

RAPPORT UIT-R BO.810-4*

**TECHNIQUES DES ANTENNES D'ÉMISSION ET DE RÉCEPTION ET
DIAGRAMMES DE RÉFÉRENCE POUR LE SRS**

(Questions UIT-R 84/10, UIT-R 93/11)

(1978-1982-1986-1990-1994)

1 Introduction

La Conférence administrative mondiale des radiocommunications pour la radiodiffusion par satellite (Genève, 1977) (CAMR-RS-77) a approuvé des diagrammes de référence pour les antennes d'émission des satellites et les antennes de réception des stations terriennes, pour la planification du service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz dans les Régions 1 et 3. Les diagrammes adoptés figurent dans l'Annexe 8 des Actes finals de la CAMR-RS-77. De même, des diagrammes de référence d'antenne ont été adoptés à la Conférence administrative régionale des radiocommunications pour la planification du service de radiodiffusion par satellite dans la Région 2 (Genève, 1983) (CARR SAT-83) pour la planification du service de radiodiffusion par satellite à 12 GHz dans la Région 2. Ces diagrammes se trouvent dans le § 3 de l'Annexe 5 de la Partie I des Actes finals de la CARR SAT-83. (Voir aussi le § 3 de l'Annexe 5 de l'Appendice 30 (ORB-85) du Règlement des radiocommunications.)

Le présent Rapport a pour objet de proposer de nouveaux diagrammes de référence des antennes utilisées dans l'équipement d'émission des satellites et l'équipement de réception au sol. Ces renseignements peuvent être utilisés pour la planification des systèmes. Les diagrammes de référence se trouvent dans le § 2; l'état actuel de la technique, y compris les données expérimentales sur lesquelles sont fondés les diagrammes de référence, est exposé dans le § 3.

2 Diagrammes de référence

Pour planifier le service de radiodiffusion par satellite, il convient de formuler certaines hypothèses au sujet du gain maximal de l'antenne (à la fois pour l'émission et la réception) et sur la façon dont le gain décroît en fonction de l'angle mesuré à partir de l'axe du faisceau. Ces renseignements sont indispensables pour le calcul du brouillage entre plusieurs émissions destinées à des zones de service différentes.

Dans le présent paragraphe, nous proposons des diagrammes de référence utilisables à cette fin. Ils n'indiquent nullement les spécifications permettant d'obtenir la qualité de fonctionnement optimale, mais proposent des objectifs pratiques raisonnables que l'on pourrait atteindre en utilisant de bonnes techniques de conception des antennes.

Les diagrammes sont présentés en fonction du rapport angulaire φ/φ_0 , où φ est l'angle mesuré à partir de l'axe du faisceau et φ_0 est l'ouverture angulaire du faisceau à -3 dB. Les niveaux sont exprimés en dB par rapport au gain maximal (sur l'axe) de l'antenne.

On a établi des diagrammes séparés pour la composante de même polarisation (composante copolaire) et la composante de polarisation orthogonale (composante contrapolaire). Ces diagrammes, qui s'appliquent à la fois à la polarisation rectiligne et à la polarisation circulaire, devraient être applicables à l'ensemble de la bande de radiodiffusion considérée et à tous les azimuts.

2.1 Antenne d'émission du satellite

Il est probable que la planification initiale se fondera sur l'hypothèse selon laquelle les faisceaux qui partent du satellite ont des sections transversales elliptiques ou circulaires; les diagrammes de référence décrits dans le présent Rapport sont fondés sur cette hypothèse.

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission électrotechnique internationale (CEI).

Note 1 - Néanmoins, les antennes ayant des faisceaux d'une forme spéciale peuvent être très utiles aux satellites de radiodiffusion; elles facilitent en effet la suppression d'un débordement indésirable sur des pays voisins, tout en assurant la couverture efficace de la zone de service prévue. On trouvera dans le § 3 et dans le Rapport UIT-R SA.676 des renseignements sur ce type d'antenne.

2.1.1 Composante copolaire

Il est commode de considérer que le diagramme de référence se compose de trois sections:

- le lobe principal, correspondant approximativement à $0 < \varphi/\varphi_0 < 1,6$;
- les lobes latéraux proches du faisceau principal, correspondant approximativement à $1,6 < \varphi/\varphi_0 < 3,2$;
- les lobes latéraux éloignés du faisceau principal, correspondant approximativement à $\varphi/\varphi_0 > 3,2$.

Comme l'indique la Recommandation UIT-R S.672, l'enveloppe du lobe principal peut être calculée de façon satisfaisante au moyen d'une courbe de la forme $-12(\varphi/\varphi_0)^2$ (dB). Cela est confirmé par les mesures effectuées sur un certain nombre d'antennes déjà construites aux Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1974-78a].

Le niveau de rayonnement dans la région des lobes latéraux proches du faisceau principal est particulièrement important pour les satellites de radiodiffusion, puisqu'il aura un effet significatif sur le brouillage entre les différentes zones de service. C'est pourquoi l'emploi d'antennes conçues de manière à réduire le niveau des lobes latéraux proches du faisceau principal est indispensable.

Grâce à une alimentation décalée, certaines configurations telles que le montage Cassegrain, permettent de réduire le niveau des lobes secondaires à moins de -30 dB [Janky et Barewald, 1977].

Pour des lobes latéraux éloignés, les mesures effectuées aux Etats-Unis d'Amérique indiquent qu'avec la technologie actuelle, on peut maintenir le niveau dans une enveloppe définie par la courbe:

$$-[17,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \text{ dB}$$

Les études effectuées par l'Agence spatiale européenne montrent qu'il serait possible, si cela s'avérait nécessaire, de concevoir des antennes dans lesquelles le niveau des lobes latéraux éloignés diminue plus rapidement, en fonction de φ/φ_0 , que ne l'indique l'expression ci-dessus.

On admet qu'il doit exister en pratique une limite un peu plus basse à partir de laquelle le niveau suit une courbe asymptote. Pour le diagramme de référence, on considère que cette limite est égale à l'opposé algébrique de la valeur du gain sur l'axe du faisceau principal de l'antenne.

Compte tenu de ce qui précède, le diagramme de référence proposé pour la composante copolaire de l'antenne d'émission du satellite est défini dans la Fig. 1. Dans la pratique, il peut se révéler difficile d'obtenir des valeurs proches de $\varphi/\varphi_0 = 1,5$ [CCIR 1978-82a]. Une méthode permettant d'améliorer cette situation consiste à utiliser un réflecteur plus grand avec une illumination dégressive.

2.1.2 Composante contrapolaire

Une étude effectuée par l'Union européenne de radiodiffusion [CCIR, 1974-78b] montre que la limite supérieure de la composante contrapolaire peut être exprimée de la manière suivante:

$$-(a + b \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|) \text{ dB} \quad (1)$$

dans laquelle a et b sont des constantes.

On tient compte de la discontinuité qui se produit pour $\varphi/\varphi_0 = 1$ en appliquant une limitation aux valeurs admises de l'enveloppe.

Théoriquement, on peut arbitrairement maintenir un niveau très faible pour tous les angles, et certaines études ont montré que ce niveau pouvait même s'abaisser à -40 dB [CCIR, 1974-78c]. Toutefois, en attendant d'acquérir une plus grande expérience pratique de la conception et de la construction des antennes à très faible rayonnement contrapolaire, il est prudent d'adopter, pour le diagramme de référence, une spécification sensiblement moins rigoureuse.

Dans la pratique, le niveau de réponse contrapolaire dépend en premier lieu des caractéristiques de la source. Si la source d'alimentation de l'antenne d'émission est utilisée exclusivement pour l'émission et ne fait pas partie d'un ensemble d'alimentation à fonctions multiples, d'excellentes réponses contrapolaires peuvent être obtenues, de l'ordre de -35 à -40 dB au-dessus du faisceau principal [Janky et Barewald, 1977].

Compte tenu de la quantité limitée d'informations dont on dispose sur les résultats de mesure, il est proposé de considérer a et b comme égaux à 40 dans l'expression (1) avec une limite supérieure de -33 à $\varphi/\varphi_0 < 1,5$ et une limite égale à l'opposé algébrique de la valeur du gain sur l'axe du faisceau principal pour $\varphi/\varphi_0 > 1,5$.

Le diagramme proposé est représenté à la Fig. 1. Dans la pratique, il peut se révéler difficile d'obtenir des valeurs situées au voisinage du dispositif de visée [CCIR, 1978-82a].

Si l'ensemble d'alimentation est utilisé à la fois pour l'émission et la réception, ou si l'on utilise un ensemble à plusieurs sources pour produire un faisceau de forme irrégulière, on risque de ne pouvoir obtenir les caractéristiques contrapolaires de la Fig. 1.

2.2 Antenne de réception de la station terrienne

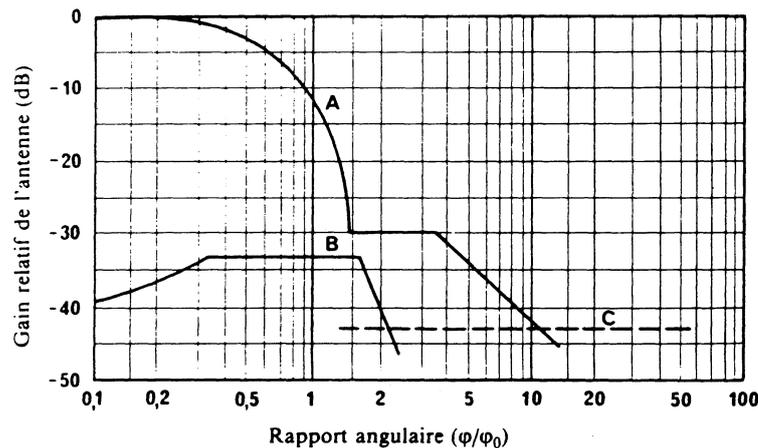
2.2.1 Composante copolaire

Puisque les systèmes de radiodiffusion impliquent l'emploi de nombreuses antennes de réception (tant pour la réception individuelle que pour la réception communautaire), les normes de qualité de fonctionnement qu'il est raisonnable d'appliquer en tenant compte des facteurs économiques, tendront à être inférieures à celles des antennes d'émission. De plus, lorsqu'on spécifie le diagramme de référence, il faut tenir compte des erreurs probables de pointage de l'antenne vers le satellite utile.

On propose que, pour tenir compte de l'erreur de pointage, le diagramme de référence corresponde à un gain relatif de 0 dB pour des rapports angulaires allant jusqu'à $\varphi/\varphi_0 = 0,25$. Ensuite, on peut s'attendre à ce que la courbe devienne parabolique (c'est-à-dire que le niveau relatif soit égal à $-12 (\varphi/\varphi_0)^2$ (dB), de la même manière que dans le cas de l'antenne d'émission étudiée au § 2.1 ci-dessus, jusqu'à un niveau de -6 dB.

FIGURE 1

Diagrammes de référence pour les composantes copolaires et contrapolaire d'une antenne d'émission de satellite à une seule source d'alimentation, donnant un faisceau de section circulaire ou elliptique



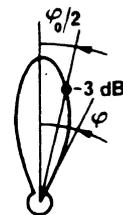
Courbe A: composante copolaire (dB)

- $12 (\varphi/\varphi_0)^2$ pour $0 \leq \varphi \leq 1,58 \varphi_0$
 - 30 pour $1,58 \varphi_0 < \varphi \leq 3,16 \varphi_0$
 - $[17,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ pour $3,16 \varphi_0 < \varphi$
- après l'intersection avec la courbe C: comme la courbe C

B: composante contrapolaire (dB)

- $(40 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|)$ pour $0 \leq \varphi < 0,33 \varphi_0$
 - 33 pour $0,33 \varphi_0 \leq \varphi \leq 1,67 \varphi_0$
 - $(40 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|)$ pour $1,67 \varphi_0 < \varphi$
- après l'intersection avec la courbe C: comme la courbe C

C: opposé algébrique du gain sur l'axe du faisceau principal (dB)



Pour de plus grands angles, le niveau relatif dépendra de la mesure dans laquelle on utilise des techniques de réduction des lobes latéraux.

Pour les antennes de réception individuelle, sans de telles techniques, la limite supérieure du niveau relatif diminue à partir du point à -6 dB, d'un facteur donné par l'expression:

$$-[9 + 20 \log (\varphi/\varphi_0)] \text{ dB}$$

jusqu'à $\varphi/\varphi_0 = 1,26$, puis, de ce point, d'un facteur supérieur donné par l'expression:

$$-[8,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \text{ dB}$$

jusqu'à $\varphi/\varphi_0 = 9,55$. Au-delà de ce point, on prend pour le reste de l'enveloppe un niveau constant de -33 dB.

Selon la CAMR-RS-77, la courbe A de la Fig. 2 (réception individuelle dans la Région 2) s'étend jusqu'à une valeur de $\varphi/\varphi_0 = 15,14$ et avec une valeur constante de -38 dB au-delà de $15,14$ (voir l'Annexe 8 aux Actes finals de la CAMR-RS-77).

Pour la réception communautaire sans recours aux techniques de suppression des lobes latéraux, le niveau relatif est donné par l'expression:

$$-[10,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \text{ dB}$$

à partir de $\varphi/\varphi_0 = 0,86$ et jusqu'au niveau correspondant à l'opposé algébrique du gain sur l'axe du faisceau principal. Le diagramme correspondant à un récepteur communautaire sans suppression de lobes latéraux est représenté par la courbe A' de la Fig. 2.

Si l'on emploie les techniques de suppression des lobes latéraux, on peut prolonger la courbe $-12 (\varphi/\varphi_0)^2$ jusqu'à un rapport angulaire de $\varphi/\varphi_0 = 1,44$, correspondant à un niveau relatif de -25 dB. On peut maintenir les lobes latéraux à un niveau inférieur à celui-ci pour un rapport angulaire de $\varphi/\varphi_0 = 3,8$, ensuite le niveau diminue selon une courbe définie par l'expression:

$$-[10,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \text{ dB}$$

La courbe A" de la Fig. 2 représente le diagramme correspondant à l'utilisation des techniques de suppression des lobes latéraux. Cette courbe peut être obtenue en réception individuelle et en réception communautaire, si l'on emploie les techniques de suppression des lobes latéraux.

2.2.2 Composante contrapolaire

Le niveau de la composante contrapolaire peut être défini de la même manière que dans le cas de l'antenne d'émission, mais il faut s'attendre à obtenir une qualité de fonctionnement moins satisfaisante. De plus, il convient de tenir compte des erreurs probables de pointage de l'antenne. Ainsi, on propose que le niveau soit égal à -25 dB pour un rapport angulaire $\varphi/\varphi_0 = 0,25$. Ce niveau augmente ensuite selon la courbe

$$-(30 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|) \text{ dB}$$

jusqu'à un maximum de -20 dB, qui est maintenu jusqu'à un rapport angulaire $\varphi/\varphi_0 = 1,4$. Il diminue ensuite selon la courbe

$$-(30 + 25 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|) \text{ dB}$$

pour arriver à -30 dB. Il garde le niveau de -30 dB jusqu'à ce qu'il croise la courbe de la composante copolaire, qu'il suit ensuite. Le diagramme ainsi obtenu est représenté par la courbe B de la Fig. 2. On peut considérer qu'il s'applique à la réception individuelle et à la réception communautaire.

2.3 Valeurs proposées pour φ_0

Les valeurs de φ_0 à considérer pour les différents types de réception de radiodiffusion sont indiquées dans le Tableau 1.

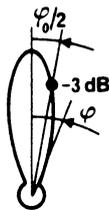
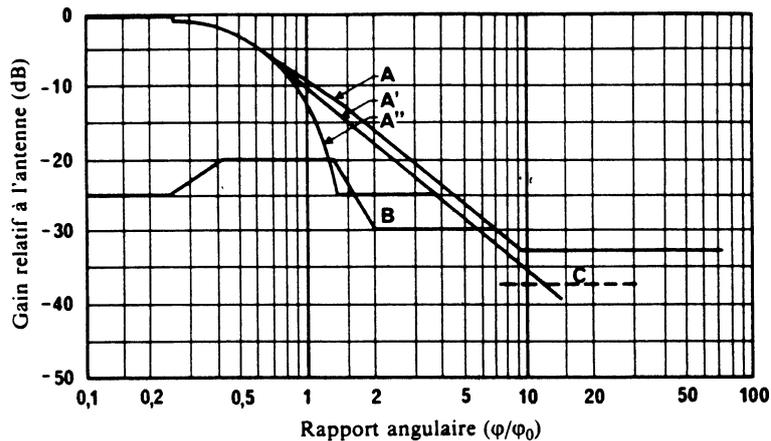
On peut utiliser, dans certaines installations de réception, des antennes à gain plus élevé, par exemple pour obtenir un plus grand rapport signal/bruit, mais le tableau ci-dessous a pour objet d'indiquer les valeurs de φ_0 pour les antennes qui seront vraisemblablement utilisées dans la plupart des installations de réception.

Il y a lieu de signaler que les antennes à petites ouvertures de faisceau exigent un réglage et un montage très précis si l'on veut éviter une dégradation de la réception; il sera peut-être nécessaire également de spécifier le déplacement maximal du satellite pour lequel les exigences sont plus sévères que pour les satellites d'autres services.

3 Technologie des antennes et données expérimentales

Dans la présente section, on trouvera un résumé des documents soumis concernant la technologie des antennes des satellites et des stations terriennes. On a spécifié de nouvelles enveloppes pour les lobes latéraux, présentées dans le § 2, qui contenait également les données expérimentales les plus importantes justifiant l'emploi de ces enveloppes.

FIGURE 2
Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire de l'antenne de réception



Gain relatif de l'antenne (dB):

Composante copolaire

A: réception individuelle sans suppression des lobes latéraux

- 0 pour $0 \leq \varphi \leq 0,25 \varphi_0$
- $12 (\varphi/\varphi_0)^2$ pour $0,25 \varphi_0 < \varphi \leq 0,707 \varphi_0$
- $[9,0 + 20 \log (\varphi/\varphi_0)]$ pour $0,707 \varphi_0 < \varphi \leq 1,26 \varphi_0$
- $[8,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ pour $1,26 \varphi_0 < \varphi \leq 9,55 \varphi_0$
- 33 pour $9,55 \varphi_0 < \varphi$

A': réception communautaire sans suppression des lobes latéraux

- 0 pour $0 \leq \varphi \leq 0,25 \varphi_0$
- $12 (\varphi/\varphi_0)^2$ pour $0,25 \varphi_0 < \varphi \leq 0,86 \varphi_0$
- $[10,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ pour $0,86 \varphi_0 < \varphi$

jusqu'à l'intersection avec la courbe C (ensuite, prendre la courbe C)

A'': réalisable en réception communautaire et éventuellement en réception individuelle si l'on emploie des techniques de suppression des lobes latéraux

- 0 pour $0 \leq \varphi \leq 0,25 \varphi_0$
- $12 (\varphi/\varphi_0)^2$ pour $0,25 \varphi_0 < \varphi \leq 1,44 \varphi_0$
- 25 pour $1,44 \varphi_0 < \varphi \leq 3,8 \varphi_0$
- $[10,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ pour $3,8 \varphi_0 < \varphi$

B: composante contrapolaire (pour les deux types de réception)

- 25 pour $0 \leq \varphi \leq 0,25 \varphi_0$
- $[30 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|]$ pour $0,25 \varphi_0 < \varphi \leq 0,44 \varphi_0$
- 20 pour $0,44 \varphi_0 < \varphi \leq 1,4 \varphi_0$
- $[30 + 25 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|]$ pour $1,4 \varphi_0 < \varphi \leq 2 \varphi_0$
- 30 jusqu'à l'intersection avec la courbe de la composante copolaire; ensuite, comme pour la composante copolaire

C: opposé algébrique du gain sur l'axe du faisceau principal

Note. - La partie horizontale des courbes jusqu'à $\varphi/\varphi_0 = 0,25$ tient compte de l'erreur de pointage de l'antenne.

TABLEAU 1

Ouverture de faisceau à mi-puissance, ϕ_0 pour antennes de réception au sol
(Le diamètre correspondant est indiqué entre parenthèses)

| Fréquence | Service de radiodiffusion par satellite | | Service de radiodiffusion de Terre |
|-----------------------|---|---|------------------------------------|
| | Réception communautaire | Réception individuelle | |
| 12 GHz ⁽¹⁾ | 1,0° (1,8 m) (Régions 1 et 3) | 2,0° (Région 1 et 3) (0,9 m) 1,7° (Région 2) (1 m) | 3,0° ⁽²⁾ (0,6 m) |
| 2600 MHz | 2,7° (3 m) | 8° (1 m) | |
| 700 MHz | 9° (3,4 m) | 15° (paraboloïde de 2 m) 30° (ant. Yagi) | Voir la Rec. UIT-R BT.419 |

(1) Valeurs de ϕ_0 adoptées par la CAMR-RS-77 pour la planification du service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz dans les Régions 1 et 3 et par la CARR SAT-83 pour la planification du service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz dans la Région 2.

(2) Certaines administrations proposent une valeur différente.

3.1 Antennes d'émission des engins spatiaux

3.1.1 Niveaux des lobes latéraux

L'utilisation efficace du spectre radioélectrique sur l'orbite des satellites géostationnaires, pour les émissions de radiodiffusion par satellite, dépend dans une large mesure de la régulation de la direction du rayonnement de l'antenne. Le moyen le plus efficace pour desservir une zone donnée avec la p.i.r.e. nécessaire, tout en maintenant de faibles niveaux de rayonnement hors de cette zone, consiste en une régulation active ou passive du diagramme de rayonnement de l'antenne du satellite, particulièrement dans les zones des lobes latéraux voisins du faisceau principal. Cela s'applique aux diagrammes copolaires et contrapolaires. (Vu de l'orbite des satellites géostationnaires, le disque de la Terre sous-entend un angle d'environ 17,5° - c'est dans cette région que la réduction de lobes latéraux est le plus avantageuse.) Cet aspect capital de l'utilisation efficace du spectre radioélectrique a fait l'objet de travaux soutenus.

3.1.2 Réflecteurs et lentilles

Il est courant de faire varier progressivement l'éclairement des réflecteurs paraboliques de manière à mieux affaiblir les lobes latéraux. Le développement de cette technique, appliquée conjointement avec d'autres, a montré [Thomas et autres, 1970] que, moyennant une conception appropriée, on peut maintenir les niveaux des premiers lobes latéraux à un niveau de -40 dB par rapport au faisceau principal grâce à l'application des techniques de compensation du blocage d'ouverture et de suppression de la zone active.

Il existe également des méthodes passives qui permettent de réduire le niveau dans les lobes latéraux de réflecteurs. Une technique couramment utilisée consiste à prévoir dans le réflecteur une zone présentant de petits décrochements (échelons), située généralement au centre ou près du bord. La hauteur de chaque échelon détermine le déphasage recherché ainsi que la largeur et la position des creux dans le diagramme.

En principe, ces méthodes permettent n'importe quel niveau d'affaiblissement des lobes latéraux. Toutefois, dans la pratique, l'effet combiné des erreurs d'amplitude, de phase et de position est tel que les possibilités de diminution de ce niveau se limitent à -40 dB environ par rapport au niveau maximal du faisceau principal. Toutefois, on n'a pas encore réussi à obtenir ce degré d'affaiblissement en utilisant du matériel spatial homologué. Pour cette raison, on a adopté un niveau plus élevé dans le diagramme de référence.

On a récemment présenté une technique efficace de synthèse, applicable au stade de la conception d'une antenne à réflecteur et cornet dont le faisceau a une section transversale arbitraire [Katagi et Takeichi, 1975]. Cette technique est relativement simple. La forme du front de l'onde à proximité de l'ouverture est d'abord déterminée en fonction de la forme recherchée pour le faisceau, puis la forme du réflecteur est calculée en fonction de considérations liées au trajet optique. De telles antennes peuvent être utiles dans la conception des satellites de radiodiffusion.

3.1.3 *Modelage du faisceau*

Trois techniques de modelage du faisceau sont présentées ici: le modelage par réseau déphaseur, le modelage par réflecteur elliptique ou circulaire à alimentation multiple et enfin le modelage par réflecteur conformé. Cette présentation est suivie par l'analyse des conséquences sur la forme du faisceau de l'antenne de réception du satellite liées à l'utilisation du même réflecteur pour l'émission et pour la réception ainsi que des conséquences sur la forme du faisceau d'un changement de la position orbitale.

3.1.3.1 *Antennes à réseau déphaseur*

On a entrepris plusieurs études concernant la possibilité d'utiliser des panneaux à éléments multiples à bord des satellites pour résoudre le problème de la couverture en radiodiffusion et en télécommunication.

Les panneaux actifs semblent offrir la possibilité de réduire considérablement les effets des brouillages et de faciliter la réutilisation du spectre, ce qui tient à leur souplesse et à leur efficacité de fonctionnement plus grandes.

Les réseaux déphaseurs permettent d'agir pratiquement sans limitation sur l'amplitude et la phase d'illumination de l'ouverture; on peut utiliser une seule ouverture pour obtenir un nombre quelconque de faisceaux parallèles (en supposant qu'on établisse pour chaque faisceau une matrice de mise en phase distincte). On peut choisir certaines parties de l'ouverture avec des formes arbitraires, pour obtenir des sections transversales de faisceau elles aussi arbitraires; cela permet de suivre d'assez près une limite géographique donnée. Les panneaux semblent être capables d'affaiblir les premiers lobes latéraux à -40 dB par rapport au faisceau principal [Hult et autres, 1968].

Les antennes adaptatives à réseau déphaseur permettent d'obtenir moyennant une très faible augmentation du poids de l'antenne, un faisceau très directif et une forme de faisceau réglable avec précision tout en offrant la possibilité de placer sélectivement des zéros dans le diagramme de rayonnement des réseaux déphaseurs dans des directions spécifiées, par exemple dans la direction de sources brouilleurs de forte intensité ou dans des directions où la réception n'est pas souhaitée. En particulier, l'utilisation d'un algorithme d'auto-étalonnage permet d'assouplir les tolérances mécaniques et électriques, ce qui permet de conserver le très fort découplage et le réglage de gain nécessaires à la télédiffusion directe par satellite tout en diminuant le coût et le poids du réseau de l'antenne [1990-1994a].

Le concept d'auto-étalonnage a été appliqué en laboratoire et a donné des résultats encourageants. Le montage faisait appel à des éléments d'antenne irrégulièrement espacés sans viser à obtenir des caractéristiques électriques correspondant à un canal donné. D'après les défenseurs de cette approche il faudra encore trois ans pour déterminer l'intérêt économique de cette technique.

3.1.3.2 *Antennes avec réflecteur à alimentations multiples*

D'autres modèles d'antenne à faisceau modelé mettent en oeuvre des lentilles et des réflecteurs à plusieurs alimentations. Dans ces dispositifs, chaque élément d'alimentation d'une série à éléments multiples illumine séparément le réflecteur ou la lentille pour donner naissance à un faisceau composant dans le champ éloigné. Par un réglage convenable de la répartition de la phase et de l'amplitude de chaque source, et par addition des entrées de source dans des composants hybrides, on peut modeler le diagramme secondaire pour couvrir une zone arbitraire. Quelques maquettes de laboratoire de ces antennes ont été construites et des antennes de satellites déjà sur orbite (Intelsat IV-A) ou projetées (DSCS-III) font appel à ce genre de techniques. Il existe un certain nombre de programmes d'ordinateur très élaborés pour le calcul de la répartition en phase et en amplitude de la batterie d'éléments d'alimentation. Des informations complémentaires sur le développement de ces techniques aux Etats-Unis d'Amérique sont fournies dans le Rapport 676.

Une antenne à faisceau de forme spéciale a été mise au point au Japon pour le satellite de radiodiffusion expérimental (BSE); elle consiste en un réflecteur elliptique et trois cornets d'alimentation primaires permettant une adaptation à la forme de la zone de service qui comprend le territoire principal et les îles éloignées du Japon [CCIR, 1974-78d]. La fréquence utilisée sur trajet descendant est de 12 GHz. Les diagrammes mesurés révèlent une bonne concordance avec les calculs théoriques. Une telle antenne faciliterait la suppression du débordement sur les pays avoisinants, tout en assurant une couverture efficace de la zone voulue.

Une autre méthode a montré que la réduction des lobes latéraux peut être améliorée si l'on utilise, pour ce type d'antenne, des cornets avec alimentation excentrée [CCIR, 1974-78e]. On a également mis au point une antenne à faisceau modelé pour la polarisation circulaire, laquelle est semblable à la configuration décrite ci-dessus. Les résultats de mesure montrent que la discrimination de polarisation pourrait être maintenue dans beaucoup de directions à un niveau supérieur à 33 dB par rapport au gain copolaire dans l'axe principal.

Il semble toutefois qu'une discrimination de 40 dB soit difficile à obtenir autour du dispositif de visée, étant donné l'état actuel de la technologie des satellites de radiodiffusion de moyenne grandeur [CCIR, 1978-82b]. Il est souhaitable de poursuivre l'étude de ce problème.

3.1.3.3 Antennes à réflecteur conformé

Aux Etats-Unis, un nouveau type d'antenne, à cornet d'alimentation unique et à réflecteur conformé, a été développé et testé. Tout comme dans les modèles à réseau de cornets d'alimentation, la technique du réflecteur conformé utilise une géométrie à alimentations décentrées pour obtenir une efficacité d'ouverture élevée. Le réflecteur conformé permet de modeler la distribution de la p.i.r.e. dans la zone de service. Par rapport aux réflecteurs à réseau de cornets d'alimentation déphasés, cette nouvelle technologie se caractérise par de plus faibles pertes de sortie, un meilleur modelage des faisceaux en général, et par un poids plus faible.

Cette technique de modelage du faisceau devait être utilisée pour la première fois sur un satellite de télédiffusion qui devait être lancé en décembre 1993. Ce satellite desservira la zone CONUS (Contiguous United States: zone contiguë des Etats-Unis) [1990-1994b], et Williams et autres 1993.

Cette antenne devra non seulement disposer d'une forme de faisceau permettant la couverture de la zone CONUS mais également: 1) présenter des variations de gain dans le faisceau principal de façon à compenser les différences possibles d'affaiblissement dû à la pluie, et 2) limiter les rayonnements dans les lobes latéraux afin de respecter les conditions de brouillage imposées dans les autres pays de la Région 2 dans le Plan de fréquences à 12 GHz.

Le calcul de la forme du réflecteur s'est opéré en deux étapes. La première étape a consisté sans accorder d'importance particulière aux lobes latéraux, à optimiser la forme du réflecteur afin d'obtenir la couverture de la zone CONUS et d'offrir un gain supplémentaire de 1,5 dB sur la partie orientale de cette zone et des crêtes de gain sur les zones à forte densité de population.

Dans la seconde étape, la géométrie du réflecteur a été affinée afin de limiter les lobes latéraux en direction des autres pays de la Région 2 et de ne pas abaisser les marges de protection équivalentes globales (oepm) pour ce pays. A cette fin, la version de l'IFRB du logiciel SOUP associé à un sous-programme pour faisceau modelé, a été utilisé pour calculer ces marges de protection équivalentes globales sur plus de 15 000 points test de réception dans la Région 2 avec pour hypothèse le diagramme de lobes latéraux correspondant à la première étape.

Sur la base des résultats obtenus la géométrie du réflecteur a été à nouveau optimisée afin de diminuer les lobes latéraux en direction de pays dont les marges de protection équivalentes globales étaient affectées. Avec un réflecteur de 2,2 m de diamètre environ et un seul cornet d'alimentation corrugué, on a constaté qu'il était possible d'obtenir la suppression voulue des lobes latéraux sans diminuer de plus de 0,3 dB la caractéristique de gain en tout point du lobe principal.

3.1.3.4 Autres facteurs modifiant la forme du faisceau de l'antenne de satellite

On peut utiliser des techniques de mise en forme du faisceau avec des antennes multisources pour obtenir un diagramme du lobe principal différent du diagramme gaussien classique. Plus précisément, on peut maintenir un niveau d'amplitude plus uniforme sur toute l'étendue de la zone de service prévue. Cette égalisation du diagramme de rayonnement peut présenter des avantages certains dans certaines circonstances. Le principal de ces avantages est une diminution possible de la puissance primaire de l'engin spatial, pour obtenir la p.i.r.e. minimale nécessaire à la limite de la zone de service. Cela signifie que l'on pourrait utiliser un émetteur moins puissant et des panneaux solaires à plus faibles dimensions. Il en résulterait des économies qui, dans certaines applications, pourraient être importantes.

Un inconvénient de cette technique est que les diagrammes uniformes peuvent dépasser légèrement l'enveloppe gaussienne utilisée actuellement dans la zone de service désirée, sans toutefois dépasser le contour prévu à -3 dB. Dans ce cas, l'administration qui souhaiterait utiliser ces techniques de mise en forme du faisceau devrait effectuer au préalable une coordination avec les administrations des pays voisins. Cette technique devrait faire l'objet d'un complément d'étude.

Les résultats analytiques et les résultats de mesure obtenus à 12 GHz [Chen et Franklin, 1980] concernent la couverture d'un faisceau modelé utilisé dans le fuseau horaire «Eastern Time» (ETZ) des Etats-Unis d'Amérique, avec polarisation rectiligne. L'existence des 25 cornets équivaut à l'emploi de cornets supplémentaires à la périphérie de la zone, pour la suppression des lobes latéraux. Les comparaisons entre les données calculées et les données mesurées pour les fréquences d'émission 11,7 et 11,95 GHz ont très bien concordé.

Les résultats obtenus avec des antennes utilisées dans la bande des 11,7 à 14,5 GHz sont tout à fait uniformes. L'utilisation de la même antenne dans la bande de réception/émission de 12,2/18,1 GHz offre une solution de compromis. Même si on pouvait compenser le réflecteur en faisant en sorte qu'un tiers de la portion extérieure de la bande soit transparente aux fréquences voisines de 18 GHz, la limitation de la largeur de bande imposée aux dispositifs d'alimentation et au polariseur se traduirait par une dégradation des performances.

Dans les systèmes de radiodiffusion, il n'est généralement pas possible de repositionner les satellites sur de nouvelles positions orbitales, car il en résulte une modification des dimensions et de la forme de la zone de couverture. Si le décalage en longitude est faible, par exemple inférieur à 5°, et s'il est spécifié lors de la mise au point de l'antenne, on pourra concevoir une couverture adaptée à un diagramme composite (dont les dimensions sont les plus grandes) avec une faible perte de gain de 0,3 à 0,5 dB. On pourra facilement repointer l'engin spatial dans la direction est-ouest pour assurer une meilleure adaptabilité.

Si le décalage de longitude sur l'orbite est grand, par exemple, si on passe de 100° ouest à 115° ouest, on risque d'avoir des difficultés avec un diagramme de rayonnement composite en raison de la perte de gain. La différence de gain d'une antenne conçue pour la longitude 115°, mais utilisée à 100° pourrait atteindre 3 dB en certains endroits. Cet effet sera généralement moins grave avec une antenne à faisceau modelé dont la couverture est plus large, c'est-à-dire avec un contour à -2 dB au lieu du contour obtenu à -3 à -4 dB, ou avec un faisceau modelé qui suit moins bien le contour de la zone de couverture.

Etant donné deux longitudes discrètes, on pourrait synthétiser un modèle donné à l'aide d'une combinaison de diviseurs de puissance variables ou de cornets commutables, pour modifier la configuration de l'alimentation de l'antenne sur orbite. Cette solution n'est généralement pas souhaitable car elle est très complexe et peu fiable.

3.1.4 Faisceaux multiples

Il a été prouvé que l'utilisation de faisceaux multiples en vue d'obtenir des couvertures multiples indépendantes dans une zone de service souhaitée permet d'augmenter les possibilités offertes par le spectre grâce à la réutilisation des fréquences.

On peut obtenir des faisceaux multiples à partir d'une ouverture unique en employant des réflecteurs, des lentilles ou des panneaux.

Des antennes à cornets multiples décalés fonctionnant avec un réflecteur ou une lentille constituent une solution viable qui satisfait aux exigences d'exploitation du service de radiodiffusion par satellite, pour les engins spatiaux comme pour les antennes de station terrienne. Si l'on prévoit un faisceau séparé pour chaque groupe d'utilisateurs, on peut obtenir la réutilisation voulue des bandes de fréquences. Un projet d'antenne hyperfréquences à faisceaux multiples [Ohm, 1974] utilisant un système d'alimentation à cornets multiples décalés et un réflecteur Cassegrain s'est révélé capable d'éliminer le blocage d'ouverture, de réduire les aberrations en coma et d'assurer une bonne protection des faisceaux les uns par rapport aux autres (40 à 45 dB).

De nombreuses études ont été consacrées aux lentilles qui permettent d'obtenir plusieurs faisceaux indépendants. Des travaux analytiques et certains résultats expérimentaux relatifs à une lentille à guide d'ondes [Dion et Ricardi, 1971] ont montré qu'il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement à couverture variable par excitation sélective des alimentations; on obtient ainsi l'éclaircissement d'ouverture et la répartition de phase voulus.

Les réseaux en phase offrent des possibilités intéressantes pour les futures antennes de satellite dans les gammes de fréquences élevées. On peut obtenir plusieurs faisceaux indépendants par excitation sélective des éléments.

Pour des applications de télémétrie et de contre-mesures électroniques, on a mis au point des systèmes d'antennes accordées en phase, de type lenticulaire; on a fait des démonstrations avec des modèles qui produisent une pluralité de faisceaux orientables indépendamment les uns des autres, sur des largeurs de bande de l'octave. Une addition sélective des groupes de faisceaux produit même des faisceaux plus étroits qui sont «orientables» séparément.

3.1.5 Reconfiguration des antennes de satellites en orbite [CCIR, 1982-86a]

La plupart des systèmes de communication par satellite actuellement en service utilisent sur les engins spatiaux des antennes fournissant des empreintes qui encadrent la zone de service et la génération de ces empreintes est liée à l'emplacement sur l'orbite. Dans le futur, il sera nécessaire de pouvoir modifier la forme ou les dimensions des empreintes alors que le satellite sera installé en un point déterminé de l'orbite. Mais, une modification plus complexe de l'empreinte deviendrait nécessaire si le satellite devait être déplacé alors qu'il se trouve déjà sur l'orbite ou si l'on ne pouvait connaître l'emplacement auquel un satellite de réserve pourrait être mis en service si ce satellite était appelé à

remplacer un satellite appartenant à une série de satellites déjà en place, Dans ces deux cas, il faudrait effectuer une reconfiguration des antennes alors que le satellite serait en orbite afin que l'empreinte corresponde à la zone de service requise.

Dans la discussion qui va suivre, on part de l'hypothèse d'un emploi de faisceaux modelés, l'ouverture de l'antenne étant commandée par un ensemble de cornets d'alimentation.

La première forme d'antenne reconfigurable aurait pour but la desserte de plusieurs zones de service à partir d'une même position orbitale. C'est ainsi que le croquis de la Fig. 3a représente trois zones de service possibles pouvant être desservies à partir d'une seule position orbitale. C'est-à-dire que la puissance émise par l'antenne peut être dirigée sur l'empreinte A, sur l'empreinte B ou sur l'empreinte composite C. Généralement, la répartition de la puissance entre les zones A et B n'est pas égale, la zone la plus grande recevant une plus grande puissance afin d'égaliser la puissance surfacique. Selon un autre scénario, la puissance délivrée sur une zone serait plus forte afin d'alléger les conditions imposées aux stations terriennes de cette zone.

La mise en oeuvre de ces schémas d'éclairage peut se faire au moyen de réseaux de modelage du faisceau et d'ensembles de cornets d'alimentation (Fig. 3b). Le diviseur de puissance variable commandé à partir du sol répartit la puissance entre les deux sous-réseaux qui fournissent les empreintes A et B. Une répartition appropriée de la puissance entre les deux sous-réseaux donne l'empreinte globale C. La répartition peut contenir des éléments supplémentaires tels que des systèmes de mise en phase assurant une mise en phase uniforme sur la totalité de l'ouverture. La Fig. 3c représente le schéma de principe d'un diviseur de puissance variable. Les changeurs de phase ont un décalage de phase maximum de $\pi/2$ radians et parviennent à cette valeur avec une résolution de 4 bits. Cela correspond à $\pi/32$ radians. La puissance à chaque borne de sortie est identique lorsque les états de phase sont identiques. La sortie de l'un ou l'autre accès est nulle lorsque la différence de phase est de 90° . En conséquence, toutes les divisions sont possibles dans le cadre des augmentations graduelles fixées par le nombre des bits.

Une autre forme d'antenne reconfigurable qui correspond à des problèmes plus concrets que la structure présentée ci-dessus est à utiliser quand la reconfiguration est requise lorsqu'un satellite est déplacé en longitude par rapport à la position qu'il occupe ou s'il est nécessaire de disposer d'un satellite de réserve pouvant occuper plusieurs positions orbitales possibles. On ne connaît pas *a priori* la position orbitale finale car on ignore quel satellite tombera en panne le premier.

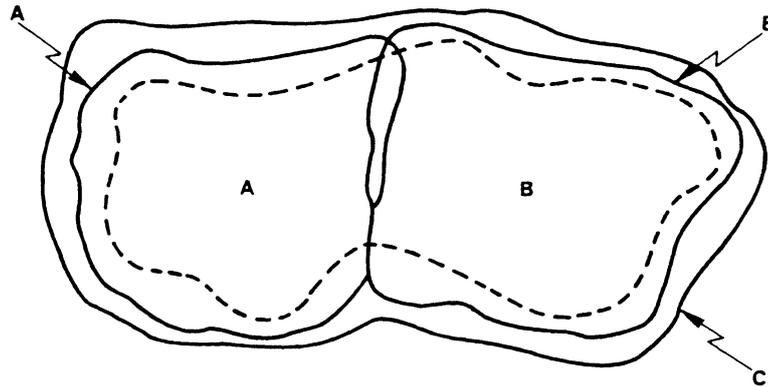
Dans le cas d'antennes conçues pour s'adapter au contour d'une zone de service donnée et pour ne donner lieu qu'à un très faible rayonnement en dehors de cette zone, le déplacement du satellite ne permettra plus d'avoir l'empreinte optimale de cette zone, car le satellite «verra» la zone de service dans une perspective différente. Plus particulièrement dans le cas de faisceaux modelés, la couverture de la zone de service à la périphérie du faisceau est sensible à l'emplacement du satellite. De ce fait, il serait nécessaire de reconfigurer la disposition du système d'alimentation de l'antenne afin de rétablir un éclairage optimal de la zone de service. Il est évident - comme indiqué dans la reconfiguration déjà décrite - qu'une répartition de la puissance entre les cornets d'alimentation n'est pas adéquate puisque l'empreinte originale prévaudrait. Il en résulte qu'il faut disposer d'une multiplicité de cornets d'alimentation pouvant être excités par des valeurs de puissance variables dans l'ensemble d'alimentation. En fonction de l'emplacement du satellite et de la zone à desservir, certains cornets recevront une puissance plus grande, d'autres une puissance plus faible, tandis que d'autres ne seront plus alimentés.

On étudie actuellement aux Etats-Unis d'Amérique un système d'antenne reconfigurable qui peut être programmé pour obtenir des empreintes optimales pour les 50 Etats dans le cas de satellites pouvant être installés entre 66° O et 129° O de longitude. La Fig. 4 représente les empreintes caractéristiques qui peuvent être obtenues à partir de trois emplacements différents.

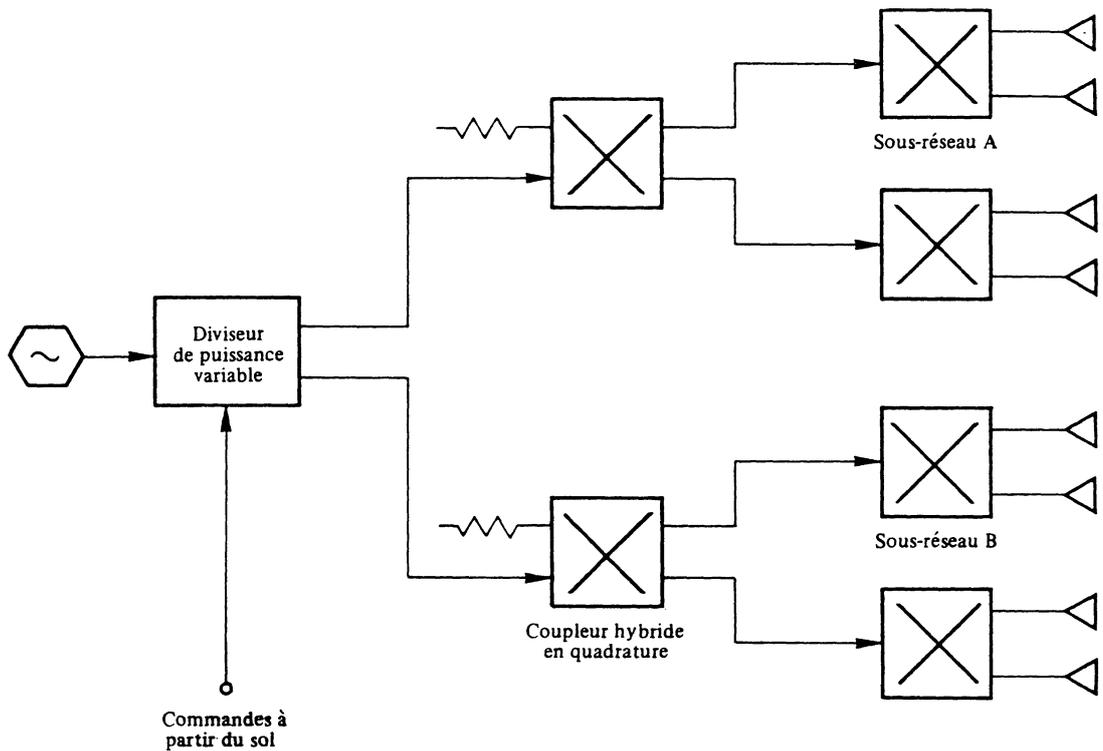
A noter que le réseau d'antenne reconfigurable sera généralement plus complexe qu'un réseau plus simple à modelage du faisceau et que son poids sera plus élevé. Il convient également de prendre un autre élément en considération: les circuits ajoutés augmenteront les affaiblissements dans des parties du répéteur où ces affaiblissements ont un caractère déterminant. De plus, il faut s'attendre à une augmentation du coût de l'engin spatial, mais cela a moins d'importance que le poids et la performance.

FIGURE 3

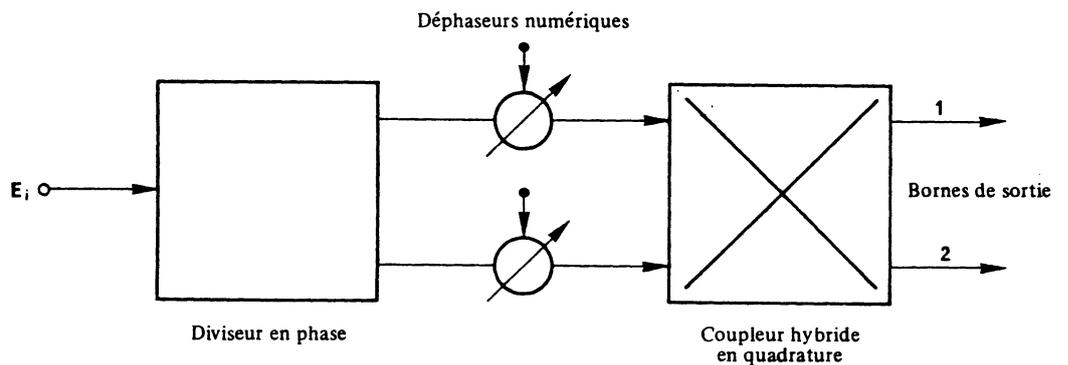
Antenne reconfigurable pour desservir plusieurs zones de service à partir d'une seule position orbitale



a) Zones de service considérées



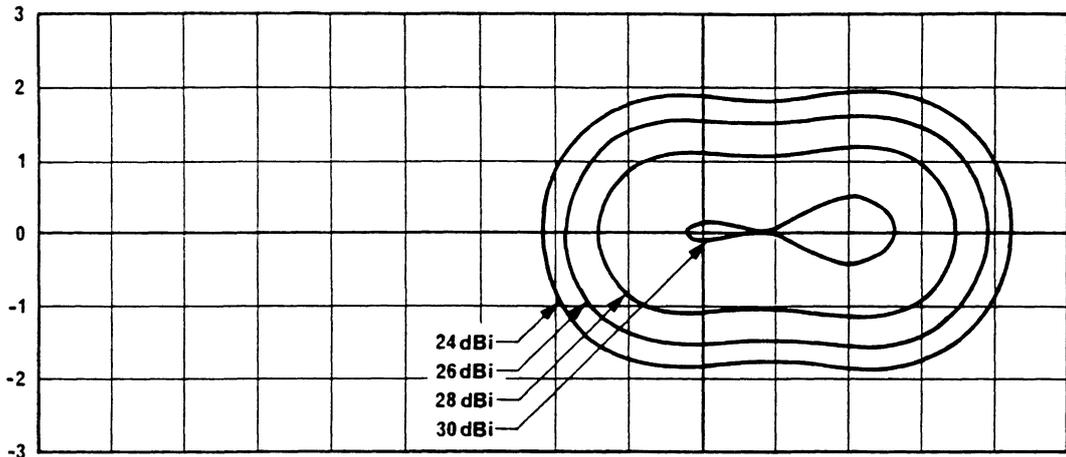
b) Réseau de modelage du faisceau



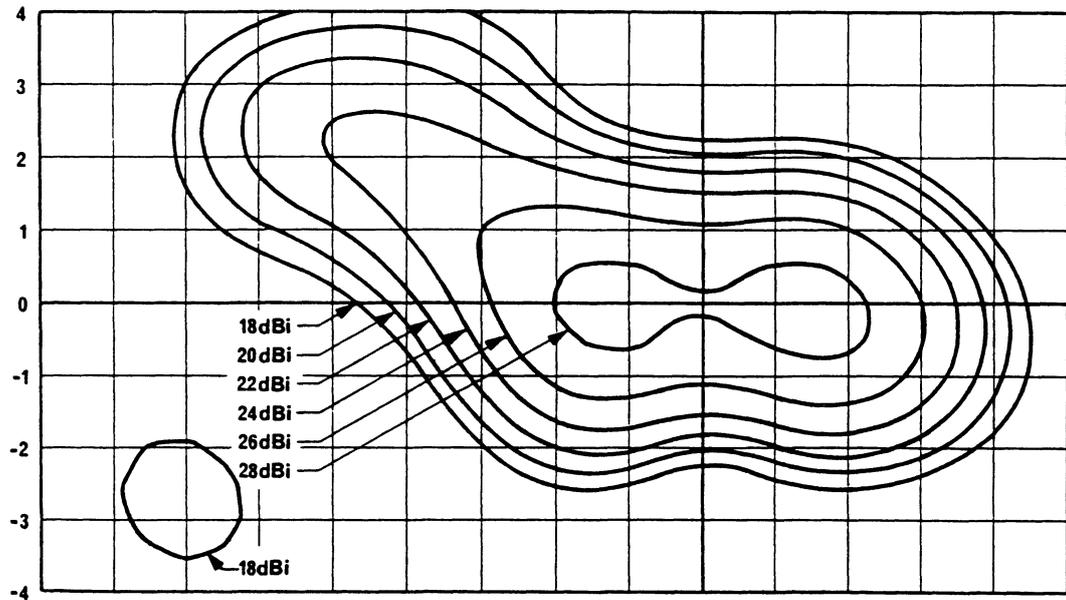
c) Diviseur de puissance variable

FIGURE 4

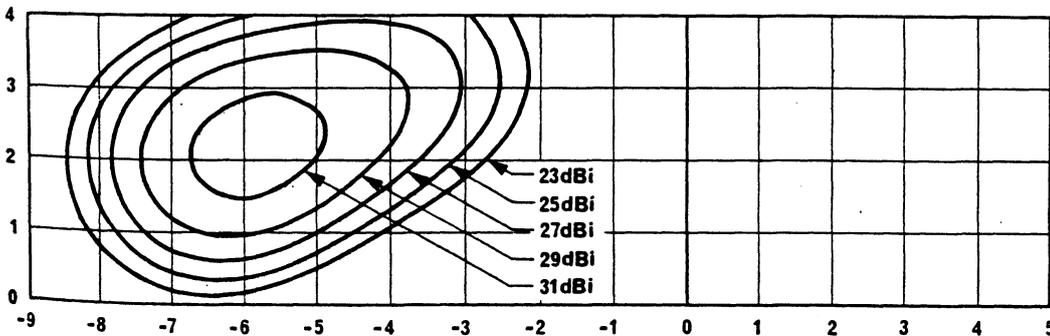
Empreintes caractéristiques pour différentes positions orbitales



a) 96° O (CONUS)



b) 119° O (CONUS/Alaska/Hawai)



c) 139° O (Alaska seulement)

CONUS: Contiguous United States.

3.2 *Antennes de réception au sol*

La présente section donne les résultats de certaines mesures effectuées sur des antennes dont le modèle convient à la réception individuelle ou communautaire. On y trouvera également les résultats de certaines expériences de suppression des lobes latéraux justifiant le niveau de -25 dB recommandé pour la réception communautaire dans le diagramme de référence.

3.2.1 *Diamètres et types d'antenne*

Dans la bande des 12 GHz et pour la réception individuelle, un type d'antenne très répandu est une antenne à réflecteur parabolique classique ou avec alimentation décalée, ayant un diamètre compris entre 0,3 et 1 m. Des diamètres plus importants pourront cependant être employés pour la réception communautaire. Deux dispositions sont possibles pour l'alimentation: soit une antenne à éclairage direct, soit un assemblage à double réflecteur. Le choix du diamètre et celui du dispositif d'alimentation pourront dépendre de considérations économiques, compte tenu du fait que, pour un facteur de qualité G/T donné, un gain d'antenne plus petit exige de l'équipement de réception une plus basse température de bruit. L'antenne pourra être réalisée soit en aluminium, soit en structure composite moulée, par exemple en matière plastique avec revêtement conducteur ou treillis métallique incorporé. La précision requise de la surface effective est d'environ 1 mm (valeur quadratique moyenne), quelles que soient les conditions météorologiques, en outre la monture doit être suffisamment rigide pour assurer et maintenir un pointage correct, par exemple mieux que $0,5^\circ$ ou $0,6^\circ$, pour les dimensions d'antenne envisagées (0,3 à 1 m).

Aujourd'hui, les antennes à "plaque plate" présentent aussi de l'intérêt. Elles peuvent avoir des faisceaux transversaux ou orientables. Ces antennes ont l'avantage d'être plus faciles à installer et à maintenir pointées correctement par grands vents et elles risquent moins de subir des diminutions de gain sous l'effet des dépôts de neige sur leur surface. C'est notamment le cas pour une antenne dont on oriente le faisceau pour avoir l'angle de site voulu alors que le plan de l'antenne est vertical. Une antenne à réseau phasé, plus perfectionnée, a un faisceau qu'on peut dévier transversalement, ce qui permet de la plaquer contre un mur ou un toit d'immeuble, là où ce sera le plus commode, quelle qu'en soit l'orientation. Une antenne montée ainsi est moins voyante et plus facile à installer.

A leur stade de développement actuel, les antennes à plaque plate et faisceau transversal peuvent remplacer économiquement les antennes paraboliques et, au moins pour les petits modèles, donnent un rendement comparable à celui d'une parabole de dimension semblable. A l'heure actuelle, le rendement des grands réseaux et des réseaux orientables serait plutôt inférieur à celui des paraboles comparables. A l'avenir, on pourra incorporer à l'antenne l'étage d'entrée à faible bruit et répartir les premières étapes d'amplification le long de la structure d'alimentation afin de réduire les pertes.

L'antenne plate à faisceau transversal peut présenter un gain et une réduction des lobes latéraux équivalents à ceux d'une parabole de dimension semblable. Pour de nombreuses installations individuelles, elle est préférable à l'antenne parabolique en raison de son aspect plus discret, de son moindre poids et de sa facilité d'installation.

De récents travaux entrepris aux Etats-Unis, au Royaume-Uni et au Japon ont abouti à des modèles d'antennes de réception du SRS à réseaux phasés d'éléments plans [Sorbello et autres, 1988; Wells, 1989; Sorbello et Zaghloul, 1989; Griffiths et autres, 1989; Maddock, 1988]. Les caractéristiques de ces "antennes plates", y compris des résultats de mesure de leurs diagrammes copolaire et contrapolaire sont décrites au § 3.2.3.

Outre les différents types d'antennes paraboliques à décalage, des antennes plates ont été mises sur le marché japonais. L'antenne plate est avantageuse par sa forme et sa facilité d'installation sur les murs des maisons, ce qui évite l'accumulation de neige, mais de nombreuses caractéristiques restent à étudier, notamment le rendement.

3.2.2 *Données de mesure pour antennes paraboliques*

Des données extraites de diagrammes d'antenne mesurés pour la composante copolaire des antennes paraboliques sont représentées dans la Fig. 5a. Toutes les antennes étaient à polarisation rectiligne. La liste des antennes sur lesquelles les mesures ont été effectuées figure dans le Tableau II. Les données sont présentées par groupes. Chaque groupe est représenté par une barre verticale couvrant la gamme de variation du gain, pour l'échantillon de points correspondant aux données de ce groupe. Cette division en groupes a été effectuée avec précaution, de manière que chaque groupe englobe un nombre suffisant de données. Sur chaque barre, le petit cercle noir supérieur marque le point au-dessus duquel se trouvent 20% des données. Le petit cercle noir inférieur est le point à 20% inférieur. La valeur médiane est indiquée par un cercle blanc. En plus des données de mesure, la Fig. 5a contient aussi un diagramme d'antenne de référence figurant dans le § 2.

Dans la Fig. 5b sont présentés des résultats semblables provenant d'un groupe d'antennes de 3,3 m fonctionnant à 12 GHz. Ces antennes étaient à polarisation rectiligne. Les valeurs médianes tombent, pour tous les angles mesurés, bien en dessous de la courbe A de la Fig. 2, et les valeurs de crête en dessous du diagramme de référence, à six ou huit fois l'ouverture du faisceau à mi-puissance. Ces résultats ont été obtenus sans que l'on ait cherché à supprimer les lobes latéraux.

Il est peu probable que l'on obtienne régulièrement des gains inférieurs au gain isotrope dans les lobes latéraux éloignés et dans les lobes arrière, dans le cas des antennes dont les dimensions et le coût conviennent à la radiodiffusion par satellite.

On a effectué au Japon [CCIR, 1974-78f] des mesures de diagrammes de rayonnement d'antennes de réception à polarisation rectiligne dont les diamètres étaient compris entre 40 cm et 1,6 m. La Fig. 6 représente des résultats de mesures pour une antenne parabolique de 60 cm de diamètre.

D'après ces résultats, et les résultats des mesures de diagrammes d'antenne effectuées sur des antennes de 1 m et de 1,6 m (antenne à grand rendement, faible poids et coût modique), on constate que les diagrammes copolaires restent dans les limites du diagramme de référence pour réception individuelle.

Des mesures sur la composante contrapolaire ont été effectuées sur divers types d'antennes paraboliques pour un D/λ compris entre 40 et 100. Les résultats sont représentés à la Fig. 7, où les données sont présentées de la même manière que dans les Fig. 5a et 5b.

Des mesures ont été effectuées au Canada sur une antenne parabolique à source primaire. L'antenne avait un diamètre de 1,2 m et était à polarisation rectiligne. Les diagrammes des lobes latéraux ont été mesurés en 1982 pour la bande de fréquences 11,7-12,2 GHz. On a constaté que le rendement au milieu de la bande était de 72% et une courbe de dispersion des crêtes dans les lobes latéraux est présentée sur la Fig. 8. Les diagrammes des lobes latéraux de l'antenne ont été tracés à trois fréquences (limites et centre de la bande de fréquences) et pour deux coupes azimutales (plan E et plan H). Le diagramme de référence adopté pour la Région 2 à la CARR SAT-83 est également présenté à titre de comparaison [CCIR, 1982-86b].

L'analyse d'un petit nombre de données sur le diagramme contrapolaire d'antennes à faible ouverture - si l'on ne prête pas une attention particulière au niveau des lobes latéraux - montre que l'on peut obtenir un niveau minimal de discrimination de 20 dB et un niveau maximal de 32 dB à la fois dans l'axe et hors de l'axe. Si l'on applique des techniques de suppression du lobe latéral, le niveau minimal de discrimination peut être ramené à 25 dB.

3.2.3 *Caractéristiques et données mesurées au sujet des antennes à plaque plate*

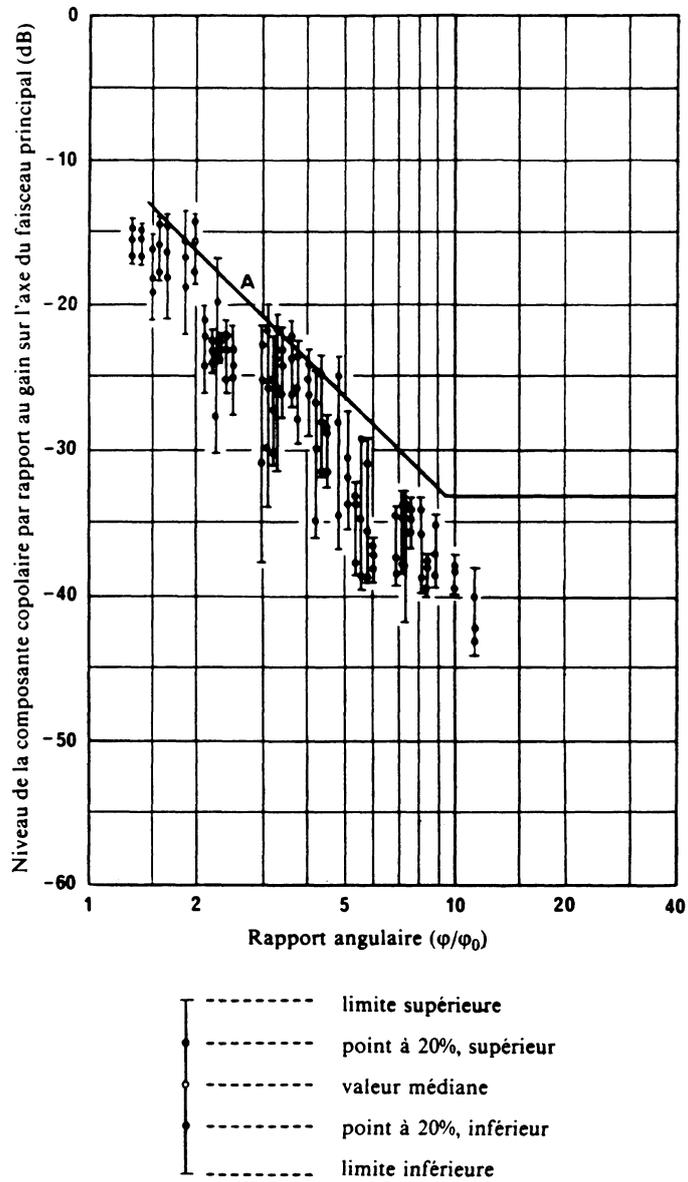
L'antenne plate type à polarisation unique est constituée de trois couches comme le montre le schéma de la Fig. 9. Il y a deux couches imprimées, l'une comprenant les éléments de réception et l'autre le diviseur de puissance ou réseau de combinaison. Ces couches sont séparées par des isolants en mousse plastique, à quoi s'ajoute un autre isolant qui sépare la couche du réseau diviseur de puissance du plan de masse.

Cette configuration présente deux aspects qui favorisent des coûts de production réduits, ce qui est essentiel pour des composants électroniques grand public: les couches imprimées sont faciles à produire en grande série et le couplage se fait par capacité entre les organes de réception et le diviseur de puissance, ce qui évite d'établir des connexions matérielles.

Le Tableau 2 donne les caractéristiques électriques essentielles et les caractéristiques mécaniques d'une gamme de modèles d'antennes plates disponibles sur le marché. On notera que le gain et le rendement de ces antennes plates sont comparables à ceux des antennes paraboliques de même section transversale. En ce qui concerne les lobes latéraux, elles sont aussi comparables aux antennes paraboliques, comme on le verra ci-dessous.

FIGURE 5a

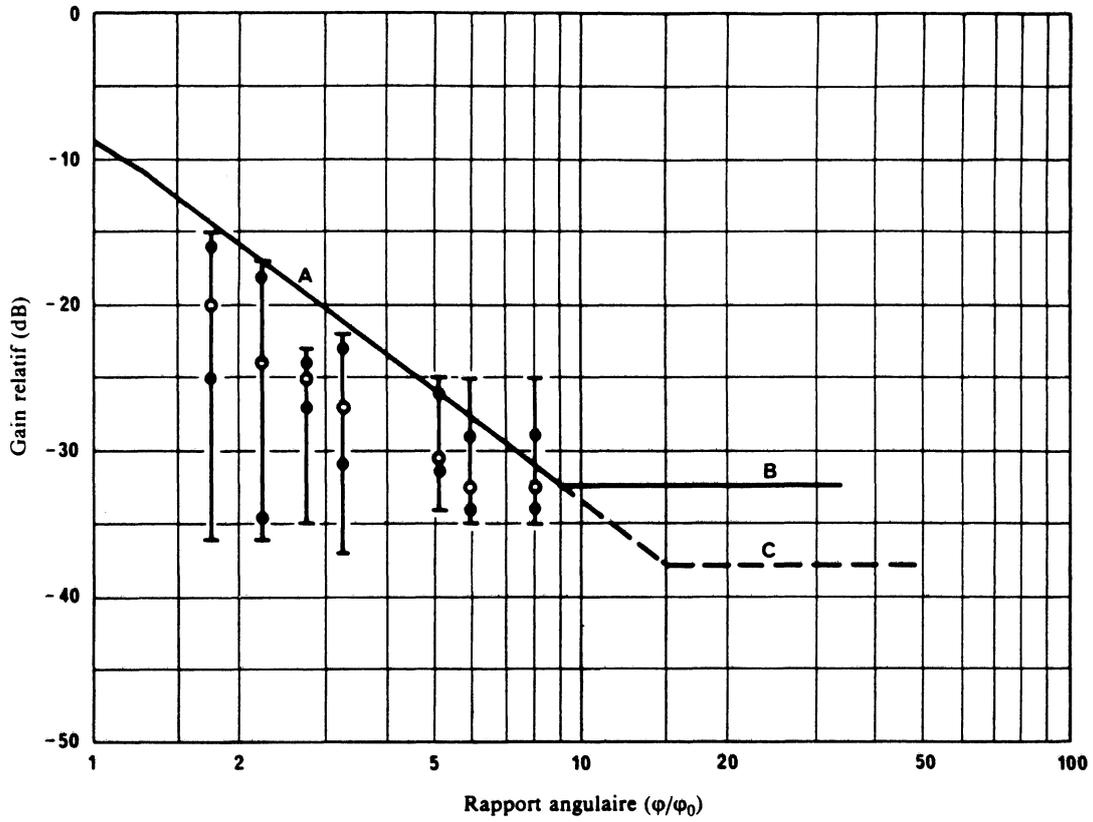
Valeurs mesurées des niveaux de crête des lobes latéraux de la composante copolaire et diagramme d'antenne de référence



Courbe A: diagramme de référence pour réception individuelle

FIGURE 5b

Valeurs mesurées, à 12 GHz, des niveaux de crête des lobes latéraux
de la composante copolaire et diagramme d'antenne de référence
de la station terrienne



Courbes A: diagramme de référence pour réception individuelle

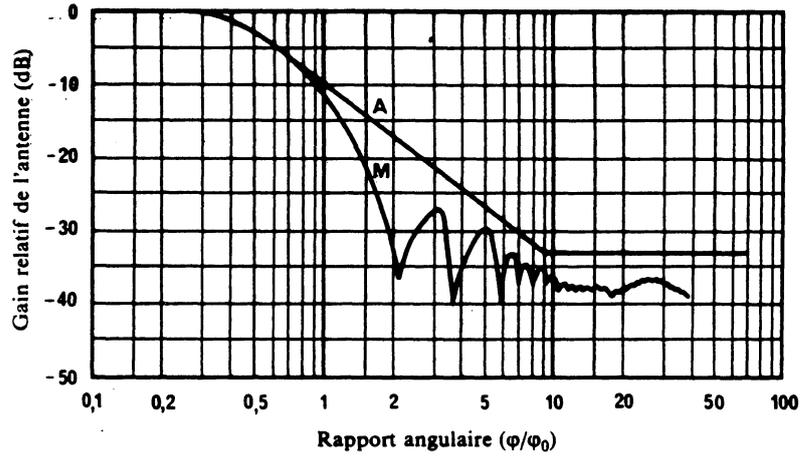
B: Régions 1 et 3

C: Région 2

- limite supérieure
- point à 20%, supérieur
- valeur médiane
- point à 20%, inférieur
- limite inférieure

FIGURE 6

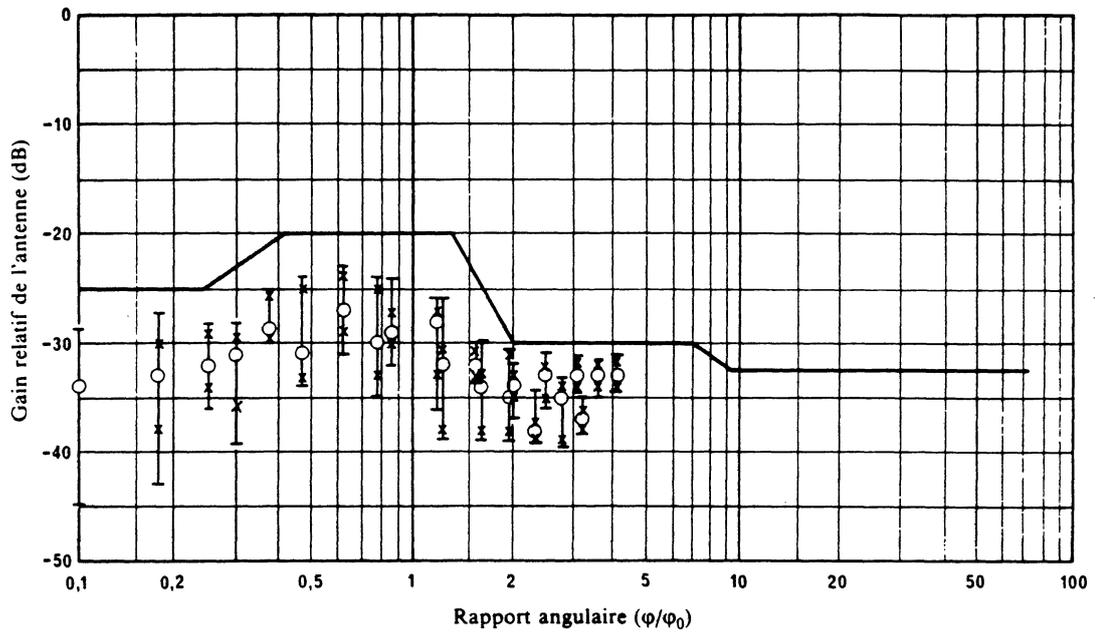
Exemple d'un diagramme copolaire pour une antenne parabolique de Terre (12 GHz)



Courbe A: diagramme de référence pour réception individuelle
 Courbe M: résultat des mesures pour une antenne parabolique de 60 cm

FIGURE 7

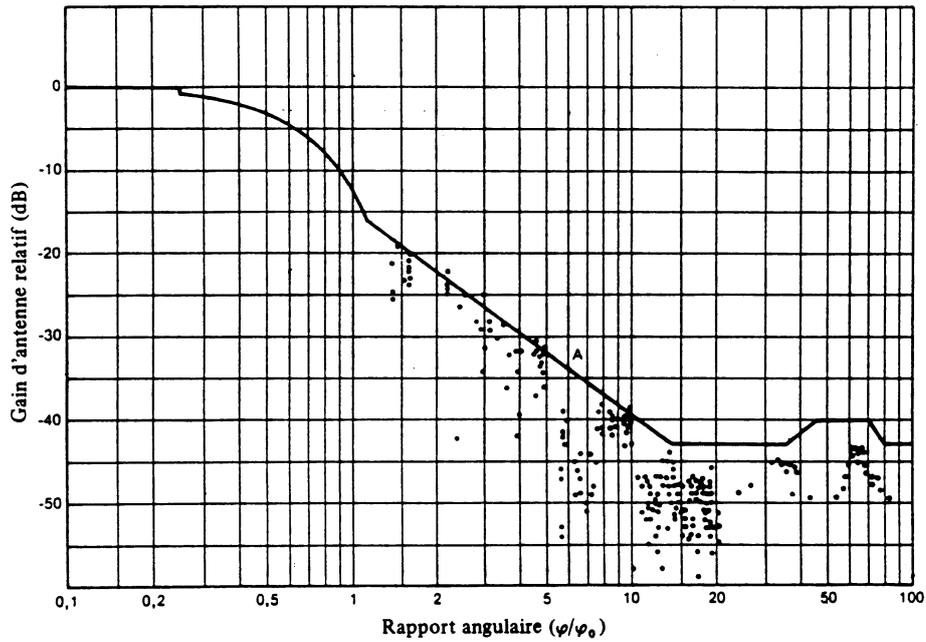
Diagramme contrapolaire mesuré



| | |
|-----|------------------------|
| — | diagramme de référence |
| --- | limite supérieure |
| ⊗ | point à 20%, supérieur |
| ○ | valeur médiane |
| ⊗ | point à 20%, inférieur |
| --- | limite inférieure |

FIGURE 8

Niveaux de crête des lobes latéraux de la composante copolaire mesurés sur une antenne de 1,2 m à alimentation focale à 12 GHz ($\varphi_0 = 1,46^\circ$)



Courbe A : composante copolaire du diagramme de référence d'antenne adopté à la CARR SAT-83 pour la Région 2

FIGURE 9

Schéma de la structure d'un réseau d'antennes plates pour réception de la radiodiffusion par satellite

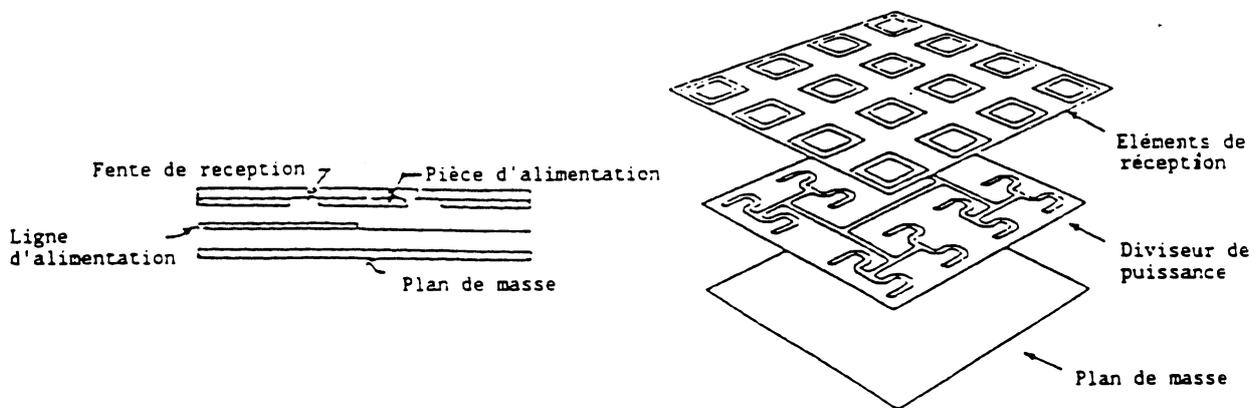


TABLEAU 2
Caractéristiques de différents modèles d'antennes plates

| Caractéristique | Nombre d'éléments rayonnants | | | |
|---|------------------------------|-----------|-----------|------------|
| | 256 | 384 | 256 | 1 024 |
| Gamme de fréquences (GHz) | 11,7-12,2 | 11,7-12,0 | 11,7-12,5 | 11,2-11,45 |
| Dimensions du panneau (cm) ⁽¹⁾ | 41 x 41 | 42 x 60 | 41 x 41 | 78 x 78 |
| Epaisseur (cm) | 2 | 2,5 | 2 | 2,5 |
| Poids (kg) | 2,3 | 5 | 2,3 | 9 |
| Gain (dBi) | 32,5 | 34,5 | 31 | 37 |
| Rendement (%) | >65 | >60 | >55 | >50 |
| Polarisation* | D ou G | D ou G | D ou G | V et H |
| Découplage de polarisation croisée sur l'axe (dB) | -20 | -20 | -25 | -25 |
| Angle de déviation du faisceau (degrés) | 0 | 0 ou 12 | 0 | 0 |
| Ouvertures de faisceau à mi-puissance (degrés) | 4 x 4 | 4 x 2,7 | 4 x 4 | 2 x 2 |
| Facteur de bruit LNB (dB) | 1,6 | 1,6 | 1,6 | 1,6 |
| G/T de l'antenne (dB(K) ⁻¹) | 9,8 | 11,4 | 8,5 | 13,2 |

D: circulaire droite

G: circulaire gauche

V: verticale

H: horizontale rectiligne

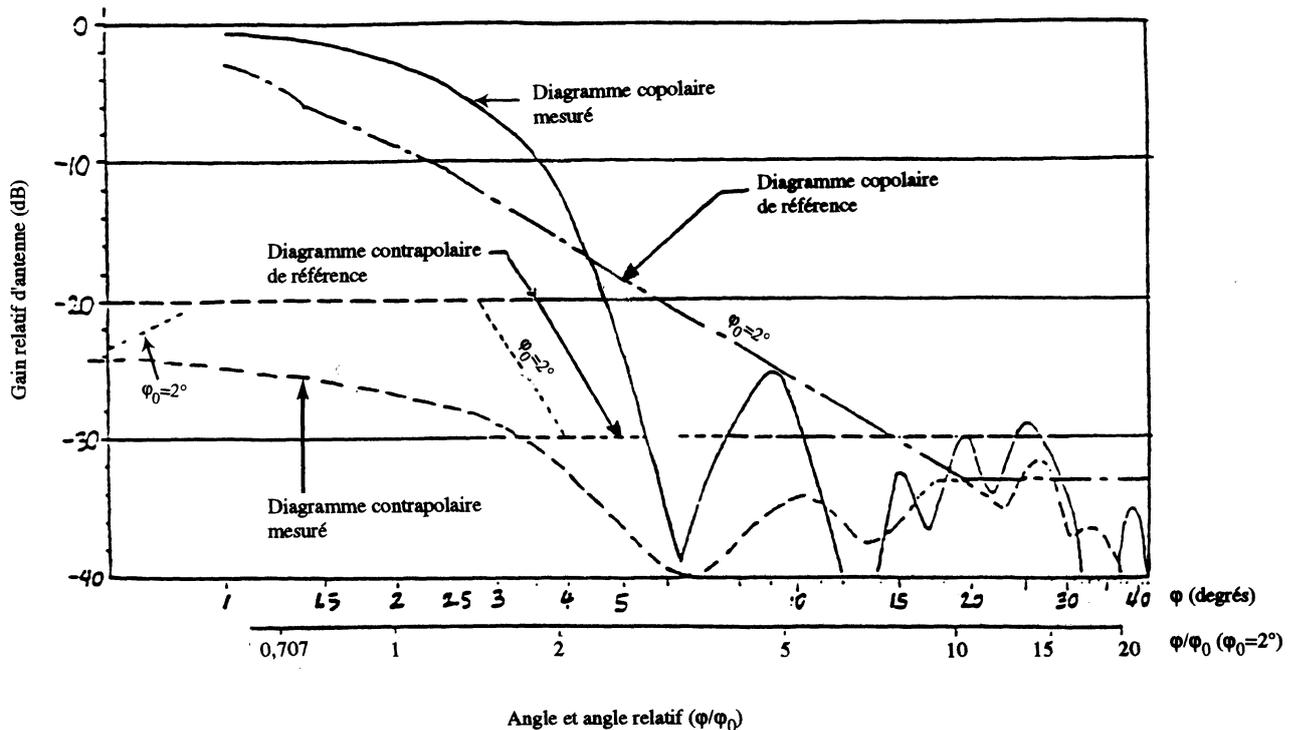
(1) Il s'agit des dimensions hors-tout du panneau, y compris le cadre; les dimensions de la surface active du réseau sont inférieures d'environ 4 cm.

La Fig. 10 présente les diagrammes copolaire et contrapolaire mesurés sur des modèles de production d'un réseau carré de 41 cm de côté à 256 éléments et les compare aux diagrammes de référence de la Recommandation 652. On a choisi l'exemple de l'antenne à 256 éléments car c'est le plus petit modèle de réseau plat et le plus sensible au brouillage dus aux satellites adjacents.

Les diagrammes de la Fig. 10 sont mesurés dans un plan qui contient l'axe du faisceau et est incliné à 45° sur les plans principaux du réseau. Ils sont représentatifs des diagrammes mesurés dans tous les plans qui contiennent l'axe du faisceau et sont inclinés à plus de 15° des plans principaux. Du point de vue des brouillages, ce sont les diagrammes les plus intéressants car, avec la polarisation circulaire prescrite par les Plans du SRS à 12 GHz, on peut toujours monter l'antenne de telle sorte que toutes les sources significatives de brouillage du satellite se trouvent à au moins 15° des plans principaux. Ce sera en fait généralement le cas si les bords de l'antenne installée sont horizontaux et verticaux; en effet, les Plans du SRS assignent à chaque pays une position orbitale qui se trouve de 15 à 40° à l'ouest de la longitude de la zone de service du pays.

FIGURE 10

Diagrammes mesurés des lobes latéraux d'une antenne plate à 256 éléments dans un plan qui contient l'axe du faisceau mais se trouve à 45° des plans principaux du réseau



La Fig. 10 montre aussi les diagrammes de référence copolaire et contrapolaire pour les antennes de certaines stations terriennes de réception des Régions 1 et 3 (voir la Recommandation UIT-R BO.652 et le § 3.7.2 de l'Appendice 30 (ORB-85) du Règlement des radiocommunications).

Ces diagrammes de référence supposent une ouverture de faisceau à mi-puissance $\phi_0 = 2^\circ$, soit l'ouverture de faisceau à mi-puissance prise pour base des calculs de brouillage lors de l'établissement du plan de la CAMR-77 pour les Régions 1 et 3.

On voit que même si l'antenne plate à 256 éléments a une ouverture de faisceau à mi-puissance de 4° , son diagramme contrapolaire des lobes latéraux est conforme à la référence $\phi_0 = 2^\circ$ pour tous les angles de plus de $0,5^\circ$ par rapport à l'axe (sauf à 27° où il dépasse la référence de 1,6 dB), et il en est de même pour le diagramme copolaire jusqu'à un angle de 18° . Même au-delà de cet angle, là où on peut s'attendre à une faible puissance surfacique des satellites adjacents, l'antenne plate ne dépasse la référence que d'environ 3 dB.

3.2.4 Réduction des lobes latéraux

Les moyens de réduction des lobes latéraux sont nombreux et leur gamme s'étend du plus simple à l'extrêmement compliqué [Han, 1972].

On peut réduire les lobes latéraux en réduisant l'ouverture du diagramme d'alimentation de la source primaire [Han, 1972; Silver, 1949]. Cette réduction s'obtient aux dépens du gain dans la direction de l'axe du faisceau principal, mais un rendement global de 50% peut être encore obtenu. Avec une simple diminution de l'illumination, le niveau des lobes latéraux est réduit dans tous les plans de rotation autour de l'axe de visée.

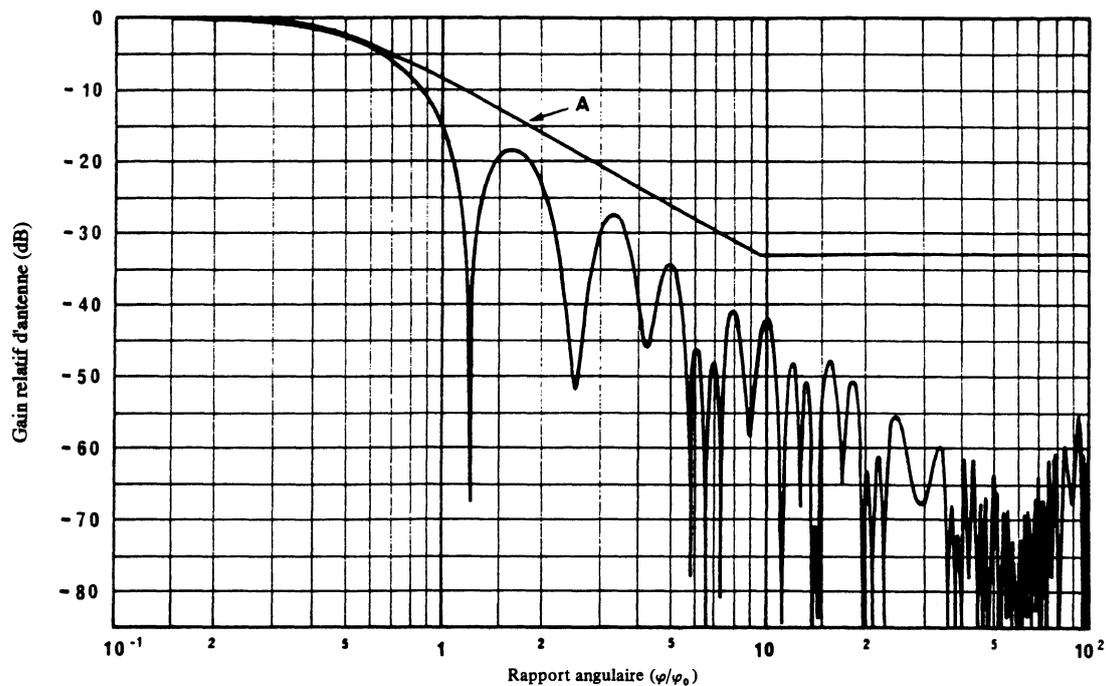
De récents travaux en Italie ont montré l'effet de l'utilisation de "surfaces ondulées" sur la qualité de fonctionnement des antennes paraboliques. Avec ces surfaces, il est en effet possible d'obtenir des diagrammes de rayonnement égaux dans les deux plans principaux, un bon découplage de polarisation, une réduction des lobes latéraux, un faible débordement et par conséquent, un abaissement de la température de bruit d'antenne et un meilleur rendement d'antenne (parfois supérieur à 70%).

Le diagramme de rayonnement calculé pour une antenne parabolique de 60 cm avec un plan ondulé est indiqué sur la Fig. 11. Ce diagramme se trouve à 3,5 dB au moins en-dessous de la référence correspondante de la CAMR-77 pour tous les angles ϕ/ϕ_0 supérieurs à 1. [Pacini, 1985].

Théoriquement, une ouverture circulaire à illumination uniforme produit des lobes secondaires inférieurs de quelque 15 dB à la valeur de crête du diagramme secondaire. Avec une répartition d'ouverture proportionnelle à $(1 - \gamma/2)$, où γ est la fonction radiale normalisée par rapport au rayon d'ouverture, les lobes secondaires tombent à 24,5 dB en dessous de la valeur maximale du diagramme. Des diagrammes à 6 GHz, avec un paraboloïde de 1,22 m et une illumination en bord d'ouverture de -12 dB, présentent les premiers lobes latéraux secondaires à 26 dB en dessous de la valeur maximale du lobe principal [Silver, 1949]. Si la source reste au foyer du réflecteur et que l'on retire une partie du réflecteur, créant ainsi un réflecteur à source décalée, on peut abaisser de quelques dB supplémentaires les lobes secondaires, car le blocage de l'ouverture se trouve réduit. Toutefois, l'ouverture est elle-même réduite et il se produit un élargissement du faisceau principal et une réduction de gain. On peut y remédier en augmentant les dimensions du réflecteur. Les données concernant les lobes latéraux mesurées sur plusieurs réflecteurs à alimentation décalée sont présentées sur la Fig. 9. Les courbes représentent l'enveloppe de crête des lobes latéraux pour chaque antenne. Toutes les données se situent nettement au-dessous de la courbe A' de la Fig. 2. Les antennes avaient des rendements de 63 à 70% [CCIR, 1982-86c].

Une autre méthode de réduction des lobes latéraux dans un seul plan consiste à utiliser un dispositif de source à «dipode». Le «dipode» est un support rigide de source d'alimentation à deux bras, orienté dans un seul plan avec, dans le plan orthogonal, un support haubané. En fonctionnement, le plan des lobes latéraux inférieurs est aligné sur le plan équatorial, abaissant ainsi des niveaux de lobes latéraux en direction des satellites voisins. Cette construction en «dipode» fournit des lobes secondaires faibles dans le plan des supports, car c'est dans ce plan que la discontinuité de blocage du plan d'ouverture est la plus faible [EDUTEL, 1977]. L'enveloppe A" de la Fig. 2 peut être facilement obtenue dans le plan équatorial avec une antenne à source «dipode».

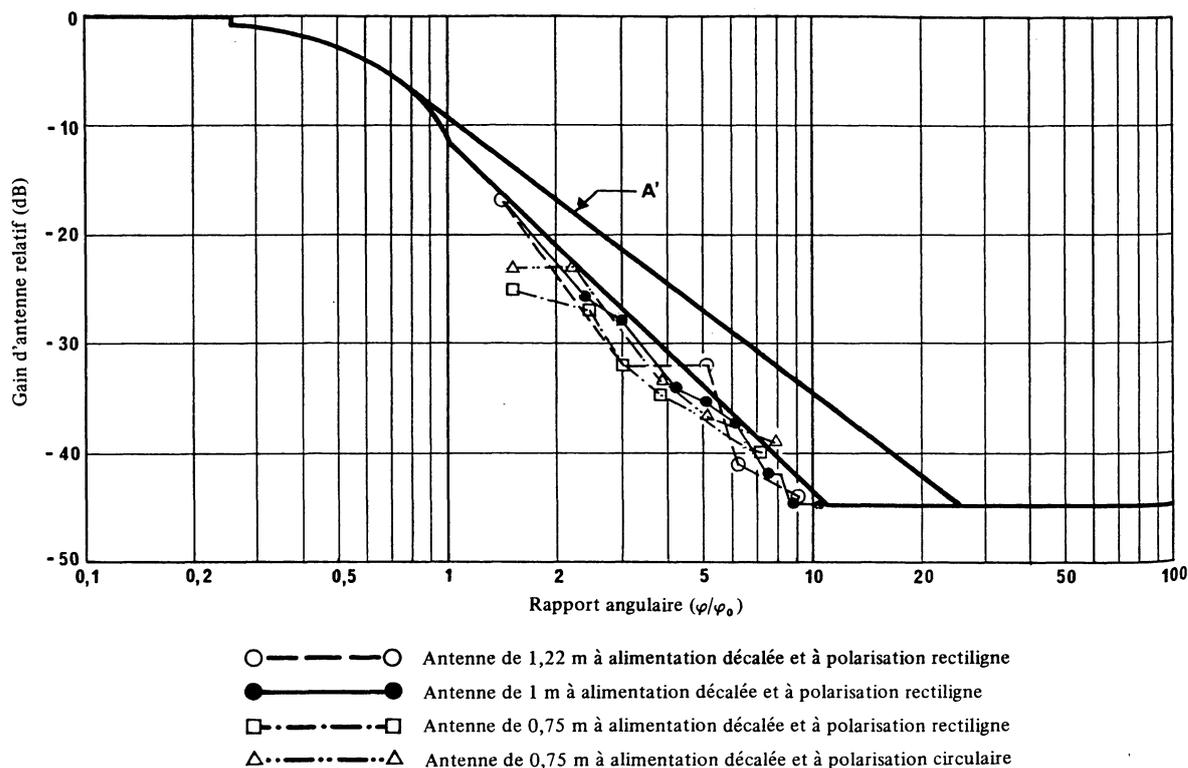
FIGURE 11
Diagramme de rayonnement calculé pour un réflecteur parabolique
de 60 cm à cornet ondulé



Note 1 - La courbe A est le diagramme de référence copolaire de la CAMR-RS-77 pour une réception individuelle.

FIGURE 12

Enveloppes composites de lobes latéraux pour des réflecteurs
avec alimentation décalée



RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- CHEN, C. C. et FRANKLIN, C. F. [décembre 1980] Ku-band multiple beam antenna. NASA Contract Report 154364.
- DION, A. R. et RICARDI, L. J. [février 1971] A variable coverage satellite antenna system. *Proc. IEEE*, Vol. 59, 2, 252-262.
- EDUTEL Communications et Development, Inc. [janvier 1977] Comparative study of sidelobe suppression techniques for small aperture earth terminals. Report prepared for COMSAT General Corporation. Palo Alto, Ca., Etats-Unis d'Amérique.
- GRIFFITHS, H.D., VERNON, A.M. et MILNE, K. [avril 1989] - "Planar phase-shifting, structures for steerable DBS TV antennas"; IEE ICAP, Warwick, Royaume-Uni.
- HAN, C. C. [juin 1972] Optimized earth terminal antenna systems for broadcast satellites. Ph.D. dissertation, Stanford University.
- HULT, J. L. et autres [1968] Technology potentials for satellite spacing and frequency sharing. Rand Corporation RM-5785-NASA.
- JANKY, J. M. et BAREWALD, J. [septembre 1977] Interference control in broadcast satellite applications: Antenna sidelobe patterns and transponder transfer gain. Conf. Proc., IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention (EASCON '77).
- KATAGI, T. et TAKEICHI, Y. [novembre 1975] Shaped-beam horn-reflector antennas. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-23, 6, 763.
- MADDOCKS, M.C.D. [1988] - A flat-plate antenna for DBS reception. BBC Research Department Report No. BBC RD 1988/6.
- OHM, E. A. [octobre 1974] A proposed multiple beam microwave antenna for earth stations and satellites. *BSTJ*, Vol. 53, 8, 1657-1665.
- PACINI, G.P. [1985] - DBS receiver-outdoor unit. *Elettronica e Telecomunicazioni*, 1.
- SILVER, S. [1949] Microwave antenna theory and design. MIT Radiation Laboratory Series, Vol. 12, McGraw-Hill, New York, NY, Etats-Unis d'Amérique, 195.
- SORBELLO, R.M., ZAGHLOUL, A.I., EFFLAND, J.E., et DIFONZO, D.F. [1988] - A high-efficiency, flat-plate array for direct broadcast satellite applications. Record of the 18th European Microwave Conference, Stockholm, Sweden, September 1988, p. 295-299.

SORBELLO, R.M. et ZAGHLOUL, A.I. - Wideband, high-efficiency, circularly polarized slot elements. Record of the IEEE Antennas and Propagation Society Symposium; San Jose, CA; June 1989, p. 1 473-1 476.

THOMAS, R. K., MEIER, R. et GOEBELS, F. J. [avril 1970] Side-lobe suppression techniques for reflector antennae on satellites. *Progress in Astronautics and Aeronautics*, Vol. 24, 299.

WELLS, D.R. - The flat antenna - now a reality. *The Journal of Space Communications*, Vol. 6, No. 5, June 1989.

WILLIAMS *et al.*: WILLIAMS, B., RAMANUJAM, P. and MEYERS, J. - Implementation of a Shaped Beam Model in Spectrum Orbit-Utilization Program (SOUP). IEEE AP-S International Symposium Digest, June 1993, pp. 1 663- 1 666.

Documents du CCIR:

[1974-78]: a. 11/134 (Etats-Unis d'Amérique); b. 11/157 (UER); c. 11/135 (Etats-Unis d'Amérique); d. 11/39 (Japon); e. 11/315 (Japon); f. 11/40 (Japon).

[1978-82]: a. 10-11S/142 (Etats-Unis d'Amérique); b. 10-11S/116 (Japon).

[1982-86]: a. 10-11S/177 (Etats-Unis d'Amérique); b. 10-11S/57 (Canada); c. 10-11S/18 (Etats-Unis d'Amérique).

[1990-94]: a. 10-11S/158 (Etats-Unis d'Amérique); b. 10-11S/157 (Etats-Unis d'Amérique).

BIBLIOGRAPHIE

ATIA, A. E. et DiFONZO, D. F. [décembre 1975] Side-lobe reduction techniques. IEEE National Telecommunications Conference (NTC '75), 1-3 décembre, Nouvelle-Orléans, La, Etats-Unis d'Amérique, 43, 26-29.

BALCEWICZ, J. F. [mars/avril 1983] In-orbit reconfigurable communication satellite antennas. *RCA Eng.*

DIJK, J. et autres [juin 1973] The polarization losses of offset antennae. Eindhoven University of Technology, Pays-Bas.

FCC Filing [décembre 1980] Application of satellite-to-home subscription television service. Vol. 3.

HULT, J. L. [20 juin 1972] Shape coverage patterns with satellite array antennas. IEEE International Conference on Communications (ICC '72), 19-21 juin, Philadelphia, Pa., Etats-Unis d'Amérique, Conf. Record, Session 26: Aerospace and electronic systems. Technology for future satellite systems, 26-15 - 26-25.

IEE [1968] Institution of Electrical Engineers. Colloquium on direct broadcasting from satellites. Colloquium Digest N° 1968/24.

JANKY, J. M., LUSIGNAN, B. B., LEE, L. S., HA, E. C. et REINHART, E. E. [juin 1976] New Side-lobe envelopes for small aperture earth stations. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-22, 2, 39-44.

KREUTEL, R. W. et ENGLISH, W. J. [octobre 1974] Design and measurements of satellite antenna systems for frequency re-use. (EASCON '74). IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique, 513.

MITTRA, R. et autres [1986] Satellite communication antenna technology. *Elsevier Science Publishing Co., Inc.*, New York, NY 10163, Etats-Unis d'Amérique.

PRINS, D. W. et KREJCI, D. W. [novembre/décembre 1975] Multibeam antennae. *Signal*, 7.

RUBIN, P. A., JANKY, J. M. et RUSSELL, S. P. [mars 1977] Side-lobe levels attainable in small-aperture antennas. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-23, 1, 1-5.

SCHROEDER, K. G. [octobre 1970] Technology trends in spacecraft phased arrays. IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention (EASCON '70), 113.

SCHROEDER, K. G. [septembre 1971] International Symposium on Antennae and Propagation. Paper II-C1, Sendai, Japon.

SCHROEDER, K. G. [février 1972] Beam shaping potential of high-gain antennae for geostationary spacecraft with high interference rejection. Aerospace Corporation.

SIELMAN, P. F., SCHWARTZ, L. et NOJI, T. T. [avril 1972] Multiple beam communicating satellites with remote beam steering and beam shaping. *Progress in Astronautics and Aeronautics*, Vol. 32, 265.

SOULE, H. et autres [mars 1984] Shaped beam antennas for direct broadcast satellites. Proc. AIAA 10th Communication Satellite System Conference.

Documents du CCIR:

[1974-78]: 11/393 (Etats-Unis d'Amérique); 11/412 (France).

[1982-86]: 10-11S/60 (Canada); 10-11S/68 (Président du GTM, 10-11S).