

**Republique Algerienne Democratique
Et Populaire**

MU032/94A

Ministere de l'Education Nationale

Ecole Nationale Polytechnique d'Alger

DIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Departement Electronique

OPTION TELECOMMUNICATION

THESE DE MAGISTER

Presentee par : Mr Kone Makan Djibril

THEME

CONTRIBUTION A L'ETUDE DE
RESEAUX PLANS POUR LES
SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS
MOBILES ET SATELLITES

Soutenu devant la commission d'examen composee de :

Mr D. BERKANI	Maitre de Conference (ENP)	President
Mr A. ZERGUERRAS	Maitre de Conference (ENP)	Rapporteur
Mr Z. TERRA	Chargé de Cours (ENP)	Examineur
Mr R. AKSAS	Chargé de Cours (ENP)	Examineur
Mr M. TRABELSI	Chargé de Cours (ENP)	Invité

Promotion Dec 1994

**CONTRIBUTION A L'ETUDE DE RESEAUX PLANS
POUR SYSTEMES MOBILES ET SATELLITES**

TABLE DES MATIERES

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

01 GLOSSAIRE	V
02 LISTE DES FIGURE	VII
INTRODUCTION	1
I- ETAT DE L'ART	4
1. Caractéristiques des S.T.M et S ₂	6
1.1 Les systèmes	
1.2 Systèmes de réception directe de radiodiffusion par	11
satellite (T.V.D.S)	11
1.3 Les S.T.M	13
1.3.1 S.T.M terrestre	13
1.3.1.1 Description du G.S.M	13
1.3.1.2 Origine du G.S.M	13
1.3.1.3 Naissance de la norme G.S.M	14
1.3.1.4 Principes du concept G.S.M	14
1.3.1.5 Caractéristiques du système G.S.M	16
1.3.1.6 Architecture du système G.S.M	16
1.3.1.7 Appel fait par abonné mobile	23
1.3.1.8 Appel reçu par un abonné mobile	23
1.3.1.9 Différentes étapes de l'acheminement d'un appel	25
1.3.1.10 Sécurité des communications	25
1.3.2 Communication de station à station	26
1.3.3 Communication par satellites	26
1.3.4 Application des satellites de télécommunication	28
1.4 Réseaux phasés (R.P)	28
1.4.1 Les S.T.M	28
1.4.2 Les Systèmes satellitaires (S2)	30
II CONDITIONS DE PROPAGATION	48
2.1 Influence du milieu de propagation	49
2.1.1 Introduction	49
2.1.2 Effets de l'atmosphère	49
2.1.2.1 Absorption par les gaz atmosphériques	49
2.1.3 Effets de l'ionosphère	58
2.1.3.1 Diversité d'espace verticale	59
2.1.3.2 Diversité fréquentielle	59

2.2 Affaiblissement ou "fading" (évanouissement)	59
2.2.1 Fading d'obstacles	59
2.2.2 Fading sélectif	61
2.2.3 Fading d'absorption	61
2.2.4 Autre type de fading	61
III CONDITIONS D'EXPLOITATION DES S.T.M.	62
3.1 R.N.I.S.	63
3.2 Militaires	65
3.3 Civiles	67
IV LE RESEAU PHASE (R.P)	76
4.1 Procédure d'analyse	77
4.1.1 Introduction	77
4.1.2 La procédure d'analyse	77
4.1.3 La plaque diélectrique	79
4.1.4 Le Réseau infini de dipôles	82
4.1.5 L'effet des angles de scrutation morts (direction non illuminée).	84
4.1.6 Exemple d'angle mort	85
4.2 Cas d'un réseau plan infini	90
4.2.1 De dipôles imprimés	90
4.2.2 D'A.P.M rectangulaires alimentées par sonde	93
4.2.3 D'A.P.M circulaires alimentées par sonde	100
4.2.4 D'A.P.M alimentées par ouverture et couplage électromagnétique	102
4.3 Solution pour alignements finis	108
4.3.1 De Dipôles imprimés	108
4.3.2 D'A.P.M rectangulaires : A.P.M.R	115
4.4 Prospective sur les réseaux plans (R.P)	119
4.5 Perspectives de développement des S.T.M et S2	126
V CONCLUSION GENERALE	131
VI ANNEXE	133
VII BIBLIOGRAPHIE	159

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail

A mon père

A ma mère

A mon épouse

A tous mes frères et sœurs

Ainsi qu'à tous les amis qui m'ont encouragé dans ce travail

REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, il m'est agréable d'adresser mes remerciements à tous ceux qui ont, de près ou de loin, contribué à son élaboration, à l'ensemble du Jury.

- M^r A.ZERGUERRAS pour l'intérêt accordé à ce travail et les conseils prodigués tout au long de son élaboration, veuillez accepter mes respectueux remerciements.

- M^r D.BERKANI président du jury, pour avoir bien voulu présider le jury et juger ce document, veuillez trouver ici le témoignage de ma gratitude.

- M^r Z.TERRA, M^r AKSAS et M^r TRABELSI pour avoir accepté de faire partie de mon jury, veuillez trouver ici l'expression de ma reconnaissance.

- A l'ensemble du personnel du département.

01 GLOSSAIRE

- S.T.M: "Systèmes de télécommunications mobiles"
 S₂ : Systèmes de télécommunications satellitaires"
 A.P.M ou M.S.A "Antenne plaque microruban" ou microstrip antenna
 L : Longueur du réseau "mm"
 l : largeur du réseau "mm"
 h : épaisseur substrat du réseau
 P.V : polarisation verticale
 P.H : polarisation horizontale
 P.C : polarisation circulaire
 P.C.D ou P.C.G : polarisation circulaire droite ou gauche
 CH : circuit hybride
 LM : ligne microruban
 coax: coaxiale (ligne)
 A.P.M.R : APM rectangulaire
 A.P.M.C : APM circulaire
 A.P.M.Ca: APM carrée
 A.P.M.E : APM elliptique
 E.P : élément parasite
 F.C : Fente circulaire
 F.R : Fente rectangulaire
 F.A : Fente annulaire
 D.R : Dipôle ruban
 O.P : Onde progressive
 R.C.P: Réflecteur cylindroparabolique
 dbi : db par rapport à l'antenne isotrope
 G.O.R: guide d'onde rectangulaire
 L.S.A: ligne source d'alimentation
 C.E.M: couplage électromagnétique
 C.R.L.M: Conducteur ruban d'une ligne microruban
 H.M.C.T: "hand-held message communication terminal "terminal de
 communication portatif
 P.S : Patch sphérique
 D.L.M: Dipôle ligne microruban
 R.P : Réseau phasé
 R.P.S: Réseau phasé sphérique
 Q.M.S.A ou A.P.M.Q : "Quarter - M.S.A ou A.P.M quart-onde"
 P.M.S.A ou A.P.M.A.T: "Post-loaded M.S.A ou APM tiges ou
 aiguilles terminales
 W.M.S.A ou A.P.M.F.R.T: "Window-réactance-loaded M.S.A ou APM
 avec fentes réactives terminales.
 F.V.M.S.A ou A.P.M.F.V: "Frequency-variable M.S.A ou A.P.M à
 fréquence variable

- R.N.I.S: Réseau national à intégration de service
P.M.P : Point Multipoint
G.S.M : "Global system for mobile communication"
"système globale pour les communications mobiles"
L.E.O : "Satellite en orbite basse"
R.L.E : "Réseau local d'entreprise"
C.C.I.R: Comité consultatif international de radio
communication.
V.A.C : Centre d'authentification
H.L.R : Enregistreur de localisation nominal
V.L.R : Enregistreur de localisation visité
E.I.E : Enregistreur d'identification d'équipement
B.T.S : Station de base
M.S.C : Centre de communication radio-mobile
B.S.C : Contrôleur de station de base
R.T.C : Revue de télécommunications
S.S.F.I.P: "Strip - slot - faom - inverted - patch"
"ruban - fente - mousse - plaque - inversée"
A.D.M : antenne Dipôle microruban
Ne : Nombre d'éléments du réseau
Nc : Nombre de cellules du réseau
RTPC : Réseau de télécom. public commuté

\bar{n} : paramètre de contrôle du nombre de lobes secondaires
qui ont presque le même niveau que le niveau du lobe
secondaire désiré. En général, \bar{n} entier

$$2 < \bar{n} < 6$$

FIGURES CHAPITRE 1

- 1.1 : Sous réseau d'A.P.M.C munies d'enroches alimentées par un seul point.
- 1.2 : Configuration d'A.P.M.C Polarisée circulairement et son sous réseau
 - a- Patch élémentaire sur une structure double couches
 - b- sous-réseau
(d'après Murata et Oharu, c 1988 IEICE)
- 1.3 : Structure d'un réseau d'A.P.M.C et de fentes rectangulaires
 - a- assemblage
 - b- plaque d'alimentation
 - c- plaque rayonnante
- 1.4 : Structure d'un réseau d'A.P.M.C munies d'enroches et de fentes circulaires
 - a- assemblage
 - b- lignes d'alimentation sur la plaque
 - c- plaque supportant les fentes
- 1.4' : Liaisons pour téléphone mobile
- 1.5 : Architecture du système G.S.M
- 1.6 : Schéma pour localisation d'un mobile
- 1.7 : Changement de cellule d'un mobile itinérant
- 1.8 : Etablissement d'un appel départ
- 1.9 : Etablissement d'un appel d'arrivée à partir d'un centre de transit
- 1.10: Scénarios d'acheminement d'un appel destiné à un mobile
- 1.11: Structure de l'antenne fente annulaire et son système de coordonnées
 - a- Structure de l'antenne et son système de coordonnées
 - b- Point d'alimentation
- 1.12: Diagramme de rayonnement asymétrique de l'antenne de la figure 2.1.11
- 1.13: Configuration de l'antenne de train (c 1988 IEICE)
- 1.14: Structure de l'A.P.M quart onde "A.P.M.Q"
(Q.M.S.A) utilisable en A.P.M.F.V
- 1.15: Structure de l'A.P.M.A.T (PMSA)
- 1.16: Structure de l'A.P.M.R.T.R (W.M.S.A) N°1
- 1.17: Structure de l'A.P.M.R.T (W.M.S.A) N°2
- 1.18: Structure de l'A.P.M.F.V et les dimensions de la diode MA 325.
- 1,19: Alignement phasé (R.P) aéroporté

- 1.20: Vue de dessus d'un réseau d'A.P.M.C. ~~de forme conique~~
(c 1988 IEICE)
- 1.21: Configuration d'une A.P.M à large bande (avec E.P)
- 1.22: Configuration du réseau circulaire (de fentes + dipôles rubans (courtesy : J.P Daniel, Université de Rennes et Koichi Ito, Université de Chiba)
- 1.23: Réseau à 86 éléments sphériques et sa section d'alimentation (courtesy K.D.D)
- 1.24: Antenne à fentes croisées
a) Antenne, b) élément rayonnant, c) diagramme de rayonnement: c' émission; c" : réception.
- 1.25: Antenne de 3 x 3 A.P.M.C,
a) réseau,
b) configuration de l'A.P.M.C
c) diagramme de rayonnement en l'émission et en réception (c 1988 I.E.E)

FIGURES CHAPITRE 2

- 2.1 : Absorption sur une liaison satellite-terre
- 2.2 : Absorption par la vapeur d'eau atmosphérique
- 2.3 : Absorption par l'oxygène atmosphérique
- 2.4 : Contribution des précipitations à la température du bruit du ciel T (°K)
- 2.5 : Bruit solaire
- 2.6 : Diagramme de bruits composites (terrestre et cosmique).
- 2.7 : Température de bruit causé par les nuages, brouillard et la pluie (T.V : trajet vertical)
- 2.8 : Distribution idéale de l'onde dormante
- 2.9 : Configuration de l'antenne E-H.
- 2.10: Exemple des fluctuations du signal reçu

FIGURES CHAPITRE 3

- 3.1 : Accès au monde des données
- 3.2 : Transfert confidentiel de fichiers par R.N.I.S
- 3.3 : Configuration de l'application de télésurveillance
- 3.4 : Architecture P.M.P (point-multipoint)
- 3.5 : Architecture G.S.M.F
- 3.6 : Architecture GLOBALSTAR
- 3.7 : Exemple de couverture instantanée du système à 48 satellites (chaque cercle représente un angle de vue de 15°e chaque carré le point sous satellite)
- 3.8 : Les différentes étapes de l'accès en réseau pour satellite (a,b,c)

- 3.9 : Interfonctionnement de réseaux locaux
 3.10: Support RNIS à intégration de données et de voix.

FIGURES CHAPITRE 4

- 4.1 : Géométrie d'un courant infinitésimal de direction-x sur une plaque diélectrique horizontale
 4.2 : Géométrie d'un réseau périodique infini de courants élémentaires de direction-x sur une plaque diélectrique horizontale.
 4.2': Puissances P_{mn} en fonction de l'angle de scrutage dans le plan-E pour les modes de Floquet: $m=1, n=0, m=n=0; m=1, n=0$
 4.3 : Diagramme de cercles d'ondes de surface d'un réseau phasé infini avec $a=b=0.5\lambda_0$; $\epsilon_r = 12.8$; $d = 0.06\lambda_0$)
 4.4 : Réseau infini de dipôles imprimés alimentés aux centres sur une plaque diélectrique horizontale
 4.5a: Réseau infini d'A.P.M.R alimentées par sondes
 4.5b: Amplitude du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de balayage d'un réseau infini d'A.P.M.R $d = 0.06\lambda_0$; $\epsilon_r = 2.55$
 4.5c: Amplitude du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de balayage d'un réseau infini de patches microrubans rectangulaires $d=0.02\lambda_0$; $\epsilon_r = 12.8$
 4.6a: Géométrie d'un réseau infini de patches microrubans circulaires alimentés par sondes
 4.6b: Amplitude du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de balayage d'un réseau infini de patches microrubans circulaires alimentés par sondes : $d = 0.02\lambda_0$; $\epsilon_r = 12.8$ (une seule sonde)
 4.6c: Trois alimentations communes pour A.P.M
 4.6d: Gain de l'élément actif en fonction de l'angle de balayage d'un réseau infini d'A.P.M.C alimentées par sondes $d = 0.02\lambda$, $\epsilon_r = 12.8$
 4.6e: Rapport axial en fonction de l'angle de balayage du réseau de la figure 4.6d
 4.7a: Géométrie d'A.P.M couplée par ouverture.
 4.7b: 1- Amplitude du coefficient de réflexion d'un réseau infini de patches couplés par ouvertures.
 2- Circuit de la L.M
 4.7c et 4.7d: Admittances de la fente active du patch et des éléments fentes pour l'alignement de la figure 4.7b
 4.8a: Géométrie d'un réseau plan de $N \times N$ dipôles imprimés sur une plaque diélectrique.

- 4.8b : Circuit équivalent d'un dipôle élémentaire
- 4.8c : Amplitude du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de balayage (plans E et H) d'un réseau fini (19x19) de dipôles et d'un réseau infini $\epsilon_r = 2.55$; $d = 0.19$; $a = b = 0.5 \lambda_0$; $L = 0.39 \lambda_0$; $w = 0.01 \lambda_0$.
- 4.8d : Amplitude du coefficient de réflexion en fonction de la position de l'élément à travers le plan E du réseau fini 19x19 de la figure 4.8c.
- 4.8e : Rendement des réseaux finis (de dipôles) de différentes dimensions en fonction de l'angle de balayage.
 $\epsilon_r=2.55$, $d=0.19\lambda_0$, $a=b=0.5\lambda_0$, $L=0.39\lambda_0$, $W=0.01\lambda_0$.
- 4.9a : Réseau de patches microrubans rectangulaires
- 4.9b : Amplitude du couplage mutuel entre deux A.P.M.R
- 4.9c : Phase du couplage mutuel entre deux A.P.M.R
- 4.9d : Direction aveugle et largeur de bande pour un réseau d'APM espacées de $\lambda_0/2$ sur un substrat ($G_s A_s$) en fonction de son épaisseur d/λ_0 .
- 4.10a: Géométrie d'un réseau d'A.P.M.R monocouche
- 4.10b: Géométrie d'un réseau phasé intégré avec éléments fentes effilées rayonnant dans la direction de l'alimentation
- 4.11 : Vue d'une section croisée de la géométrie d'un réseau intégré double face avec des radiateurs couplés par des ouvertures
- 4.12 : Configuration utilisant un substrat d'alimentation perpendiculaire à celui des éléments rayonnants
- 4.13 : Géométrie d'une A.P.M alimentée par fente au dessus d'une ligne source.
- 4.14 : Géométrie d'une A.P.M alimentée par fente couplée approximativement à une ligne source.

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Les systèmes de communication mobiles (S.T.M) et systèmes satellites (S₂) impliquent en général trois services :

- Le mobile (terrestre, de navigation maritime ou aérien).
- La station (terrestre, ou unité de navigation).
- Le satellite.

Les communications se font entre ces trois services mais aussi de mobile à mobile, de station à station et de satellite à satellite.

L'étude présente s'intéresse en particulier aux dispositifs rayonnants.

Ceux-ci sont en général des réseaux d'éléments micro-rubans.

On peut aussi utiliser d'autres techniques voisines telles que les lignes à substrat suspendu etc...

Une attention accrue sera accordée évidemment aux conditions de propagation, sans omettre les considérations techniques et économiques de réalisation nécessaires à la décision du choix à faire pour une application donnée.

Les services inter-mobiles et stations terrestres disposent des fréquences suivantes :

900 MHz ; 1.5 GHz ; 4.7 GHz , 7GHz ; 11GHz ; 30GHz ; 40 GHz ; 156 GHz ; 206 GHz ; etc...

Les antennes de réception encastrées sur véhicules mobiles doivent rayonner omnidirectionnellement ([21]).

D'où l'avantage des antennes plaques micro-rubans (A.P.M) se prêtant à la technologie V.L.S.I intégrant sur les antennes de plus en plus d'éléments de réception.

Pour les voitures ordinaires, et des fréquences égales ou supérieures à 35 GHz, une telle antenne à les dimensions requises pour se loger aisément sur la toiture du véhicule.

Cependant, pour des ondes centimétriques et millimétriques utilisées en visibilité directe, il y a lieu d'observer les atténuations importantes dues aux précipitations et autres conditions de propagation.

Ces atténuations peuvent être palliées par l'adjonction d'un amplificateur à faible bruit entre l'antenne et le récepteur.

Quand le chemin direct de la liaison hertzienne est accompagnée de plusieurs autres induits par une ou plusieurs réflexions sur des obstacles fixes ou mobiles, le récepteur doit être muni de moyens permettant d'en réduire les effets gênants.

Sous cet angle, la bande de fréquence centrée autour de 900 MHz semble la plus appropriée.

Pour remédier à la distribution aléatoire de la polarisation des ondes reçues, il y a lieu de travailler avec un système double d'antennes (dont la distance inter-centre est de l'ordre de $\lambda_0/2$).

Les phénomènes de propagation sont analysés en premier lieu afin de bien caractériser leur impact sur ces systèmes de télécommunication.

Ensuite la technologie des réseaux d'antennes micro-rubans ou similaire est examinée en vue de répondre dans les conditions les plus favorables à l'application désirée.

Pour terminer, les éléments de décision quant au choix à faire sur le plan technique seront accompagnés de considérations économiques ainsi que d'une analyse perspective de l'évolution de ces dispositifs dans leur conception comme dans leur fabrication.

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART

I- ETAT DE L'ART

Les avantages des A.P.M pour applications S.T.M et S,

* Leur conformabilité:

La faible épaisseur du substrat, généralement inférieure au millimètre est, un atout majeur pour les antennes destinées aux applications spatiales.

Comme certains substrats sont flexibles, ces antennes peuvent être intimement plaquées sur la surface externe d'un satellite ou d'un avion. Nous pouvons citer comme exemple l'antenne de faible gain utilisée pour des communications des données, plaquée sur la sonde spatiale "Giotto" qui a rencontré la comète de Halley lors de sa récente apparition selon A.G DERNERYD [[1] page 1057], qui cite aussi d'autres applications: radar de surveillance, imagerie radar par balise spatiale etc...

* Leur production par photogravure : reproductibilité avec bonnes tolérances et fiabilité.

* Leur faible encombrement et légèreté.

* Leur forte intégration possible et leur modularité qui pourraient se traduire ultérieurement par des coûts de fabrication compétitifs relativement à la technologie classique de guides d'ondes et autres paraboles.

- Leur aptitude à se combiner au réseaux phasés et/ou adaptés etc...

Les inconvénients des A.P.M à réduire pour les applications S.T.M et S, sont :

- L'étroitesse de la bande des A.P.M (de quelques pour cent), est actuellement atténuée par :

* L'adjonction d'un directeur (B, 20% environ) [50]

* La réduction de la permittivité (ϵ_r) diélectrique en utilisant des couches d'air. [50]

* La technique de l'impédance adaptée [[6], pages 1345]

- Le gain faible peut être compensé soit par l'introduction d'un second directeur [51] soit par des alignements spécifiques.

- Le rendement pénalisé par les ondes de surface peut être amélioré par des configurations d'A.P.M et d'alignement appropriés.

- La pureté de polarisation peut s'avérer insuffisante pour certaines applications. Les recherches concernant une polarisation circulaire relativement pure et robuste sont décrites dans [49] [[1] chapitre 13, pages 755 à 813].

- Le niveau de puissance autorisé est limité par la tenue au claquage des substrats pour relever ce niveau de puissance des configurations d'alignement étudiées pour évacuer la chaleur de façon efficiente sont proposés par POZART [[1] chapitre 12, pages 741 à 751] (voir figures 4.11 à .14).

Au niveau de l'A.P.M, un compromis est cherché entre le relèvement du niveau de puissance permise qui exige une épaisseur élevée du substrat et le rendement élevé qui nécessite une épaisseur faible pour réduire les ondes de surface.

* Les couplages parasites par onde de surface et ondes de fuite entre éléments d'un même alignement rendent difficile le contrôle des lobes secondaires d'une antenne réseau.

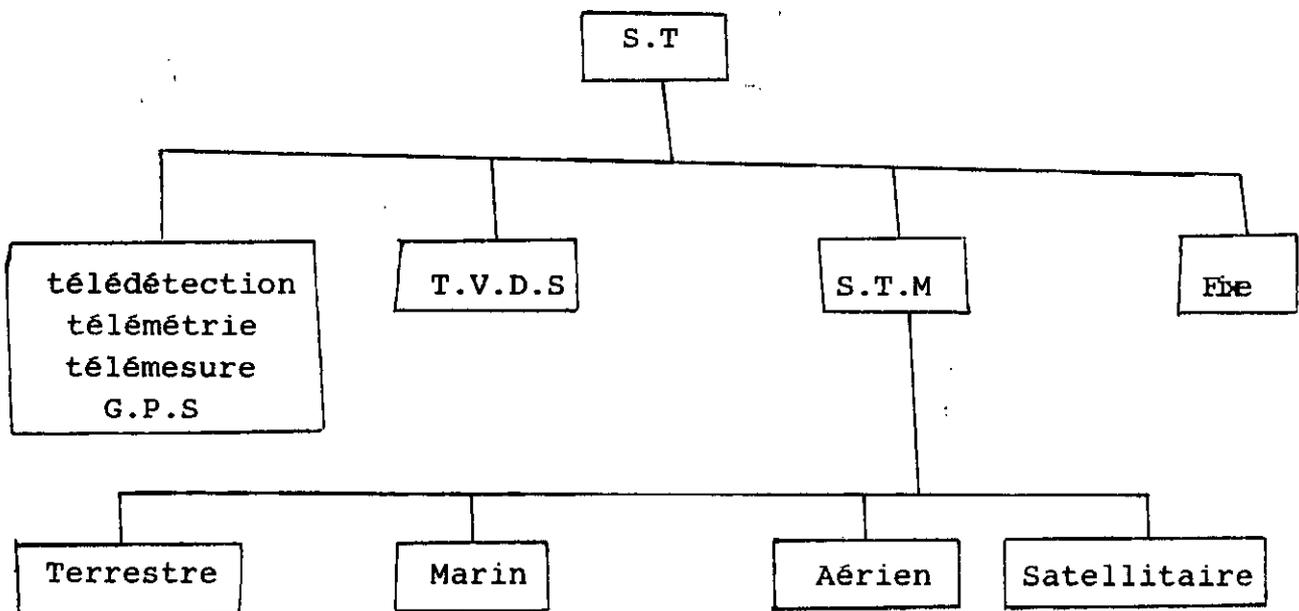
* La modélisation des A.P.M et alignements n'est pas toujours aisée surtout pour les structures hétérogènes complexes.

Par ailleurs, ces modèles ne sont valables que dans des limites étroites de certains de leurs paramètres.

1- Caractéristiques des S.T.M et S₂

1.1 Les systèmes

Les S.T se subdivisent en plusieurs sous systèmes suivant le schéma ci-dessous :



Seuls les S.T.M sont étudiés néanmoins un petit aperçu est fait sur la T.V.D.S et quant au système G.P.S voir [[43]b,pp81-100].

Tableau n°1 : Caractéristiques des antennes réseaux pour le système de radio-diffusion directe

Type de réseau à	Nc (MxN)	Dimensions en mm			Gain (dbi)	Poids (Kg)	Type d'alimentation	Elément rayonnant de base
		L	l	h				
A.P.M.C	1024 (36x36)	480x240			33	—	G.O.R monté en arrière du plan horizontal	paires A.P.M.C munies d'encoches
D.L.M type crank	332	600x400x21			33 34.2	4.7		Deux C.R.L.M
F.R	512 (16x32)	720x360x17			35	6	L.S.A à C.E.M	F+C.R.L.M
A.P.M.Ca ca: carré	512 (8x8)	240x520			34	—	L.S.A	A.P.M.Ca
F+ A.P.M.C	476	500x420x22			34.1	42	DR	F+A.P.M.C
(R.C.P)		700x600			34	—	L.S.A	R.C.P

- 7 -

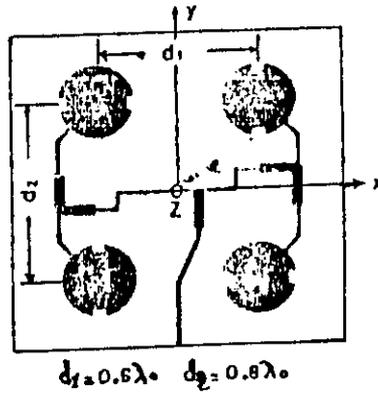


Figure 1.1. : Sous réseau d'A.P.M circulaires munies d'encoches alimentées par un seul point. A.P.M.C-PC

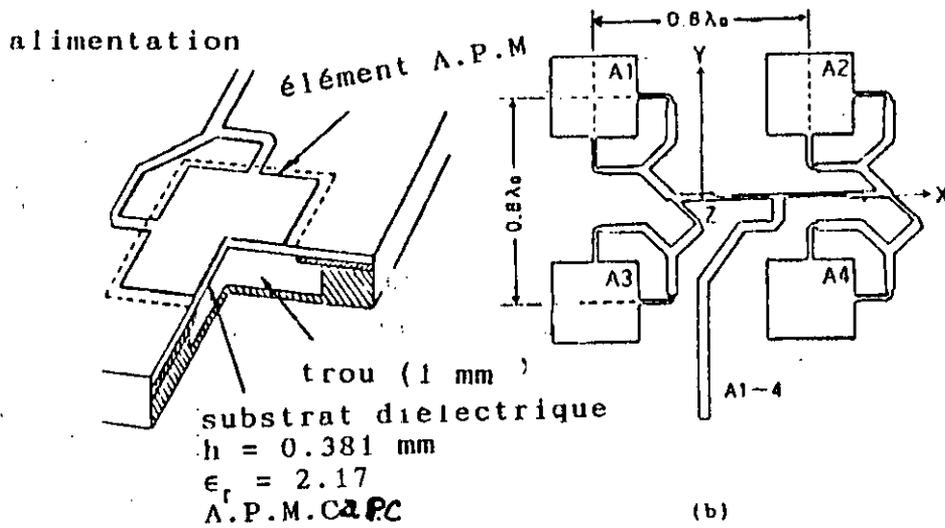


Figure 1.2 : Configuration d'A.P.M.Ca polarisée circulairement et son sous réseau
 a/ Patche élémentaire sur une structure double couches
 b/ Sous réseau
 (d'après MURATA et OHMARU, ©1988 IEICE)

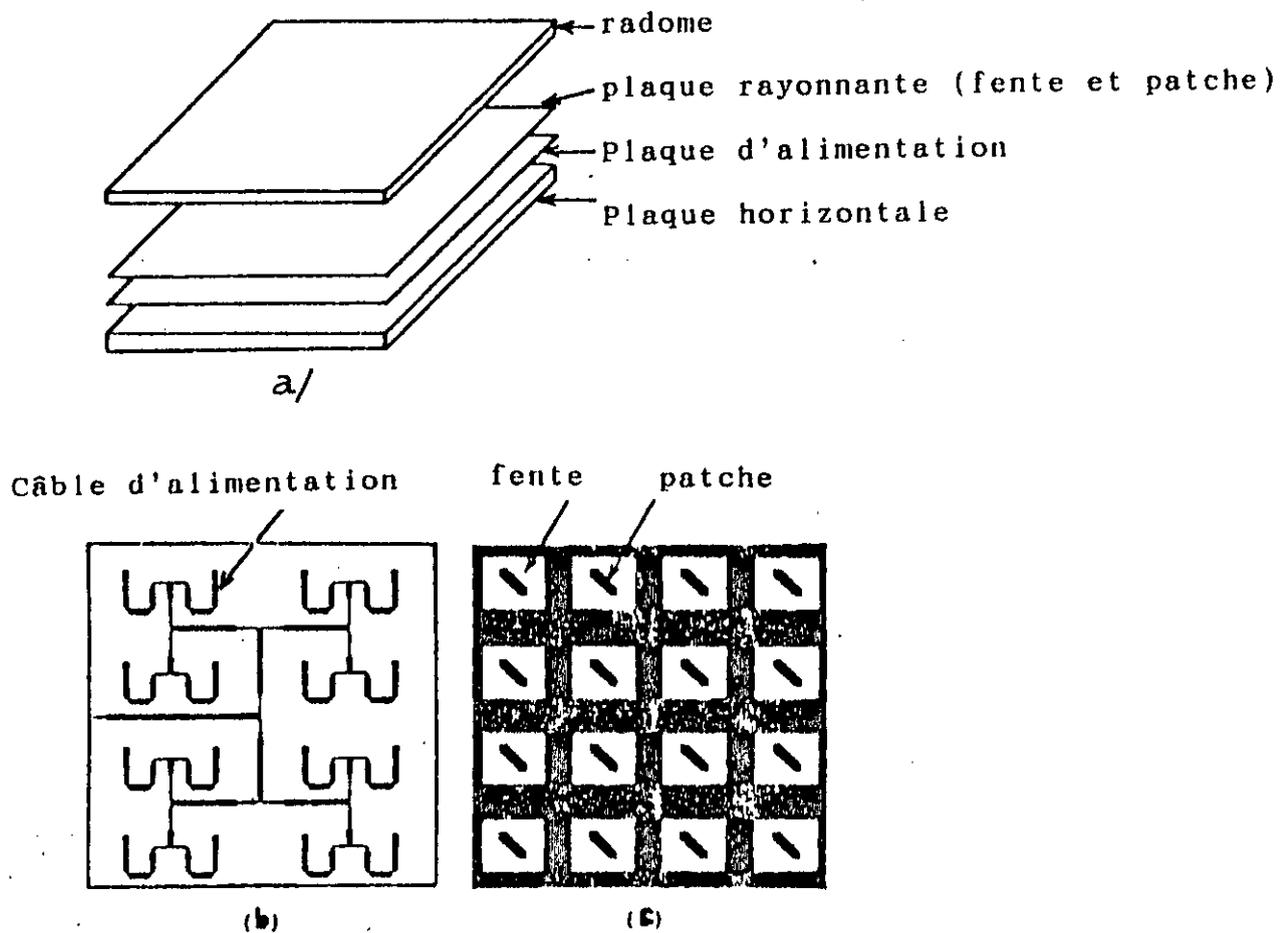
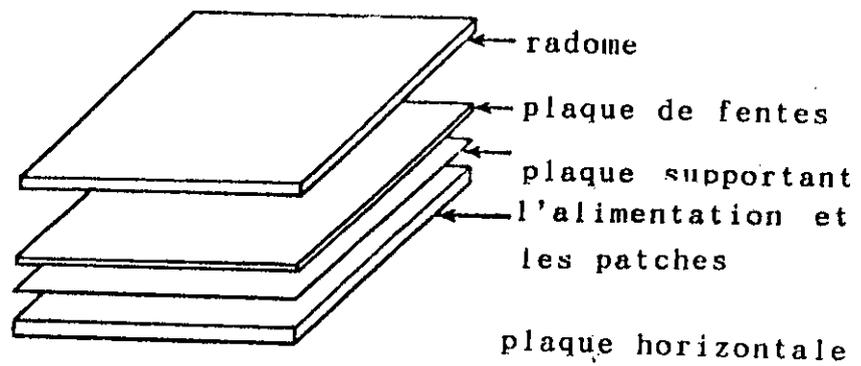


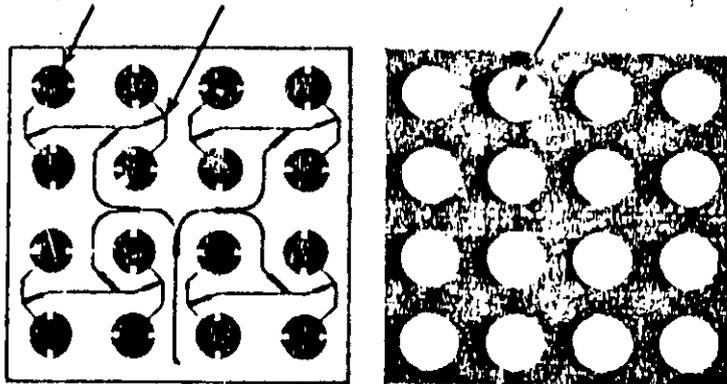
Figure 1.3 : Structure d'un reseau d'A.P.M.C.a et de fentes rectangulaires

- a) Assemblage
- b) plaques d'alimentation
- c) plaques rayonnantes



(a)

patche câble d'alimentation fente



(b)

(c)

Figure 1.4 : Structures d'un reseau d'A.P.M.C. munies d'encoches et de fentes circulaires
 a) Assemblage
 b) Ligne d'alimentation sur la plaque
 c) Plaque supportant les fentes.

1.2- Système de réception directe de radiodiffusion par satellite (T.V.D.S)

La plupart des antennes utilisées pour la T.V.D.S sont des antennes réseaux imprimées à polarisation circulaire droite (P.C.D) dans la bande 11.7-12.0 GHz [[1] chap 19, pages 1113 à 1123]. L'avantage de telles antennes est qu'on peut les placer sur les murs extérieurs, ou les terrasses des maisons et même quelquefois à l'intérieur des zones à forte réception, de plus elles ne sont pas affectées par la neige mais sont inefficaces sous de fortes pluies (orages, averses).

Le tableau n°1 donne les caractéristiques des antennes réseaux de T.V.D.S. Une certaine amélioration des paramètres (largeur de bande, rapport axial) est obtenue en utilisant des patchs circulaires munis d'encoches alimentés par un seul point comme éléments rayonnants (figure 1.1). Une structure complexe à deux couches sur laquelle sont imprimés des patchs carrés et la ligne d'alimentation permet de diminuer les pertes et d'augmenter le rendement de l'antenne. Une telle structure est représentée sur la figure 1.2.

Une structure en sandwich dans laquelle des éléments: rayonnants; des fentes et des patchs rectangulaires ou des fentes et patchs circulaires munis d'encoches avec un seul point d'alimentation sont combinés et imprimés sur une même plaque que la ligne d'alimentation (feeder), donne une autre structure à l'antenne plane de T.V.D.S. Dans le premier cas le rayonnement est obtenu par couplage électromagnétique de l'élément fondamental (fente + patch) rectangulaire avec la ligne d'alimentation alors que dans la seconde structure, les patchs circulaires et la ligne d'alimentation en forme de ligne suspendue gravés sur un même substrat sont protégés en haut et en bas par deux couches très fines. Le rayonnement est obtenu à travers les fentes à partir de couche protectrice supérieure. (figure 1.3 et 1.4).

Cette structure permet de diminuer les pertes dans la ligne d'alimentation et autorise une meilleure évacuation de la chaleur hors e l'antenne.

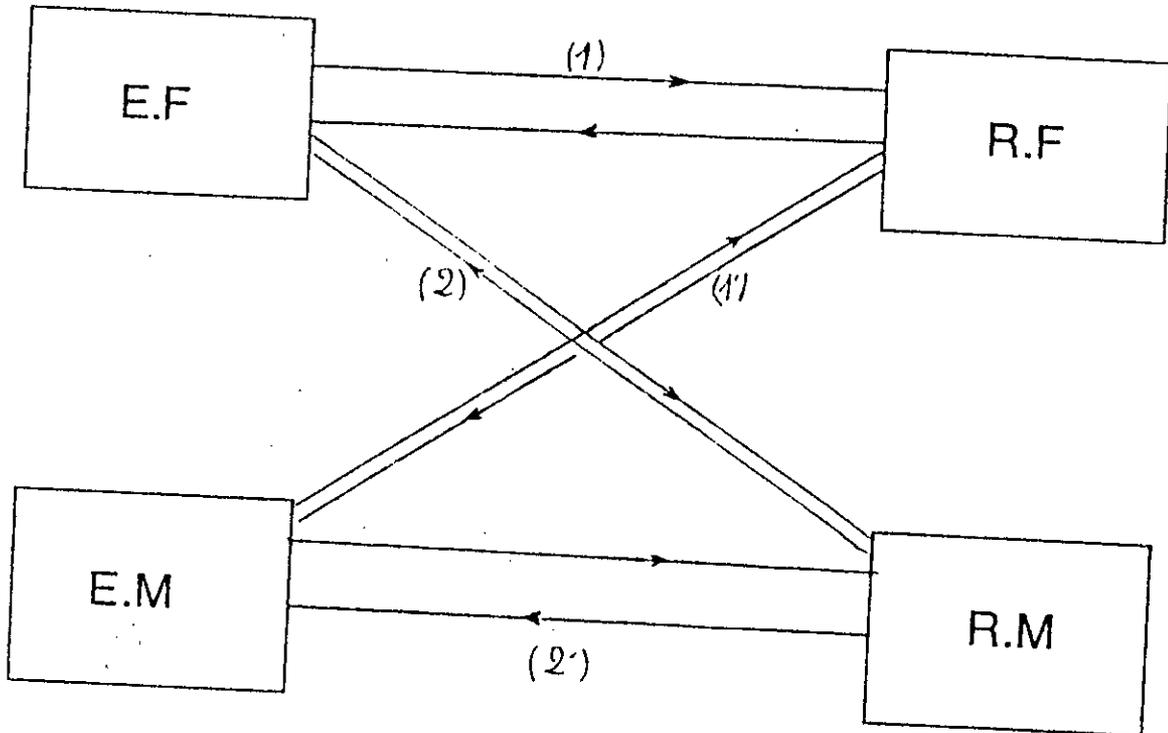
1.3 les S.T.M

Les S.T.M impliquent en général trois services :

- Le mobile (terrestre marin)
- station (terrestre, unité de navigation).
- satellite.

En plus de la communication entre ces trois services, elle se fait aussi de mobile en mobile, de station à station et de

Fig 1.4 Liaisons pour téléphonie mobile



E: Emetteur (i.e demandeur d'appel)
R: Récepteur (i.e l'appelé)
F: Fixe
M: Mobile

satellite à satellite. La téléphonie mobile spécifique au service sort du cadre de notre étude, seul le téléphone mobile utilisé par les usagers nous intéresse.

- Nomenclature utilisée pour les mobiles et satellite

Mobile			Satellitaire
Terrestre	Aérien	Marin	Satellite → S
Voiture → M	Avion ou	Navire → N	
Train → T	Aéronef → A		
Pédestre → P			

- Communication entre services.

La téléphonie mobile entre les services présente plusieurs cas de figures selon les emplacements de l'émetteur et du récepteur. figure 1.4'.

La communication entre les différents types de service est assurée par des stations terrestres spécifiques à chaque type de service et d'autres équipements pour assurer les fonctions de commutations, de signalisation, de traitement entre différents sous-systèmes constituant le réseau.

On note que tout système ou réseau mobile comprend trois interfaces définies comme suit :

- L'interface, qui définit les échanges entre le mobile et une station de connexion.
- L'interface située entre la station de connexion et un commutateur d'un réseau mobile public (R.T.P.C/R.N.I.S).
- L'interface qui définit le protocole d'échange entre le centre de communication et les bases de données gérant la mobilité.

Dans certains pays, il est également possible d'ajouter à la station de connexion un petit commutateur permettant d'accéder au réseau public local. Donc à partir de ces interfaces, on peut dire que tous les systèmes mobiles sont interfonctionnels (interfonctionnalité entre les systèmes) et qu'un appel, quelque soit son origine peut être reçu par n'importe quel système.

1.3.1 -S.T.M terrestre:

1.3.1.1 Description de G.S.M. [[38] pages 118 à 119]

1.3.1.2 Origine du G.S.M:

Les G.S.M sont des systèmes de radiotéléphone essentiellement numériques. Dès les années 1920, les émetteurs-récepteurs sont utilisés à bord des véhicules de police.

En 1946, aux Etats Unis, une liaison radio fut accordée au réseau téléphonique par le Bell Système pour offrir un service public de correspondance.

A la suite d'une demande de la Federal Communication Commission, le concept de radiotéléphone fut proposé en 1971 par Bell-System.

En 1970 l'A.M.P.S (Advanced -Mobile - Phone - Système) est expérimenté à Chicago où il devient opérationnel.

Les principaux objectifs définis pour l'A.M.P.S sont les suivants:

- Grande capacité de desserte d'abonnés
- Utilisation efficace très large.
- Adaptabilité à la densité du trafic.
- Possibilité d'accès au service à partir de mobiles de véhicules et portables;
- service téléphonique ordinaire et services spéciaux, comme la gestion des flottes;
- qualité du service téléphonique;
- Prix abordable.

L'exploitation commerciale de services de radiotéléphone, cellulaire a débuté en 1980 et desservent aujourd'hui plus de 18 millions d'abonnés dans le monde entier.

1.3.1.3 Naissance de la norme G.S.M

La norme G.S.M est une version améliorée de la norme A.M.P.S. Ces améliorations du G.S.M lui permettent d'intégrer les services R.N.I.S même pour les terminaux portatifs.

Une nouvelle norme G.S.M/D.C (rebaptisé 1800) n'est rien d'autre que la technologie G.S.M adapté à la fréquence nouvellement réservée dans la bande 1800 MHz, permet la connexion du S.T.M à un abonné fixe, c'est le service de communication personnelle (P.C.S). Cette norme devrait permettre la desserte de 20 à 40 millions d'abonnés d'ici l'an 2000.

La norme G.S.M a fait l'objet d'essais concluants et plus de 36 réseaux G.S.M sont en service actuellement (1993) dans 22 pays. Début 1994 plus de 25 pays non européens ont adopté ou envisagent d'adopter, la norme G.S.M.

1.3.1.4 Principes du concept G.SM

Le G.SM repose sur trois aspects fondamentaux

a) Une meilleure réutilisation des fréquences, sans brouillage des voies adjacentes en utilisant le même canal dans les régions suffisamment éloignées.

-15-

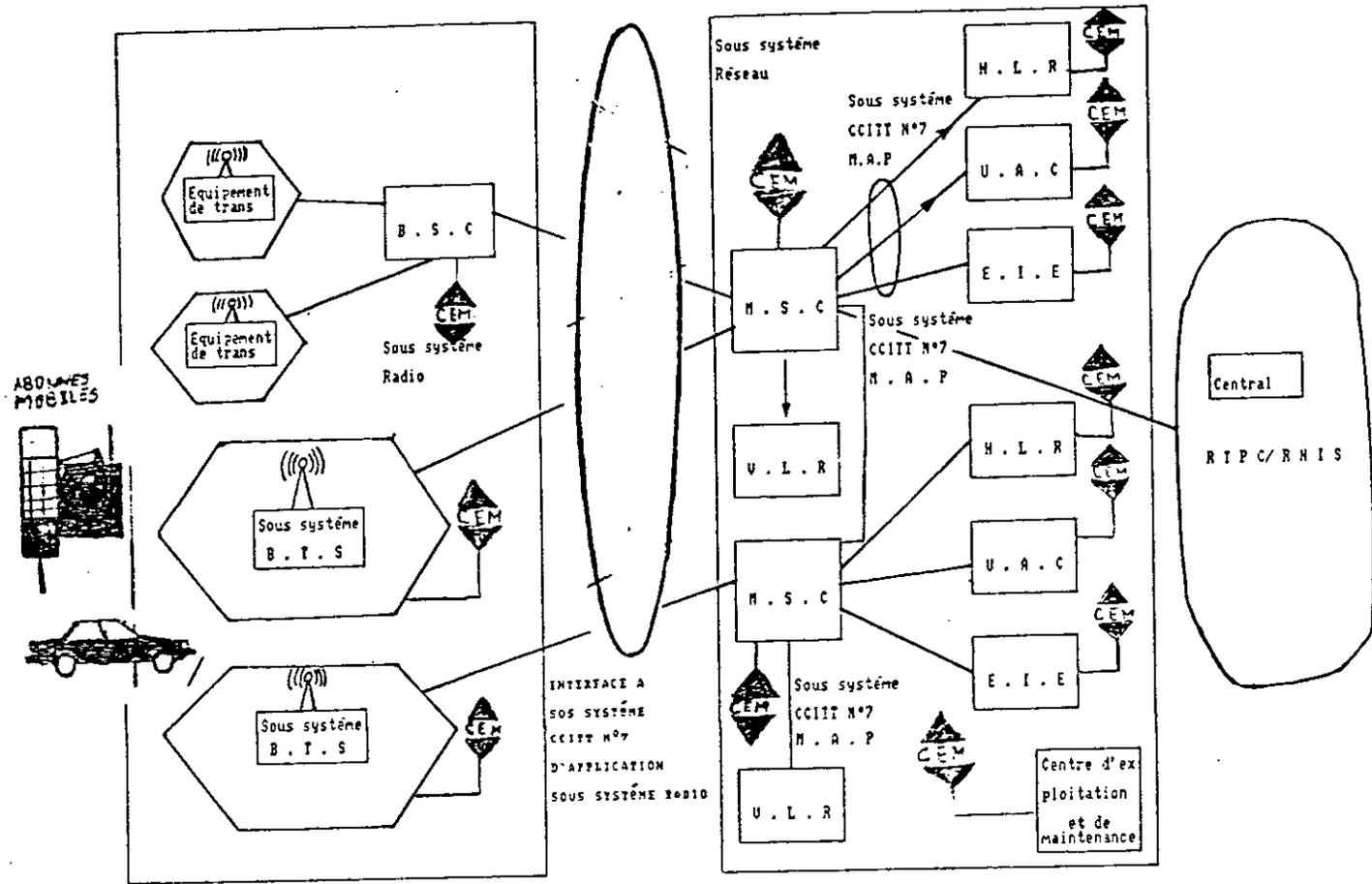


Figure 1.5 : Eléments du système GSM

- b) Une bonne gestion de la localisation de l'abonnée mobile.
- c) Assurer un bon transfert intercellulaire de l'abonnée mobile.

1.3.1.5 Caractéristiques du système G.S.M [[23]a, page 384]

- ♦ Entièrement numérique, technique A.M.R.T (accès Multiple par répartition-temporelle).
- ♦ Fonctionnement dans la bande 900 MHz
- ♦ Les mêmes mobiles peuvent être utilisés dans tous les pays.
- ♦ Suivi automatique de déplacement dans un même réseau G.S.M et d'un réseau à l'autre.
- ♦ Localisation automatique des abonnés mobiles pour l'acheminement automatique des appels qui leurs sont destinés.
- ♦ Les abonnés du réseau fixe (R.T.P.C ou R.N.I.S) n'ont pas se préoccuper du fait que tel ou tel abonné est mobile (ils composent) un numéro d'annuaire public.

1.3.1.6 Architecture du système G.S.M [[23]c, 401 à 4.3] (figure 1.5)

Le système G.S.M se compose d'un certain nombre d'éléments qui accomplissent chacun un certain nombre de tâches spécialisées.

Mobile / abonné mobile.

On appelle mobile l'équipement de l'abonné. Il existe en version montée sur véhicule (radiotéléphone mobile 9109 MA : radiotéléphone transmobile 9109DA, radiotéléphone portable 9109PA), transportable ou portative (Bi-bop combiné DECT radiotéléphone portatif 9109 HA).

Station de base (B.T.S)

La station de base (B.T.S) sert de relais entre la partie fixe du réseau G.S.M et la partie radio. Dans un réseau, il peut y avoir plusieurs stations de base qui desservent chacune un certain nombre de cellules appartenant à une même zone.

La B.T.S regroupe les fonctions de commande et d'émission de plusieurs émetteurs et d'un contrôleur de station de base (B.S.C)

Commutateur de services radio-mobiles (M.S.C).

Il réalise les fonctions de commutation aussi bien pour les abonnés mobiles que pour les abonnés des réseaux fixes (R.T.P.C, R.N.I.S) etc...

Pour traiter les demandes d'appels d'abonnés, le M.S.C puise des informations à partir de trois bases de données :

- l'enregistreur de localisation nominal (H.L.R)
- l'enregistreur de localisation visité (V.L.R)
- le centre d'authentification (A.U.C)

Il fournit aux abonnés un certain nombre de services supports, de télé-services et de compléments de services.

Enregistreur d'identification des équipements

Il contient l'identité international du poste qui sert d'élément de vérification par rapport à une liste d'équipements interdits (postes volés etc ...)

Centre d'exploitation et de maintenance

Il est relié à tous les éléments du réseau et assure toutes les fonctions d'exploitation et de maintenance.

Fonction de localisation et de changement de cellule

Pour qu'une communication aboutisse à destination sans interruption au cours de la communication deux fonctions principales doivent être réunies localisation et le suivi automatique du mobile (changement de cellule).

Localisation du mobile

Un mobile actif est considéré comme occupé lorsqu'une communication (voir données) est en cours autrement, il est considéré comme libre. Le système doit pouvoir suivre en temps réel les déplacements de tous les mobiles actifs et libres. La zone de couverture radio est divisée en cellules desservies chacune par des équipements de transmission (D.T.S), rattachés à un (D.S.C). Les cellules desservies par un ou plusieurs (D.S.C). sont regroupées en zones de localisation dont la taille dépend des critères géographiques et administratifs locaux. Un V.L.R peut desservir une ou plusieurs zones de localisation. Ces zones servent à localiser un mobile. L'identité d'une zone de location est effectuée dans toute la zone de couverture par chaque (D.T.S) local. Cela permet à un mobile de déterminer dans quelle zone il se trouve.

Le système ignore les mobiles inactifs. Lorsqu'un mobile est mis en marche, il compare l'identité de la zone de localisation qu'il occupait précédemment à celle diffusée dans la zone où il se trouve. S'il y a concordance, le mobile n'a rien à faire car il est correctement localisé.

En cas de discordance, le mobile doit informer le réseau de sa

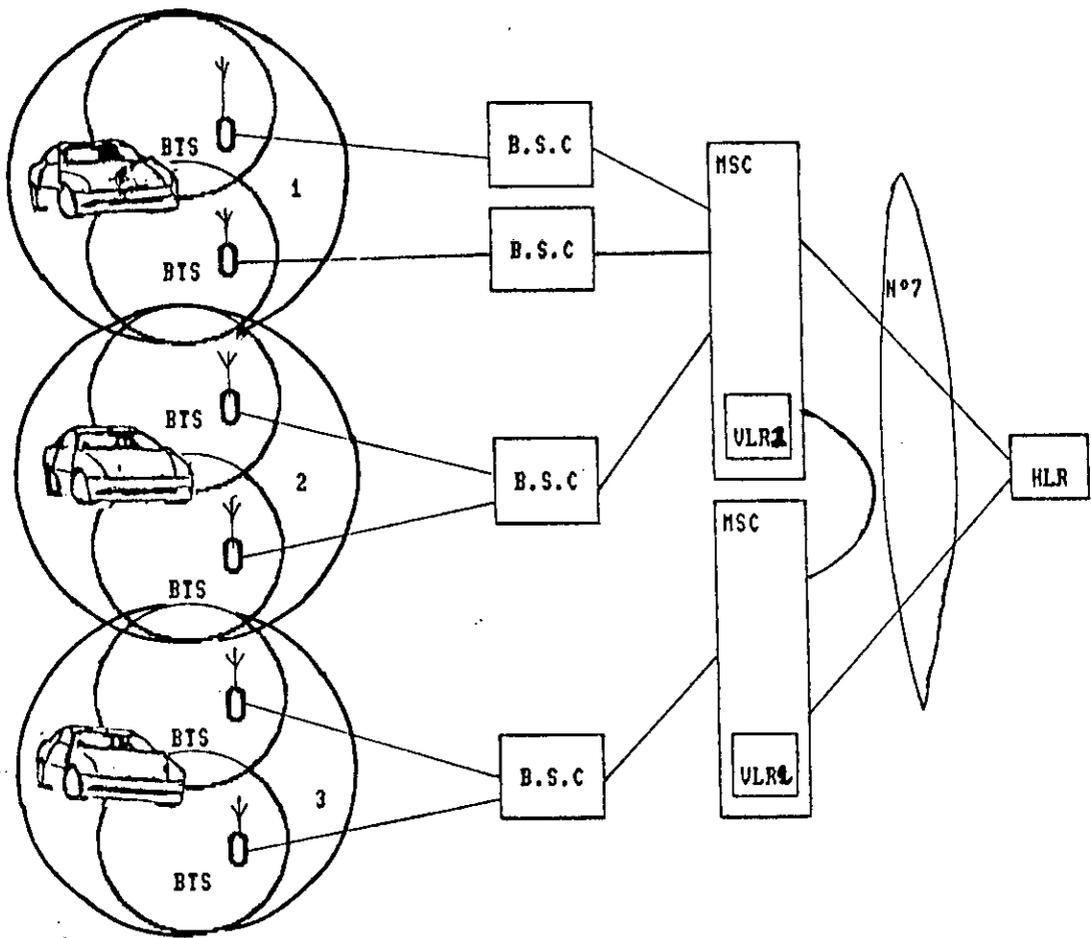


Figure 1.6 Localisation d'un mobile

- 19 -

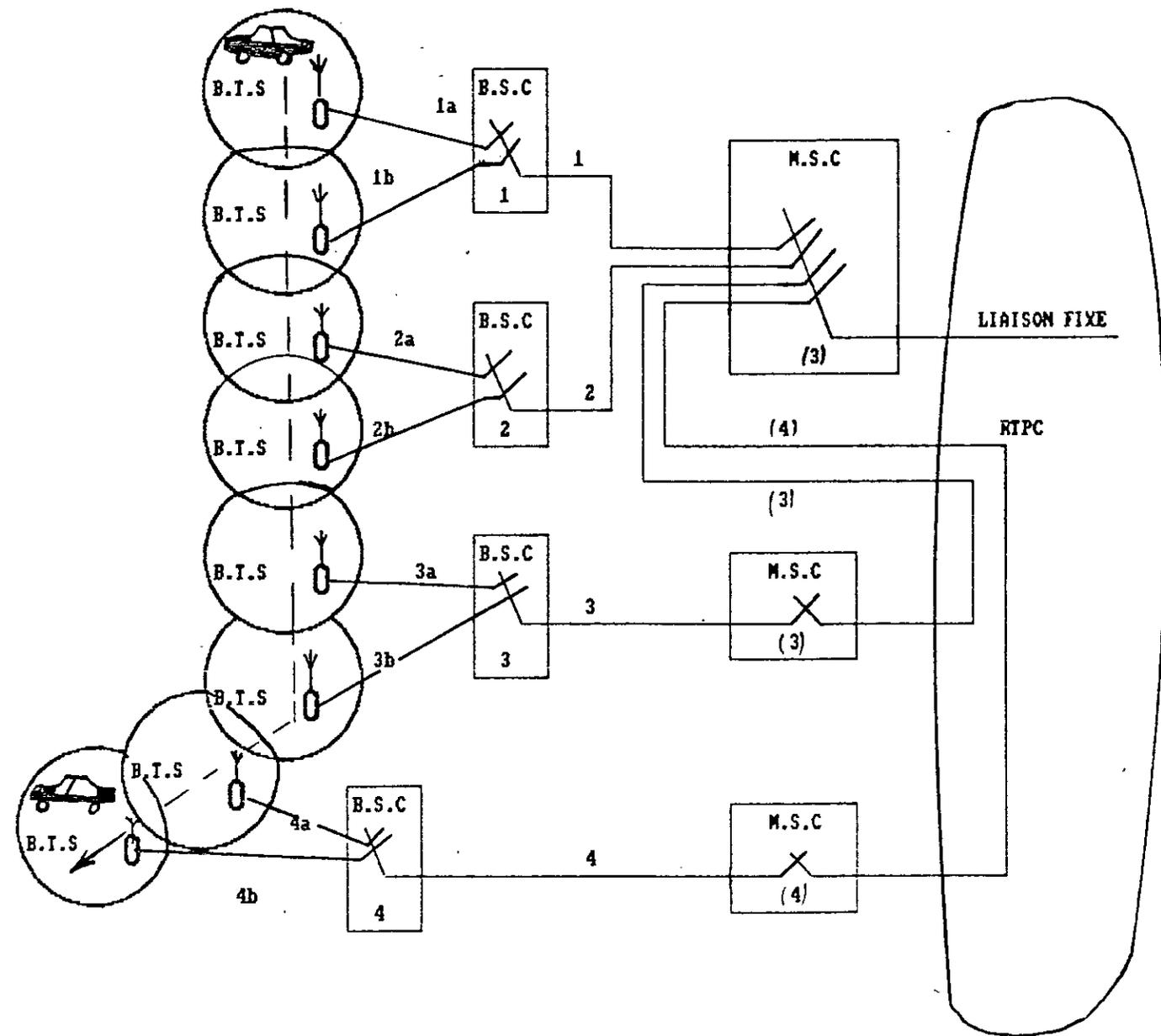


Figure 47: Changement de cellule d'un vehicule itinérant

nouvelle position (par exemple, dans la zone de localisation (1) de la figure 1.6).

Pour ce faire, le mobile décline son identité en transmettant soit son numéro d'identification temporaire (T.M.S.I), soit son identité internationale radio-mobile (I.M.S.I) avec les identités des zones de localisation précédente et actuelle. Ce (B.S.C) transmet ces informations au V.L.R correspondant.

Chaque fois qu'un mobile entre dans une nouvelle zone de localisation, le V.L.R correspondant est informé si c'est le même V.L.R qui dessert les zones précédente et actuelle, le mobile reçoit un nouveau T.M.S.I et sa position est mise à jour dans la mémoire du V.L.R.

Si le mobile entre dans une zone desservie par un autre V.L.R, son H.L.R et l'ancien V.L.R sont informés. le H.L.R met à jour sa mémoire, le V.L.R précédent efface les données relatives au mobile et le nouveau V.L.R enregistre ces données avec tous les paramètres nécessaires pour traiter les appels qu'il obtient du V.L.R (si le mobile a donné un T.M.S.I) ou du H.L.R (si le mobile a fourni son I.M.S.I).

Changement de cellule

En passant d'une cellule à une autre au cours d'une conversation un mobile peut sortir de la zone de couverture de la station de base à laquelle il est rattaché. Pour que la communication ne soit pas coupée, le système suit le déplacement du mobile (figure 1.7).

Au début d'un appel d'arrivée ou de départ, le mobile est relié à une station de base initiale et est sous le contrôle du MSC (a).

Le chemin de parole établi passe par le B.S.C (1) et utilise les liaisons (1) et (1a). Le mobile et le B.S.C contrôlent en permanence les niveaux de transmission radio. Si les mesures envoyées par le mobile indiquent à la station de base qu'il vaut mieux effectuer un transfert vers une cellule voisine, le B.S.C choisit celle qui offre le plus de garanties. Le B.S.C prépare une nouvelle liaison en vue du changement de cellule et sélectionne un nouveau canal du trafic. Toutes ces tâches sont accomplies alors que le mobile est toujours sous le contrôle de la première station de base. Dans le cas présent, la nouvelle station de base dépend toujours du B.S.C (1) qui établit la liaison (1b). Lorsque tout est prêt pour le changement de cellule, un ordre est envoyé au mobile pour qu'il change de canal.

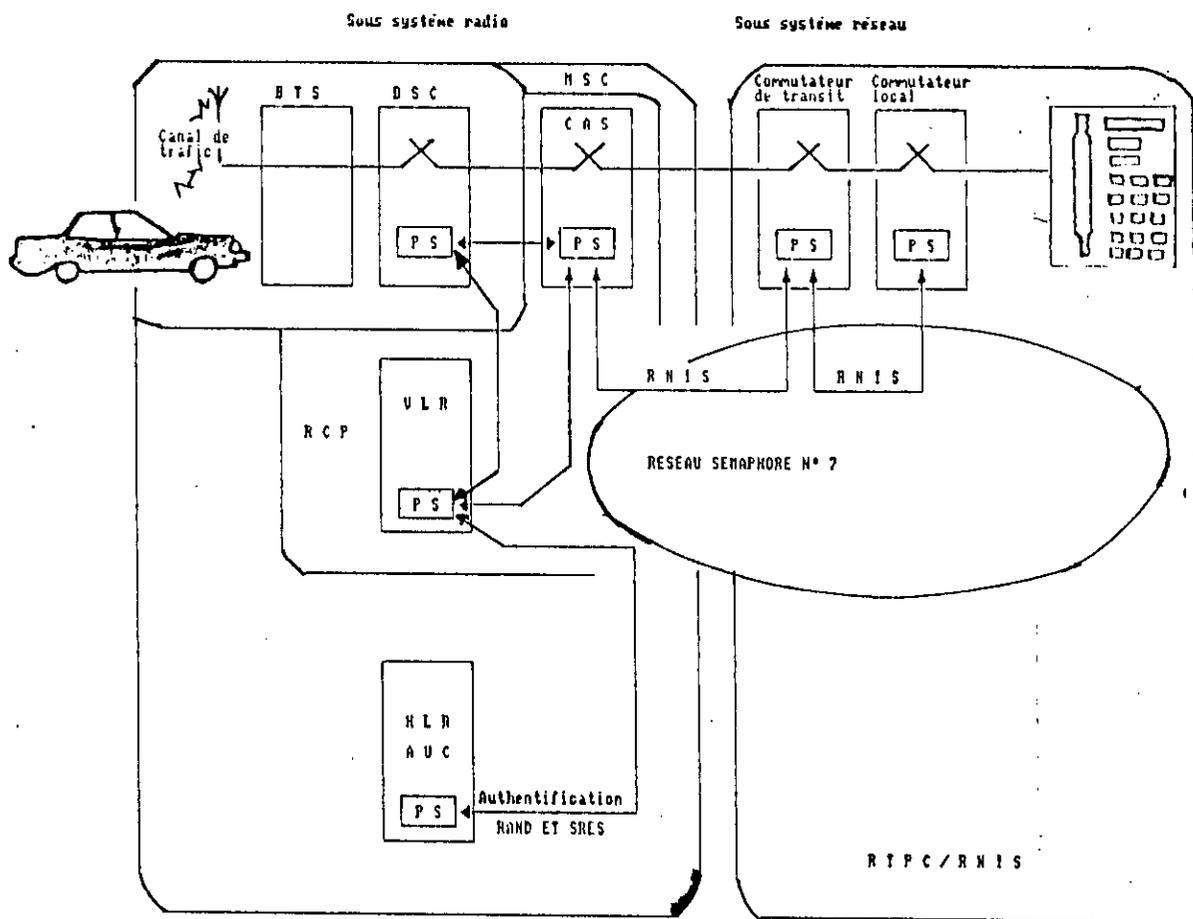


Figure 1.8 Etablissement d'un appel départ.

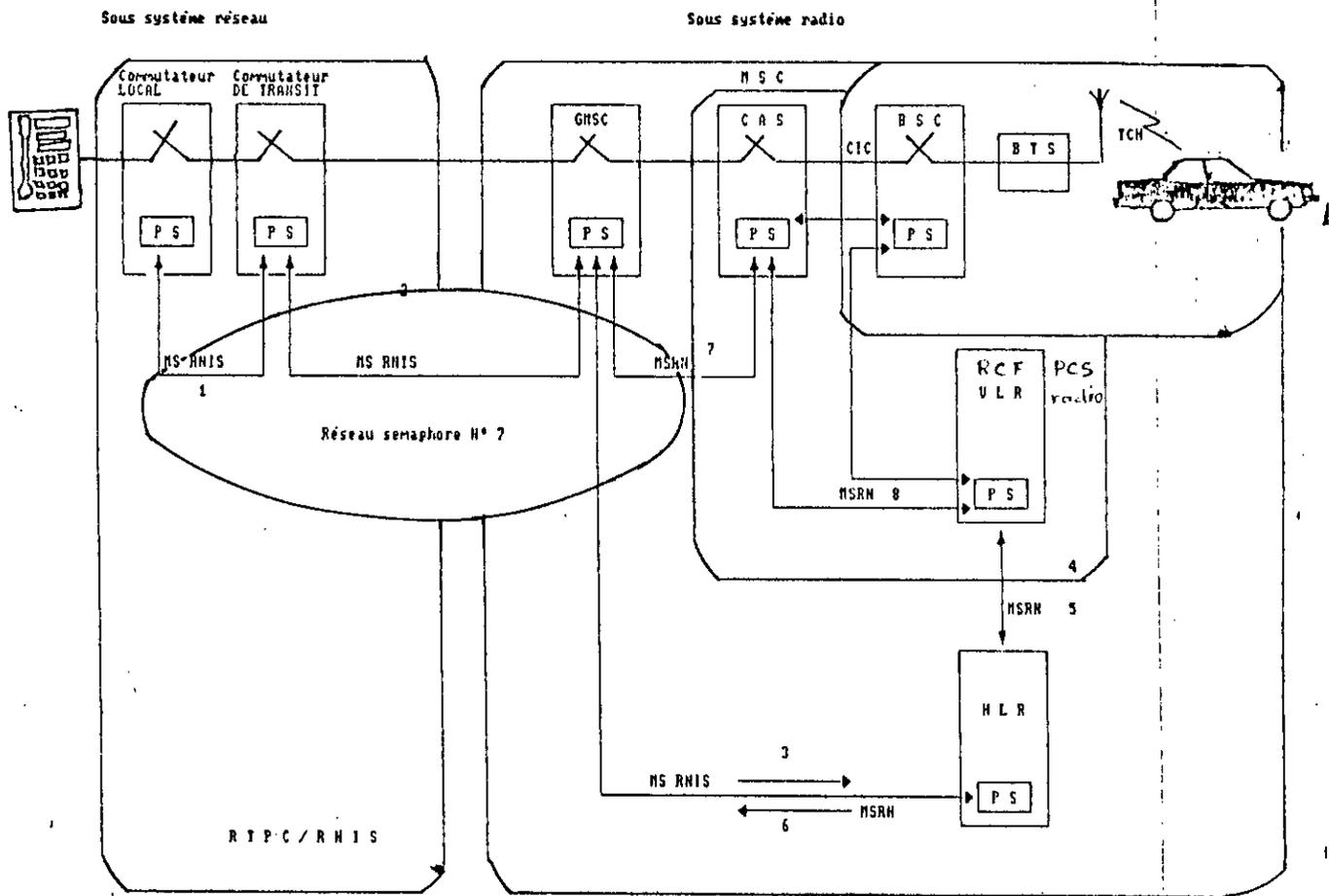


Figure 1.9 : Etablissement d'un appel arrivée à partir d'un centre de transit

Simultanément, le B.S.C connecte la liaison (1)) la liaison (1b) et libère la liaison (1a). Un nouveau déplacement du mobile peut l'amener dans une cellule qui dépend d'un autre B.SC, par exemple le B.S.C (2). La procédure est la même, mais lors de la préparation au changement de la cellule, le M.S.C réserve un chemin 2-2a. Le changement de cellule est effectué par le M.S.C qui établit la nouvelle liaison et libère l'ancienne.

Si la nouvelle cellule est rattachée à un autre M.S.C, par exemple le M.S.C (3), le M.S.C (a) prolonge la liaison téléphonique fixe (qui ne change pas) jusqu'au M.S.C (3) à travers le R.T.P.C, et sert de point de transit.

La supervision de l'appel reste assurée par le M.S.C (a), qui délègue les fonctions d'activation et de désactivation au M.S.C (3) lors du changement de cellule. Lorsque le mobile pénètre dans une cellule qui dépend d'un troisième M.S.C, en l'occurrence le M.S.C (4), le M.S.C (a) prépare une nouvelle liaison de transit qui remplace la précédente. Le processus se répète ainsi jusqu'à la fin de la communication.

1.3.1.7 Appel fait par abonné mobile

Pour établir une communication (voir figure 1.8), l'abonné mobile compose le numéro par exemple (Axx..), puis appuie sur le bouton d'appel.

La demande de communication parvient au V.L.R par un canal de signalisation. Le V.L.R déclenche le processus d'authentification et prépare le codage du canal de trafic.

Puis le P.C.S-radio demande au C.A.S de réserver un circuit vers le B.S.C par lequel transite l'appel du mobile. Cela fait, et une fois que le P.C.S-radio a identifié l'adresse du demandé le C.A.S établit une liaison vers le demandé sur la base des informations fournies par le P.C.S-radio. Dès que le P.C.S sait que le demandé a reçu la sonnerie d'appel, il en informe le mobile demandeur qui génère en local la tonalité de retour d'appel. Lorsque le P.C.S reçoit un signal de réponse, il demande au B.S.C d'affecter au Mv un canal de trafic (T.C.H). S'il n'y a pas de canal de trafic libre à la réception du signal de réponse, un message enregistré est envoyé au demandé afin qu'il reste en ligne jusqu'à libération d'un canal.

1.3.1.8 Appel reçu par un abonné mobile

L'appel de l'un des mobiles (T, N, S, P, A) ou d'un abonné fixe est destiné à un Mv, en composant son numéro d'annuaire R.N.I.S. (MS-R.N.I.S). Pour que l'appel puisse être établi (voir figure 1.9), il faut demander au H.L.R la position de l'abonné mobile (Mv). L'adresse du H.L.R peut être extraite du numéro R.N.I.S.

- 48 -

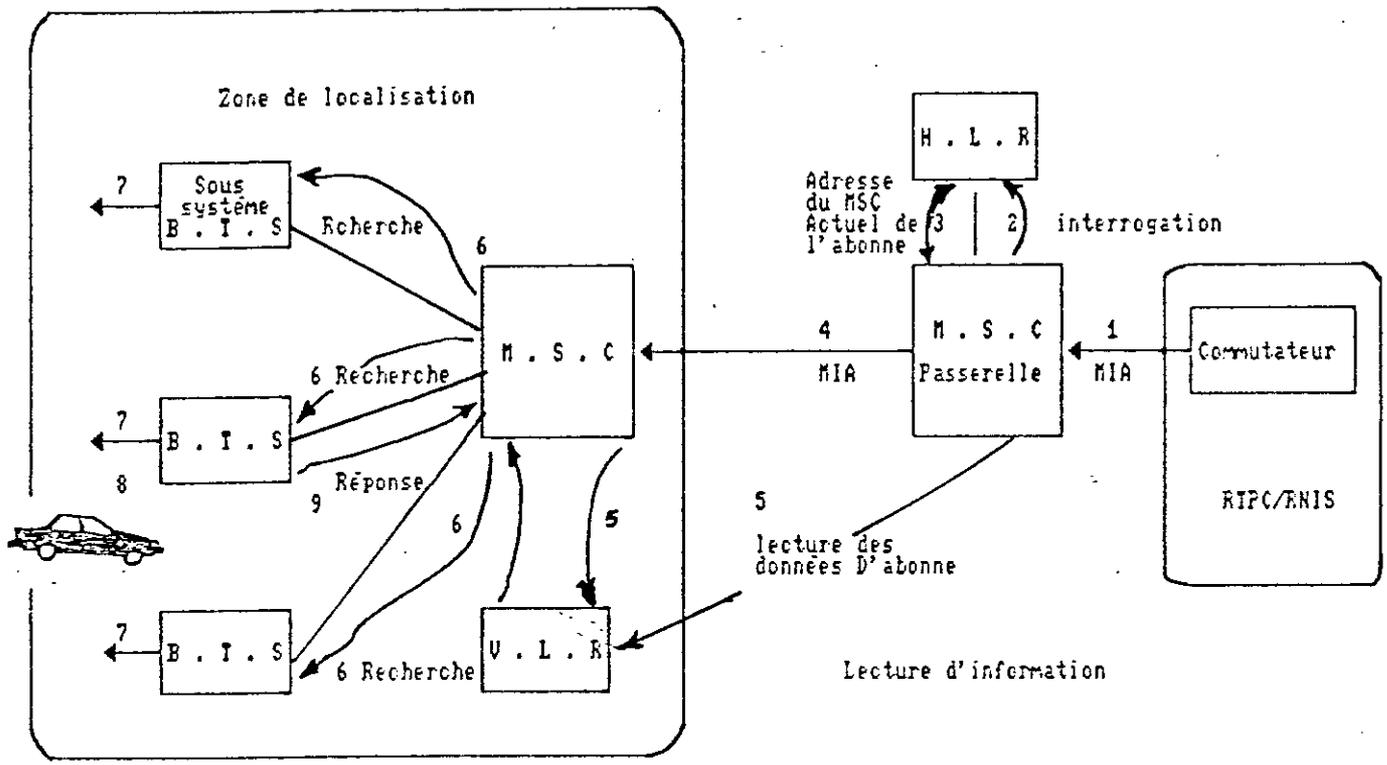


FIGURE 110. Scénario d'acheminement d'un appel destiné à un mobile

L'interrogation peut s'effectuer par un commutateur classique ou par M.S.C passerelle. Dans ce cas, l'appel est routé vers le M.S.C par le réseau fixe après reconnaissance d'un appel vers le réseau G.M.S.

Lorsqu'il est interrogé, le H.L.R récupère l'identité du V.L.R où se trouve le Mv et lui demande de lui envoyer un numéro M.S.R.N (mobile station roaming number) qui permettra d'acheminer l'appel vers le M.S.C correspondant. Ce M.S.R.N est intègre au plan de numérotage du réseau téléphonique fixe et peut donc être utilisé pour atteindre le M.S.C visité par le M.S.C passerelle.

Le M.S.C d'arrivée reçoit l'appel et le transmet au V.R.L qui identifie la zone de localisation dans laquelle le poste appelé est enregistré avec le T.M.S.I correspondant. Il entame ensuite un processus de radio-recherche sur un canal sémaphore spécialisé pour déterminer dans quelle cellule (B.T.S) se trouve le Mv. La réponse du Mv permet de déterminer sa position exacte. (si le Mv répond, un canal de trafic est sélectionné). Ce canal est connecté au circuit d'arrivée appelé et l'appel abouti.

1.3.1.9 Différentes étapes de l'acheminement d'un appel:

Un appel d'abonné (fixe ou mobile), destiné à un autre abonné mobile (Mv) transite par le R.T.P.C/R.N.I.S (1) (figure 1.10) ce dernier le transmet au M.S.C. qui interroge le H.L.R pour (2,3) pour obtenir l'adresse du M.S.C de la zone où se trouve l'abonné.

Celui-ci reçoit l'appel (4) puis consulte le V.L.R pour avoir les données nécessaires (5,6). Le mobile (Mv) est ensuite appelé par toutes les stations de base (6,7) desservies par ce M.S.C, car sa position exacte n'est pas encore connue. Cette solution est acceptable car elle diminue la fréquence des mises à jour de l'enregistrement de localisation pour un Mv qui se déplace.

A la réception d'une réponse (8,9), l'authentification et le chiffrement sont effectués. Enfin, la communication est établie avec le mobile.

1.3.1.10 Sécurité des communications

Dans le service radio-mobile, toutes les précautions sont prises pour empêcher les tentatives d'appel frauduleuses, les intrusions ou les écoutes passives et actives. Des mécanismes de sécurisation authentifiant le Mv appelant ou appelé et assurent le codage de la parole et des données de signalisation à l'aide d'une clé de chiffrement qui est modifiée pour chaque appel [[23],pp 392-393].

1.3.2 Communication de station à station

La communication entre services différents nécessite des stations de base servant de liaisons entre eux. En effet, une station fixe R.T.P.C/R.N.I.S permet de router les communications d'un système vers un autre.

Le tableau n°2 représente les dispositifs pour stations terrestres servant de relais dans le système mobile terrestre. Les services de données interactifs entre plusieurs milliers de stations distantes sont assurés par les microstations V.S.A.T (verry-small aperture-Terminal). Ce sont des terminaux de communication par satellite [[33] pp 68].

Une communication via un satellite avec une station terrestre fixe peut se tenir à l'aide d'un terminal transportable H.M.C.T (Hand-help-Message Communication-Terminal).

Les dispositifs du tableau n°5 sont réservés uniquement pour stations terrestres capables de recevoir des signaux en provenance de satellites et de les diffuser pour d'autres stations terrestres.

1.3.3 Communication par satellite

La communication A-S et N-S a été établie pour la première fois au Japon (1987). En effet, une antenne réseau constituée par deux panneaux d'A.P.M.C placés sur la carcasse du Boeing 747 JUMBO a permis d'obtenir des liaisons de bonnes qualités avec le satellite v(ETS-v) [[1], chap 19, pp 1142-1145]. Les antennes réseaux capables de réaliser de telles fonctions sont embarquées en général dans les satellites (voir tableau n°5).

Les faisceaux hertziens ayant permis à la plupart des pays d'installer un réseau national de télécommunications de bonne qualité étaient incapables quand il s'agit de relier des pays très éloignés ou séparés par un océan. Certes, il existait des liaisons à ondes décamétriques mais de qualité médiocre et quelques câbles sous-marins de faibles capacités. Alors la technique des satellites fut mise à jour pour constituer des artères de télécommunication à très grande distance permettant de connecter les réseaux nationaux des pays les plus développés. Grâce à ces techniques de l'accès multiple à répartition dans le temps A.M.R.T et à répartition en fréquence A.M.R.F, on peut utiliser le satellite pour l'interconnexion de réseaux de faible importance et même pour un réseau national dans un pays de grande étendue, à faible densité de population (GLOBALSTAR).

Tableau n°2 : Caractéristiques des antennes réseaux pour stations terrestres (B.T.S) pour le mobile Mv

Ne	Nc	Gain (dB)	Fréquence (MHz)	Forme de faisceau	Polarisation	Type d'alimentation	Elément rayonnant de base
8	4 ou 2	4	900	S.D	PH/PV	C.H	A.P.M.C+E.P
8 ou 16	4 ou 2 4	4	900	S.D	PV	C.H	A.P.M.C+E.P
64	1	22	900	S.D	PV/PH		A.P.M.C+E.P
1	1		320	O.D	PV/PH	L.M	F+D.R

S D : semi-directif

O D : omnidirectionnel

- 28 -

1.3.4 Applications des satellites de télécommunications

Les satellites de télécommunication ont pour applications classiques les services fixes (y compris la transmission vidéo), les services mobiles, la diffusion directe par satellite et les télécommunications militaires. Ces services diffèrent en plusieurs points:

- Les réseaux téléphoniques évoluent vers des réseaux numériques multiservices capables d'acheminer le courrier électronique, de distribuer les données et de permettre de consulter des banques de données et d'autres (voir chap 3, 3-1).

- Mise en oeuvre de réseaux locaux dans lesquels le satellite assure l'interconnexion.

- Souplesses de configuration des faisceaux permettant une meilleure adaptation aux variations de trafic.

Ces considérations, venant s'ajouter à la tendance à l'augmentation de capacité pour réduire le coût par canal, imposent la réutilisation des fréquences pour augmenter la largeur de bande effective.

Les configurations multiservices ou à agilité de faisceau permettent de réutiliser les fréquences par séparation angulaire. La mobilité (agilité) du faisceau est bien adaptée au systèmes A.M.R.T (Accès Multiples par répartition dans le temps).

Enfin le besoin de largeurs de bande accrues pousse au choix de fréquences porteuses plus élevées, comme celles de la bande (20-30 Ghz).

L'allocation de fréquences relativement basses aux services mobiles impose de grandes antennes, et l'étroitesse de la bande de fréquences conduit à réutiliser les fréquences par exploitation de plusieurs faisceaux. Pour que se développe la diffusion directe de télévision par satellite, il faut diminuer la taille et le coût des stations terriennes.

Dans la même optique, il faut également que les puissances isotropes terriennes soient plus grandes et que les signaux de télévision soient distribués au moyen de câbles ou faisceaux hertziens.

1.4 Réseaux phasés (R.P)

1.4.1 Les S.T.M

La conception des dispositifs rayonnants utilise le concept de l'A.P.M. La géométrie de l'A.P.M dépend de son domaine d'utilisation.

Pour les communications mobiles terrestres ces dispositifs (antennes) sont placés soit sur le toit de la voiture (fente annulaire) ou sur la plaque arrière.

D'autres variétés d'antennes ont été étudiées par G.DUBOST [[2]; pp 41-49, [3]; pp 109-112].

La communication mobile urbaine étant caractérisée par des signaux à faible angle d'élevation, ces types d'antennes peuvent bien être utilisées car elles peuvent rayonner à des angles inférieurs de 30° par rapport au plan horizontal. C'est le cas de l'antenne annulaire comportant une capacité chargeable permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement asymétrique. Ce type d'antenne permet de lutter contre les phénomènes de trajet multiple (figure 1.11, figure 1.12).

Le tableau n°2 représente les caractéristiques des antennes utilisées pour stations terrestres (B.T.S). Ce sont des antennes réseaux à faisceaux semi-directifs composées d'A.P.M à large bande. Les diagrammes de rayonnement sont obtenus dans le plan horizontal en excitant deux éléments avec des amplitudes et de phases différentes.

La dernière variante du tableau n°2 est une Antenne E-H utilisée dans les zones de forte densité électromagnétique (zone industrielle, ligne de haute tension). La configuration d'une telle antenne est donnée à la figure 2.10 (chap 2.3). Les signaux reçus à travers la fente et sur le ruban sont combinés et envoyés au récepteur. Un réflecteur placé sous le plan horizontal du substrat permet d'obtenir un diagramme unidirectionnel.

L'antenne de train est constitué de deux antennes (émission et réception) dont chacune est composée de quatre A.P.M.R court-circuitées (figure 1.13); pour les unités portatives, il existe quatre types ayant presque les mêmes diagrammes de rayonnement [[1] , chap 19, pp 1092-1105], et tous ont une A.P.M.R comme élément de base.

Les figures 1.14 à 1.18 représentant les différentes configurations, le tableau n°3 donne leurs caractéristiques. Des antennes réseaux composées d'éléments sphériques sont généralement utilisées pour la communication entre les aéronefs (avions), bateau et les satellites. En effet, la structure en réseau permet de graver des A.P.M.C sur des panneaux lesquels se déploient ou se conforment facilement à la structure des engins spatiaux (figure 1.19). Le balayage du faisceau se fait seulement dans le plan horizontal. Les déphaseurs sont connectés chacun à deux éléments verticaux et excités en deux points.

Pour l'alignement rectangulaire séquentiel montré en figure 1.19 (page 44), la polarisation croisée est fortement séparée de la co-polarisation au moyen d'une inclinaison suffisante entre les deux plans principaux du réseau, afin de réduire les effets de dépolarisation induits par les réflexions issues de la surface marine.

1.4.2 Les systèmes satellitaires (S₂)

Le S₂ utilise des antennes situées au sol (formant la station terrestre pour satellite) et d'autres embarquées sur le satellite (tableau 5,6).

Toutes ces antennes sont des réseaux d'A.P.M.C en bande-S rayonnant des ondes polarisées circulairement pour former un faisceau conique (figure 1.20).

l'A.P.M de mode supérieur est également utilisée munie d'élément parasite placé en face de l'élément rayonnant afin d'élargir la bande (figure 1.21). D'autres éléments (A.P.M) rayonnants tels les fentes et dipôles rubans peuvent être combinés dans un réseau circulaire (figure 1.22) ou des éléments sphériques (figure 1.23) Les antennes embarquées (tableau n°6) sont caractérisées par leur grand nombre d'éléments rayonnants. Pour de telles antennes la formation du faisceau est très complexe et l'optique peut ouvrir de nouvelles perspectives. D'autre part, l'immunité électromagnétique et les considérations de poids et de volume font pencher en faveur de l'optique [[33], pp 66-71].

Les antennes des stations doivent alors poursuivre les satellites, c'est à dire rester pointées dans la direction du satellite avec lequel elles travaillent, car on utilise des antennes directives à faisceaux très étroits.

Dans ce cas, pour un système déterminé, il faut deux antennes pour chaque station pour que le changement de satellite n'entraîne pas une interruption des liaisons au moment de la commutation.

Dans le cas des satellites stationnaires une seule antenne reste pointée vers le même satellite, qui assure en permanence une liaison déterminée ou même plusieurs simultanées (cas de l'accès multiple).

Avec les antennes très directives, on doit cependant maintenir un dispositif de poursuite, car les satellites ne restent rigoureusement stationnaires, à cause des imperfections du lancement et de diverses perturbations, toutefois, on peut se contenter d'un dispositif simplifié. De plus, le satellite restant toujours visible de la même région de la terre, on peut adopter son équipement au type de trafic à assurer dans cette région (par exemple placer des relais à plus grande largeur de bande ou un plus grand nombre de relais au-dessus des régions à fort trafic).

Figure 4.11 : Structure de l'antenne fente annulaire[1](page1088)
 a/ systeme de coordonnees
 b/ point d'alimentation

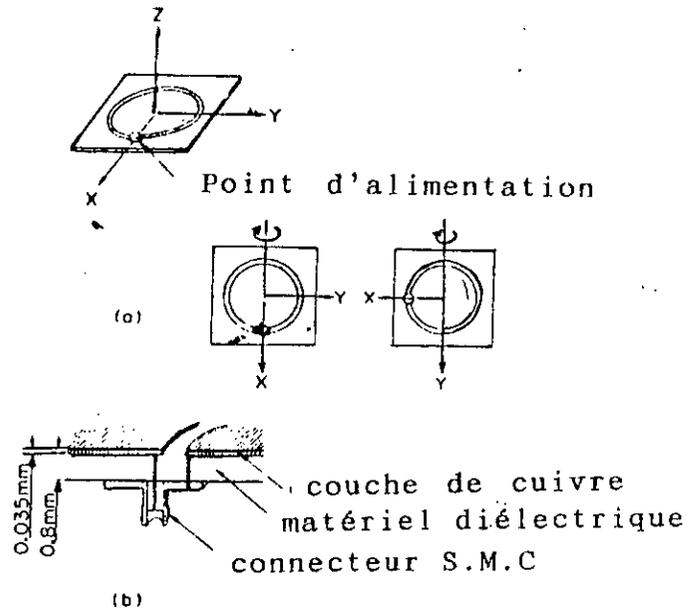


Figure 4.12 : Dimension de l'antenne et son diagramme de rayonnement pour $X = -77\Omega$, $X = -80\Omega$

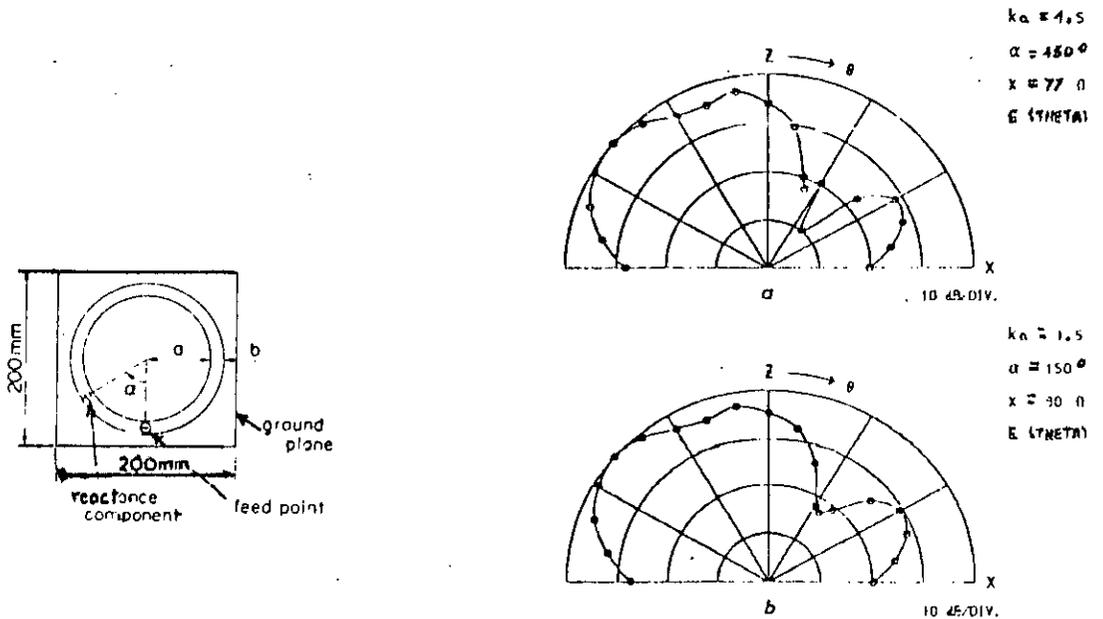


Figure 4.13 : Configuration de l'antenne de train
(c 1988 IEICE) [1] (page 1091)

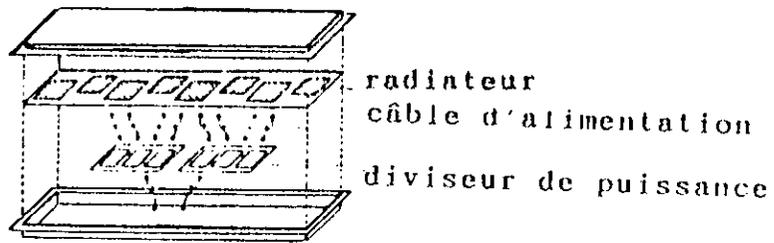
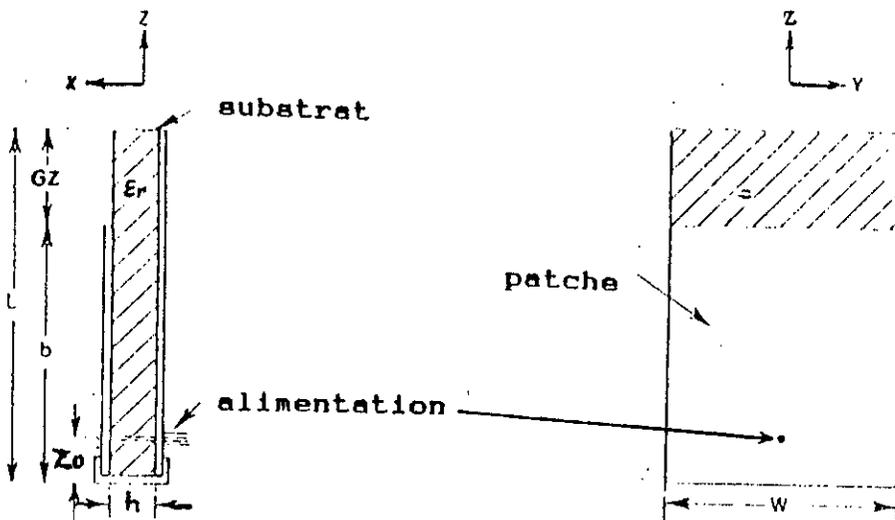


Figure 4.14 : Structure de l'A.P.M.Q utilisable en A.P.M.F.V



Caractéristiques de l'A.P.M.Q (A.P.M.F.V) [1] (page 104)

ϵ_r	h (mm)	W (mm)	Zo (mm)	b (mm)	G_Z	Type de diode
2.5	3.2	30	14.7	52.5	23	MA 325

Figure 1.15 : Structure de l'A.P.M.A.T

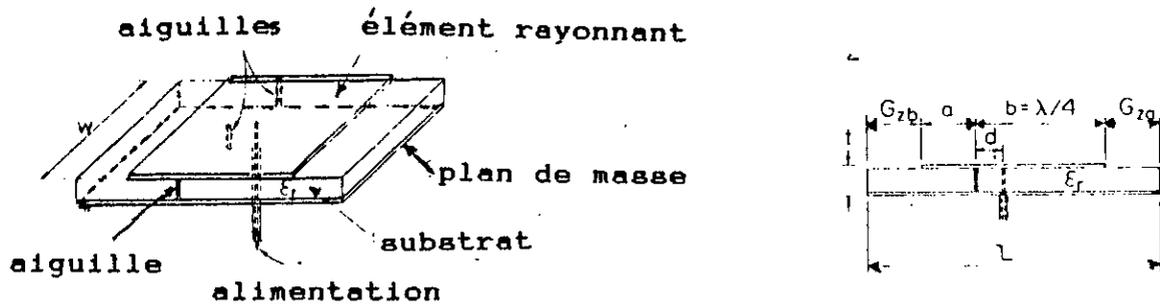


Figure 1.16 : Structure de l'A.P.M.F.R.T N1

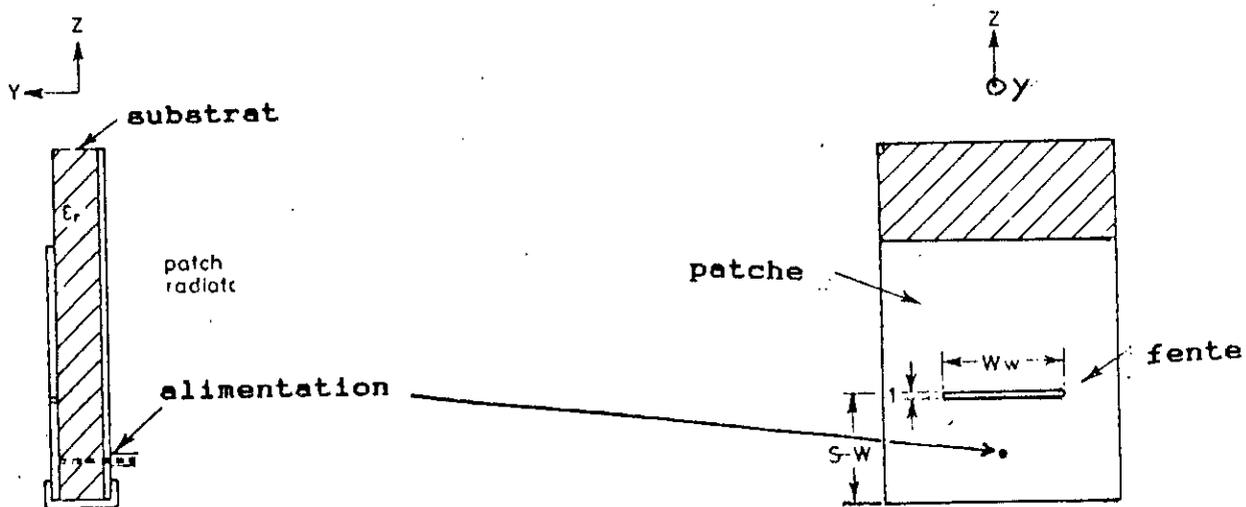
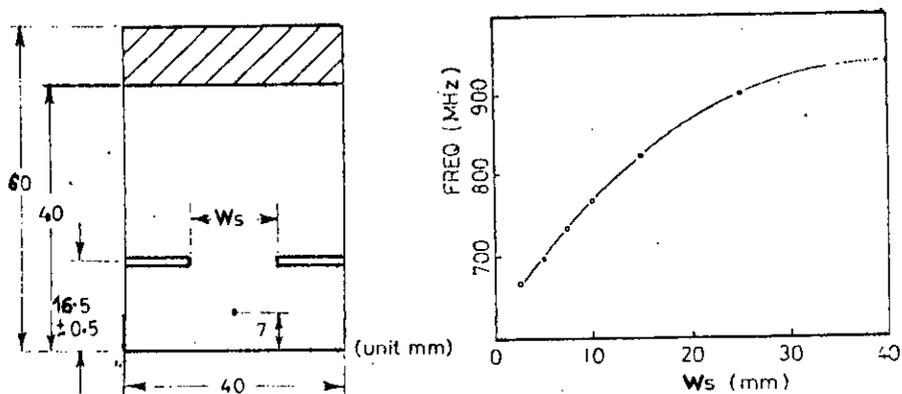


Figure 1.17 : Structure de l'A.P.M.F.R.T N2

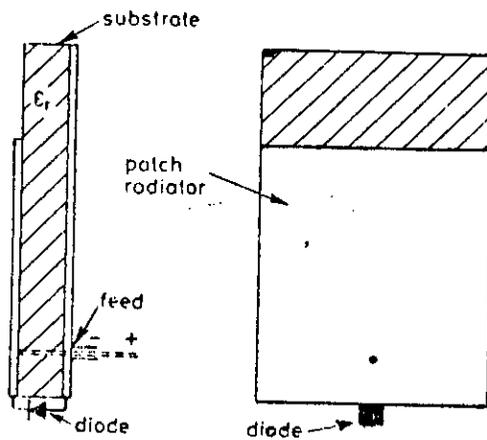


(a) Dimensions

(b) fréquence de résonance en fonction de la largeur de la fente (W_s)

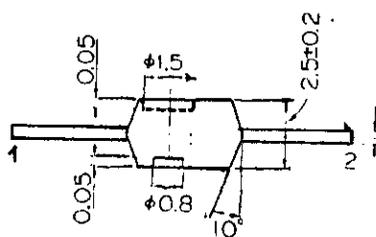
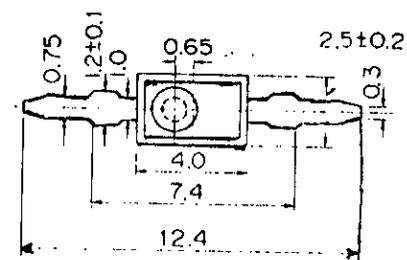
Figure 1.18: Structure de l'A.P.M.F.V et des dimensions de la diode M A325

(a) structure de l'A.P.M.F.V



(b) dimensions de la diode M A 325

Unit: mm



1 Cathode
2 Anode

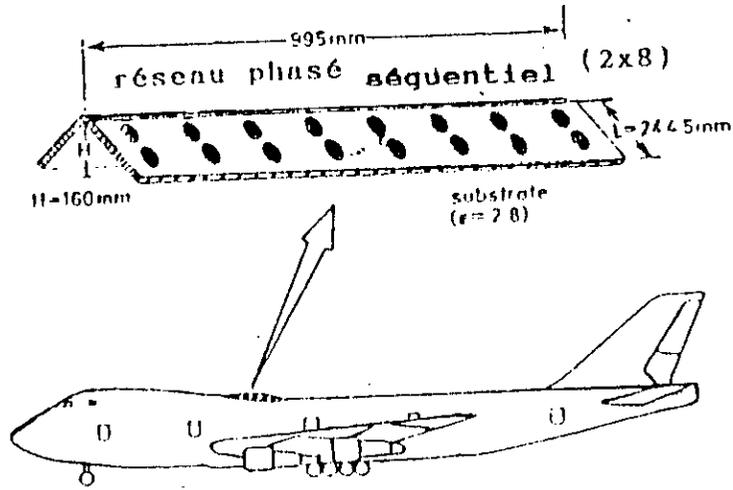
Tableau n°3 : Caractéristiques des A.P.M d'unité portative

Dénomination							Elément rayonnant	Substrat	Permittivité relative (ϵ_r)
	b	h	W	Z_0	G_2	L			
A.P.M-Q	46.8	1.2	30		27.9	76.7	A.P.M.R	Téflon	2.5
A.P.M-A-T		1.2	30				A.P.M.R	Téflon	2.5
A.P.M-F.R.T	40	1.2	40	7	20	60	A.P.M.R	Téflon	2.5
A.P.M.F.V	52.5	3.2	30	14.7	23	75.5	A.P.M.R	Téflon	2.5

-35-

b,h,w : longueur, épaisseur et largeur respectivement du patche
Z : abscisse du point d'alimentation
L : longueur du substrat $L = b + G$
G : longueur du découpage du patche
(voir figure 1.14)

Figure 1.19 : Alignementphasé (R P) aéroporté (1) (page 1144)



réseau phasé aéroporté (© 1988 IEEE)

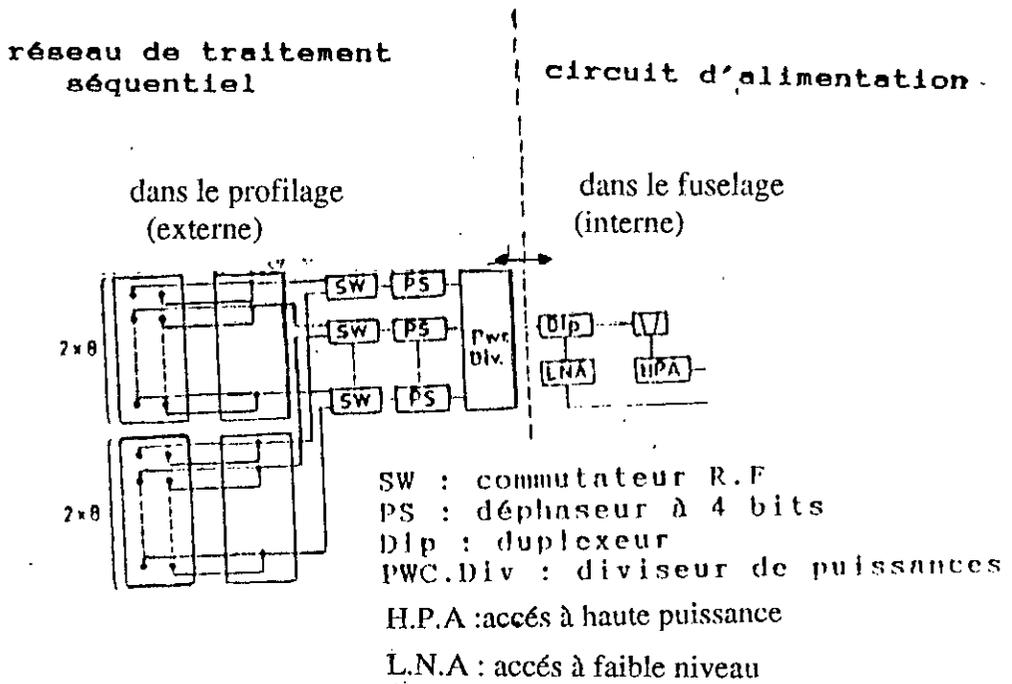


Tableau N°4: Caractéristiques des antennes réseaux à balayage électronique installées sur avion(A) et navire (N)

Caractérisation	Avion ou Navire
• Fréquence/polarisation	1545 - 1548 MHz (Emission) P.C.G 1647 - 1650 MHz (Réception) P.G.G (en général bande L (1-2GH))
• Bande	8% (pour un T.O.S < 2)
• Gain	12 - 14.5 dbi parfois > 16 dbi
• Élément rayonnant	A.P.M.C ou A.D.M
• Type de réseau	R.P.S (2 x 8 éléments) ou (48 éléments)
• Déphasage numérique	4bits
• Rapport axial	< 1.5 db
• Niveau du lobe secondaire	≤ -2.5 db
• Diélectrique	Téflon $\epsilon_r = 2.6$, $h = 4\text{cm}$.
• Dimension (en cm)	15 x 40 x 90
• Poids	18 kg

Figure 1.20 : Vue de dessus d'un réseau d'A.P.M.Cà faisceau conique (© 1988 I.E.I.C.E * [1] (page 1128)

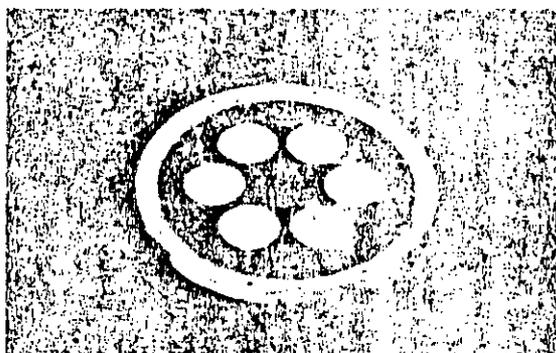
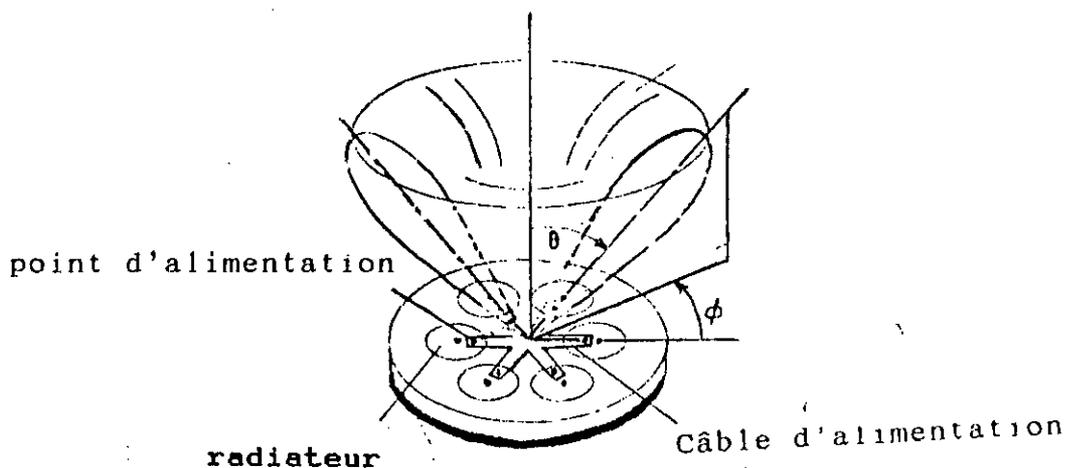
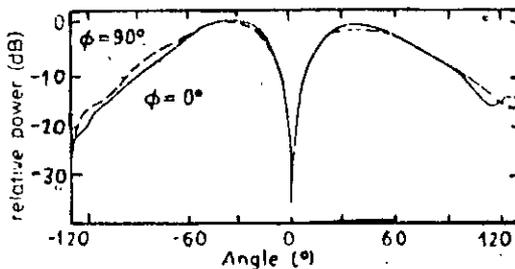
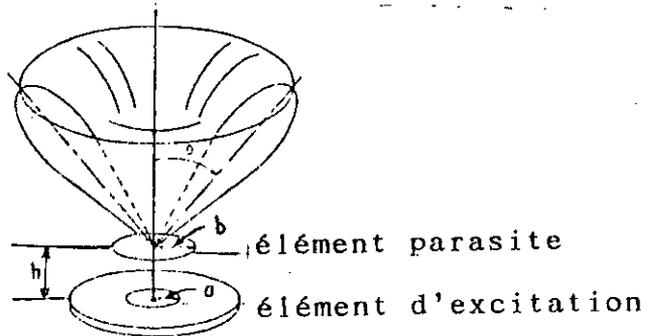


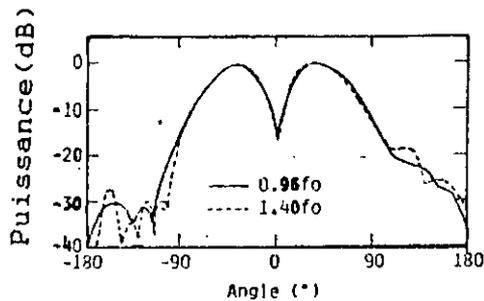
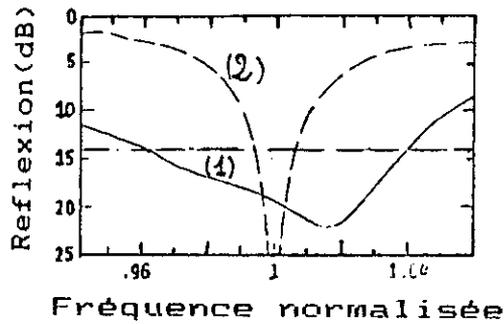
DIAGRAMME DE RAYONNEMENT (POLARISATION CIRCULAIRE)
 (© 1988 I.E.I.C.E)



Figre 1.21 : Configuration d'une A.P.M à large bande avec élément parasite [1] (page 1129)



Dépendance fréquentielle du T.O.S mesuré avec (1) ou sans (2) élément parasite (c 1988 IEICE).



Puissance relative en fonction de l'angle de balayage [1] (page 1130)

Tableau n°5: Caractéristiques des antennes réseaux au sol (stations terrestres)
permettant l'accès aux satellites

Nature du réseau à	Ne	Dimensions (mm) Lxlxh	Gain (dbi)	Fréquence (MHZ)	Polarisation	Rapport axial (db)	Elément rayonnant A.P.M
Faisceau conique	6	100 x 300 **	6.6 ± 0.9*	2500	P.C	< 2.5	A.P.M.E
	8				P.C	< 2	D.R+F.C
Ouverture synthétique	1024	2060 x 1132	> 26	1300	P.C	—	A.P.M.R
Multiservices	133	2060 x 1390	15.1	2100 (émission) 2360 (Réception)		—	A.P.M.C à encoches

* à 30° de la verticale

** ϕ = 100 mm

épaisseur = 300mm

-07-

Figure 1.22 : Configuration du réseau circulaire (de la fente plus dipôles rubans) (Courtesy : J.P DANIEL Université Rennes; et KOICHI ITO Université de Chiba) [1] (page 1130)

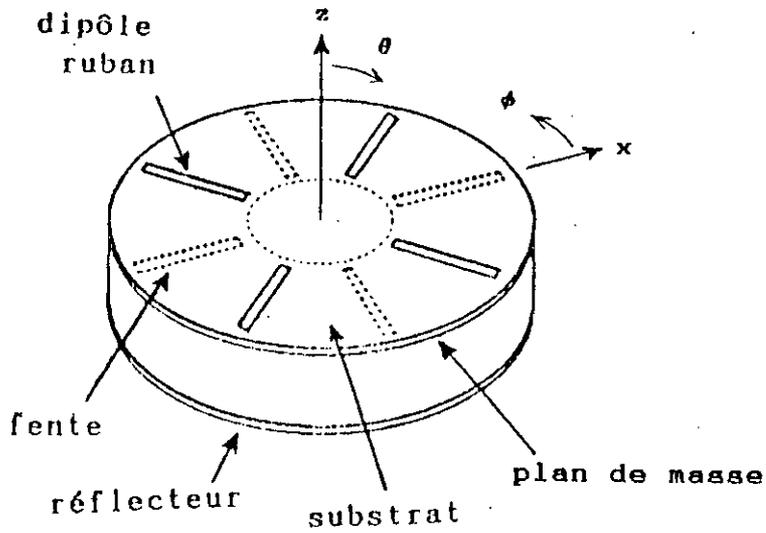


Figure 1.23 : Réseau 86 éléments sphériques et sa section d'alimentation (Courtesy K.D.D) [1] (page 1135)

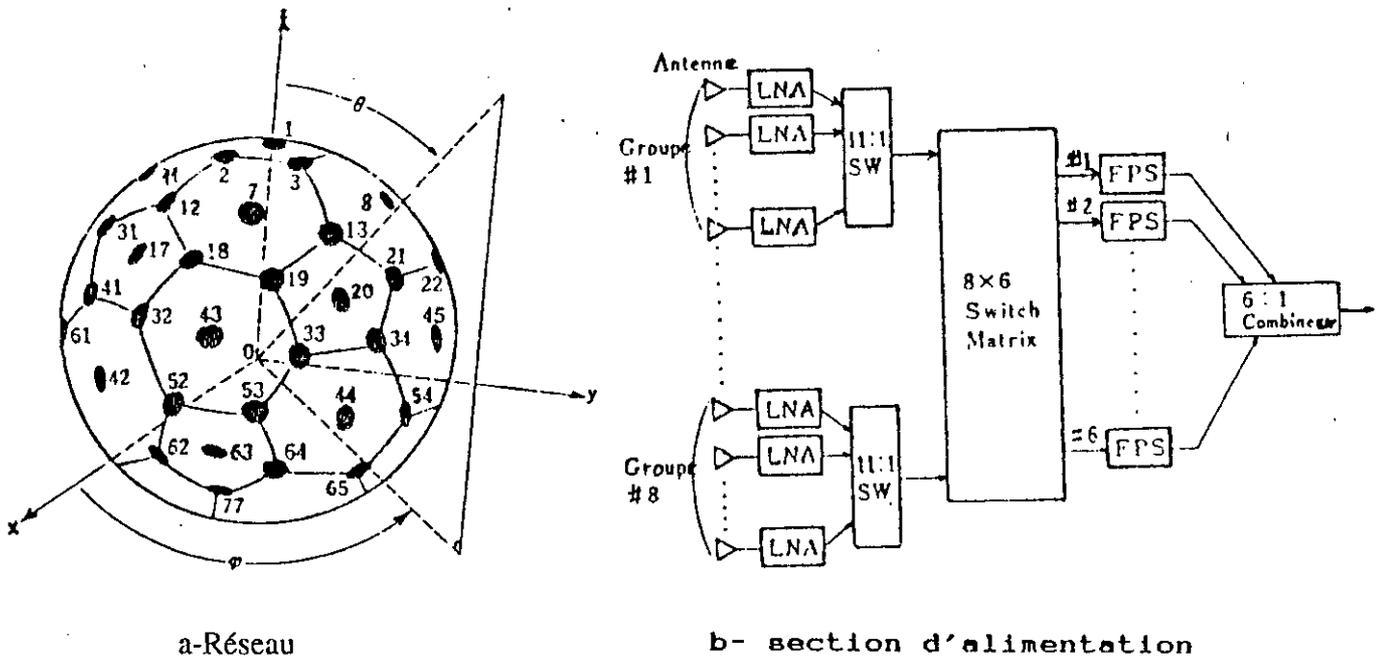
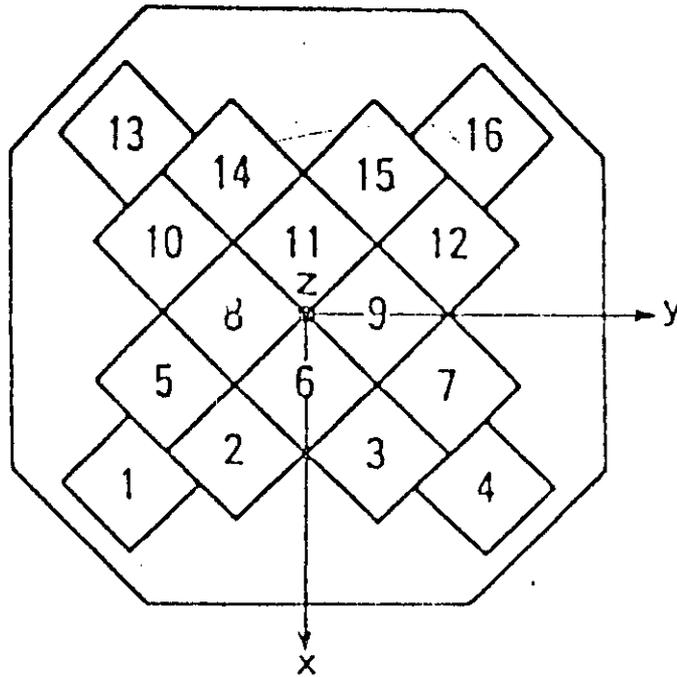
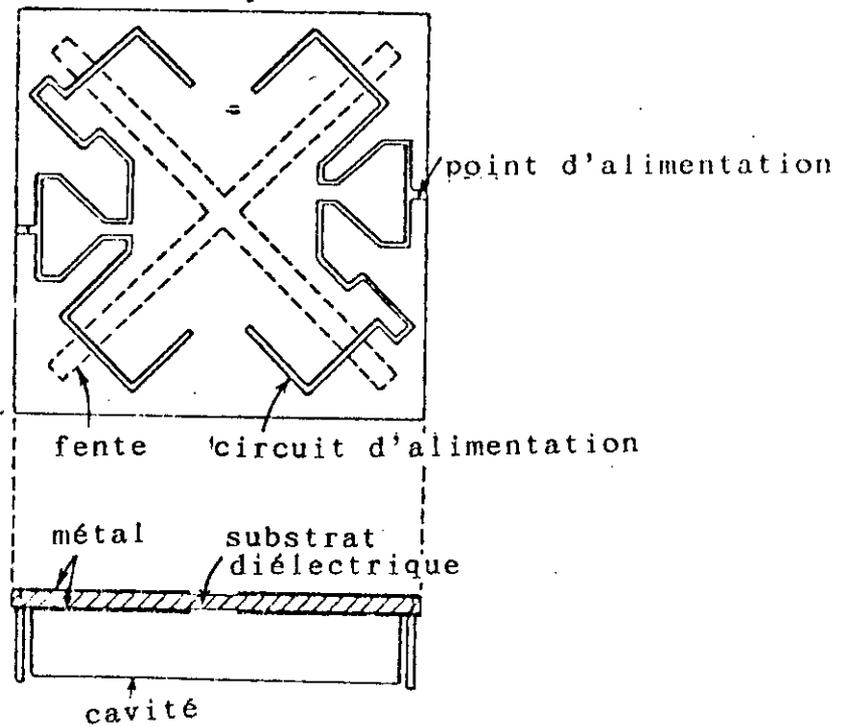


Figure 1.24 : Antenne à fentes croisées [1] (page 1138)

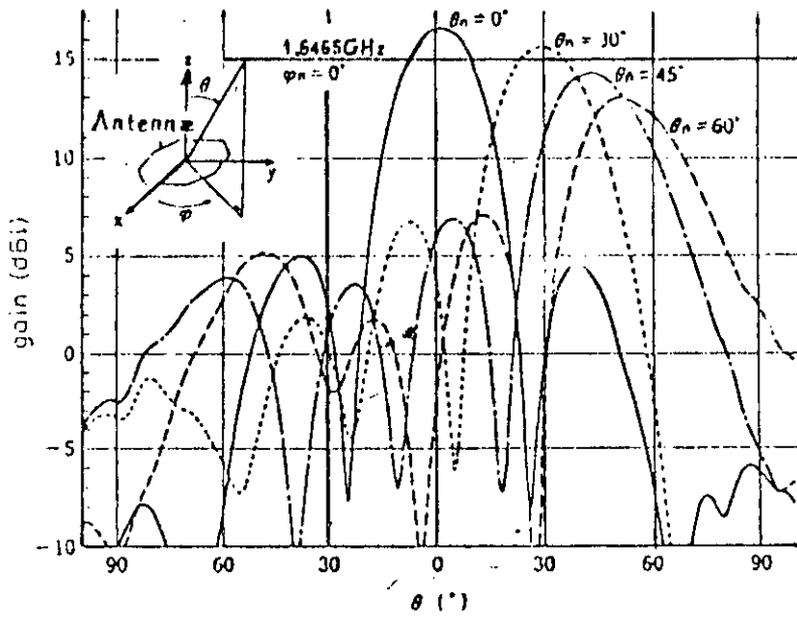
a- antenne



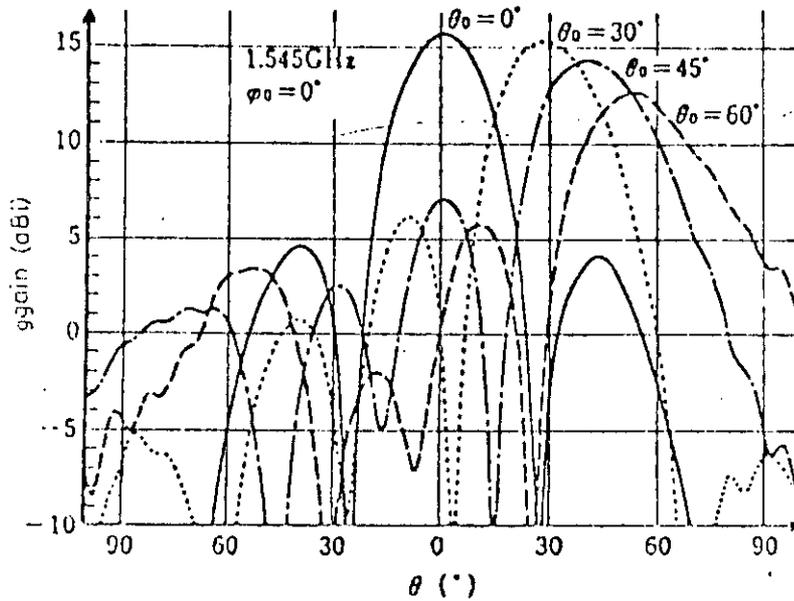
b- élément rayonnant



c- DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT [1] (page 1140)



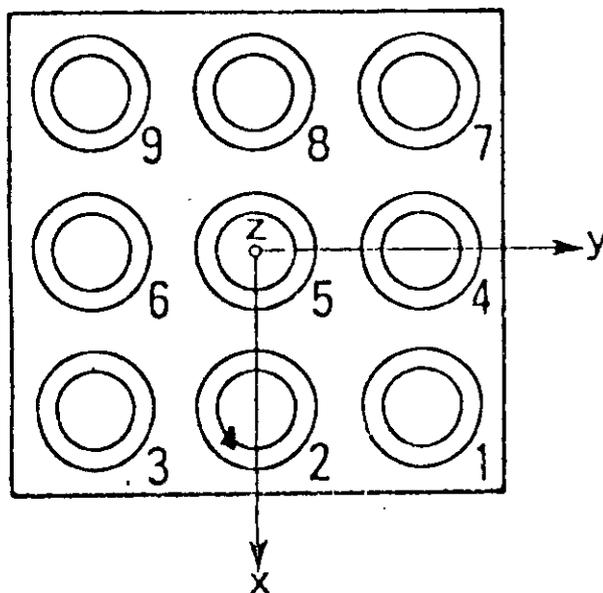
c'-Emission



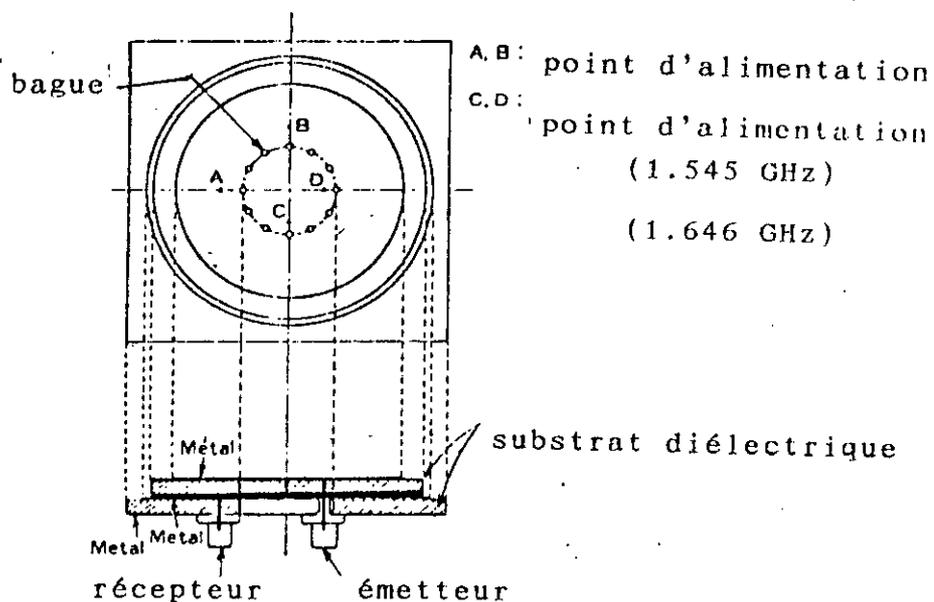
c'' Réception

Figure 1.25 : Antenne composée de 3x3 A.P.M.C
 (© 1988 I.E.E) [1]

a- antenne (page 1141)

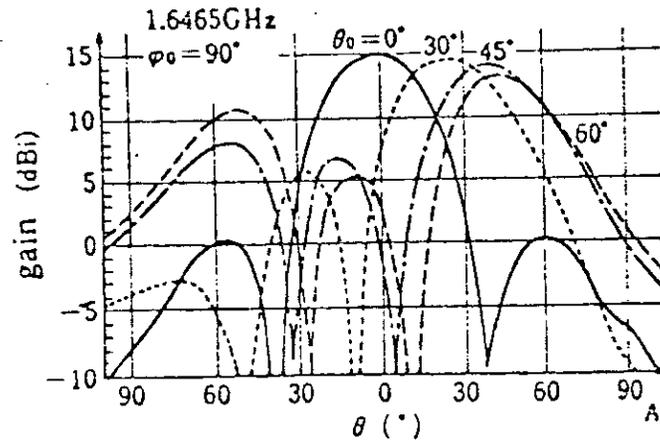


b- configuration de l'A.P.M (page 1142)

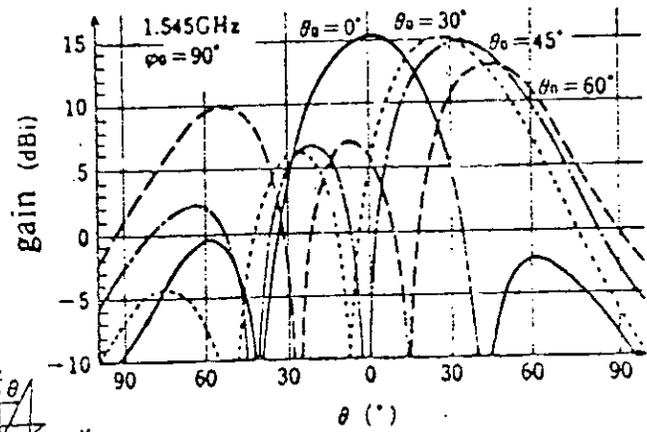
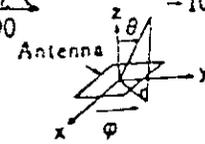


c- DIAGRAMME DE RAYONNEMENT (page 1143)

-45-



c'-Emission



c''-Réception

Tableau n°6 : Caractéristiques d'antennes réseaux à A.P.M.C - PC embarquées dans les satellites

R.P à traitement	Ne	Fréquence (MHz)	Dimension (mm) Lxlxh	Gain (dbi)	Déphaseur numérique (en bits)
Séquentiel	6	Bande-L	400 x 200 *	7 ÷ 8	
	86	1646.5 (émission) 1545 (Réception)		> 12	
Ordinaire	16	1646.5 (émission) 1545 (Réception)	560 x 560 x 20	15.7	4
Ordinaire	9		30 x 30 x 1	15.2	4

$\phi = 400$ mm
Epaisseur = 200mm

-46-

Tableau n°7 : Caractéristiques des antennes réseaux utilisées pour stations de base de système radar

Dénomination	Ne	Nc	Gain (db)	Fréquence (MHz)	Directivité	Polarisation	Elément rayonnant de base
Radar maritime	(3x16)x	48	> 21	10.000	S.D en azimut T.D en élévation	P.C	A.P.M.C
Radar réflecteur			26.5	9375			Réflecteur
Radar secondaire de surveillance				1030-1090	S.D	P.C	A.P.M.C
Réseau à trois faces	1	3	9.5	3000	O.D	P.V	A.P.M
Sac à dos	16	1	30	10000	A.D	P.V	A.P.M type Franklin

Définition

S.D : Semi directif ouverture du faisceau comprise entre 70° et 110°.

T.D : Très directif ouverture du faisceau inférieur à 36°.

O.D : Omnidirectionnel ouverture du faisceau supérieure à 110°.

CHAPITRE **II**
CONDITIONS DE PROPAGATION

2. Conditions de propagation

2.1 Influence du milieu de propagation

2.1.1 Introduction

Les liaisons de communications entre systèmes mobiles terrestres ou entre ceux-ci et les satellites ne sont pas à l'abri de certains phénomènes physiques à savoir les trajets multiples, le "fading" (évanouissement) et les effets du milieu de propagation. Ces derniers sont responsables des diverses pertes dans l'étude du bilan des liaisons.

Dans certaines conditions, les perturbations apportées par le milieu sont suffisamment importantes pour mériter un examen plus systématique. Dans le vide, une onde électromagnétique se propage en ligne droite et subit seulement l'atténuation d'espace libre. Tout autre milieu introduit des perturbations dont les effets les plus importants en ce qui concerne les télécommunications par satellite sont les suivants :

- Absorption
- Diffusion (ou diffraction)
- Réflexion
- Rotation du plan de polarisation de l'onde.

L'effet dû aux espaces cosmiques étant négligeables au dessus de 2 Ghz, les deux milieux à considérer entre deux points de communication sont : l'atmosphère et l'ionosphère.

2.1.2 Effets de l'atmosphère

L'atmosphère présente un certain nombre de "fenêtres spectrales", dans lesquelles l'atténuation subie par une onde électromagnétique est très faible, la transmission est en particulier très bonne aux fréquences inférieures à 10 GHz (3cm).

2.1.2.1 Absorption par les gaz atmosphériques

L'absorption par les gaz atmosphériques est due aux transitions des atomes et des molécules ainsi qu'aux transitions de rotation et de vibration des molécules. Les principaux gaz absorbant sont l'oxygène, l'eau, l'azote, l'ozone, le gaz carbonique et l'oxygène atomique.

Les figures (2.1), (2.2) et (2.3) ci-dessous montrent que :

- La raie d'absorption de l'oxygène se trouve à 60 GHz
- L'absorption de la vapeur d'eau un peu plus faible se situe à 22.2 Ghz.

L'absorption est due aux changements des niveaux de l'énergie de rotation des molécules induit par l'onde radio et aux effets de résonance en fréquence.

On remarque que pour des basses fréquences contrairement aux hautes fréquences, l'atténuation par ciel clair peut être négligée.

-05-

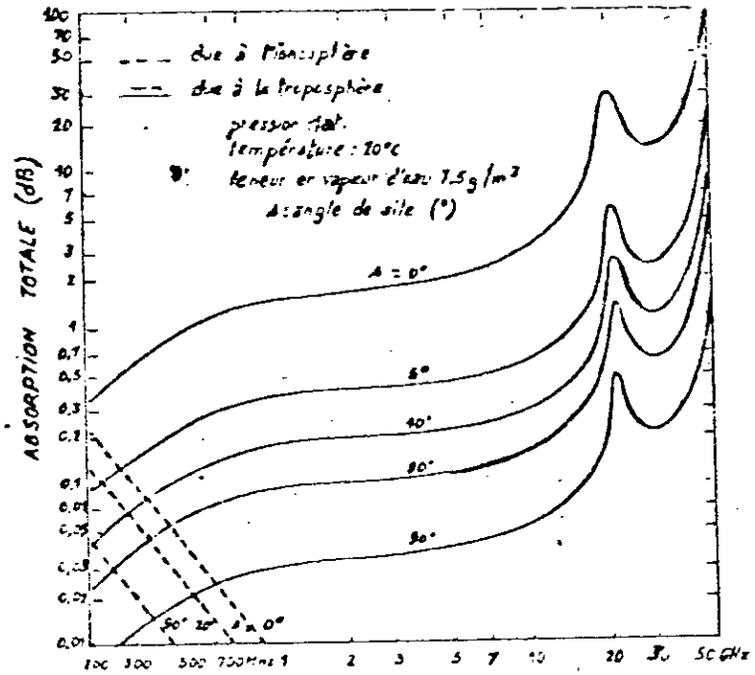


Figure 2.1 : Absorption sur une liaison satellite-terre
--- due à l'ionosphère
— due à la troposphère

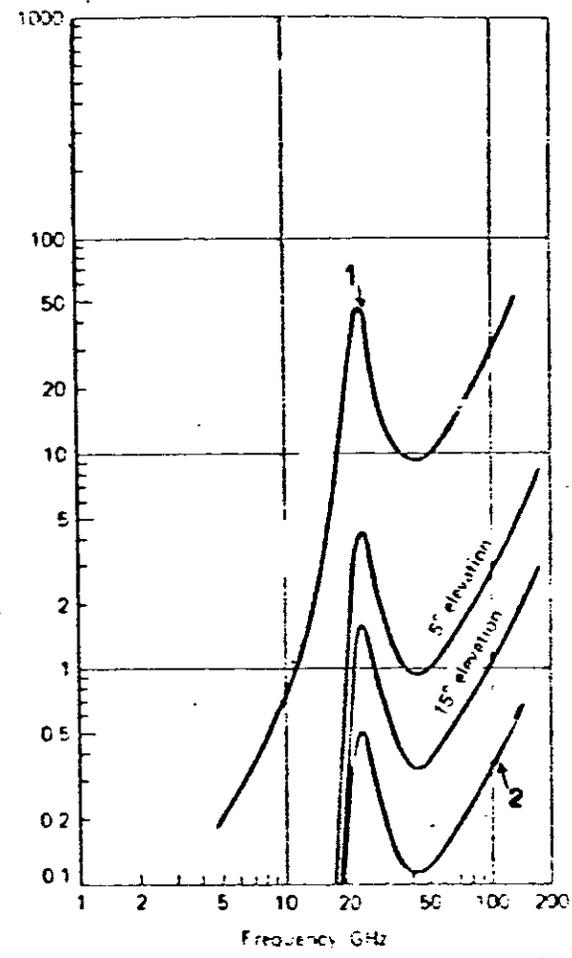


Figure 2.2 : Absorption dans l'atmosphère causée par la vapeur d'eau
1- Trajet horizontal
2- Trajet vertical

Au delà de 10 GHz, l'atténuation par ciel clair (dégagé) est due principalement à la vapeur d'eau, l'oxygène et occasionnellement aux nuages.

Une connaissance de l'atténuation due aux diverses composantes troposphériques est fondamentale dans les systèmes de faible portée.

L'atténuation A_i provoqué par chacune des ces composantes peut être déterminée par l'expression suivante [10, pages 358-360].

$$A_i = \gamma_i (f, T, P, C) l_i (f, \epsilon) \quad (2.1)$$

γ_i : est l'atténuation spécifique dépendant de la fréquence f , de la température T , de la pression P , et delà constante C de chaque type d'atténuation).

l_i : est la longueur effective du trajet.

ϵ : est l'angle d'élevation de la trajectoire inclinée.

L'absorption par la pluie dépend de la fréquence, du taux de précipitation, du diamètre des gouttes de la pluie et de la disposition des gouttes à l'intérieur de la cellule de pluie. Elle constitue l'un des paramètres clés dans les techniques des systèmes de télécommunication par satellite pour des fréquences supérieures à 10 GHz.

La détermination de ce paramètre se fait à l'aide des modèles de prédiction de pluie à l'intérieur de la cellule de pluie.

Les expériences ont montré que l'atténuation due à la pluie est beaucoup plus accentuée dans les régions tropicales que dans les régions tempérées [[12] pages 168-199].

Il existe plusieurs modèles de distribution de la dimension des gouttes.

La loi de distribution de LAWS & PARSON utilise la méthode des quatre grains. Cette méthode consiste à mesurer la proportion du volume total d'eau sur le sol et de déterminer le diamètre moyen (D_m) de la goutte de pluie par la loi empirique suivante

$$D_m = aR^b \quad \left\{ \begin{array}{l} a = 1.238 \\ b = 0.182 \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Où R est le taux de précipitation en mm/h quoique, la distribution (loi) de LAWS & PARSON soit déterminée seulement pour les gouttes dont ($D > 1$ mm), si bien que le comportement de la distribution est correcte pour de très petites gouttes dont le rayon (D) est inférieur à 1 mm; cette distribution constitue néanmoins la plus grande part de l'affaiblissement dû à la pluie dans les cas millimétriques.

A partir d'une analyse de la loi de LAWS & PARSONS, SANDER & WEIBUL ont établi une loi de distribution dite loi de distribution de WEIBUL :

$$N(D) = N_0 \frac{C}{b} \left(\frac{D}{b}\right)^{c-1} e^{-\left(\frac{D}{b}\right)^c} \quad (2.3)$$

où:

- D : diamètre en mm
- N_0 : 1000 m³
- C : 0.95 R^{0.14}
- b : 0.26 R^{0.44}

Cette loi est utilisée pour des applications micro-ondes dans le cas des pluies à grandes vitesses et dans le cas des averses. Cette loi a permis de déterminer les propriétés des gouttes de pluie dans les systèmes radar à polarisation circulaire. Dans le cas des orages et averses, on utilise la "loi log-normal" établie par FAN & CHEN.

$$N(D) = \frac{N_T}{D\sqrt{2\pi}U} e^{-\left(\frac{\log f}{U}\right)^2} \quad (2.4)$$

où $f = \frac{D/D_m}{2\pi}$ et $U = \log \sigma$, $\log = \log$ népérien

Tableau 1: valeurs des paramètres (N_T , D_m , σ)

Facteurs	Averses		Orages	
Paramètres	5 < R ≤ 50 mm/h	5 < R < 50 mm/h	50 < R ≤ 200 mm/h	
N_T	40 R ^{0.64}	46 R ^{0.55}	8.8 R	
D_m	1.14 + 0.18 Log R	0.222 + 0.397 ln R	1.76 + 7.33 × 10 ⁻⁴ Ln R	
σ	e ^{0.29-0.0018}	e ^{0.5-0.0035R}	1.37	

Des résultats ont été obtenus à l'aide de ces deux dernières lois de distribution et comparés aux mesures micro-ondes [[13] P. 385-389]. Pour calculer l'atténuation A, les deux lois ont utilisé l'expression suivante:

Q: atténuation de la section croisée qui est fonction du diamètre D de la goutte, de la longueur λ de l'onde radio et

$$A = 4.343 \int Q(D, \lambda, m) N(D) dD$$

de l'indice complexe de réfraction (m) de la goutte d'eau qui est lui aussi fonction de la température et de la fréquence.

N(D) : distribution de la dimension de la goutte.

Q(D, λ , m) est déterminée d'après la théorie classique de diffusion

par l'expression suivante :

$$Q(D, \lambda, m) = \frac{\lambda^2}{2\pi} \sum_{n=1}^{+\infty} (2n+1) R_n [a_n + b_n]$$

a_n et b_n sont des coefficients complexes de diffusion de MIE et sont fonction de m , D et λ .

Une méthode proposée pour calculer l'atténuation linéique due à la pluie pour les liaisons radio satellite qui est une extension de la méthode proposée par le C.C.I.R ($\gamma = K e^\alpha$) est la suivante:

$$A = \frac{KR^\alpha L_s}{L_s \left[\frac{L_s [bR + cL_s + d]}{e} \right]}$$

R est le taux de précipitation au point où l'on mesure l'intensité de la pluie en mm/heure.

K et α sont des paramètres dépendant de la fréquence de la polarisation et de l'angle d'élévation et sont donnés par le C.C.I.R.

L_s : est la longueur équivalente donnée par le C.C.I.R en Km et est donnée par la formule suivante :

$$L_s = \frac{h_R - h_S}{\sin\theta} \quad (\text{Km}) \quad \theta \geq 5^\circ \quad (2.6)$$

h_s : est l'élévation terrestre par rapport au niveau de la mer (Km).

θ : angle d'élévation de la station terrestre en degré.

$$h_R = \begin{cases} 4 & \text{si } 0^\circ < |\varphi| < 36^\circ \\ 4 - 0.075 (|\varphi| - 36^\circ) & \text{si } |\varphi| \geq 36^\circ \end{cases}$$

φ : est la latitude de la station terrestre en degré.

L'atténuation pour un pourcentage donné du temps en (pour cent), est directement obtenue en utilisant la relation donnée par le C.C.I.R, à partir de l'intensité de la pluie pour le même pourcentage du temps R (%).

b: Dispersion par les précipitations

Cette dispersion peut créer un couplage entre les signaux émis directement par les antennes des stations terriennes et ceux réfléchis par le sol, et jouer un rôle important dans le brouillage réciproque des deux services.

-54-

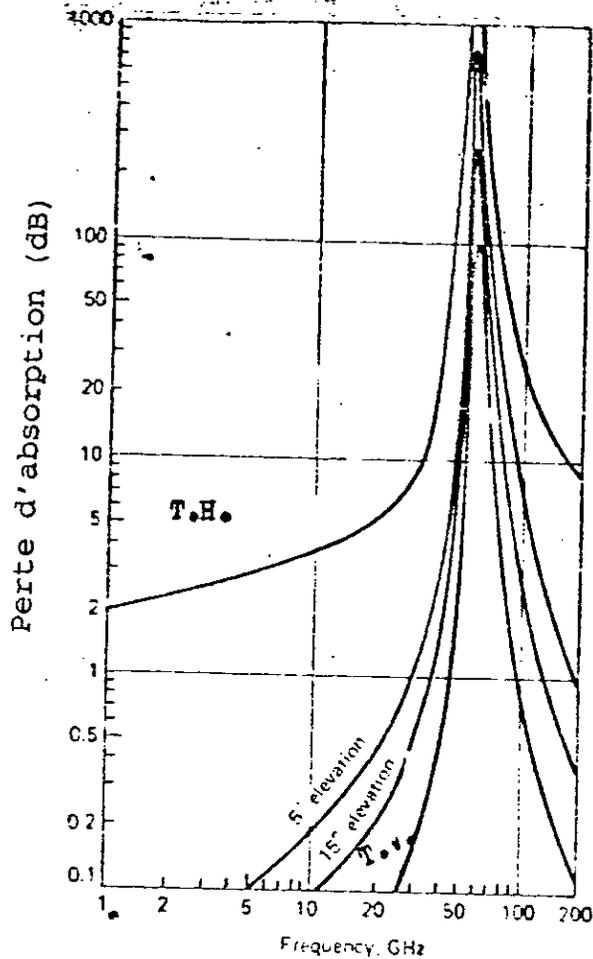


Figure 9.3 Absorption dans l'atmosphère causée par le système moléculaire (oxygène)
 T.V- Trajet vertical
 T.H- Trajet horizontal

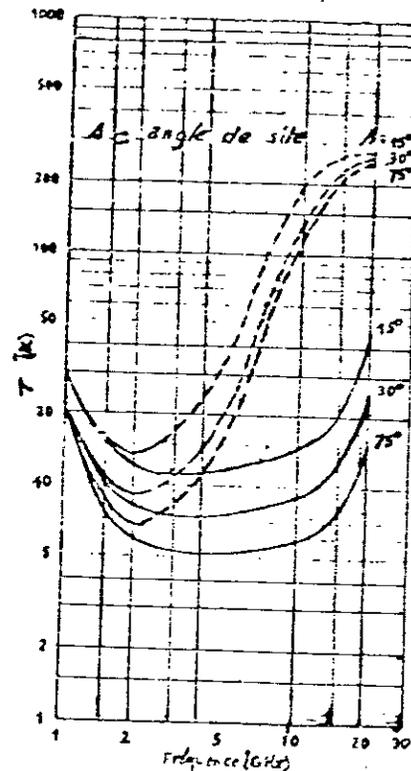


Figure 9.4 Contribution des précipitations à la température de bruit du ciel T (°K)
 - - - - sous l'influence des précipitations
 _____ sans l'influence des précipitations

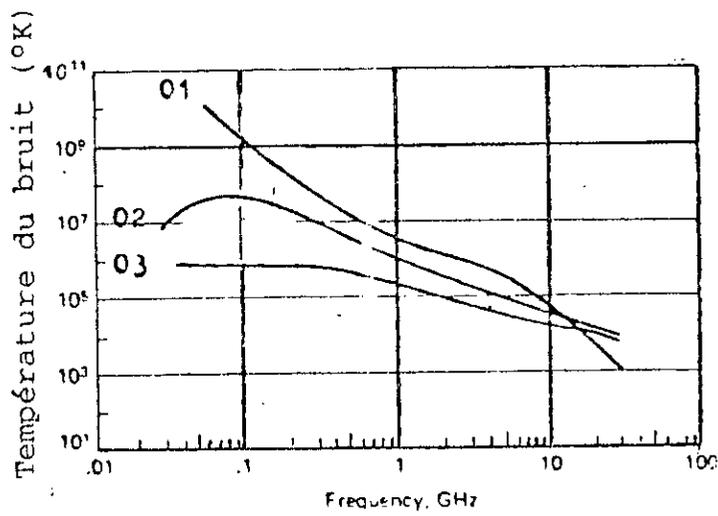


Figure 9.5 : Bruit solaire
 01 : Soleil ardent
 02 : Soleil actif
 03 : Soleil tempéré

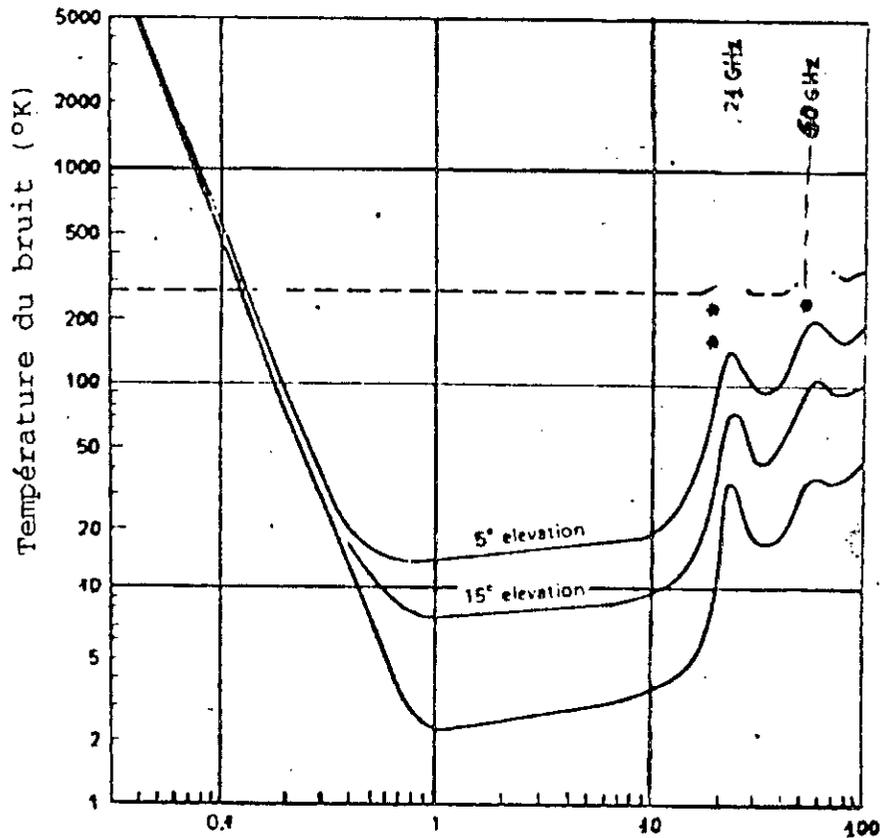


Figure 9.6 : Diagramme de bruit composite
 ———— Bruit reçu par l'antenne terrestre sans aucune influence (bruit composite)
 ----- Bruit reçu par le satellite causé par la terre (bruit terrestre)
 * * Fréquence de résonance de la vapeur d'eau (21GHz)
 * Fréquence de résonance de l'oxygène (60 GHz).

c: Scintillations et réfractions troposphériques

La diminution de l'indice de réfraction avec l'altitude entraîne une augmentation de l'angle de site apparent d'une source extra terrestre.

De plus les fluctuations de l'indice de réfraction entraînent des variations de la position apparente d'une station spatiale observée d'une station terrienne.

Pour le site minimal habituel de 5 degrés l'écart est de 0.2 degré, et il varie très peu (0.04 degré) en fonction de l'état hygrométrique. Il est négligeable pour des fréquences inférieures à 300 GHz et pour des antennes de petites dimensions.

d: Transpolarisation due aux précipitations

Dans son trajet atmosphérique, une partie de l'énergie rayonnée avec une polarisation donnée se retrouve avec la polarisation orthogonale. Ce phénomène entraîne une dégradation par brouillage entre voies lorsqu'on recourt à des polarisations orthogonales pour augmenter par "réutilisation de fréquence" la capacité de la liaison sans accroître la bande passante.

e: Contribution à la température de bruit du ciel

La température de bruit du ciel provient des sources diverses se distinguant par leur intensité, leur fréquence et leur localisation dans l'espace.

Les formations météorologiques augmentent la température du bruit du ciel par rapport à sa valeur par temps clair comme le montre la figure 2.4.

La température provenant du soleil varie avec l'activité solaire (voir fig 2.5).

La température du bruit du ciel est considérée égale à 30°K celle de la terre est en moyenne égale 245°K.

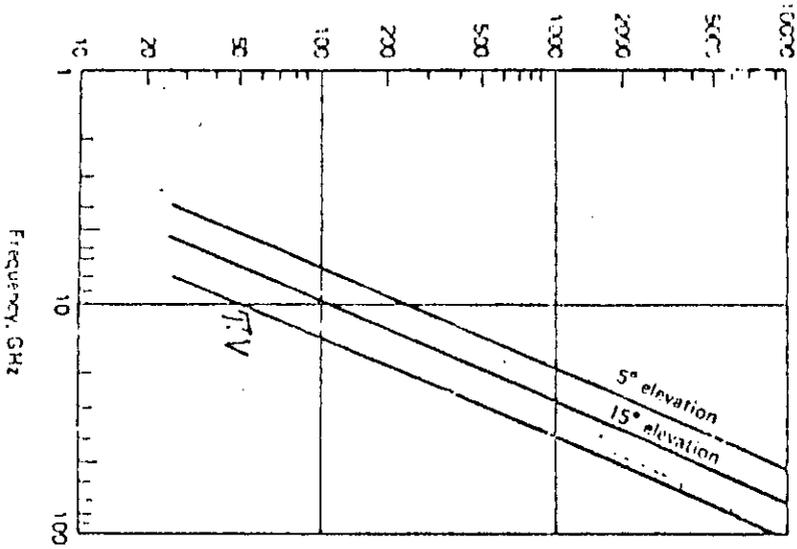
Pour des fréquences supérieures à 1 GHz, la température de bruit en provenance des sources galactiques a un effet négligeable sur les liaisons par satellite.

Les éclairs et les décharges électriques dans l'atmosphère constituent une source majeur du bruit radio pour des fréquences inférieures à 30 MHz mais heureusement n'ont aucun effet sur les fréquences utilisées par les satellites.

f: Phénomènes des trajets multiples

L'existence du phénomène des trajets multiples est l'une des causes principales de perturbation des liaisons hertziennes en visibilité directe.

Température du bruit causé par le brouillard ou les nuages.-(°K)



Température du bruit causé par la pluie (°K)

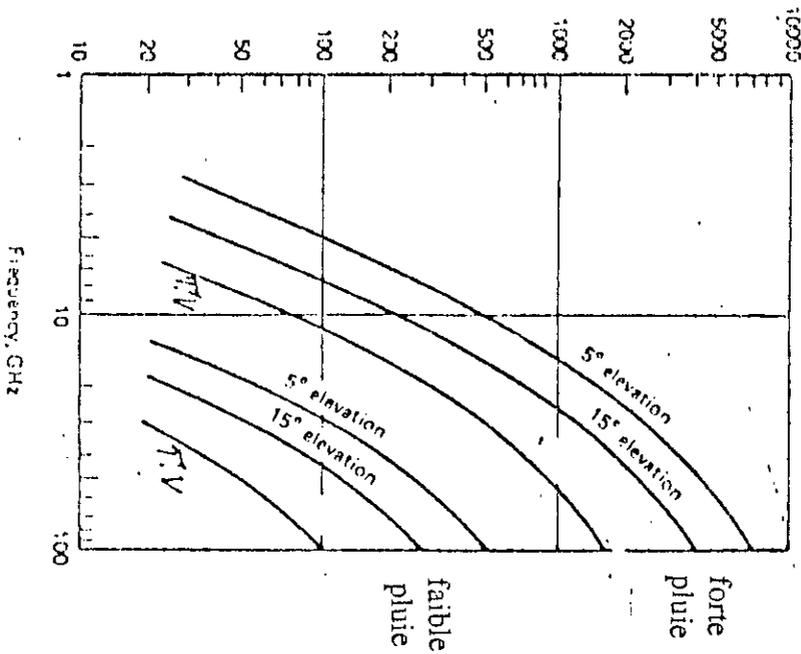


Figure 3.7 température du bruit causé par les nuages, brouillard et la pluie

Ce phénomène est surtout observé dans les systèmes terrestres, le véhicule portant sur sa plage arrière, une antenne plate réceptionnant un signal très fluctuant issu de trajets multiples à ondes polarisées aléatoirement.

Les bruits atmosphériques induits principalement par les molécules d'oxygène et de vapeur d'eau ont les mêmes effets aux fréquences pour lesquelles l'absorption atmosphérique est grande (importante).

La figure 2.6 ci après représente la combinaison des bruits dus à l'oxygène et la vapeur d'eau affectant le signal reçu et montre qu'il existe une fenêtre de bruit entre l'effet causé par le bruit cosmique et celui causé par la vapeur d'eau.

On note également, qu'une lourde pluie, cause plus de bruit à la station terrienne que toutes les autres sources de bruits combinés (voir figure 2.7)

2-1-3: Effets de l'ionosphère

L'ionosphère est une zone de forte densité électrique qui s'étend de 80 Km à 1000 Km d'altitude.

L'ionisation de la haute atmosphère est provoquée par le rayonnement solaire : la densité électronique est donc plus forte le jour que la nuit et aussi en période d'activité solaire importante.

Un signal électronique qui se propage dans l'ionosphère subit un certain nombre de perturbations dues à l'anisotropie et aux turbulences du milieu.

D'une façon générale, ces effets sont négligeables au dessus de 2 GHz, mais doivent être pris en considération aux fréquences inférieures (ondes métriques)

D'autre part, les nombreuses réflexions et diffractions sur les éléments de la carrosserie entraînent de fortes irrégularité de la directivité [2].

Une première dégradation est due à la diminution de la puissance du signal reçu, ce qui est équivalent à une augmentation du bruit thermique.

Comme la probabilité d'apparition des évanouissements dus aux trajets multiples augmente rapidement avec la longueur du trajet, on a intérêt à réduire cette longueur par exemple en rapprochant les tours de faisceaux hertziens.

Cependant cette méthode a l'inconvénient d'augmenter le coût de la transmission et la probabilité de coupure due aux équipements. On peut remarquer à ce sujet l'amélioration de la fiabilité des équipements obtenue par l'emploi de semi-conducteurs et la réduction du coût d'exploitation obtenue par la télésurveillance

tendent à rétrécir les distances hertziennes.

Une étude de la structure du champ d'interférence au voisinage du récepteur conduit à utiliser les méthodes de diversité.

2-1-3-1: Diversité d'espace verticale

Deux antennes, l'une située au sol et l'autre sur un mât solide d'une hauteur de 16.5 m reçoivent le même signal en provenance d'un satellite [[15] pages 479-480].

L'analyse des séries des mesures montre que les variations du signal sont moins vulnérables à l'effet des trajets multiples pour l'antenne située à 16.5 m du sol. Plus la distance verticale entre les antennes est importante plus la diversité est significative

2-1-3-2: Diversité fréquentielle

La diversité fréquentielle consiste à transmettre un même signal sur deux canaux suffisamment espacés [[18] P. 548-549].

Cette combinaison peut se faire simplement par une commutation automatique sur le signal dont le niveau est le plus élevé, bien que d'autres méthodes plus efficaces existent.

Pour la diversité fréquentielle, on devrait choisir un écart relatif supérieur à environ 5% mais cela n'est pas toujours possible, en raison de la largeur insuffisante des bandes de fréquences attribuées, ce qui explique pourquoi ce procédé reste peu utilisé car il est très pénalisant du point de vue de l'utilisation du spectre de fréquence.

2-2: Affaiblissement ou "fading" (évanouissement)

L'influence de l'atmosphère sur les champs électroniques varie 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" ou (évanouissement).

2-2-1: Fading d'obstacles

Au cours de son trajet, l'onde peut rencontrer un obstacle, ce qui entraîne une variation de l'indice de réfraction et par voie de conséquence perturbe le trajet de propagation.

Pour éviter l'effet de ce phénomène assez fréquent (voir phénomène des trajets multiples), il suffit de placer les antennes à une hauteur appréciable.

Figure 2.8 Distribution idéale de l'onde stationnaire
 (© 1988 I.E.E.E) [1] (page 1084)

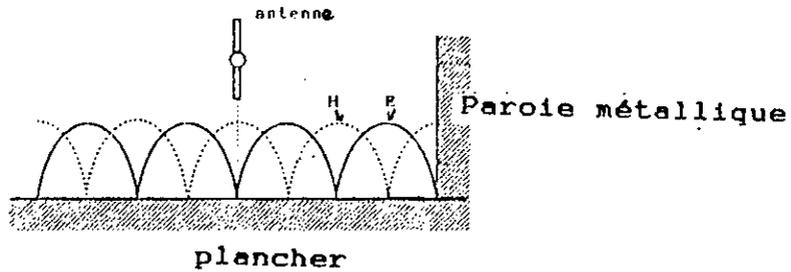


Figure 2.9 configuration de l'antenne E-H
 (© 1988 I.E.E.E) [1] (page 1084)

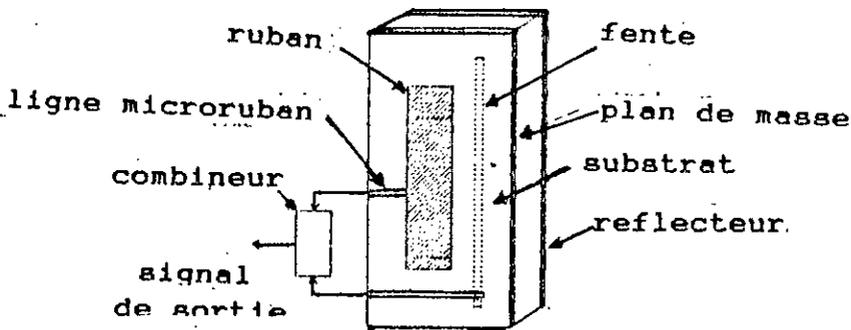
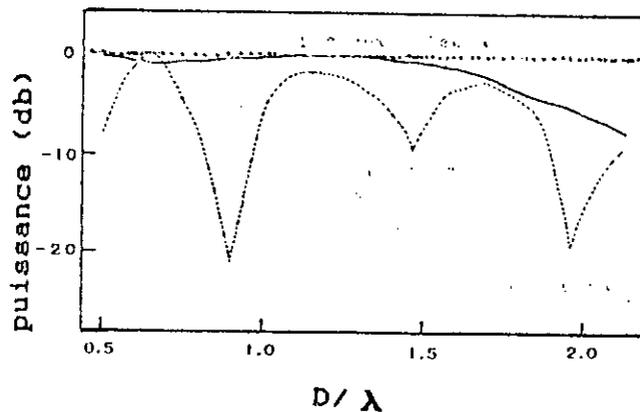


Figure 2.10 Exemple des fluctuations du signale reçu par les
 antennes : E-H et le dipôle standard
 Chaque valeur maximum a été normalisée à l'unité. [1]
 (page 1085)

— Antenne E-H
 Antenne dipôle standard



2-2-2: Fading sélectif

Au niveau de l'antenne de réception, les intensités du champ des ondes réfléchies sur le sol et/ou sur la couche d'inversion atmosphérique et celles, des ondes directes, se combinent vectoriellement. Les écarts de phase dépendent des différences de longueur des trajets et de la longueur d'onde.

$$\Delta \phi = \frac{l_1 - l_2}{\lambda} = K$$

Quand les écarts de longueurs de trajet deviennent égaux à des multiples entiers de la longueur d'onde, l'intensité du champ résultant dépend fortement de la fréquence; c'est à dire que le fading est sélectif.

2-2-3: Fading d'absorption

La variation de l'atténuation causée par la pluie ou autre précipitation peut être observée pratiquement et seulement aux fréquences au dessus de 10 GHz, mais dans ce domaine elle cause de sérieux problèmes

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

2-2-4: Autre type de fading

Un autre type de fading est observé lorsque l'antenne de réception est à proximité des points minima d'une distribution de "l'onde stationnaire" (standing-wave) d'un champ électrique figure 2.8.

Ce problème fut résolu par ITOH et al [[1] pages 1081-1084], en proposant une simple antenne imprimée composée d'une fente demi-onde et d'un combineur de signaux (voir figure 2.9).

La figure (2.10) représente les fluctuations des signaux reçus par les antennes standard et imprimée (E-H) selon leurs différentes positions par rapport au moment électrique.

CHAPITRE III
CONDITIONS D'EXPLOITATION
DES S.T.M

3: Conditions d'exploitation des S.T.M

3-1: R.N.I.S

Définition

R.N.I.S: réseau numérique à intégration de service
D'après ses objectifs et les services fournis par le R.N.I.S, on le définit comme une interface avec les services existants et futurs plutôt qu'un service en lui même [[25]b pages 23-26].
Le R.N.I.S a vu le jour au début des années 1970. A l'époque il n'était pas bien exploité par les usagers car les techniciens (inventeurs) ne pouvaient pas expliquer aux usagers l'amélioration que le R.N.I.S pouvait apporter aux systèmes de télécommunications déjà existants.

Principe de base du R.N.I.S

Pour mieux comprendre les objectifs et les limites du R.N.I.S, il faut toujours avoir à l'idée qu'il s'appuie sur le réseau téléphonique (numérique) qui constitue le pivot des communications d'entreprises et privées.

C'est à dire le réseau téléphonique numérique est le support principal du R.N.I.S.

L'infrastructure téléphonique était conçue initialement analogique, par la suite, les progrès techniques ont rendu possible le développement de nouveaux terminaux pour divers types de communications (l'écrit, la télécopie, le vidéo...etc) utilisant le réseau téléphonique actuel.

L'évolution vers une infrastructure qui pourra accueillir ces nouveaux terminaux en plus des terminaux de données et les télécopieurs est l'objectif principal du R.N.I.S

Autres objectifs de R.N.I.S

- interfonctionnement avec l'infrastructure analogique
- doit se prêter à la mise en oeuvre des terminaux pilotés par ordinateurs
- compatibilité aux normes internationales

Utilisation du R.N.I.S

Le R.N.I.S prouve ses capacités dans plusieurs applications professionnelles répondant à des besoins divers:

- Une meilleur qualité téléphonique grâce aux applications assistées par ordinateurs
- Des services de données, y compris l'accès au monde des données (voir figure 3.1), le transfert confidentiel de fichiers (figure 3.2) et la télécopie

Figure 3.1: Accès au monde des données

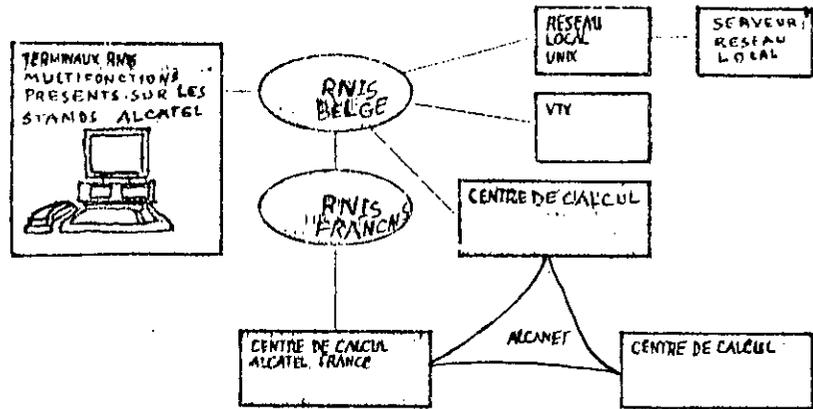


Figure 3.2: Transport confidentiel de fichiers par le R.N.I.S

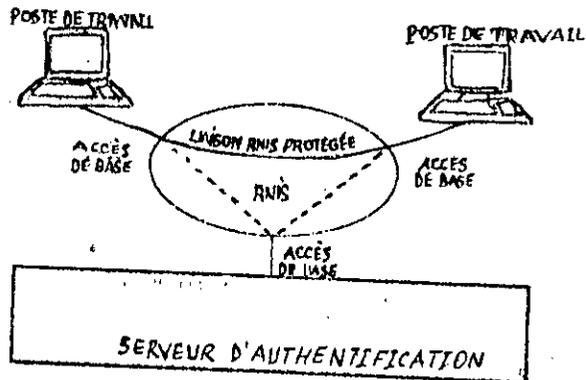
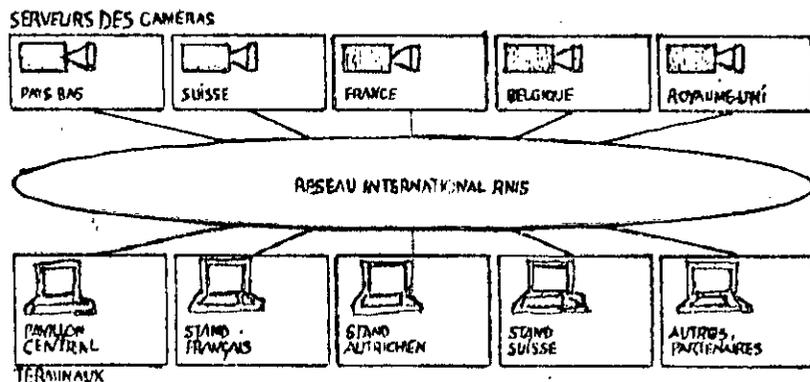


Figure 3.3: Configuration de l'application de la télésurveillance



- Des services d'imageries pour les agences de presse et les agents immobiliers.
- Les services de sécurités comme la télésurveillance (figure 3.3)

Toutes ces applications du R.N.I.S sont rendus possibles grâce aux terminaux R.N.I.S multifonction.

D'autre part tous les équipements à interfaces téléphoniques analogiques comme : les télécopieurs, les terminaux de recherche de personnes et de messagerie vocale, les répondeurs et les modems peuvent être utilisés sur le R.N.I.S grâce aux adaptateurs de terminal TA a/b qui ont comme fonction de convertir l'interface de lignes analogiques au interfaces R.N.I.S.

Avantages du R.N.I.S

Le concept de R.N.I.S vise à apporter une série d'avantages aux :

- Usagers et fournisseurs privés (abonnés), il (R.N.I.S) améliore les services et réduit la complexité de l'environnement de télécommunications (par exemple en intégrant l'accès pour différents types de terminaux: vocaux, de texte et de données).
- Exploitation de réseaux publics. Ces derniers bénéficient de l'évolution vers un réseau unique offrant de multiples services
- Fournisseurs: le R.N.I.S leurs offre un marché global et homogène ce qui contribue à la réduction des coûts de fabrication.

3-2 : Militaires

Les communications militaires peuvent être soient des communications par satellites ou des transmissions tactiques à l'aide des équipements de faisceaux hertziens [[19] pp 208-225]. Un système de communication militaire est constitué:

- D'une composante spatiale comprenant des satellites.
- D'une composante sol comprenant des stations de contrôle, de mesures, de télécommande, de localisation et de télécommunication.

Les stations terriennes assurent les liaisons entre les réseaux d'infrastructure et les stations autonomes via les satellites et réciproquement. Les communications militaires par satellite sont en plein développement avec des performances toujours améliorées.

Les Etats Unis utilisent le système (DSCS 3) la CEI le système GALS, le Royaume Uni le système SKYNET, la France utilise le système SYRACUSE I et II le système I depuis 1985, le SYRACUSE II depuis mai 1994 dans une configuration automatique.

Ils offrent à leurs abonnés (en automatique et manuel) des

Le système SARAH est un système automatisé de transmission de la voix, de télégraphie en ondes entretenues et de données sur un réseau radio (H.F).

Le SCRA est l'extension radio-mobile du réseau tactique de zone, il peut également fonctionner comme un centre de télécommunications autonome séparé du réseau de zone principale. Il assure la liaison entre les unités mobiles et les bases fixes locales rattachées au même point d'accès radio (R.A.P).

En plus des facilités offertes par les équipements les transmissions militaires nécessitent en plus des mesures sécuritaires.

Les dispositifs de sécurité fondés sur le chiffrement restent trop coûteux relativement à la téléphonie ordinaire.

Un autre problème celui de la gestion et de la distribution des clés secrètes aux concernés (or les clés publiques existantes ne sont pas suffisantes pour garantir les exigences de sécurité militaire).

L'architecture à choisir pour une application dépend des exigences opérationnelles et du coût de la mise en oeuvre et de l'exploitation du système.

La densification et la multiplication des services offerts par les systèmes de télécommunications actuels rendent encore plus ardue l'obtention de la sécurité désirée que ce soit pour les systèmes de télécommunication militaires ou civiles.

3-3: CIVILES

a: Télécommunications rurales

L'utilisation des moyens de transmission traditionnelles est quelquefois impossible dans les régions à topographie difficile et peu peuplées [[27], pp 91-96], [[25], pp 83-86]

Le service téléphonique en milieu rurale doit être à faible coût contrairement aux technologies classiques nécessitant un investissement d'infrastructure très lourd sur le coût total des services de télécommunication.

Les nouvelles technologies radio jouent un rôle important dans les réseaux téléphoniques en apportant une solution plus économique.

Le service radio téléphonique est le seul système qui s'adapte le mieux car il offre les avantages suivants par rapport aux systèmes:

- Simplicité et rapidité d'installation
- Moindres coûts de première installation
- Réduction de la consommation électrique grâce à l'utilisation

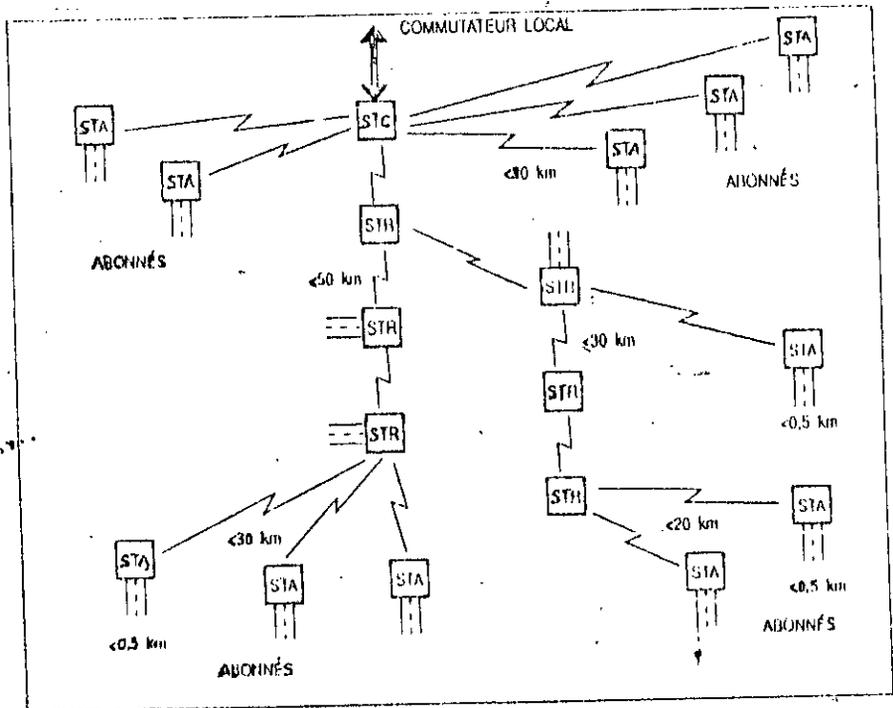
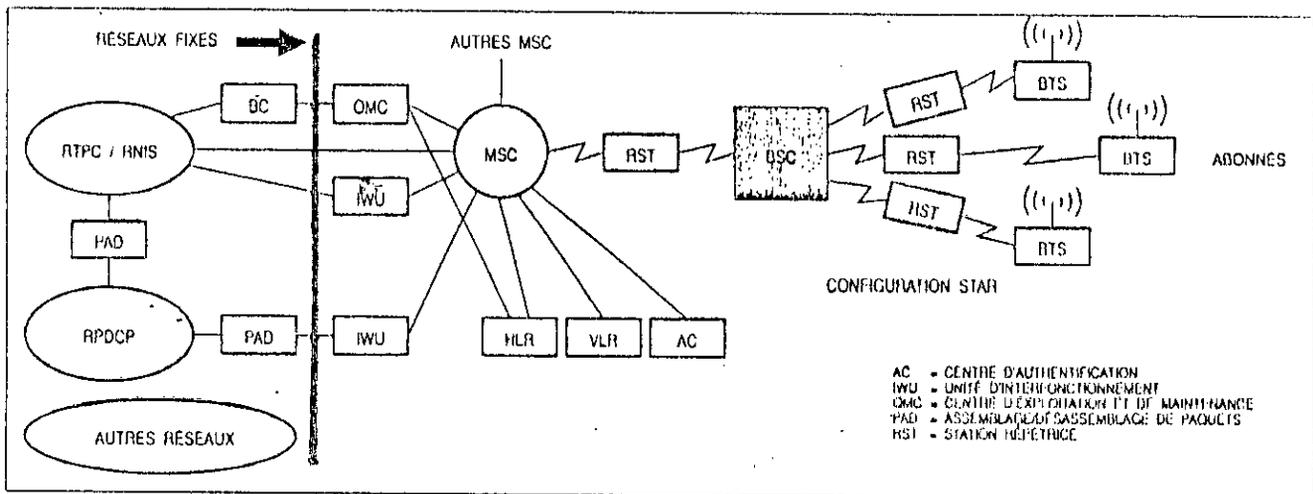


Figure 3.4: Architecture P.M.P (Point-multipoint)

Figure 3.5: Architecture G.S.M.



- des panneaux solaires ou des batteries d'accumulateur
- Adaptabilité aux irrégularités de terrain
- Possibilité de réutilisation des équipements

En outre la radiotéléphonie permet de donner aux habitants ruraux l'accès au réseau public avec un réseau de câbles réduit.

Trois technologies sont utilisées pour les communications rurales:

- Le système de téléphonie mobile G.S.M.F (fixe).
- Le système de radiotéléphonie numérique à accès multiples point-multipoint (P.M.P) souvent appelé système Rurtel.
- Les systèmes de télécommunication par satellites Globalstar (STR).

Afin de prévoir quelle technologie conviendrait le mieux au marché des communications rurales, une analyse comparative de ces systèmes est nécessaire

a-1: Technologie P.M.P

Cette technologie permet d'étendre les réseaux téléphoniques publics à des abonnés situés dans des régions retirées. Un seul réseau peut atteindre des abonnés à 500 Km du point central de collecte ou du commutateur.

Grâce à l'utilisation de l'accès multiple par répartition dans le temps (A.M.R.T), le système peut concentrer, jusqu'à 1024 abonnés ruraux et les relier à n'importe quel commutateur téléphonique du réseau public.

Il permet aux abonnés ruraux de disposer des mêmes services de télécommunications que les abonnés urbains.

- Raccordement de lignes d'abonnés professionnels ou résidentiels par téléphones classiques ou P.A.B.X
- Publiphones
- transmission de données 9600 bit/s
- Transmission de données à 64 Kbit/s par modems, sur lignes spécialisées
- Services télex jusqu'à 300 bauds sur lignes spécialisées.

L'architecture P.M.P représentée par la figure 3.4 est composée de:

- Une station centrale qui est constituée d'un terminal de raccordement en bande de base et l'équipement radio. Ces deux éléments sont reliés par faisceaux hertziens ou par câble coaxial.
- Une station d'abonnés. Elle reçoit les signaux radio-numériques émis continuellement par la station centrale sur laquelle elle remet dans les intervalles de temps attribués.

L'alimentation est assurée par une source de courant continu ou par un panneau solaire avec batterie d'accumulateur.

- Une station réceptrice placée entre la station centrale et la station d'abonnés quand cette distance dépasse 30 Km ou si les conditions de propagation radioélectrique ne sont pas bonnes .

Elle ressemble à une station d'abonnés avec en plus un équipement radio et une antenne.

a-2: Technologie de G.S.M.F

La technologie de radiotéléphonie mobile en zone rurale offre des services de téléphonie fixe ou mobile et de transmission de données à faible débit.

L'architecture G.S.M.F est donnée par la figure 3.5.

Le système G.S.M est défini en cellules et interfaces.

Un sous système spécifique peut lui être raccordé pour que les appels puissent être acheminés jusqu'aux stations mobiles itinérantes au travers de différents réseaux nationaux.

Chaque cellule comporte une station de base (BTS) avec un certain nombre de fréquences.

Si la distance entre cellules dépasse la distance de réutilisation, les fréquences d'une cellule peuvent être attribuées à une autre.

Les cellules sont servies par une station de base à antenne omnidirectionnelle.

Le rayon de la cellule dépend de la densité des abonnés, du facteur de réutilisation, du trafic de l'abonné et de la charge maximale par voie etc.

Le GLOBALSTAR est un système de communication par satellites en orbite basse avec les mobiles (LEO). Ceux-ci, (L.E.O) sont utilisés car la technique des satellites géostationnaires s'avère inadaptée aux communications avec des terminaux de poche ou de voiture.

De plus, ce type de système satellitaire est limité en nombre de canaux et en réutilisation de fréquences et l'éloignement du satellite ne permet pas d'utiliser l'infrastructure des réseaux mobiles existants sans de grandes modifications.

L'utilisation de l'orbite basse permet de réduire la dispersion de l'énergie car les équipements portatifs ont un rayonnement non directif et une puissance moyenne insuffisante pour garantir une liaison (25mW).

En cas de propagation défavorable, la puissance maximale d'un terminal portatif est de 500mW et celle d'un terminal installé sur une voiture à 5W.

Figure 3.6: Architecture GLOBALSTAR.

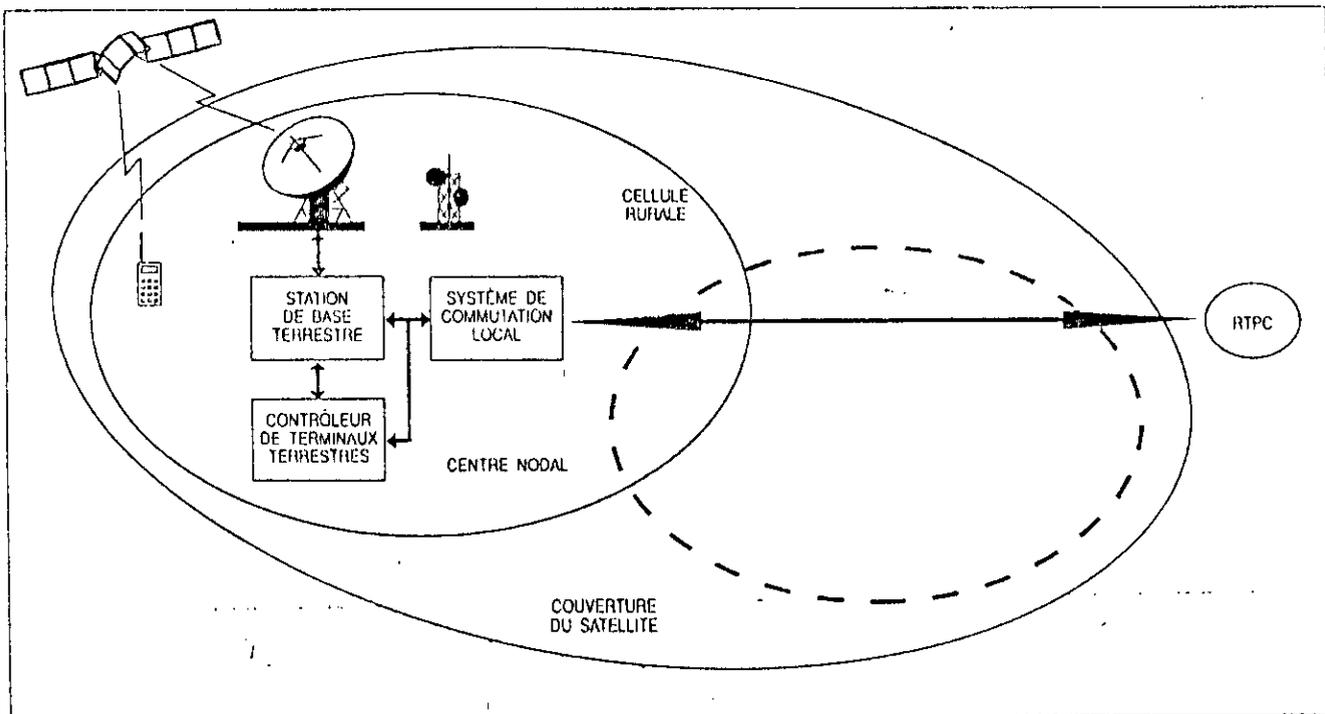
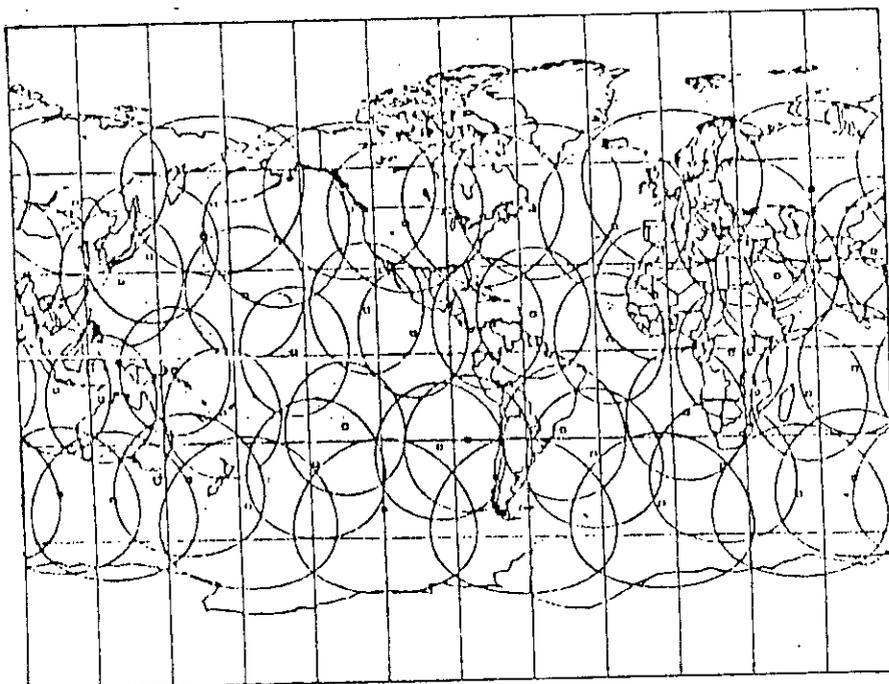


Figure 3.7: Exemple de couverture instantannée du système à 48 satellites. Chaque cercle représente un angle de vue à 15° et chaque carré, le point sous satellite.



Le système globalstar est intégré au réseau téléphonique public commuté (R.T.P.C), complémentaire du système de radiotéléphonie cellulaire précisément G.S.M en lui ajoutant seulement certaines fonctions telles que:

- Rattachement à une station de connexion.
- Contrôle de puissance.
- Basculement de satellite.

On remarque dans ce système que le rapprochement des satellites de la terre (orbite basse) entraîne la perte de géosynchronisme et l'unicité du satellite, et sa couverture se rétrécit. Il faut donc multiplier les satellites pour garantir la permanence de la couverture (voir figure 3.7).

En outre, les liaisons entre satellites ne sont pas nécessaires, il existe par pays une base de données qui gère la mobilité des abonnés.

Etablissement d'une liaison

Un terminal mobile cherche à savoir dès sa mise en fonctionnement s'il est dans un réseau cellulaire terrestre.

S'il peut communiquer avec l'un d'entre eux, il s'y enregistre si non, le mobile envoie vers le satellite un signal de demande de localisation et d'enregistrement sur un canal particulier (voir figure 3.8a et 3.8b).

Le signal de demande contenant le signal d'identification international d'abonné mobile (I.M.S.I) est reçu par une station qui détermine sa localisation.

Durant l'opération de localisation, la station effectue l'authentification de l'utilisateur auprès de la base de données dans laquelle il est identifié (H.L.R):

Après vérification et localisation, le mobile peut recevoir l'information de son rattachement à une station de connexion.

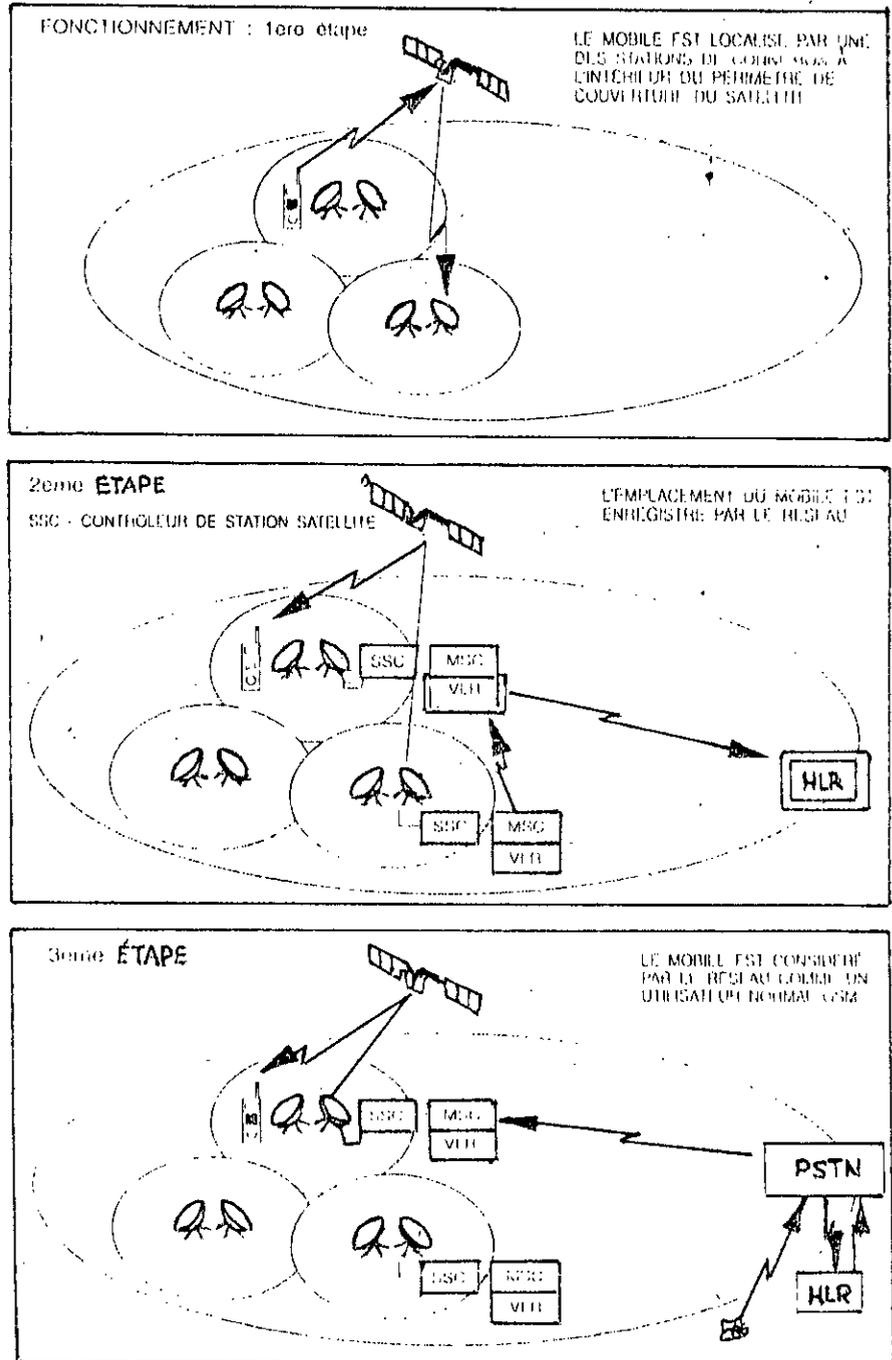
A la réception de cette information, le terminal mobile se synchronise sur le canal de signalisation de la station à laquelle il est attaché.

La station qui a effectué la localisation envoie au H.L.R du mobile l'information de rattachement du mobile.

Dés cet instant, le réseau est capable d'acheminer les communications vers le mobile selon la procédure mise en place dans le réseau cellulaire terrestre.

Ce système peut intégrer les réseaux publics mobiles ou commutés grâce à un petit commutateur que l'on ajoute à la station de connexion.

Figure 3.8: Les différentes étapes de l'accès au réseau par satellite (a,b,c).



Conclusion

Le choix d'une technologie dépend de plusieurs facteurs:

- Coût (facteur fondamental).
- Répartition des abonnés (facteur de groupage).
- Utilisation d'énergie minimale (panneaux solaires).
- Equipement facile à installer et de maintenance simple.

b: Réseaux d'entreprise

Les entreprises modernes utilisent les systèmes de télécommunications sous forme de "réseau d'entreprise" [[25]d, pp 32-37].

Par définition, on appelle réseaux d'entreprise: l'ensemble des équipements, des ressources et des services publics de télécommunications utilisés par une entreprise pour satisfaire ses services internes et externes de télécommunication dont elle a besoin.

Les besoins en télécommunication des entreprises touchent principalement le transport des informations notamment:

- Voix: téléphone.
- Vidéo: conférence, surveillance, diffusion de l'information (enseignement, formation et communication).
- Image: télécopie, maintenance, réparation imagerie (médicale, presse, photo et sécurité).
- Texte: archivage-documentation.
- Données: échanges avec des terminaux, des ordinateurs, des stations de travail et des R.L.E

Le réseau d'entreprise peut être étendu grâce aux commutateurs par paquet et multiplexeurs (de voies téléphoniques et de données) lui permettant une exploitation des plus rentables possibles.

Des réseaux locaux d'entreprise (R.L.E) peuvent être connectés entre eux par un réseau d'entreprise mondial (voir figure 3.9). Cette figure représente un R.L.E étendu constitué des R.L.E (TOKEN KING et ETHERNET) reliés à des réseaux S.N.A et DECNET donnant accès au réseau d'entreprise d'ALCATEL, ALCANET, qui dessert plus de 140 villes de 21 pays d'Europe d'Amérique et d'Extrême-orient.

En outre, on note que ALCANET relie durant vingt-quatre heures sur vingt-quatre plus de 160 ordinateurs gros et moyens dans cinq grands centres Européens.

Pour l'intégration de données et de voix, le réseau d'entreprise utilise comme support le R.N.I.S (voir figure 3.10).

Figure 3.9: Interfonctionnement de réseaux locaux.

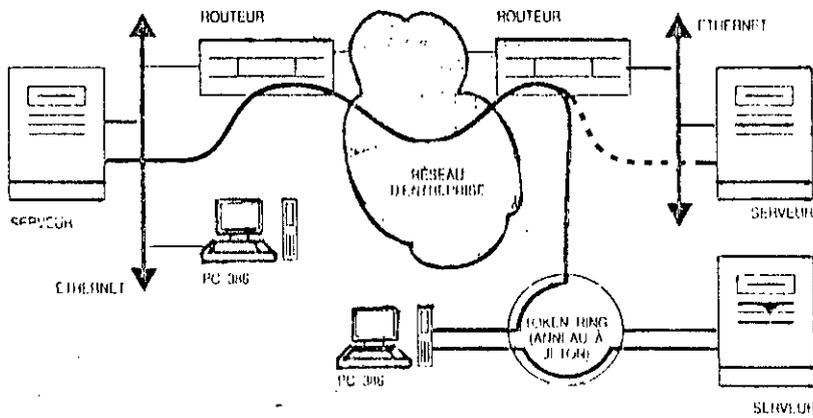
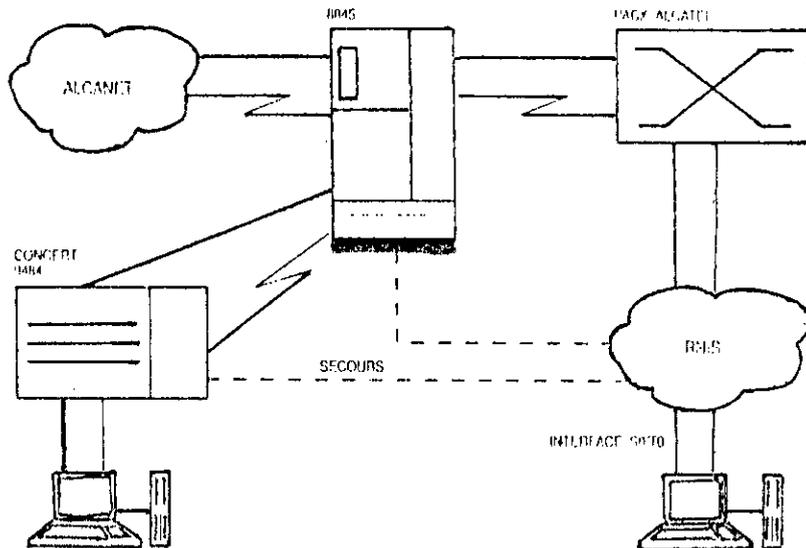


Figure 3.10: Support R.N.I.S. à intégration de données et de voix.



CHAPITRE IV
LE RESEAU PHASE (R.P)

4: LE RESEAU PHASE (R.P)

4-1: Procédure d'analyse

4-1-1: Introduction

La technologie des alignements (réseaux) phasés employait des dipôles ou des guides d'ondes comme éléments rayonnants et comme circuits d'alimentation des lignes coaxiales. Quelques années plus tard, les réseaux imprimés ou microrubans, sont devenus populaires à cause de leur légèreté et leur conformabilité.

La fabrication d'un tel réseau phasé imprimé simplifiée par l'utilisation des techniques photolithographiques offre la promesse d'un réseau à balayage électronique de coût réduit.

Ceci en dépit de quelques désavantages inhérents à l'antenne imprimée tels que: bande étroite, faible capacité.

Les éléments rayonnants utilisés dans le réseau peuvent être soit des dipôles imprimés, des patches (microrubans) imprimés ou des fentes élémentaires. Le circuit d'alimentation peut être soit une ligne microruban soit une ligne triplaque.

Deux approches sont possibles pour l'assemblage: une approche consiste à graver les éléments rayonnants et les lignes d'alimentation dans une forme microruban sur le même substrat, cependant la deuxième propose une séparation des éléments rayonnants du circuit d'alimentation par une ou plusieurs couches.

4-1-2: La procédure d'analyse

La procédure d'analyse d'un réseau phasé est la suivante:

- a/ Formulation d'une solution suivant la méthode des moments pour une distribution de courant inconnu sur l'élément (patch) d'antenne.
- b/ Choix des modes de développement sinusoïdaux (P.W.S: piecewise) par morceaux.
 - Fonctions de développement sinusoïdales.
 - Fonctions de poids.
- c/ Détermination d'une matrice d'impédance que l'on utilise pour déterminer les coefficients inconnus des modes de développement.
- d/ Calcul de l'impédance d'entrée.
- e/ Détermination du coefficient de réflexion (R).
- f/ Détermination du diagramme de rayonnement de l'élément actif.

Figure 4.1 : Géométrie d'un courant élémentaire de direction- \hat{x} sur une plaque diélectrique.

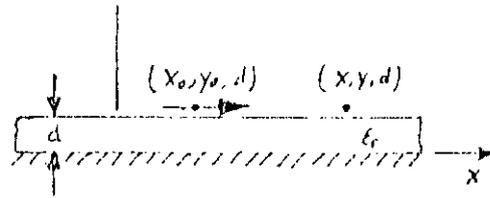


Figure 4.2 : Géométrie d'un réseau infini périodique de courants élémentaires infinitésimal de direction- \hat{x} sur une plaque diélectrique

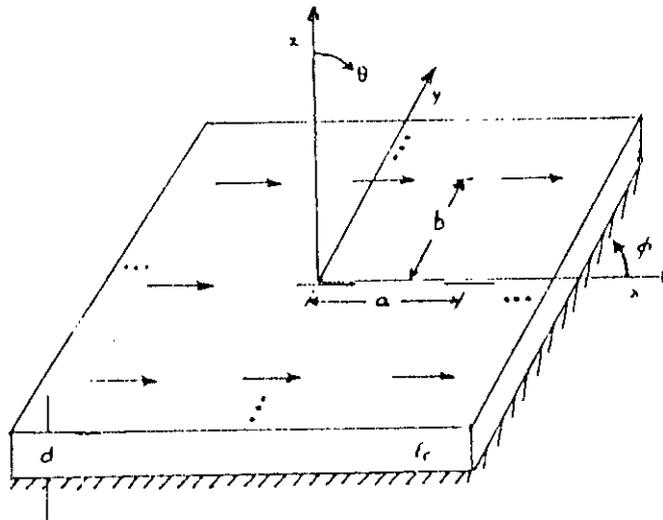
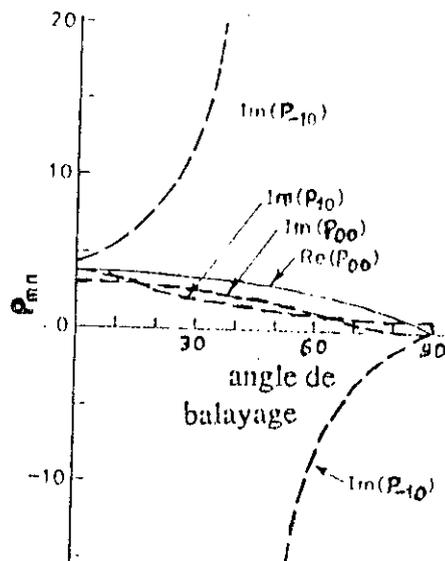


Figure 4.2' Puissances rayonnées par les modes de Floquet $m=-1 ; n=0 ; m=n=0 ; m=1 ; n=0$ pour un réseau infini de dipôles infinitésimaux en fonction de l'angle de balayage dans le plan-E
 $\epsilon_r = 12.8 ; d = 0.06\lambda_0 ; a = b = \lambda_0 / 2$



Remarques:

- La variation de l'impédance d'entrée en fonction de l'angle de balayage peut être calculée, ce résultat est tout à fait important pour l'adaptation du réseau sous un angle de balayage donné.

- Le diagramme de l'élément actif est aussi d'intérêt car il fournit des informations sur la performance du balayage.

Les autres paramètres d'intérêt à savoir: le niveau de la polarisation croisée et le rendement du réseau peuvent être déterminés aisément.

D'autres paramètres tels que: directivité, niveau du lobe latérale dépendent des dimensions du réseau et ne sont pas significatifs dans le cas des réseaux infinis car un réseau infini rayonne une onde plane, sa directivité est infinie d'où le niveau du lobe latérale est nul.

4-1-3: La plaque diélectrique

L'outil mathématique de base est la fonction de Green.

Nous essayons de la trouver à partir de l'étude d'une plaque diélectrique isotrope horizontale dont la source est un dipôle infinitésimal dans la direction- \hat{x} (voir figure 4.1).

Le problème ici est de déterminer les champs E_x , E_y et E_z générés par cette source.

Il est possible d'utiliser les potentiels vecteurs mais l'utilisation des équations d'ondes de E_z et H_z est beaucoup plus rapide.

Equations de Maxwell:

$$\nabla \times E = -j\omega\mu_0 H \quad (4.1a)$$

$$\nabla \times H = +j\omega\epsilon E \quad (4.1b)$$

Les équations peuvent être résolues simultanément pour les équations d'ondes de Helmholtz dans une région sans sources libres.

$$\nabla^2 E + K^2 E = 0 \quad (4.2a)$$

$$\nabla^2 H + K^2 H = 0 \quad (4.2b)$$

$$K^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon = K_0^2 \epsilon_r$$

$$\epsilon = \begin{cases} \epsilon_0 \epsilon_r & \text{si } 0 < z < d \\ \epsilon_0 & \text{si } z > d \text{ (car } \epsilon_r = 1 \text{ pour l'air)} \end{cases}$$

En supposant la solution sous forme d'une onde plane avec un propagateur $e^{+jk_j z}$ ($i = x, y, z$) et en substituant cette expression dans les équations (4.2a) et (4.2b), on obtient les constantes de propagation dans la direction de z .

$$K_1^2 = K_z^2 = \epsilon_r K_0^2 - \beta^2 \quad \text{si } 0 < z < d \quad (4.3a)$$

$$K_2^2 = K_z^2 = K_0^2 - \beta^2 \quad \text{si } z > d \quad (4.3b)$$

$$\text{avec } \beta^2 = K_x^2 + K_y^2$$

On définit la double transformée de Fourier paire comme suit:

$$E(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \tilde{E}(K_x, K_y, z) e^{jk_x x} e^{-jk_y y} dK_x dK_y \quad (4.4a)$$

$$\tilde{E}(K_x, K_y, z) = \iint_{-\infty}^{+\infty} E(x, y, z) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \quad (4.4b)$$

Dans le domaine transformé, les champs transversaux E_x , E_y , H_x et H_y peuvent s'écrire en fonction de E_z et H_z :

Soit l'opérateur :

$$P = \epsilon_i K_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} = \beta^2$$

$$P = \begin{vmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_y \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} jK_x \frac{\partial}{\partial z} & + w\mu_0 K_y \\ jK_y \frac{\partial}{\partial z} & - w\mu_0 K_x \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \tilde{E}_z \\ \tilde{H}_z \end{vmatrix} \quad (4.5a)$$

$$(4.5b)$$

$$P = \begin{vmatrix} \tilde{H}_x \\ \tilde{H}_y \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} jK_x \frac{\partial}{\partial z} & - w\epsilon_0 \epsilon_r K_y \\ jK_y \frac{\partial}{\partial z} & + w\epsilon_0 \epsilon_r K_x \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \tilde{H}_z \\ \tilde{E}_z \end{vmatrix} \quad (4.5c)$$

$$(4.5d)$$

Les solutions générales des équations (4.2a) et (4.2b) étant bien connues sont les suivantes:

$$\tilde{E}_z = A e^{-jk_2 z} \quad \text{pour } z > d \quad (4.6a)$$

$$\tilde{H}_z = B e^{-jk_2 z} \quad \text{pour } z > d \quad (4.6b)$$

$$\tilde{E}_z = C \cos K_1 z + D \sin K_1 z \quad \text{pour } 0 < z < d \quad (4.6c)$$

$$\tilde{H}_z = E \sin K_1 z + F \cos K_1 z \quad \text{pour } 0 < z < d \quad (4.6d)$$

Détermination des constantes A, B, D, E et F des équations 4.6a...d.

En appliquant les équations 4.5a et 4.5b aux équations 4.6a-d et en imposant $E_x = E_y = 0$ aux conditions aux limites à $Z=0$, on trouve:

$$5.7a \Rightarrow \vec{E}_x = \left[\frac{jK_x}{\beta^2} \frac{\partial}{\partial z} [C \cos K_1 z + D \sin K_1 z] + \right.$$

$$\left. \frac{\omega \mu_0 K_y}{\beta^2} [E \sin K_1 z + F \cos K_1 z] \right] = 0$$

$$\Rightarrow - \frac{JK_x K_1}{\beta^2} C \sin K_1 z + \frac{jK_x DK_1}{\beta^2} \cos K_1 z + \frac{\omega \mu_0 K_y}{\beta^2} [E \sin K_1 z + F \cos K_1 z] =$$

$$\Rightarrow \frac{jK_x DK_1}{\beta^2} + \frac{\omega \mu_0 K_y F}{\beta^2} = 0 \Rightarrow D = F = 0$$

Les constantes A, B, C et E sont déterminées en tenant compte de la condition de continuité de E_x , E_y et H_x à $z = d$ (interface air-diélectrique) et de la condition de passage de H_y en $z = d$ (dû à la source de courant).
Après quelques manipulations algébriques très longues non représentées ici, les résultats pour E_z et H_z dans le cas $0 < z < d$ sont d'après Posar ([1] chapitre 12).

$$\vec{E}_z = \frac{Z_0 K_2 K_x}{K_0 T_m} \cos K_1 z e^{-jK_x x_0} e^{-jK_y y_0} \quad (4.8a)$$

$$\vec{H}_z = \frac{-jK_y}{T_e} \sin K_1 z e^{-jK_x x_0} e^{-jK_y y_0} \quad (4.8b)$$

où

$$T_m = \epsilon_r K_2 \cos K_1 d + jK_1 \sin K_1 d \quad (4.9a)$$

$$T_e = K_1 \cos K_1 d + jK_2 \sin K_1 d \quad (4.9b)$$

avec :

$$z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

Les racines (zéros) des fonctions T_m et T_e correspondent aux pôles de l'onde de surface T.M et T.E de la plaque diélectrique horizontale.

En utilisant les équations 4.7a...d et les équations 4.8a et 4.8b et en prenant la transformée inverse de l'équation 4.4a, on

obtient les champs électriques transverses à $z = d$.

$$E_x^0(x, y, d) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{+\infty}^{-\infty} G_{xx}^{EJ}(K_x, K_y) e^{jK_x(x-x_0)} e^{jK_y(y-y_0)} dK_x dK_y$$

$$E_y^0(x, y, d) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{+\infty}^{-\infty} G_{yx}^{EJ}(K_x, K_y) e^{jK_x(x-x_0)} e^{jK_y(y-y_0)} dK_x dK_y \quad (4.10b)$$

avec

$$G_{xx}^{EJ} = \frac{-jZ_0}{K_0} \frac{(\epsilon_r K_0^2 - K_x^2) K_2 \cos K_1 d + jK_1 (K_0^2 - K_x^2) \sin K_1 d}{TeTm} \sin K_1 d \quad (4.11a)$$

$$G_{yx}^{EJ} = \frac{jZ_0}{K_0} \frac{K_x K_y \sin K_1 d [K_2 \cos K_1 d + jK_1 \sin K_1 d]}{TeTm} \quad (4.11b)$$

L'exposant ($^{\circ}$) signifie que le champ est dû à une source unique. Les expressions du champ obtenues ci-dessus sont directement applicables à l'analyse d'antennes isolées imprimées sur la surface d'une plaque diélectrique.

Notons que les résultats pour E_x et E_y dans (4.10a) et (4.10b) satisfont la réciprocité puisque lorsque l'on permute x, x_0 et y, y_0 , les résultats ne changent pas.

4-1-4: Le réseau de dipôles infinis

Soient a et b les espacements entre dipôles respectivement dans le plan (E) direction- \hat{x} et dans le plan (H) direction- \hat{y} (voir figure 4.2).

La $(m, n)^{i\text{ème}}$ source a pour coordonnées:

$$x_m = x_0 + ma \quad (4.12a)$$

$$y_n = y_0 + nb \quad (4.12b)$$

où m et n sont des entiers tels que:

$$- < (m, n) < +$$

Pour une orientation (θ, ϕ) du faisceau, les courants $(m, n)_{i\text{ème}}$ doivent être déphasés par:

$$e^{-jk_0(mau + nbv)} \quad (4.13)$$

$$\text{où } u = \sin\theta \cos\phi \quad (4.14a)$$

$$v = \sin\theta \sin\phi \quad (4.12b)$$

sont les cosinus directeurs. Par superposition, les équations 4.10a-b, on détermine le champ total de ce réseau infini en remplaçant m, n, K_x, K_y par $-m, -n, -K_x, -K_y$) d'où

$$E_x(x, y, d) = \frac{1}{4\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jK_0(mau + nbv)} \iint_{-\infty}^{+\infty} G_{xx}^{EJ}(K_x, K_y) x e^{jk_x(x_0 - x - ma)} e^{jk_y(y_0 - y - nb)} dk_x dk_y \quad (4.15a)$$

$$E_y = \frac{1}{4\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jK_0(mau + nbv)} \iint_{-\infty}^{+\infty} G_{yx}^{EJ}(K_x, K_y) x e^{jk_x(x_0 - x - ma)} e^{jk_y(y_0 - y - nb)} dk_x dk_y \quad (4.15.b)$$

Les équations (4.15a) et (4.15b) peuvent être considérées comme la fonction de Green du réseau infini.

Remarque:

On remarque que les équations (4.15a), (4.15b) ne sont pas réciproques en échangeant x, y par x_0, y_0 ceci est dû à la non symétrie de la phase donnée par l'expression (4.13). d'autre part ces expressions rigoureuses sont très difficiles à manipuler du point de vue calcul ce qui nécessite une mise en forme plus maniable de ces expressions. pour cela nous utilisons la formule de la "somme de poisson" soit

$$g(x) = \frac{1}{2\pi} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{jK_0 mau} g(K_x) e^{jK_x(x - ma)} dk_x \quad (4.16)$$

la formule de poisson peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\sum e^{jm\omega_0 t} F(m\omega_0) = T \sum_m f(t + mt) \quad (4.17)$$

avec $T=2\pi/\omega_0$. $F(\omega)$ et $f(t)$ forment une paire de transformées de fourier

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (4.18a)$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) e^{j\omega t} dt \quad (4.18b)$$

$$\text{soit } f(t) = h(t) e^{j\omega_f t} \rightarrow F(\omega) = H(\omega - \omega_f)$$

$$\text{et (5.17)} \Rightarrow \sum_m e^{jm\omega_0 t} H(m\omega_0 - \omega_f) = T \sum_m h(t + mT) e^{j\omega_f(t+mT)} \quad (4.19a)$$

$$\text{ou} \sum_m e^{jm\omega_0 t} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{j(m\omega_0 - \omega_f)t} dt' = T \sum_m h(t + mT) e^{j\omega_f(t+mT)} \quad (4.19b)$$

En comparant l'équation (4.19) à (4.16), on trouve que (par identification)

$t = K_0 u$, $\omega_0 = a$, $t' = K_x$, $\omega_f = x$, $T = 2\pi/a$, $h = q$ ce qui donne

$$g(x) = \frac{1}{a} \sum_m g(K_x) e^{jK_x} \quad (4.20)$$

$$\text{avec } K_x = \frac{2\pi m}{a} + K_0 u \quad (4.21)$$

on voit que la formule somme de poisson élimine l'intégrale indéfinie de l'équation (4.16). De la même manière on peut appliquer cette formule pour K_y à l'équation (4.15b).

En définitive, on obtient les expressions du champ total:

$$E_x(x, y, d) = \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} G_{xx}^{RJ}(K_x, K_y) e^{-jK_x(x-x_0)} e^{-jK_y(y-y_0)} \quad (4.22a)$$

$$E_y(x, y, d) = \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} G_{yx}^{RJ}(K_x, K_y) e^{-jK_x(x-x_0)} e^{-jK_y(y-y_0)} \quad (4.22b)$$

avec

$$K_x = \frac{2\pi m}{a} + K_0 u \quad (4.23a)$$

$$K_y = \frac{2\pi n}{b} + K_0 v \quad (4.23b)$$

On remarque que les expressions (4.22a) et (4.22b) ne sont autres que la forme discrète des expressions 4.10a et b.

4.1.5: L'effet des angles de scrutation morts (directions non illuminées)

Ce phénomène a lieu pour certains angles de balayage pour lesquels une puissance réelle ne peut être transmise (ou reçue) par l'alignement phasé.

Il est généralement lié à la résonance de certains types de modes guidés ou piégés de la structure du réseau (alignement). Par exemple, dans les alignements de guides d'ondes avec des bouchons ou couches diélectriques, le phénomène peut y avoir lieu.

Dans les réseaux phasés imprimés, à cause de la présence de la plaque diélectrique, le phénomène se manifeste aussi.

L'aveuglement est total seulement sur les réseaux phasés infinis (ou simulateurs guide d'ondes) mais dans les grands alignements, son effet peut être assez sévère pour dégrader sérieusement sa performance. C'est pourquoi, il est à la fois important de comprendre le mécanisme de ce phénomène et de pouvoir le prédire dans un alignement phasé.

On peut observer ce phénomène de direction aveugle à l'aide de trois paramètres:

1- l'amplitude $|\Gamma|$ du coefficient de réflexion d'un élément du réseau infini, supposé adapté dans la direction $\theta = 0^\circ$ ($|\Gamma| = 0$) désadapté dans la direction $\theta = 90^\circ$ ($|\Gamma| = 1$).

Dans l'intervalle $0^\circ < \theta < 90^\circ$ on peut avoir une direction aveugle.

2- Diagramme de rayonnement (en puissance) de l'élément) actif. Un élément est dit actif quand tous les autres sont terminés sur des charges adaptées, demeurant ainsi seul actif.

En présence de lobes secondaires, le diagramme de l'élément actif $F(\theta, \varphi)$ d'un alignement est donné par

$$F(\theta, \varphi) = (1 - |\Gamma|^2) \cos^2 \theta$$

où

$$\Gamma = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_{mn} e^{-jK_0(mau + nbv)}$$

$$\Rightarrow \Gamma = S_{00} + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{+\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{+\infty} S_{mn} e^{-jK_0(mau + nbv)}$$

Ainsi le coefficient de réflexion d'un élément donné est due à la désadaptation de l'élément isolé (S_{00}) plus les contributions de tous les éléments avoisinants.

3- Etude du couplage entre éléments. Le couplage entre éléments proches dépend de son intensité et de la direction du balayage.

4-1-6: Exemple d'angle mort

On considère le réseau plan infini de dipôles infinitésimaux de la section précédente.

C'est le cas idéal pour illustrer le mécanisme de direction aveugle dans ce réseau et dans d'autres réseaux imprimés infinis.

Comme outil mathématique, on utilise les dérivées premières de la fonction de Green et de leur extension au réseau infini de courant infinitésimal de direction- \hat{x} .

On suppose que l'élément ($m=n=0$) du réseau localisé au point $x=y=0$ tel que $x_0 = y_0 = 0$ dans l'équation (4.22a). Soit p la puissance complexe sortant d'une surface unitaire entourant l'élément $m=n=0$.

$$P = - \int_{x=-a/2}^{a/2} \int_{y=-b/2}^{b/2} E_x J_{sx} dx dy \quad (4.26)$$

où E_x est donnée par l'équation (5.22a) J_{sx} est la densité de courant de surface électrique des sources à $z=d$

$$J_{sx} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{-jK_0(mau+nby)} \delta(x - ma) \delta(y - nb) \quad (4.27)$$

En remplaçant E_x et J_{sx} par leur valeur dans (4.26), on obtient:

$$P = - \int_{x=-a/2}^{a/2} \int_{y=-b/2}^{b/2} \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} G_{xx}^{EJ}(K_x, K_y) e^{-jK_x(x-x_0)x} e^{-jK_y(y-y_0)y} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{-jK_0(mau+nby)} dx dy \delta(x - ma) \delta(y - nb)$$

Après quelques manipulations, on obtient :

$$P = - \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} G_{xx}^{EJ}(K_x, K_y) \quad (4.28)$$

Ce résultat montre que la puissance sortant d'une face du réseau est une superposition des puissances contenues dans chacun des modes Floquet formant la solution du champ. En supposant $a \leq \lambda/2$ et $b \leq \lambda/2$, de façon à ne pas avoir une grille de lobes secondaires dans toute direction, donc à partir de (4.23) il est aisé de voir que:

$$\begin{aligned} |K_x| &< K_0 \text{ seulement pour } m=n=0 \\ |K_y| &< K_0 \text{ seulement pour } m=n=0 \end{aligned}$$

A partir de (4.3b), ces conditions impliquent que:

K_x est purement imaginaire sauf pour le mode de Floquet $m=n=0$,

et une étude de la fonction G_{xx}^{EJ} conduit donc à la conclusion

que seul le terme $m=n=0$ de (4.28) contribue à la partie réelle

de P, tous les autres termes sont imaginaires purs. Aussi le mode de Floquet $m=n=0$ est l'unique voie de transport de puissance à partir de la face de l'alignement et tous les autres modes de Floquet sont évanescents, emmagasinant l'énergie au voisinage de la surface de l'alignement (ou transporte la puissance transversalement à la surface de l'alignement).

Le graphe de P_{mn} en fonction de l'angle de scrutage dans le plan E est donné par la figure 4.2' [Source [1], Fig 12.3, page 704] pour les modes de Floquet: $m=-1, n=0$; $m=n=0$; $m=1, n=0$.

Seul le mode $m=n=0$ possède une partie réelle non nulle.

On remarque une exception pour le mode $m=-1, n=0$ qui représente une singularité dans sa partie imaginaire près de l'angle 45° qui est l'angle aveugle. Ce point singulier correspond à un zéro de la fonction T_m dans le dénominateur de G_{xx}^{mj} .

Or les zéros de T_m correspondent aux ondes de surface T.M sur la plaque diélectrique non chargée.

On note également que la partie réelle de la puissance du mode ($m=n=0$) suit bien l'angle de balayage et qu'elle est finie et non nulle à l'angle aveugle. Et pourtant l'aveuglement (le silence) s'est produit ce qui s'explique par le fait que la partie imaginaire de l'impédance d'entrée devient très grande conduisant à une sévère désadaptation d'impédance même si la partie réelle est différente de zéro.

Prédiction des directions "aveugles"

On compare la constante de propagation de l'onde de surface de la plaque à celle de plusieurs modes de Floquet.

Soit β_{sw} la constante du premier mode, onde de surface T.M de la plaque non chargée (où $K_0 < \beta_{sw} < K_0 \sqrt{\epsilon_r}$)

La résonance de l'onde de surface se produit quand β_{sw} adapte une constante de propagation d'un mode de Floquet.

Cette condition s'exprime par:

$$\left(\frac{\beta_{sw}}{K_0}\right)^2 = \left(\frac{k_x}{k_0}\right)^2 + \left(\frac{k_y}{k_0}\right)^2 = \left(\frac{m}{a/\lambda_0} + u\right)^2 + \left(\frac{n}{b/\lambda_0} + v\right)^2 \quad (4.29)$$

λ_0 : longueur d'onde dans l'espace libre.

Comme exemple, on considère le cas de la plaque diélectrique de la figure 12.3 ([1], page 704).

$$\epsilon_r = 12.8 \quad d = 0.06\lambda_0$$

$$\beta_{sw}/K_0 = 1.28582 \quad a = b = \lambda_0/2$$

Dans le plan E, on a:

$$u = \sin\theta \quad v = 0$$

$$D'où (4.29) \implies (1.28582)^2 = (2m + \sin\theta_{sw})^2 + (2n)^2$$

Seulement pour $m=-1$ et $n=0$, on a une solution:

$$\theta_{sw} = \sin^{-1}|1.28582 - 2| = 45.6^\circ$$

On remarque que l'équation (4.29) donne une série de cercles (représentant la solution) que l'on peut représenter sur un diagramme appelé diagramme de cercles d'ondes de surface.

La figure .3 représente un tel diagramme.

Sur la figure, les cercles en ligne continue représentent les cercles des lobes discordants de centre $u = -m\lambda_0/a$, $v = -n\lambda_0/b$ et de rayon unitaire. Pour un espacement de $\lambda_0/2$, ces cercles se touchent ce qui montre qu'il n'y a pas de lobes discordants visibles. Le cercle en ligne continue centré à l'origine, représente l'espace visible dans lequel les angles θ et ϕ sont réels.

Les cercles en lignes discontinues sont solutions de l'équation (4.29) et sont appelés cercles d'ondes de surface.

La direction aveugle peut se produire aux points d'intersection entre les cercles l'onde de surface et l'espace visible à moins qu'une perturbation de la polarisation ne se produise entre les champs du mode de Floquet en question et l'onde de surface de la plaque. Ceci se produit en général pour le balayage dans le plan-H d'un réseau de dipôles infinitésimaux parce que la polarisation des dipôles dans la direction- \hat{x} ne peut pas se coupler à l'onde de surface se propageant suivant l'axe-y.

On remarque que dans l'expression G_{xx}^{EJ} pour $K_x=0$ (balayage dans le plan-H), l'expression de la fonction T_m se retrouve au numérateur de G_{xy}^{EJ} ce qui veut dire qu'il ne peut pas y avoir de point aveugle à 45.6° dans le plan-H.

Cette méthode (utilisant les cercles) permet d'éliminer la direction aveugle. Ainsi, on remarque qu'en diminuant l'espacement entre les patchs (éléments du réseau), on provoque une séparation des deux types de cercles d'où pas d'intersection entre ces deux types de cercles.

D'autre part une diminution de la constante (ϵ_r) diélectrique du substrat déplace également l'angle aveugle vers 90° .

D'autres types de réseau que ceux des ondes de surface sont également possibles pour introduire des directions aveugles.

Si les éléments patchs chargent assez la plaque diélectrique ils pourraient induire des modes ondes de fuite [36].

Figure 4.3 : Diagramme de cercles d'onde de surface pour un réseau phasé infini avec : $a=b=0.5\lambda_0$; $\epsilon_r=12.8$; $d=0.06\lambda_0$

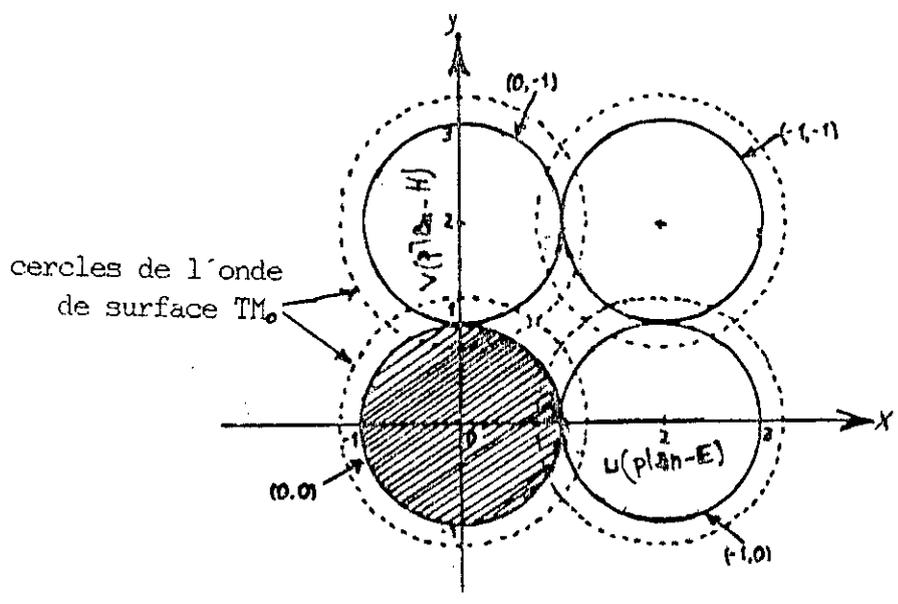
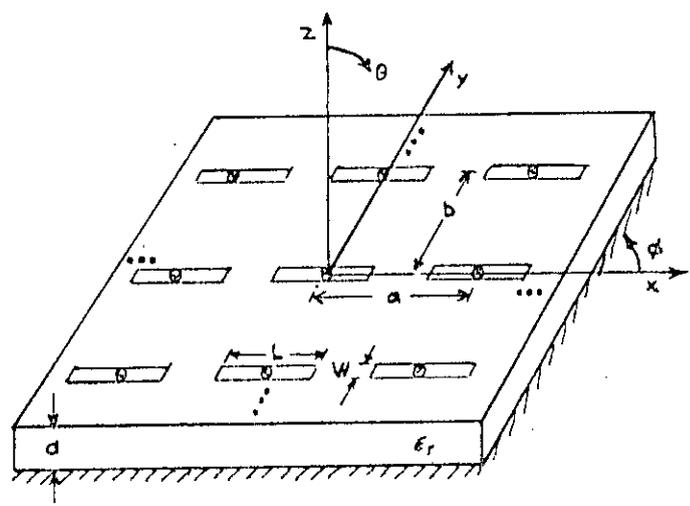


Figure 4.4 : Géométrie d'un réseau infini de dipôles imprimés alimentés au centre sur un substrat diélectrique



4-2: Cas d'un réseau plan infini

4-2-1: De dipôles imprimés

Les caractéristiques des dipôles sont les suivantes (voir figure 4.4):

L: longueur du dipôle

W: largeur du dipôle

a: distance entre les centres des dipôles suivant l'axe x.

b: distance entre les centres des dipôles suivant l'axe y.

Excitation delta (δ) au centre des dipôles, on applique la méthode des moments.

Soit J_{sx} la densité de courant de surface diélectrique suivant la direction \hat{x} .

J_{sx} peut s'écrire sous forme d'un développement en série de modes sinusoïdaux (P.W.S) par morceaux:

$$J_{sx}(x, y_0) = \sum_{i=1}^N I_i J_i(x_0, y_0) \quad (4.31)$$

où $J_i(x_0, y_0) = f_p(x_0, x_i) f_u(y_0)$ (4.32)
($i^{\text{ième}}$ mode de développement)

avec

$$f_p(x_0, x_i) = \frac{\sin K_p (h - |x_0 - x_i|)}{\sin K_p h} \text{ pour } |x_0 - x_i| < h \quad (4.33)$$

(f_p est un mode de développement "sinusoïdale par morceau" avec extrémité en x_i et de longueur $h/2$).

$$f_u(y_0) = 1/W \text{ pour } |y_0| < W/2 \quad (4.34)$$

(est une distribution uniforme du courant à travers la largeur du dipôle).

On prend $K_e = K_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}$ (nombre d'onde).

Après avoir sélectionner les modes de développement, on applique la méthode des moments de Galerkin à l'équation intégrale du champ électrique ($E_{tan} = 0$ sur la surface du dipôle).

La matrice générale d'impédance représentant le couplage entre le mode de développement j et le mode poids i peut être définie comme suit:

$$Z_{ij} = - \int_{s1} J_j(x, y) \int_{s1} E_x(x, y, d) J_i(x_0, y_0) dx_0 dy_0 dx dy \quad (4.35)$$

où $E_x(x, y, d)$ est le champ au point (x, y, d) donné par l'équation (4.22a).

En utilisant les transformées de Fourier des modes de développement et de poids, l'expression (4.35) devient alors:

$$Z_{ij} = -\frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_{pi}(K_x) F_u(K_y) G_{xx}^{EJ}(K_x, K_y) F_{pi}^*(K_x) F_u^*(K_y) \quad (4.36)$$

où F_{pi} et F_u sont les transformées de Fourier des fonctions f_p et f_u définies par:

$$F(K_{x_0}) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) e^{-jk_x x} dx \quad (4.37)$$

En évaluant l'équation, (4.37) pour f_p (donnée par l'équation 4.33) et f_u par l'équation (4.34) on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} F_{pi}(K_x) &= \frac{2K_0 [\cos k_x h - \cos k_0 h]}{\sin K_0 h (K_0^2 - K_x^2)} e^{-jk_x x_i} & (4.38) \\ F_u(K_y) &= \frac{\sin K_y \frac{W}{2}}{K_y \frac{W}{2}} & (4.39) \end{aligned} \right.$$

Si on utilise N(impaire) modes de développement sinusoidaux par morceaux sur chaque dipôle, les éléments du vecteur-tension peuvent être définies comme suit:

$$V_i = \begin{cases} 1 & \text{pour } i = \frac{(N+1)}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.40)$$

sous forme matricielle, les coefficients de développement I_1 peuvent être déterminés.

$$[Z] [I] = [V] \quad (4.41)$$

L'impédance d'entrée à chaque dipôle est [1 page 708]:

$$Z_{in}(\theta, \phi) = V_k / I_k \quad (4.42)$$

où $K = (N+1)/2$ est l'indice du mode aux dipôles terminaux. On détermine le coefficient de réflexion :

$$R(\theta, \phi) = \frac{Z_{in}(\theta, \phi) - Z_{in}(0, 0)}{Z_{in}(\theta, \phi) + Z_{in}^*(0, 0)} \quad (4.43)$$

Performance de balayage:

Les courbes obtenues de l'amplitude du coefficient de réflexion en fonction de l'angle θ (voir figure 4.5) dans les trois plans:

Figure 4.5 a : Réseau infini d'A.P.M.R alimentées par sondes

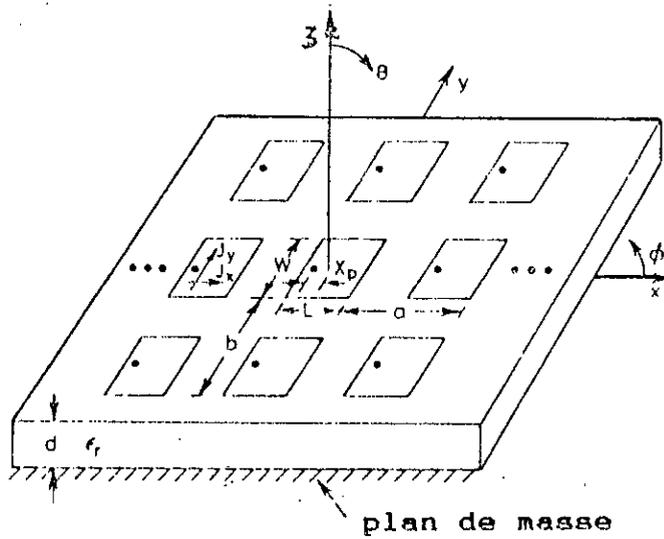
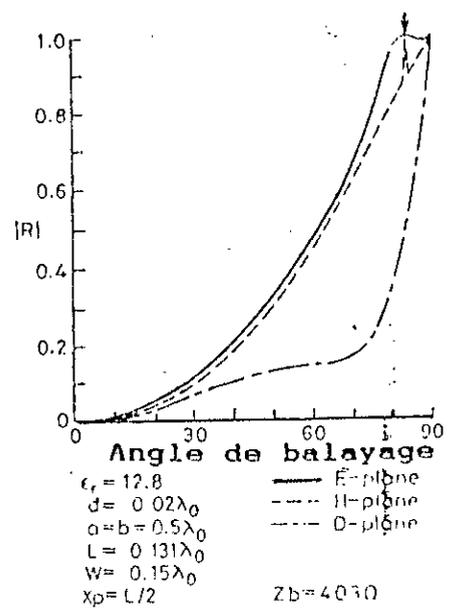
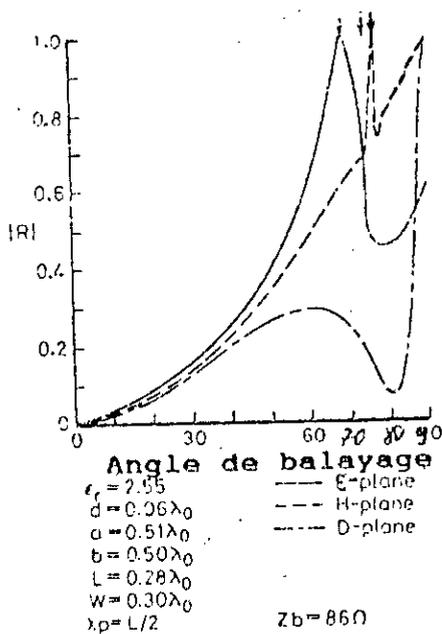


Figure 4.5b-c: Amplitudes du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de balayage d'un réseau d'A.P.M.R alimentées par sondes.



plan-E ($\theta=0^\circ$) ; plan-H ($\theta=90^\circ$) et le plan ($\theta=45^\circ$) donnent les conclusions suivantes :

Toutes les courbes tendent vers l'unité quand $\theta \rightarrow 90^\circ$.

La direction de balayage aveugle se manifeste dans le plan-E à $\theta = 45.8^\circ$.

Deux solutions de l'équation (4.29) sont possibles ($\beta_{sw}/K_0=1.283$).

a) $m = -1, n = 0 ; u = 1.717, v = 0$

b) $m = 0, n = -1 ; u = 0, v = 0.717$

La solution (a) conduit à une direction "aveugle" dans le plan-E à $\theta = 45.8^\circ$; mais $K_x = 0$, ce qui conduit à un pôle de l'onde de surface T.M nul.

Le contour de l'amplitude du coefficient de réflexion dans le plan u/v du même réseau que précédemment montre des demi-cercles correspondants à un coefficient d'amplitude unitaire dont l'un commence dans le plan-E à $\theta = 48.5^\circ$ et sortant de l'espace visible à $\theta = 32.7^\circ$ et l'autre entrant dans l'espace visible à $\theta = 45.8^\circ$. On remarque que la région de grand coefficient de réflexion devient de plus en plus petite quand on s'approche du plan-H. La théorie développée ci-dessus a été vérifiée expérimentalement en utilisant un simulateur guide d'onde ([1], page 711 à 713).

4.2.2 D'A.P.M rectangulaires alimentées par sonde:

Cette méthode d'alimentation utilise comme sonde d'alimentation un filament du courant constant et ne modélise pas la variation rapide du courant de surface près de la jonction sonde-patch.

L'utilisation d'un tel modèle d'alimentation simplifie considérablement l'analyse, fournit des informations sur la performance du balayage et les effets de paramètres tels: l'épaisseur du substrat, la permittivité et l'espacement inter-élément.

Par cette analyse, les valeurs des impédances ne sont valables que pour des substrats dont l'épaisseur est inférieure ou égale à $0.02\lambda_0$.

Une comparaison entre les alignements de patch et les alignements de dipôles imprimés sur un substrat de mêmes paramètres montre une similarité en terme de coefficients de réflexion en fonction de l'angle de balayage ce qui montre que le type d'élément ou d'alignement n'est pas un facteur dominant dans la performance de rayonnement.

ANALYSE

Dans le cas des patches, il est nécessaire d'utiliser à la fois les courants de développement dans les direction x et y afin de bien définir les dyades représentant les composantes du champ suivant x et y comme suit:

$$\overline{G^{EJ}} = \hat{x}G_{xx}^{EJ} \hat{x} + \hat{x}G_{xy}^{EJ} \hat{y} + \hat{y}G_{yx}^{EJ} \hat{x} + \hat{y}G_{yy}^{EJ} \hat{y} + \quad (4.44)$$

$$\overline{E} = \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \overline{G^{EJ}}(K_x, K_y) e^{-jk_x(x-x_0)} e^{-jk_y(y-y_0)} \quad (4.45)$$

G^{EJ} représente la composante \vec{p} du champ électrique due à la source de courant dans la direction \vec{q} .

G_{xx}^{EJ} et G_{yx}^{EJ} sont données par les équations (4.11a et b).

En interchangeant K_x par K_y dans les expressions 4.11a-b, on obtient :

$$G_{yy}^{EJ} = \frac{-jZ_0 (e_r K_0^2 - K_y^2) K_2 \cos K_1 d + jK_1 (K_0^2 - K_y^2) \sin K_1 d}{Te Tm} \sin K_1 d \quad (4.46a)$$

$$G_{xy}^{EJ} = \frac{-jZ_0 K_x K_y \sin K_1 d [K_2 \cos K_1 d + jK_1 \sin K_1 d]}{Te Tm} E_{yx}^{EJ} \quad (4.46b)$$

D'autre part on a besoin du champ E_z dû aux courants dans les directions \hat{x} et \hat{y} :

$$G_{zx}^{EJ} = \frac{Z_0 K_x K_2 \sin K_1 d}{K_0 K_1 Tm} \quad (4.47a)$$

$$G_{zy}^{EJ} = \frac{Z_0 K_y K_2 \sin K_1 d}{K_0 K_1 Tm} \quad (4.47b)$$

Par réciprocité on a :

$$G_{xz}^{EJ} = -G_{zx}^{EJ} \quad \text{et} \quad G_{yz}^{EJ} = -G_{zy}^{EJ}$$

Les champs E_z donnés par les équations (4.47a-b) sont obtenus en intégrant sur z pour $0 \leq z \leq d$.

L'application de la condition aux limites de l'équation intégrale du champ impose que le champ électrique total soit nul sur un patch conducteur.

$$\vec{E}_{\text{tan}}^{\text{inc}} + \vec{E}_{\text{tan}}^{\text{d}} = 0 \Rightarrow \vec{E}_{\text{tan}}^{\text{inc}} = -\vec{E}_{\text{tan}}^{\text{d}} = -\int_S \vec{E}J_s^{\text{d}} ds \quad (4.48)$$

où $E_{\text{tan}}^{\text{inc}}$ est la composante (\hat{x}, \hat{y}) tangentielle du champ

électrique incident dû à la source sonde évaluée à $z=d$.

J_s : la densité du courant de surface totale (vecteur) sur le patch (la somme des courants en dessous et au dessus de la surface du patch).

S : la surface du patch.

E_{tan}^d : le champ tangentiel diffusé par le patch.

La densité du courant de surface J peut être écrite sous forme d'une série de fonctions de base comme suite:

$$\vec{J}_s(x_0, y_0) = \sum_j I_j \vec{J}_j(x_0, y_0) \quad (4.49)$$

où J_j est un mode de développement représentant le courant sur le patch soit dans la direction x ou y

I_j : coefficient inconnu.

En substituant (4.49) dans (4.48) et en multipliant par une fonction de poids J_i et en intégrant sur S , on obtient pour $i = 1, 2, 3, \dots, N$.

$$\int_s \vec{J}_i \vec{E}_{\text{tan}}^{\text{inc}} ds = - \sum_j I_j \int_s \int_s \vec{J}_i \bar{E} \vec{J}_j ds ds \quad (4.50)$$

On définit une matrice d'impédance Z_{ij} et un vecteur tension respectivement par (4.51) et (4.52).

$$Z_{ij} = - \int_s \int_s \vec{J}_i \bar{E} \cdot \vec{J}_j ds ds \quad (4.51)$$

$$V_i^t = \int_s \vec{J}_i \vec{E}_{\text{tan}}^{\text{inc}} ds \quad (4.52)$$

L'exposant (t) indique que ce terme de vecteur tension est basé sur un mode poids ou test.

Les éléments de la matrice peuvent être écrits en utilisant l'équation (5.45).

$$Z_{ij} = - \frac{A}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \vec{F}_i(K_x, K_y) \bar{G}^{EJ} \vec{F}_j^*(K_x, K_y) \quad (4.53)$$

$$V_i^t = - \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \vec{F}_i(K_x, K_y) [\hat{x} G_{xz}^{EJ}(K_x, K_y) + \hat{y} G_{yz}^{EJ}(K_x, K_y)] e^{jk_x x_p} e^{jk_y y_p} \quad (4.54)$$

où x_p et y_p sont les coordonnées de la sonde et F_i représente la transformée de fourier du mode de développement J_i définie par:

$$\vec{F}_i(K_x, K_y) = \int_s \int_s \vec{J}_i(x_0, y_0) e^{-jk_x x_0} e^{-jk_y y_0} dx_0 dy_0 \quad (4.55)$$

Les coefficients de développement inconnus I_j sont solution de la série d'équations linéaires:

$$\sum_j Z_{ij} I_j = V_i^e, \quad V_i \quad (4.56)$$

on note que la matrice $[Z_j]$ n'est pas symétrique. L'impédance d'entrée à la sonde est définie par :

$$Z_{in} = - \frac{1}{I_p^2} \int_0^h \hat{z} \vec{E}^d dz \quad (4.57)$$

où I_p est le courant sur la sonde qui est (si $d \ll \lambda_0$) supposé être uniforme le long de la sonde et est choisi égal à 1 A.

Des équations (4.57), (4.49), (4.48) et (4.45), on peut écrire :

$$Z_{in} = - \sum I_j V_{j\theta}^e$$

où : le vecteur tension élémentaire basé sur le mode j de développement ($V_{j\theta}^e$) est définie par :

$$V_j^e = -\frac{1}{a} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{n'=-\infty}^{+\infty} [G_{zx}^{EJ}(K_x, K_y) \hat{x} + G_{yz}^{EJ}(K_x, K_y) \hat{y}] \vec{F}_j^*(K_x, K_y) e^{-jK_x X_v} e^{-jK_y Y_v} \quad (4.59)$$

La tension V_i^e représente la tension de la sonde établie sur le champ intégré depuis la sonde sur une surface mode-test, alors que $V_{j\theta}^e$ représente une tension basée sur le champ intégré depuis une surface mode de développement sur la sonde. Ainsi $V_{j\theta}^e = V_i^e$ en général.

LA solution ci-dessus peut être écrite comme une solution de Galerkin dans le domaine spectrale, puisque les éléments de matrice sont exprimés en terme de transformées de Fourier des champs et courants.

Choix des fonctions de poids.

Pour la correspondance avec le modèle de cavité, on emploie les fonctions de modes suivantes sur la totalité du domaine :

$$\vec{J}_i(x, y) = \hat{x} \sin \frac{K\pi}{L} (x + L/2) \cos \frac{1\pi}{W} (y + W/2) \quad (4.60a)$$

(pour les courant dans la direction- \hat{x})

$$\vec{J}_i(x, y) = \hat{y} \cos \frac{K\pi}{L} (x + L/2) \sin \frac{1\pi}{W} (y + W/2) \quad (4.60b)$$

(pour les courant dans la direction- \hat{y})

K et l sont des indices entiers tenant compte du nombre de

Figure 4.6 a : Géométrie d'un réseau infini d'A.M.P.C alimentées par sondes.

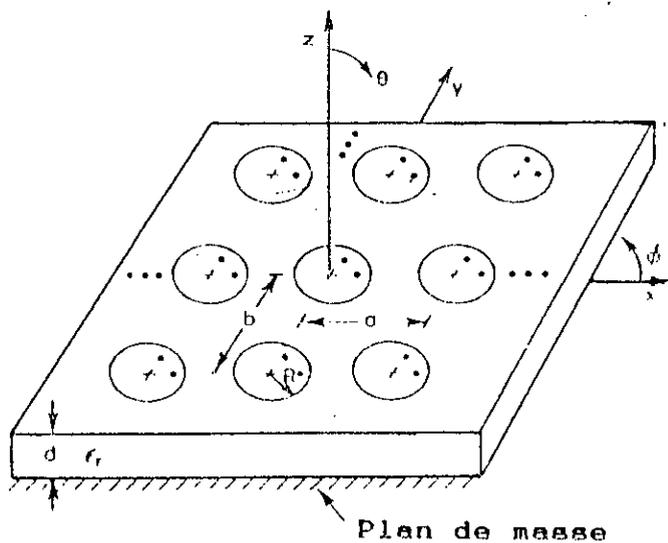


Figure 4.6 b : Amplitude du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de balayage d'un réseau infini d'A.P.M.C. alimentées par sondes.
 $d=0.02$, $\epsilon_r=12.8$

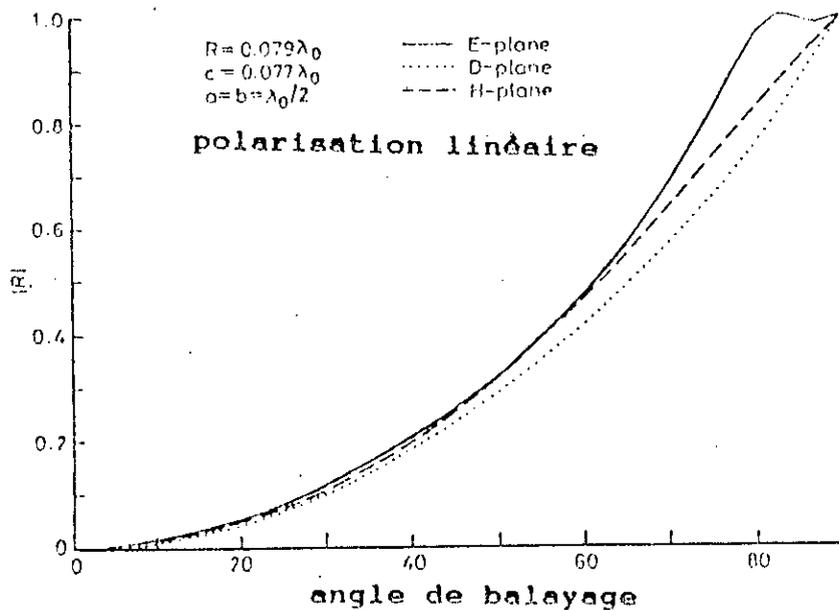
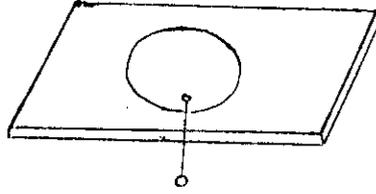
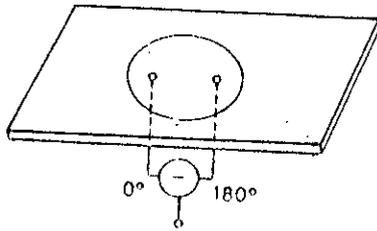


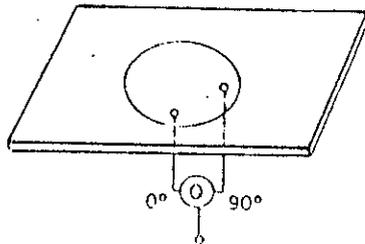
Figure 4.6c : Trois alimentations communes pour A.P.M



Excitation par une simple sonde coaxiale



Double excitation déphasée de 180 pour réduire le niveau de la polarisation croisée



Excitation double en quadrature pour PC

Figure 4.6d : Gain de l'élément actif en fonction de l'angle de balayage d'un réseau infini d'A.P.M.C alimentées par sondes $d=0.02\lambda_0$; $\epsilon_r=12.8$

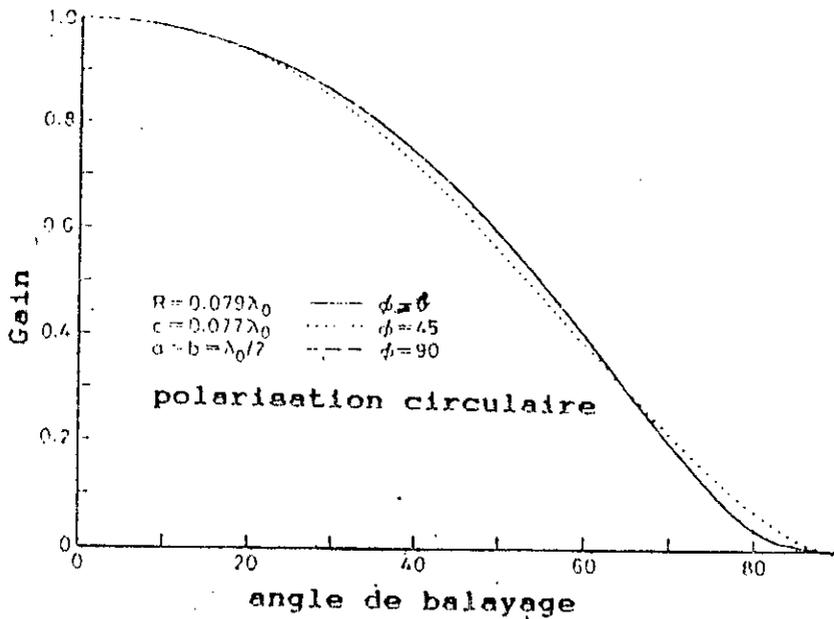
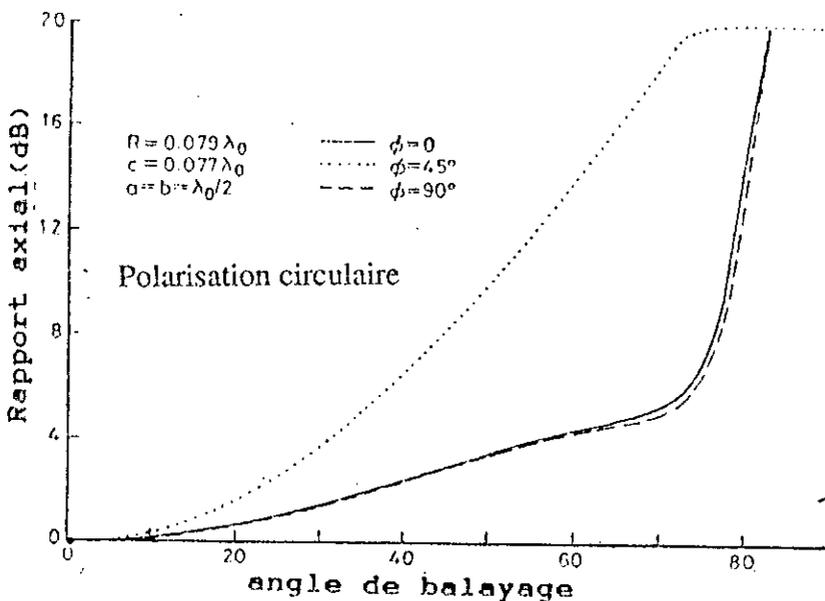


Figure 4.6 e : Rapport axial en fonction de l'angle de balayage du réseau de la figure .6 e.



variation dans les directions x et y respectivement.

Les transformées de Fourier de ces modes peuvent être obtenues aisément à partir de l'équation (4.55).

Une vérification numérique de la convergence montre que, pour le balayage dans le plan-E, les courants $(K,1) = (1,0), (3,0), (5,0), (7,0)$ dans la direction x et le courant $(K,1) = (0,2)$ dans la direction y donne une solution assez stable, le mode de courant $(K,1) = (0,1)$ dans la direction y est aussi incluse.

Pour illustrer l'influence du substrat sur la performance de balayage, on a représenté les amplitudes de coefficients de réflexion en fonction de l'angle de balayage pour deux substrats de constantes diélectriques différentes voir figures 4.5b et 4.5c

Figure 4.5b:

Présente dans le plan-E ($a = 0.51 \lambda_0$) un lobe secondaire à $\theta = 73^\circ$. Le point "aveugle" se produit à $\theta = 68.8^\circ$ dans le plan-E.

A cause de la présence des courants dans la direction y, une direction aveugle se produit à $\theta = 76.4^\circ$ dans le plan-H aussi, cet angle "mort" a un Q beaucoup plus grand à celui dans le plan-E car les courants dans la direction y sont assez réactifs et rayonnent peu de puissance.

Figure 4.5c:

A cause de la finesse du substrat, les directions aveugles dans les plan-E et H se manifestent cette fois à $\theta = 82.9^\circ$. Ce qui montre que même si des directions aveugles sont présentes dans le domaine balayable d'un réseau, elles n'ont qu'un faible effet sur l'étendue scrutée si elles sont suffisamment proches de $\theta = 90^\circ$ (endfire).

4.2.3 D'A.P.M circulaires alimentées par sonde

L'analyse d'un tel réseau suit identiquement les mêmes étapes que celles du réseau de patches rectangulaires jusqu'à l'étape du choix des modes de développement.

Les fonctions de développement sont des modes de guides d'ondes circulaires $T.M_{pq}$.

Si on suppose que le point d'alimentation de l'élément de référence sur la ligne $\phi = 0$, le $i^{\text{ème}}$ mode de développement peut être écrit en coordonnées cylindriques comme suit:

$$\vec{J}_{si}(\rho_o, \phi_o) = \hat{\rho}_o [\beta_{piqi} \vec{J}_{pi}(\beta_{piqi}, \rho) \cos p_i \phi] - \hat{\phi} [(p_i/\rho) \vec{J}_{pi}(\beta_{piqi}, \rho) \sin p_i \phi] \quad (4.61)$$

$B_{pq}R$ est la $q^{\text{ème}}$ racine de $J'_p(X)$, où $J_p(X)$ est la fonction de Bessel d'ordre p, et R, est la rayon de l'élément circulaire.

L'unique indice (i) est utilisé pour former une séquence unidimensionnelle des modes T.M_m.

Ensuite, on applique les équations (A.51) - (A.59), pour cela, il faut déterminer la transformée de Fourier des modes de développement ci-dessus. Ces expressions peuvent être produites dans une forme fermée [37] mais sont trop longues pour être mentionnées ici.

La figure A.7b est identique à A.6b, cependant une différence nette apparaît dans le plan diagonal (plan-D) entre les résultats des patchs circulaire et rectangulaire.

La théorie utilisée dans le cas d'une seule sonde peut s'étendre au cas de deux sondes (voir figures A.6c et A.6d).

Chaque élément du réseau infini peut être traité comme un circuit quadripôle avec une matrice d'impédance dont un dipôle est en circuit ouvert de la forme :

$$[Z^P] = \begin{bmatrix} Z_{11}^P & Z_{12}^P \\ Z_{21}^P & Z_{22}^P \end{bmatrix} \quad (A.62)$$

Chaque élément de cette matrice est déterminé par la formule suivante :

$$Z_{ki}^P = - \int_{V_k} \vec{E}_k \cdot \vec{J}_i dV_k \quad (A.63)$$

qui donne la tension en circuit ouvert sur la k^{ème} sonde due au champ excité par un courant unitaire sur la l^{ème} sonde.

Après avoir trouvé les éléments de la matrice de l'expression (A.62), un circuit équivalent du circuit d'alimentation peut être utilisé pour déterminer les coefficients de réflexion R₁ et R₂ vus par les "ports" de l'élément antenne.

En général si les hybrides ont une certaine isolation une partie de la puissance réfléchiée par l'élément de l'antenne est dissipée à leur intérieur et une autre renvoyée passe à leur arrière. Le coefficient de réflexion ne tient pas compte de cette perte de puissance.

On détermine le gain en fonction du rendement (η) du circuit d'alimentation :

$$G(\theta, \phi) = (1 - |R(\theta, \phi)|^2) \eta(\theta, \phi) \cos\theta \quad (4.64)$$

$$\eta(\theta, \phi) = 1 - \frac{|R_1 + R_2 e^{-2j\alpha}|^2}{4(1 - |\Gamma|^2)} \quad (4.65)$$

où

α : est l'angle de phase entre les deux "ports" d'alimentation ($\alpha = 180^\circ$ ou $\alpha = 90^\circ$).

Une étude graphique figures 4.6d et 4.6e, (source [19], page 724) du gain et du rapport axial, en fonction de l'angle de balayage, d'un alignement d'A.P.M.C polarisées circulairement montre que la direction "aveugle" est absente contrairement au réseau d'éléments alimentés par une seule sonde où la direction "aveugle" s'est manifestée à $\theta = 83^\circ$ dans le plan-E.

Ceci est dû au fait que la réflexion sur la sonde conduisant les courants dans le plan-E (sonde à $\phi = 0$) peut avoir un coefficient de réflexion d'amplitude unitaire à $\theta = 83^\circ$ dans le plan-E mais la puissance peut être toujours délivrée aux courants de polarisation croisée alimentés par l'autre sonde (à $\phi = 90^\circ$). Cette polarisation étant dans la direction du plan-H est découplée par l'onde de surface du plan-E.

Le rapport axial cependant devient infini à $\theta = 83^\circ$ comme le montre la figure 4.6e ([1], page 724).

Le travail théorique et expérimental sur les alignements d'A.P.M.C circulaires se poursuivait encore en 1989 (année de sortie de la référence [1]).

4-2-4: D'A.P.M alimentées par ouverture et couplage électromagnétique.

La géométrie d'un tel couplage est constituée de deux substrats séparés par un plan horizontal (figure 4.7a).

La ligne d'alimentation microruban est imprimée sur le substrat inférieur tandis que le substrat supérieur supporte l'élément rayonnant.

Nous considérons ici que les substrats sont identiques et l'élément rayonnant est de forme rectangulaire ([1], page 725) Le couplage entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant s'effectue à travers une fente réalisée sur le plan horizontal. L'alimentation du patch par l'ouverture est très compliquée comparativement à celle qui utilise les sondes ou l'alimentation microruban aux extrémités du patch.

Cependant, l'analyse de cette méthode est beaucoup plus rigoureuse.

Figure 4.7a : Géométrie d'une A.P.M couplée par ouverture

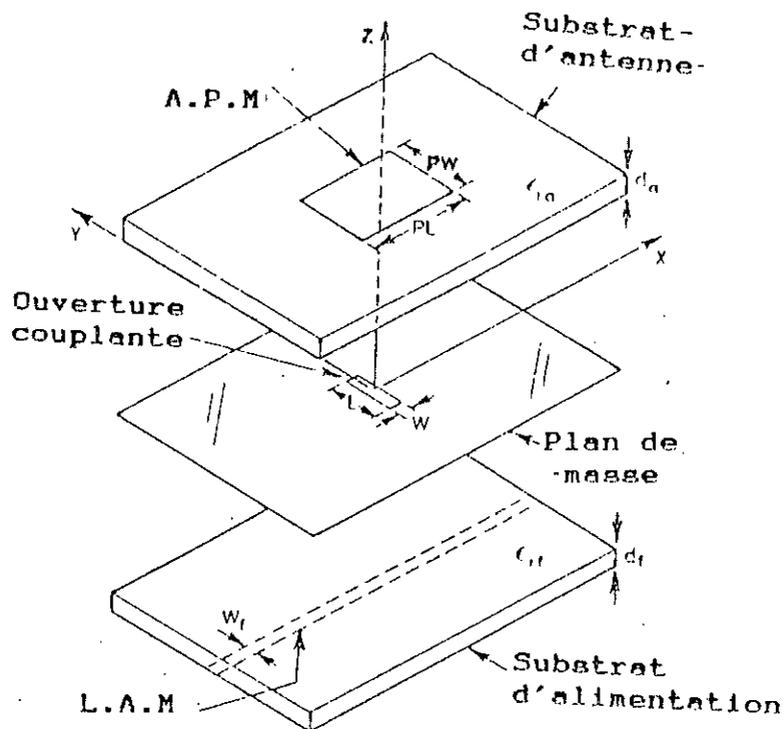
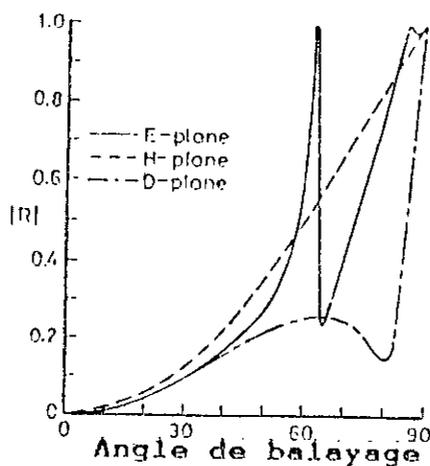
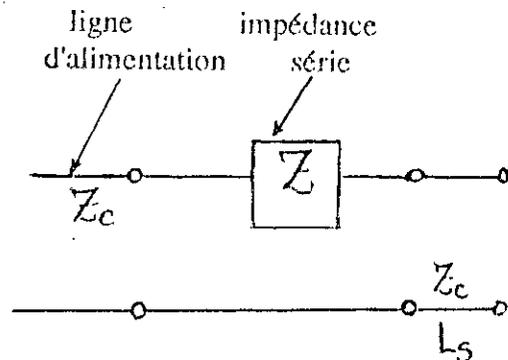


Figure 4.7b : Amplitude du coefficient de réflexion d'un réseau infini d'A.P.M couplées par ouverture

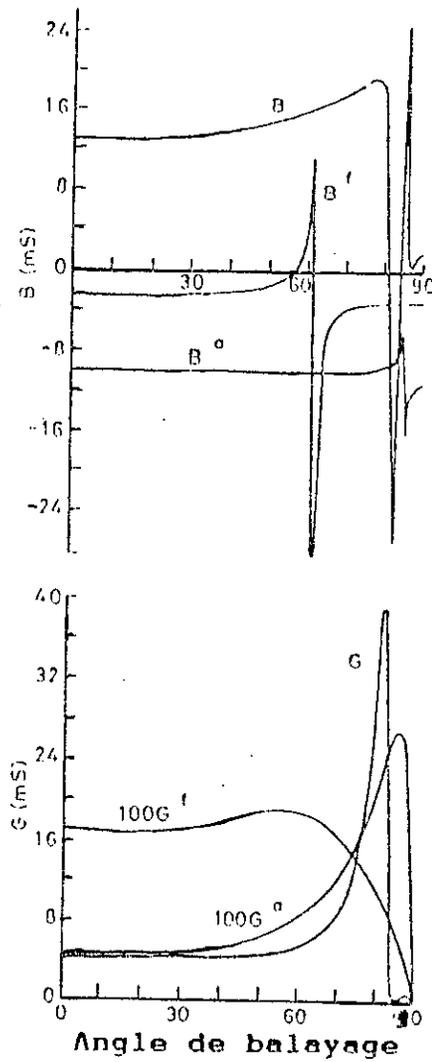


$\epsilon_{ia} = 2.55$	$\epsilon_{it} = 12.0$
$d_a = 0.02\lambda_0$	$d_t = 0.05\lambda_0$
$PL = 0.279\lambda_0$	$SL = 0.115\lambda_0$
$PW = 0.279\lambda_0$	$SW = 0.01\lambda_0$
$a = b = 0.5\lambda_0$	$W_t = 0.05\lambda_0$
	$L_s = 0.07\lambda_0$



a, b espacement des éléments suivant x, y
 L_s : longueur du stub

Figure 5.7c-d : Admittances de la fente active du patche et des éléments fentes pour l'alignement de le figure 5.7b



admittance du patche $y = G + jB$
 admittance de l'antenne $y^a = G^a + jB^a$
 admittance de la fente $y^f = G^f + jB^f$
 admittance de la fente vue par la ligne microruban au niveau du couplage

$$y^s = y^a + y^f ; Z(Y + y^s) = Z_c \Delta V^2$$

G : conductance du patche
 B : susceptance du patche
 G^a : conductance du substrat d'antenne
 B^a : susceptance du substrat d'antenne
 G^f : conductance du substrat de la ligne d'alimentation
 B^f : susceptance du substrat de la ligne d'alimentation

que les deux autres cas, car le couplage par les ouvertures est un couplage approximatif sans contact directe permettant d'éliminer la singularité du courant patch qui constitue un problème dans les autres méthodes d'alimentation

ANALYSE :

Les courants de surface suivant les directions x et y (j_x) sont

développés en une série de fonctions de bases comme les expressions A.60a et b.

L'équation intégrale du champ électrique (5.48) est appliquée à la surface du patch, où \vec{f}^{inc} est le champ rayonné par le courant magnétique équivalent :

$$M_{xy}(x_0, y_0) = -e_x^n(x_0, y_0) \quad (A.66)$$

où

$e_x^n(x_0, y_0)$: est le champ électrique inconnu d'une ouverture.

Comme le couplage par l'ouverture est électriquement faible, on peut approximer la distribution du champ par un mode unique par morceaux :

$$e_x^n(x_0, y_0) = f_p(y_0, 0) f_u(x_0) \quad (A.67)$$

f_p : est une distribution par morceaux suivant la longueur (de l'ouverture comme définie par l'équation (A.33)).

f_u : est la distribution du champ suivant la largeur de l'ouverture comme définie par l'équation (A.34). L'équation intégrale du champ (A.48) peut être réduite en une forme matricielle :

$$[V^M] = [Z][I] \quad (A.68)$$

$[I]$: vecteur colonne des coefficients inconnus des modes de développement sur le patch.

$[Z]$: matrice impédance dont les éléments sont donnés par l'expression (A.53).

$[V^M]$: Vecteur tension d0 à une excitation d'un courant magnétique dans l'ouverture.

où

$$\begin{aligned}
[V_i^M] &= \int_S \vec{J}_i \vec{E}^{inc} dS \\
&= \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \vec{F}_i(K_x, K_y) \vec{G}_y^{EM}(K_x, K_y) \vec{F}_u^*(k_x) \vec{F}_p^*(K_y) \quad (4.69)
\end{aligned}$$

F_i, F_u, F_p sont respectivement les transformées de Fourier.

$G_y^{EM} = xG_{xy}^{EM} + yG_{yy}^{EM}$ est une fonction de Green représentant le champ électrique x et y à $z=d$ dû à un courant magnétique élémentaire infinitésimal de direction $-\hat{y}$ à $z=0$.

$$G_{xy}^{EM} = \frac{jk_x^2 (\epsilon_r - 1) \sin K_1 d}{TeTm} + \frac{K_1}{Te} \quad (4.70a)$$

$$G_{yy}^{EM} = \frac{-jk_x K_y (\epsilon_r - 1) \sin K_1 d}{TeTm} \quad (4.70b)$$

Dans l'équation (4.69), S représente la surface du patch. On définit une admittance de l'ouverture Y^p comme étant la réaction du champ de l'ouverture et celui diffusé par le patch.

$$Y^p = \int_{S_a} e_x^a(x, y) H_y(x, y) ds_a = [V^J]^T [J] \quad (4.71)$$

S_a : surface de l'ouverture.

H_y : champ de l'ouverture dû aux courants sur le patch.

$$\begin{aligned}
V_i^J &= \iint_{S_a} \int_S e_x^a(x, y) H_y J_i ds ds_a \\
&= \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_p(K_y) F_u(K_x) G_y^{HJ}(K_x, K_y) F_i^*(K_x, K_y) \quad (4.72)
\end{aligned}$$

où $G_y^{HJ} = G_{yx}^{HJ} \hat{x} + G_{yy}^{HJ} \hat{y}$ est la fonction de Green représentant le champ H_y à $z=0$ dû à un dipôle électrique infinitésimal de direction $-\hat{x}$ ou \hat{y} à $z=d$.

Les composantes individuelles sont:

$$G_{yx}^{HJ} = \frac{-jK_x^2 (\epsilon_r - 1) \sin K_1 d}{T_e T_m} + \frac{K_1}{T_e} \quad (4.73a)$$

$$G_{yy}^{HJ} = \frac{-jK_x K_y (\epsilon_r - 1) \sin K_1 d}{T_e T_m} = G_{yy}^{EM} \quad (4.73b)$$

L'ouverture couplante présente aussi une admittance Y^s due au rayonnement direct de l'ouverture de part et d'autre de sa face. Pour un champ d'ouverture de la forme (4.67), nous avons:

$$y_s = \int_{sa} e_x^a(x, y) H_y^M ds_a = \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{-\infty} F_m^2(k_x) F_n^2(k_y) \left[G_{YY}^{HM+}(K_x, K_y) + G_{YY}^{HM-}(K_x, K_y) \right] \quad (4.74)$$

où $G_{yy}^{HM\pm}$ sont les fonctions de Green représentant le champ H_y rayonné de part et d'autre de l'ouverture par le courant magnétique de direction y s'y trouvant. Les deux termes G_{yy}^{HM+} et G_{yy}^{HM-}

qui sont de forme similaire mais peuvent avoir des valeurs différentes si les substrats utilisés sont différents de part et d'autre du plan de masse. D'un côté on a:

$$G_{yy}^{HM} = \frac{1}{K_o Z_o} \left[\frac{(\epsilon_r K_o^2 - K_y^2) K_1 \cos K_1 d + jk_2 \epsilon_r \sin K_1 d}{K_1 T_m} - \frac{K_1 K_y^2 (\epsilon_r - 1)}{T_e T_m} \right] \quad (4.75)$$

L'antenne patch couplée par la fente (ouverture) apparaît pour la ligne d'alimentation micro-ruban comme une impédance série Z donnée par:

$$Z = Z_c \frac{\Delta V^2}{Y^p + Y^s} \quad (4.76)$$

où Y^p est donné par (4.71) et Y^s par (4.74).

Z_c est l'impédance caractéristique d'alimentation.

ΔV est la tension modale due à la discontinuité de la fente (ouverture).

$$\Delta V = \int_{sa} e_x^a(x, y) h_y(x, y) ds_a \quad (4.77)$$

où $h_y(x, y)$ est le champ magnétique normalisé de la ligne micro-ruban de mode quasi T.E.M défini avec $K_x = -\beta_m$ par:

$$h_y(x, y) = \frac{1}{2 \pi \sqrt{Z_c}} \int_{-\infty}^{+\infty} F_u(K_y) G_{yx}^{HJ}(-\beta_m, K_y) e^{-j\beta_m x} e^{jK_y y} dK_y \quad (4.78)$$

où β_m est la constante de propagation de la ligne micro-ruban. Le circuit équivalent de la ligne micro-ruban est représenté par la figure 4.7b-2.

La figure 4.7b1 représente l'amplitude du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de balayage.

On note dans le plan-E un point aveugle en $\theta = 62^\circ$ dû à l'onde de surface excitée dans le substrat d'alimentation et un autre en $\theta = 86^\circ$ dû à l'onde de surface excitée dans le substrat d'antenne.

Pour illustrer la contribution individuelle du patch et la fente (l'ouverture), au phénomène de balayage, on a représenté les composantes imaginaire et réelle des admittances du patch (Y) et de la fente (Y^a) sur la figures 4.7c et 4.7d.

L'admittance de la fente (Y^a) a été décomposée en deux admittances en tenant compte du substrat d'antenne et du substrat de l'alimentation.

$Y = G + jB$: admittance du patch

$Y^a = G^a + jB^a$: admittance de la fente due au substrat d'antenne.

$Y^r = G^r + jB^r$: admittance de la fente due au substrat de l'alimentation.

L'admittance du patch semble ainsi avoir une résonance avec une partie réelle presque nulle à $\theta = 85^\circ$.

$Y^r = G^r + jB^r$: a une résonance avec une susceptance infinie à $\theta = 62^\circ$

Ainsi les résonances de l'onde de surfaces sont possibles à la fois dans le substrat de l'antenne et celui de l'alimentation et leurs points "aveugles" peuvent être déplacés vers $\theta = 90^\circ$ (angle de balayage) en choisissant des substrats plus minces.

On remarque également ici que les caractéristiques dominantes des réseaux phasés imprimés sont contrôlées par l'espacement interéléments et les paramètres du substrat et ne dépendent pas du type d'élément rayonnant ou de la technique d'alimentation.

4.3- Solution pour alignements finis

4.3.1- De dipôles imprimés:

Dans l'intérêt de simplifier l'analyse, on considère seulement les réseaux carrés. La géométrie d'un tel réseau est représentée par la figure 4.8a.

Figure 4.8a : Géométrie d'un réseau plan de $N \times N$ dipôles imprimés sur une plaque diélectrique

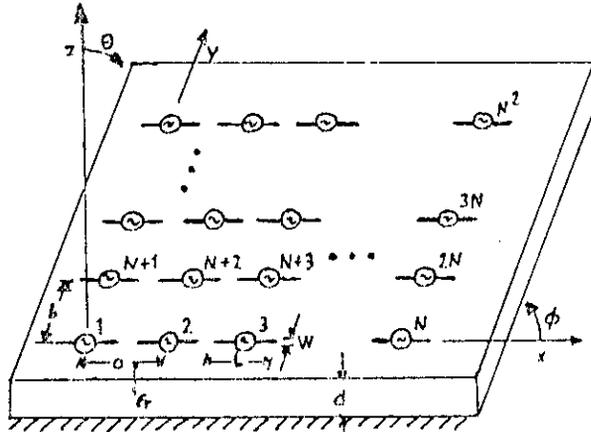


Figure 4.8b : circuit équivalent de chaque dipôle du réseau de la figure 5.8a

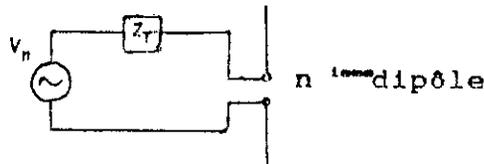
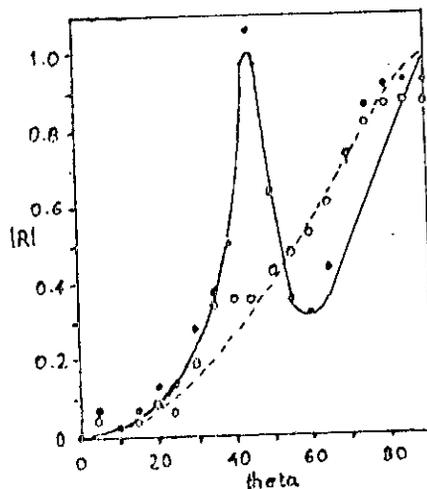


Figure 4.8c : Amplitude du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de balayage (plan-E et plan-H d'un réseau infini de dipôles et d'un réseau de 19×19 dipôles)



$\epsilon_r = 2,55$
 $d = 0,19\lambda_0$
 $a = b = 0,5\lambda_0$
 $l = 0,397\lambda_0$
 $w = 0,01\lambda_0$

Plan-E
 ——— réseau infini
 réseau (19x19)

Plan-H
 -.-.-.-.- réseau infini
 ooooooo réseau (19x19)

On suppose que les dipôles sont uniformément espacés par la distance a dans la direction \hat{x} et par la distance b dans la direction \hat{y} .

Seuls les courants dans la direction \hat{x} sont considérés.

La fonction de Green est donnée par l'expression (4.11a).

Le courant sur les dipôles est développé en une série de modes sinusoïdaux par morceaux (P.W.S) donnés par les expressions (4.32) et (4.33).

Les dipôles sont supposés alimentés en leur centre par des générateurs "delta" avec une impédance Z_r en série.

En utilisant la procédure de Galerkin, l'équation intégrale du champ électrique se réduit à:

$$\{[Z] + [Z_r]\} [I] = [V] \quad (4.79)$$

$[Z]$: matrice d'impédance représentant le couplage mutuel entre tous les modes (P.W.S) sur les dipôles.

$[Z_r]$: matrice (diagonale) d'impédance terminale du générateur.

$[I]$: vecteur inconnu des coefficients des modes de développement

$[V]$: vecteur excitation des tensions des générateurs.

L'élément Z_{mn} de la matrice impédance est donné par:

$$Z_{mn} = - \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} F_{pm}(K_x) F_u^*(K_y) G_{xx}^{EJ}(K_x, K_y) F_{pn}(K_x) F_u(K_y) dk_x dk_y \quad (4.80)$$

$$Z_{mn} = Z_{nm}$$

F_{pm} : transformée de Fourier du $m^{\text{ième}}$ mode du développement (P.W.S) donnée par (4.38).

F_u : transformée de Fourier de la variation uniforme dans la direction \hat{y} du courant donnée par (4.39).

Cas d'alignement plan de NxN dipôles imprimés avec M modes P.W.S de développement.

On note par réciprocity que $Z_{mn} = Z_{nm}$.

Une évaluation numérique de l'équation (4.80) est donnée dans ([71], pages 600-607).

Dans le cas d'un réseau plan NxN dipôles imprimés avec M modes (P.W.S) de développement sur chaque dipôle, l'ordre du système linéaire obtenu à partir de l'équation (4.79) est de NxNxM, ainsi l'ordre augmente comme le carré de N.

De ce fait, il est conseillé de réduire le nombre de fonctions de base à utiliser.

Le mode (P.W.S) de l'équation (4.32) avec un nombre d'onde

$$K_e = \frac{K_0 \sqrt{\epsilon_r + 1}}{2}$$

donne de bons résultats pour des dipôles résonnants, même si un seul mode est utilisé [[72] pp 1045-1053, [73] pp 602-610].

Selon King et al [75] pour un alignement de dipôles minces qui ne sont pas trop rapprochés, les courants de dipôles sont pratiquement identiques au voisinage de la résonance. Pour les dipôles imprimés, la situation serait même meilleure, puisqu'ils présentent un coefficient de qualité Q de beaucoup supérieur à celui du dipôle dans l'espace libre.

Un choix judicieux de fonctions de base simples peut donc fournir une très bonne approximation du courant réel.

La meilleure justification pour une approximation par un seul mode vient de la comparaison avec les résultats issus de calcul utilisant plus de modes de développements par dipôle.

L'amplitude du coefficient de réflexion et le rendement marquent des écarts ne dépassant pas 5% entre les cas à un mode et à trois (03) modes alors que l'impédance d'entrée présente un écart d'environ 10%

La solution présentée ici, permet l'utilisation d'un nombre quelconque de modes de développement (P.W.S) par dipôle.

Cependant pour les alignements de grandes dimensions, on désire souvent se limiter à l'utilisation d'un seul mode par dipôle. La présence de tous les dipôles dans l'alignement et leurs couplages mutuels sont pris en compte dans la solution.

En outre l'excitation peut être choisie forcée ($Z_g = 0$) ou libre $Z_g \neq 0$.

Si on utilise un seul mode de développement sur chaque dipôle, les éléments du vecteur tension peuvent être obtenus de la façon suivante:

$$V_m = e^{-jK_0(ux_m + vy_m)} \quad (4.81)$$

X_m, Y_m sont les coordonnées du centre $m^{i\text{ème}}$ dipôle et u, v sont les cosinus directeurs de scrutation comme donnés par l'équation (4.14). Après avoir résolu l'équation (4.79) pour les courants, l'impédance au $n^{i\text{ème}}$ dipôles est donnée par:

$$Z_{in}^n(\theta, \phi) = \frac{V_n}{I_n} \quad (4.82)$$

On note que l'impédance d'entrée d'un dipôle du réseau fini dépend de sa position contrairement au cas du réseau infini où l'impédance d'entrée est identique à tous les dipôles. Les coefficients de réflexion peuvent être calculés d'après l'équation (4.43).

Le rendement en raison de la puissance soustraite par l'onde de surface est:

$$e = 1 - \frac{P_{sw}}{P_{in}} \quad (4.83)$$

P_{in} : puissance totale d'entrée du réseau.

P_{sw} : puissance de l'onde de surface excitée par le réseau:

$$P_{jn} = Re \left\{ \sum_m \sum_n I_m^* Z_{mn} I_n \right\} \quad (4.84a)$$

$$P_{sw} = Re \left\{ \sum_m \sum_n I_m^* Z_{mn}^{sw} I_n \right\} \quad (4.84b)$$

où Z_{mn} est donnée par (4.80).

Z_{mn}^{sw} est la contribution de l'onde de surface (résidu du pôle ou des pôles de l'onde de surface) à l'impédance Z_{mn} .

Comparaison des amplitudes des coefficients de réflexion d'un réseau fini de 19x19 éléments et d'un réseau infini.

La figure 4.8c représente une telle comparaison.

De cette figure, on tire les conclusions suivantes:

- Le réseau fini présente un angle "aveugle" à $\theta = 45.8^\circ$ dans le plan-E; et l'amplitude est supérieure à l'unité, ce qui signifie que l'élément central délivre de l'énergie (renvoie) en arrière à son générateur et à sa charge. On note que cette puissance est transférée à partir d'autres "ports" et ne perturbe pas la loi de conservation de l'énergie.

- Le réseau infini présente une amplitude égale à l'unité.

L'impédance d'entrée à travers le réseau fini est alors non uniforme ce qui peut être vérifiée graphiquement.

Le graphe de l'amplitude du coefficient de réflexion en fonction de la position de l'élément à travers le plan-E (direction- \hat{X}) pour plusieurs angles de balayage confirme la thèse ci-dessus

Figure 4.8d : Amplitude du coefficient de réflexion en fonction de la position de l'élément à travers le plan-E du réseau fini (19x19) de la figure 4.8a

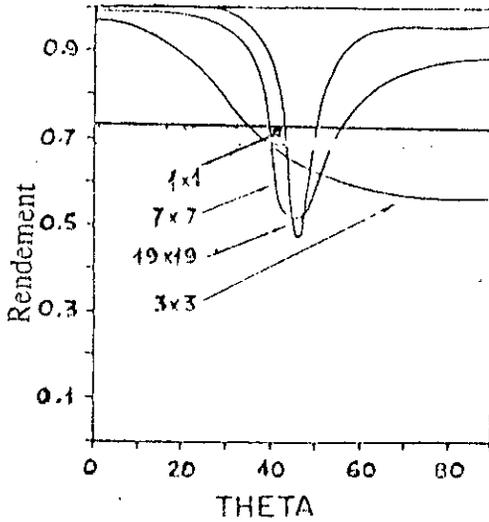
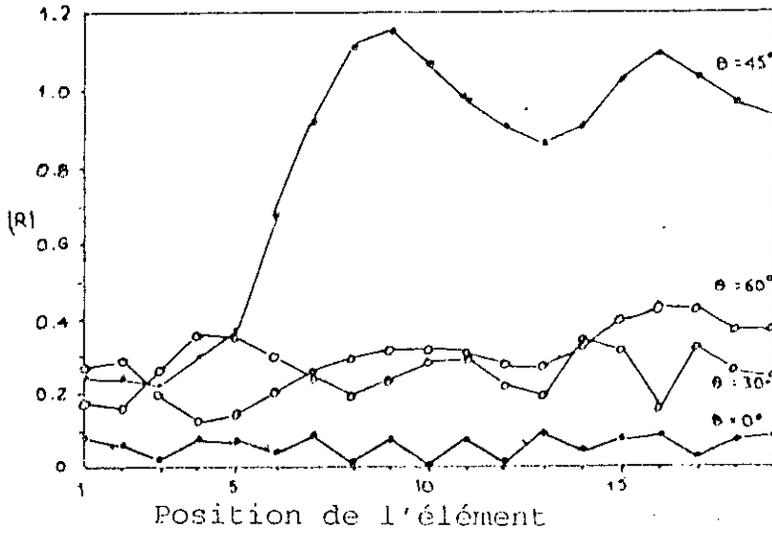


Figure 4.8e. Rendement des réseaux finis (de dipôles) de dimensions différentes pour $\epsilon_r = 2.55$; $d = 0.19\lambda_0$; $a = b = 0.5\lambda_0$
 $L = 0.39\lambda_0$; $W = 0.01\lambda_0$

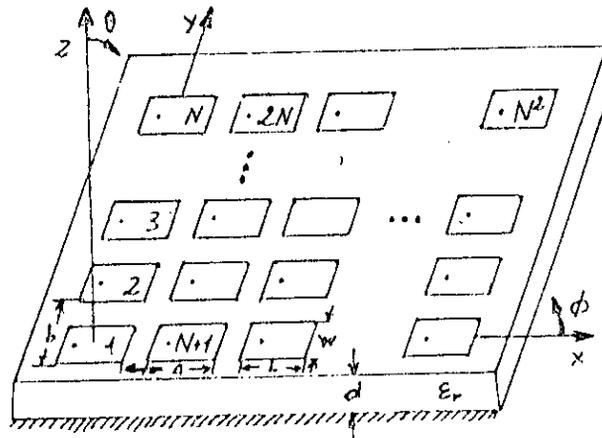


Figure 4.9a : Réseau fini d'A.P.M.R

(figure 4.8d).

En effet, on remarque sur la figure (4.8d) que:

- Pour $\theta = 0$, une symétrie par rapport au centre du réseau et l'élément central ($n=10$) est parfaitement adapté mais les autres sont légèrement perturbés.
- Pour $\theta = 30^\circ$ (le balayage du côté droit par rapport à l'élément $n=10$), la perturbation est beaucoup plus accentuée et asymétrique
- Pour $\theta = 45^\circ$, certains dipôles "ports" ont un coefficient de réflexion supérieur à l'unité (côté droit par rapport à $n=10$).

Ce phénomène s'explique de la manière suivante:

Les éléments situés à gauche de l'élément $n=10$, absorbent la puissance délivrée par les générateurs et la livrent aux éléments situés à droite de l'élément $n=10$.

Pour avoir une idée sur les ondes de surface, il est nécessaire de représenter le rendement en fonction de l'angle de balayage dans le plan-E (direction-X) pour des réseaux de différentes dimensions.

Soient trois réseaux: (1x1), (3x3), (7x7), (19x19) voir figure (4.8e), [Source [1], Fig 12.29, page 738].

Pour le réseau (1x1), près de 22% de la puissance d'entrée est convertie en une puissance d'onde de surface (le reste est rayonné dans l'espace) et ce rapport est constant quelque soit l'angle de balayage.

Cependant pour l'alignement, apparait une variation significative du rendement en fonction de l'angle de balayage.

La tendance générale est que le rendement s'améliore rapidement pour des réseaux de dimensions de plus en plus grandes tant que l'angle θ est inférieur à 45.8° (direction aveugle).

La direction aveugle voit le rendement tendre vers zéro quand la dimension du réseau augmente.

Si on avait représenté sur le même graphe, le rendement d'un réseau infini, il serait égale à l'unité sauf à $\theta = 45.8^\circ$ où il serait nul. La direction aveugle pour un réseau infini est absente dans le plan-H, mais le rendement d'un réseau fini pour un balayage dans le plan-H est près de l'unité.

Le phénomène peut être interprété comme étant l'interférence destructive ou constructive de l'onde de surface de la plaque diélectrique non chargée avec le rayonnement de l'alignement, ainsi plus que ce dernier est grand, plus sa périodicité et son déphasage tendent à annuler l'onde de surface à tous les angles de balayage sauf à l'angle aveugle. A cet angle, la périodicité et le déphasage du réseau sont tels qu'ils contribuent au renforcement ou à la résonance l'onde de surface.

4.3.2 D'A.P.M rectangulaires (A.P.M.R)

La théorie développée pour le réseau fini de dipôles imprimés peut être appliquée directement au réseau fini d'A.P.M.R. La solution utilise le modèle de sonde d'alimentation idéalisée et les configurations d'élément actif pour "patches" sur substrats minces. Les modes de développement par morceaux (P.W.S) sont utilisés et les éléments de la matrice d'impédance peuvent être définis à partir de l'équation (4.80).

Cependant, les impédances mutuelles définies par l'équation (4.80) ne sont pas les mêmes que celles vues par les entrées des sondes d'alimentation des "patches".

De ce fait, on doit distinguer la différence entre la matrice d'impédance $[Z]$ déterminée par la méthode des moments et la matrice d'impédance "port" $[Z^p]$ définie aux terminaisons des sondes.

Le courant sur le patch est lié à la tension modale V_0 délivrée aux extrémités des sondes:

$$V_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} F_p^*(K_x) F_u^*(K_y) G_{zx}^{EJ}(K_x, K_y) e^{-jK_x x_p} e^{-jK_y y_p} dK_x dK_y \quad (4.85)$$

où G_{zx}^{EJ} est donné par l'équation (4.47a).

Pour un angle de balayage (θ, ϕ) , les courants sur la sonde sont de la forme:

$$I_m^p = e^{-jK_0(u x_m + v y_m)} \quad (4.86)$$

où x_m, y_m sont les coordonnées de la sonde d'alimentation du patch (m) et u, v sont les cosinus directeurs données par l'équation (4.14). Les amplitudes des courants sur les patches sont données par un vecteur colonne $[I]$ tel que:

$$[I] = V_0 [Y] [I^p] \quad (4.87)$$

avec $[Y] = [Z^{-1}]$ est l'inverse de la matrice d'impédance (obtenue par la méthode des moments).

On calcule l'impédance d'entrée du $m^{i\text{ème}}$ "patch" par:

Figure 4.9b : Amplitude du couplage mutuel entre deux A.P.M.R rectangulaires.

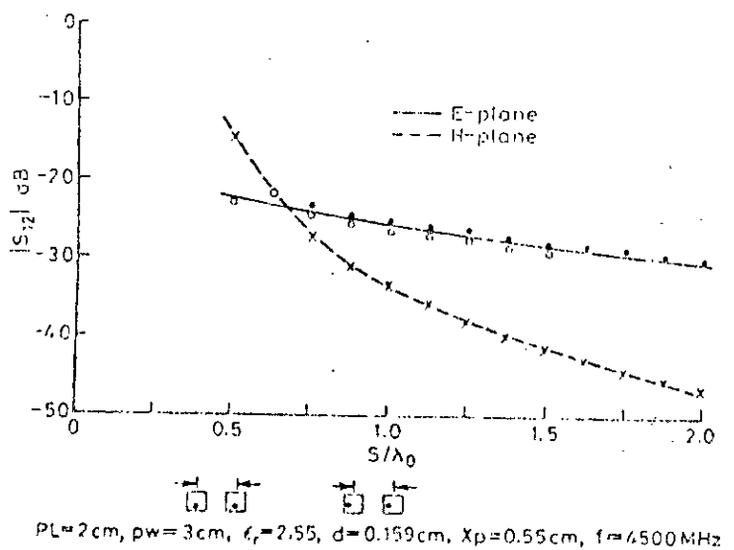
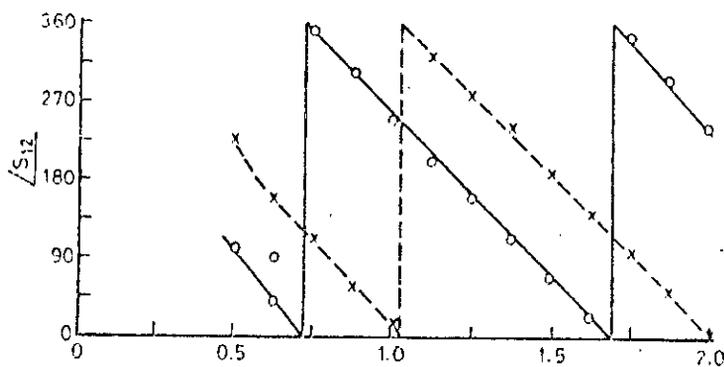


Figure 4.9c : Phase du couplage entre deux patches A.P.M.R rectangulaires



$$E^j(\theta, \phi) = E^c(\theta, \phi) \sum_m I_m e^{-jk_0(vx_m + vy_m)} \quad (4.95)$$

où $E^c(\theta, \phi)$ est le diagramme pour un mode unique par morceau (P.S.W). D'où le gain de l'élément actif:

$$G^j(\theta, \phi) = \frac{4\pi |E^j(\theta, \phi)|^2}{Z_0 P_{in}} \quad (4.96)$$

Cette expression ne tient pas compte de la perte de puissance au niveau de l'impédance terminale de l'élément alimenté.

Le couplage mutuel entre deux patchs micro-rubans rectangulaires a été calculé et représenté dans les deux plans E et H (voir figure 4.9b).

Le couplage dans le plan-H décroît (en $1/r^2$) plus rapidement que celui dans le plan-E (dont la décroissance est pratiquement linéaire ($-e^{-1k_0 r}$)).

Ce qui s'explique par l'interaction de l'onde de surface dans le seul plan-E pour:

$$s/\lambda_0 \gg 0.5$$

La figure 4.9c montre que la phase ($-e^{-1k_0 r}$) varie à la fois dans les plans E et H. Même si le couplage dans le plan est dominé par un champ d'onde de surface, la constante de propagation d'onde de surface d'un substrat mince est réduite à K_0 .

L'effet de direction aveugle peut limiter le balayage d'un réseau phasé imprimé comme le montre la figure ci-dessous.

Elle représente la direction aveugle et la largeur de bande en fonction de l'épaisseur du substrat (GaAs) pour un réseau infini d'APM. On remarque que pour une épaisseur de $0.04\lambda_0$ par exemple, l'angle aveugle se produit autour de 60° et l'angle de balayage utile du réseau est inférieur à 50° , ceci à cause d'un accroissement rapide du coefficient de réflexion près de l'angle aveugle (direction aveugle). Cette figure permet de chercher le meilleur compromis entre la largeur de bande qui croît avec l'épaisseur du diélectrique alors que la direction aveugle se rapproche de la verticale.

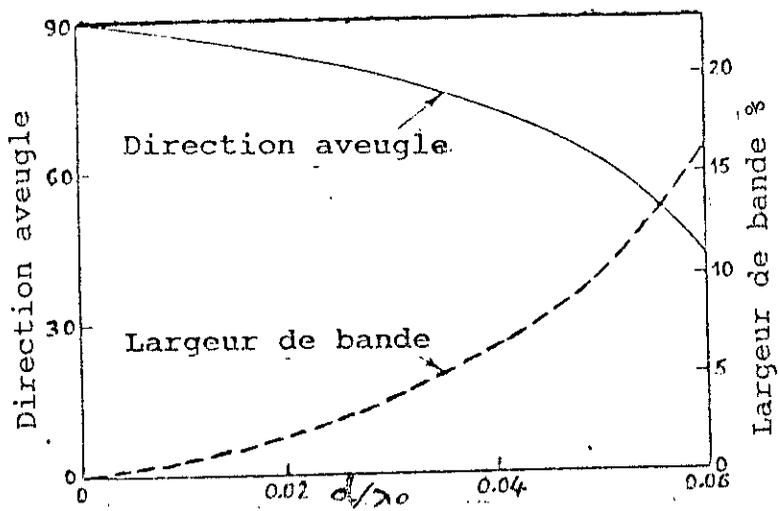


Fig. 4.9d Direction aveugle et largeur de bande pour un réseau d'A.P.M. espacées de $\lambda_0/2$ sur un substrat (GaAs) en fonction de son épaisseur (d/λ_0).

4.4- Prespective sur les réseaux plans (R.P)

Les réseaux phasés sont toujours en phase de développement très active, en raison de leurs caractéristiques de balayage de faisceau rapide, de contrôle de diagramme de rayonnement, de leur compatibilité avec les systèmes adaptatifs et formateurs de faisceaux. Le facteur limitant dans leurs déploiements reste leur coût. Leur intégration dans une forme monolithique très poussée pourrait constituer une solution future, surtout si elle est doublée d'une modularité appropriée.

Ces aspects de conceptions sont bien relatés par Pozar ([1] chapitres 12 pages 741 à 743).

Pour réaliser un niveau d'intégration élevé, il est souhaitable d'avoir comme substrat un semi-conducteur tel que la "GaAs" malheureusement sa constante diélectrique (ϵ_r) trop élevée ne permet pas l'obtention de large bande.

La recherche d'une polarisation circulaire ainsi que la double polarisation complique beaucoup la conception. Surtout quand on sait qu'un réseau phasé nécessite 10^3 à 10^5 éléments.

Pour les ondes millimétriques, l'évacuation de la chaleur des dispositifs FET pose ainsi un difficile problème.

Une conception des réseaux plans à double couches (deux substrats) l'une supportant les éléments rayonnants et l'autre le circuit d'alimentation et la circuiterie active trouve une solution plus ou moins satisfaisante à ces problèmes.

A cet effet plusieurs types de géométries de réseaux plans ont été adoptés (voir figure 4.10 à 4.14).

Les tableaux ci-après donne les avantages (A) et inconvénients (B) de chaque type de géométrie.

Pour avoir une bonne performance du réseau, il est nécessaire d'avoir un substrat mince sur lequel sont imprimés les éléments rayonnants avec, une distance inter-éléments supérieure à $\lambda_0/2$ et un substrat semi-conducteur portant le circuit d'alimentation et la circuiterie active.

Actuellement, la conception d'antennes accuse une préférence pour les éléments rayonnants imprimés car virtuellement plus légers que les cornets, duplexeurs et éléments actifs.

Le développement des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences permettant une réduction de coût et de la masse de certains équipements utilisés (amplificateurs de puissance et à faible bruit) permettra un jour de lier certaines fonctions à l'antenne (multiplexage, amplification, déphasage) autrefois liées à la charge utile (satellite).

La technologie R.F, l'utilisation des hautes fréquences vont privilégier les configurations d'antennes en réseau avec des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences placés derrière (sous) les éléments rayonnants, ce qui nous amenera un jour à l'application des dépôts optiques dans les antennes de télécommunication multifaisceaux ou les antennes radars

(plusieurs milliers d'éléments) pour lesquelles la formation du faisceau devient plus complexe [33, pp 66-77].

Les recherches doivent être orientées dans la réalisation des antennes S.S.F.I.P ("Stripslot-foam-inverted-patch" ou ruban fente-mousse-patch-inversé) dont le concept a été développé en 1988 au L.E.M.A (laboratoire d'électromagnétisme et d'accoustique de LAUSANE) permettant de réaliser des antennes planes imprimées à bande passante plus large que les antennes micro-rubans conventionnelles (de l'ordre de 20% au lieu de 2 à 3%)

[45, pp 1433-1434].

Figure 4.10a : Géométrie d'un réseau de patch microruban sur un substrat à une seule couche

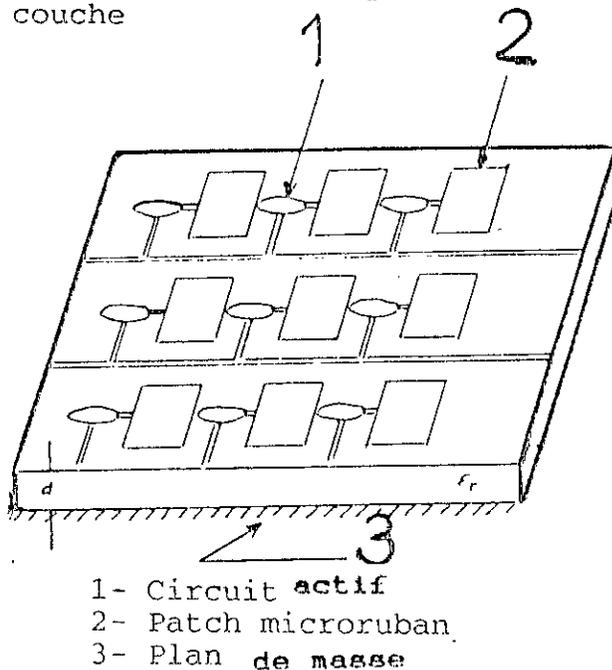


Figure 4.10b : Géométrie d'un réseau phasé intégré d'éléments en fentes profilées rayonnant dans la direction de l'alignement

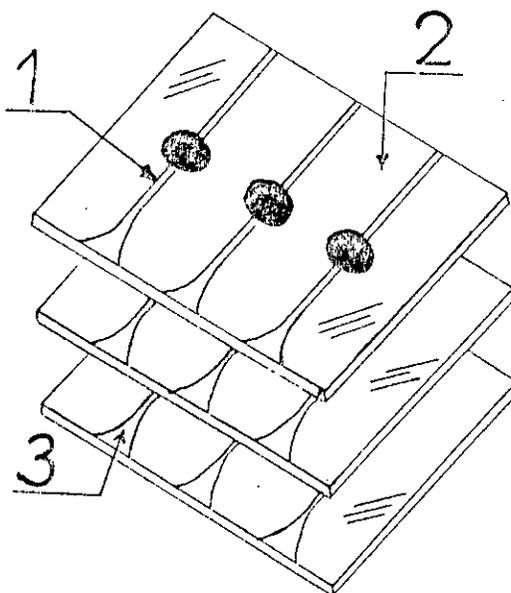
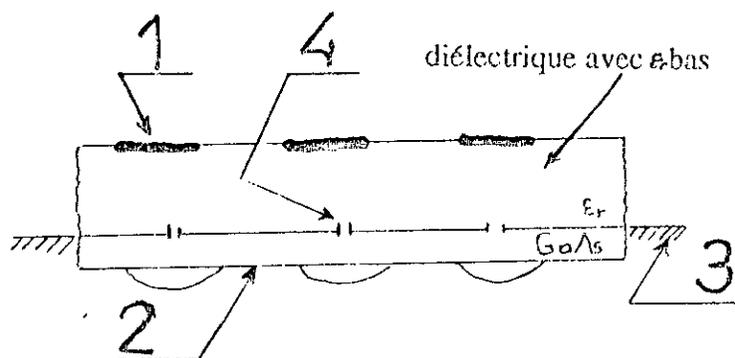
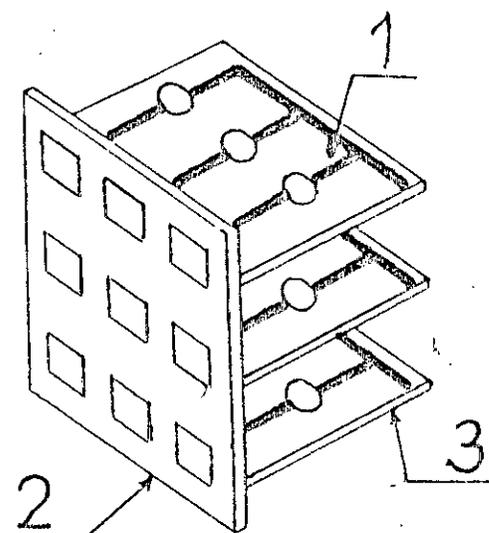


Figure 4.11 : Vue d'une section croisée de la géométrie d'un réseau intégré double face avec des radiateurs couplés par des ouvertures



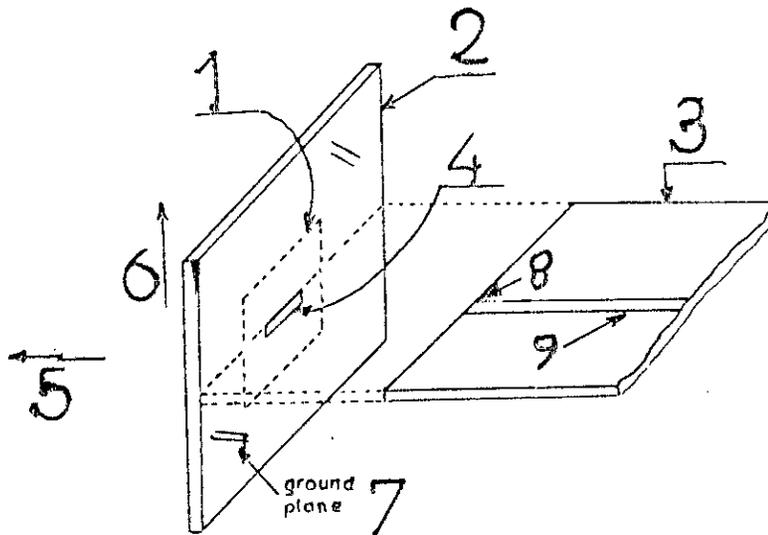
- 1- éléments rayonnants
- 2- circuiterie active et circuit d'alimentation
- 3- plan de masse
- 4- ouverture de couplage

Figure 4.12 : Configuration utilisant un substrat d'alimentation perpendiculaire à celui des éléments rayonnants



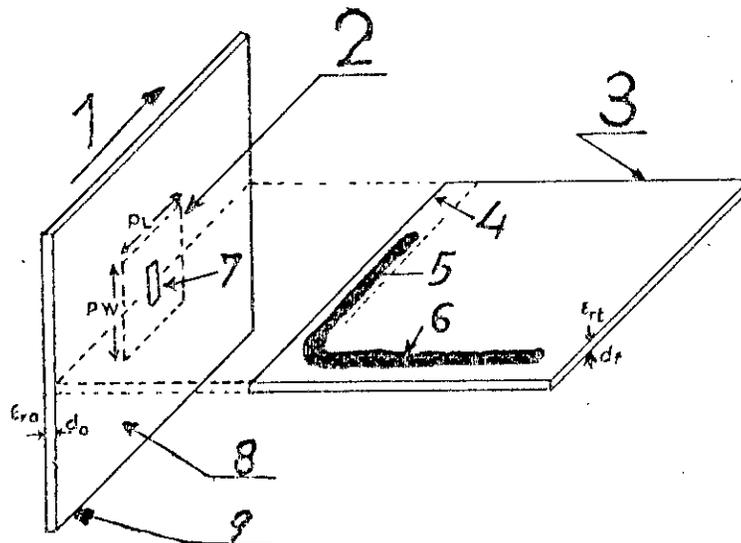
- 1- circuits d'alimentation et autres
- 2- substrat de l'antenne
- 3- substrat d'alimentation

Figure 4.13 : Géométrie d'une antenne microruban alimentée à travers une fente avec une ligne d'alimentation microruban sur un substrat perpendiculaire



- 1 - Face avant A.P.M
- 2 - Substrat d'antenne
- 3 - Substrat d'alimentation
- 4 - Ouverture
- 5 - Rayonnement
- 6 - Direction du patche à la résonance
- 7 - Plan de masse
- 8 - Contact au bord supérieur de l'ouverture
- 9 - L.A.M.

Figure 4.14 : Géométrie d'une antenne microruban alimentée par une fente couplée approximativement à une ligne d'alimentation sur un substrat d'alimentation perpendiculaire.



- 1 .Direction du patche à la résonance
- 2 .Face avant A.P.M
- 3 .Substrat d'alimentation
- 4 .Plan de masse déplacé
- 5 .Stub de réglage
- 6 .L.A.M
- 7 .Ouverture
- 8 .Plan de masse
- 9 .Substrat d'antenne

Avantages des A.P.M. (selon géométrie) comparées

Géométrie à une couche de substrat		Géométrie à deux couches de substrat			
Figure 4.10a	Figure 4.10b	Figure 4.11	Figure 4.12	Figure 4.13	Figure 4.14
Simplicité de conception	<ul style="list-style-type: none"> . Possibilité d'une conception modulaire . Meilleure évacuation de chaleur . Rayonnement bout de feu relativement au diélectrique . Un substrat unique pour circuits actifs et éléments rayonnants 	<ul style="list-style-type: none"> . Espacement inter composant suffisant . Largeur de bande améliorée . Direction "aveugle" acceptable . Bon rayonnement 			
		<ul style="list-style-type: none"> . Un ϵ_r faible peut être choisi pour les éléments rayonnants et un semi conducteur pour la circuiterie, tous deux séparés par un plan de masse, pas de couplage parasite (utilisé avec succès entre 2 et 20 GHz avec des polarisations relativement pures) 	<ul style="list-style-type: none"> . Double polarisation possible . ϵ_r faible pour éléments rayonnants et semi conducteur pour circuiterie . Bon transfert de chaleur 	<ul style="list-style-type: none"> . Pas de contacte entre la ligne et la fente d'alimentation . Pas de contacte électrique entre les deux plans de masse 	

- 464 -

Inconvénients des A.P.M. (selon géométrie) comparées

Géométrie à une couche de substrat		Géométrie à deux couches de substrat			
Figure 4.10a	Figure 4.10b	Figure 4.11	Figure 4.12	Figure 4.13	Figure 4.14
<ul style="list-style-type: none"> . Nécessité d'espacement $> \lambda_0/2$ entre élément pour placer les circuits d'alimentation de déphasage et de déviation . Couplage sévère entre éléments . Direction aveugle et bande passante défavorables . Rayonnement faussé par les circuits d'alimentation et actif . Dégradation des niveaux des lobes secondaires 	<ul style="list-style-type: none"> . Génération d'ondes de surface . Polarisation circulaire impossible 	<ul style="list-style-type: none"> . Evacuation de chaleur encore insuffisante 	<ul style="list-style-type: none"> . Antenne encombrante et non conformable 	<ul style="list-style-type: none"> . Elaboration difficile en raison du contacte direct entre la ligne et la fente d'alimentation . Contacte électrique entre les deux plans horizontaux 	<ul style="list-style-type: none"> . Encombrante . non conformable

.5. PERSPECTIVES DE DEVELOPPEMENT DES S.T.M ET S2

Au moment de l'achèvement de cette thèse, une recherche bibliographique des titres récents (1993/94) sur les S.T.M et S2, s'avère prolifique.

Ce qui démontre que le sujet est incontestablement d'un grand intérêt en ce moment et il est probable qu'il continuera à occuper beaucoup de chercheurs et pendant longtemps encore. Les perspectives de développement restent des plus prometteuses et en particulier pour les Sociétés multinationales de l'industrie électronique lourde. L'enjeu en est un marché à l'échelle planétaire qu'elles estiment à plusieurs dizaines de milliard de Dollars US.

Les éditions spécialisées d'Artech House, donnent à elles seules plus d'une douzaine de titres sur les S.T.M et S2:

Asha Mehrotra a sorti deux manuels [52] et [53] sur la radio cellulaire; le premier considère les configurations analogique et digitale, décrit leurs structures (Layout) et leurs fonctions. Le second livre expose l'ingénierie de leurs performances avec les fondements mathématiques d'analyse, de synthèse et de modélisation correspondants. L'auteur analyse aussi les contraintes d'environnement, de propagation, d'élaboration des systèmes d'antennes, des interférences co-cannal et de canaux adjacents, les diversités, les modulations analogique et digitale. Il fait aussi la part belle au traitement de signal et au "formatting" des données; Il décrit également les systèmes M.R.C (Micro cellulaire Radio communication). Ces livres s'adressent à des étudiants des filières spécialisées concernées, aux ingénieurs de la profession impliquée et aux chercheurs intéressés par ce domaine.

Ian Catling [54] s'intéresse aux dispositifs I.V.H.S/ATT/RTI relatifs aux S.T.M de la circulation routière et en particulier au contrôle de celle ci. On y trouve entre autres la gestion coopérative de la circulation Euro-scout, DRIVE et le programme ATT, Socrates, les péages automatiques..., les projets pilotes DRIVE/ATT majeurs Prometheus, I.V.H.S América etc...

DM Balston and RCV Macario [55] se sont attachés aux objectifs de la radio cellulaire. Ils nous font découvrir les systèmes en usage aux U.S.A, dans les pays Nordiques (N.M.T), en Angleterre

(TACS), au Japon pour la Radio-cellulaire analogique.

Les systèmes PAN-Européens, G.S.M, et d'autres encore seront présentés comme types de Radio-cellulaire digitale.

Garry C.Hess [56] s'attache pour sa part aux S.T.M et S2 en rase campagne. Il expose en particulier la théorie des probabilités du recyclage.

Michael Paltch [57] compile une masse d'informations importantes sur les S.T.M et S2 existants et leurs équipements et en particulier ceux dits de seconde génération en usage aux U.S.A et en Europe.

Jean Paul Linnartz [58] décrit les réseaux de Radio-Mobile terrestre à bande étroite. Il examine les effets de fading multitrajets et ceux induits par les fantômes (Ombre) d'interférence mutuelle entre utilisateurs mobiles. Le texte examine aussi comment est affectée la performance des réseaux Radio-Mobiles par les équipements terminaux et présente une méthode améliorée pour calculer des probabilités de durée du signal, et décrit une technique utile pour la conception et la planification des réseaux cellulaires. Un chapitre du livre est consacré aux accès multiples aléatoires pour canaux Radio-Mobile et d'autres chapitres visionnent divers aspects.

John Walker [59] explore l'application des technologies d'information aux besoins des utilisateurs mobiles et les aspects relatifs aux transports routiers. Chaque chapitre est une revue de l'Etat de l'art de la technologie, écrit par des experts confirmés dans le domaine.

Daniel Minoli et Robert Keinath [60] donnent une description de l'environnement multimédia, ainsi que celle de la technologie des stations de travail Unix, des réseaux locaux etc.

Michael Purser [61] traite des moyens de sécurisation des réseaux à accès non autorisé. Un chapitre identifie les risques, un autre donne des procédures de sécurité, un troisième décrit la gestion de la sécurité, un quatrième évoque les algorithmes, un cinquième parle de l'O.S.I et de la sécurité, le dernier chapitre est consacré aux applications, aux systèmes, aux produits et aux Architectures. La première appendice évoque un modèle de référence d'interconnection de systèmes discrets, la seconde appendice donne une théorie de Shannon sur les systèmes discrets, la troisième décrit les séquences de longueur Maximum,

la cinquième la recherche des plus grands nombres premiers, la sixième la factorisation de nombres entiers très grands, la septième décrit le C.C.I.T.T.X -400(1988) (Systems manuels des messages), la dernière décrit l'I.T.S.E.C (Information Technology Security Evaluation Criteria).

A. Santamaria et F.C. Lopez Hernandez [62] décrivent une revue des techniques de systèmes L.A.N de liaisons infra-Rouge sans fil autrement dit ils exposent les dispositifs et circuits optoélectroniques, leur conception ainsi que les techniques de codification et modulation.

Nathan J. Muller [63] donne le concept de Hub (Centre d'activité) ses types, ses architectures et interfaces, ses applications à la gestion de réseaux etc...

Rob Walter [64] a réalisé le premier livre décrivant les hautes performances des systèmes combinant l'ordinateur et le téléphone.

K. FUJIMOTO and J.R James [65] sont des auteurs de renommées internationales. Leur livre décrit les relations types existants entre tous les éléments compliqués dans la conception des antennes pour communications mobiles (S.T.M). Il est décrit à partir d'une approche de systèmes orientés, ses références complètes donnent une discussion détaillée des montages d'équipement, de la proximité d'obstacles, et phénomènes de propagation.

Le texte présente aussi les innovations que l'antenne imprimée a rendu possible, tel que les réseaux adaptatifs pour supprimer le fading. Ce livre est particulièrement utile aux concepteurs et spécialistes d'antennes pour S.T.M. EN effet il présente l'essentiel de la technologie S.T.M et leur antennes pour mobiles terrestre, maritime et aéronautique.

Arun Bhattacharyya [66] auteur bien connu, donne dans ce livre un exposé sur les techniques de calcul de champs électromagnétiques dans les milieux diélectriques stratifiés en couches. Ce livre est utile pour les chercheurs et aux étudiants spécialisés dans le domaine des circuits et antennes imprimées.

Robert-J. Mailloux [67] présente un Handbook sur les antennes réseau phasé quasi exhaustif. Le concepteur y trouvera des pratiques de réalisation aussi bien pour les radars que pour les S.T.M.

Chez Butterworth Heinemann:

Gordon White [68] donne une bonne description des S.T.M et S2 et en particulier les systèmes cellulaires: T.A.C.S, E.T.A.C.S; C.S.M, P.C.N, Private Mobile Radio: Krunking, Band III Mobile data, Cordless telephone and telepoint.

Geoff Lawis [69] présente un Handbook sur les nouveautés S.T.M et leur technologie.

James Wood [70] présente dans un livre de poche les nouveautés S.T.M. et S2. D'autres éditeurs donnent aussi de nombreux titres sortis en 1993/94 sur les S.T.M et S2. Nous ne les citerons pas ici pour ne pas alourdir cette section. A la lecture des références [52 - 70]; on voit que malgré le manque flagrant documentaire dans le pays en général et à l'E.N.P en particulier depuis 1989 aucune revue n'est reçue, ni des livres et ni monographies récentes, ce travail est quand même parvenu à se centrer sur les aspects essentiels relatifs aux S.T.M et S2. De ce fait nous espérons qu'il constituera une aide sérieuse pour toute recherche ultérieure sur ces thèmes. D'autant plus que le pays continue à développer les réseaux numériques et les liaisons par câbles à fibres optiques, les techniques S.T.M et S2 ne pourront y connaître que le même sort.

CHAPITRE V
CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le développement des moyens de communication de l'information qui constitue l'une des caractéristiques principales de notre époque résulte d'une part de la croissance continue des besoins et d'autre part, des possibilités nouvelles offertes par le progrès technique. Le progrès technique a permis également d'intégrer d'autres fonctions au S.T outre la transmission de la voix, mais les données, l'image tout en les rendant plus souples (mobilité).

La communication est rendue possible par des satellites grâce à l'étude de certains éléments de forme particulière dotés de bonnes propriétés de rayonnement ([1], chap 19).

Cette communication par satellites est appliquée aussi bien dans les domaines civils (radio-diffusion, services de localisation des mobiles et de radio-repérage etc...) que dans les domaines militaires ([44], pp 21 à 23).

Cependant, on note une exigence aiguë quant à la sécurité de la communication aussi bien dans le domaine militaire que dans le civile (dernier échec de Titan IV en Août 1993, concernait le placement d'une balise espion équipée d'un dispositif à imagerie radar).

Les résultats obtenus à ce jour dans ce domaine donnent satisfaction aux civils de façon mitigée, quant aux militaires bien des problèmes subsistent encore.

L'analyse des réseaux phasés imprimés a montré que leurs caractéristiques dominantes sont contrôlées par l'espacement entre les éléments et les paramètres du substrat, et que ces caractéristiques ne dépendent pas du type d'élément rayonnant ou de la technique d'alimentation.

Il est toujours souhaitable à ce que les directions aveugles se manifestent à l'extrémité du réseau (end-fire) qu'au milieu de ce dernier (broad side) afin de conserver un grand angle de balayage utile.

Les substrats aussi bien d'alimentation que celui supportant les éléments rayonnants doivent avoir une épaisseur suffisante (du point de vue espace) afin d'obtenir pour ce dernier une large bande et pour permettre l'évacuation de la chaleur hors de l'assemblage (réseau) ce qui nécessite par exemple l'utilisation de substrats d'alimentation perpendiculaires. Alors que l'abaissement de la direction aveugle vers l'horizon implique des épaisseurs de substrat d'A.P.M le plus faible possible.

Entre ces deux contraintes, il faut chercher un compromis.

La notion de réseaux phasés infinis ou particulièrement grands, permet de voir que le phénomène de direction aveugle ne se produit qu'aux angles pour lesquels, il ya une conversion totale de la puissance d'entrée en puissance d'onde de surface contrairement à l'élément d'antenne isolé où une partie seulement de la puissance d'entrée est convertie en une puissance d'onde de surface quelque soit l'angle θ .

Plusieurs exemples montrent que le couplage par l'ouverture est beaucoup plus performant que celui obtenu par la sonde conventionnelle ou ligne micro-ruban ([48], pp 405 à 408).

En dépit des dimensions requises pour les types de substrats cités plus haut, leur fonction doit être clairement séparée pour avoir un bon fonctionnement de l'antenne. En outre l'ouverture (fente) ne doit pas résonner sur la bande passante de l'antenne. Seul le concept de l'antenne S.S.F.I.P à l'heure actuelle permet de palier à la plus part des obstacles rencontrés dans l'utilisation des antennes micro-rubans usuelles [46, pp 27 à 33].

Comparativement à l'antenne dipôle, l'antenne S.S.F.I.P présente plus d'avantages pour la communication mobile [47, pp 31 à 33].

L'amélioration de la largeur de bande a rendu possible l'utilisation de ces antennes pour un usage grand public comme la radiotéléphonie. En tout état de cause, la technique micro-ruban reste jusqu'à présent l'application la plus usitée aux antennes. Dans ce domaine, les perspectives pour la recherche sont encore considérables.

Selon J.C Carbolles [33]a, "Civilisation des services et de Communication, ouverte sur le monde entier, notre société consomme "toujours plus d'informations", qui sont échangées sur des distances qui ne cessent de s'allonger.

Ces adages, "toujours plus d'informations" et "toujours plus loin", auxquels il faut ajouter l'objectif "toujours moins cher" caractérisent les principaux objectifs vers lesquels tendent les systèmes de transmission actuels.

VI ANNEXE

1.1 Spécification du logiciel de quelques R.P [34]

a/ Programme: ARRAY

Description du programme

Le programme "ARRAY" permet d'étudier les effets de l'espacement interélément et déphasage sur les niveaux des lobes secondaires.

Il permet de calculer et de représenter graphiquement le facteur d'un réseau linéaire de N éléments régulièrement espacés d'amplitudes uniformes et de phases linéaires.

Théorie:

A partir de l'expression du facteur de réseau :

$$F(\theta) = \frac{\sin N \psi/2}{N \sin \psi/2} \quad (4.97)$$

(facteur du réseau normalisé)

$$\text{où } \psi = Kd \cos \theta + \alpha \quad \text{et} \quad K = 2 \pi / \lambda$$

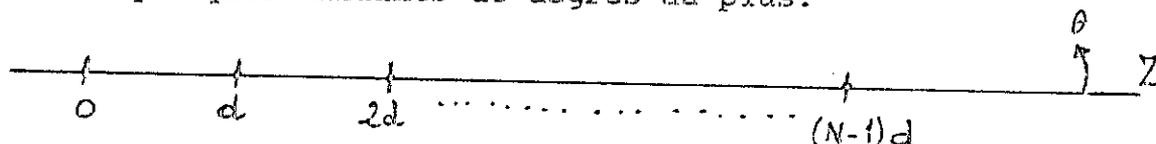
Le programme calcule les valeurs de $F(\theta)$ avec une incrémentation de un degré pour $0^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$.

A cause de la symétrie par rapport à $\theta = 0$, on obtient la deuxième partie du diagramme, $180^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$.

Le faisceau principal est obtenu à θ_0 , tel que:

$$Kd \cos \theta_0 = -\alpha \quad \text{si} \quad |\alpha| \leq Kd \quad (4.98)$$

Si $|\alpha| \geq Kd$, alors la variation de phase inter-élément devient très grande et déplace le faisceau principal au delà de la direction ($\theta = 90^\circ$) "end-fire" dans l'espace invisible. La portion visible du faisceau principal apparaît alors $\theta = 90^\circ$ (end-fire). La largeur du faisceau est obtenue par une interpolation linéaire. La précision obtenue par cette méthode est de quelques dizaines de degrés au plus.



Géométrie d'un réseau de N-éléments uniformément espacés.

L'exécution du programme nécessite la connaissance de certains paramètres à savoir:

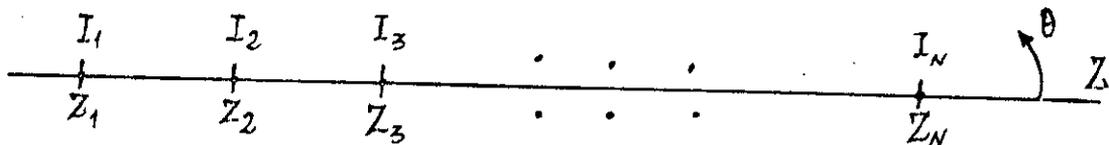
- La fréquence opérationnelle (MHz)
- Le nombre d'éléments du réseau
- L'espacement inter-élément (mètre)
- Le déphasage en degrés.

b/ Programme : NARRAY

Description du programme:

Ce programme calcule et donne le graphe du facteur de réseau de N-éléments de sources isotropes arbitrairement espacées et d'amplitude complexe. La direction de balayage et la largeur du faisceau principale sont calculées et imprimées.

Théorie :



Le facteur de réseau est définie par

$$F(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N I_n e^{jKZ_n \cos \theta} \right| \quad (4.99)$$

où:

Z_i et I_i sont respectivement la coordonnée et le courant complexe du $i^{\text{ème}}$ élément.

avec $k = 2\pi/\lambda$

le programme calcule le facteur du réseau pour $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ avec un pas d'incrément de 1° .

A cause de la symétrie par rapport à $\theta = 180^\circ$, on obtient la deuxième partie du diagramme du facteur pour $180^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$.

La largeur du faisceau est obtenue par interpolation linéaire comme dans le programme "ARRY".

Le système de coordonnées est arbitraire, les dimensions sont en général en mètres mais on peut utiliser les unités en longueur d'onde à condition d'utiliser une fréquence opérationnelle de 300 Mhz.

Le programme calcule le facteur du réseau et le temps de calcul est fonction du nombre d'éléments.

Après normalisation et conversion en dB, le graphe du diagramme est donné en forme polaire ensuite, l'angle de balayage et la largeur du faisceau sont calculés, les paramètres d'entrée sont:

- 1) Fréquence.
- 2) Nombre d'éléments.
- 3) Espacement + courant complexe.

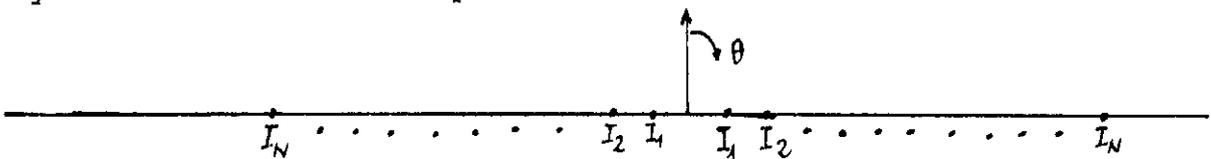
c/ Programme CHEBYSHEV

Description du programme:

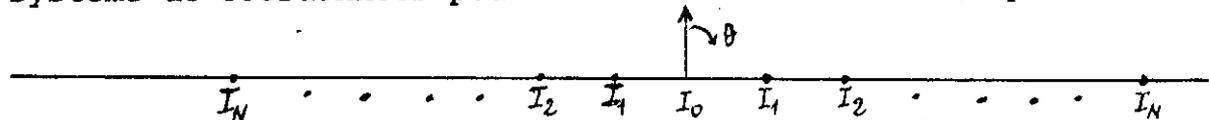
La synthèse de CHEBYSHEV permet une réduction de la largeur du faisceau à partir d'un niveau du lobe secondaire donné. Le diagramme est synthétisé à partir des poids des éléments calculés d'après le polynôme de CHEBYSHEV. l'algorithme est numériquement assez efficace et précis pour les grands alignements.

Théorie

Systeme de coordonnées pour un nombre d'éléments (pair)



Systeme de coordonnées pour un nombre d'éléments (impair)



Soit R_{dB} le rapport du lobe secondaire désiré en dB, alors:

$$R = 10^{R_{dB}/20}$$

$$x_0 = \cosh \left[\frac{1}{M-1} \cosh^{-1} R \right] \quad (A.100)$$

et

$$\alpha = 1 - \frac{1}{x_0^2}$$

Si M est le nombre total des éléments du réseau, les poids des éléments sont calculés d'après l'expression suivante:

$$I_{N-n} = \begin{cases} (M-1) \alpha N.P. (n, \alpha) & \text{Pour } n = \begin{cases} 1, 2, \dots, N-1 & (M \text{ Pair}) \\ 1, 2, \dots, N & (M \text{ Impair}) \end{cases} \\ 1 & \text{Pour } n = 0 \end{cases}$$

où $NP(n, \alpha)$ est le produit ci-dessous

$$NP(n, \alpha) = \sum_{m=1}^n \alpha^{n-m} \prod_{j=m}^n f_j^n \quad (4.102)$$

avec

$$f_j^n = \frac{m(M-1-2n+j)}{(n-j)(n+1-j)}$$

et

$$f_n^n = 1$$

La directivité du réseau est alors:

$$D = \frac{2R^2}{1 + (R^2 - 1) \frac{F}{Md}} \quad (4.103)$$

où d est la distance inter-élément en longueur d'onde, et F est un facteur d'élargissement du faisceau défini par l'expression suivante:

$$F = 1 + 0.636 \left\{ \frac{2}{R} \cos h \left[\sqrt{(\cos h^{-1} R)^2 - \pi^2} \right] \right\}^2 \quad (4.104)$$

La largeur du faisceau à 3 dB est:

$$BW = \frac{101.5^\circ}{D} \quad (4.105)$$

Ces expressions généralement donnent de bons résultats pour des distributions plus pratiques.

Pour représenter les diagrammes, on utilise les expressions suivantes:

$$F(\theta) = \sum_{j=1}^n I_j \cos[(j - 1/2)Kd \sin \theta] \frac{e^{-jKR_{1,3}}}{R_{1,3}} \quad (M \text{ pair}) \quad (4.106)$$

$$F(\theta) = \sum_{j=1}^{N+1} I_j \frac{1}{e_n} \cos[(j - 1)Kd \sin \theta] \frac{e^{-jKR_{1,3}}}{R_{1,3}} \quad (4.107)$$

$$R_{1,3} = \log R = 10^{R_{db}/20} \Rightarrow \frac{26}{20} = + 1.3 = R_{db}/20$$

$$\Rightarrow R_{1,3} = 10^{1.3} \approx 20$$

$$\Rightarrow R_{db} = 20 \log R = 26 \text{ db}$$

où

$$R = \frac{\text{amplitude maximale du lobe principal}}{\text{amplitude maximale du lobe secondaire}} = 20$$

$$e_n = \begin{cases} 2 & \text{pour } n = 1 \\ 1 & \text{pour } n \neq 1 \end{cases}$$

L'exécution du programme nécessite la connaissance:

- 1- du nombre d'éléments du réseau (pair ou impair).
- 2- de l'espacement inter-élément (en longueur d'onde).
- 3- du niveau du lobe secondaire désiré en (dB) (>0).

Le programme calcule et normalise les poids des éléments par rapport à l'élément central en (dB).

d/ Programme de TAYLOR

Description du programme

Ce programme est utilisé pour la synthèse d'un réseau à lobe secondaire réduit en utilisant une technique dite: la " n technique de TAYLOR".

Cette méthode diffère de celle de la synthèse de CHEBYSHEV en ce sens que la relation entre la largeur du faisceau et le niveau du lobe secondaire n'est pas optimale mais tend vers l'optimum en général.

De plus, les niveaux des lobes secondaires décroissent (diminuent) à partir de ($\theta=0$) (brodside) alors que les diagrammes de CHEBYSHEV ont un niveau uniforme des lobes secondaires.

La méthode de la synthèse de TAYLOR est basée sur la "ligne source de TAYLOR".

Le programme donne le choix de la conversion de la distribution de la ligne source à un réseau à poids discrets.

La première méthode, dite méthode d'échantillonnage, détermine les poids des éléments en échantillonnant la distribution de la ligne source:

La seconde méthode appelée méthode de l'adaptation nulle, égalise ou identifie la fonction du diagramme de TAYLOR à un polynôme de SCHELKUNOFF en adaptant les zéros du diagramme et détermine les poids des éléments.

Ces deux méthodes donnent des coefficients similaires.

La deuxième méthode est utilisée pour des réseaux de petites dimensions alors que la première méthode est utilisée pour des réseaux de grandes dimensions.

Théorie du programme de TAYLOR ([34], page 77 à 78)

L'exécution du programme nécessite la connaissance:

- du nombre (N+1) d'éléments du réseau.
- de l'espacement inter-éléments, modelé par une source ligne de largeur L = (N+1)d (extension des extrémités de ligne de d/2).
- du niveau du lobe secondaire désiré (>0).
- de la valeur désirée de n.

Ensuite le programme calcule les coefficients des éléments selon la méthode choisie et les convertis en (dB) et la largeur du faisceau, la directivité sont déterminées.

Le diagramme est obtenu dans une forme rectangulaire pour $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ (abscisse) et l'amplitude en dB de 0 à -50 dB (ordonnée).

La théorie de la distribution de la ligne source de TAYLOR est la suivante:

$$I(z) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + 2 \sum_{P=1}^{\bar{n}-1} F(P, A, \bar{n}) \cos \frac{2\pi p z}{L} \right\} \quad (4.108)$$

où

$$F(P, A, \bar{n}) = \begin{cases} \frac{[(\bar{n}-1)!]^2}{(\bar{n}-1+p)! (\bar{n}-1-p)!} \frac{\bar{n}-1}{m} \prod_{m=1}^{\bar{n}-1} \left[1 - \left(\frac{P}{U_m} \right)^2 \right] & \text{si } |P| < \bar{n} \\ 0 & \text{si } |P| \geq \bar{n} \end{cases}$$

$$\mu_m = \begin{cases} \pm \alpha \sqrt{A^2 + (m - 1/2)^2} & 1 \leq m < \bar{n} \\ \pm m & \bar{n} \leq m < \infty \end{cases} \quad (4.110)$$

$$\alpha = \frac{\bar{n}}{\sqrt{A^2 + (\bar{n} - 1/2)^2}}$$

et $A = (1/\pi) \cosh^{-1} R$.

R = amplitude maximale du lobe principal / amplitude maximale du premier lobe secondaire.

Le paramètre \bar{n} contrôle le nombre de lobes secondaires qui ont presque le même niveau que le niveau du lobe secondaire désiré; les valeurs entières entre 2 et 6 sont généralement utilisées en pratique.

Les valeurs U_m représentent les zéros du diagramme de TAYLOR et $\mu = L/\lambda \sin \theta$, pour θ mesuré à partir de la normale à la face large.

On détermine les coefficients du réseau d'après la formule ci-dessous :

$$I_n = I(Z_n) \quad (4.111)$$

où

$$Z_n = -(N/2 + 1) d + nd \quad n = 1, 2, 3, \dots, N+1 \quad (4.112)$$

La fonction de forme $f(w)$ d'un réseau de $N+1$ éléments peut être écrite sous forme d'un produit de Schelkunoff :

$$f(W) = \prod_{n=1}^N (W - W_n) \quad (4.113)$$

où $W = e^{j\psi}$, $\psi = Kds \sin\theta$, les $W_n = e^{j2\pi u_n / (N+1)}$ sont les zéros de $f(W)$.

La fonction de forme caractéristique en terme des poids des éléments est :

$$f(W) = W^N + I_N W^{N-1} + \dots + I_1 \quad (4.114)$$

avec $I_{N+1} = 1$.

Les expressions (5.113) et (5.114) donnent les poids des éléments du réseau I_n lesquels reproduisent exactement le diagramme désiré. Bien que l'étude des réseaux de dimensions importantes demande un grand nombre d'opérations arithmétiques complexes, cette méthode conduit à une précision légèrement affectée. Les coefficients des éléments, normalisés à l'unité au centre du réseau, sont calculés à la fois pour la méthode d'échantillonnage et la méthode de l'adaptation nulle en forme absolue et en dB.

La largeur du faisceau à (3 dB) est approximée par l'expression ci-dessous :

$$BW = 2 \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda \alpha}{\pi L} \sqrt{(\cosh^{-1} R)^2 - (\cosh^{-1} R / \sqrt{2})^2} \right\}$$

et la directivité :

$$D = \frac{101.5^\circ}{BW} \quad (4.116)$$

Le diagramme est calculé à partir des expressions (4.106) et (5.107).

Exécution du programme de Taylor

L'utilisateur introduit les valeurs suivantes:

- le nombre d'éléments du réseau.
- la distance (espacement) inter-élément (en longueur d'onde).
- le niveau du lobe secondaire désiré en dB (>0).
- la valeur désirés de n .

Ainsi, le programme calcule les coefficients des éléments en accord avec la méthode choisie; parmi les deux citées plus haut. Deux séries de coefficients sont alors inscrites dans leur forme *directe ou en db*, ensuite *la largeur du faisceau et la directivité* sont imprimées.

Le diagramme est tracé en coordonnées rectangulaires avec, en abscisse l'angle $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ et l'amplitude en (dB) (0 à -50 dB) en ordonnées. A partir de cette représentation, on peut observer les lobes en dessous et au dessus du niveau du lobe secondaire désiré et ainsi le diagramme synthétisé peut être vérifié.

e/ Programme WOODWARD-LAWSON

Description du programme:WOODLAW

Ce programme utilise la méthode de WOODWARD-LAWSON pour déterminer les courants des éléments d'un réseau pour la synthèse du diagramme de rayonnement désiré.

Le diagramme peut être spécifié sous deux formes:

a) Forme par morceau (P)

Dans cette forme, la variation angulaire $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ est découpée en un nombre arbitraire de segments et le diagramme sur chaque segment est spécifié sous la forme $A + B(\cos\theta)^c + D(\sin\theta)^e$

b) Forme échantillonnée (S)

Une série de points échantillonnés est obtenue à partir des points désirés du diagramme par l'utilisateur.

Le programme donne les coefficients des éléments (synthétisés) à l'aide desquels, on obtient le diagramme synthétisé que l'on compare à celui obtenu par les points échantillonnés.

Théorie du programme WOODLAW

Soit un réseau linéaire de P éléments uniformément espacés d'une distance d avec:

$$P = \begin{cases} 2 N & \text{si } p \text{ est pair} \\ 2 N + 1 & \text{si } p \text{ est impair} \end{cases}$$

Soit I_n l'excitation où le coefficient des éléments du réseau et $f_d(\theta)$ la fonction (caractéristique) représentant le diagramme désiré:

$$I_n = \frac{1}{P} \sum_{m=-N}^N a_m e^{jKZ_m \cos \theta_m} \quad (4.117)$$

où $a_m = f_d(\theta_m)$ (4.118)
avec

$$Z_m = \begin{cases} (m + 1/2) d & \text{si } p \text{ est pair, } m < 0 \\ (m - 1/2) d & \text{si } p \text{ est pair, } m > 0 \\ md & \text{si est impair } \forall m \end{cases} \quad (4.119)$$

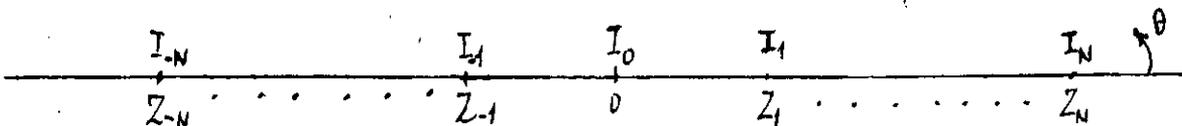
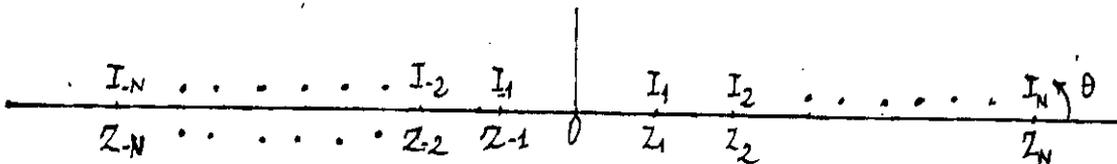
$$\cos \theta_m = m\lambda / Pd \quad (4.120)$$

La somme (5.117) exclut la valeur de $m=0$ si p est pair. Le diagramme est alors décrit par:

$$f_d(\theta) = \sum_{m=-N}^N a_m \frac{\sin[PKd(\cos \theta - \cos \theta_m)/2]}{P \sin[Kd(\cos \theta - \cos \theta_m)/2]} \quad (4.121)$$

où $K = 2\pi/\lambda$

Systèmes de coordonnées pour un nombre d'éléments pair et impair (respectivement)



Soit R_{db} le rapport du lobe secondaire en dB.

Déroulement du programme

L'utilisateur introduit tout d'abord le nombre d'éléments constituant le réseau et l'espacement inter-élément en longueur d'onde. Ensuite, on spécifie la fonction du diagramme désiré dans l'une des deux formes.

Dans la forme (P) par "morçeau", l'intervalle $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ est divisé en segments. L'utilisateur introduit la valeur de l'angle correspondant à l'extrémité du segment et les valeurs de A, B, C, D et E du polynôme trigonométrique de la forme $A + B(\cos\theta)^c + D(\sin\theta)^e$ qui décrit le diagramme désiré sur ce segment.

Le processus continue jusqu'à ce que le dernier angle du segment soit supérieur ou égale à 180° . A un point de discontinuité, le programme utilise la valeur moyenne.

L'angle correspondant, au début du segment est toujours nul.

Conception de l'alimentation d'un alignement de lentilles de ROTMAN plan parallèle.

Cette alimentation aux applications assez diversifiées est à large bande, à faible coût, constitue un moyen souple pour le balayage d'alignement à position de faisceaux discrets.

Théorie de ROTMAN

La figure ci-dessous (page 146) montre la géométrie de la lentille de ROTMAN. Elle est alimentée par des faisceaux "ports" le long de l'arc focal qui ne sont pas représentés ici sur la figure. Les faisceaux (d'alimentation) sortants sont localisés sur le contour interne de la lentille et sont connectés aux éléments du réseau à l'aide de câbles de longueur électrique, variable W . Le nombre de faisceaux sortants est égale au nombre d'éléments du réseau (à moins que de faux "ports" ne soient utilisés pour minimiser les réflexions près des extrémités) et le nombre de positions désirées du faisceau déterminera le nombre de "ports" correspondants.

La lentille de ROTMAN est un système de balayage à retard vrai et à large bande.

La conception de la lentille produit trois angles de balayage dont l'un est situé au centre de la lentille et les deux autres foyers sont symétriques situés aux points F_1 et F_2 correspondants aux angles α . Ces deux derniers foyers sont généralement choisis tout près du balayage maximum désiré et on suppose qu'une erreur de phase négligeable se produit entre le côté à grande ouverture et la portée du balayage maximal.

Il existe trois degrés de liberté pour l'étude de la lentille de ROTMAN: les coordonnées x , y du contour interne de la lentille et la longueur W du câble.

On définit les quantités normalisées par rapport à la distance focale F comme suit:

$$x = X/F, \quad y = Y/F, \quad w = W/F, \quad g = G/F, \quad \eta = I_\eta/F$$

Ces inconnues peuvent être déterminées de la manière suivante:

$$x = \frac{[2w(1-g) - b_0^2 \eta^2]}{2(g-a_0)} \quad (4.122)$$

$$y = \eta(1-w) \quad (4.123)$$

$$w = \frac{(-b - \sqrt{b^2 - 4ac})}{2a} \quad (4.124)$$

où a , b , c , sont donnés par les relations (4.125) à (4.128) dans lesquelles α est l'angle de balayage maximum (ou angle pour lequel le foyer parfait est désiré).

Le centre de l'arc focal circulaire de rayon R se retrouve sur (R-G).

$$a = 1 - \eta^2 - \left(\frac{g-1}{g-a_0} \right)^2 \quad (4.125)$$

$$b = 2g \left(\frac{g-1}{g-a_0} \right) - \left(\frac{g-1}{(g-a_0)^2} \right) b_0^2 \eta^2 + 2\eta^2 - 2g \quad (4.126)$$

$$c = \frac{g b_0^2 \eta^2}{g-a_0} - \frac{b_0^2 \eta^4}{4(g-a_0)^2} - \eta^2 \quad (4.127)$$

et $a_0 = \cos \alpha$, $b_0 = \sin \alpha$ (4.128)

$$R = \frac{(F a_0 - G)^2 + F^2 b_0^2}{2(G - F a_0)} \quad (4.129)$$

R: rayon de l'arc focal

La constante $g = G/F$ est utilisée pour minimiser l'erreur de phase sa valeur habituellement utilisée est $g = 1.137$.

f) Programme de ROTMAN: conception de l'alimentation du réseau de lentilles de ROTMAN.

Description du programme: ROTMAN

Ce programme calcule les équations de l'alimentation en parallèle d'un réseau de lentilles de ROTMAN.

La conception originale utilise des sondes coaxiales, mais dans la plus part des cas, on utilise une alimentation micro-ruban ou ligne ruban.

Déroulement du programme

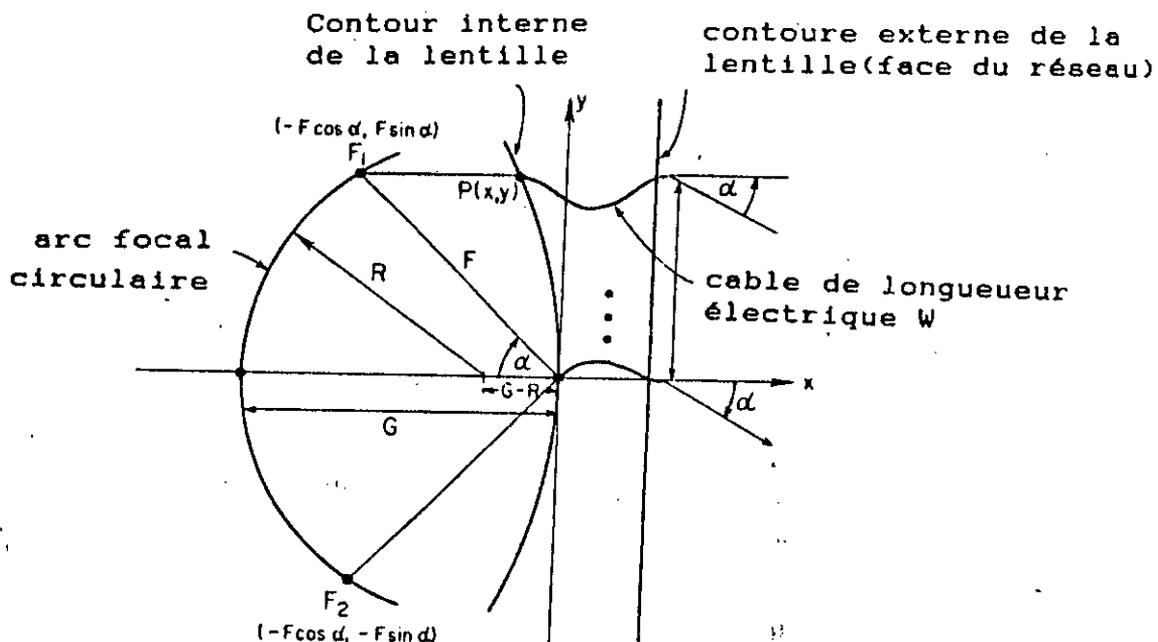
On introduit les paramètres suivants:

- nombres d'éléments constituant le réseau.
- espacement inter-éléments (en longueur d'ondes).
- constante diélectrique de la lentille.
- distance focale de la lentille et les angles de foyer parfait.
- l'angle maximal de balayage α .
- fréquence opérationnelle (MHz).

Ainsi, le programme calcule et imprime une table de coordonnées x, y décrivant le contour intérieur de la lentille et les longueurs de câbles reliant les "ports" de sortie aux éléments du réseau.

Les coordonnées sont en centimètres (cm) les longueurs des câbles en degrés électriques.

Ces coordonnées sont toujours symétriques par rapport à $y = 0$. Ensuite, le centre et le rayon de l'arc focal sont imprimés .



Géométrie d'une lentille de ROTMAN

RESULTATS

1°) PROGRAMME ARRAY : Alignement isotrope uniforme

a) Influence du paramètre d/λ sur le diagramme

$$f = 300(\text{MHZ}) , n=10 , \phi = 90^\circ$$

Fig	D.L.P (deg)	3dB D.L.P (deg)	d/λ	nombre de lobes principaux
(a)	-90	69,3	0,25	1
(b)	-30,0	12,1	0,50	2
(c)	$\pm 19,5$ $+90$	7,3	0,75	3

b) Influence du paramètre ϕ sur le diagramme

$$f = 300 (\text{MHZ}) , n=10 , d/\lambda = 0,25$$

Fig	D.L.P (deg)	3dB D.L.P (deg)	ϕ	nombre de lobes principaux
(a)	-19,5	22,5	30°	1
(b)	-30,0	25,3	45°	2
(c)	-41,8	31,6	60°	2

2°) PROGRAMME NARRAY : Alignement non uniforme

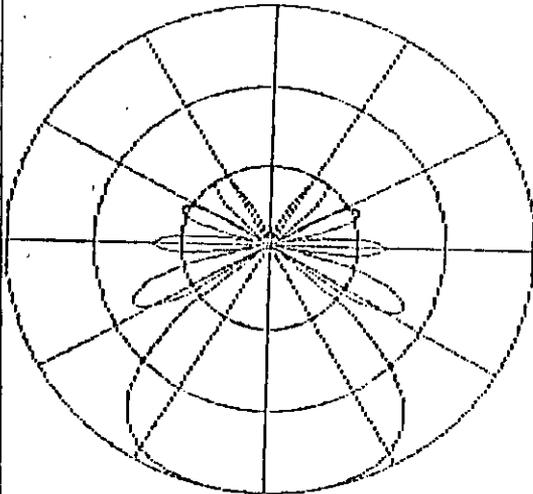
Effet du paramètre \bar{n} sur le diagramme

Fig	D.L.P (deg)	3dB D.L.P (deg)	n	f(MHZ)	nombre de lobes principaux
(a)	0,0	36,7	5	300	2
(b)	0,0	20,2	10	300	2
(c)	0,0	8,6	20	300	2

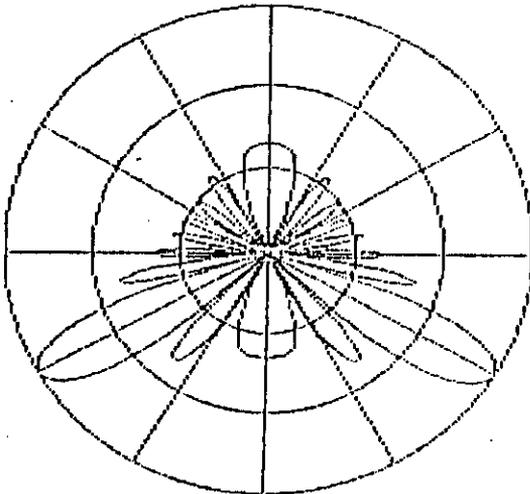
D.L.P : Direction du lobe principale

PROGRAMME ARRAY

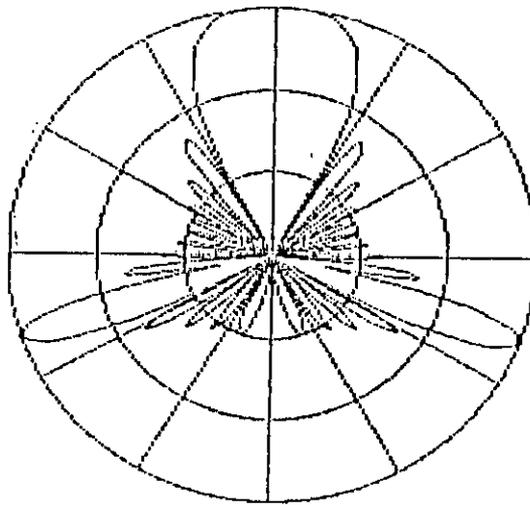
a/ (a) : $d_\lambda = 0.25$



(b) : $d_\lambda = 0.50$

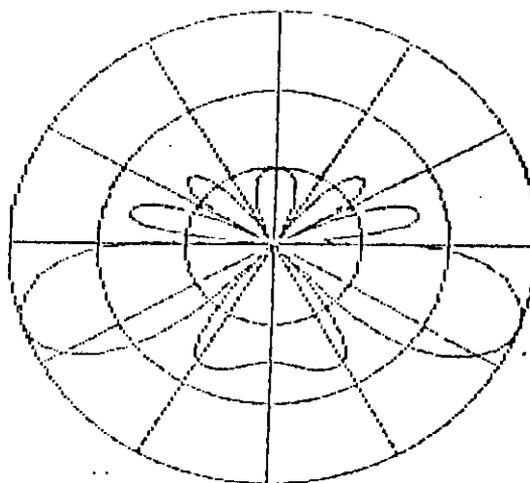


(c) : $d_\lambda = 0.75$

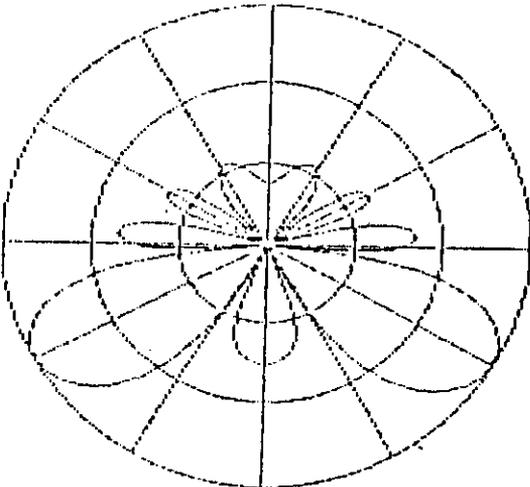


b/

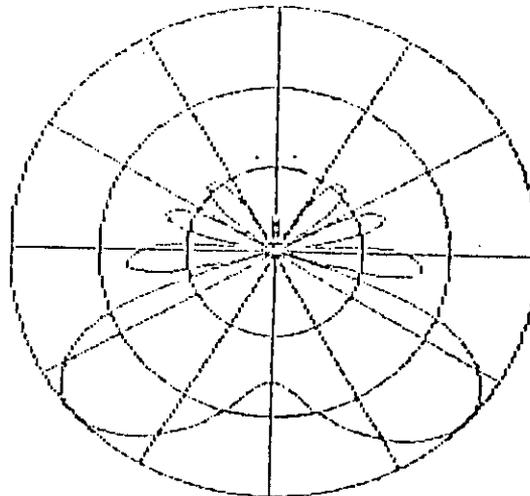
(a) : $\varphi = 30^\circ$



(b) : $\varphi = 45^\circ$

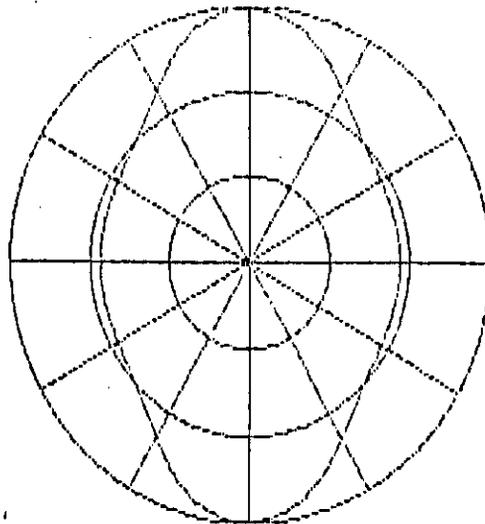


(c) : $\varphi = 60^\circ$

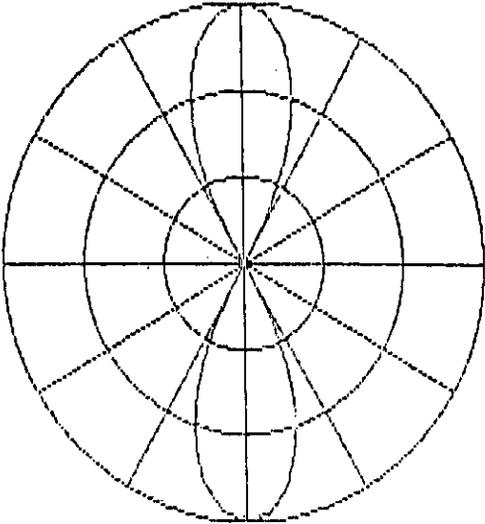


PROGRAMME NARRAY

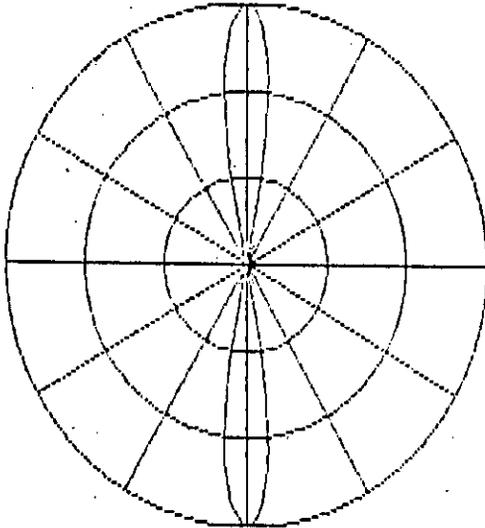
(a): $n = 5$



(b): $n = 10$



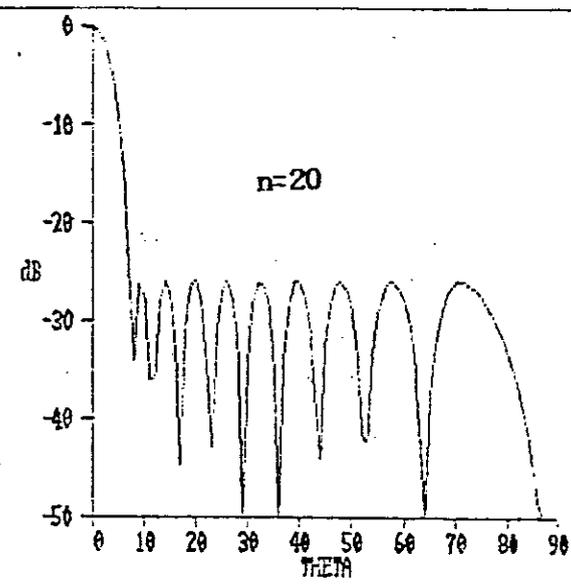
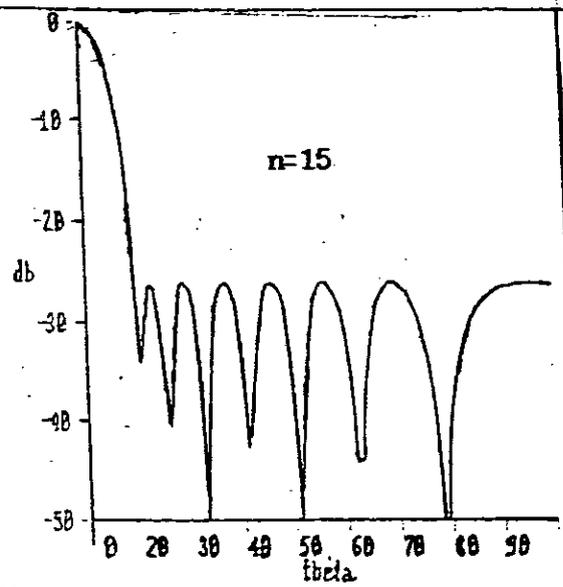
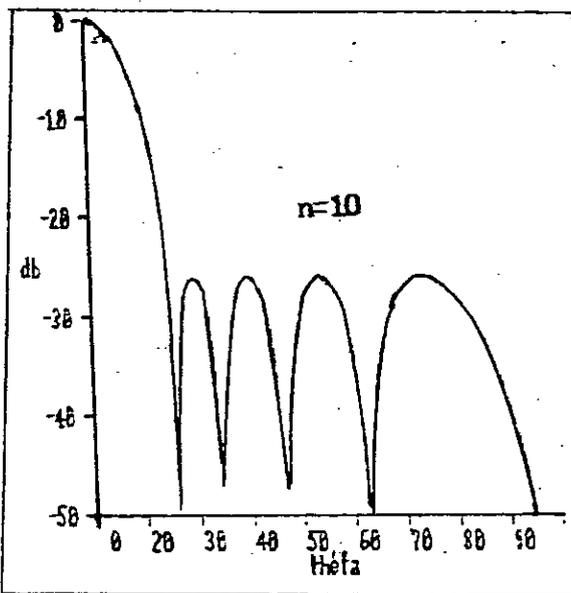
(c): $n = 20$



3°) PROGRAMM: CHEBYSHEV

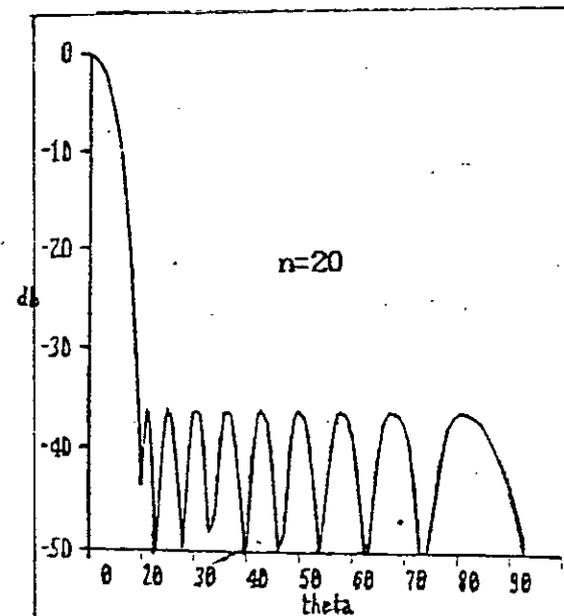
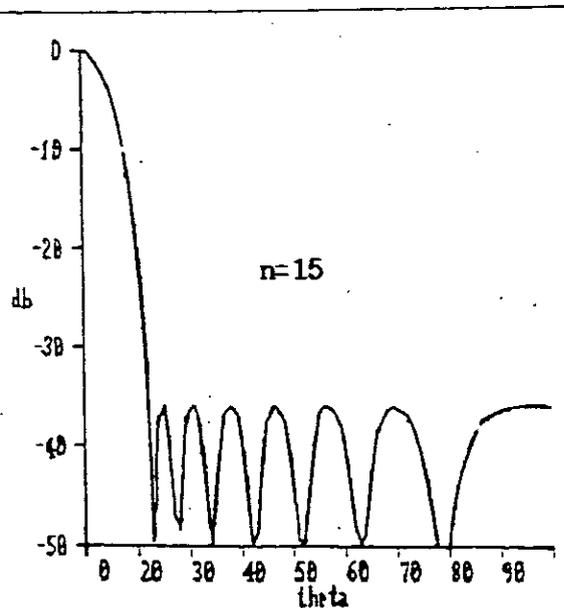
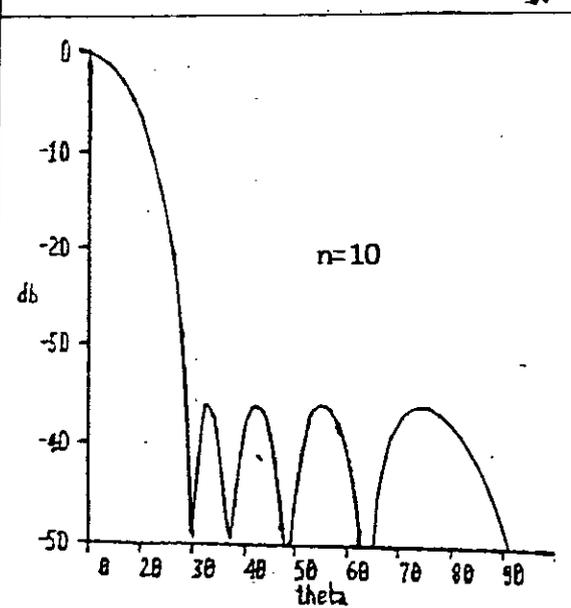
a) $d/\lambda = 0.5$

N.L.S=26 (db)



b) $d/\lambda = 0.5$

N.L.S=36 (db)



Resultats du programme TAYLOR pour

Elément	ouverture échantillonnée	(db)	adaptation nulle	(db)
1	0.5206	-5.67	0.5189	-5.70
2	0.5464	-5.25	0.5447	-5.28
3	0.5952	-4.51	0.5937	-4.53
4	0.6617	-3.59	0.6604	-3.60
5	0.7387	-2.63	0.7377	-2.64
6	0.8179	-1.75	0.8172	-1.75
7	0.8907	-1.01	0.8902	-1.01
8	0.9491	-0.45	0.9489	-0.46
9	0.9869	-0.11	0.9869	-0.11
10	1.0000	0.00	1.0000	0.00
11	0.9869	-0.11	0.9869	-0.11
12	0.9491	-0.45	0.9489	-0.46
13	0.8907	-1.01	0.8902	-1.01
14	0.8179	-1.75	0.8172	-1.75
15	0.7387	-2.63	0.7377	-2.64
16	0.6617	-3.59	0.6604	-3.60
17	0.5952	-4.51	0.5937	-4.53
18	0.5464	-5.25	0.5447	-5.28
19	0.5206	-5.67	0.5189	-5.70

$\bar{n} = 2$

LA DIRECTIVITE EST 13.70 db

LA LARGEUR A 3-DB DU FAISCEAU PRINCIPAL EST 4.3 degrees

Elément	ouverture échantillonnée	(db)	adaptation nulle	(db)
1	0.5952	-4.51	0.5950	-4.51
2	0.5958	-4.50	0.5949	-4.51
3	0.6117	-4.27	0.6101	-4.29
4	0.6582	-3.63	0.6565	-3.66
5	0.7363	-2.66	0.7353	-2.67
6	0.8287	-1.63	0.8288	-1.63
7	0.9106	-0.81	0.9114	-0.81
8	0.9656	-0.30	0.9662	-0.30
9	0.9926	-0.06	0.9928	-0.06
10	1.0000	0.00	1.0000	0.00
11	0.9926	-0.06	0.9929	-0.06
12	0.9656	-0.30	0.9663	-0.30
13	0.9106	-0.81	0.9114	-0.81
14	0.8287	-1.63	0.8288	-1.63
15	0.7363	-2.66	0.7353	-2.67
16	0.6582	-3.63	0.6565	-3.66
17	0.6117	-4.27	0.6101	-4.29
18	0.5958	-4.50	0.5949	-4.51
19	0.5952	-4.51	0.5950	-4.51

$\bar{n} = 4$

LA DIRECTIVITE EST 13.79 db

LA LARGEUR A 3-DB DU FAISCEAU PRINCIPAL EST 4.2 degrees

Elément	ouverture échantillonnée	(db)	adaptation nulle	(db)
1	0.7432	-2.58	0.7492	-2.51
2	0.6263	-4.06	0.6228	-4.11
3	0.5700	-4.88	0.5629	-4.99
4	0.6502	-3.74	0.6488	-3.76
5	0.7667	-2.31	0.7690	-2.28
6	0.8427	-1.49	0.8430	-1.48
7	0.9043	-0.87	0.9039	-0.88
8	0.9646	-0.31	0.9661	-0.30
9	0.9955	-0.04	0.9966	-0.03
10	1.0000	0.00	1.0000	0.00
11	0.9955	-0.04	0.9966	-0.03
12	0.9646	-0.31	0.9661	-0.30
13	0.9043	-0.87	0.9039	-0.88
14	0.8427	-1.49	0.8430	-1.48
15	0.7667	-2.31	0.7690	-2.28
16	0.6502	-3.74	0.6488	-3.76
17	0.5700	-4.88	0.5629	-4.99
18	0.6263	-4.06	0.6228	-4.11
19	0.7432	-2.58	0.7492	-2.51

$\bar{n} = 6$

LA DIRECTIVITE EST 13.90 db

LA LARGEUR A 3-DB DU FAISCEAU PRINCIPAL EST 4.1 degrees

Elément	ouverture échantillonnée	(db)	adaptation nulle	(db)
1	0.5287	-5.54	0.5271	-5.56
2	0.5527	-5.15	0.5512	-5.17
3	0.5986	-4.46	0.5972	-4.48
4	0.6620	-3.58	0.6608	-3.60
5	0.7367	-2.65	0.7357	-2.67
6	0.8149	-1.78	0.8141	-1.79
7	0.8879	-1.03	0.8875	-1.04
8	0.9475	-0.47	0.9473	-0.47
9	0.9865	-0.12	0.9864	-0.12
10	1.0000	0.00	1.0000	0.00
11	0.9865	-0.12	0.9864	-0.12
12	0.9475	-0.47	0.9474	-0.47
13	0.8879	-1.03	0.8876	-1.04
14	0.8149	-1.78	0.8142	-1.79
15	0.7367	-2.65	0.7358	-2.67
16	0.6620	-3.58	0.6608	-3.60
17	0.5986	-4.46	0.5972	-4.48
18	0.5527	-5.15	0.5512	-5.17
19	0.5287	-5.54	0.5271	-5.56

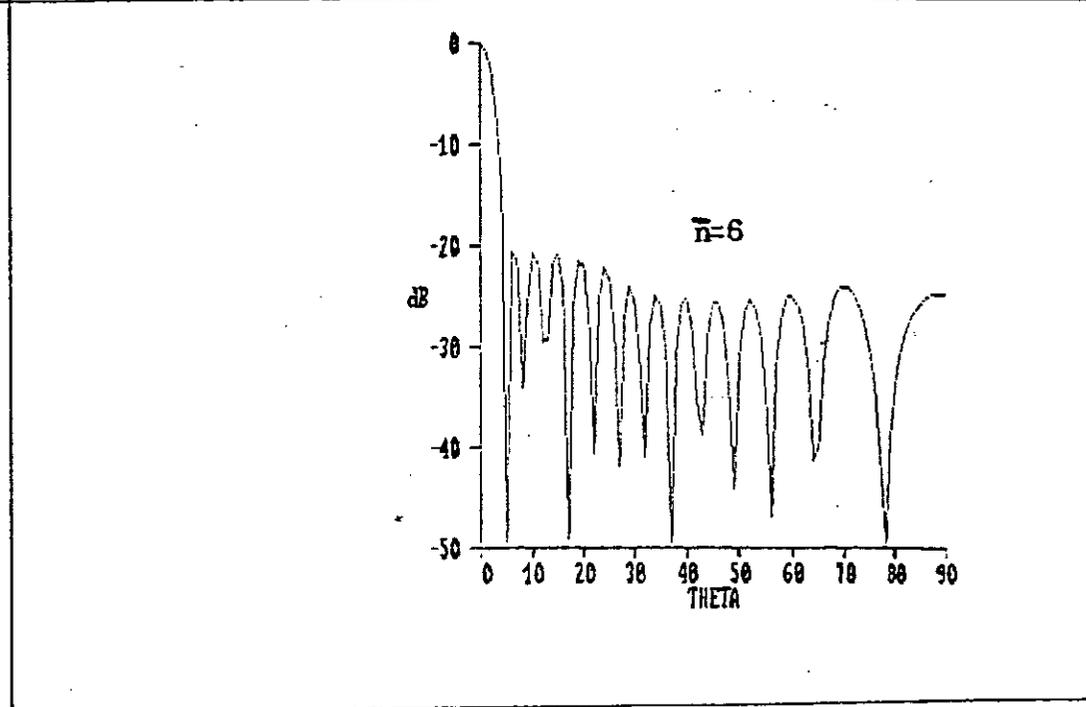
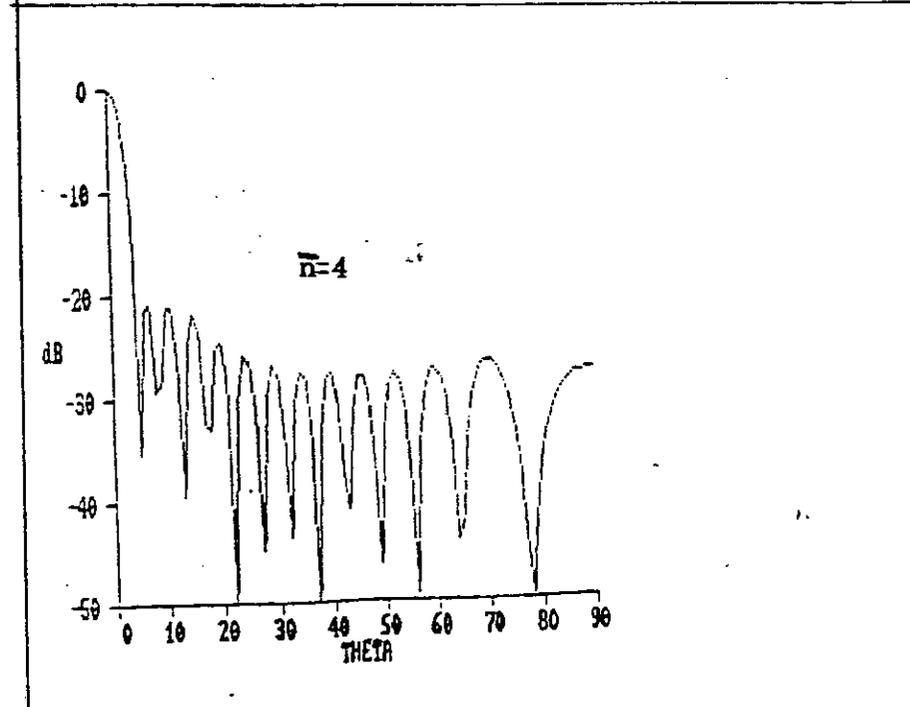
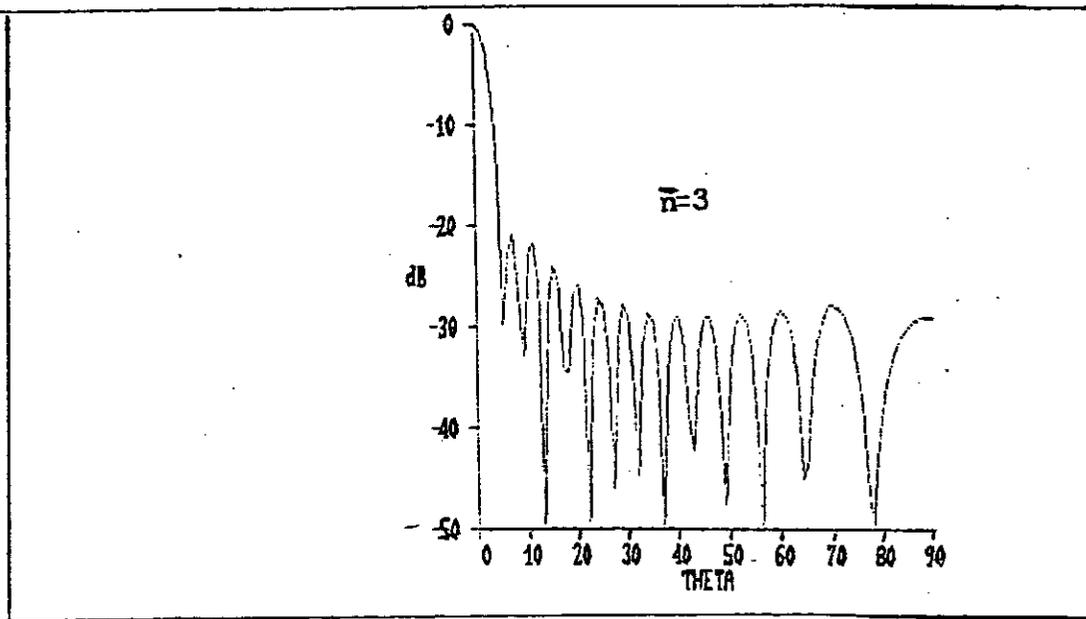
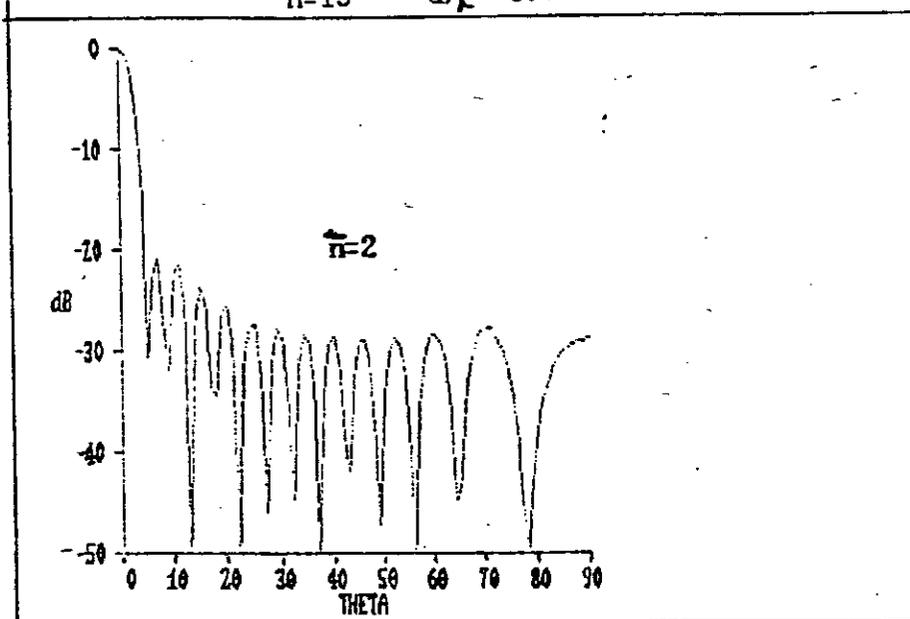
$\bar{n} = 3$

LA DIRECTIVITE EST 13.72 db

LA LARGEUR A 3-db DU FAISCEAU PRINCIPAL EST 403°

4° Diagrammes obtenus par la méthode de TAYLOR

$n=19$ $d/\lambda = 0.7$ N.L.S=20 (db)



RESULTATS DU PROGRAMME WODLAW : FORME ECHANTILLONNEE
element currents

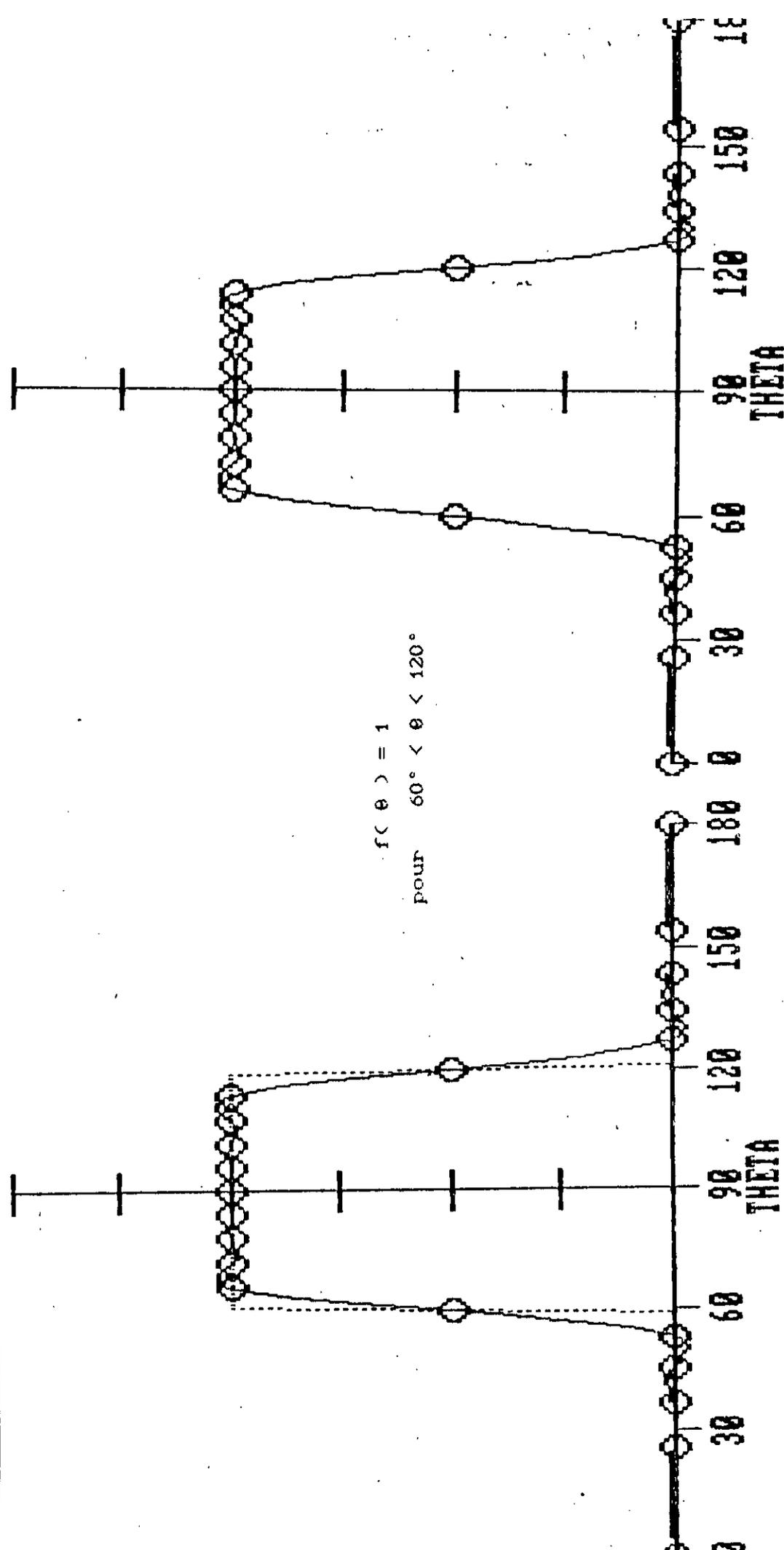
-10	0.0028
-9	0.0085
-8	-0.0146
-7	-0.0217
-6	0.0302
-5	0.0414
-4	-0.0577
-3	-0.0854
-2	0.1473
-1	0.4492
1	0.4492
2	0.1473
3	-0.0854
4	-0.0577
5	0.0414
6	0.0302
7	-0.0217
8	0.0146
9	0.0085
10	0.0028

RESULTATS DU PROGRAMME WODLAW : FORME PAR MORCEAUX
element currents

-10	0.0028
-9	0.0085
-8	-0.0146
-7	-0.0217
-6	0.0302
-5	0.0414
-4	-0.0577
-3	-0.0854
-2	0.1473
-1	0.4492
1	0.4492
2	0.1473
3	-0.0854
4	-0.0577
5	0.0414
6	0.0302
7	-0.0217
8	-0.0146
9	0.0085
10	0.0028

5°/ Diagrammes obtenus par la méthode de WOODWARD-LAWSON

$n=20$ $d\lambda = 0.5$ $0^\circ < \theta < 180^\circ$



a/ Forme par morceaux

b/ Forme échantillonnée

Resultats du programme ROTMAN

Nombre d'éléments $N = 8$

Espacement $d/\lambda = 0.62$
 $\epsilon_r = 2.50$

Distance focale $F = 4 \lambda_d$

Angle maximal de balayage = 37°

$F = 4400$ (MHz)

→ Coordonnées du contour interne de la lentille et les longueurs des cables

x (cm)	y (cm)	w (degrés) = $\frac{w}{F} \cdot \frac{180^\circ}{\pi}$
-3.03	-8.94	65
-1.55	-6.53	34
-0.56	-3.98	12
-0.06	-1.34	1
-0.06	1.34	1
-0.56	3.98	12
--1.55	6.53	34
-3.03	8.94	65

La dioptrie : c'est la convergence δ d'un système optique dont la distance focale est un mètre dans un milieu dont l'indice de réfraction est un .

Le centre de l'arc focal : -7.46 cm

Rayon de l'arc focal R: 12.15 cm

PARTIE BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] J.A. JAMES & P.S. HALL "Hand book of microstrip antennas".
1989 chapitres 12 (pp : 693 à 753) de D.M. Pozard
13 (pp : 755 à 813) de K.Ito, T. Teshivogi et S. Nishimura.
18 (pp : 1057 à 1078) de A.G. Derneryd.
19 (pp : 1079 à 1151) de S.Nishimura et K.Hirasawa.
- [2] G. DUBOST
"Antenne plaque pour les Télécommunications entre stations
mobiles".
Onde électrique Mars-Avril 1985, Vol 65, N°1; (pp 41 à 49)
- [3] G. DUBOST
"Vertically polarized flat antenna with omnidirectional
radiation". Proceeding of ISAP-1985 (pp 109 à 112)
- [4] J.E. ALLNUIT, D.L. BRYANT
"Satellite to ground radio wave propagation" Electronica
Letters, vol. 26; N°7, 29 March 1990.
- [5] JAN PAUL DEILLAUD
"Télécommunications par satellite" Technique de l'ingénieur
E 7570 Année 1988
- [6] HUGO F. PUES, ANTOINE
"An impedance-matching technic for increasing the bandwidth
of microstrip antennas "I.E.E.E-Trans-AP Vol 37, N°11,
Nov 1989. (pp 1345-1354).
- [7] PAUL V.BRENNAN
"An experimental and theoritical study of self-phased arrays
in mobile satellite communications "I.E.E.E-Trans - AP, Vol
37, N°11, 1989 (pp 1370 à 1376).
- [8] PIERRE-GIRARD FONTOLIET - PATT de G
"Systèmes de communications base de transmissions"
Paris Dunod 1983.

- [9] PIERRE-GIRARD FONTOLIET
"Systèmes de communications" Lausanne Près
polytechnique romandes 1983. (pp 64 à 69).
- [10] J.G. GARCIA-LOPEZ ; J.M. HERNANDO
"Statistics of clear-Air attenuation on satellite linke at
20 and 30 Ghz" Electronics letters
Vol. 26, N°6, 15-March 1990.
- [11] M. JUY, R. MAUREI., M. RODRYK, I.A. NUGROHO, T. HARIMAN
"Satellite Earth path attenuation at 11 GHz in indonesia"
Electronics Letters, Vol.26, N°17, 16 August 1990
(pp 1404 à 1406).
- [12] A.W. DISSANAVAKE, J.E. ALLNUTT, D.K. Mc CARTHY
"Radiometric Rain Attenuation Messurments at 11,6 GHz in
PERU" Electronics Letters, Vol.35; N°3; 1st February 1990
(pp 168 à 170).
- [13] MATSUO SEKINE, GHO DONG CHEN, and TOSHIMITSU, MUSHA.
"Rain attenuation from log-normal and WEBULL raindrop-size
distribution" I.E.E.E-Trans-AP. Vol.35; N°3; March 1989.
(pp 385 à 389)
- [14] J.A.GARCIA-LOPEZ; J.M.HERNANDO and J.M.SELGA
"Simple rain attenuation prediction method for satellite
radio links " I.E.E.E-Trans-AP.Vol.36; N°3 March 1989.
- [15] D.L.BRYANT,J.E.ALLNUTT
"Use of closely spaced heigth diversity antennas to
alleviate the effets of law angle non-absorptive fading on
satellite slant paths"
electronics Letters Vol.26;N°7,29 March 1990 (pp 479 à 780)
- [16] T.S.BIRD, M.A.SPREY.
"Scan limitation of shaped-dual offset reflector antennas
for multiple satellite access" Electronics Letters 15
February 1990; Vol. 25 N°4 (pp 228 à 230))

- [17] ALAIN REINEIX and BERNARD JECKTO
 "Analys of microstrip patch antennas using finite difference time domaine method " I.E.E.E Trans-AP. Vol.37;N°11; Nov 1989 (pp 1361 à 1369)
- [18] Annale de télécommunication Nov/Dec.N°12 (pp 548 à 549).
- [19] a- HOUZELOT.P
 "Les communications militaires par satellites".
 (pp 208 à 217)
 b- N.LANNELONGUE J.B.NOCANDIE
 "Les satellites militaires d'observation" (pp 218 à 225)
 c- M.DARMON,M.EVE, M.O.FAVELIER.
 "Technologie hyperfréquence appliquée aux transmissions tactiques" (pp 247 à 246)
 d- J.BRAATEN, J.T.JOHANNESSEN
 "La sécurité dans les systèmes de télécommunications militaires" (pp 263 à 269)
 e- N.BIANCHELLA, C.CONTICELLO, G.LUISI
 "SCRA A 101- L'extension radio-mobile du réseau tactique de zone", (pp 295 à 304)
 R.T.C "défense et télécommunication", Vol.65, N°3, Nov. 1992
- [20] BOITHIAS L.
 "Propagation des ondes radio-électriques dans l'environnement terrestre" Technique de l'ingénieur E6130 1988.
- [21] G. DUBOST et P. POTIER.
 "Réseau plat à commutation électrique de faisceaux dans la bande de 12 Ghz" Revue de l'onde Electrique Janv. 1983, Vol.65, N°1.
- [22] a- B. CULOT, R. CACHEIRO, J.CODET, H.K.LIGOTKY.
 "Télécommunications rurales : problèmes et solutions"
 (pp 192 à 199)
 b- H.K. LIGOTKY
 "RURTEL : Système de radiocommunication hyperfréquences en zone rurale" (pp 200 à 210)

c- R. CACHEIRO, J. ESPANTALEON
"Système de comutation pour application rurales"
(pp 221 à 220) R.T.C. Vol. 63, N°3, année 1989.

[23] a- M. BOHM, H.H. SCHULZ, C. DECHELETTE

"Introduction commerciale du système ECR 900"
(pp 383 à 388).

b- M. BALLAR, E. ISSENMANN, M. MOYA-SANCHEZ.

"Une application du réseau intelligent: la radiotéléphonie
cellulaire mobile" (pp 389 à 392)

c- W. WEISS, M. WZGALL

"Le système 900: l'approche R.N.I.S de la radiotéléphonie
cellulaire" (pp 400 à 408)

R.T.C. "Services de réseaux numériques", Vol.63, N°4,
Année 1989.

[24] a- J.L PERNIN THEO. WICHERS

"Modèle architectural et fonction pour les systèmes de
communication d'entreprises", (pp 4 à 9)

b- R. GIRALT

"Petits PABX et systèmes d'intercommunication analogiques
et numériques" (pp 25 à 30)

c- M. BALLARD, D. VERHULST, F. MENET

"Système de radiotéléphonie numérique cellulaire ECR 900,
Système SIGALE" R.T.C Vol.62, N°1, 1989 (pp 45 à 56)

[25] J. CORNU et AL

a- L'avenir des télécommunications (pp 2 à 3)

b- Le R.N.I.S un mode de services (pp 22 à 26)

c- Réseaux synchrones (pp 27 à 31)

d- Réseaux de PABX (pp 67 à 72)

f- Terminaux de commutation (pp 73 à 79)

g- Télécommunications mobiles (pp 80 à 82)

h- Télécommunications rurales (pp 83 à 86)

i- Télécommunications spatiales (pp 87 à 91)

j- Télécommunications faisceaux hertziens (pp 93 à 96)

R.T.C. Vol.65, N°1 Année 1991.

- [26] YOSHIO KARASAWA et TAKASHI MATSUDO
"Characteristics of fading on low-elevation angle earth space patches with concurrent rain attenuation and scintillation" I.E.E.E. Trans-AP Vol 39; N°5, May 1991 (pp 657 à 661).
- [27] a- A. GUILBERT, M. OLALLA, S. PERREIRA
"Système intégré de télécommunication ferroviaire SIREL"
(pp 27 à 32)
b- R. BERGER, A. ZIEHENSACK
"La gestion des flottes dans les transports routiers et ferroviars" (pp 33 à 40)
c- J.N. COLCY, R. STEINAUSER, K. MOK
"Euteltracs: Service européen de messagerie et de localisation de mobiles par satellites" (pp 60 à 65)
d- D. ROUFFET
"GLOBALSTAR: un système transparent" (pp 84 à 90)
e- A. DIAZ HERNANDEZ
"Communications rurales: analyse comparative des technologies radio" (pp 91 à 96)
R.T.C 1er trimestre 1993
- [28] SHANJA XU, JIANHA SONG-TSUEN and FELIX K. SCHWERING
"A Millimeter-wave omnidirectional circular dielectric Rod grating antenna" I.E.E.E-Trans-AP Vol.39, N°7; July 1991 (pp 883 à 891)
- [29] OVIDIO M. BUCCI, GIUSEPPE MAZZARELLA et GAETAZNO PANARIELLO
"Reconfigurable Yagi array antenna for mobile satellite vehicule application" I.E.E.E-Trans-Ap Vol.39; N°7; July 1991 (pp 1024 à 1030)
- [31] EMANUEL COSTA
"The effects of ground reflector rays and atmospheric inhomogeneities on multipath fading" I.E.E.E-Trans-AP Vol 39; N°6; June 1991 (pp 740 à 745)

- [32] FUMIO IKEGAMI, TSUTOMU TAKENCHI and SUSUMU YOSHIDA
 "Theoretical prediction of mean field strength for urban mobile radio"
 I.E.E.E-Trans-AP Vol. 39; N°3; March 1991 (pp 229 à 302)
- [33] a- J.C. CARBELLES
 "L'impact des communications optiques (pp 4 à 11)
 b- J. CHESNOY, R. HELDMAN, J. JOSEPH, V. KUMAR, D. LEMAITRE, A. DEPLACE "L'application de l'optoélectronique aux radiocommunications" R.T.C 4ème trimestre 1992 (pp 66 à 77)
- [34] DAVID. M. POZAR, M. DEHAM
 "Antenna design using personal computers"
 U.S.A. Artech House (pp 63 à 97)
- [35] RODNEY G. VAUGHAN
 "Two-port higher mode circular microstrip antennas"
 I.E.E.E-Trans-AP Vol.36; N°3 MARCH 1988
- [36] LIU C.C., HESSEL A. and SHMOYS J.
 "Performance of probe-fed microstrip path element phased array" Phased arrays symposium, Belford M.A, 1985.
- [37] ABERLE J.J. et POZAR D.M.
 Analysis of infinite arrays of one two probe-fed-circular Patches" I.E.E.E-Trans-AP 1990.
- [38] a- C. DECHAUX, R. SCHELIER
 "Introduction aux G.S.M. et DCS" "R.S.M" 2ème trimestre 1993 (pp 118 à 127)
 b- J. BURSZTEJN
 "Les terminaux G.S.M" (pp 128 à 140)
 c- M. FELDMAN, J.P. PESSEN
 "Les systèmes de réseaux G.S.M. et leur interaction globale" (pp 141 à 1154)
 d- J. VARIN, M. BEZLER, R. HOFMANS, K. VAN DEN BOSCHES
 "Le sous-système radio-G.S.M" (pp 155 à 163)
 e- E.N. SCHMID, M. KAHLER
 "La gestion d'un réseau G.S.M" (pp 194 à 171)

- f- V. WERBUS, A. VELSO, A. VILLANUEVA.
 "DECT-Les fonctions de téléphone sans cordon dans la nouvelle génération des PABX ALCATEL" (pp 172 à 180)
- g- M. WALKER "La téléphonie mains libres pour une communication plus naturelle" (pp 181 à 187) "R.T.C" 2^{ème} trimestre 1993
- [39] G. KOSSIAVAS A. PAPIERNIK, J.P. BOISSET, M. SAUVAN
 "The C-PATCH: a small microstrip" Electronic letters 16 February 1989 Vol.25, N°4
- [40] F. BARBALISCIA, M. BOMIS.
 "very low rain statistics for the design of low availability satellite communication systems" Electronics letters 29 March 1990 Vol 26, N°7 (pp 417 à 417)
- [41] T.S. VEO, P.S. KOOI, M.S. LEONG, S.S. NG
 "Microwave attenuation due to rainfall at 21.225 GHz in the Singapore Environment" Electronics letters 5 July 1990, Vol.26, N°14 (pp 1021 à 1022)
- [42] MARION C. BAILEY and MANOHARD DESHPABDE
 "Analysis of finite phased array of circular microstrip patches" I.E.E.E-Trans-P Vol.37, N°11, Nov 1989 (pp 1355 à 1360)
- [43] a- A. DARYOUSH et AL: "Optical Beam Control of mm wave phased arrays antennas for communications" Microwave Journal Vol 30 N°3, Mars 1987 *PP 97 à 104*
 b- N.B. HEMESALH et AL "A miniature G.P.S. receiver" Microwave Journal Vol 30, N°9 Sep 1987 (pp 81 à 100)
- [44] JEAN FRANCOIS ZURCHER, FRED E. GARDIOL
 "S.S.F.I.P- Broadband microstrip/slot antenna concept" Microwave and R.F. Engineering March/April 1990 (pp 31 à 33)
- [45] "Télécommunication par satellites R.T.C. Vol.62, N°1, 1998, (pp 67 à 80)

- [46] J-F. ZURCHER
"The S.S.F.I.P : A global concept for high-performance broadband planar antennas" ELECTRONICS LETTERS 10th November 1988. Vol. 24 N°23, (pp 1433 à 1434)
- [47] JOHN. SANFORD; J. ZURCHER, STEPHAN. ROBERT
"Shaped beam patch arrays for mobile communication base stations" Microwave Engineering Europe June/July 1991 (PP 31 à 33)
- [48] R.C. HALL, J.F. ZURCHER
"Near field probing of an enhanced S.S.F.I.P element" J.I.N.A 1992 (Journées Internationales de Nice sur les Antennes), 12-14 Nov. Année 1992 (pp 405 à 408)
- [49] MOHAMED MOHAMED
"Contribution à l'étude d'antennes plaques microrubans polarisées circulairement à large bande" Thèse de Magister soutenue en Juillet 1993 à l'E.N.P d'Alger
- [50] A. ZERGUERRAS
"Contribution à l'étude d'antennes plaques de forme quelconque multicouches à large bande" Thèse D'Etat Mai 1990 E.N.P d'Alger
- [51] A. AKSAS
"Contribution à une amélioration du gain par l'introduction d'un second directeur à une A.P.M de forme quelconque-Thèse en cours de préparation E.N.P d'Alger
- [52] ASHA MEHROTA
"Cellular Radio: Analog and Digital Systems"
483 pages - 1994 *Artech House*
- [53] ASHA MEHROTA
"Cellular Radio Analog and Digital Systems"
495 pages - 1994 *Artech House*

- [54] IAN CATHING
"Advanced Technology for Road transport: IVHS and ATT"
425 pages - 1994 Artech House
- [55] D.M. BALSTON and R.C.V MACARIO
"Cellular Radio Systems"
320 page 1994 - Artech House
- [56] GARY C-HESS
"Land Mobile Radio System Engineering"
495 pages 1993 - Artech House
- [57] MICHAEL PALTCH
"Mobile communications in the U.S. and Europe Regulation
Technology and Markets"
417 pages 1993 - Artech House
- [58] JEAN PAUL LINNARTZ
"Narrow Band Land - Mobile Radio Net Works"
445 pages 1993 Artech House
- [59] JOHN WALKER
"Mobile information systems"
388 pages 1990. Artech House.
- [60] DANIEL MINOLI et ROBERT KEINATH
"Distributed Multimedia Through Broad band Communications
Services" 311 pages 1994 Artech House
- [61] MICKAEL PURSES
"Secure Data Net Working "241 pages 1991 Artech House
- [62] A. SANTAMARIA and F.J. LOPEZ HERNANDEZ
"Wireless lan Systems" 260 pages 1991 Artech House
- [63] NATHAN J. MULLER
"Intelligent Hubs. "486 pages 1994, Artech House

- [64] ROB WALTERS
"Computer telephone Integration"
352 pages 1993 Artech House
- [65] K. FUJIMOTO and J.R. JAMES:
"Mobile Antenna Systems Handbook;"
720 pages 1994 Artech House
- [66] ARUN K. BHATTACHARYYA
"Electromagnetic Fields in Multilayered Structures:
Theory and applications" 165 pages 1994 Artech House
- [67] ROBERT J. MAILLOUX
"Phased Array Antenna Handbook", 550 pages 1994 Artech House
- [68] GORDON WHITE
"Mobile Radio Communications" 256 pages 1993 Butter Worth
(Mai)
- [69] GEOFF LEWIS
"Newnes communications Technology Handbook" 600 pages 1993
Butter Worth
- [70] JAMES WOOD
"Satellite communications Pocket Book"
240 pages Février 1994 Butter Worth
- [71] MASANOBU KOMINAMI DAVID M. POZAR and DANIEL H. SCHAUBERT
"Dipole and Slot Element and Arrays on Semi-Infinite
Substrates" I.E.E.E Transaction on Antennas And Propagation,
Vol. AP-33, N°6 June 1985 (pages 600-607)
- [72] DAVID M. POZARD
"Analysis of Finite phased Arrays of Printed Dipoles"
I.E.E.E Transaction on Antennas And Propagation, Vol. AP-33,
N°10 October 1985 (pages 1045-1053)

- [73] DAVID M. POZAR DANIEL H. SCHAUBERT
"Scan Blindness in Infinite Phased Arrays of Printed
Dipoles"
I.E.E.E Transaction on Antennas And Propagation, Vol. AP-33,
N°6 June 1985 (Pages 602-610)
- [74] MARC. BOISSEAU
"Les Communications par satellite" 1994 - 112 Pages.
- [75] KING, R.W. MACK, R.B. and SANDLER
"Arrays of Cylindrical dipoles "Cambridge University,
Press, 1968"