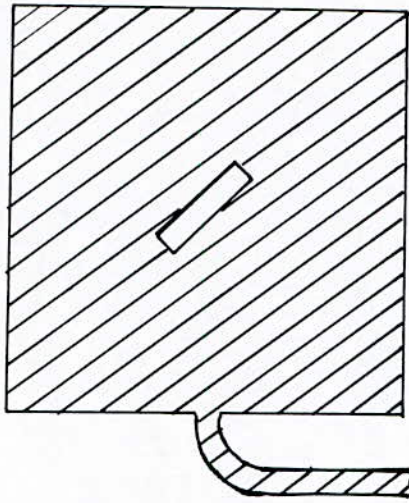


figure 2.17/Polarisation circulaire d'une plaque carrée à l'aide d'une plaque métallique rectangulaire.

2.5.2. Fréquence double ou combinaison de fréquences

Dans beaucoup d'application, l'étroite largeur de bande des antennes microrubans est une contrainte sévère qui peut même exclure leur utilisation. Heureusement que diverses techniques sont utilisées pour obtenir ou bien une fréquence double ou bien la combinaison de plusieurs fréquences de résonance.

Une technique simple pour avoir la fréquence double pour une antenne microruban consiste à avoir la longueur de l'élément résonnant à une fréquence et sa largeur à une autre fréquence, la plaque étant alimentée par des côtés adjacents.

Une technique de combinaison de plusieurs fréquences est donnée en figure 2.18. Différentes fréquences de résonance sont obtenus quand la sortie de l'antenne est en circuit ouvert ou en court circuit.

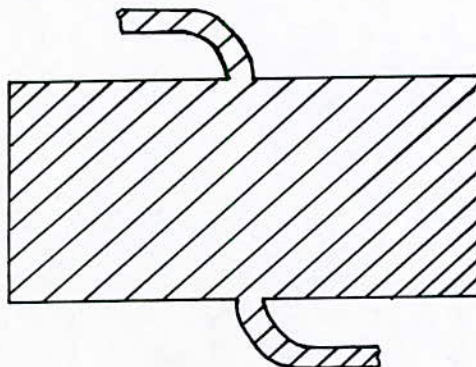


fig. 2.18/Combinaison de plusieurs fréquences à l'aide de lignes additionnelles.

une ligne coaxiale connectée à la sortie de l'antenne produit deux fréquences de résonance additionnelles dans le cas du circuit ouvert et du court circuit. D'autres résonances sont ainsi possibles par l'adjonction de lignes et de là, une antenne microruban accordable est ainsi réalisable.

L'antenne piggyback conçue par Schaubert et Farrar est un autre exemple d'antenne à fréquence double (fig 2.19).

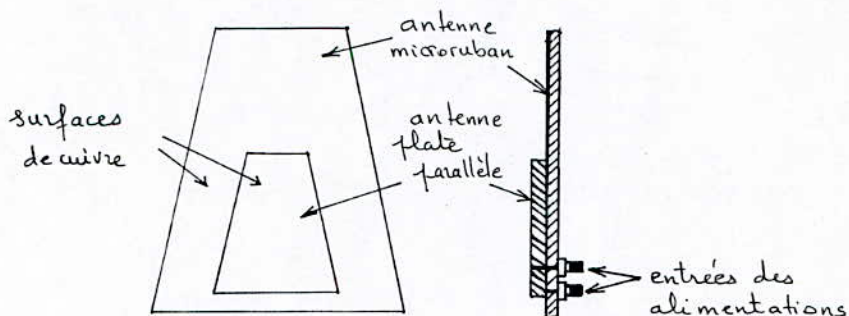


fig 2.19/ Antenne microruban piggyback.

Elle consiste en deux antennes microrubans superposées, à ouverture commune, alimentées séparément et permettant d'avoir deux rayonnements différents.

2.5.3 Antenne microruban omni-directionnelle

Une antenne microruban rectangulaire peut être conçue pour avoir plusieurs largeurs de faisceau (ouverture) s'étendant en pratique de 60° à 160° . Pour quelques applications (par exemple l'expérience de poursuite Doppler du vaisseau spatial Soyouz Appolo) des éléments à étroites largeurs de faisceau furent spécialement conçus.

D'un autre côté, pour les applications demandant une large couverture, par exemple vaisseau spatial de liaison satellite ou réseaux à commande de phase fonctionnant au delà d'angles supérieurs à 50° dans une grande ouverture, il est nécessaire d'avoir des éléments à large ouverture pour des applications permanentes, une couverture omni-directionnelle est souhaitable, des techniques spéciales doivent être adoptées puisque les antennes microrubans plates ne sont pas omni-directionnelles.

Krall a conçu une antenne microruban omni-directionnelle qui est, en fait, une antenne microruban quart d'onde enroulée en une spirale de telle façon que le substrat et le plan de masse forment des cylindres concentriques solides (fig2.20)

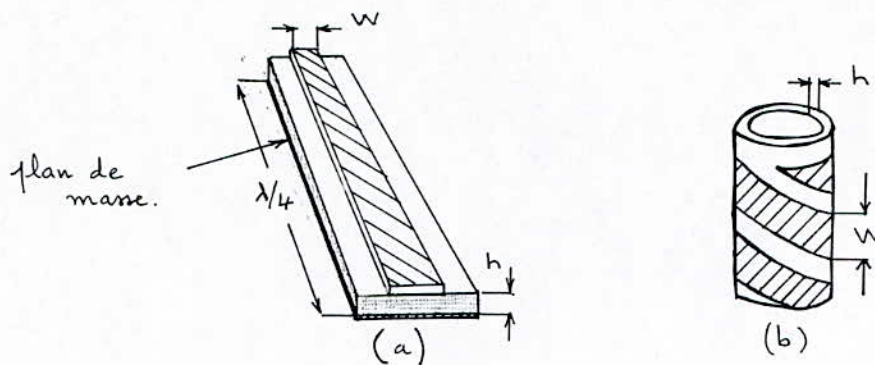


fig. 2.20/Antenne microruban quart d'onde et l'antenne microruban omni-directionnelle.

Cette antenne a de petites dimensions à l'exception de son épaisseur. Comme autres avantages, cette antenne n'exige pas de circuit d'accord, car elle peut être alimentée par toute ligne coaxiale normale. De plus, la cavité vide en son centre peut être utilisée pour contenir les circuits adjoints à l'antenne.

Il a été prouvé empiriquement que cette antenne opère mieux si l'espace ouvert compris entre les rubans est d'au moins la demi-largeur du ruban.

Pour assurer un diagramme omni-directionnel, la largeur W doit être plus grande que le diamètre du cylindre.

2.5.4. Les effets du givrage ou du revêtement diélectrique

Une antenne plaque microruban peut être sujette au givrage ou à un revêtement de peinture ou autre matériau diélectrique de protection. Ces enduits affectent la performance de l'antenne. En particulier, la fréquence de résonance est abaissée, provoquant de sérieux problèmes d'accord.

Quand une antenne plaque microruban est couverte par un enduit quelconque, ses propriétés telles que impédance caractéristique, vitesse de phase, pertes, facteur de qualité Q changent de valeurs.

Le degré de variation dépend de l'épaisseur de la couverture diélectrique et de sa permittivité relative qui peut être la même ou différente de celle du substrat diélectrique.

La variation de la constante diélectrique effective du substrat est représentée, pour diverses W/h , en fonction de d/h dans la figure 2.21 où d représente l'épaisseur de la couche de revêtement diélectrique.

A partir de la variation de la constante diélectrique effective, l'antenne étant dans un cas isolée (ϵ_{e0}) puis chargée dans un autre cas (ϵ_e), la variation relative de la fréquence de résonance peut être calculée en utilisant :

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{\sqrt{\epsilon_e} - \sqrt{\epsilon_{e0}}}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.63)$$

si $\epsilon_e = \epsilon_{e0} + \Delta\epsilon_e$ et $\Delta\epsilon_e \leq 0,1 \epsilon_{e0}$ alors

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\epsilon_e / \epsilon_{e0}}{1 + \frac{1}{2} \Delta\epsilon_e / \epsilon_{e0}} \quad (2.64)$$

$\frac{\Delta f_r}{f_r}$ pour une antenne microruban couverte par une couche de diélectrique est tracée dans les figures 2.22 et 2.23 en fonction de la fréquence de résonance.

2.6 EXEMPLE DE CONCEPTION

Pour une antenne microruban rectangulaire ($L = 4,85$ cm, $W = 5,82$ cm) opérant à 2 GHz avec un substrat de diélectrique ayant une constante diélectrique $\epsilon_r = 2,23$ et d'épaisseur $h = 0,159$ cm on a pu relever les caractéristiques résumées dans le tableau suivant :

caractéristiques	valeurs mesurées
. Position du faisceau	Grande ouverture
. Largeur de faisceau à 3dB, Plan E	111°
Plan H	123°
. Directivité	7.08 dB
. Rendement	99,08 %
. Gain	7.07 dB
. Largeur de bande pour un T.o.s 1 : 2	2 %

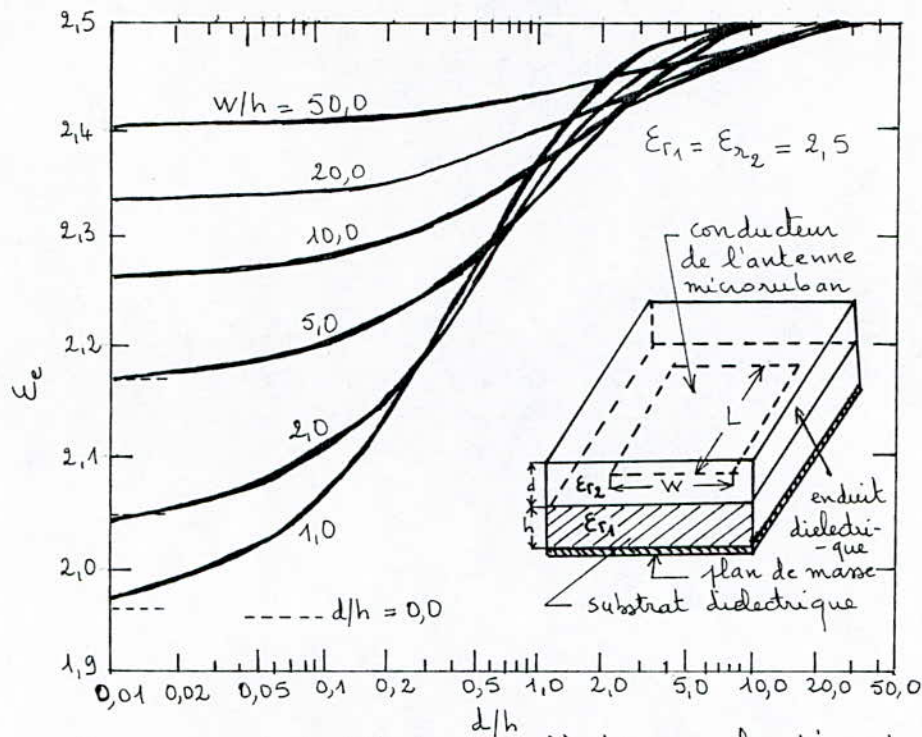


fig 2.21 Constante diélectrique effective en fonction de d/h pour diverses valeurs de W/h .

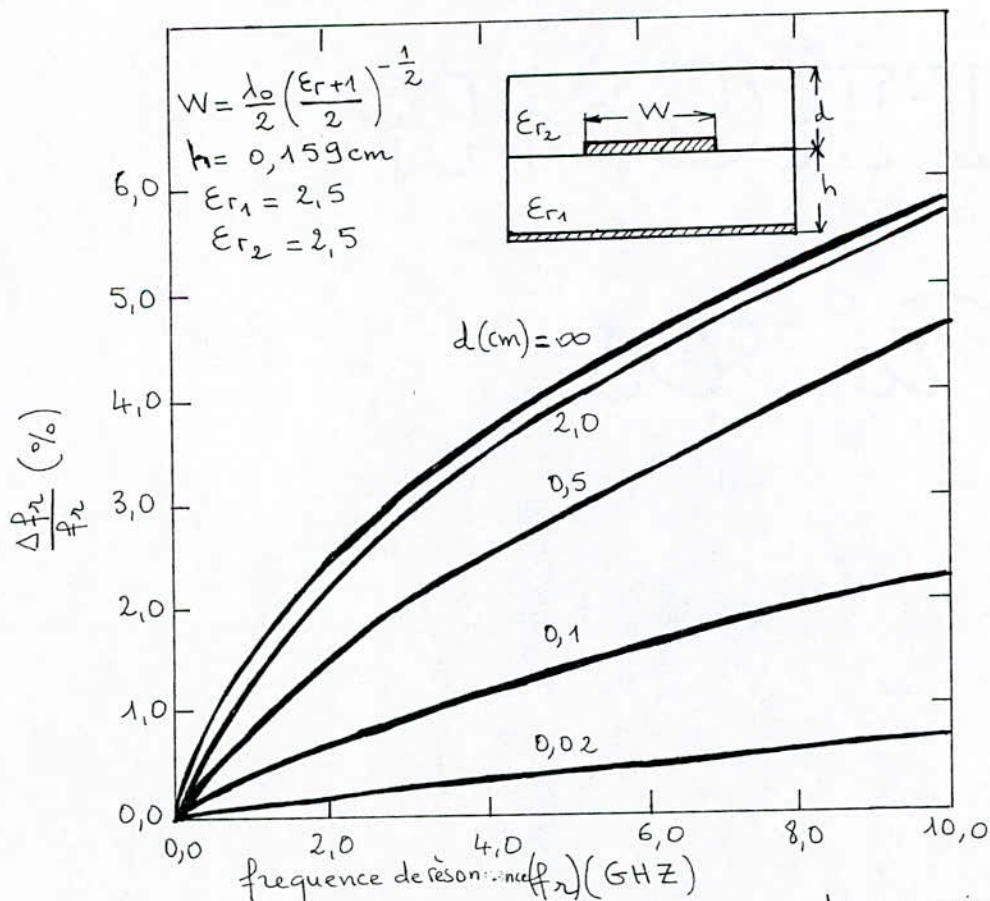


Fig 2.22 $\frac{\Delta f_r}{f_r}$ en fonction de f_r pour une antenne microruban couverte par un enduit diélectrique ($\epsilon_{r2} = 2.5$).

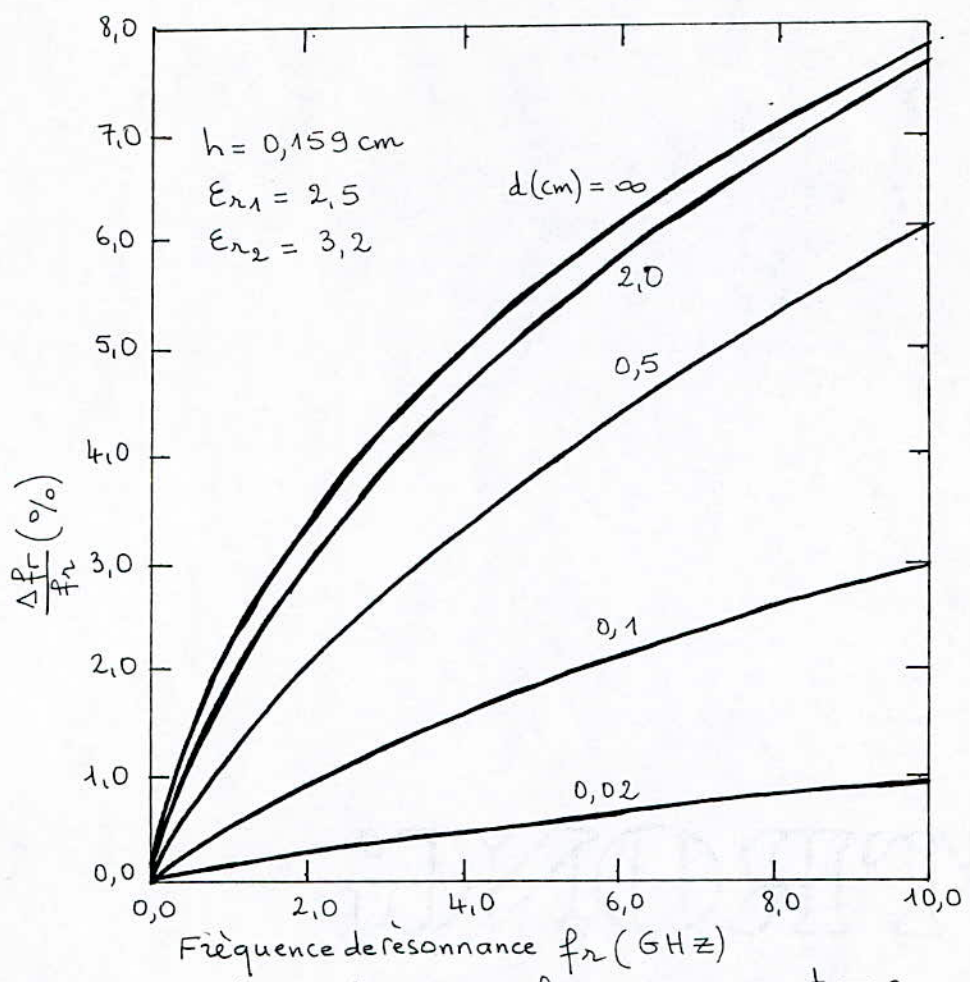


fig 2.23 $\frac{\Delta f_r}{f_r}$ en fonction de f_r pour une antenne microruban couverte de givre ($\epsilon_r = 3,2$).

III - LES RESEAUX D'ANTENNES MICRORUBANS

3.1 INTRODUCTION

Souvent les caractéristiques souhaitées pour une antenne microruban peuvent être obtenues à l'aide d'un seul élément microruban. Cependant, comme il est le cas des antennes microondes conventionnelles, les caractéristiques telles que gain élevé, faisceau balayeur ou aptitude de commande ne sont possibles que si des éléments imprimés sont combinés de façon à former un réseau.

Les éléments d'un réseau peuvent être identiques ou différents les uns des autres, et répartis de façon à former un réseau linéaire, plan ou tridimensionnel. Un réseau linéaire consiste en un ensemble d'éléments placés en ligne droite à égales distances. De même, un réseau plan consiste en un ensemble d'éléments régulièrement disposés dans un plan.

D'autres classifications incluent les méthodes de balayage (balayage à commande de phase, balayage à retard temporel, balayage à commande de fréquence) ou les structures d'antennes (conformées ou non).

Des classifications combinées sont également possibles comme par exemple réseau linéaire conformé à commande de phase. On s'intéressera dans ce qui suivra principalement aux réseaux à commande de phase qui sont les plus utilisés.

3.2 RESEAUX MICRORUBANS A COMMANDE DE PHASE

Considérons l'équation définissant la direction du faisceau principal, θ_m pour un réseau :

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{\beta_0 \lambda_0}{2\pi d} \right) \quad (3.1)$$

où β_0 est le facteur de phase d'un élément dont la variation produit le balayage du faisceau (variation de θ_m). Le mécanisme de base d'une antenne réseau de balayage à commande de phase est illustré par la figure 3.1. Le déphasage est accompli par des déphaseurs connectés aux éléments qui sont alimentés en **serie** et/ou en parallèle.

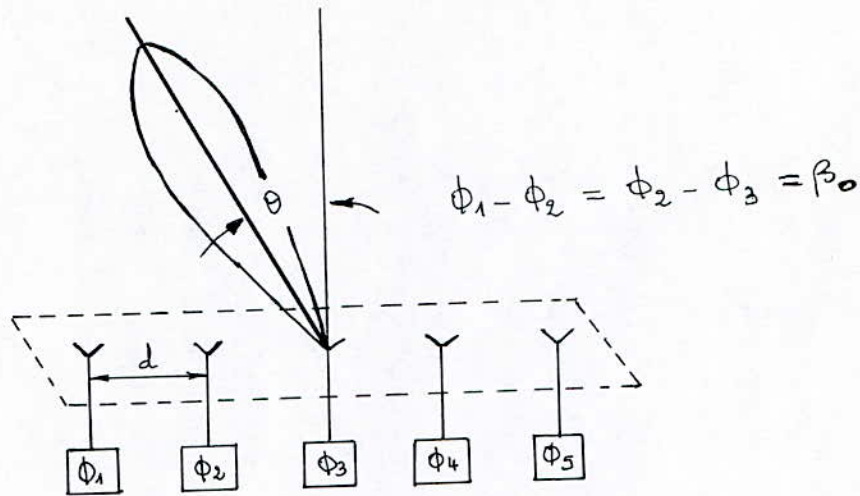


figure 3.1 / Réseau d'antennes de balayage à commande de phase.
 quand les courants alimentant les éléments sont en phase et d'amplitudes égales ou réparties, un faisceau à grande ouverture en résultera.
 La direction du faisceau est fonction du déphasage différentiel entre éléments. Chaque phase progressive établissant le réseau d'alimentation d'une antenne réseau résulte d'une position unique du faisceau.
 Pour un réseau linéaire (fig. 3.2) avec un espacement inter-éléments de d et un déphasage de β_0 entre éléments, la déviation de l'axe du principal faisceau à grande ouverture, θ_p est donnée par :

$$\theta_p = \sin^{-1} \left(\frac{\beta_0 \lambda_0}{2\pi d} \right) \quad (3.2)$$

où $\beta_0 = \frac{2\pi l}{\lambda_0}$, l étant la longueur du réseau et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

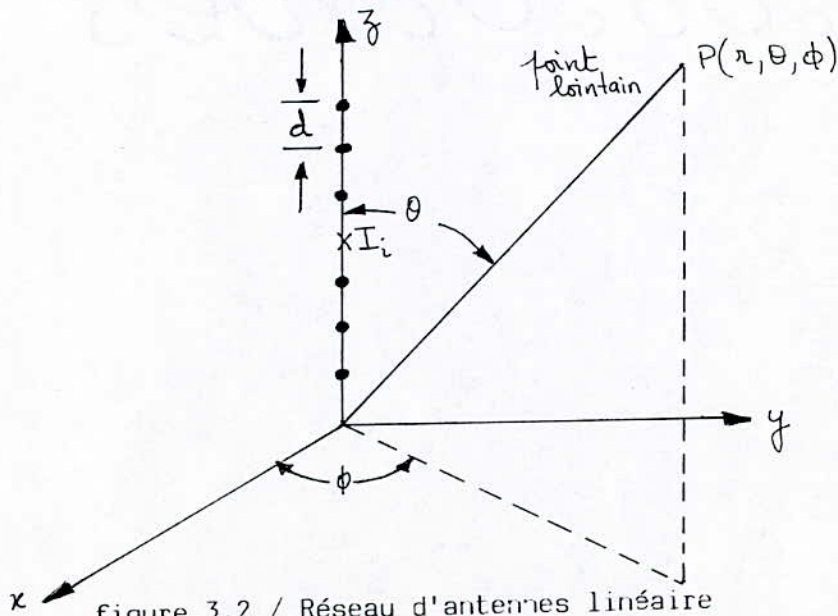


figure 3.2 / Réseau d'antennes linéaire

Une déviation de la position de faisceau affecte la position de la largeur de faisceau et crée une déviation comme c'est illustré par Van Anlock :

$$\theta_{BS} = \sin^{-1} \left(0,443 \frac{\lambda_0}{Nd} + \sin \theta_p \right) + \sin^{-1} \left(0,443 \frac{\lambda_0}{Nd} - \sin \theta_p \right) \quad (3.3)$$

où N est le nombre total d'éléments rayonnants.

Bickmore a obtenu un résultat analogue dans le cas du réseau plan (fig. 3.3)

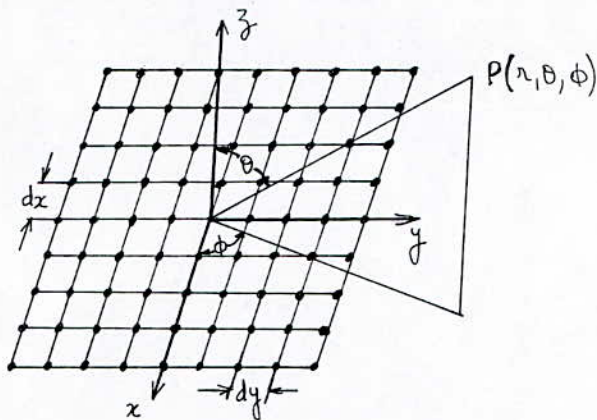


fig. 3.3 / Réseau d'antennes plan

d'une façon similaire, le gain du réseau varie également avec l'angle de balayage du fait que le couplage mutuel entre éléments change :

$$\theta_{BS} = \sin^{-1} \left(\sin \theta_p + \sin \left(\theta_B / 2 \right) \right) - \sin^{-1} \left(\sin \theta_p - \sin \left(\theta_B / 2 \right) \right) \quad (3.4)$$

où θ_{BS} représente la largeur de faisceau pour n'importe quel angle de balayage (θ_p), θ_B est la largeur du faisceau quand l'angle de balayage est nul.

$$\theta_B \cong \frac{68,8}{(N-1) dx} \quad (\text{degrés}) \quad (3.5)$$

où dx est la distance entre éléments exprimée en longueurs d'onde.

L'espacement entre éléments détermine l'emplacement des lobes et le maximum de l'angle de balayage. Un élément distant de plus $\lambda / 2$ dans un réseau à commande de phase peut donner lieu à une augmentation du nombre de lobes d'amplitudes égales à celle du faisceau principal.

une trame de lobes n'est pas souhaitée, si l'on veut éviter des ambiguïtés et une faible directivité.

l'espacement entre éléments est choisi de façon à éviter la formation des réseaux de lobes à l'extrémité de l'antenne réseau ($\theta = 90^\circ$). Pour la plus haute fréquence d'utilisation et pour un angle de balayage maximal, ceci nous amène à un espacement :

$$dx = \frac{\lambda_0}{1 + \sin \theta_{\max}} \quad (3.6)$$

où θ_{\max} est l'angle maximal de balayage.

dy sera obtenu de façon similaire à partir de certaines considérations sur l'angle de balayage dans le plan orthogonal.

Le déphasage exigé entre éléments pour le balayage d'un faisceau d'un angle θ dans la grande ouverture dans le cas du réseau linéaire est :

$$\beta_0 = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \theta \quad (3.7)$$

de là, pour un réseau plan, de commandes d'orientation θ et ϕ , les déphasages entre lignes et colonnes consécutives sont :

$$\beta_x = \frac{2\pi dx}{\lambda_0} \sin \theta \cos \phi \quad (3.8)$$

$$\beta_y = \frac{2\pi dy}{\lambda_0} \sin \theta \sin \phi \quad (3.9)$$

où dx et dy sont : espacements entre éléments dans les directions x et y respectivement.

Pour un réseau $M \times N$, la phase commandant l'orientation de chaque élément est :

$$\phi_{mn} = m \beta_x + n \beta_y \quad (\text{modulo } 2\pi) \quad (3.10)$$

où $n = 1, 2, \dots$ M lignes

$m = 1, 2, \dots$ N colonnes

ou bien

$$\beta_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda_0} (m dx \sin \theta \cos \phi + n dy \sin \theta \sin \phi) \quad (3.11)$$

et la tension appliquée à chaque élément est

$$V_{mn} = |V_{mn}| e^{-j\beta_{mn}} \quad (3.12)$$

3.3 DEPHASEURS DES RESEAUX D'ANTENNES MICRORUBANS

L'insertion de déphaseurs est faite aussi bien pour les réseaux fixes que pour les réseaux à balayage de faisceaux. Dans le cas des réseaux à faisceaux fixes, les déphaseurs permettent une variation de phase à l'entrée de chaque élément rayonnant et peuvent cependant être conçus comme de simples segments de lignes de transmission ou lignes microrubans.

Dans le cas du réseau à balayage de faisceau, la phase de la puissance d'entrée de chaque élément doit varier de façon à balayer le faisceau. La variation de phase peut être accomplie par des déphaseurs mécaniques ou électriques. Pour les réseaux d'antennes microrubans, une commande de phase électronique est de loin la plus pratique. Des déphaseurs électroniques, pouvant être intégrés directement dans le réseau, sont souhaités.

A noter enfin que le premier réseau à commande de phase utilisant les structures microrubans fut conçu en 1975 par Sanford et Klein de la Ball Brothers Research Corporation U.S.A.

Cette antenne réseau faisait partie d'un système récepteur aérospatial.

3.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES RESEAUX A COMMANDE DE PHASE

a) avantages

- 1 - Les réseaux peuvent manipuler des puissances très élevées
- 2 - Si un balayage électronique est utilisé, ces antennes sont mécaniquement stables et une haute résolution angulaire est possible
- 3 - Une utilisation multimode est possible, car beaucoup de faisceaux indépendants peuvent être générés et les faisceaux fixes et balayeurs peuvent être simultanément générés.
- 4 - Une distribution d'ouverture peut être plus rapidement obtenue avec un réseau qu'avec une lentille ou avec des réflecteurs, puisque l'amplitude et la phase de chaque élément peuvent être séparément contrôlées.
- 5 - Les pertes de déformation (Spill-Over) dues à un haut rendement sont absentes dans de tels réseaux.
- 6 - Avec des faisceaux multiples et de hauts taux de balayage, de hauts débits d'information sont possibles avec de rapides temps de réaction.

- 7 - Avec le développement rapide des microprocesseurs et des ordinateurs, les réseaux sont aisément commandés par ordinateur, permettant ainsi efficacité, programmation de système précise et acquisition de données.
- 8 - Avec des réseaux commandés par ordinateur des tests incorporés peuvent être faits sur les systèmes de traitement intelligent.
- 9 - Les réseaux peuvent être agrandis en leur ajoutant simplement d'autres éléments extra-plats, en remplaçant des éléments passifs par des éléments actifs, etc...

b) inconvénients

- 1 - Une couverture limitée est utilisée dans une ouverture plane unique.
Théoriquement, un balayage hémisphérique complet serait possible ; cependant, en pratique le balayage est limité par les effets de couplage mutuel et le besoin d'éviter les réseaux de lobes.
- 2 - Le coût et la complexité sont les inconvénients majeurs. Le coût est directement proportionnel au nombre d'éléments.
- 3 - Pour obtenir des largeurs de faisceau étroites, un grand nombre d'éléments est nécessaire, augmentant ainsi non seulement le coût et la complexité mais aussi la probabilité de décrochage des éléments.
- 4 - La stabilité de la phase dépend des conditions ambiantes

3.5 CONCLUSION

L'augmentation continue de la complexité des systèmes, de la performance et des demandes fonctionnelles des réseaux à commande de phase en structure micro-ruban, utilisés pour divers radars, et en télécommunications par satellites, exige des systèmes d'antennes intensément complexes.

Avec les récents développements des déphaseurs digitaux et des microprocesseurs pour commande de faisceaux, l'utilisation des réseaux d'antennes peut être appelée à augmenter. Finalement, les réseaux microrubans à commande de phase joueront un rôle prépondérant dans le futur.

Les propriétés physiques et la possibilité de fabrication totalement intégrée des systèmes de réseaux à commande de phase rendent leur utilisation dans les systèmes avancés très intéressante.

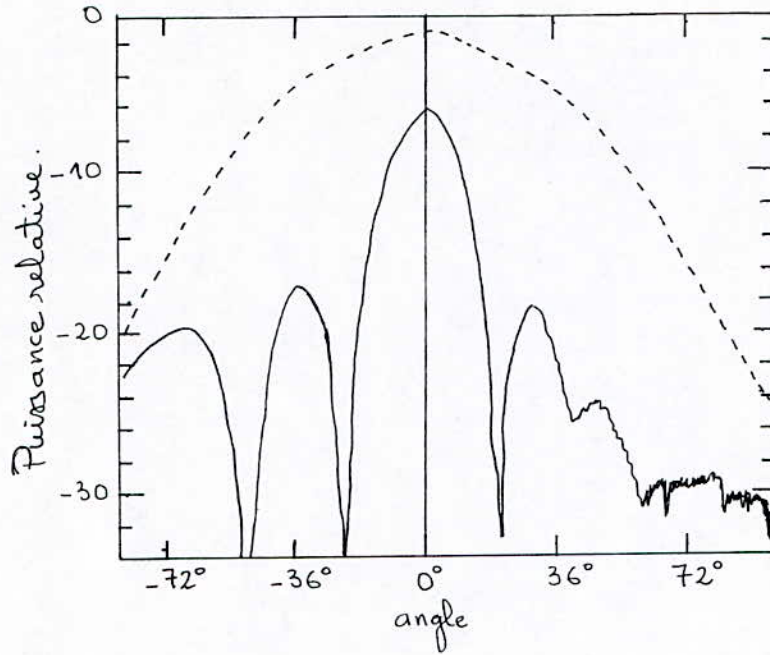


fig3.4 Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire à 4 éléments dans le plan E (—) et dans le plan H (---) avec : $f_r = 9 \text{ GHz}$, $Z_0 = 25 \Omega$, $BW = 2\%$, $T.O.S < 2$, $\theta_m = 90^\circ$.

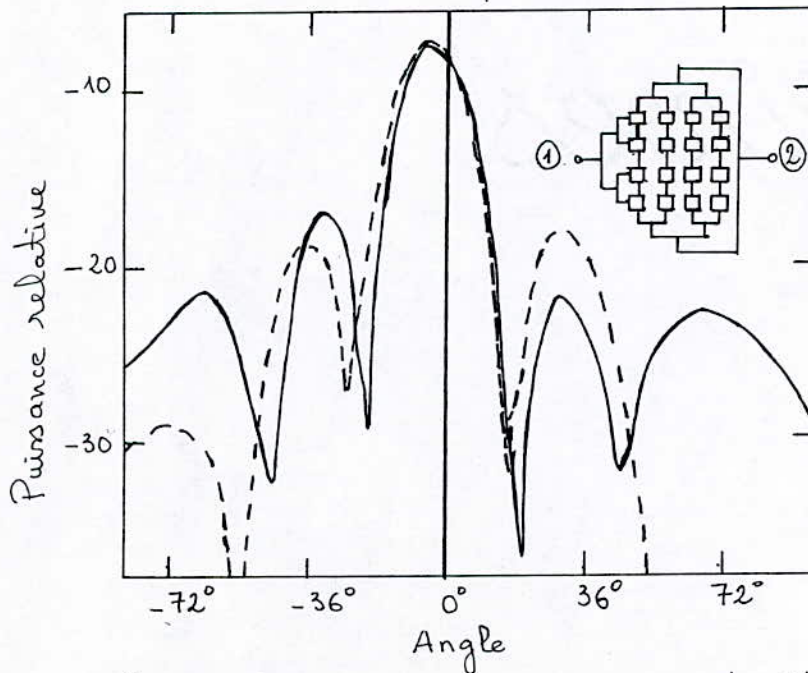


fig3.5 Diagramme de rayonnement d'un réseau plan 4×4 éléments dans le plan E (—) et dans le plan H (---) avec $f_r = 9,0 \text{ GHz}$, $L = W = 0,47 \lambda$, $BW = 2\%$, $T.O.S \leq 2$.

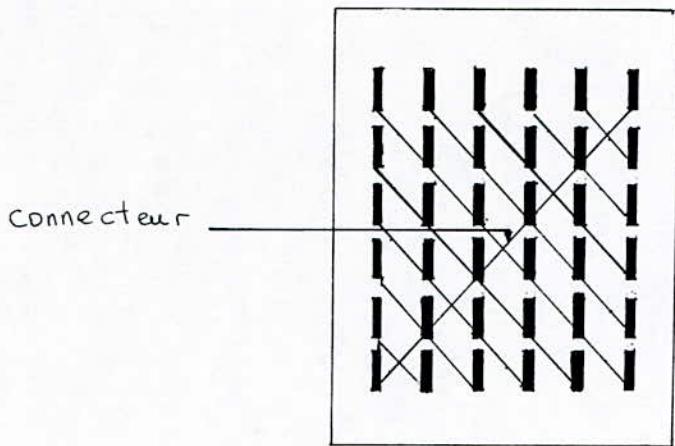


fig 3.6 Réseau à alimentation en croix.

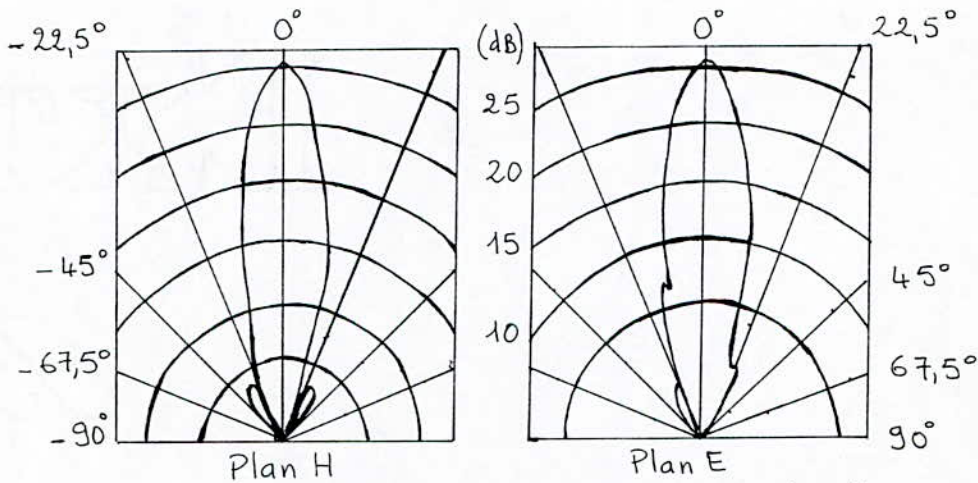


fig 3.7 Diagramme de rayonnement d'un réseau plan 16x16 éléments alimenté en croix avec $f_r = 9,3 \text{ GHz}$.

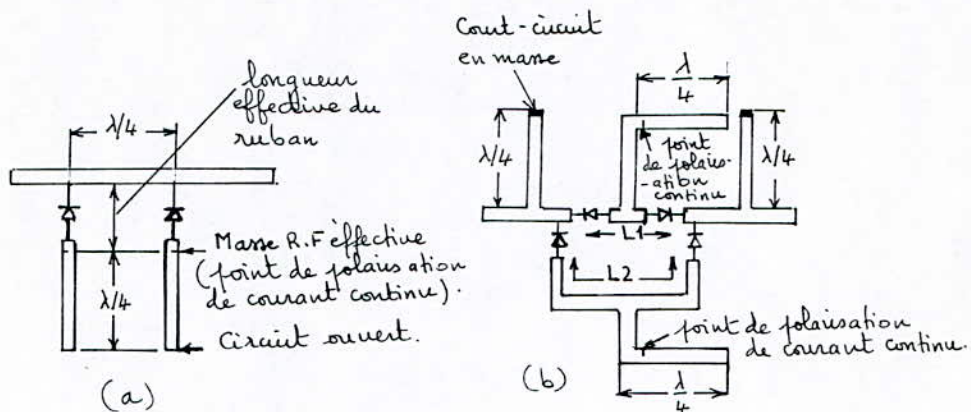


fig 3.8 (a) Déphaseurs à ligne chargée.
 (b) Déphaseurs à commutation de ligne.

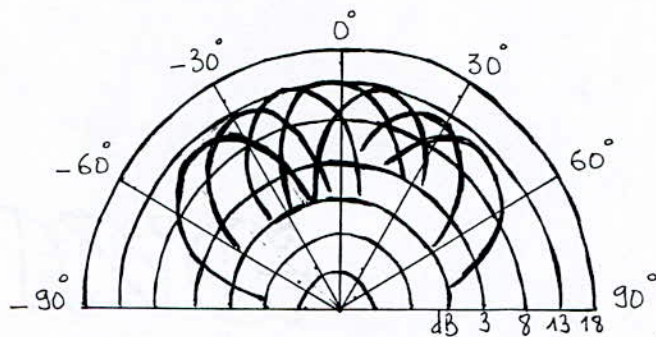


fig 3.9 Diagramme de rayonnement de couverture (plan H) d'un réseau plan 4×4 à commande de phase, avec $L = \frac{\lambda}{2}$, $f_r = 5 \text{ GHz}$, $dx = dy = d = 0,54 \lambda$, les éléments sont polarisés linéairement.

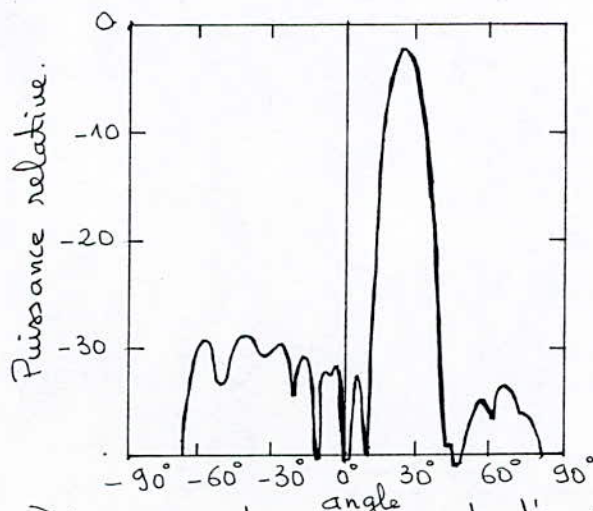


fig 3.10 Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire à commande de phase à 16 éléments avec un angle de balayage égal à 25° .

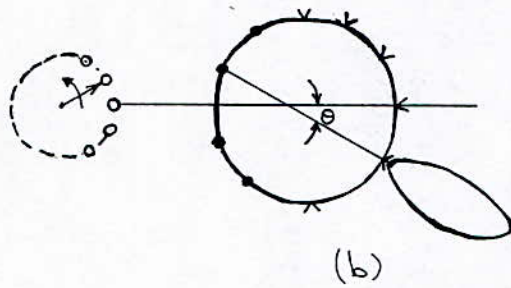
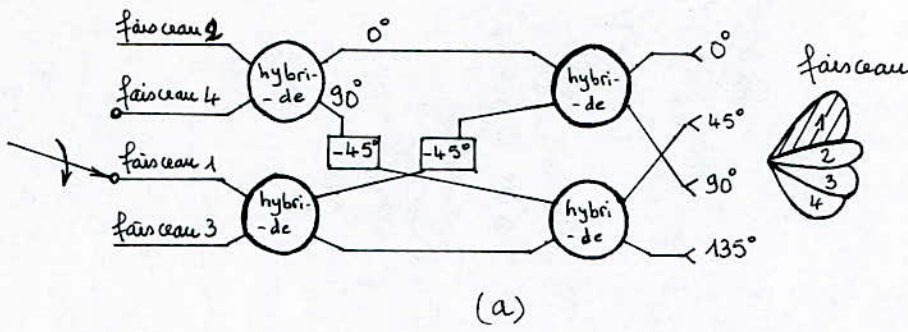


fig 3.11 Balayage de faisceau à commande phase à l'aide des méthodes :

- (a) matrice à déphasage hybride
- (b) Lentilles géodésiques.

Diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes à faisceau fixe

. $|f(\theta, \phi)|$: diagramme de rayonnement d'un élément.

. $|E(\theta, \phi)| = |f(\theta, \phi)| \cdot |T|$ qui est le diagramme de rayonnement d'un réseau. T est le facteur de réseau.

Dans le cas où les courants sont à amplitudes égales et,

- pour un réseau linéaire : $|T| = \frac{\sin(nu/2)}{n \cdot \sin(u/2)}$ avec $u = k_0 d(\cos \theta - \cos \theta_m)$

où n est le nombre d'élément et d l'espacement entre éléments (voir fig3.2)

- pour un réseau plan $n_x \times n_y$

$$|T| = |T_x| \cdot |T_y|$$

$$T_x = \frac{\sin\left(\frac{n_x s_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{s_x}{2}\right)}$$

$$s_x = \beta_x + n_x k_0 d_x \sin \theta \cos \phi$$

$$T_y = \frac{\sin\left(n_y \frac{s_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{s_y}{2}\right)}$$

$$s_y = \beta_y + n_y k_0 d_y \sin \theta \sin \phi$$

d_x et d_y sont les déphasages entre éléments respectivement suivant l'axe des x et l'axe des y .

s_x et s_y sont les espacements entre éléments respectivement suivant l'axe des x et l'axe des y (voir fig.3.3).

Programme d'exécution des diagrammes de rayonnement

```
5 INPUT T
10 CLS:SCREEN 3
20 PI=3.14159
30 FOR I=.01 TO PI*2 STEP PI/200
35 K=42:H=.00159
40 DEF FNF(I)=SIN(K*H*COS(I)/2)*SIN(2*PI*COS(T))*COS(K*L*COS(I)/2)/(K*H*COS(I)*2
*SIN(PI*COS(T)/2))
50 X=FNF(I)*COS(I)*150+300
60 Y=200-FNF(I)*SIN(I)*150
70 PSET(X,Y)
80 NEXT I
90 LINE(0,200)-(640,200)
95 LINE(300,0)-(300,400)
```

où I = paramètre variable (θ ou ϕ).

Exemples de diagrammes de rayonnements.

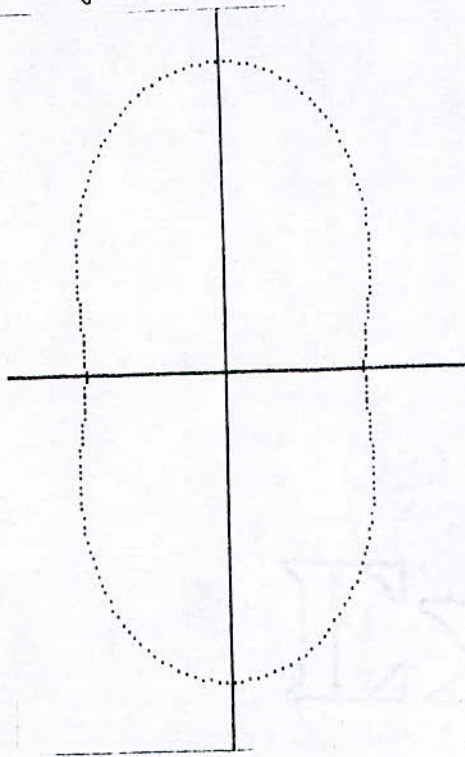
$$f_n = 2 \text{ GHz}$$

$$\epsilon_r = 2,32$$

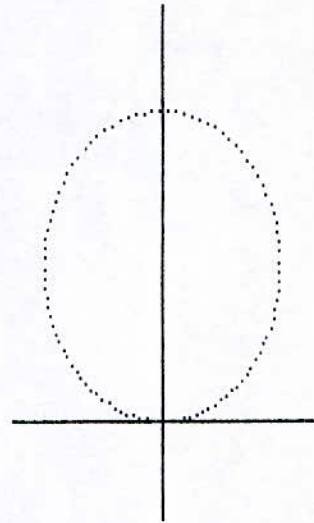
$$h = 0,159 \text{ cm}$$

On tire $W = 5,82 \text{ cm}$ et $L = 4,85 \text{ cm}$

Diagramme de rayonnement pour un seul élément.

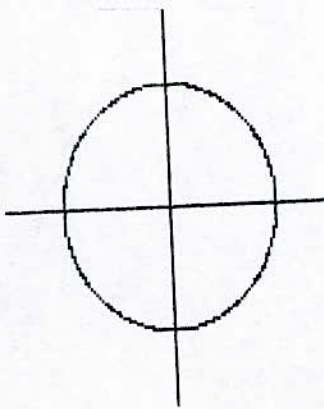


(a) dans le plan E



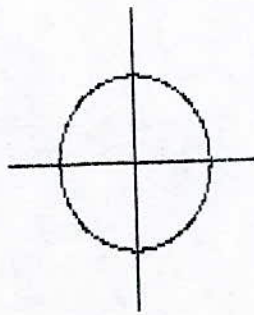
(b) dans le plan H

Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire
Dans le plan E



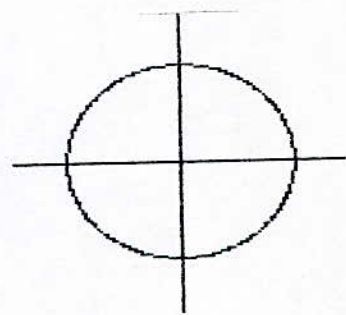
$$\theta_m = \frac{\pi}{6}$$

(a)



$$\theta_m = \frac{\pi}{4}$$

(b)

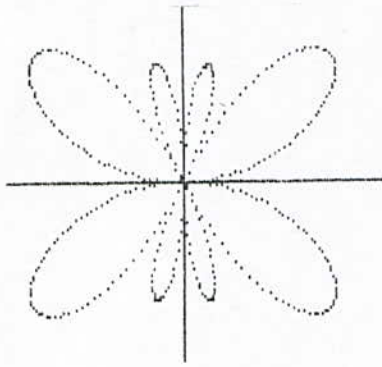


$$\theta_m = \frac{4\pi}{5}$$

(c)

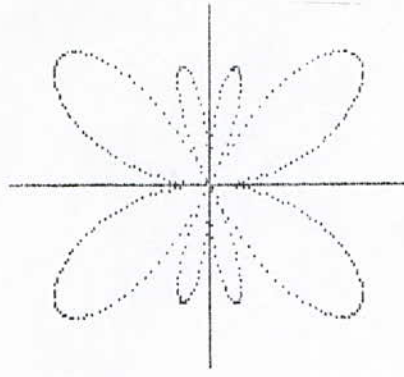
Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire

Dans le plan H



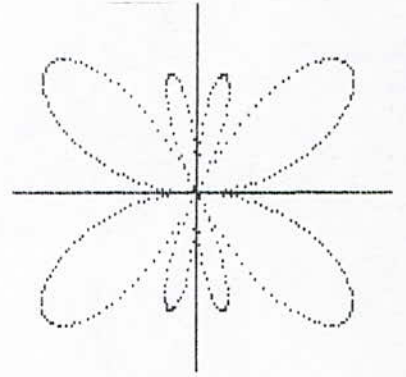
$$\theta_m = \frac{\pi}{6}$$

(a)



$$\theta_m = \frac{\pi}{4}$$

(b)



$$\theta_m = \frac{\pi}{3}$$

(c)

ANNEXE A

FORMULAIRE RELATIF A L'ETUDE DES MICRORUBANS

Les méthodes numériques des caractéristiques de microrubans incluent des calculs très longs et fastidieux.

Une partie complète des équations de conception des microrubans est présentée dans cette annexe.

A . 1 Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique d'un microruban (fig A.1) est donnée par :

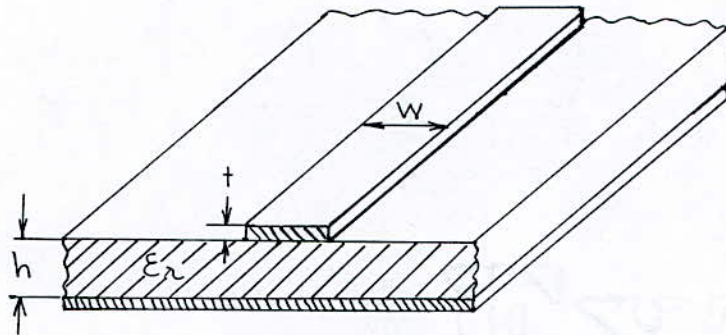


fig A.1 / Configuration d'une ligne microruban

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_e}} \left(\text{Ln} \left(\frac{8h}{W'} + 0,25 \frac{W'}{h} \right) \right) \quad W/h \leq 1 \quad (\text{A.1.a})$$

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left\{ \frac{W'}{h} + 1,393 + 0,667 \text{Ln} \left(\frac{W'}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \quad W/h \geq 1 \quad (\text{A.1b})$$

$$\text{ou} \quad \eta_0 = 120\pi \Omega \quad (\text{A.2a})$$

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \text{Ln} \frac{4\pi W}{t} \right) \quad W/h \leq \frac{1}{2\pi} \quad (\text{A.2b})$$

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \text{Ln} \frac{2h}{t} \right) \quad W/h \geq \frac{1}{2\pi} \quad (\text{A.2c})$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) - C \quad (\text{A.2d})$$

$$\text{avec} \quad F(W/h) = \begin{cases} (1 + 12h/W)^{-1/2} + 0,04(1 - W/h)^2 & W/h \leq 1 \\ (1 + 12h/W)^{-1/2} & W/h \geq 1 \end{cases}$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}}$$

où W est la largeur et t l'épaisseur du ruban conducteur, h est l'épaisseur du substrat et ϵ_r sa constante diélectrique. ϵ_e est la constante diélectrique effective du substrat. Pour W, h, t et ϵ_r donnés, Z_0 peut être calculée à partir des équations (A.1) et (A.2).

A . 2 Longueur d'onde du guide

Elle est donnée par

$$\lambda = \frac{V_p}{f} \quad (\text{A.3})$$

où f est la fréquence d'utilisation et V_p la vitesse de phase dans le microruban, donnée par

$$V_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (\text{A.4})$$

où C est la vitesse de la lumière dans le vide.

comme on prend en compte les champs externes au substrat, à partir des équations (A.3) et (A.4), il vient :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (\text{A.5})$$

λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et ϵ_{ef} est donnée par :

$$\epsilon_{ef} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (\text{A.6})$$

où

$$G = \left(\frac{Z_0 - 5}{60} \right)^{1/2} + 0,004 Z_0 \quad (\text{A.7a})$$

$$f_p = \frac{Z_0}{(2\mu_0 H)} \quad (\text{A.7b})$$

A . 3 Pertes

La constante d'atténuation α d'une ligne microruban est l'une de ses plus importantes caractéristiques.

La perte d'atténuation dans une ligne microruban est due à la perte dans le conducteur α_c , et à la perte dans le substrat diélectrique α_d .

α_c est donnée par l'expression

$$\alpha_c = \begin{cases} 1,38 \frac{R_s}{h Z_0} \frac{32 - (W'/h)^2}{32 + (W'/h)^2} \lambda, & (W/h \leq 1) \\ 6,1 \times 10^{-5} \frac{R_s Z_0 \epsilon_f}{h} \left(W'/h + \frac{0,667 W'/h}{W'/h + 1,444} \right) \lambda, & (W/h \geq 1) \end{cases}$$

où

$$\lambda = \begin{cases} \lambda + \frac{h}{W'} \left(1 + \frac{1,25 \epsilon}{\pi W} + \frac{1,25}{\pi} \ln \left(\frac{4\pi W}{\epsilon} \right) \right), & W/h \leq \frac{1}{2\pi} \\ \lambda + \frac{h}{W'} \left(1 - \frac{1,25 \epsilon}{\pi h} + \frac{1,25}{\pi} \ln \left(\frac{2h}{\epsilon} \right) \right), & W/h \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$$

$$\lambda = \begin{cases} 0,5 & \text{pour le ruban seul} \\ 0,1 & \text{pour le microruban} \end{cases}$$

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}$$

f : fréquence.

A . 4 Possibilité d'utilisation de puissance

Quoique les lignes microrubans ne sont pas aussi bien appropriées aux applications à haute puissance comme les guides d'onde ou les lignes coaxiales, il serait utile de connaître les limitations de puissance d'utilisation de ces lignes pour les applications à puissance moyenne.

La puissance qu'une ligne microruban peut transmettre est limitée par l'échauffement causé par les pertes ohmiques et diélectriques et par les discontinuités diélectriques.

L'augmentation de la puissance dûe au conducteur et aux pertes diélectriques limite la puissance moyenne de la ligne microruban alors que la discontinuité ruban conducteur-plan de masse limite la puissance crête.

.../...

Puissance moyenne

La puissance moyenne maximale P_{av} pour une ligne donnée peut être évaluée à partir de :

$$P_{av} = (T_{max} - T_{amb}) / \Delta T \quad (A.10)$$

$$\text{avec } \Delta T = \frac{h}{k} \left(\frac{\Delta P_c}{W_e} + \frac{\Delta P_d}{2W_{eff}(f)} \right) \text{ deg c/w} \quad (A.11)$$

$$\text{où } W_e = \frac{120 \pi h}{Z_0^a} \quad (A.12a)$$

$$W_{eff}(f) = W + \frac{W_e - W}{1 + (f/f_p)^2} \quad (A.12b)$$

$$\Delta P_c = 1 - \exp(-0,2303 \alpha_c) \text{ W/m} \quad (A.12c)$$

$$\Delta P_d = 1 - \exp(-0,2303 \alpha_d) \text{ W/m} \quad (A.12d)$$

et T_{max} : température d'utilisation maximale du substrat

T_{amb} : température du milieu ambiant

Z_0^a : impédance caractéristique du microruban avec l'air comme diélectrique

k : conductivité thermique du substrat

Puissance crête

$$P_p = \frac{V_0^2}{2Z_0} \quad (A.13)$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique du microruban et V_0 la tension maximale que la ligne peut supporter.

A . 5 Facteur de qualité Q

Le facteur de qualité, Q , d'un microruban peut être lié à la perte totale dans la ligne par :

$$Q_T = \frac{\beta}{2\alpha_T} \quad (A.14)$$

où Q_T est le facteur Q total du résonateur (quart d'onde).

α_T est la perte totale dans le résonateur et $\beta = 2\pi/\lambda$.

Quand les pertes sont considérées dans une ligne résonante, un autre facteur de perte, α_n , dû au rayonnement dans les discontinuités doit être pris en compte.

Le facteur total Q du résonateur peut être exprimé à l'aide de :

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad (\text{A.15})$$

ici Q_c , Q_d et Q_r sont les facteurs de qualité correspondant au conducteur, au diélectrique et aux pertes de rayonnement respectivement.

A N N E X E B

TECHNIQUES DE FABRICATION DES ANTENNES MICRORUBANS

Cette annexe complète les considérations de conception déjà examinées dans les précédents chapitres.

B . 1 Caractéristiques souhaitées

Dans la fabrication d'antennes, le matériau doit être choisi pour sa pureté, sa photorésistance, sa gravure et sa métallisation.

Il est important que le substrat soit non réactif, non absorbant et chimiquement inerte.

Les solutions utilisées pour la gravure et le revêtement électrolytique ne doivent pas dégrader la connexion métal-diélectrique. Généralement, les constructeurs de substrat recommandent les produits chimiques convenables.

B . 2 Procédure typique de fabrication

Les antennes à étroites largeurs de bande dictent la tolérance des dimensions de l'antenne microruban. Ainsi, les tolérances de 0.01 - 0.05 mm sont typiques et une attention considérable sera requise durant la réalisation. La figure ci-dessous donne les étapes de fabrication d'une antenne microruban.

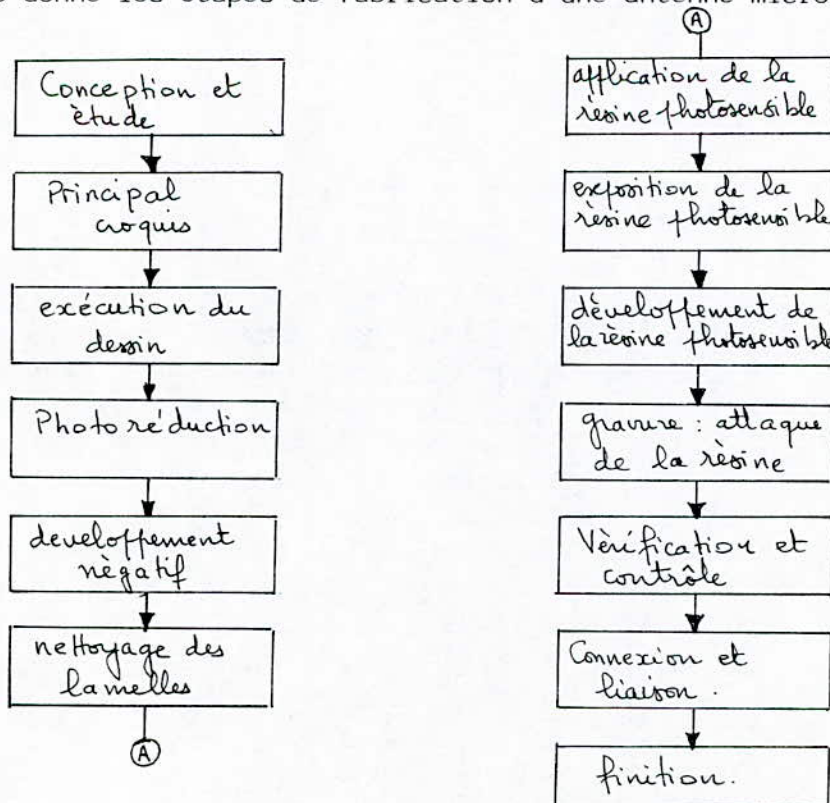


fig B.1 / Etapes de fabrication d'une antenne microruban

Après avoir étudié la conception, on exécute le dessin normal ou agrandi de la configuration choisie. Ce dessin sera fait sur film rubilithique ou stabilène. En utilisant une lame affûtée, on coupe le film suivant le contour déjà effectué. Ce film sera utilisé pour un développement positif ou négatif lors de la fabrication de l'antenne. Les dimensions et les tolérances imposées seront vérifiées à l'aide d'un appareil de mesure cordax utilisant un balayage optique.

Le contour normal ou agrandi sera ensuite soumis à une photoréduction utilisant une caméra de haute précision de façon à avoir un négatif à haute résolution qui sera par la suite revêtu d'un isolant.

La lamelle sera nettoyée en utilisant une procédure recommandée par le fabricant du substrat pour assurer une adhésion propre de la résine photosensible et avoir la résolution nécessaire au développement.

La résine photosensible est maintenant appliquée aux deux faces de la lamelle en utilisant un laminoir. La lamelle est ensuite tenue dans une température normale d'intérieur (ambiante) avant l'exposition et le développement. Le négatif doit maintenant être tenu en contact "intime" avec la plaque de recouvrement en polyéthylène de résine photosensible en utilisant une technique appropriée de façon à avoir une fine ligne de résolution.

Avec l'exposition à une lumière de longueur d'onde propre, une polymérisation de la résine photosensible exposée survient, la rendant insoluble dans la solution. La face arrière de l'antenne sera complètement exposée sans masque, puisque la feuille de cuivre sera tenue à être un plan de masse.

La plaque de recouvrement de polyéthylène protectrice de la résine photosensible est enlevée et l'antenne sera, par la suite, développée dans un révélateur qui enlève la résine photosensible soluble. Une inspection visuelle sera effectuée pour s'acquiescer d'un net développement.

Les étapes ci-dessus franchies, l'antenne sera prête à la gravure (attaque) qui nécessite une attention plus particulière.

Après l'attaque, l'excès de résine photosensible est enlevé à l'aide d'une solution de détachage. Un contrôle visuel et optique doit être effectué pour assurer une bonne réalisation et avoir une conformité avec les tolérances dimensionnelles.

Si l'on constate que l'antenne est bien faite, ses bords seront polis puis elle sera rincée et séchée. Si c'est désiré, une liaison par couverture thermique sera appliquée en plaçant entre les lamelles à connecter des plaques d'outillage.

Des goujons peuvent être utilisés pour un alignement. L'assemblage sera donc chauffé sous pression jusqu'à ce que la température de la ligne de liaison soit atteinte. Si l'assemblage commence à refroidir sous pression au dessous du point de fusion du film de liaison, la lamelle sera enlevée pour inspection.

Les substances utilisées dans les différentes étapes de la fabrication dépendent du substrat choisi. Beaucoup de fabricants donnent pour ces substrats des brochures d'informations sur le choix approprié des produits chimiques, détergents, acide, etc.

Les plus importants fabricants de substrats sont :

- . Custom Matériels inc. Chelmsford, Massachussets
- . Keene Corporation, Chase Foster Division P.O Box 700,
Newark, Delaware 19711
- . Rogers Corporation, Box 700 , Chandler - Arizona 85224
- . 3 M Company - Electronic Products Div, 3 M Center, St Paul - Minnesota 55101

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

- 1 - J.R MOSIG, F. GARDIOL :
"Analytical and numerical techniques for the analysis of microstrip antennas"
Annales des télécommunications t. 40 n° 7-8
P.P 411 - 435 Juillet - Août 1985

- 2 - J.R MOSIG : "Numerical analysis of the near field for microstrip antennas"
Annales des télécommunications
Janvier - Février - 1980 P.P 33 - 43.

- 3 - Y.L.Lo, D. SOLOMON , W.F.Richards
IEEE Transactions on antennas and propagation,
Vol. AP-27, No.2, March 1979

- 3 - G. Du Bost, S. Zisler :
"Antennes à large bande. Théorie et applications"
MASSON, Editeur.

- 5 - R.C JOHNSON et H. JASIK :
"antenna engineering handbook",
Chapitre 7 : Microstrip antenna by R.E MUNSON.
Mc GRAW-HILL, EDIT.

- 6 - L.J BAHL, p. BHARTIA : "Microstrip antennas"
Chap. 1, Chap 2, Chap 7.
Edité à OTTAWA, 1980

- 7 - BUDAVOX HANDBOOK Of Télécommunications
Edité en Hongrie, 1979.

- 8 - J.R FORREST : "Active Phased arrays for multi-beam earth coverage".
Annales des télécommunications
Tome 39, n° 1-2 PP 69-75 Janvier - Février 1984

- 9 - J.R FORREST " An array of possibilités for future antenna systems"
Annales des télécommunications tome 40, n° 7 - 8
PP. 438 - 444 Juillet - Août 1985
- 10 - L. EYRAUD , G GRANGE , H. OHANESSIAN : "Technique et théorie des antennes"
Librairie VUIBERT.
- 11 - R. BADOUAL : "Les micro-ondes, I. Circuits - Microrubans, Fibres".
Edition MASSON.
- 12 - G. MARAL, BOUSQUET, J. PARES
Les systèmes de télécommunications par satellites
Edition MASSON, 1982