

RAPPORT UIT-R BO.955-3

**RADIODIFFUSION SONORE PAR SATELLITE POUR RÉCEPTEURS PORTATIFS, FIXES  
ET À BORD DE VÉHICULES DANS LA GAMME DE 500 À 3 000 MHz**

(Question UIT-R 93/10)

(1982-1986-1990-1994)

## **1 Introduction**

Le présent Rapport donne des informations sur les caractéristiques techniques des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite pour la réception individuelle avec des récepteurs fixes, portatifs ou dans des véhicules automobiles, dans la gamme de fréquences 500-3 000 MHz.

Les systèmes de radiodiffusion sonore numérique par satellite pour la réception avec des récepteurs fixes dans la bande des 12 GHz sont décrits dans la Recommandation UIT-R BO.712.

Dans sa Résolution N° 505, la CAMR-79 invite l'ex-CCIR à poursuivre et accélérer les études relatives aux caractéristiques techniques d'un système de radiodiffusion sonore par satellite pour la réception individuelle avec des récepteurs portatifs et des récepteurs dans des véhicules automobiles dans la gamme de fréquences 500-2 000 MHz. La CAMR ORB-85 a examiné cette question et adopté la Recommandation N° 2 demandant un complément d'études sur la radiodiffusion sonore par satellite.

La CAMR ORB-88 a aussi étudié cette question; elle a adopté la Résolution N° 520 qui étend jusqu'à 3 000 MHz la bande de fréquences appropriée et a invité l'ex-CCIR à effectuer les études techniques suivantes:

- incidence du choix des fréquences sur les paramètres des systèmes, en particulier pour les besoins relatifs à la puissance du satellite, les caractéristiques des antennes d'émission et de réception et les caractéristiques de propagation;
- largeur de bande requise par le service; et
- aspects techniques du partage entre les services, notamment en ce qui concerne le partage géographique.

Les études initiales ont été fondées sur des systèmes analogiques de type classique. Au cours de la période 1986-1990, de nouvelles études ont été entreprises aux Etats-Unis d'Amérique et à l'UER, surtout dans le domaine des techniques numériques perfectionnées pour la radiodiffusion sonore par satellite en ondes décimétriques.

Sur la base de toutes ces études, le GTIM CAMR-92 de l'ex-CCIR a établi un rapport technique pour présentation à la CAMR-92. Un rapport plus détaillé a été également établi par le GTIM 10-11/1 de l'ex-CCIR. Ces rapports montrent à l'évidence que le niveau actuel de la technique permet la mise en oeuvre d'un service de radiodiffusion sonore par satellite destiné à des véhicules et à des récepteurs portatifs.

Différentes techniques analogiques et numériques sont prises en considération dans le présent rapport, ainsi que des bilans de liaison correspondants présentant un certain nombre de compromis entre la qualité, la continuité du service, la puissance d'émission et la complexité du récepteur.

Les études de l'UIT-R ont été effectuées en réponse à la Question UIT-R 93/10 par un certain nombre d'administrations, y compris le Canada, le Japon, la France et les Etats-Unis d'Amérique, dans les trois Régions de l'UIT. Ces études ont prouvé d'une manière évidente que le niveau actuel de la technique permet la mise en oeuvre de services de radiodiffusion sonore par satellite destinés à des véhicules et à des récepteurs portatifs. Les systèmes numériques utilisant des techniques de modulation perfectionnées et une réduction du débit binaire pour le codage de la source permettent, en particulier, une bonne adaptation aux caractéristiques de trajets multiples du canal de transmission par satellite tout en maintenant une bonne efficacité d'utilisation du spectre et en réduisant au minimum la puissance d'émission requise pour les satellites.

## 2 Services et systèmes

### 2.1 Objectifs de service

L'objectif des nouveaux services de radiodiffusion sonore est d'améliorer la disponibilité, la qualité et la diversité des programmes offerts aux auditeurs. La couverture de vastes zones géographiques permettra à de nombreux auditeurs d'accéder pour la première fois à des programmes et l'utilisation des techniques numériques perfectionnées apportera une grande qualité d'audition semblable à celle qu'offrent d'autres supports sonores (disques compacts, par exemple). Ces mêmes techniques numériques permettront aussi de mettre en oeuvre un large éventail de nouveaux services liés ou non à des programmes et caractérisés par des besoins minimes sur le double plan de la largeur de bande et du niveau de puissance requis. Le service de radiodiffusion sonore par satellite doit permettre la réception à l'aide de récepteurs fixes, portatifs et à bord de véhicules.

Les concepts et les systèmes décrits ci-après devraient permettre d'atteindre ces objectifs sous réserve de l'attribution d'une bande de fréquences appropriée. Les objectifs techniques des systèmes sont déterminés par deux paramètres: la qualité et la disponibilité.

#### Qualité

Les objectifs de service propres à la radiodiffusion sonore par satellite peuvent jouer un rôle important dans le choix du type de système qui sera utilisé ainsi que dans sa conception et son prix de revient global. Il faut donc étudier soigneusement les relations entre les paramètres de qualité de fonctionnement et les paramètres économiques. On parle de radiodiffusion sonore par satellite depuis maintenant plus de 25 ans et, au fil des ans, les techniques de reproduction et de transmission du son se sont considérablement améliorées. Les auditeurs eux aussi sont devenus beaucoup plus exigeants. La plupart des personnes qui vivent dans des zones urbaines espèrent aujourd'hui avoir un son stéréo de haute qualité même avec des récepteurs portatifs ou des récepteurs mobiles (de voiture). Les progrès considérables du matériel "hi-fi" grand public, de plus en plus performant, qui ont culminé avec le boum des disques compacts, ont conditionné bon nombre de personnes qui attendent une qualité du son supérieure à celle que peuvent offrir les récepteurs à modulation de fréquence même fixes. Dans des zones éloignées aussi, les exigences des auditeurs sont souvent les mêmes car on trouve sur le marché un large éventail de magnétophones et de lecteurs de disques compacts de bonne qualité. Le niveau de qualité peut être défini pour les conditions d'écoute les plus exigeantes (matériel "hi-fi" grand public) mais on espère que les récepteurs portatifs et à bord de véhicules pourront adapter la dynamique du signal sonore afin d'avoir des conditions d'écoute agréables dans des environnements plus bruyants (par exemple, une voiture).

La plupart du temps la couverture de vastes zones géographiques est assurée par des émissions en ondes longues, moyennes et courtes utilisant les propriétés de l'ionosphère. Même si les personnes desservies dans ces zones préféreraient peut-être recevoir des émissions de variétés d'une qualité technique parfaite, il serait peut-être plus économique de se contenter pour ce type de service de signaux sonores monophoniques de qualité moyenne à condition qu'ils soient fiables et qu'ils puissent être reçus par des récepteurs portatifs ou mobiles.

Pour les raisons qui viennent d'être exposées, les objectifs de qualité varient selon les systèmes et vont de la note 3 (pour un simple système monophonique) à la note 4,5 (pour un système numérique perfectionné) sur l'échelle de qualité de l'UIT-R à 5 notes. Dans le cas des systèmes numériques perfectionnés, l'objectif est d'offrir un service stéréophonique de haute qualité comparable à la qualité des disques compacts. Compte tenu de ces différents degrés de qualité de service, on sera peut-être amené à faire divers compromis mais, en tout état de cause, les exigences devraient être plus ou moins les mêmes concernant la largeur de bande requise pour le service de radiodiffusion sonore par satellite.

La taille de la zone de couverture est aussi un facteur important qui intervient dans la définition des paramètres des systèmes. Les nouveaux services de radiodiffusion sonore devraient offrir une grande latitude dans la fourniture des services. En effet, toutes les possibilités seront offertes depuis la couverture locale d'une ville jusqu'à une couverture régionale, nationale et supranationale selon les besoins spécifiques de chaque administration. Ce sont les systèmes de radiodiffusion de Terre qui desserviraient le mieux les petites zones de service alors que pour les zones plus importantes, les systèmes de radiodiffusion par satellite seraient mieux adaptés. En fait, il y aura dans un pays donné à la fois des zones de couverture grandes et petites, d'où une éventuelle coexistence des services de radiodiffusion par satellite et de Terre.

De nombreux pays ont besoin d'assurer une couverture radioélectrique parfaite sur des zones très étendues. A cela vient s'ajouter le fait que certaines nations souhaitent mettre en oeuvre un service de radiodiffusion sonore par satellite pour offrir des services de programmes spécialisés qui ne touchent qu'une audience nationale relativement restreinte dans ces zones aussi étendues. Le service de radiodiffusion sonore par satellite permet de desservir des zones géographiques très étendues. Il sera ainsi économiquement plus rentable d'atteindre des audiences spécialisées aussi dispersées et la distribution de ces services de programmes spécialisés se fera dans de meilleures conditions

## **Disponibilité**

Les méthodes traditionnelles de planification de la radiodiffusion de Terre utilisent un critère de disponibilité qui exige que 50% des emplacements de la zone de couverture répondent aux objectifs de qualité pendant au moins 50% du temps. Selon toute vraisemblance, l'objectif de disponibilité de service sera accru pour tous les services et, notamment pour le service de qualité élevée, il devra être sensiblement relevé par rapport au critère susmentionné.

Outre l'utilisation de répéteurs de Terre pour contrer les zones d'ombre, auquel cas la diversité dans l'espace au niveau de l'émetteur se transforme en diversité dans le temps au niveau du récepteur (comme indiqué ci-après), certaines techniques, notamment la diversité dans le temps, la diversité de fréquence et la diversité dans l'espace au niveau du récepteur, permettent d'accroître la disponibilité du service dans certaines conditions.

## **2.2 Concepts de service**

Il faut aujourd'hui une nouvelle génération de systèmes de radiodiffusion pour desservir de vastes zones géographiques et offrir un service fiable et de qualité élevée avec des récepteurs portatifs et à bord de véhicules dont l'utilisation se généralise pour la réception de services de radiocommunication. On estime que tant les systèmes par satellite que les systèmes de Terre sont exploités et intéressants pour mettre en oeuvre ce service. Lorsque les deux types de systèmes interviennent, il serait à la fois rentable et commode pour le grand public d'avoir accès aux services par satellite et de Terre avec le même récepteur.

L'évolution des nouveaux services de radiodiffusion sonore à travers la radiodiffusion par satellite, la radiodiffusion de Terre, voire même un service intégré de radiodiffusion par satellite/de Terre, dépendra du type de service à mettre en oeuvre (local, régional, national et supranational). L'essor de ces services serait freiné sans des attributions de fréquences appropriées et suffisantes et l'adoption de normes d'émission au niveau régional ou mondial.

### **2.2.1 Radiodiffusion sonore par satellite (SRS sonore)**

Le concept de radiodiffusion sonore par satellite est bien décrit dans ce Rapport. Les zones de service sont couvertes par les faisceaux de satellite. La surface que l'on souhaite couvrir par le faisceau détermine les dimensions de l'antenne d'émission du satellite. La puissance d'émission du satellite doit être suffisamment élevée pour compenser les affaiblissements dus à la propagation et assurer une bonne réception sur Terre à partir de récepteurs fixes, portatifs et à bord de véhicules. L'antenne de réception du véhicule, qui doit être équidirective au moins dans le plan horizontal, a un gain assez limité (5 dB au plus). Il faut prévoir une marge de propagation importante (généralement de 15 dB; modèle de Rice ou de Rayleigh) dans le bilan de liaison pour couvrir les cas d'affaiblissement, de blocage et d'évanouissement sélectif imputables aux phénomènes de propagation par trajets multiples qui sont beaucoup plus prononcés dans les villes. On a mis au point des techniques spéciales de modulation et de codage des canaux faisant appel à l'entrelacement des fréquences pour lutter contre l'évanouissement sélectif en fréquence, ce qui permet de réduire généralement de 5 dB (par exemple, 10 dB, modèle log-normal) la puissance requise du satellite.

### **2.2.2 Service de radiodiffusion sonore par satellite avec réémetteurs "de remplissage" de Terre (hybride)**

La mise en oeuvre d'un tel service, qui peut être illustrée par le Système numérique A, repose, entre autres solutions, sur un fonctionnement de type "hybride" satellite/de Terre dans le même canal. On améliore la couverture par satellite en utilisant des réémetteurs de faible puissance qui ont la même porteuse. Ces réémetteurs (réémetteurs de "remplissage") couvrent les zones d'ombre liées aux grands bâtiments, aux tunnels, aux vallées, etc. (voir la Fig. 1). Ce service de radiodiffusion sonore par satellite hybride est une application particulière des nouvelles techniques perfectionnées de modulation numérique conçues pour être utilisées dans des situations de propagation par trajets multiples dans la mesure où elles annulent les échos ou les utilisent de façon constructive. En pareil cas, il est possible de corriger les échos actifs volontairement introduits par les répéteurs fonctionnant sur la même fréquence pour couvrir les zones d'ombre comme s'ils étaient des échos passifs.

Cela suppose certaines restrictions quant au temps de propagation maximal qui est fonction de la durée des symboles transmis. Ces temps de propagation se traduisent concrètement par les distances depuis les réémetteurs au-delà desquels ces échos actifs deviendraient destructeurs (Fig. 2). L'utilisation de ces réémetteurs de remplissage peut se traduire par une réduction de la marge de propagation requise qui serait ramenée à la valeur correspondant à la partie plate de la courbe des caractéristiques d'évanouissement des zones urbaines (par exemple, 10 dB) à la valeur typique correspondant à la partie plate de cette même courbe dans les zones rurales (par exemple, 5 dB). Le satellite peut alors être conçu pour offrir la puissance de signal juste suffisante pour couvrir les trajets qui sont pratiquement en visibilité directe, typiques de la réception dans les zones rurales, puisque les stations de répéteurs de Terre, fonctionnant sur la même fréquence, renforceront le signal dans les zones où il faut une marge de propagation supplémentaire. La p.i.r.e. retransmise peut être très faible, de l'ordre de quelques watts, selon les dimensions de la zone d'ombre à couvrir et la protection plus ou moins grande qu'il est possible d'obtenir entre l'antenne de réception et la station d'émission du réémetteur de remplissage.

Avec la seconde méthode, les réémetteurs de remplissage, qui couvrent les zones d'ombre, fonctionnent sur des fréquences porteuses différentes. Dans ce cas, il n'y aurait pas de contrainte qu'il s'agisse des dimensions de la zone de couverture ou de l'isolement entre les antennes de réception et d'émission, mais il faudrait davantage de canaux et un réglage automatique dans les récepteurs pour passer sur la fréquence du réémetteur de remplissage local. Avec plusieurs réémetteurs de remplissage, il faudrait utiliser le même schéma de réutilisation des fréquences que pour la radiodiffusion de Terre.

Il convient d'étudier plus en détail certains aspects de l'utilisation de répéteurs de Terre (réémetteurs de remplissage) sur la même fréquence pour compléter le SRS sonore.

FIGURE 1  
Techniques de remplissage des trous dans la zone de couverture,  
avec utilisation du même canal

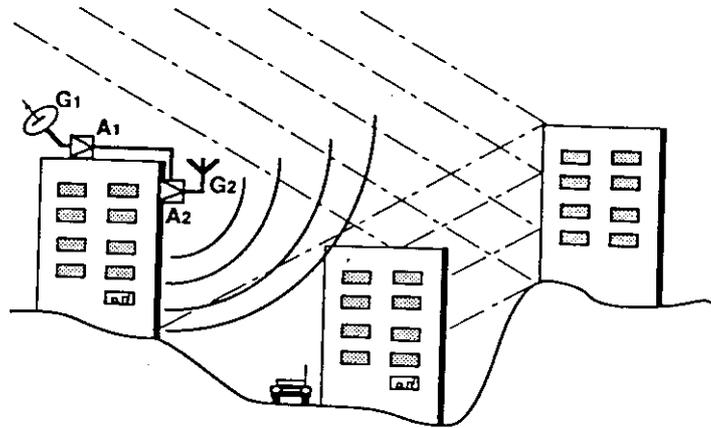
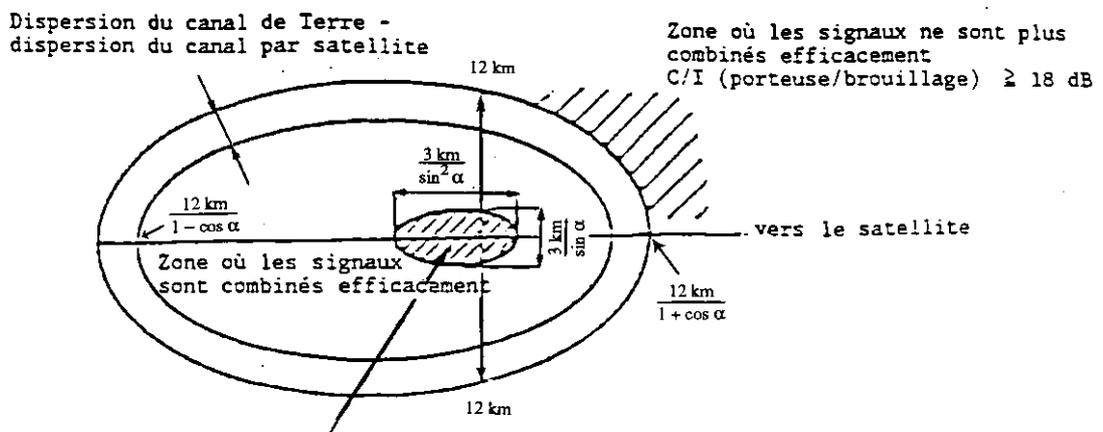


FIGURE 2  
Différentes zones autour d'une station de réémetteurs "de remplissage"  
de Terre en cas d'affaiblissement en espace libre et  
d'intervalle de garde de  $32 \mu s$



Les réémetteurs de remplissage pour les services hybrides par satellite doivent être soigneusement planifiés afin de ne pas brouiller d'une manière destructive le service par satellite d'origine. La situation est assez différente pour les services de Terre d'origine car, dans ce cas, il est probable que le niveau du signal émis par la station mère sera relativement élevé au-delà des limites de l'espace à combler.

La conception des réémetteurs de remplissage destinés à compléter les services par satellite est plus complexe. Le fait que le champ engendré par le satellite soit très faible impose une limitation de puissance à l'utilisation de réémetteurs de remplissage si l'on cherche à obtenir une couverture continue. Ces considérations tendent à réduire la portée individuelle des réémetteurs de remplissage à des limites sensiblement inférieures à celles de la combinaison constructive de symboles.

Dans la pratique, il semble que la portée individuelle des réémetteurs de remplissage sera généralement limitée à des distances assez courtes, peut-être d'environ 3 km.

Une solution permettant d'assurer la couverture de zones étendues sur la même fréquence est celle qui consiste à utiliser plusieurs réémetteurs de remplissage avec des zones de service qui se chevauchent, toutes ces zones étant desservies par un service par satellite commun. La distance de couverture de chaque réémetteur de remplissage doit être inférieure à la distance de brouillage entre symboles de tout autre réémetteur de remplissage dont la couverture chevauche celle de ce réémetteur de remplissage. En outre, la couverture de ces multiples réémetteurs de remplissage doit être planifiée de telle sorte que le champ et le temps de propagation sur la longueur de trajet à la périphérie du groupe de réémetteurs de remplissage n'entraîne pas un brouillage destructif du service par satellite d'origine.

### **2.2.3 *Service mixte de radiodiffusion sonore par satellite et de Terre utilisant la même bande de fréquences et le même récepteur***

Ce concept repose sur l'utilisation de la même bande de fréquences par les services de radiodiffusion par satellite et les services de radiodiffusion de Terre. On peut éventuellement améliorer la souplesse de service en utilisant un récepteur commun. On peut aussi optimiser l'utilisation du spectre en permettant à ces deux services de radiodiffusion de coordonner étroitement leur évolution, ce qui serait plus simple que de tenter de partager une même bande de fréquences entre deux services totalement indépendants. L'hypothèse est que l'on utiliserait pour la radiodiffusion de Terre et par satellite le même format de transmission caractérisé par les mêmes paramètres de modulation, et qu'avec l'antenne de réception quasi équidirective voulue, le récepteur pourrait capter les émissions des deux services par satellite et de Terre. Dans les techniques modernes, il n'est pas nécessaire d'utiliser les mêmes méthodes de modulation pour les émissions de Terre et par satellite destinées à un même récepteur. Cependant, une méthode de modulation commune permettrait de réduire la complexité et le coût des récepteurs.

On pourrait utiliser tous les canaux qui n'ont pas été attribués au service de radiodiffusion sonore par satellite dans une zone de service donnée pour la radiodiffusion de Terre dans cette même zone de service à condition d'appliquer les mêmes critères habituels de réutilisation de canaux et de sélectivité de canaux. Il faudra prendre certaines précautions pour mettre en oeuvre ce service mixte de radiodiffusion par satellite et de Terre lorsque la limite de la zone de couverture d'un système de Terre est proche de celle de la zone desservie par un satellite auquel a été attribué le même canal. Tel serait vraisemblablement le cas près de la limite de la zone de service. Il faudra alors prévoir une distance de protection pour éviter tout brouillage dans la zone du pays adjacent desservie par le satellite. En sens inverse, si l'on veut conserver les mêmes dimensions pour la zone de couverture d'un système de Terre, il faudra accroître la puissance de la station de radiodiffusion de Terre pour contrebalancer les brouillages supplémentaires qu'elle subira du fait de la proximité immédiate de la zone voisine par le satellite, étant donné que les niveaux de puissance surfacique du satellite ne devraient pas chuter rapidement en bordure de la zone qu'il dessert.

Cette réutilisation des canaux de satellite d'autres pays pour la radiodiffusion de Terre optimise l'utilisation du spectre des fréquences et offre une certaine souplesse qui permet de passer d'un service de radiodiffusion de Terre strictement local à des services mixtes par satellite et de Terre lorsque l'on ajoute dans ce type de configuration des services nationaux par satellite assurant une couverture géographique étendue. On pourrait aussi passer de services nationaux (voire supranationaux) acheminant par satellite des programmes d'intérêt national ou des programmes spécialisés complétés ultérieurement par des services de Terre locaux lorsque cela est plus économique. Cette technique pourrait aussi présenter un intérêt dans l'avenir pour la mise en oeuvre de services commerciaux spécialisés par satellite dans le cas d'une couverture nationale lorsque les récepteurs seront suffisamment répandus dans le public.

L'hypothèse sous-jacente est que le même récepteur peut capter des émissions qu'elles proviennent d'un satellite ou d'un émetteur de Terre. Ce concept de service mixte de radiodiffusion sonore par satellite et de Terre permet une évolution meilleure et plus souple du service, une meilleure utilisation du spectre ainsi que des options plus pratiques et plus économiques pour le public.

Une étude a été effectuée sur les incidences pratiques de ce brouillage supplémentaire causé par le faisceau de satellite voisin (CCIR, 1990-1994, Doc. 10-11S/128). On suppose que le satellite géostationnaire fonctionne sur le même canal que le service de Terre et utilise le même type de modulation. On suppose aussi que ce brouillage est perçu par le

récepteur comme un bruit blanc additif non corrélé de type gaussien, venant donc s'ajouter au niveau de bruit thermique dans le récepteur. On constate que, si on utilise le diagramme de référence copolaire de la CARR-83 pour l'antenne de satellite, l'augmentation apparente du bruit dans le récepteur est inférieure à 1 dB pour un récepteur situé au-delà d'un angle relatif, vu du satellite, de  $\varphi/\varphi_0 = 1,4$ ,  $\varphi_0$  étant l'ouverture de faisceau à mi-puissance. L'augmentation apparente du bruit passe à 3 dB pour  $\varphi/\varphi_0 = 1,2$  et à 7 dB pour  $\varphi/\varphi_0 = 1$ . Si l'on veut que le service DSB de Terre assure la même couverture, il faut manifestement accroître la puissance de son émetteur en conséquence. Sur des distances réelles, l'exemple montre qu'une augmentation apparente du bruit de 3 dB correspond à une distance d'environ 500 km par rapport à la limite d'un faisceau de satellite de  $1^\circ$ . On peut, naturellement, réduire cette distance si on utilise, sur le satellite, un modelage de faisceau à flanc plus raide.

#### **2.2.4 *Service mixte et hybride de radiodiffusion sonore par satellite et de Terre utilisant la même bande de fréquences avec réémetteurs de Terre***

Ce service est semblable à celui décrit dans le paragraphe précédent, mais utilise en plus des réémetteurs de Terre tant pour les services par satellite que pour les services de Terre. Cela suppose que le type de modulation retenu permette une exploitation dans des situations de propagation par trajets multiples et utilise ou corrige les échos passifs et actifs. L'emploi de réémetteurs de "remplissage" pour améliorer la couverture par satellite permet d'abaisser la marge de liaison du satellite, et donc le niveau de puissance surfacique requis du satellite à la surface de la Terre, ce qui réduit de la même quantité la puissance surfacique requise pour l'émetteur de Terre dans un pays voisin utilisant la même fréquence.

L'utilisation de réémetteurs de remplissage ou d'extenseurs de couverture pour améliorer la couverture permettrait d'abaisser encore le niveau de puissance requis de l'émetteur de Terre et, par ailleurs, créerait un meilleur profil de discrimination au bénéfice du pays utilisant la même fréquence pour la réception par satellite. On pourrait utiliser ce meilleur profil pour réduire la distance de séparation entre deux émetteurs de Terre fonctionnant sur la même fréquence, ce qui permettrait une plus grande réutilisation des fréquences. L'emploi d'antennes d'émission hautement directives permettrait d'améliorer encore le profil de discrimination.

Deux cas critiques de brouillage dans le canal adjacent peuvent être identifiés dans ce type de configuration. Un récepteur qui essaie de capter une émission sur un canal par satellite, alors qu'il se trouve à proximité immédiate d'un émetteur de Terre fonctionnant sur le canal adjacent, aurait beaucoup de mal à discriminer son propre canal du canal adjacent, compte tenu du différentiel de puissance important entre les signaux. On peut remédier à cette situation en retransmettant l'émission sur le canal par satellite à partir de la même tour d'émission, à une puissance représentant une fraction de celle de l'émetteur de Terre et correspondant à l'aptitude du récepteur à se protéger contre le brouillage dans le canal adjacent. Cette fraction dépendra beaucoup du filtrage et de la linéarité de l'étage d'entrée du récepteur.

Un récepteur essayant de capter une émission sur un canal de Terre, alors qu'il se trouve à proximité immédiate d'un autre émetteur de Terre fonctionnant sur un canal adjacent, aurait les mêmes difficultés pour discriminer son propre canal du canal adjacent, compte tenu du différentiel de puissance entre les signaux engendré par le rapport des deux distances. Le signal devrait être retransmis par ce second émetteur ou les deux émetteurs devraient être situés au même endroit ou bien encore il faudrait prévoir une distance de séparation comme dans le cas de la planification MF traditionnelle. La deuxième solution est sans aucun doute la plus élégante. Il n'y aurait pas de contrainte de distance pour réémetteurs de "remplissage" et des extenseurs de couverture utilisant des fréquences différentes, mais il faudrait davantage de canaux.

En résumé, l'utilisation de réémetteurs de Terre se traduit par une réduction de la puissance du satellite et de l'émetteur principal du service de Terre. L'efficacité d'utilisation du spectre est aussi accrue, car on obtient un meilleur profil de gain à la limite de la zone de couverture, d'où une réduction de la distance entre zones desservies par des systèmes de Terre utilisant la même fréquence et une réduction de la distance de protection à la frontière de pays réutilisant pour un système de Terre le canal du service par satellite du pays adjacent.

### **3 Aspects relatifs à la propagation**

La conception et par conséquent le coût d'un système de radiodiffusion sonore par satellite dépendent étroitement des caractéristiques de la propagation le long du trajet espace vers Terre, en particulier vers un autoradio; ces caractéristiques sont un peu moins critiques pour les récepteurs portables. Les affaiblissements de propagation sont dus à l'effet d'écran des immeubles, des arbres et autres feuillages; la dispersion diffuse due au terrain et aux obstacles voisins, comme les arbres et les immeubles, cause des évanouissements par trajets multiples. Les chutes de niveau du signal reçu dépendent de la fréquence d'émission, de l'angle d'élévation du satellite et de l'environnement dans lequel on utilise le récepteur: emplacement dégagé, rural, boisé ou montagnoux, suburbain ou fortement urbanisé.

### 3.1 *Modèles de propagation*

Pour des angles d'élévation moyens du satellite, on sait (voir l'Annexe 2) que sur une grande étendue (de l'ordre de plusieurs centaines de longueurs d'onde), la valeur moyenne du champ suit une distribution log-normale. En revanche, sur de faibles étendues (de l'ordre de quelques longueurs d'onde) on peut appliquer deux modèles de distribution:

- une distribution de Rayleigh lorsque le satellite n'est pas en vue directe; ou
- une distribution de Rice lorsque le satellite est en vue directe, ce qui donne une composante d'amplitude constante.

Bien qu'en un grand nombre d'emplacements de réception, on trouve des ondes d'amplitude constante, le modèle de Rayleigh, qui est moins favorable, ne peut être laissé de côté car il est valable dans de nombreuses zones urbaines.

Les résultats de mesures récentes [Loo, 1985], [Jongejans et autres, 1986] et [Lutz et autres, 1986] suggèrent que, lorsqu'on veut évaluer la qualité de systèmes de radiodiffusion sonore par satellite perfectionnés à modulation numérique avec codage à correction d'erreur sans voie de retour, on prenne pour le trajet de propagation satellite vers le véhicule un modèle du type canal avec évanouissements à distribution de Rayleigh et un affaiblissement de propagation supplémentaire moyen qui dépende de l'environnement d'exploitation.

On considérera quatre sortes de trajets de propagation:

- récepteur portable placé dans une maison qui n'est pas masquée par des arbres;
- véhicule circulant en zone rurale quasiment exempte de trajets multiples et de masques dus au feuillage;
- véhicule circulant en zone rurale ou suburbaine où l'on trouve quelques trajets multiples et des masques dus au feuillage;
- véhicule circulant en zone fortement urbanisée où l'on trouve des trajets multiples dus à des bâtiments voisins, à des voitures et d'autres objets.

En général, la propagation à partir d'un satellite en bande décimétrique se caractérise par des effets de masque et la présence de trajets multiples dus à des réflexions. On parlera de voie sélective en fréquence ou non-sélective en fréquence selon la nature de la relation qui existe entre la dispersion des retards des ondes réfléchies et la largeur de bande du canal. La dispersion du retard sera minimale en zone rurale mais plus importante en zone suburbaine et surtout en zone urbaine. Des mesures effectuées à 910 MHz en zone rurale sur une simulation de trajet espace vers Terre ont montré qu'en général la dispersion des retards était inférieure à 1  $\mu$ s et provenait essentiellement des réflexions et de la diffusion dues aux troncs d'arbre [Bultitude, 1987].

On peut supposer que sur des trajets espace vers Terre en zone urbaine, on trouverait des résultats analogues mais des dispersions de délais quelque peu supérieures. Les caractéristiques de propagation par trajets multiples de la voie du satellite sont généralement décrites en fonction des temps de propagation associés aux trajets multiples et de la largeur de bande de corrélation correspondante. L'étalement du temps de propagation  $T_0$  caractérise le retard d'une voie par l'écart type des retards pondérés par les puissances correspondantes. La largeur de bande de corrélation  $B_c$  est la largeur de bande pour laquelle le coefficient de corrélation entre deux composantes spectrales du signal émis prend une certaine valeur, par exemple 90%. La relation empirique entre la largeur de bande de corrélation à une corrélation de 90%, et l'étalement du temps de propagation est donnée au § 4.1 de l'Annexe 2.

Dans une voie sélective en fréquence, exploitée avec une modulation numérique simple, le taux d'erreur dépend de la dispersion des délais le long des divers trajets ainsi que de l'amplitude des signaux correspondants. Si l'on admet que chaque onde subit un processus de Rayleigh multiplicatif [Pommier et Wu, 1986], avec une distribution exponentielle des retards (écart type  $T_0$ ), le niveau de brouillage intersymbole dépendra du rapport de la dispersion des retards à la durée des symboles,  $T_r$  (c'est-à-dire du rapport  $T_0/T$ , où  $T$  est la durée du symbole de modulation).

Les caractéristiques de propagation et les marges de liaison, y compris les résultats expérimentaux pour les liaisons par satellite dans la gamme de fréquences 500-3 000 MHz, sont examinées en détail dans l'Annexe 2.

## 4 **Techniques de compensation**

Dans un récepteur de véhicule automobile, le recours aux techniques de diversité peut améliorer notablement le fonctionnement d'un récepteur lorsqu'il se trouve dans une zone fortement masquée et subit des évanouissements à distribution de Rayleigh. Il existe trois techniques principales de diversité:

- 1) diversité en fréquences;
- 2) diversité dans le temps;

3) diversité d'espace [Proakis, 1983].

Chacune de ces techniques peut être appliquée aux systèmes à modulation numérique. Toutefois, dans le cas de la modulation de fréquence, c'est la diversité d'espace qui se révèle la plus pratique [Miller, 1988]. Ces méthodes de diversité sont décrites brièvement ci-dessous.

#### **4.1 Diversité de fréquence**

La diversité de fréquence met en oeuvre plusieurs porteuses dont l'espacement en fréquence est supérieur ou égal à la largeur de bande de corrélation du canal. L'efficacité d'utilisation du spectre est maintenue par entrelacement en fréquence d'un certain nombre de canaux de programmes distincts pour remplir complètement la bande de fréquences. L'occupation du spectre peut être optimisée par l'utilisation de porteuses orthogonales permettant leur recouvrement. Pour que les porteuses subissent des évanouissements indépendants, il faut que la dispersion des retards du canal soit supérieure à une certaine valeur. Pour un canal dont les retards suivent une distribution exponentielle (ce qui est typique d'un trajet de Terre), la valeur moyenne de la dispersion des retards doit être typiquement supérieure à l'inverse de l'espacement des porteuses du programme. Toutefois, dans le cas du système décrit dans l'Annexe 4, la condition qui s'applique est simplement que la largeur de bande totale du canal doit être au moins égale au double de l'inverse de la valeur moyenne de la dispersion des temps de propagation. Lorsque cette condition est satisfaite (évanouissement indépendant, sélectif en fréquence de Rayleigh), il est possible si on utilise un système numérique, dans des conditions idéales, de diminuer la marge de la liaison d'une valeur pouvant atteindre 36 dB.

En raison de cette influence de la dispersion des temps de propagation, la diversité de fréquence est la plus appropriée dans les zones urbaines très masquées, où la dispersion moyenne sera la plus grande et où les porteuses adjacentes subiront des évanouissements indépendants (évanouissements sélectifs). En zone rurale, la dispersion moyenne des retards sera moindre qu'en zone urbaine. Dans les zones rurales, la dispersion des temps de propagation ne suffit pas à assurer une largeur de bande de corrélation assez étroite. Dans ce cas, l'évanouissement dans le canal tendra à être uniforme et le gain réel de codage sera moins élevé que prévu; une technique efficace pour remédier à cela consiste soit à combiner diversité de fréquence et diversité dans le temps, soit à utiliser la diversité d'espace. L'Annexe 4 décrit un système à diversité de fréquence et à diversité dans le temps.

Il ressort, d'études effectuées au Canada dans la gamme de 1 500 MHz et décrites au § 4.3 de l'Annexe 2, qu'une largeur de bande de canal RF d'environ 2 MHz assurerait une diversité de fréquence suffisante pour surmonter les évanouissements par interférence dans divers environnements.

#### **4.2 Diversité dans le temps**

La diversité dans le temps est une technique qui convient surtout lorsque la méthode de transmission est numérique. Avant émission, les symboles de données subissent un embrouillage méthodique et ils sont remis en ordre à la sortie du récepteur. Grâce à cet embrouillage méthodique, on transforme en erreurs aléatoires un paquet d'erreurs qui survient au cours d'un évanouissement profond. Associée à un codage de correction des erreurs vers l'avant, la diversité dans le temps transforme un canal à paquets d'erreurs dues au masquage et aux évanouissements de Rayleigh en un canal à erreurs aléatoires; cela rétablit l'efficacité des codes de correction. En théorie, on peut réduire de 36 dB la marge de la liaison.

Les principaux inconvénients de la diversité dans le temps sont les suivants: nécessité d'avoir des circuits de désembrouillage dans tous les récepteurs (essentiellement des mémoires en circuits intégrés); fonctionnement défectueux si la vitesse du véhicule est inférieure à celle pour laquelle le système a été conçu; en pratique, le traitement du signal limite l'application de la méthode aux modulations numériques. L'Annexe 3 décrit la conception et les performances d'un système qui met en oeuvre la diversité dans le temps.

#### **4.3 Diversité d'espace**

La diversité d'espace repose sur l'emploi de plusieurs antennes de réception suffisamment espacées pour que les signaux reçus subissent des évanouissements indépendants. On combine ces signaux de sortie des diverses antennes pour constituer un signal de sortie dont les évanouissements sont sensiblement moins profonds que ceux des signaux individuels. La combinaison peut se faire par la méthode de combinaison à rapport maximal. On peut mettre en oeuvre cette méthode avec M boucles de verrouillage de phase qui réalisent la cohérence de phase des signaux de sortie des M antennes. Les signaux sont alors pondérés en amplitude et additionnés pour former leur signal composite. Pour un système numérique, la diversité quadruple, avec combinaison à rapport maximal en présence d'évanouissements à distribution de Rayleigh, peut réduire de 36 dB la marge de liaison dans des conditions idéales.

Pour un système analogique MF, il est possible de réduire de 26 dB, avec une probabilité de 0,001, la profondeur d'un évanouissement en appliquant une diversité quadruple et une combinaison à rapport maximal [Miller, 1988]. Les avantages de la diversité d'espace sont les suivants: elle s'applique aux systèmes tant analogiques MF que numériques et elle n'accroît pas la complexité de tous les récepteurs, mais seulement de ceux qui ont besoin de

l'amélioration qu'elle apporte (récepteurs de véhicules). Son inconvénient est la nécessité d'avoir plusieurs antennes sur le véhicule associées à une série de plusieurs boucles de verrouillage de phase interdépendantes. Des études complémentaires sont nécessaires pour évaluer dans le détail l'efficacité de la diversité d'espace appliquée aux systèmes MF et aux systèmes numériques et en particulier dans les zones urbaines.

## 5 Méthodes de modulation

Des études effectuées par plusieurs administrations montrent qu'il est en principe techniquement possible de mettre en oeuvre la radiodiffusion sonore à partir de satellites géostationnaires utilisant des antennes d'assez grandes dimensions (par exemple, de 8 à 20 m de diamètre à 1 GHz), assurant une couverture nationale et conçus pour la réception avec des récepteurs domestiques portatifs de prix modique et des récepteurs installés dans des véhicules automobiles et des récepteurs fixes. Dans les deux premiers cas, l'antenne de réception serait plus petite et aurait une directivité restreinte.

Trois types de systèmes ont été étudiés. Le premier fait appel à la modulation de fréquence, il utilise des caractéristiques compatibles avec la radiodiffusion MF de Terre; il comprend également le système MF à compression-extension qui ne serait pas compatible avec les récepteurs MF actuels. Le deuxième type utilise une modulation numérique simple. Le troisième type est également numérique mais comporte l'application d'un ensemble de techniques perfectionnées en vue de réduire le débit binaire et surtout de garantir la réception en cas d'évanouissements dus à la propagation par trajets multiples.

### 5.1 *Systèmes à modulation de fréquence*

Le modèle MF permettrait une réception monophonique dans le cas des récepteurs portatifs et mobiles si des petites antennes à directivité limitée sont utilisées et une réception stéréophonique dans le cas d'installations permanentes où l'on peut réduire au minimum les obstructions et utiliser des antennes plus grandes. Dans un tel cas, le récepteur pourrait être identique à ceux que l'on trouve actuellement sur le marché, moyennant une simple adjonction (ou un simple changement) du convertisseur de fréquence de l'étage d'entrée.

On admet la même excursion de la porteuse et la même préaccentuation ainsi que le même multiplexage stéréophonique. Des analyses préliminaires montrent que pour les objectifs de qualité de système, ces caractéristiques de modulation sont presque idéales dans ce sens qu'elles permettent de réduire au minimum la puissance du satellite requise et d'optimiser l'utilisation du spectre.

Au cours de l'expérience de propagation ETS-V effectuée au Japon, on a obtenu des données statistiques sur la puissance reçue, ainsi que sur les périodes d'évanouissement et de non-évanouissement [Hase et autres, 1991; Matsumoto et autres, 1992; Obara et Wakana, 1992]. Les résultats indiquent que le blocage et l'occultation par les arbres, les bâtiments et le terrain sont des causes de dégradation plus sérieuses que les évanouissements par trajets multiples et qu'une marge de liaison de plusieurs dB peut ne pas être suffisante pour combattre ces dégradations des canaux. On a effectué les mesures de propagation par trajets multiples dans la zone urbaine dense de Tokyo en utilisant un signal d'une largeur de bande de 3 MHz et un angle d'élévation de 47 degrés [Arakaki, 1992]. Cette étude indique également que la largeur de bande de cohérence calculée à partir de l'étalement du temps de propagation est d'environ 1 MHz dans le cas le plus défavorable.

Un certain nombre d'administrations attachent une grande importance à l'utilisation des récepteurs MF existants pour le service de radiodiffusion par satellite, avec possibilité d'obtenir une qualité semblable à celle offerte par les services MF de Terre en ondes métriques. Pour un tel système, un environnement fortement boisé ou urbain à des latitudes élevées, la puissance surfacique requise dépasse largement celle des systèmes numériques.

Il pourrait être avantageux de modifier certains paramètres. A titre d'exemple, on considérera un système ayant une largeur de bande audiofréquence de 10 kHz et utilisant la compression-extension pour permettre une réduction de la déviation.

### 5.2 *Systèmes numériques*

Les systèmes numériques permettent de surmonter les problèmes dus aux obstructions et aux trajets multiples qui résultent de réflexions spéculaires ou diffuses. Tel est le cas dans les zones rurales où le trajet radioélectrique traverse des feuillages et dans les zones urbaines où il existe de nombreux obstacles. Lorsque l'évanouissement a une distribution de Rayleigh (voir l'Annexe 2) et qu'il est sélectif en fréquence, le taux d'erreur d'un système numérique simple ne peut tomber au-dessous d'une certaine limite, de sorte qu'on ne peut améliorer la qualité médiocre qui en résulte en augmentant soit la marge de liaison soit la puissance du satellite [CCIR, 1986-1990, Doc. 10-11S/7 (GTIM 10-11/1) et 10-11S/2 (UER)]. Il est possible de pallier les effets de la sélectivité en fréquence en utilisant des symboles de plus longues durées par rapport à l'étalement des temps de propagation des échos, ce qui limite le débit binaire par porteuse [CCIR, 1986-

1990, Doc. 10-11S/2 (UER) et 10-11S/9 (France)]. On peut, dans ce cas, appliquer un mécanisme efficace de codage de canal (code convolutionnel avec décodage de Viterbi), mais il faut alors assurer l'indépendance entre les symboles successifs par rapport aux évanouissements de la voie. On peut y parvenir par un entrelacement des symboles, entre plusieurs porteuses suffisamment espacées en fréquence (Pommier et Yi Wu, 1986). L'entrelacement temporel n'est cependant efficace que si le récepteur est dans un véhicule se déplaçant au-delà d'une certaine vitesse. Si le récepteur est à l'arrêt, il faut recourir à l'entrelacement de fréquences ou encore, à la réception en diversité d'espace [Miller, 1987], [CCIR, 1986-1990, Doc. 10-11S/52 (Etats-Unis)]. Lorsque l'on recourt à l'entrelacement en fréquence, on peut placer des porteuses modulées par d'autres canaux son entre celles qui contiennent les parties d'un canal donné, grâce au multiplexage par répartition orthogonale en fréquence (MORF) [Alard et Lassalle, 1987]. Enfin, certaines propositions de systèmes numériques récentes comportent l'utilisation d'un codage de source offrant une réduction considérable du débit binaire (par exemple, codage en sous-bande); avec cette technique, le débit binaire est d'à peine 220 kbit/s pour un programme stéréophonique de haute qualité. On trouvera ci-dessous d'autres précisions sur les systèmes numériques. Des descriptions sommaires sont données dans les Annexes 3 et 4.

L'évolution actuelle des systèmes numériques pour la transmission du son et de données montre que ces systèmes sont en train de devenir économiquement intéressants pour le grand public. Les types de signaux pouvant être transmis par les systèmes en question sont des signaux essentiellement souples; cette solution pourrait donc devenir plus intéressante que la modulation de fréquence.

### **5.2.1** *Système numérique A (voir également l'Annexe 3)*

Le Système numérique A est spécialement conçu pour surmonter la sélectivité en fréquence du canal; il est donc bien adapté à la réception à bord de véhicules dans des environnements urbains [CCIR, 1986-1990, Doc. 10-11S/2 (UER) et 10-11S/9 (France)]. Il est fondé sur les caractéristiques suivantes:

- codage efficace du son à la source avec réduction importante du débit binaire;
- codage convolutionnel des canaux avec décodage de Viterbi;
- entrelacement en fréquence et dans le temps pour surmonter les effets d'évanouissement sélectif;
- multiplexage par répartition en fréquences orthogonales codées (COFDM);
- utilisation d'un intervalle de garde entre deux symboles successifs;
- débit binaire de la source par programme stéréophonique: 256 kbit/s pour une qualité subjective impossible à distinguer de la "qualité CD";
- modulation: MDP-4 avec détection différentielle;
- codage des canaux: entrelacement en fréquence et code convolutionnel avec taux d'efficacité 1/2, longueur de contrainte 7 et distance libre 10;
- largeur de bande de bruit: environ 2 MHz;
- nombre de porteuses utiles: 256;
- période de symbole utile: 128  $\mu$ s;
- débit binaire total utile: environ 1,6 Mbit/s;
- nombre de canaux stéréo: 6;
- $E_b/N_0$  minimal: environ 8,0 dB.

### **5.2.2** *Système numérique B (voir également l'Annexe 4)*

Le Système numérique B est conçu pour apporter une autre solution aux conditions de propagation rencontrées par les récepteurs radioélectriques à bord de véhicules dans un environnement urbain. Il est fondé sur les caractéristiques suivantes:

- codage efficace du son à la source avec réduction importante du débit binaire;
- choix de la qualité sonore pouvant aller d'un débit de 384 kbit/s (véritable qualité "CD" stéréo) à des débits aussi faibles que 32 kbit/s;
- codage convolutionnel des canaux avec décodage de Viterbi à un taux d'efficacité de 1/2 ou 1/3;
- fonctionnement amélioré du récepteur dans des conditions de réception difficiles (évanouissements, ondes stationnaires et échos).

## 6 Bilan de liaison

### 6.1 Rapport porteuse/bruit

Pour un rapport C/N de 10 dB, représentant le seuil MF, on aura un rapport signal/bruit AF (avec les caractéristiques de modulation indiquées) dont la valeur pondérée sera d'environ 40 dB (valeur mesurée en quasi-crête, UIT-R) dans le cas d'une préaccentuation de 50  $\mu$ s, ou légèrement plus élevée pour une préaccentuation de 75  $\mu$ s.

Pour les systèmes numériques, l'objectif visé est défini en fonction du rapport  $E_b/N_0$  nécessaire pour un taux d'erreur déterminé;  $E_b$  indique l'énergie moyenne reçue par bit utile d'information et  $N_0$  la densité spectrale de puissance du bruit.

Pour le système numérique A, le rapport  $E_b/N_0$  requis dans un canal gaussien pour un taux d'erreur sur les bits (TEB) de  $10^{-4}$  est d'environ 6 dB en cas d'utilisation de la démodulation différentielle et d'un débit de code moyen de 1/2. Pour un TEB de  $10^{-3}$ , le rapport  $E_b/N_0$  requis est d'environ 5,8 dB.

Dans un canal de Rayleigh, le rapport  $E_b/N_0$  est généralement d'environ 11 dB pour un TEB de  $10^{-4}$  (9,5 dB pour un TEB de  $10^{-3}$ ).

En utilisant la démodulation cohérente, on pourrait réduire le rapport  $E_b/N_0$  requis à environ 4,5-5,0 dB. Les performances améliorées de la démodulation cohérente peuvent permettre une réduction allant jusqu'à 3 dB de la puissance requise pour les répéteurs de satellite, donc un doublement du nombre de services pour une plate-forme de satellite donnée.

### 6.2 Antennes de réception

Ce paragraphe traite des antennes des récepteurs fixes, portables et des autoradios.

#### *Antennes pour récepteurs fixes*

A poste fixe, dans des maisons ou des immeubles d'habitation ou de bureaux, on peut assurer un service de meilleure qualité au moyen d'antennes extérieures fixes à gain plus élevé (par exemple d'environ 15 dB) que celles des récepteurs portables ou des autoradios. Par exemple, une antenne de type hélicoïdal conviendrait parfaitement.

#### *Antennes de récepteurs portables*

Dans les études, on a généralement supposé que les antennes étaient simples, comme des doublets croisés, à fente ou à cavité qui ont un gain de l'ordre de 3 dBi à 5 dBi.

#### *Antennes pour récepteurs portatifs de poche*

Il existe maintenant des récepteurs de satellite portatifs pour le système mondial de détermination de la position (GPS); ces récepteurs utilisent généralement une antenne en hélice quadripolaire longue de 5 à 10 cm pour une couverture quasi-hémisphérique. Dans le cas de petits récepteurs portatifs, il est difficile d'assurer un gain fiable en raison de l'affaiblissement causé par la proximité du corps humain. Il est suggéré de monter une antenne en hélice sur le casque où les variations de gain seraient largement atténuées mais, en conséquence, le casque devrait être spécialement conçu et serait plus encombrant. Le gain sera vraisemblablement limité à 2-3 dBic\* en direction du satellite et à 0 dBi à l'horizon.

#### *Antennes d'autoradios*

Les possibilités de partage et les coûts d'un système de radiodiffusion sonore par satellite dépendent étroitement des antennes d'autoradios. En un mot, meilleur est le gain de l'antenne de réception de l'autoradio, plus faible est la p.i.r.e. par canal du satellite. Dans les études faites jusqu'ici, on a en général supposé que l'antenne de l'autoradio avait un gain de l'ordre de 5 dBi. On est cependant en train de développer [Ball Aerospace, 1984, 1985; Cubic Corp., 1984, 1985] des antennes en polarisation circulaire à réseaux orientables, adaptées aux automobiles et aux camions, dont les gains atteignent 6 à 12 dBi. Dans des cas particuliers, cela pourrait intéresser les systèmes de radiodiffusion sonore par satellite [CCIR, 1986-90, Doc. 10-11S/51 (Etats-Unis d'Amérique)].

On a aussi étudié des antennes extérieures orientables par dispositif mécanique ou électronique. Elles donnent, aux latitudes moyennes et élevées, des gains acceptables et réduisent les évanouissements dus aux trajets multiples. Il peut être intéressant de remplacer les antennes d'autoradios omnidirectionnelles à faible gain par des antennes orientables

---

\* dBic désigne la valeur en dB par rapport à une source isotrope à polarisation circulaire.

à gain moyen (6 à 12 dBi). Le coût supplémentaire qu'entraînent des antennes de ce type est compensé par une plus faible p.i.r.e. du satellite, une plus grande facilité de partage avec les autres services et une utilisation plus efficace de l'orbite et du spectre.

### Réception mixte par satellite/de Terre

La réception d'émissions par satellite et de Terre à l'aide du même récepteur comme dans le cas d'un service mixte par satellite/de Terre utilisant la même bande de fréquences peut, si elle est envisagée dès le début, entraîner un accroissement minimal de la complexité d'une antenne de réception commune. Généralement, il est possible de réaliser des antennes peu coûteuses permettant d'obtenir un gain de 5 dBic vers le satellite et de 0 dBi dans le sens horizontal. Il existe deux types de structure d'antenne: antennes montées sur un mât haut et mince, semblables aux antennes-fouet actuelles, et antennes imprimées à profil bas. Dans le cas de l'antenne montée sur un mât, il est suggéré d'utiliser un modèle hélicoïdal quadrifilaire caractérisé par un diagramme conique à polarisation circulaire optimisé pour un angle d'élévation donné (gain de crête de 6 dBic) et ayant, généralement, un diamètre de 1 cm et une longueur de 30 cm. Cette antenne pourrait cependant assurer un gain raisonnable dans le plan horizontal (0 dBi). La seconde version préférée est une antenne imprimée à profil bas fondée sur une structure en boucle à polarisation circulaire produisant un diagramme conique. Un gain de crête de 6 dBic sur une largeur de bande de 8% est réalisable à 45° avec une antenne de 21 cm de diamètre et de 1,5 cm d'épaisseur. Toutefois, la dimension augmente rapidement lorsqu'il faut optimiser le gain pour un angle d'élévation plus faible. Le gain dans le plan horizontal (> 0 dBi) serait obtenu à l'aide d'une antenne unipolaire  $\lambda/4$  (5 cm) ou d'un répartiteur qui, placé au centre de l'antenne plate circulaire, serait commutable à distance, avec sélection des canaux dans le récepteur. Il existe des structures d'antenne plus complexes (par exemple, des antennes mécaniquement ou électroniquement orientables) qui peuvent fournir un gain plus élevé vers le satellite et vers l'horizon. L'utilisation d'antennes actives permettra une réduction de la dimension de ces antennes avec, néanmoins, des performances comparables à celles des modèles actuels d'antennes passives de plus grandes dimensions.

### 6.3 Marges de liaison

Dans les tableaux qui suivent, on a admis plusieurs valeurs de marge de liaison. Il s'agit d'estimations qui sont nécessaires dans les différents cas énumérés ci-dessous. L'Annexe 2 traite cette question plus en détail.

*Cas A:* On utilise une marge de 6 dB qui devrait donner un C/N d'au moins 10 dB en 90% des points de réception (zones rurales) pour un angle d'élévation du satellite dépassant 70°, ce qui correspond à un service exploité dans des zones à basse latitude. Dans ces conditions, la réception mobile sur les routes devrait être satisfaisante, c'est-à-dire qu'elle se situera au-dessus du seuil, sauf à proximité d'obstacles élevés que l'auditeur remarquera immédiatement.

*Cas B:* La marge de 15 dB s'applique aux cas de réception dans une zone urbaine, pour un angle d'élévation du satellite de 20° (zone à latitude élevée), et pour une qualité de service correspondant à C/N > 10 dB en 90% des emplacements [Guilbeau, 1979].

*Cas C:* La marge de 25 dB s'applique au cas de la réception dans les zones urbaines, où 90% des zones sont desservies de telle manière que 90% des points de réception d'une zone ont un C/N au moins égal à 10 dB.

*Cas D:* Mêmes remarques que pour le cas C, si ce n'est que la proportion des zones dont 90% des points bénéficient d'un C/N au moins égal à 10 dB, est de 95%.

*Cas E:* Ce cas correspond au système numérique perfectionné et à un véhicule qui circule dans une zone rurale un peu masquée. Le modèle s'applique à la voie avec évanouissements à distribution de Rayleigh; l'affaiblissement de propagation supplémentaire moyen est alors de 0 dB.

*Cas F:* Ce cas correspond aussi au système numérique perfectionné, mais à un véhicule circulant en zone rurale très masquée ou même dans une zone très urbanisée où la sélectivité de fréquence doit être prise en compte. Le modèle est la voie avec évanouissements à distribution de Rayleigh; l'affaiblissement de propagation supplémentaire moyen est alors de 10 dB.

Pour les systèmes numériques, le cas F est directement comparable au cas B pour les systèmes analogiques. La marge de liaison est réduite de 5 dB car ces systèmes numériques perfectionnés éliminent l'effet de l'évanouissement de Rayleigh et, en conséquence, on ne doit prendre en compte que le facteur (10 dB) représentant la distribution log-normale du champ dans les zones de grande étendue (voir l'Annexe 2).

Dans le cas d'un système hybride, la marge de liaison peut être réduite à 5 dB pour un angle d'élévation de 20°-30°, car on utilise des réémetteurs de remplissage de Terre pour combler l'intervalle dans la zone de couverture de satellite, lorsqu'on utilise un satellite à orbite elliptique fortement inclinée, la marge peut même être réduite à 3 dB pour un angle d'élévation supérieur à 60°.

*Cas G:* Ce cas correspond à l'usage d'un récepteur portable dans une maison à un seul étage. Le modèle est celui de la voie à bruit blanc gaussien additif (BBGA); l'affaiblissement de propagation supplémentaire moyen est alors de 12 dB.

#### **6.4 Bilans de liaison pour différents systèmes**

Les bilans de liaison des différents types de systèmes étudiés sont donnés ci-après.

##### **6.4.1 Systèmes MF**

Le Tableau 1 présente les bilans de liaison des deux exemples de systèmes MF pour les différents cas de marge de liaison A, B, C et D définis au § 6.3. Les valeurs du C/N données correspondent à un rapport S/N audio de 40 dB (pondéré, en réception monophonique) et supposent la présence d'un démodulateur à boucle verrouillée en phase (pour un démodulateur classique, il faudrait un C/N de 10 dB en raison des effets de seuil). Pour une qualité de service donnée, la puissance surfacique nécessaire avec le système MF à compression-extension et à largeur de bande audio de 10 kHz est inférieure à celle qu'exige la MF classique à largeur de bande égale à 15 kHz. Ainsi, pour le cas de la marge de liaison "A", les puissances surfaciques valent  $-123,4$  dB(W/m<sup>2</sup>) et  $-114,1$  dB(W/m<sup>2</sup>) respectivement.

##### **6.4.2 Systèmes numériques A et B**

Un exemple de bilan de liaison pour les Systèmes numériques A et B fonctionnant à 1 GHz, à un angle d'élévation de 17° et pour une ouverture de faisceau de 1°, est donné dans le Tableau 2. Il est tenu compte de la marge de liaison (c'est-à-dire de la marge de protection contre les évanouissements) étant donné que, dans les zones urbaines, le système à satellites est complété par des réémetteurs de remplissage ou des répéteurs de Terre.

## **7 Bandes de fréquences appropriées**

Un système de cette nature peut être mis en oeuvre dans une bande de fréquences voisine de 1 GHz. Les fréquences limites inférieure ou supérieure sont déterminées par les considérations suivantes:

- pour la limite inférieure:
  - le bruit artificiel est inversement proportionnel à la fréquence;
  - le diamètre de l'antenne d'émission du satellite est inversement proportionnel à la fréquence;
- pour la limite supérieure:
  - la surface équivalente de l'antenne de réception pour la radiodiffusion sonore par satellite diminue lorsque la fréquence augmente, ce qui entraîne une augmentation de la puissance d'émission du satellite proportionnelle au carré de la fréquence.

Tous les exemples donnés dans le présent rapport ont été établis sur la base d'une fréquence de 1 GHz. Le § 13 du présent Rapport (considérations relatives aux coûts) indiquent que le coût d'investissement initial pour le système de transmission par satellite avec faisceau de 1° est sensiblement plus élevé à 750 MHz et à 2 400 MHz qu'à 1 500 MHz. Pour un faisceau de 3°, les coûts à 750 MHz restent comparables à ceux du système à 1 500 MHz mais les coûts à 2 400 MHz sont sensiblement supérieurs à ceux du système à 1 500 MHz.

Dans sa Résolution N° 520, la CAMR ORB-88 a étendu la gamme de fréquences envisageable pour le service de radiodiffusion (sonore) par satellite aux fréquences comprises entre 500 et 3 000 MHz.

Le Tableau 3 établit une comparaison des paramètres de système en fonction de la fréquence entre 0,5 et 3 GHz, y compris la puissance de satellite requise et la distance entre les réémetteurs de remplissage de Terre dans un système hybride.

TABLEAU 1  
Bilan de liaison des systèmes MF à 1 GHz

Polarisation		Circulaire							
		MF à compression-extension				MF classique			
Type de modulation		MF à compression-extension				MF classique			
Mode de réception		Monophonique				Monophonique <sup>(1)</sup>			
Largeur de bande audio	kHz	10				15			
Déviaton de la porteuse	kHz	26,5				75			
Largeur de bande de bruit	kHz	73 (= 48,6 dB Hz)				180 (= 52,6 dB Hz)			
C/N total nécessaire <sup>(2)</sup>	dB	4,0				9,3			
Note de dégradation subjective du son <sup>(3)</sup>		3				3			
Dégradation due à la liaison montante	dB	0,4				0,4			
C/N exigé sur la liaison descendante	dB	4,4				9,7			
Marge de mise en oeuvre	dB	1				1			
Gain de l'antenne de réception	dBi	5				5			
Perte de couplage	dB	1				1			
Température de bruit du récepteur et de l'antenne	K	75 + 180				75 + 180			
Secteur de qualité du récepteur	dBK <sup>-1</sup>	-19,4				-19,4			
Surface de l'antenne isotrope à 1 GHz	dBm <sup>2</sup>	-21,4				-21,4			
Cas de marge de liaison		A	B	C	D	A	B	C	D
Marge de liaison	dB	6	15	25	33	6	15	25	33
Puissance surfacique en vue directe en limite de faisceau (-3 dB)	dB(W/m <sup>2</sup> )	-131,8	-122,8	-112,8	-104,8	-122,5	-113,5	-103,5	-95,5
Champ équivalent en limite de faisceau	(dB(μV/m))	14,0	23,0	33,0	41,0	23,3	32,3	42,3	50,3
Affaiblissement d'étalement	dBm <sup>2</sup>	162,4	162,9	162,9	162,9	162,4	162,9	162,9	162,9
p.i.r.e sur l'axe	dBW	33,6	43,1	53,1	61,1	42,9	52,4	62,4	70,4
Puissance de l'émetteur pour un faisceau de 1° de large	dBW	-10,3	0,8	9,2	17,2	-1,0	8,5	18,5	26,5

- (1) La réception stéréophonique est possible pour un récepteur fixe ayant un gain d'antenne plus élevé.
- (2) On suppose utiliser un démodulateur à boucle verrouillée en phase. Il faut ce C/N pour obtenir un S/N audio de 40 dB. Il dépasse le seuil du démodulateur PLL.
- (3) Voir la Recommandation UIT-R BS.562.

TABLEAU 2

**Bilan de liaison pour les Systèmes numériques A et B  
de radiodiffusion sonore par satellite**

SYSTEME	A	B	Unités
Fréquence d'exploitation	1,0	1,0	GHz
Polarisation	circulaire	circulaire	
Protection contre les erreurs dans le canal	Conv. (R=1/2)	Conv. (R=1/2)	
Débit binaire utile par voie <sup>(1)</sup>	256	256	kbit/s
Rapport $E_b/N_0$ nécessaire pour une TEB de $10^{-4}$	7,0 <sup>(2)</sup>	3,3 <sup>(3)</sup>	dB
Rapport C/N <sub>0</sub> (théorique) de liaison descendante	61,1	57,4	dB Hz
Marge d'implémentation du système	2,0 <sup>(4)</sup>	0,0	dB
Marge d'implémentation du matériel <sup>(5)</sup>	2,0	2,0	dB
Dégradation due à la liaison montante	0,4	0,4	dB
Marge de brouillage <sup>(6)</sup>	2,0	2,0	dB
Rapport C/N <sub>0</sub> de liaison descendante nécessaire	67,5	61,8	dB Hz
<b>RECEPTEUR</b>			
Gain de l'antenne de réception	5,0	5,0	dB
Température de bruit de l'antenne <sup>(7)</sup>	105	105	K
Affaiblissement de couplage et affaiblissement dû au filtre <sup>(8)</sup>	1,0	1,0	dB
Facteur de bruit du récepteur	1,0	1,0	dB
Facteur de qualité du récepteur	-19,4	-19,4	dB
<b>PROPAGATION</b>			
Marge de protection contre les évanouissements <sup>(9)</sup>	5,0	5,0 <sup>(10)</sup>	dB
Puissance surfacique en visibilité directe à la limite du faisceau (-3 dB) <sup>(11)</sup>	-115,2	-120,9	dBW/m <sup>2</sup>
Affaiblissement dû à l'étalement (angle d'élévation = 17°)	163,0	163,0	dB
<b>SATELLITE</b>			
p.i.r.e. dans l'axe <sup>(12)</sup>	50,8	45,1	dBW
Gain de l'antenne du satellite pour un faisceau de 1°	44,4	44,4	dB
Puissance d'entrée de l'antenne du satellite pour un faisceau de 1° et pour un programme stéréophonique	6,4	0,7	dBW
	4,4	1,2	W

*Notes relatives au Tableau 1:*

*Note 1* - La gamme actuelle des débits binaires de sortie pour les codes source compatibles avec un facteur de dégradation du son de 4,5 se situe entre 180 kbit/s et 256 kbit/s par programme stéréophonique. Une nouvelle réduction du débit binaire est envisagée dans l'avenir.

*Note 2* - Valeur théorique et vérifiée expérimentalement du Système numérique A. Une réduction à environ 4,5 dB est possible si la démodulation cohérente est utilisée.

*Note 3* - Valeur pour le Système B pas encore vérifiée par des essais.

*Note 4* - Comprend une marge de 1 dB pour l'intervalle de garde de 20% du Système numérique perfectionné II et un affaiblissement équivalent de 1 dB dû au décalage de fréquence par effet Doppler dans un véhicule se déplaçant à 100 km/h. Cette marge doit être augmentée avec la fréquence.

*Note 5* - Les techniques de pointe de fabrication en grande série permettent d'escompter une amélioration.

*Note 6* - Marge pour le brouillage dans le bilan de liaison qui se traduit par un rapport de protection contre les brouillages de 15,5 dB autorisant une large réutilisation des fréquences pour le SRS sonore. Pour le Système A, on peut encore réduire le rapport de protection contre les brouillages de 1 à 14,5 dB si on admet que le brouillage reçu pendant l'intervalle de garde ne doit pas être pris en considération. Lorsqu'on étudie les effets du brouillage sur les performances, on peut obtenir certaines informations utiles en établissant des bilans de liaison distincts fondés sur deux cas limite, à savoir premièrement le cas où le brouillage s'évanouit en même temps que le signal utile et deuxièmement le cas où le niveau de brouillage reste inchangé alors que le signal utile s'évanouit. Dans la pratique, le fonctionnement du système du SRS sonore correspondra à une combinaison statistique de ces deux cas.

*Note 7* - Inclut le bruit thermique dû au milieu ambiant, le bruit artificiel et le bruit du ciel dû à l'oxygène et à la vapeur d'eau dans un environnement suburbain (voir le Rapport UIT-R F.285 pour le cas d'un environnement suburbain et le Rapport UIT R SM.670 pour le cas d'un environnement résidentiel) et prend en compte la directivité de l'antenne de réception.

*Note 8* - Une valeur plus élevée d'affaiblissement dû au filtre peut devoir être nécessaire pour l'exploitation dans des bandes voisines de celles des services à grande puissance pour permettre l'utilisation de filtres à haute réjection et à coupure brusque. L'affaiblissement total dû au couplage du récepteur, au filtre et à la mise en oeuvre du matériel peut être réduit de 1,5 à 2 dB par une amélioration des performances et par la faible probabilité pour que ces facteurs se combinent en même temps.

*Note 9* - Cette marge de protection contre les évanouissements est jugée suffisante pour la réception à l'extérieur d'un signal en provenance d'un satellite dans des environnements ruraux et suburbains. Il est recommandé de l'utiliser dans les calculs des bilans de liaison des satellites comme marge à assurer en limite de zone de couverture. Des réémetteurs de remplissage et des répéteurs seront nécessaires pour compléter la réception dans des environnements urbains comme indiqué au § 2.2.2.

*Note 10* - Dans l'hypothèse où ce système permet (sous réserve de vérification) l'utilisation de réémetteurs de remplissage ou de répéteurs sur la même fréquence.

*Note 11* - Certains types de faisceau de satellite au voisinage de 1,5 GHz peuvent assurer une zone de couverture définie par un niveau de signal, en limite de couverture, inférieur de 2,0 - 2,5 à la puissance de crête du faisceau avec, en conséquence, une réduction de la puissance nécessaire pour le répéteur de satellite.

*Note 12* - Lorsqu'on détermine les performances globales du SRS sonore, il faut tenir compte de la réduction de puissance du répéteur de satellite nécessaire pour assurer un fonctionnement linéaire adéquat. Faute de mesures en grandeur réelle ou de simulations, une réduction de puissance de 2,5 dB du répéteur pourrait être une valeur appropriée pour des calculs préliminaires dans l'hypothèse d'un répéteur de TWTA linéarisé.

## **8 Antenne d'émission du satellite**

Les études que résume le présent rapport supposent toutes que l'antenne d'émission est un modèle à réflecteur ou à ouverture physique de type semblable, ayant une largeur de faisceau de 1° à 3 dB, et non pas une antenne filaire. Cela amène à penser que les études technologiques des antennes à ouverture physique des satellites émettant à 12 GHz peuvent, en extrapolant les dimensions de l'antenne pour l'adapter à la nouvelle bande de fréquences, s'appliquer aux satellites de radiodiffusion sonore dans la gamme 500-3 000 GHz. En particulier, les diagrammes d'antennes de satellite utilisés lors de la CAMR-77 sont considérés comme réalisables dans cette gamme de fréquences [CCIR, 1986-1990, Doc. 10-11S/53 (Etats-Unis)]. On améliorera le rejet des lobes latéraux en utilisant des antennes à coupure brusque. On trouvera d'autres précisions dans le Tableau 4.

TABLEAU 3

**Variation des paramètres du système en fonction de la fréquence du Système numérique A  
(des valeurs analogues s'appliquent au Système numérique B)<sup>(1)</sup>**

Fréquence (GHz)		0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	
	Rayon de couverture d'un réémetteur de remplissage sur la même fréquence SRS avec un rapport C/I de 15,5 dB <sup>(2)</sup> <sup>(3)</sup> (km)	10,0	5,0	3,3	2,5	2,0	1,7	
	Marge de protection contre les évanouissements pour le SRS par rapport à la valeur d'évanouissement à 1 GHz (= 55 dB) (dB)	-1,5	0,0	1,1	2,1	2,9	3,7	
	Ouverture équivalente de l'antenne de réception (rapportée à l'ouverture pour 1 GHz) (gain d'antenne = 5 dBi) (dB)	+6,0	0,0	-3,5	-6,0	-8,0	-9,5	
	Température de bruit du système de réception (dB(K))	26,2	24,4	24,1	24,0	24,0	24,0	
	Ouverture de faisceau = 1° Puissance du satellite <sup>(4)</sup> (W)	13	49	134	292	550	940	
	Diamètre de l'antenne (m)	43	21	14	11	9	7	
	Ouverture de faisceau = 1,6° Puissance du satellite <sup>(4)</sup> (W)	34	126	344	750	1410	2400	
	Diamètre de l'antenne (m)	27	13	9	7	5,4	4,5	
	Ouverture de faisceau = 3,5° Puissance du satellite <sup>(4)</sup> (W)	164	600	1650	3600	6700	11500	
	Diamètre de l'antenne (m)	12	6	4,1	3,1	2,5	2,0	
		Distance entre dispositifs d'extension de couverture pour le SR omnidirectionnels et sur la même fréquence SR <sup>(2)</sup> <sup>(3)</sup> (km)	30,0	15,0	10,0	7,5	6,0	5,0
		Marge de protection contre les évanouissements pour le SR par rapport à la valeur d'évanouissement à 1 GHz (= 10 dB) (dB)	-2,9	0,0	2,2	4,1	5,8	7,3
		Ouverture équivalente de l'antenne de réception (rapportée à l'ouverture pour 1 GHz (gain d'antenne = 0 dBi en direction de l'horizon) (dB)	+6,0	0,0	-3,5	-6,0	-8,0	-9,5
		Température de bruit du système de réception (dB(K))	26,2	24,4	24,1	24,0	24,0	24,0
p.a.r. <sup>(6)</sup> de l'émetteur principal								
rayon de couverture = 33 km; E = 100 m <sup>(5)</sup> (kW)	0,8	4,2	15	40	92	190		
rayon de couverture = 50 km; E = 150 m <sup>(5)</sup> (kW)	5,8	30	106	285	650	1300		
rayon de couverture = 64 km; E = 150 m <sup>(5)</sup> (kW)	53	272	960	2600	5900	12100		

(1) Les valeurs indiquées dans ce Tableau sont cohérentes avec le bilan de liaison et les hypothèses du Tableau 2.

(2) Pour des paramètres de système correspondant à un affaiblissement équivalent de 1 dB dû au décalage de fréquence par effet Doppler dans un véhicule se déplaçant à 100 km/h.

(3) Le rayon de la zone de couverture peut être beaucoup plus important si les répéteurs utilisent des fréquences différentes; mais dans ce cas l'occupation spectrale sera plus importante, comme on l'a vu au § 2.2.

(4) Les puissances indiquées correspondent à 12\* programmes stéréophoniques multiplexés, en supposant un service hybride.

(5) E est la hauteur effective de l'antenne d'émission au-dessus du niveau moyen du sol.

(6) Les puissances apparentes rayonnées (p.a.r.) des stations de Terre correspondent à l'émission de 12\* programmes stéréophoniques multiplexés. On a supposé la même température de bruit du système récepteur que dans le cas de la diffusion par satellite, mais avec un gain d'antenne de 0 dBi, une marge de brouillage de 3 dB, et pas de bruit de liaison de connexion dans le bilan de liaison. Les p.a.r. ont été calculées en prenant pour référence le centre de la bande de fréquences des ondes décimétriques et en utilisant les courbes de propagation F(50,50) pour un niveau de 10 m au-dessus du sol. Un facteur correctif de 11 dB a été appliqué pour ramener cette hauteur à une valeur de 1,5 m, mieux adaptée à la réception sur véhicule. Pour des fréquences plus élevées, on a obtenu les valeurs de p.a.r. en supposant qu'elles variaient proportionnellement à la racine carrée du rapport des fréquences, et en adoptant une valeur de marge d'évanouissement de 10 dB à 1 GHz. Un complément d'étude est nécessaire pour savoir si cette échelle de proportionnalité convient à la radiodiffusion terrestre.

\* Pour un multiplex de Système numérique A contenant six programmes stéréophoniques, les valeurs de puissance sont divisées par 2.

TABLEAU 4

**Types d'antennes embarquées déployables pour fonctionnement dans la gamme 1-3 GHz**

Structure	Catégorie	Construction et ouverture		Limite de fréquence (GHz)
		Méthodes de déploiement (m)		
A baleines, surface en tricot métallique	Baleines radiales	Type "ombrelle"	4,5	12
	Baleines enroulées	Baleines (Tubes "Carpenter") se déroulant d'une colonne centrale	9	6
	Câbles caténaux	Bômes radiales supportées par un tricot métallique et par des câbles caténaux	4,9	0,2
	Eventail	Structure à baleines s'ouvrant comme un éventail, formant un segment de l'ouverture circulaire	4,5	6
Anneau, surface en tricot métallique	Colonne et anneau; anneau et cadre	Structure "May-pole" (mât)	15	0,8 <sup>(1)</sup>
Treillis, surface en tricot métallique	Treillis tétraédrique	Grand nombre de cubes interconnectés recouverts d'un tricot métallique, formant une structure de taille appropriée (boîte déployée par l'énergie stockée dans les articulations Carpenter)	4,6	-
	Répartition sectorielle des ouvertures en quadrature	Structure colonne et anneau, formant quatre ouvertures indépendantes	3,5 chaque	(modèle uniquement)
	Treillis géodésique	Pyramides triangulaires (élément de structures géodésiques classiques)	5	12
	Prisme	(détails non disponibles)	10	1
	Treillis avec tension	Support de tricot, rigidité par câbles	20	2-20
Gonflable	Tissu multicouches	Pression interne positive (gaz) pendant la durée de vie ou structure gonflée rigidifiée par chaleur solaire	3,5	-

<sup>(1)</sup> Technique qui s'applique à des fréquences beaucoup plus élevées.

## 9 Estimation de la largeur de bande totale requise par le service

La largeur de bande totale requise par le service est régie par les considérations suivantes:

- la largeur du canal radiofréquence multipliée par le nombre de canaux par zone de service. Dans le cas du Système numérique A (COFDM), un canal correspond à la largeur de la bande de fréquences dont on se sert pour diffuser un certain nombre de programmes stéréophoniques;
- le nombre de ces canaux nécessaire pour desservir tous les pays ou zones de service qui dépend des rapports de protection nécessaires. Pour un système numérique, ce rapport de protection est généralement le résultat d'un compromis entre le bruit et le brouillage. Pour un service par satellite, la puissance disponible à bord est un paramètre essentiel et le rapport de protection est censé minimiser le rapport porteuse/bruit nécessaire. Au contraire, pour un service de Terre, les rapports de protection peuvent être diminués [CCIR, 1986-1990, Doc. GTIM 10-11/1-44 (Canada)].

Dans le cas de la liaison descendante, il n'est pas possible d'obtenir une réutilisation des fréquences à l'aide de l'autre sens de polarisation.

En outre, la discrimination entre différentes portions orbitales n'est pas possible, car une antenne de récepteur a une faible directivité.

### 9.1 Systèmes à modulation de fréquence

Il faut disposer d'une largeur de bande d'environ 10 MHz pour diffuser dans chaque pays un programme national de radiodiffusion sonore. Cette étude est valable pour la réception tant monophonique que stéréophonique. Toutefois la réception stéréophonique ne sera possible qu'avec des récepteurs fixes.

Il faut donc une largeur de bande de 120 MHz pour diffuser 12 programmes stéréophoniques par pays.

## 9.2 Systèmes numériques

Différentes études ont été faites pour évaluer ce nombre de canaux et par conséquent la largeur de bande totale requise.

### Etudes de l'UER

Dans le cas du système numérique perfectionné II (COFDM), la largeur de la bande de fréquences doit être suffisante pour remédier à la sélectivité en fréquence du canal. Les différentes porteuses associées à un programme donné doivent être espacées en fréquence de façon à ce qu'elles ne soient pas corrélées les unes aux autres et qu'elles ne s'évanouissent pas simultanément. On a démontré qu'une bande de fréquences (y compris les bandes de garde) d'environ 1,75 MHz est techniquement suffisante pour diffuser jusqu'à six programmes stéréophoniques de haute qualité. Le nombre de canaux nécessaires pour couvrir plusieurs zones de service peut être calculé à l'issue d'un certain nombre d'exercices sur le scénario de couverture et dépendra bien sûr des hypothèses qui ont été faites pour la couverture et les rapports de protection.

En Europe, l'UER a mis au point un programme informatique qui génère des exemples d'exercices sur le scénario de couverture. Ces exercices sont basés sur les hypothèses suivantes:

- le diagramme de rayonnement de l'antenne du satellite établi par la CAMR-77 et considéré comme réalisable à 1 GHz;
- un rapport de protection dans le même canal de 15 dB et un rapport de protection dans le canal adjacent de -6 dB.

Les principaux résultats de l'étude sont résumés dans le Tableau 5.

TABLEAU 5

Scénario de couverture	Nationale	Supranationale	Paneuropéenne
Nombre de faisceaux	35 (Europe) ou 70 (Europe et Afrique)	11 (Europe)	1 (Europe)
Nombre de blocs par pays (1 bloc = 1,75 MHz c'est-à-dire jusqu'à six programmes stéréophoniques)	2	2	2
Facteur de réutilisation des canaux	16	8	1
Largeur de bande totale (MHz)	56	70 <sup>(1)</sup>	105 <sup>(2)</sup>

(1) Pour donner à chaque pays un bloc il faut prévoir environ 12 canaux supplémentaires.

(2) Pour donner un bloc à chacun des trente pays couverts.

D'un point de vue technique, les possibilités de réutilisation des fréquences diminuent lorsque la taille des faisceaux augmente. A l'autre extrême, avec de très petits faisceaux, il devient de plus en plus difficile de réutiliser les fréquences en raison du grand nombre de faisceaux et de la multiplicité des systèmes brouilleurs. Compte tenu des limites de puissance qui rendent impossible l'utilisation de très grand faisceaux, la taille maximale des faisceaux pour un continent comme l'Europe semble se situer entre 1° et 1,5° ce qui correspond approximativement à une couverture nationale.

### Etudes canadiennes

Le Canada a fait une étude pour évaluer la largeur de bande nécessaire pour un service mixte de radiodiffusion sonore numérique par satellite/de Terre (voir le § 2.2).

Dans cette étude, on estime que le service de radiodiffusion sonore numérique de Terre aurait besoin à lui seul de 48 MHz de largeur de bande. On estime également qu'avec une telle largeur de bande il serait possible d'offrir à chaque station de radiodiffusion AM et MF un canal pour les programmes stéréophoniques et aussi de prévoir une certaine marge pour l'évolution future. De plus, le Canada et les Etats-Unis ayant une frontière commune, il faudrait une portion de spectre supplémentaire de 25% soit 48 MHz + 12 MHz = 60 MHz de largeur de bande pour le service de Terre.

Pour le service de radiodiffusion par satellite les résultats de l'étude concernant la largeur de bande requise sont résumés dans le Tableau 6.

TABLEAU 6

Scénario de couverture	Faisceaux circulaires uniformes	Canada	Amérique du Nord <sup>(1)</sup>
Nombre de faisceaux	Larges	8	17
Facteur de réutilisation des canaux	4	6	9
Largeur de bande nécessaire par zone de service (24 programmes stéréo) (MHz)	8	8	8
Largeur de bande totale (MHz)	32	48	72

(1) Par hypothèse, on suppose 8 faisceaux pour le Canada, 4 faisceaux pour la partie continentale des Etats-Unis (48 Etats), 1 faisceau pour l'Alaska, 2 faisceaux pour le Mexique et 2 faisceaux supranationaux pour les Caraïbes ou un nombre plus important de petits faisceaux pour cette zone.

Le Tableau 7 combine ces deux exigences.

TABLEAU 7

**Scénarios de couverture combinés**

Scénarios de couverture	Faisceaux circulaires uniformes	Canada	Amérique du Nord <sup>(1)</sup>
Largeur de bande requise pour le SRS (radiodiffusion <sup>(2)</sup> sonore) (MHz)	32	48	72
Largeur de bande requise pour le SR (radiodiffusion sonore) (MHz)	48	48	60
Canaux SRS supplémentaires pour assurer la compatibilité à l'intérieur d'un pays (MHz)	8	8	8
Canaux SRS supplémentaires pour assurer la compatibilité avec le pays adjacent (MHz)	--	--	8
Largeur de bande totale requise (MHz)	56	56	76

(1) On suppose 8 faisceaux pour le Canada, 4 faisceaux pour la partie continentale des Etats-Unis (48 Etats), 1 faisceau pour l'Alaska, 2 faisceaux pour le Mexique et 2 faisceaux supranationaux pour les Caraïbes ou un nombre plus important de petits faisceaux pour cette zone.

(2) - On prend pour hypothèse une diffusion de 24 programmes stéréophoniques par zone de service. Si l'on prend uniquement 12 programmes stéréophoniques par zone de service la largeur de bande nécessaire pour le SRS serait approximativement divisée de moitié. Toutefois la largeur de bande totale requise resterait approximativement la même compte tenu des besoins du service de radiodiffusion.

Il est intéressant de noter que la largeur de bande requise pour le service mixte de radiodiffusion par satellite/de Terre est légèrement supérieure à celle dont a besoin le service de radiodiffusion de Terre à lui seul, ce qui prouve que le service mixte de Terre par satellite permet une utilisation efficace du spectre.

**Etudes soviétiques**

L'URSS a fait des études pour:

- évaluer la largeur de bande nécessaire pour le SRS (radiodiffusion sonore) sur le territoire de l'URSS;
- évaluer la largeur de bande nécessaire pour le SRS (radiodiffusion sonore) sur le territoire des pays européens.

Si l'on suppose que la largeur de bande nécessaire de chaque bloc de fréquences est de 4 MHz (soit 16 programmes son stéréophoniques) il faudrait alors une largeur de bande de 80 MHz pour mettre en oeuvre en URSS un système de radiodiffusion sonore par satellite.

Si par hypothèse on suppose que chacun des 34 pays européens a besoin du même nombre de programmes stéréophoniques, l'étude montre qu'il faudrait alors une largeur de bande de 130 MHz.

### Etudes effectuées aux Etats-Unis d'Amérique

Quatre systèmes SRS(S) ont été proposés à la "Federal Communications Commission (FCC)" pour l'obtention de permis de fabrication [UIT, 1993, Doc. 10-11S/154 (Etats-Unis d'Amérique)]. Ils utiliseront les parties de la bande de fréquences 2 310-2 360 MHz attribuées au SRS(S) pour la radiodiffusion nationale aux Etats-Unis d'Amérique.

Un résumé des valeurs numériques que chaque concepteur de systèmes a choisies pour plusieurs facteurs essentiels relatifs à la conception du segment spatial est présenté ci-dessous:

	Système			
	I	II	III	IV
Largeur de spectre totale requise (MHz)	10	16	25	50
Largeur de spectre requise par zone de réception (MHz)	5	16	8	25
Nombre de satellites par système	2	2	1	2
Diamètre d'antenne de la liaison descendante principale (m)	3	3	20	3
Sortie RF par satellite (kW)	1	1	1,8	1,2
p.i.r.e. de liaison descendante par faisceau en limite de couverture (EOC) (dBW)	62	57	57	52
Puissance surfacique maximale (dBW/m <sup>2</sup> /4 kHz)	-132	-136	-126	-128
Marge de liaison effective (dB)	5,2	16 <sup>(1)</sup>	14 <sup>(2)</sup>	4

(1) Le concepteur du système II fonde son estimation d'une marge de liaison effective importante pour le système II sur l'hypothèse que la radiodiffusion simultanée de chaque programme sera effectuée à partir de chacun des deux satellites à différentes fréquences radioélectriques et que les satellites seront positionnés avec un espacement de 30° sur l'orbite des satellites géostationnaires, assurant ainsi une forme de diversité dans l'espace, en fréquence et dans le temps à l'aide de deux fronts d'onde indépendants arrivant de différentes directions du point de vue du récepteur et de l'environnement voisin.

(2) Pour les faisceaux ponctuels, la marge varie d'environ 8 à 14 dB, selon l'angle d'élévation formé avec le satellite.

La différence essentielle entre ces modèles est, du point de vue du segment spatial, que le système III utilisera une antenne de 20 m dans la bande S pour permettre la formation de 31 petits faisceaux ponctuels d'environ 330 km de diamètre aux points de mi-puissance, au lieu d'antennes de 3 m dans la bande S pour les trois autres systèmes.

De plus amples détails sont donnés sur chaque système [UIT, octobre 1993, Doc. 10-11S/154 (Etats-Unis d'Amérique)].

## 10 Liaisons de connexion

### 10.1 Caractéristiques des liaisons de connexion associées au service de radiodiffusion sonore par satellite

Les liaisons de connexion associées au service de radiodiffusion sonore par satellite se caractérisent essentiellement par:

- la possibilité d'utiliser la discrimination de polarisation pour réduire la largeur de bande totale requise;
- l'utilisation d'antennes d'émission de stations terriennes qui ont des antennes à haute directivité et à gain élevé. Plus la directivité de l'antenne est grande, plus l'espacement orbital nécessaire pour une réutilisation des fréquences est petit. La directivité augmente en fonction de la fréquence. Il pourrait toutefois être nécessaire de doter l'antenne d'émission de la station terrienne d'un système de poursuite;

- la disponibilité de la liaison de connexion ne devrait pas influencer sur la qualité de service pour la liaison descendante. Ce paramètre a une incidence directe sur le niveau de puissance requis pour la station terrienne selon la gamme de fréquences.

### **10.2 Largeur de bande totale requise**

La largeur totale de bande requise dépend de l'orbite qui a été retenue (orbite elliptique fortement inclinée ou orbite des satellites géostationnaires) et de l'espacement orbital.

Le choix de la bande de fréquences pour la liaison de connexion déterminera s'il y a ou non possibilité de discrimination de polarisation. En pareil cas, la largeur de bande totale requise pourrait être réduite d'un facteur de 2. De plus, la directivité de l'antenne sur la liaison montante permettra de distinguer deux satellites proches l'un de l'autre.

En outre, la largeur de bande requise pour les liaisons de connexion est subordonnée au nombre de canaux (ou de blocs) que peut transmettre un satellite. Cela dépend du diamètre de l'antenne du satellite et de la capacité de puissance RF maximale du satellite. Compte tenu de ces paramètres, les chiffres pour le court terme sont de 10 m pour le diamètre de l'antenne du satellite et de 1,5 kW pour la puissance RF, et de 20 m pour le diamètre de l'antenne du satellite et 2,5 kW, pour la puissance RF pour le plus long terme.

Il ressort d'études sur le Système numérique A [CCIR, 1986-1990, Doc. GTIM 10-11/1-41 (Canada)] qu'à court terme, la largeur de bande maximale pour les liaisons de connexion est limitée, compte tenu des contraintes précédentes, à 30 MHz pour les liaisons descendantes à une fréquence de 0,5 GHz, chiffre qui se ramène à 4 MHz pour les liaisons descendantes à 3 GHz, indépendamment des besoins en spectre nécessaires pour les liaisons descendantes. Il en va de même à long terme pour les fréquences de 1,5 GHz et 2 GHz, pour lesquelles la largeur de bande maximale est de 44 et 18 MHz, respectivement, alors que pour des fréquences situées aux environs de 1 GHz ou inférieures, la largeur de bande maximale est déterminée par le nombre de faisceaux sur la liaison descendante qui peuvent réutiliser la même fréquence.

### **10.3 Bande de fréquences appropriée**

Selon le numéro 22 du Règlement des radiocommunications, le service fixe par satellite comprend les liaisons de connexion associées à d'autres services par satellite, et notamment les liaisons de connexion associées au SRS.

Compte tenu du taux de disponibilité élevé que doivent présenter les liaisons de connexion, la bande de fréquences ne doit pas être trop élevée.

## **11 Considérations relatives au partage**

Les études portant sur la possibilité de partage de fréquences entre le service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore) et des services ayant des attributions primaires dans la gamme de fréquences 500-3 000 MHz ont été principalement axées sur les conditions qui permettraient de protéger ces services contre les brouillages causés par les systèmes du service de radiodiffusion par satellite (SRS). Dans la quasi-totalité des cas examinés, il faudra, pour assurer cette protection, prévoir des séparations géographiques importantes entre l'axe principal du faisceau couvrant la zone de service du SRS (radiodiffusion sonore) et les stations de réception des services existants.

L'importance des séparations géographiques requises dépendra de nombreux facteurs, notamment des dimensions de la zone couverte par le service de radiodiffusion par satellite, de l'angle d'arrivée du signal du service de radiodiffusion par satellite, de la configuration du système du service de radiodiffusion par satellite (par exemple dans quelle mesure des répéteurs et des émetteurs de Terre complémentaires sont inclus dans le système), des paramètres spécifiques du système du service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore), des paramètres et des critères de partage propres aux systèmes des services avec lesquels le partage des fréquences est envisagé, de la fréquence d'exploitation (qui détermine la p.i.r.e. du satellite) ainsi que d'autres considérations.

Selon le service qui subit des brouillages, la p.i.r.e. du satellite du SRS (radiodiffusion sonore) et l'angle d'arrivée du signal brouilleur, les séparations géographiques nécessaires pour protéger les services brouillés sont comprises entre 200 km et plus de 7 000 km. Dans certains cas bien précis, la distance géographique requise peut même approcher 0. La zone type couverte par le service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore) pouvant avoir un rayon d'environ 600 km, cela signifie que, dans certains cas, les systèmes d'autres services risquent de se retrouver à l'intérieur de la zone couverte par le service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore). Cependant, c'est alors le brouillage causé par l'autre service, au service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore), qui devient prédominant. Les dimensions de la zone dans laquelle se produiront les brouillages causés aux récepteurs du service de radiodiffusion par satellite dépendent des caractéristiques du système brouilleur considéré.

Pour arriver à des conclusions plus définitives concernant le partage des fréquences, il faudrait, pour chaque système, étudier les brouillages causés aux récepteurs du service de radiodiffusion par satellite (sonore). A cette fin, il

faut obtenir un complément d'information sur l'ensemble des paramètres des systèmes susceptibles d'assurer un service de radiodiffusion par satellite (sonore), et sur les paramètres des systèmes d'autres services qui sont actuellement exploités dans la bande de fréquences qu'il est proposé de partager.

Compte tenu du nombre et de la répartition géographique des stations de réception déjà mises en oeuvre dans les services de nombreux pays, les séparations géographiques relativement importantes qui seraient nécessaires pour protéger ces services ne seraient généralement pas réalisables dans la pratique.

Il faut donc privilégier une attribution exclusive au SRS (sonore), auquel cas il serait possible d'envisager aussi des utilisations de radiodiffusion sonore de Terre complémentaires dans le cadre de cette attribution.

Mais si le SRS n'est pas mis en oeuvre dans certaines zones, les services existants pourront être autorisés à continuer l'exploitation de la bande correspondante. Par ailleurs, selon la mise en oeuvre proprement dite des assignations de fréquences aux canaux du SRS (sonore), on pourrait avoir de meilleures possibilités de partage en utilisant l'espacement des fréquences à l'intérieur des zones de service propres au SRS.

On peut supposer que le service de radiodiffusion (sonore) de Terre ne causera pas, aux systèmes radioélectriques du service fixe, des brouillages aussi graves que le SRS. A ce propos, le § 6.4.8 du Rapport de l'ex-CCIR à la CAMR-92 décrit des études que le Canada a conduites afin de déterminer les distances de séparation requises lors du partage entre systèmes numériques de radiodiffusion sonore de Terre et systèmes numériques de radiocommunication point à multipoint de Terre.

Les paragraphes suivants développent certaines des situations de partage.

### **11.1 *Partage entre SRS (sonore) et systèmes point à multipoint***

Il ressort d'une étude canadienne que le partage entre le SRS (sonore) et les systèmes point à multipoint du service fixe peut être envisagé si l'on prévoit des séparations géographiques allant de plusieurs centaines de kilomètres jusqu'au-delà de l'horizon du satellite. Les distances de séparation nécessaires dépendent des paramètres du système de radiodiffusion par satellite et de la puissance maximale de brouillage admissible par les systèmes point à multipoint.

Il convient de noter que la limite de brouillage uniforme utilisée dans cette étude assure une protection suffisante pour respecter les normes de qualité de fonctionnement recommandées par l'UIT-R. Lorsque l'on envisage des applications particulières des systèmes point à multipoint à des réseaux locaux ruraux pour lesquels aucune autre solution n'est économiquement viable, il serait judicieux de prévoir une tolérance de brouillage plus élevée (par exemple un rapport brouillage sur puissance de bruit de 0 dB), les distances de séparation géographiques étant réduites en conséquence.

### **11.2 *Partage entre SRS (sonore) et systèmes point à point du service fixe***

Il ressort d'études faites aux Etats-Unis et au Japon que les limites de puissance surfacique correspondant aux valeurs spécifiées au numéro 2557 du Règlement des radiocommunications conviennent parfaitement pour protéger les faisceaux hertziens point à point dans les bandes de 1 710 à 2 500 MHz. Des études de partage reproduites dans le Rapport UIT-R BS.955 montrent cependant qu'il faudrait, pour satisfaire à ces limites de puissance surfacique, des distances de séparation géographiques comprises entre plusieurs centaines de kilomètres et plus de 9 000 km, selon les paramètres du SRS (sonore).

On peut toutefois supposer que les critères de brouillage applicables aux faisceaux hertziens point à point par bonds multiples et à répéteurs- régénérateurs sur chaque bond pourraient être assouplis en imputant la plus grande partie de la dégradation de la qualité de fonctionnement (telle qu'elle est définie dans l'objectif de conception) au bond ayant les caractéristiques les plus mauvaises; la discrimination supplémentaire requise pour le partage pourrait alors être réduite dans ces cas.

### **11.3 *Partage avec le service mobile***

Une analyse préliminaire a montré que le partage des fréquences entre le service de télémesure aéronautique et un des systèmes proposés pour la radiodiffusion (sonore) par satellite produirait, dans la même zone de service, des brouillages mutuellement préjudiciables (voir également le § 16.8 du Rapport de l'ex-CCIR à la CAMR-92).

En général, le partage avec le service mobile nécessite de grandes séparations géographiques, s'étendant d'environ 500 km jusqu'à plus de 7 000 km.

#### **11.4 Partage avec des capteurs passifs et actifs à hyperfréquences**

Les capteurs passifs d'hyperfréquences qui sont embarqués à bord d'engins spatiaux mesurent l'humidité du sol, la salinité, la température de surface de la mer, la pluie, la neige, la glace et l'état de la mer. Les mesures de salinité océanique nécessitent par exemple un seuil de brouillage de  $-165$  dBW dans une largeur de bande de référence de 100 MHz (Rapports UIT-R SA.693 et UIT-R SA.694).

Des calculs fondés sur les méthodes décrites dans le Rapport UIT-R SA.850 montrent que la puissance du brouillage causé par un satellite de radiodiffusion sonore (système numérique perfectionné) à un capteur passif d'hyperfréquences embarqué dans un engin spatial, est de 33 dB au-dessus du niveau de brouillage préjudiciable. On peut conclure que le partage entre capteurs passifs et satellites de radiodiffusion (sonore) dans cette bande n'est pas réalisable dans la gamme de 500 à 3 000 MHz.

Un radar à ouverture synthétique (ROS) moderne a une sensibilité d'environ  $-130$  dBW dans une largeur de bande de réception d'environ 15 MHz. Le Rapport UIT-R SA.695 indique que le brouillage à caractère de bruit maximal pour le ROS est déterminé par le point de saturation du récepteur, que l'on a trouvé être d'au moins  $-115$  dBW. La puissance brouilleuse issue de 16 canaux de radiodiffusion sonore par satellite, ayant chacun une p.i.r.e. de 50 dBW, pourrait atteindre  $-132$  dBW, sans atteindre le seuil de brouillage préjudiciable pour le ROS.

La p.i.r.e. d'un radar à ouverture synthétique (ROS) est en général de l'ordre de 67 dBW, c'est-à-dire qu'elle dépasse de 17 dB les 50 dBW qu'un satellite de radiodiffusion (sonore) peut utiliser. Etant donné que le ROS est placé en orbite terrestre basse (500 km) par rapport à l'orbite de 37 000 km du satellite de radiodiffusion, le niveau de brouillage causé à un récepteur de radiodiffusion sonore pourrait dépasser de 50 dB le signal utile. On peut en conclure que les stations terriennes de réception du service de radiodiffusion par satellite subiraient un brouillage de type impulsif inacceptable et que le partage ne serait donc pas possible.

#### **11.5 Protection du service de radioastronomie**

Le service de radioastronomie (RAS) ne peut pas partager avec le service de radiodiffusion par satellite (SRS) ni avec le service de radiodiffusion de Terre lorsque l'antenne de la station de radioastronomie est à portée optique de l'émetteur. La raison en est que ces services actifs émettent des niveaux de puissance surfacique qui produisent des signaux dont l'amplitude est supérieure de plusieurs décades à celle des signaux de bruit du récepteur dans ces services. Pour le RAS, les niveaux de puissance des signaux qui produisent des brouillages préjudiciables sont en général de l'ordre du millième du niveau de bruit du système (voir le Rapport UIT-R RA.224). Les signaux du SRS et de la radiodiffusion dépassent donc d'un facteur de 106, en règle générale, les seuils de brouillage préjudiciable pour la radioastronomie, même si les signaux brouilleurs sont reçus dans la zone des lobes à champ lointain de l'antenne de radioastronomie. Le facteur par lequel le brouillage dépasse le seuil préjudiciable est suffisamment grand pour que le partage ne soit généralement pas possible, quels que soient les détails particuliers de ces services de radiocommunication ou la gamme des fréquences mises en jeu.

Etant donné les niveaux élevés de puissance surfacique issus des émetteurs dans le SRS, des brouillages préjudiciables au RAS peuvent aussi être provoqués par brouillage en limite de bande. Les Annexes II et III du Rapport UIT-R RA.697 décrivent quelques techniques permettant de minimiser les brouillages en limite de bande affectant les stations du service de radioastronomie.

#### **11.6 Partage avec les services de recherche spatiale, d'exploration de la Terre par satellite et d'exploitation spatiale**

On trouvera au § 13.3.4 du Rapport de l'ex-CCIR à la CAMR-92 des renseignements concernant le partage des bandes de fréquences avec les services de recherche spatiale, d'exploitation spatiale et d'exploration de la Terre par satellite dans les bandes de 2 025 à 2 110 MHz et de 2 200 à 2 290 MHz. Il est question du partage avec le service de recherche spatiale (espace lointain) au § 11.4 de ce même Rapport.

#### **11.7 Partage avec les appareils ISM**

Il ressort des données quelque peu limitées dont on dispose que les émissions des fours à micro-ondes dans les bandes des appareils industriels, scientifiques et médicaux représenteraient une source possible de brouillage pour la réception du SRS (sonore) par des récepteurs fixes, mobiles et particulièrement portatifs d'intérieur, dans la bande de 2 400 à 2 500 MHz. Les plus grandes difficultés seraient rencontrées autour de la fréquence centrale de 2 450 MHz avec probabilité d'apparition de brouillages diminuant lorsque les fréquences se rapprochent des extrêmes de cette bande.

Il existe un cas particulier où un système SRS sonore risque de subir un brouillage, à savoir dans la bande 2 400 - 2 500 MHz et au voisinage de cette bande. Cette bande est désignée par la note de bas de page 752 du Règlement

des radiocommunications pour les applications industrielles, scientifiques et médicales (ISM) et les services de radiocommunication fonctionnant dans cette bande doivent accepter les brouillages préjudiciables qui peuvent se produire du fait de ces applications. Une des utilisations principales de cette bande par les appareils ISM est celle des fours à micro-ondes domestiques.

Des mesures du brouillage causé à un prototype de récepteur COFDM DAB (largeur de bande de filtre: 3,5 MHz) par un four à micro-ondes ont été faites en France [CCIR, Doc. 10-11S/14 (1990-1994)]. Les valeurs suivantes du rapport C/I ont été obtenues pour une dégradation à peine perceptible du son dans le récepteur COFDM:

Niveau du signal d'entrée utile <sup>(1)</sup>	Brouillages causés par un four à micro-ondes: niveau du signal pour une dégradation à peine perceptible <sup>(2)</sup>
-77 dBm	-41 dBm
-57 dBm	-25 dBm

(1) Le prototype de récepteur COFDM a une gamme de niveaux d'entrée de -30 à -90 dBm.

(2) On a utilisé un four à micro-ondes manufacturé contenant de l'eau. Le spectre du four à micro-ondes a été converti de la fréquence de 2,5 GHz dans la bande de fréquences de télévision en ondes décimétriques de telle sorte que les fréquences centrales du spectre soient pratiquement les mêmes.

Compte tenu de ces résultats, on a effectué des calculs en se fondant sur le Doc. CISPR/B/WG 1 (JP), 2 juillet 1990, qui donne un gabarit typique de p.a.r. pour les fours à micro-ondes et on a obtenu les distances de séparation minimales entre le four à micro-ondes et le récepteur COFDM DAB.

Les résultats sont résumés dans les Tableaux 8 et 9.

TABLE 8

p.a.r. du four à micro-ondes et bande de fréquences	Distance minimale pour une puissance à l'entrée du récepteur DAB de -57 dBm	Distance minimale pour une puissance à l'entrée du récepteur DAB de -77 dBm
-8 dBW 2 400-2 500 MHz	3 m	17 m
-2 dBW 2 400-2 500 MHz	6 m	35 m

Si on tient compte de l'affaiblissement dû aux bâtiments (10 dB), on obtient les valeurs suivantes:

TABLE 9

p.a.r. du four à micro-ondes dans la bande de fréquences 2 400-2 500 GHz	Distance minimale pour un niveau d'entrée de -77 dBm et un récepteur DAB à l'extérieur du bâtiment
-8 dBW	5 m
-2 dBW	11 m

Sur la base de ces mesures préliminaires, on peut conclure que, dans le cas d'une émission du signal COFDM DAB par satellite à 2,5 GHz, il sera très difficile d'obtenir une bonne réception à l'intérieur ou à l'extérieur de bâtiments à cause du rayonnement des fours à micro-ondes.

Il convient d'effectuer des mesures complémentaires pour achever cette étude.

### 11.8 *Partage entre systèmes de radiodiffusion sonore numérique de Terre et systèmes numériques de radiocommunication point à multipoint (P-MP) de Terre*

Des études conduites par le Canada ont montré que le partage entre systèmes de radiodiffusion sonore numérique de Terre et systèmes numériques de radiocommunication point à multipoint (P-MP) de Terre, près de 1,5 GHz, nécessitait certaines distances de séparation géographiques minimales.

Les Tableaux 10 et 11 présentent les distances de séparation pour quelques exemples d'émetteurs de radiodiffusion.

TABLEAU 10\*

**Exemples de distance de séparation nécessaire entre émetteur de radiodiffusion sonore numérique et une station centrale du service fixe à 1,5 GHz afin de protéger les systèmes point à multipoint**

Rayon de la zone de couverture	Hauteur de l'antenne de l'émetteur de radiodiffusion	p.a.r. <sup>(1)</sup> de radiodiffusion		Séparation nécessaire
		(dBW)	(kW)	
(km)	(m)			(km)
33	100	39,7	9,33	179
50	150	48,4	69,3	256
64	150	58,9	773,0	355

(1) Ces niveaux de puissance ont été convertis d'après ceux qui sont utilisés pour la hauteur normalisée (10 m) de l'antenne de réception, pour les rapporter à la puissance nécessaire pour une hauteur d'antenne de 1,5 m, plus représentative de la réception à bord de véhicules, en ajoutant dans chaque cas 11 dB.

TABLEAU 11\*

**Exemples de distance de séparation nécessaire entre station centrale du service fixe et émetteur de radiodiffusion sonore numérique, afin de protéger la zone de couverture de radiodiffusion**

Rayon de la zone de couverture	Hauteur de l'antenne de l'émetteur de radiodiffusion	p.a.r. de radiodiffusion		Séparation nécessaire
		(dBW)	(kW)	
(km)	(m)			(km)
33	100	39,7	9,3	141
50	150	48,4	69,3	158
64	150	58,9	773,0	172

\*On trouvera dans le Rapport UIT-R BS.1203 de nouveaux tableaux de distances de séparation fondés sur des renseignements plus récents.

### 11.9 Partage géographique

Le partage géographique peut servir à résoudre des problèmes de partage difficiles. Dans ces cas-là, les deux services ne peuvent pas partager la même bande de fréquences au même endroit. En revanche, le partage sera possible entre réseaux des deux services en question si leurs zones de service sont géographiquement séparées. Lorsque les deux services sont des services de Terre, la séparation géographique doit, en bandes décimétriques, atteindre quelques dizaines ou centaines de kilomètres. Par contre, si l'un des services est spatial (il s'agit ici du service de radiodiffusion sonore par satellite), il faudra quelques centaines ou milliers de kilomètres.

Le partage géographique entre le service de radiodiffusion sonore par satellite et un service de Terre dépend du flux venant de la station spatiale de radiodiffusion sonore et affectant le réseau de Terre. Le niveau réel dépend de la puissance surfacique nécessaire dans la zone de service du satellite de radiodiffusion sonore et du niveau de protection exigé par le service de Terre. L'écart entre ces deux niveaux détermine la protection entre ces deux services pour que le service de Terre ne soit pas affecté. Si la zone de service du réseau de Terre est assez loin de la zone de couverture du faisceau du satellite, l'antenne d'émission du satellite peut suffire à donner la protection nécessaire. Si au contraire leur distance est faible, le réseau de Terre risque de brouiller les récepteurs du SRS sonore.

Plusieurs administrations envisagent d'assurer des services de radiodiffusion sonore (services de Terre et par satellite) dans la même zone géographique. Il est possible de réduire au minimum les risques de conflit entre les services par satellite et les services de Terre en veillant à ce que les récepteurs offrent des caractéristiques de large gamme dynamique et de faible bruit.

Le § 8 du présent Rapport expose les technologies d'antennes d'émission des satellites; il indique par ailleurs qu'une meilleure réflexion des lobes latéraux sera possible à l'avenir grâce à l'utilisation d'antennes à coupure brusque et que le diagramme de référence utilisé à la CAMR-77 pour planifier le SRS à 12 GHz et adéquatement transposé dans la gamme de 500 à 3 000 MHz pourrait être retenu à titre d'hypothèse réaliste.

Le Tableau 12 donne les distances de séparation nécessaire pour diverses discriminations d'antenne dans le cas le moins critique où le faisceau du satellite couvre une zone proche du point sous-satellite, et dans les cas les plus critiques où le faisceau n'est pas dirigé vers le point sous-satellite et où l'emplacement auquel le brouillage se manifeste est juste là où le signal brouilleur du satellite arrive à incidence rasante. Ces distances de séparation indiquent la distance, par rapport au centre du faisceau, au-delà de laquelle la seule discrimination de l'antenne du satellite suffit à permettre la réutilisation de fréquence par d'autres services.

TABLEAU 12

**Distances nécessaires sur la Terre à partir du centre du faisceau du SRS sonore  
pour assurer une discrimination donnée de l'antenne du satellite  
pour des faisceaux d'antenne de 1 ou 2° de large**

Discrimination nécessaire de l'antenne (dB)	Distance de séparation (km)				
	Ecart angulaire par rapport à l'axe  (x $\varphi_0$ )	$\varphi_0 = 1^\circ$		$\varphi_0 = 2^\circ$	
		Minimum	Maximum	Minimum	Maximum
3	0,5	312	2 108	624	2 965
10	0,91	570	2 835	1 142	3 990
20	1,29	807	3 362	1 620	4 742
30	1,58	989	3 716	1 988	5 251
30,1	3,19	2 007	5 275	4 098	7 578
35	5,01	3 183	6 655	6 740	9 876
40	7,94	5 183	8 573	12 938	14 464

Les distances ci-dessus montrent qu'on peut tirer profit de la séparation géographique dans tous les cas où la protection fournie par l'antenne de réception n'est pas suffisante pour que l'exploitation du SRS sonore soit possible sans affecter les services de Terre. Il en résulte des distances de séparation propres à chaque cas de partage. Le Tableau 13 résume les situations de partage et leurs distances de séparation.

TABLEAU 13

**Résumé des situations de partage et des distances de séparation nécessaires**

Type de système SRS sonore	Service brouillé	Puissance surfacique permise au SRS sonore	Protection nécessaire isolation (dB)	Séparation minimale pour un faisceau de 1° (km)		
				Angle d'élévation (degrés) au récepteur de Terre		
				5	30	60
MF classique (Cas A) (-111,1 dB(W/m <sup>2</sup> )) (-111,1 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz)))	Radiodiffusion					
	- protection maximale	-138 dB(W/m <sup>2</sup> )	10,9-26,9	3 404	1 510	676
	- protection minimale	-128 dB(W/m <sup>2</sup> )	0,9-16,9	2 717	1 181	199
	Fixe	-154 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz))	32,9-42,9	9 570	3 652	2 728
	Mobile					
	- faible angle d'élévation	-147,9 dB(W/(m <sup>2</sup> · 30 kHz))	36,8	6 741	4 827	---
MF compression-extension (Cas A) (-120,4 dB(W/(m <sup>2</sup> ))) (-120,4 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz)))	Radiodiffusion					
	- protection maximale	-138 dB(W/m <sup>2</sup> )	1,6-17,6	2749	1 208	264
	- protection minimale	-128 dB(W/m <sup>2</sup> )	0-7,6	2151	668	0
	Fixe	-154 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz))	23,6-33,6	5693	1 529	981
	Mobile					
	- Faible angle d'élévation	-147,9 dB(W/(m <sup>2</sup> · 30 kHz))	27,5	3124	1 631	---
Numérique (Cas F)* (-109 dB(W/m <sup>2</sup> )) (-126 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz)))	Radiodiffusion					
	- protection maximale	-138 dB(W/m <sup>2</sup> )	13,0-29,0	3 171	1 567	736
	- protection minimale	-128 dB(W/m <sup>2</sup> )	3,0-19,0	2 810	1 260	361
	Fixe	-154 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz))	18,0-28,0	3 140	1 363	861
	Mobile					
	- faible angle d'élévation	-156,7 dB(W/(m <sup>2</sup> · 4 kHz))	30,7	4 899	3 118	---

Cas "A" - SRS sonore destiné à la réception dans les zones rurales situées à des angles d'élévation de plus de 70°, ce qui correspond à un service dans des zones situées à basses altitudes.

Cas "F" - Pour la réception à bord de véhicules circulant dans des zones rurales très ombragées ou dans des zones urbaines denses.

\* Cas le plus défavorable représenté par un système SRS sonore fonctionnant isolément (c'est-à-dire sans le soutien de réémetteurs de remplissage).

### **11.10 Conclusions sur le partage**

Les études portant sur la possibilité de partage des fréquences entre le SRS (radiodiffusion sonore) et des services ayant des attributions primaires dans la gamme de fréquences 500-3 000 MHz, ont été axées sur les conditions qui permettraient de protéger ces services contre les brouillages causés par les systèmes du SRS. Dans la quasi-totalité des cas examinés, il faudra, pour assurer cette protection, prévoir des séparations géographiques importantes entre l'axe principal du faisceau couvrant la zone du service du SRS (radiodiffusion sonore) et les stations de réception des services existants.

L'importance des séparations géographiques requises dépendra de nombreux facteurs, notamment des dimensions de la zone couverte par le SRS, de l'angle d'arrivée du signal du SRS, de la configuration du système du SRS (par exemple dans quelle mesure des répéteurs et des émetteurs de Terre complémentaires sont inclus dans le système), des paramètres spécifiques et du système du SRS (radiodiffusion sonore), des paramètres et des critères de partage propres au système des services avec lesquels le partage des fréquences est envisagé, de la fréquence d'exploitation (qui détermine la p.i.r.e. du satellite) ainsi que d'autres considérations.

Selon le service qui subit des brouillages, la p.i.r.e. du satellite du SRS (radiodiffusion sonore) et l'angle d'arrivée du signal brouilleur, les séparations géographiques nécessaires pour protéger les services brouillés sont comprises entre 200 km et plus de 7 000 km. Dans certains cas bien précis, la distance géographique requise peut même approcher zéro. La zone type couverte par le SRS (radiodiffusion sonore) pouvant avoir un rayon d'environ 600 km, cela signifie que, dans certains cas, les systèmes d'autres services risquent de se retrouver à l'intérieur de la zone couverte par le SRS (radiodiffusion sonore). Cependant, c'est alors le brouillage causé par l'autre service au SRS (radiodiffusion sonore), qui devient prépondérant. Les dimensions de la zone dans laquelle se produiront les brouillages causés aux récepteurs du SRS dépendent des caractéristiques du système brouilleur considéré.

Pour arriver à des conclusions plus définitives concernant le partage des fréquences, il faudrait pour chaque système étudier les brouillages causés aux récepteurs du SRS (radiodiffusion sonore). A cette fin, il faut obtenir un complément d'information sur l'ensemble des paramètres des systèmes susceptibles d'assurer un service de radiodiffusion sonore par satellite et sur les paramètres des systèmes d'autres services qui sont actuellement exploités dans la bande de fréquences utilisée.

Compte tenu du nombre et de la répartition géographique des stations de réception déjà mises en oeuvre dans les services de nombreux pays, les séparations géographiques relativement importantes qui seraient nécessaires pour protéger ces services ne seraient généralement pas réalisables dans la pratique.

Il faut donc privilégier une attribution exclusive au SRS (radiodiffusion sonore), auquel cas il serait possible d'envisager aussi des utilisations de radiodiffusion sonore de Terre complémentaires dans le cadre de cette attribution. Il faut étudier de toute urgence les incidences sur le partage entre les émissions complémentaires de Terre du SRS (radiodiffusion sonore) et d'autres services.

## **12. Utilisation des différentes orbites de satellite**

Au cours des deux dernières décennies, les exploitants se sont en général bornés à utiliser l'orbite des satellites géostationnaires pour transmettre des signaux par satellite vers et à partir de la Terre. Ces orbites assurent une couverture continue de la Terre, le mouvement du satellite perçu depuis le sol étant faible. A des latitudes élevées, le satellite est vu sous de petits angles d'élévation.

L'angle d'élévation d'un satellite est un facteur essentiel de la planification des systèmes et son incidence est particulièrement importante aux latitudes nordiques où l'on trouve des centres de population importants au-dessus de 40° Nord.

Récemment les progrès ont été tels qu'il a été possible d'envisager des systèmes qui permettraient de communiquer avec les stations ou les récepteurs mobiles terrestres et de diffuser des programmes vers ces mêmes stations. Le problème essentiel a été de compenser la mauvaise qualité de l'équipement mobile étant donné que ces systèmes, particulièrement conçus pour la radiodiffusion, seront très demandés et doivent donc rester simples. De plus, il est impossible d'avoir de grandes antennes dans la station mobile. Au fur et à mesure que l'angle d'élévation diminue, l'occultation du satellite en raison des bâtiments et de la configuration du terrain devient un facteur de plus en plus important dans les bilans de liaison.

Pour ces raisons, un certain nombre d'organisations ont décidé de réfléchir à l'emploi d'orbites autres que l'orbite des satellites géostationnaires, en commençant par les orbites utilisées pour les systèmes Molniya.

Il y a de nombreuses catégories d'orbites elliptiques mais celles qui retiennent le plus l'attention sont celles qui sont le plus utilisées dans les pays européens dont la latitude est considérée, aux fins de la planification, comme comprise entre 35° et 70° Nord. Ces orbites, qui relèvent de deux catégories, sont caractérisées par leur périégée et par le fait qu'elles traversent ou non les ceintures de Val Allen.

Les orbites de la première catégorie, équivalentes à celles du système Molniya ont généralement 39 000 km et 1 500 km de périégée et d'apogée respectivement et une période orbitale de 12 heures. Un système utilisant cette orbite comportera généralement trois satellites fonctionnant chacun huit heures. Chaque satellite traversera les ceintures de Val Allen deux fois par période orbitale et il faudra prendre des mesures particulières pour protéger les composantes de satellite. Avec un tel système on pourra maintenir dans l'ensemble de la zone de service des angles d'élévation supérieurs à 60°. Compte tenu de la forme géométrique de l'orbite, on pourra exploiter une seconde zone de couverture distante de 180° de longitude.

Les orbites relevant de la seconde catégorie ont 46 000 km et 26 000 km de périégée et d'apogée respectivement et une période orbitale de 24 heures. Avec une telle configuration baptisée "Tundra", il faudra au minimum deux satellites pour assurer une couverture continue. Il n'y a pas de seconde zone de couverture exploitable. Pour l'une et l'autre catégories d'orbites, l'inclinaison sera d'environ 63°.

Une différence importante entre les satellites géostationnaires et les systèmes gravitant sur des orbites fortement inclinées tient à la nécessité d'acheminer le trafic entre satellites entrant dans, et quittant la zone de couverture du satellite. Le système doit être conçu pour pouvoir effectuer ce transfert même si, selon toute vraisemblance, chaque satellite aura une portée différente et subira un décalage Doppler important et différent.

Avec la plupart, sinon la totalité des systèmes sur orbite elliptique fortement inclinée, on utilisera des faisceaux modelés ou des groupes de faisceaux ponctuels. Compte tenu de la différence de portée pendant la période opérationnelle de l'orbite, la couverture à la surface de la Terre, pour un faisceau d'antenne donné, variera.

Pour assurer une couverture continue de 3 dB à la surface de la Terre, il faut utiliser une antenne reconfigurable ou une antenne focalisable à ouverture de faisceau variable. Une antenne à ouverture de faisceau fixe peut offrir une puissance surfacique constante sur une certaine distance au bord de la zone de couverture en utilisant la pente de gain au bord du faisceau pour compenser la différence d'affaiblissement sur le trajet.

Mis à part l'effet de zoom, certaines configurations de satellite, par exemple pointage au Nadir, entraîneront une rotation des faisceaux non circulaires ou des groupes de faisceaux ponctuels. Ce phénomène, semblable à un transfert intercellulaire, lent dans le cas d'un système cellulaire, peut être inacceptable pour des applications où la zone de couverture est adaptée à un pays ou une région, par exemple la radiodiffusion.

Il est possible d'adopter une solution mécanique pour compenser l'effet de rotation mais on utilisera généralement des antennes réseaux à commande de phase pour compenser les effets de zoom. On pourra aussi corriger la rotation avec une antenne réseau à commande de phase.

Pour ce qui est du bilan de liaison, les orbites fortement inclinées présentent, compte tenu de l'angle d'élévation accru, les avantages suivants pour des pays situés à des latitudes élevées:

- une réduction du bilan de liaison, et
- la possibilité d'utiliser une antenne de réception ayant un gain légèrement plus élevé.

### **12.1 Etude européenne**

L'Agence spatiale européenne (ASE) a récemment mené une étude baptisée "Archimèdes" [Archimèdes, 1990]. Un système du type Molniya a été retenu pour cette étude car il était le moins cher pour l'application européenne. Avec ce système, quatre engins spatiaux sont placés sur des orbites elliptiques fortement inclinées (environ 63°) ayant une période de 12 heures. Chaque engin spatial est placé sur un plan orbital distinct de sorte que les quatre plans orbitaux sont espacés de 90°. Chaque engin spatial assure toutes les 24 heures une couverture pendant 6 heures de la zone européenne désirée. On peut envisager la mise au point d'un système Archimèdes pilote qui attirera les industriels et les services ayant des débouchés plus nombreux.

### **12.2 Orbites légèrement inclinées**

En ce qui concerne les satellites de conception géostationnaire, il peut être possible de réduire les coûts globaux et/ou d'étendre leur durée de vie utile en les exploitant sur une orbite légèrement inclinée à un certain stade, éventuellement au début et à la fin de leur existence. Par exemple, il peut être avantageux de lancer un satellite sur une orbite appropriée, légèrement inclinée, et de l'exploiter pendant une période de quelques années au cours de laquelle il dérivera lentement vers une orbite de satellite géostationnaire. Une fois qu'il aurait atteint cette orbite, on pourrait le

maintenir à cette position orbitale, pratiquement jusqu'à sa fin de vie, puis à nouveau le laisser dériver vers une orbite inclinée tout en continuant à assurer un service SRS sonore.

Les principaux paramètres à prendre en considération lorsqu'on évalue les avantages de l'exploitation sur une orbite légèrement inclinée sont sa compatibilité avec la mise en oeuvre d'autres services sur un même satellite, les modifications de l'empreinte du faisceau dans la zone de pointage et de couverture et les modifications de l'affaiblissement en espace libre dues aux variations de la longueur du trajet.

### **13. Considérations relatives aux coûts**

Un système de radiodiffusion sonore directe utilisant des satellites sera constitué de réseaux de liaisons de connexion, de stations terriennes de liaison montante, de satellites et de récepteurs. En dehors des récepteurs radioélectriques, le reste de l'équipement peut être considéré comme constituant l'ensemble du système de transmission.

#### **13.1 Récepteurs de radiodiffusion**

Il y a, dans le monde, entre un et deux milliards de récepteurs de radiodiffusion radioélectrique, avec un marché de remplacement estimé à environ 100 millions d'appareils par an. Le marché global augmente proportionnellement plus vite que la population mondiale. En outre, on tend à favoriser la meilleure qualité de réception possible pour les canaux à modulation d'amplitude (en ondes moyennes et en ondes courtes).

Tout cela indique très clairement que la radiodiffusion sonore par satellite créera des besoins exigeant une grande quantité de récepteurs. C'est pourquoi il semble raisonnable de prévoir, au lieu d'une production en petite quantité pour un marché élitiste, une forte production annuelle (dizaines de millions de récepteurs et plus) et, en même temps, des prix compétitifs pour les récepteurs comportant des possibilités de réception numérique en ondes décimétriques.

Les estimations des fabricants indiquent que les prix peuvent être (au bas de la gamme de modèles) de l'ordre de dizaines de dollars EU pour les récepteurs numériques du type illustré dans le présent rapport. Evidemment, les prix des modèles munis de haut-parleurs coûteux peuvent atteindre des milliers de dollars.

Dans l'hypothèse d'un prix moyen de 200 dollars EU (combinaison de modèle de table, de récepteur domestique à haute fidélité et d'autoradio), les ventes annuelles pourraient être de l'ordre de milliards de dollars EU. Cette estimation est fondée sur l'hypothèse qu'il existera finalement dans le monde un marché annuel permanent de 10.000.000 à 100.000.000 de récepteurs.

Les systèmes à modulation de fréquence ne nécessitent que des récepteurs classiques utilisant des techniques connues. Pour la MF classique dont les paramètres de modulation sont identiques à ceux de la radiodiffusion en ondes métriques de Terre, il suffit d'ajouter au récepteur existant un dispositif simple de conversion des fréquences du satellite vers les fréquences de la bande de radiodiffusion en ondes métriques. Les systèmes numériques nécessitent des techniques de traitement de signaux plus complexes dans les récepteurs (démodulation cohérente ou différentielle, sélection de programmes, décodage de Viterbi, décodage du son). Toutes ces opérations peuvent néanmoins s'effectuer dans des circuits intégrés fabriqués en grande quantité, donc à bas prix. En fait, les systèmes de radiodiffusion numériques décrits dans les Annexes 3 et 4 utilisent des circuits intégrés C-MOS à grande échelle pour accomplir des fonctions de codage et de décodage complexes.

#### **13.2 Système de transmission**

De nombreuses analyses de compromis technique et économique portant sur des systèmes de transmission réalistes ont été effectuées aux Etats-Unis d'Amérique au cours de la période 1990-1991. Les hypothèses relatives à la puissance surfacique requise tiennent compte des nouveaux modèles de récepteur numérique et des mesures de propagation récentes; elles sont conformes aux précédentes sections du présent Rapport

La présente section contient certaines conclusions de ces analyses de compromis. Il est clair qu'un système à satellites correctement conçu assurera, dans d'excellentes conditions de qualité et de fiabilité, la transmission peu coûteuse de signaux sonores à de vastes zones de couverture. Les coûts afférents sont sensiblement inférieurs à ceux des systèmes ordinaires (MA en ondes courtes, MF de Terre ou MA en ondes moyennes) si on se fixe pour objectif de couvrir de vastes zones et non certaines zones urbaines/suburbaines comme dans le dernier cas.

Les principales variables prises en considération et leurs gammes de variation sont les suivantes:

- ouverture de faisceau: 1° à 3°; un faisceau de 1° couvre approximativement la Pologne, l'Allemagne ou le Kansas; un faisceau de 3° couvre approximativement l'Inde ou les Etats-Unis à l'est du Mississippi;
- qualité sonore: de 48 kbit/s (débit équivalent à la MF monophonique) à 256 kbit/s (débit équivalent à la qualité "disque compact" stéréophonique) pour le débit binaire d'information;
- capacité par satellite: poids maximal de 2 500 kg en début de vie et énergie solaire maximale de 6 500 W en fin de vie (si les besoins dépassent l'une quelconque de ces limites, un satellite supplémentaire est nécessaire);
- environnement de réception radioélectrique: récepteur portatif (à l'extérieur, dans la plupart des foyers domestiques et dans la plupart des bâtiments) et mobile (autoradio);
- fréquence de transmission: 750, 1 500 ou 2 400 MHz.

Pour les récepteurs portatifs à l'intérieur (modèles de table), il a été reconnu que l'antenne de réception pouvait avoir un gain modeste. Une valeur de 8 dB a été choisie pour 1 500 MHz et de 12 dB pour 2 400 MHz. Une valeur de 5 dB a été retenue pour 750 MHz.

On a procédé à une analyse de coût détaillée de l'ensemble des possibilités de système décrites dans les précédents paragraphes en utilisant un modèle de coût de satellite de communication disponible au "Jet Propulsion Laboratory". Les coûts de tous les composants du système à satellites, de l'équipement au sol, du lancement et de l'assurance sont inclus. Certaines des conclusions sont notées ci-après à titre d'exemple.

### **13.2.1 Conclusions générales relatives aux coûts**

En fonction de la fréquence et de la couverture par faisceau ponctuel, la dimension d'antenne nécessaire et la puissance RF requise par canal sont les principaux éléments de coût.

La puissance RF requise dans les récepteurs mobiles augmente approximativement d'une valeur égale à 2,5 fois la fréquence et c'est la raison principale pour laquelle le coût des systèmes à 2 400 MHz est plus élevé que celui des systèmes à 1 500 MHz. Comme indiqué ci-dessous, le coût total des investissements n'augmente pas dans ce rapport car la taille des composants de satellite diminue à une fréquence plus élevée, ce qui compense partiellement le coût de la puissance supplémentaire.

La différence de coût entre un système MF monophonique et un système de qualité "disque compact" stéréophonique correspond simplement au rapport des débits binaires nécessaires, c'est-à-dire à  $256/48 = 5,333$ .

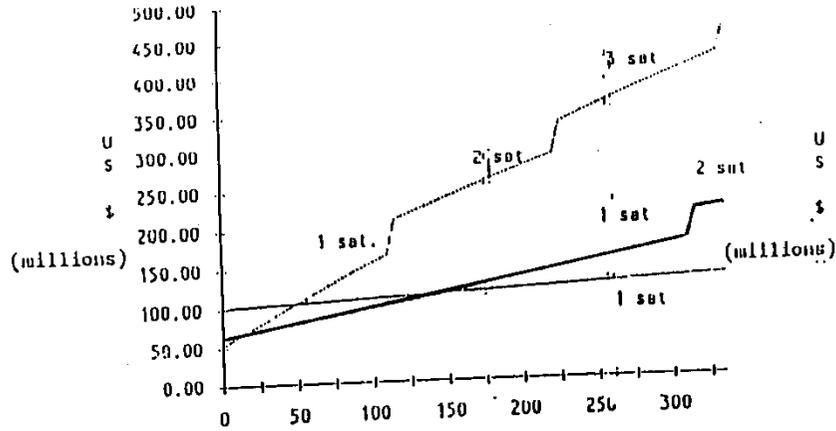
### **13.2.2 Conclusions spécifiques relatives aux coûts**

Les Fig. 3 et 4 sont présentées à titre d'exemple des conclusions formulées dans le document de référence [Golshan, 1991]. A partir du coin supérieur gauche et dans le sens des aiguilles d'une montre, elles indiquent les coûts d'investissement initiaux estimés dans quatre diagrammes, à savoir 1) le coût total, 2) le coût par canal pendant la durée de vie, 3) le coût par heure de canal et 4) le rapport de coût en fonction de la fréquence. L'axe horizontal représente la capacité de couverture, plus exactement le nombre de canaux de diffusion pour la qualité sonore notée par millions de milles carrés de couverture. Ces deux chiffres s'appliquent à la MF monophonique et le nombre de canaux indiqué est donc, en général, relativement élevé. Par exemple, en utilisant la Fig. 3 qui s'applique à des faisceaux de 3°, il faudra, pour couvrir les 48 Etats situés à plus basse latitude des Etats-Unis d'Amérique avec, par exemple, un choix de 30 canaux MF monophoniques à tous les emplacements, une capacité de couverture de 30 par 3 millions de milles carrés. Le chiffre à inscrire sur l'axe horizontal des courbes de la Fig. 3 sera égal à 30 fois 3, soit 90. Toujours conformément à cet exemple, un système à 1 500 MHz coûterait un peu moins de 100 millions de dollars EU, avec un coût par canal sur 12 ans d'environ 1 million de dollars EU et un coût horaire d'environ 14 dollars EU. Un tel système serait un peu moins coûteux qu'un système équivalent à 750 MHz et un système équivalent à 2 400 MHz serait plus coûteux d'environ 1,5 fois.

FIGURE 3

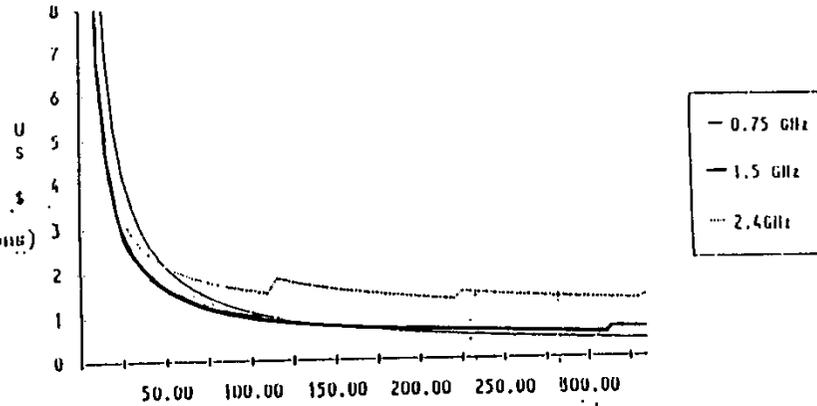
Coût du segment spatial en orbite en fonction de la fréquence et de la capacité pour un système DBS-R de 28 faisceaux ponctuels à ouverture de 3°, modulation numérique de qualité MF

Coût du segment spatial en orbite



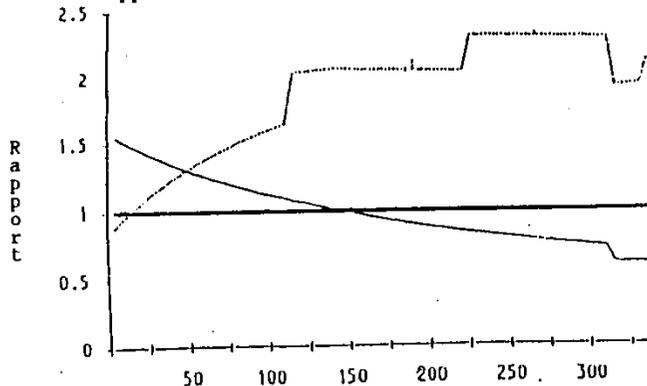
Capacité de couverture (qualité MF, programmes numériques 24 heures par jour x million de milles carrés)

Coût du segment spatial en orbite pendant 12 ans par unité de couverture d'un programme de qualité MF à 48 kbit/s sur 1 million de milles carrés



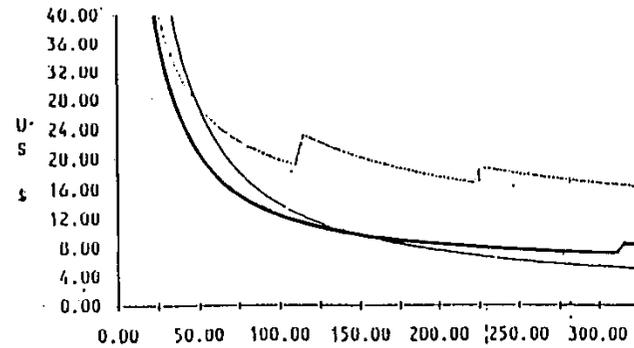
Capacité de couverture (qualité MF, programmes numériques 24 heures par jour x million de milles carrés)

Rapport de coût en orbite appliqué à 1,5 GHz



Capacité de couverture (qualité MF, programmes numériques 24 heures par jour x million de milles carrés)

Coût du segment spatial en orbite par unité de couverture d'un programme de qualité MF sur 1 million de milles carrés par heure de transmission

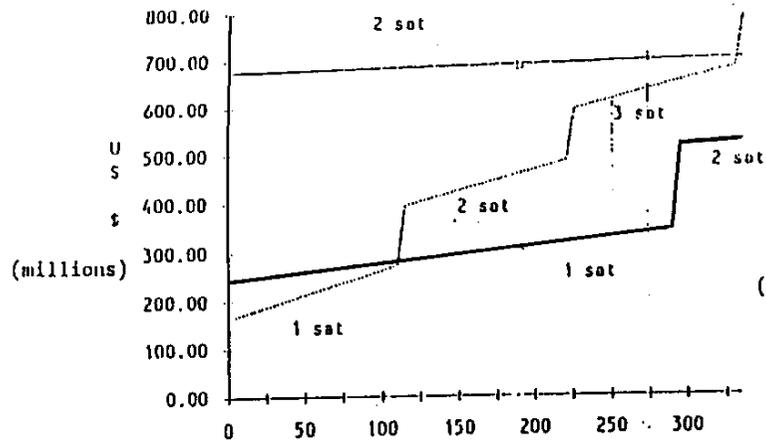


Capacité de couverture (qualité MF, programmes numériques 24 heures par jour x million de milles carrés)

FIGURE 4

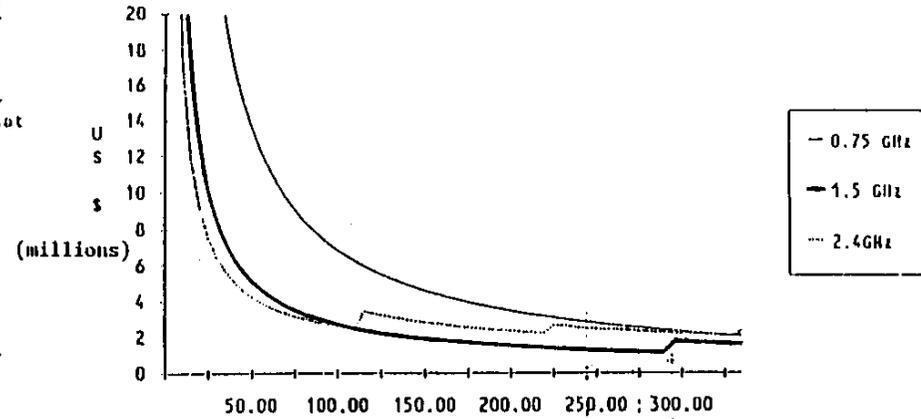
Coût du segment spatial en orbite en fonction de la fréquence et de la capacité pour un système DBS-R de 252 faisceaux ponctuels à ouverture de 1°, modulation numérique de qualité MF

Coût du segment spatial en orbite



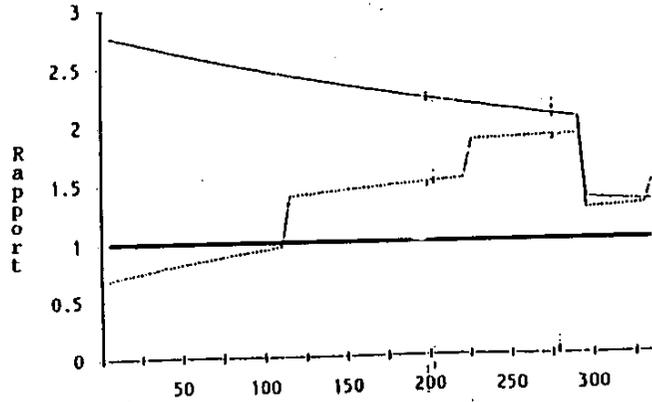
Capacité de couverture (qualité MF, programmes numériques 24 heures par jour x million de milles carrés)

Coût du segment spatial en orbite pendant 12 ans par unité de couverture d'un programme de qualité MF à 48 kbit/s sur 1 million de milles carrés



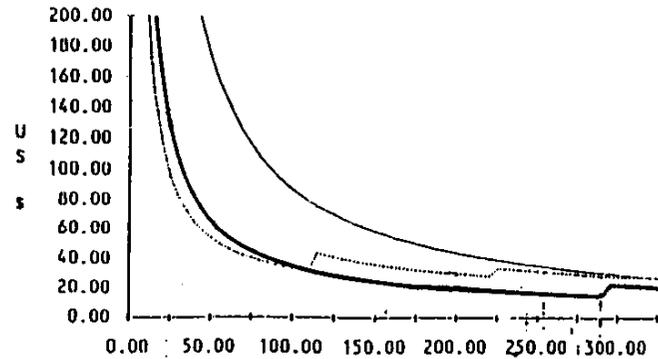
Capacité de couverture (qualité MF, programmes numériques 24 heures par jour x million de milles carrés)

Rapport de coût en orbite appliqué à 1,5 GHz



Capacité de couverture (qualité MF, programmes numériques 24 heures par jour x million de milles carrés)

Coût du segment spatial en orbite par unité de couverture d'un programme de qualité MF sur 1 million de milles carrés par heure de transmission



Capacité de couverture (qualité MF, programmes numériques 24 heures par jour x million de milles carrés)

Si on compare la Fig. 3 (faisceaux ponctuels de 3°) à la Fig. 4 (faisceaux ponctuels de 1°), on constate l'effet considérable de la dimension de l'antenne à la fréquence la plus faible de 750 MHz. Sur la Fig. 3, il n'y a pas de grande différence de coût entre un système à 750 MHz et un système à 1 500 MHz; sur la Fig. 4, les coûts du système à 750 MHz sont largement supérieurs à ceux du système à 1 500 MHz.

Si on compare le système à 1 500 MHz et le système à 2 400 MHz sur les deux figures, le système à 2 400 MHz a, pour tous les systèmes sauf les systèmes de faible capacité à faisceaux ponctuels de 1 degré, des coûts allant approximativement de 1,5 à 2,2 fois le coût d'un système comparable à 1 500 MHz.

Ces coûts estimés concernent l'investissement initial et ne comprennent pas les coûts d'exploitation pendant la durée de vie d'un satellite. Etant donné que les coûts d'exploitation seront effectivement indépendants de la fréquence radioélectrique choisie, cela diminuera le rapport de coût entre le système à 2 400 MHz et le système à 1 500 MHz indiqué dans le précédent paragraphe. Il est recommandé de procéder à une analyse plus approfondie afin d'estimer le coût du cycle de vie total, en déduisant notamment les coûts d'investissement initiaux et en utilisant, à cet effet, des taux d'intérêt raisonnables.

## 14. Preuves expérimentales de la faisabilité du service

### 14.1 Expériences et démonstrations concernant le système numérique A en Europe

En juin 1988, le CCETT a installé, à Rennes, le premier émetteur COFDM en ondes décimétriques ayant les caractéristiques suivantes:

- fréquence d'émission	794 MHz
- hauteur de l'antenne d'émission	140 m
- nombre de canaux stéréophoniques (Note 1)	16
- gain d'antenne en direction de la zone de service principale	12 dBi
- puissance par canal stéréophonique à l'entrée de l'antenne d'émission	1 W
- p.a.r. totale	256 W
- p.a.r. par canal stéréophonique	16 W
- largeur de bande totale	7 MHz
- nombre total de porteuses utiles	448
- période de symbole utile	64 µs
- intervalle de garde	16 µs
- différence maximale de longueur de trajet pour laquelle deux signaux sont encore combinés d'une manière constructive	6 km

*Note 1* - Un seul canal a été utilisé avec un programme sonore, les 15 autres canaux étant chargés par une configuration de diagramme fixe. En utilisant la technique de codage de source la plus récente, on peut transmettre au total 24 canaux stéréophoniques avec le même débit binaire utile total de 5,6 Mbit/s.

Le signal diffusé était reçu dans une automobile équipée pour des tests mobiles. Les premiers essais réussis dans des conditions réelles ont été effectués en coopération avec l'IRT en juillet 1988 pendant les préparatifs de la première démonstration publique par l'UER du système expérimental de radiodiffusion audionumérique appelé COFDM/MASCAM en septembre 1988 à la CAMR ORB-88 à Genève [Dosch et autres, 1988].

Ces essais ont montré que la réception était parfaite dans une zone de service assez étendue mais que, à certains emplacements de la zone urbaine, elle subissait une dégradation due à une forte occultation et qu'il y avait des intervalles dans lesquels le signal était affaibli de 30 dB.

A cette époque, l'idée d'utiliser une technique de "remplissage" se matérialisait mais deux importantes questions se posaient

- quelle séparation (en dB) peut-on obtenir entre une antenne de réception directive et une antenne d'émission installées dans un environnement de bâtiments lorsque la séparation géographique est comprise entre 50 et 100 m?

- comment le récepteur COFDM se comporte-t-il lorsqu'il passe de la zone desservie par l'émetteur principal à celle desservie par la station de réémission?

Le premier problème à résoudre est la nécessité de maintenir une cohérence de temps correcte des alimentations, compte tenu du fait que les circuits d'alimentation peuvent changer, ce qui nécessiterait des lignes exclusives même pour les relais de remplissage.

A partir de ces signaux son, il faut obtenir un signal de synchronisation, multiplexer le signal son et les données afférentes, et produire le signal COFDM. Tout cela devra être fait exactement de la même manière à tous les emplacements d'émetteur. Une certaine forme de surveillance automatique serait nécessaire pour effectuer des corrections lorsque de légères différences de modulation apparaissent par rapport aux émetteurs adjacents. Bien qu'une telle surveillance soit possible en principe, il semble que, dans ce cas, elle ne le serait pas à cause du fonctionnement dans le même canal.

La seule méthode raisonnable est, semble-t-il, une production centrale du signal COFDM. Le signal COFDM sous forme numérique nécessiterait environ 12 fois le débit binaire d'un nombre correspondant de signaux son codés dans la bande de base. Il faudrait payer ce prix pour un fonctionnement sûr et fiable d'un tel réseau.

Le coût des lignes d'alimentation de programmes pour un réseau SFN (réseau à une seule fréquence) serait supérieur à celui d'un réseau MF, notamment en raison du fait que la simple alimentation de relais pour la réémission n'est pas possible.

Une solution économique intéressante est celle qui consiste à utiliser un satellite pour la diffusion des programmes. La fréquence d'un signal COFDM peut être ramenée à une fréquence vidéo normale. Par exemple, avec une largeur de bande de bloc COFDM d'environ 2 MHz, on pourrait insérer jusqu'à trois de ces blocs, contenant chacun six à huit programmes stéréophoniques, dans un canal de répéteur de télévision MF en utilisant la modulation de fréquence. Si on décide d'utiliser la bande 11 GHz des satellites, la télévision par satellite offre déjà la technique appropriée. Le faible rapport signal/bruit nécessaire pour le signal COFDM comparé à un signal de télévision implique que seule une petite antenne de réception de satellite est nécessaire.

En cas de fonctionnement à 2,5 GHz, l'utilisation de la MF ne serait pas nécessaire, ce qui permettrait la réception directe par des installations fixes, mais non par des récepteurs mobiles. Les études de l'UER montrent que, dans ce cas, la puissance requise est trop élevée pour la réception mobile.

Un autre avantage de la diffusion de programmes par satellite est qu'on peut également l'utiliser pour alimenter les stations relais, les lignes d'alimentation individuelles de ces relais n'étant ainsi plus nécessaires.

Les opérations nécessaires aux divers emplacements d'émetteur en cas d'application par satellite du signal COFDM complet, seront donc limitées à la démodulation MF, au filtrage, à la conversion de fréquence et à l'amplification de puissance. On peut espérer, en outre, que l'exploitation sera aussi simple qu'avec les relais de télévision.

A côté de tous ces avantages de la diffusion de programmes par satellite, il y a aussi certains inconvénients. Premièrement, il y a un temps de transmission supplémentaire d'environ 240 ms. Deuxièmement, et c'est peut-être le plus important, une défaillance de satellite entraîne une perte complète de tous les programmes. Pour obtenir une fiabilité comparable à celle des services de Terre existants, un système de secours serait nécessaire, ce qui augmente le coût. A cela vient s'ajouter également le coût de l'alimentation de la station terrienne de satellite qu'on pourrait réduire en installant la station terrienne à proximité immédiate du centre de filtrage.

Pour examiner ces points, ainsi que d'autres, on a installé un petit réseau à une seule fréquence avec deux stations de réémission, dont les caractéristiques sont indiquées dans le Tableau 14. En utilisant ce réseau en ondes décimétriques complet à une seule fréquence, on a effectué un grand nombre d'essais et de mesures qui ont conduit aux conclusions préliminaires suivantes:

- En ondes décimétriques, on peut utiliser des équipements très simples et peu coûteux pour une station de réémission ayant un gain d'amplificateur d'au moins 70 dB.
- Malgré l'intervalle de garde relativement court (16  $\mu$ s) utilisé dans ce premier système expérimental, le comportement du récepteur COFDM demeure excellent même dans certaines situations astreignantes où deux signaux de même puissance sont reçus avec un écart de temps dépassant, de quelques microsecondes, l'intervalle de garde des symboles COFDM.

Aujourd'hui, à part quelques très petites zones, toute la ville de Rennes et une large région environnante sont parfaitement desservies, avec une puissance émise totale par canal stéréophonique de 1,1 W seulement.

Le premier réseau en ondes décimétriques qui ait dépassé le stade d'une simple expérience a démontré la viabilité de la technique de remplissage par rapport à une solution qui consisterait à augmenter, d'un facteur de 100 ou

plus, la puissance de l'émetteur principal. Des essais ont été également effectués aux Etats-Unis d'Amérique [Shelswell et autres, 1991] avec le même système expérimental fonctionnant à 531 MHz à partir de la station d'émission Crystal Palace de South London. Le terrain urbain dans la zone de service est plus accidenté que celui de Rennes et il est apparu nécessaire d'utiliser la technique de remplissage dans les zones qui étaient occultées par le terrain (plutôt que par des bâtiments) près du niveau du sol; de telles conditions se sont même manifestées à des emplacements où le signal de la station principale était extrêmement puissant et à des hauteurs de réception en visibilité directe. La technique de remplissage a néanmoins été utilisée avec succès et a assuré un service satisfaisant, avec des différences de retard de propagation d'écho allant jusqu'à environ 125% de l'intervalle de garde.

TABLEAU 14

**Caractéristiques de deux émetteurs de remplissage installés à Rennes**

	Station 1	Station 2
Gain de l'antenne de réception	14 dBi	14 dBi
Hauteur de l'antenne d'émission	50 m	60 m
Gain de l'antenne de réémission	9 dBi	9 dBi
Isolement entre l'entrée de l'antenne de réémission et la sortie de l'antenne de réception	86 dB	90 dB
Gain total de l'amplificateur	55 dB	70 dB
Affaiblissement dû aux câbles	5 dB	5 dB
Puissance par canal stéréophonique à l'entrée de l'antenne de réémission	2 mW	40 mW
p.a.r. totale	250 mW	5 W
p.a.r. par canal stéréophonique	16 mW	313 mW

En 1991, des démonstrations en grandeur réelle du système de radiodiffusion sonore numérique A ont été faites lors des manifestations suivantes: NAB 91 à Las Vegas (Nevada, Etats-Unis d'Amérique), Radio Festival à Birmingham (Royaume-Uni), IFA à Berlin (Allemagne) et Radio 91 à San Francisco (Californie, Etats-Unis d'Amérique).

Des démonstrations statiques et mobiles dans un véhicule spécialement aménagé ont été faites. Neuf programmes stéréophoniques, ainsi qu'un programme MF à titre de comparaison, ont été transmis simultanément. Par exemple, à Las Vegas, l'émetteur principal était placé au sommet de l'Hôtel Las Vegas Hilton et un réémetteur de remplissage était placé au sommet de l'hôtel Golden Nugget en centre ville. Quelque 1 500 participants ont fait un tour de ville en autobus. Dans l'ensemble, la démonstration a été couronnée de succès et a montré clairement la supériorité du système sur la modulation MF.

**14.2 Essais en grandeur réelle du système numérique A au Canada**

**14.2.1 Essais d'évaluation de la conception et du système**

On a démontré la faisabilité et les possibilités de la radiodiffusion audionumérique (DAB) dans tout le Canada à l'aide du système COFDM-MUSICAM Eurêka-147 et par un programme élaboré d'essais en laboratoire et en grandeur réelle ainsi que des démonstrations statiques et mobiles à l'échelon national (Ottawa, Toronto, Montréal, Vancouver); on a utilisé, à cet effet, un émetteur fixe de diffusion de Terre temporaire à 798 MHz, y compris une simulation de réception par satellite.

On est parvenu aux conclusions générales suivantes:

- Les essais ont démontré qu'un service de radiodiffusion audionumérique est réalisable, que la technique fonctionne et, ce qui est le plus important, qu'il existe une demande du public et des besoins industriels pour ce service.
- La réponse des médias, de l'industrie et du public a été enthousiaste. La réaction au nouveau concept de service de radiodiffusion et à la qualité du produit fourni par le prototype du système COFDM-MUSICAM a été très positive.

- Tous les participants au programme d'essais ont été fortement impressionnés par les excellentes performances du système de radiodiffusion sonore COFDM-MUSICAM en laboratoire et en grandeur réelle.
- En laboratoire, le système COFDM-MUSICAM a fonctionné conformément à sa spécification.
- Les essais d'écoute ont montré que le processus MUSICAM semble être transparent par rapport à la qualité sonore de base. Les programmes sonores traités par MUSICAM (à 128 kbit/s par canal monophonique) ont été systématiquement préférés à des programmes MF de haute qualité.
- En se fondant sur une analyse des données recueillies pendant les essais en grandeur réelle, on a conclu que les performances du système peuvent généralement être prévues uniquement à partir du niveau de puissance reçu.
- Malgré les puissances d'émission relativement faibles (compte tenu du fait que l'équivalent de 16 signaux stéréophoniques a été transmis dans la bande de télévision en ondes décimétriques), la couverture réelle obtenue a été étonnamment étendue et relativement exempte d'intervalles, ce qui confirme l'efficacité en puissance et l'aptitude à surmonter les évanouissements par trajets multiples du système.
- L'efficacité et la faisabilité du concept de "remplissage" dans le même canal a été confirmée.
- On estime, en général, qu'on pourrait obtenir une couverture quasiment parfaite moyennant quelques ajustements mineurs à l'extrémité récepteur et avec l'adjonction de quelques émetteurs de remplissage de faible puissance dans le même canal.
- Les statistiques sur les conditions de propagation par trajets multiples dans les villes visitées indiquent qu'un intervalle de garde dépassant 24  $\mu$ s serait préférable à l'intervalle de garde de 16  $\mu$ s utilisé dans le prototype de système testé.

#### **14.2.2 Simulation d'essais de réception par satellite avec le système COFDM**

A Toronto, l'antenne d'émission a été installée sur la tour CN, à environ 360 m au-dessus du sol, en plein centre ville. Compte tenu du point d'émission très élevé et des constructions hautes et denses avoisinantes du centre ville de Toronto, la géométrie était appropriée à une simulation de réception par satellite dans des zones urbaines denses, avec des angles d'élévation de 15 à 40° (la gamme varie, pour les métropoles canadiennes, entre 20 et 35°). La société CBC Engineering a effectué des mesures de niveau de signal dans les rues du centre ville de Toronto en des points ayant différents angles d'élévation. La plupart des emplacements n'avaient pas de visibilité directe avec l'antenne d'émission mais la réception DAB était toujours excellente (même directement sous la Tour CN). On a comparé les mesures de niveau de signal aux calculs en espace libre afin d'obtenir certaines valeurs tenant compte de l'affaiblissement dû à l'obstruction des bâtiments. Les résultats préliminaires montrent que, pour des angles de 15 à 40°, le niveau de signal reçu mesuré dans une largeur de bande de 7 MHz est en moyenne de 15 dB inférieur aux valeurs calculées en espace libre.

#### **14.3 Expériences en grandeur réelle**

##### **14.3.1 Expériences en grandeur réelle effectuées avec un système numérique à faible débit binaire aux Etats-Unis d'Amérique**

En septembre 1994, on a procédé, pour la première fois aux Etats-Unis d'Amérique, à une série d'essais en grandeur réelle d'un système SRS (sonore) expérimental à faible débit binaire [CCIR, 1990-94, (Doc. 10-11S/48)]. Le but des expériences était d'évaluer la faisabilité de la transmission, par un satellite géostationnaire, de signaux audiofréquence de bonne qualité à des récepteurs autoradios dans la bande 500-3 000 MHz.

La seule façon de procéder à cette époque (1991) était d'accepter les limitations de puissance surfacique des satellites maritimes existants et d'adapter le débit binaire, donc la qualité sonore globale, aux limitations imposées par le satellite.

C'est ce qu'on a fait avec succès pendant une période de deux semaines, avec des procédures de mesure dirigées. La marge de protection contre les évanouissements était limitée à 2 dB et la réception du signal était donc occultée par le feuillage dense. Mis à part cela, la qualité sonore, dans la bande des 3 kHz, était tout à fait bonne pour la musique. Les essais en grandeur réelle ont été étroitement conformes aux simulations en laboratoire. Le programme sonore de la National Public Radio était essentiellement musical. Un rapport d'analyse a été publié à la fin de 1991.

Les principales caractéristiques du système de diffusion et du protocole expérimental étaient les suivantes:

##### *Système de diffusion*

- fréquence porteuse 1 544 MHz,

- audiofréquence 3 KHz, transformée en 19,2 kbit/s (vocodeur commercial),
- codage de canal avec codage convolutionnel, entrelacement dans le temps et modulation différentielle,
- p.i.r.e. de 26 dBW,
- antenne de réception de 10 dB sur le toit du véhicule avec dispositif de poursuite,
- rapport  $E_b/N_0$  de 10 dB pour une bonne qualité sonore.

#### *Protocole expérimental*

Données recueillies avec variations:

- de l'angle d'élévation du satellite d'environ 10° à 40°,
- des distances d'entrelacement: nulle, 16 kbit/s, 32 kbit/s,
- de la vitesse du véhicule,
- des niveaux de feuillage: nul à dense,
- une caméra vidéo suivait le satellite en permanence,
- des mesures du TEB ont été effectuées.

#### **14.3.2 Essais et démonstrations à Pasadena, Californie, Etats-Unis d'Amérique**

La première diffusion par satellite de signaux audionumériques comprimés, de qualité "disque compact (CD)" vers un récepteur ayant des caractéristiques similaires à celles du système numérique B [UIT, octobre 1993, Doc. 10-11S/154 (Etats-Unis d'Amérique) pour les systèmes de réception directe du SRS (sonore) a eu lieu à Pasadena, Californie, pendant la semaine du 14 au 18 juin 1993. Les caractéristiques de satellite, en termes de puissance par canal audiofréquence et de dimension de faisceau d'antenne, étaient également incluses dans les limites qui pourraient être utilisées dans un système SRS (sonore) à zone de couverture limitée.

Le satellite utilisé était le satellite de poursuite et de retransmission de données (TDRS) de la NASA qui a deux liaisons aller indépendantes avec accès simple dans la bande S (SSA), dans la gamme de fréquences 2 020 à 2 123 MHz. Chaque liaison peut transmettre 7 W sur un faisceau de 2° (p.i.r.e. de 46,47 dBW). Chaque faisceau peut utiliser la polarisation circulaire lévogyre et dextrogyre et peut être pointé dans n'importe quelle direction vers la surface de la Terre visible du satellite. Un de ces faisceaux a été utilisé dans la démonstration de Pasadena.

Cette diffusion était plus une démonstration du concept de radiodiffusion sonore numérique par satellite (DAB) qu'un essai au sens strict du terme, mais on l'a utilisée pour évaluer quelques modèles d'antenne de réception équidirective et pour procéder à une étude initiale des problèmes de réception intérieure. Il est prévu d'utiliser le TDRS pour de futurs essais en grandeur réelle du système numérique B qui est actuellement en cours de fabrication.

Un schéma fonctionnel de l'équipement utilisé dans l'essai et la démonstration de Pasadena est présenté sur la Fig. 5. Un satellite TDRS de réserve en orbite, positionné à 62° de longitude ouest, a été utilisé pour transmettre le signal à la zone de Pasadena. Avec cette configuration géométrique, l'angle d'élévation du satellite était de 20°. Le Tableau 15 indique les paramètres du bilan de liaison. On a utilisé la modulation MDPB pour rester dans les limites de puissance surfacique (pfd) de cette bande de fréquences.

Deux types d'antenne de réception ont été testés lors de cet essai: l'antenne doublet à bras retombants et l'antenne circulaire à répartiteur illustrées respectivement sur les Fig. 6a et 6b. Comme l'indiquent ces figures, la hauteur de l'antenne doublet est d'environ 10 cm, tandis que le diamètre de l'antenne à répartiteur est de 16 cm (sur un support de 3 cm d'épaisseur). Ces deux antennes ont un gain constant en azimut, ce qui est une caractéristique souhaitable pour la réception mobile. Des coupes verticales des diagrammes de gain pour ces antennes sont présentées sur les Fig. 7a et 7b.

L'angle d'élévation du faisceau de l'antenne double à bras retombants peut être modifié dans certaines limites par ajustement mécanique de ses éléments par rapport au plan du sol. Le point de gain de crête a été ramené à environ 35° par rapport à l'horizontal; il a donc fallu incliner légèrement l'antenne pour obtenir un gain de crête vers le satellite. Cette antenne s'est mieux comportée que l'antenne à répartiteur et elle a été utilisée pendant toute la durée de l'essai.

On règle l'angle d'élévation du faisceau de l'antenne à répartiteur en modifiant les points d'alimentation, donc le mode d'excitation. Compte tenu du fait qu'on a utilisé le mode  $TM_{41}$  pour abaisser le gain de crête en angle d'élévation, le gain de l'antenne à répartiteur a été d'environ 2 dB inférieur à celui de l'antenne doublet à bras retombants.

Le récepteur utilisé était un récepteur du commerce conçu pour la diffusion de signaux audionumériques à des terminaux de réception à petite ouverture (VSAT) par le service fixe par satellite (SFS). Etant donné qu'il est capable d'effectuer une démodulation MDPB cohérente, ses performances sont voisines de celles du système numérique B dans

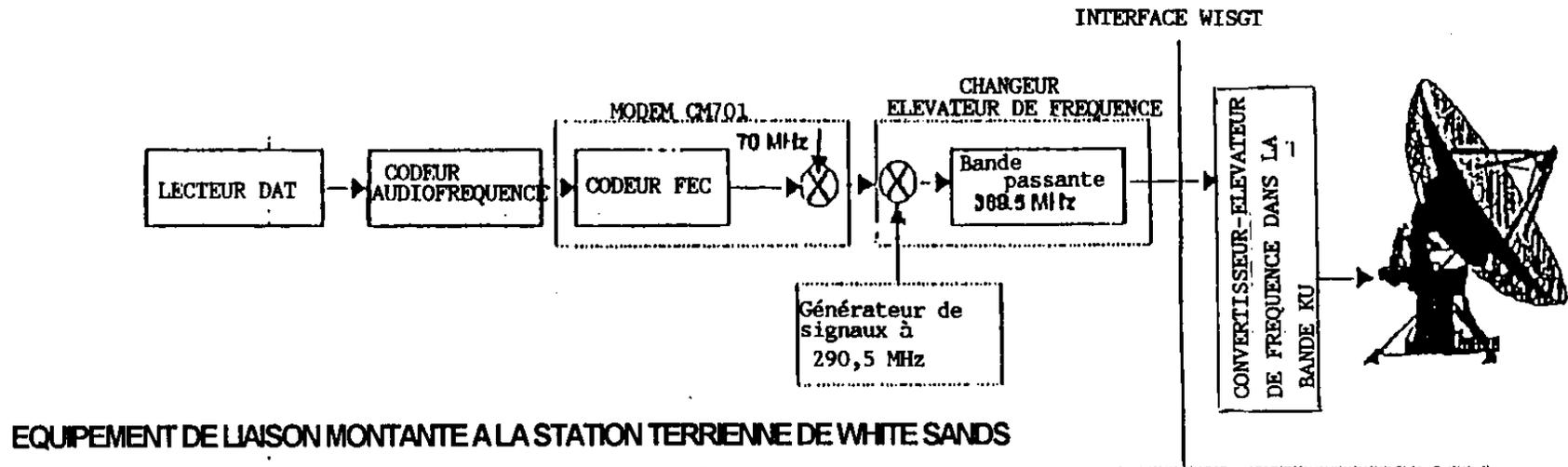
des conditions de réception stationnaires en visibilité directe. Le récepteur fournissait une lecture du rapport  $E_b/N_0$ , ce qui était le moyen le plus pratique de vérifier les performances en fonction du bilan de liaison.

Les performances à l'extérieur, dans des conditions de visibilité directe, étaient très bonnes. Les meilleures lectures du rapport  $E_b/N_0$  ont été faites au-dessus de 7 dB, ce qui est conforme au bilan de liaison et à l'affaiblissement de mise en oeuvre prévue pour le récepteur. A ce rapport signal-bruit, le taux d'erreur sur les bits est si faible qu'il n'y a aucune dégradation perceptible de la qualité sonore.

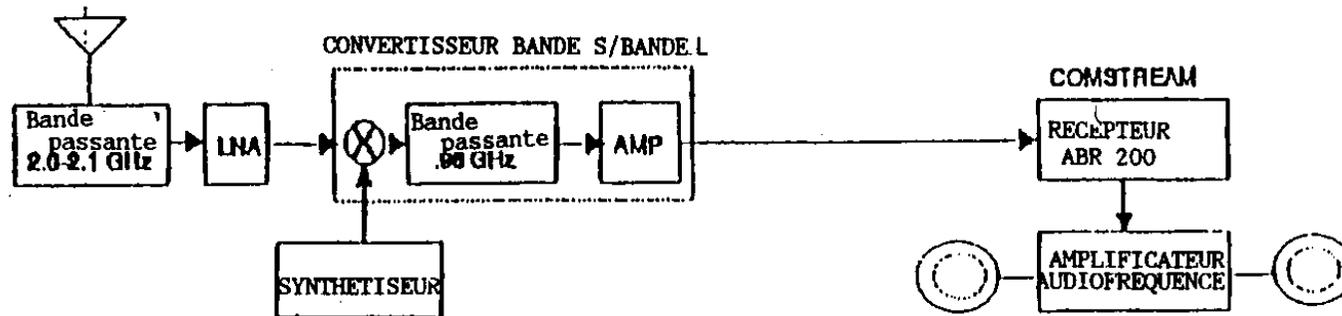
Un bref essai de réception a été effectué à l'intérieur dans une pièce à larges fenêtres orientée vers le satellite. Les fenêtres avaient des châssis métalliques ainsi que des stores pare-soleil à lamelles métalliques. On a obtenu une réception satisfaisante (rapport  $E_b/N_0$  compris entre 5 et 6 dB) dans certaines parties de la pièce mais pas dans d'autres. Les zones de bonne et de mauvaise réception étaient entremêlées et ce n'est pas nécessairement aux endroits les plus proches de la fenêtre que la réception était la meilleure. Ce phénomène semble conforme aux résultats des mesures de propagation intérieures effectuées dans le cadre du programme de propagation de la NASA [CCIR, Doc. GTIM-CAMR-92, § 6] au cours duquel on a constaté que des structures à ondes stationnaires avaient tendance à se former à l'intérieur des bâtiments.

FIGURE 5

Schéma d'essai et de démonstration du satellite TDRS



EQUIPEMENT DE RECEPTION (PASADENA)



EQUIPEMENT DE DEMONSTRATION DE RADIODIFFUSION AUDIONUMERIQUE PAR LE SATELLITE TDRS  
JUN 1993

TABLEAU 15

Paramètres de liaison pour l'essai et la démonstration du satellite TDRS à Pasadena

DEBIT BINAIRE AUDIOFREQUENCE (stéréo à deux canaux)	256,00	kbit/s
Puissance de l'émetteur du satellite	7,00	W
Puissance de l'émetteur du satellite	8,45	dBW
Fréquence	2,05	GHz
Diamètre de l'antenne du satellite	5,00	m
Gain de l'antenne du satellite	38,02	dBi
Largeur de bande de l'antenne du satellite	2,05	degrés
p.i.r.e	46,47	dBW
Angle d'élévation du satellite	20,00	degrés
Distance oblique	39 737	km
Affaiblissement en espace libre	-190,62	dB
Affaiblissement atmosphérique	0,25	dB
Affaiblissement dû à la pluie	0,00	dB
Affaiblissement dû au pointage	0,5	dB
Gain de l'antenne de réception	4,00	dBi
Signal reçu	-140,90	dBW
Température de l'antenne	150	K
Facteur de bruit du récepteur	1,50	dB
Température de bruit du système de réception	274	K
Rapport G/T du système de réception	-20,37	dB/K
Rapport C/N <sub>0</sub>	63,33	dBHz
Débit binaire	54,08	dB
Rapport E <sub>b</sub> /N <sub>0</sub> disponible	9,25	dB
Rapport E <sub>b</sub> /N <sub>0</sub> théorique, TEB = 10 <sup>-4</sup>	3,50	dB
Affaiblissement dû à la mise en oeuvre du récepteur	1,50	dB
Dégradation due au brouillage	0,50	dB
Rapport E <sub>b</sub> /N <sub>0</sub> requis pour le récepteur	5,50	dB
MARGE DE LIAISON, centre du faisceau	3,75	dB
MARGE DE LIAISON, limite du faisceau	0,75	dB

FIGURE 6a  
Antenne doublet à bras retombants

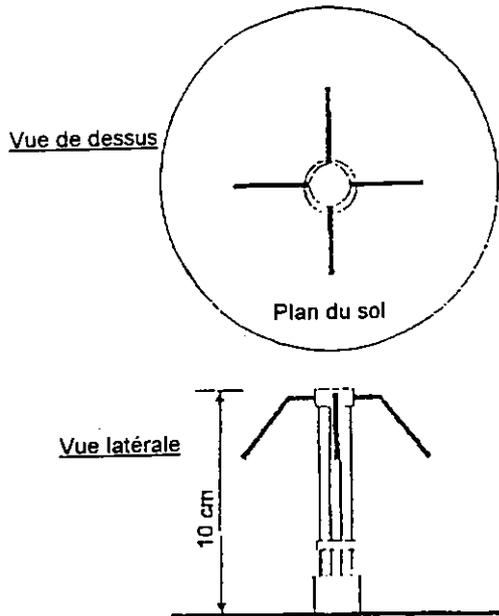


FIGURE 6b  
Antenne à répartiteur

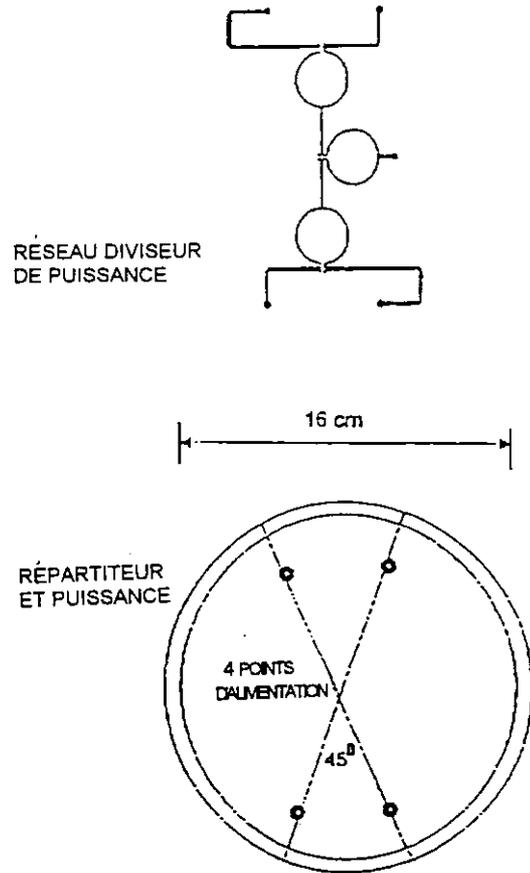


FIGURE 7a

Coupure verticale du diagramme de gain pour l'antenne doublet à bras retombants

Diagramme de gain de l'antenne doublet à bras retombants (2,05 GHz)

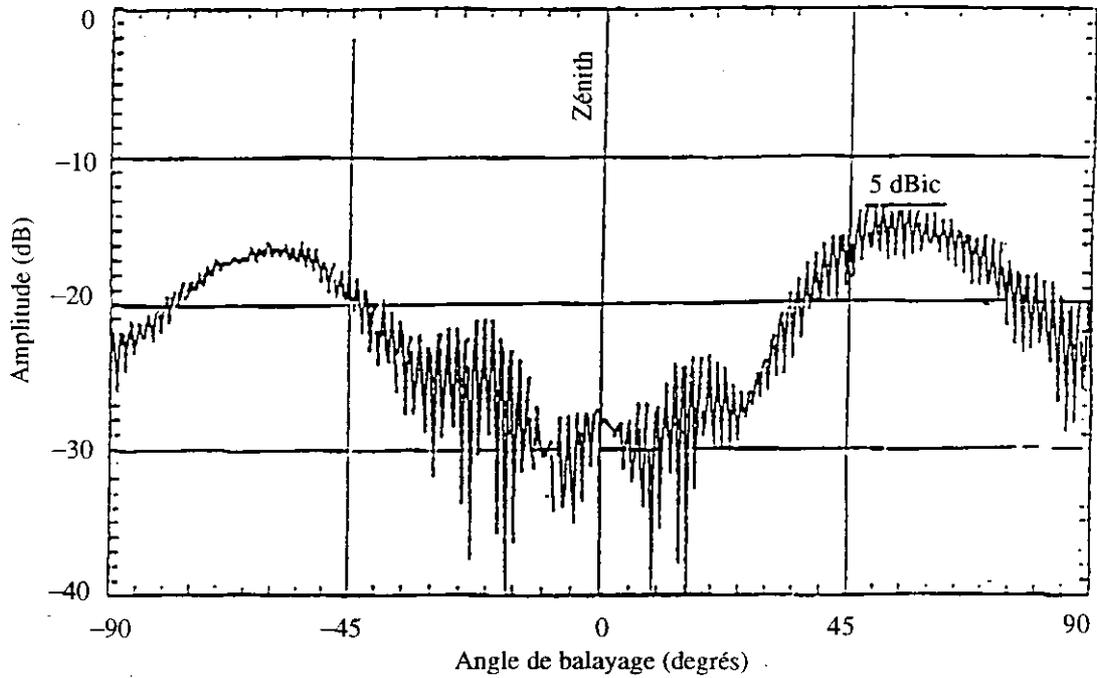
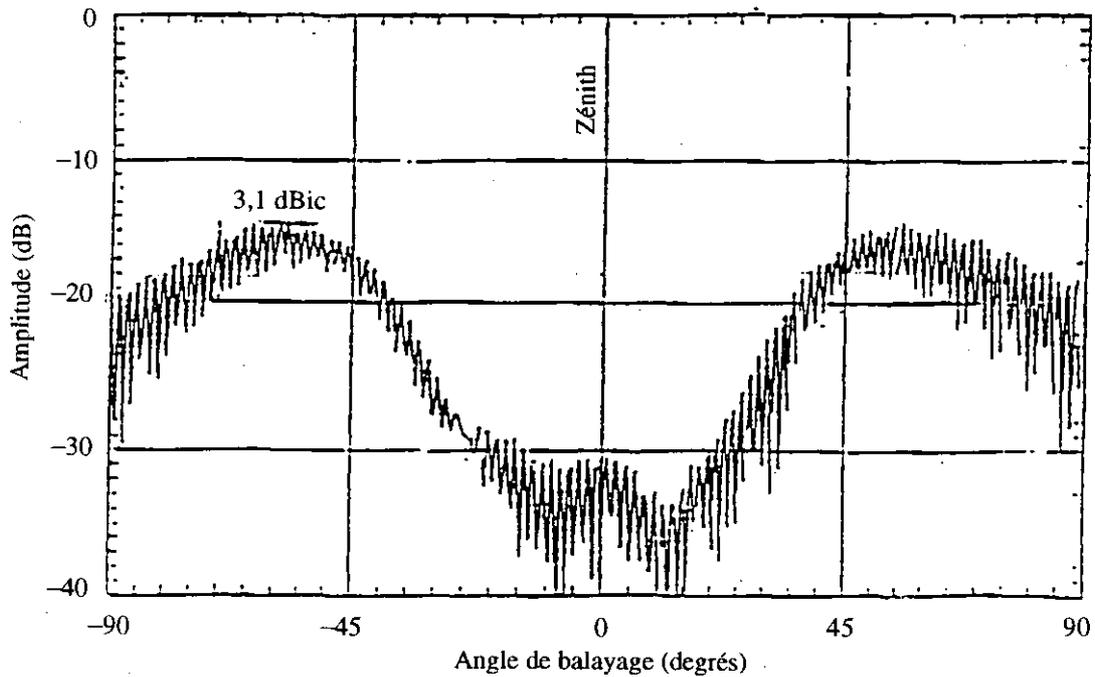


FIGURE 7b

Coupure verticale du diagramme de gain pour l'antenne à répartiteur

Diagramme de gain de l'antenne à répartiteur (2,05 GHz)



### 14.3.3 *Essais et démonstrations effectués par les Etats-Unis d'Amérique à Buenos Aires, Argentine*

Un essai et une démonstration de transmission de signaux audiofréquence de qualité "disque compact" semblable à ceux qui ont été décrits au § 14.3.1 ont été effectués à Buenos-Aires, Argentine, lors des réunions du CITELE PCCII et III à la fin de septembre 1993. Dans ce cas, l'angle d'élévation du satellite TDRS était de 50°. Deux types d'antenne ont été testés, à savoir une antenne à un seul répartiteur fonctionnant dans le mode TM<sub>21</sub> qui a assuré un gain constant en azimut de 6 dB à un angle d'élévation de 50° et une antenne directive à 4 répartiteurs avec un gain sur l'axe d'environ 13 dB. Une réception stable a été obtenue à l'intérieur, derrière une fenêtre fermée, avec les deux antennes.

## 15. **Conclusions**

Au cours des dernières années, la situation en ce qui concerne la radiodiffusion sonore par satellite et la radiodiffusion sonore complémentaire de Terre a évolué rapidement et on est passé du domaine des études à celui des expériences et des démonstrations de prototype de matériel développé utilisant des techniques numériques pour le traitement des signaux. Dans le cadre de ces expériences, on a effectué à la fois des mesures des systèmes par satellite et des systèmes de Terre. En résumé, aucun obstacle technique ou économique ne s'oppose, dans la pratique, à l'établissement de services de radiodiffusion sonore destinés à des récepteurs portatifs, fixes et à bord de véhicules dans une attribution de fréquence comprise entre 500 et 3 000 MHz.

Diverses études, notamment des études approfondies de compromis de systèmes, indiquent que, du point de vue technique et économique, il est préférable, pour les radiodiffuseurs, d'utiliser des fréquences porteuses voisines de 1 500 MHz.

Ces études indiquent que le coût d'investissement initial du système de transmission par satellite pour un faisceau de 1° est sensiblement plus élevé à 750 et à 2 400 MHz qu'à 1 500 MHz. Pour un faisceau de 3°, les coûts à 750 MHz et à 1 500 MHz sont comparables, mais les coûts à 2 400 MHz demeurent sensiblement plus élevés qu'à 1 500 MHz.

En outre, les services mixtes qui comprennent des composantes de Terre locales indépendantes deviennent plus coûteux à mesure que les fréquences porteuses augmentent. Dans l'ensemble, ce sont donc les fréquences opérationnelles voisines de 1,5 GHz qui offriront la plus grande souplesse de mise en oeuvre.

Comme l'indique le présent Rapport, l'utilisation de fréquences supérieures à 1,5 GHz est, bien que plus coûteuse, techniquement possible dans la gamme spécifiée par la Résolution N° 520. Le problème non négligeable qui se pose est essentiellement celui de l'accroissement du coût pour le segment spatial et de la pénalité due à l'effet Doppler avec les véhicules en mouvement ainsi que de la nécessité d'une plus forte densité des réémetteurs de remplissage dans les zones urbaines où ceux-ci sont nécessaires, à mesure que les fréquences porteuses augmentent au-delà de 1,5 GHz.

Plusieurs organisations ont étudié et présenté des estimations de la largeur de bande nécessaire pour une attribution de fréquence qui est, selon leurs conclusions, comprise entre 60 et 120 MHz. Il a été également indiqué que la complémentarité des systèmes de radiodiffusion sonore de Terre et par satellite conduit à une utilisation très efficace du spectre et est tout à fait possible.

Etant donné que le partage au même emplacement avec d'autres services sera difficile, il est préférable que, en un point quelconque de la Terre, les fréquences utilisées pour le SRS (sonore), y compris la radiodiffusion complémentaire de Terre, ne soient pas utilisées par d'autres services, ce qui n'exclut nullement le partage géographique dans le cadre d'une attribution régionale ou mondiale. La modulation numérique renforce l'attrait du partage géographique en réduisant au minimum les distances de séparation géographique nécessaires.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- ARCHIMEDES [1990] - Archimedes for BBS (sound), executive summary report, TP 8774, ESA Contract N° 8642/89/F/RD (SC), novembre 1990.
- ALARD, H. et LASSALLE, R. [août 1987] - Principes de modulation et codage de voie pour la radiodiffusion numérique destinée aux récepteurs mobiles. Revue de l'UER, N° 224, p. 168-190.
- ARAKAKI, Y. [1992] - An experiment on a multipath measurement system for land mobile satellite communication channels, Proc. of IEEE 2nd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Application (ISSSTA'92), Yokohama Japan, 29 novembre - 2 décembre, p. 251-253.
- BALL AEROSPACE [1985] - Land vehicle antennas for satellite mobile communications. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 108, (JPL No. 9950-1024). Ball Aerospace Systems Division, Boulder, Colorado, Etats-Unis d'Amérique.
- BALL AEROSPACE [1984] - Concepts and cost trade-offs for land vehicle antennas in satellite mobile communication. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 102. Ball Aerospace Systems Division, Boulder, Colorado, Etats-Unis d'Amérique.
- BULTITUDE, R.J.C., (février 1987) - Measured characteristics of 800/900 MHz fading radio channels with high angle propagation through moderately dense foliage. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, SAC-5, 2, p. 116-128.
- CUBIC CORP. (1984) - Trade-off between land vehicle antenna cost and gain for satellite mobile communication. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 103, Cubic Corp. San Diego, California, Etats-Unis d'Amérique.
- CUBIC CORP. [1985] - Mobile antenna and beam pointing studies for satellite mobile communication. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 107, (JPL No. 9950-1007). Cubic Corp., San Diego, California, Etats-Unis d'Amérique.
- DOSCH, C., RATLIFF, P.A. et POMMIER, D. [décembre 1988] - First public demonstrations of COFDM/MASCAM. A milestone for the future of radio broadcasting, Revue de l'UER (Technique N° 232) p. 275-283.
- GOLSHAN, N. [juin 1991] - Direct broadcasting satellite-radio, systems tradeoffs study, interim report. Jet Propulsion Laboratory.
- GUILBEAU, F. [août 1979] - Radiodiffusion sonore par satellite aux alentours de 1 GHz - Simulation d'émission et réception en ville. Rev. de l'UER (Technique), p. 176,174-178.
- HASE, Y., VOGEL, W.J. et GOLDBIRST, J. [1991] - Fade-durations derived from land mobile satellite measurements in Australia, IEEE Trans. on Comm., Vol 39, N° 5., p. 664-668.
- JONGEJANS, A., et autres [mai 1986] - PROSAT-phase 1 report, ESA-STR 216.
- LOO, C., [août 1985] - A statistical model for land mobile satellite link, IEEE Trans. on Vehicular Technology, 34, 3, p. 122-127.
- LUTZ, et autres, [mai 1986] - Land mobile satellite communications - channel model, modulation and error control. Proc. ICSDC-7, p. 537-543.
- MATSUMOTO, Y., SUZUKI, R., KONDO, K., et KHAN, M.H. [1992] - Land mobile satellite propagation experiments in Kyoto City, IEEE Trans. on Aerospace and Elect. Systems, Vol. 34, N° 3, p. 718-728.
- MILLER, J.E. [1987] - Technical possibilities of DBS Radio at or near 1 GHz. 15th International Television Symposium and Exhibition, Montreux, Suisse.
- MILLER, J.E. [décembre 1988] - Application of coding and diversity to UHF satellite sound broadcasting systems, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 34, N° 4, p. 465-475.
- OBARA, N. et WAKANA, H. [1992] - Fade/non-fade duration characteristics and a model for land mobile satellite communications channels, Proc. IEEE AP-S International Symposium, N° 0820, Chicago, Etats-Unis d'Amérique, avril.
- POMMIER, D. et Y. WU [1986] - Interleaving or spectrum-spreading in digital radio intended for vehicules - Rev. de l'UER (Technique 217).
- PROAKIS, J.G. [1983] - Digital Communications, McGraw-Hill Book Co., New York, Londres.
- SHELLOWELL, P., BELL, C.P., STOTT, J.H., WATELING, S., MADDOCKS, M.C.D., MOORE, J.H., DURRANT, P.R., et RUDD, R.F. [1991] - Digital Audio Broadcasting - The first United Kingdom field trial, BBC RD 1991/2.

## ANNEXE 1

### Technologie des antennes d'émission de satellites

[CCIR, 1986-90a Doc. 10-11S/53 (Etats-Unis d'Amérique)]

#### 1. Introduction

Etant donné la p.i.r.e. relativement faible désormais nécessaire (§ 6.4 de ce Rapport) qui entraînera la réduction de la puissance primaire nécessaire et, en conséquence, celle de la taille totale des satellites, il semble que le seul élément critique dans la réalisation du secteur spatial pour assurer le service de radiodiffusion par satellite reste les antennes de satellite. On trouvera dans la présente annexe une description détaillée d'un certain nombre de techniques permettant la fabrication d'antennes appropriées.

On a mis au point actuellement dans différentes formes de développement, des antennes à embarquer sur satellite, ayant des diamètres allant de 5 à 55 m et destinées à des applications de pointe telles que satellites pour systèmes mobiles de communications, mises sur orbite de missions d'astrophysique VLBI (interférométrie à base étendue) et missions de télédétection de Terre [Freeland et autres, 1986]. La technologie mise au point pour ces applications de types différents peut être directement mise à profit par les systèmes de radiodiffusion sonore par satellite exploités en bande 9.

Les antennes embarquées ayant des diamètres supérieurs à 3 ou 4 m doivent être conçues pour permettre le lancement dans leur configuration d'arrimage, et pour se déployer lorsque la mise en orbite et la stabilisation du satellite ont été effectuées. Une telle contrainte a conduit à des conceptions d'antennes à réflecteur à large ouverture qui font appel à un support articulé pouvant se plier ou se rabattre et à une surface réfléchissante en toile métallique de faible poids et flexible.

Parmi les types de structures de soutien en usage sur les diverses antennes embarquées actuellement à l'étude, on trouve les configurations colonne/cerceau et en parapluie, et l'armature tétraédrique. La Fig. 12 montre l'antenne en parapluie, et l'antenne colonne et cerceau, chacune en état de déploiement complet et de déploiement partiel. Ces antennes déployables sont toutes de poids relativement faible et leur surface réfléchissante est faite d'un tissu métallique. Lors du déploiement, la surface d'antenne en tissu métallique prend la forme d'un parabololoïde par l'une des méthodes suivantes: soit une série de ligatures attachant les éléments de la structure de support au tissu métallique (antennes à colonne/cerceau et à armature tétraédrique), soit la fixation du tissu à une nervure profilée (antennes en parapluie). La précision géométrique des surfaces obtenues par ces méthodes est telle que les diagrammes de rayonnement mesurés sur ces antennes en cours de mise au point sont généralement conformes aux diagrammes de référence copolaires pour antennes d'émission des satellites que l'on trouve à la Fig. 3 de la Recommandation UIT-R BO. 652.

Un récapitulatif des antennes embarquées déployables est fourni dans le Tableau 4, au § 8 du présent Rapport.

#### 2. Structures de support

##### 2.1 Colonne/cerceau

Une antenne colonne/cerceau de 15 m de diamètre a été construite et a fait l'objet d'essais au sol [Belvin et Edighoffer, 1986]. L'antenne se déploie, passant d'un volume ayant environ 1 m de diamètre et 3 m de hauteur à une structure mesurant 15 m de diamètre et 9,5 m de hauteur. On déploie l'antenne grâce à un système de câbles commandés par moteur.

##### 2.2 Armature tétraédrique

Pour une démonstration pratique, une antenne à armature tétraédrique de 5 m de diamètre a été construite et mise à l'essai [Dyer et Dudeck, 1986]. Sous sa forme pliée la hauteur hors tout de l'antenne est de 1,8 m, la hauteur de l'armature est de 1,1 m, le diamètre du tissu métallique est de 1,4 m et le diamètre de l'armature est de 0,9 m. L'antenne a un système de déploiement spontané qui fonctionne sans moteur. Le déploiement se fait grâce à l'énergie emmagasinée dans les charnières repliées sur ressorts (charnières à ressorts-rubans) de l'armature.

##### 2.3 Configuration parapluie

Les antennes déployables à réflecteurs fondées sur la conception parapluie représentent la technologie d'antenne déployable la plus évoluée qui soit [Naderi 1982]. Une version de cette antenne, ayant un diamètre de 9,1 m a été

embarquée sur le Satellite-6 d'applications technologiques (ATS-6) en 1974 [Marsten, 1975]. Une étude préliminaire de conception a été effectuée en 1979 pour évaluer les caractéristiques des antennes à réflecteur à alimentation déportée et à symétrie axiale lorsque les missions exigent des antennes à diamètre de l'ordre de 100 à 150 m. Cette étude a permis d'identifier les technologies délicates, d'évaluer les coûts et délais de développement de ces antennes et permis d'élaborer un projet technologique pour démontrer la "validité de conception" à faible coût et à peu de risques [Freeland et autres, 1984].

La validité de la conception a été démontrée en 1984, lorsqu'on a déployé un réflecteur partiel dans un milieu en état simulé d'apesanteur. Pour cette démonstration, le modèle était un segment de réflecteur de 55 m de diamètre, formé d'un pivot central (autour duquel les nervures sont enroulées dans la position d'arrimage) et de quatre nervures (profilées selon une parabole) auxquelles on a fixé le tissu à mailles métallique servant de réflecteur. Les essais ont démontré l'efficacité de la méthode de déploiement et du système régularisant la mise en place du tissu à mailles.

### **3. Surface réfléchissante**

L'efficacité de ces antennes embarquées à grande ouverture peut être affectée par les caractéristiques du tissu réfléchissant et par la précision du profil de la surface réfléchissante.

#### **3.1 Effets du tissu à mailles métallique**

Pour tous les types d'antennes mentionnés, le tissu réfléchissant idéal est un tricot de fil métallique. Le tissu typique est un tricot classique d'un fil de molybdène doré de 0,003 cm de diamètre présentant environ 3 ouvertures par centimètre. Il a été fait une étude [Rahmat-Samii et Lee, 1985] pour déterminer les effets du tissu tricoté métallique sur les caractéristiques de gain, de lobes latéraux et de polarisation croisée des antennes à grande ouverture. L'étude a démontré que le comportement d'une antenne à réflecteur en tissu à mailles devrait être comparable à celui d'une antenne à réflecteur plein si l'on détermine la géométrie du tissu à mailles selon un choix judicieux (c'est-à-dire en établissant les rapports voulus entre les dimensions d'ouverture et les longueurs d'onde, en choisissant des ouvertures rectangulaires plutôt que carrées et en orientant les ouvertures rectangulaires en fonction du vecteur de polarisation incident). Plus précisément, il était possible d'obtenir des lobes latéraux à plus de 30 à 35 dB en dessous du niveau du lobe principal en employant un tissu réfléchissant à mailles métallique qui soit à la fois flexible et léger.

#### **3.2 Précision de la géométrie de surface**

Les antennes à colonne/cerceau et à armature tétraédrique emploient des ligatures pour relier la surface en tissu à mailles à la structure de support, donnant ainsi à la surface une forme parabolique. On a découvert qu'un "matelassement" périodique de la surface, résultant lui-même d'erreurs dans la tension des ligatures régulièrement espacées, engendrait des lobes de réseau en champ lointain. Lorsqu'on a placé les ligatures selon une répartition aléatoire, ces lobes en réseau n'apparaissaient plus [Bailey, 1986]. La Fig. 13 fournit les résultats mesurés de la performance d'une antenne à armature tétraédrique de 5 m à alimentation déportée, exploitée à une fréquence d'échelle de 4,26 GHz [Dyer et Dudeck, 1986]. Il faut noter que ces données peuvent être extrapolées selon l'échelle pour une antenne de 20 m de diamètre à une fréquence d'environ 1 GHz.

On a également étudié la précision de géométrie de surface possible pour les antennes en parapluie. Cette conception d'antenne dépend à la fois de la précision et des caractéristiques thermiques de la section transversale définie par les nervures pour la détermination de la surface réfléchissante formée par le tissu métallique. D'après les études de la performance d'une antenne en parapluie de 20 m de diamètre, placée en milieu spatial, on a conclu qu'une précision de surface, calculée par racine de la moyenne des carrés, de 3 mm pouvait être atteinte [Freeland, 1987]. Ce résultat correspond par exemple à une précision de surface calculée par racine de la moyenne des carrés, de  $\lambda/100$  à une fréquence de 1 GHz; valeur qui garantit un bas niveau pour les lobes latéraux.

### **4. Essais sur orbite**

Si l'on veut vérifier que ces antennes dépliantes à grande ouverture ont une performance conforme aux prescriptions dans un milieu spatial, il est nécessaire de soumettre à des essais en des conditions simulant d'aussi près que possible la pesanteur à zéro et les conditions thermiques et de vide de l'espace. Même avec des installations adéquates, les essais au sol sont extrêmement difficiles et coûteux et fournissent souvent des résultats peu sûrs. On a mis à l'étude l'essai en vol d'un système prototype d'antenne en parapluie de 20 m de diamètre, à lobe latéral faible, sur la navette spatiale ou sur tout autre engin convenable dans le but de réduire sensiblement les risques et incertitudes d'une mise en service de cette antenne. On en tirerait l'avantage supplémentaire d'une validation des procédures d'essais au sol pour des systèmes à étudier ultérieurement [Freeland et autres, 1986; Freeland, 1987].

## 5. Diagrammes d'antenne de référence pour le service de radiodiffusion (sonore) par satellite

### 5.1 *Considérations techniques*

Le diagramme d'antenne de satellite utile pour le trajet de transmission espace-Terre doit assurer une empreinte adaptée aussi étroitement que possible à la zone de service géographique et avec une décroissance aussi rapide que possible du gain au-delà de cette zone. De tels diagrammes ont été obtenus dans la gamme de fréquences 11,7 à 12,7 GHz à l'aide de réflecteurs paraboliques à alimentations multiples créant des faisceaux modelés (voir *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 41, N° 6, juin 1993, pages 713 à 722). Plus récemment, il a été indiqué que le diagramme utile pouvait être également obtenu à l'aide d'un réflecteur conformé à une seule alimentation [UIT, octobre 1993, Doc. 10-11S/157 (Etats Unis)].

Les résultats d'études techniques initiales indiquent que, théoriquement, on peut effectuer un modelage du faisceau d'antenne dans la gamme de fréquences 1,4-2,6 GHz avec des performances équivalentes à celles obtenues dans la gamme de fréquences 11,7-12,7 GHz. Si ce modelage peut être réalisé dans la pratique, il serait possible d'adopter les diagrammes de référence pour antennes d'émission de satellite indiqués sur les Fig. 3, 4 et 5 de la Recommandation UIT-R BO.652. Ces diagrammes, qui sont fondés sur les Fig. 9, 10 et 11 de l'Appendice 30 (Orb-85), Annexe 5, sont reproduits ci-après par commodité sur les Fig. 8 à 10. De futures études détaillées montreront s'il est également possible d'adopter l'un de ces diagrammes pour toutes les Régions.

### 5.2 *Incertitudes actuelles*

Il est très important de noter que les diagrammes de décroissance de gain d'antenne représentés sur les Fig. 8 à 10 peuvent ne pas être réalisables dans la pratique pour les composantes copolaires ou contrapolaires. La raison de cette incertitude tient aux grandes dimensions physiques de l'ouverture de satellite ainsi que des alimentations et supports d'alimentation dans la gamme de fréquences 1,4-2,6 GHz, comparée à la gamme de fréquences 11,7-12,7 GHz. Plus spécifiquement, une ouverture de faisceau de 2° (3 dB) à 12 GHz nécessite un réflecteur d'antenne de satellite n'ayant qu'un diamètre de 0,93 m (2,8 pieds) tandis qu'à 2 GHz, le diamètre de réflecteur d'antenne de satellite est de 5,6 m (16,8 pieds). Pour une antenne à sources multiples, la dimension de la structure d'alimentation est particulièrement importante car elle peut être très grande selon le rapport  $f/D$  du système d'antenne:

- 1) Des alimentations multiples se révéleront difficiles à mettre en oeuvre car la grande dimension des alimentations nécessite un déplacement physique par rapport au vrai foyer parabolique. La défocalisation qui en résulte provoque une augmentation des lobes latéraux de l'antenne ainsi qu'un affaiblissement de gain dans l'axe.
- 2) L'occultation causée par les alimentations multiples symétriques contribuerait à augmenter les lobes latéraux et les lobes arrière de l'antenne comme le montre la Fig. 11 ci-après.
- 3) Le couplage mutuel entre les alimentations, la diffraction et la diffusion dues aux alimentations et aux supports d'alimentation ainsi qu'aux modes de rayonnement non désirés contribueraient aussi à augmenter les lobes latéraux et les lobes arrière de l'antenne.

Une autre incertitude est la question de savoir si, avec une antenne aussi grande, le modelage du réflecteur d'antenne et, par conséquent, le modelage de faisceaux avec un cornet à une seule alimentation, est possible.

### 5.3 *Conclusion*

On estime que l'une des méthodes permettant d'obtenir des diagrammes de décroissance de gain d'antenne d'émission de satellite dans la gamme de fréquences 1,4-2,6 GHz comparables à ceux obtenus dans la gamme de fréquences 11,7-12,7 GHz est celle qui consiste à utiliser un réflecteur parabolique conformé avec une seule source décalée. Des expériences prévues en 1994 devraient fournir des données qui permettraient de déterminer si les antennes d'émission de satellite dans la gamme de fréquences 1,4-2,6 GHz peuvent donner des diagrammes avec des enveloppes conformes aux diagrammes de référence indiqués dans la Recommandation UIT-R BO.652.

## 6. Résumé et conclusions

Des études importantes ont été entreprises pour la mise au point d'antennes à réflecteurs de haute performance; ces antennes doivent être dépliantes, de faible poids, propres à l'embarquement, avoir des diamètres allant de 5 m à 55 m et des niveaux de lobes latéraux situés à 30 dB ou plus en dessous du gain maximal de l'antenne. Des antennes à symétrie axiale et à alimentation déportée sont en cours d'étude. Pour la surface réfléchissante, on emploie un tissu à maille de tricot, en molybdène revêtu d'or. Des études détaillées, confirmées par des essais, ont montré qu'une surface réfléchissante en tissu métallique à mailles bien choisi, ne réduira pas la performance de l'antenne en ce qui concerne les

lobes latéraux. Après le choix d'une matière remplissant ces conditions, le comportement des lobes latéraux dépendra alors principalement des distorsions que la surface réfléchissante pourrait assumer vis-à-vis d'un paraboloïde. Au cours de la mise au point de l'antenne à armature tétraédrique, il a été découvert que pour éliminer les lobes en réseau suscités par les antennes construites avec des ligatures régulièrement espacées, il suffisait de placer ces ligatures selon un processus aléatoire.

Vu les difficultés rencontrées lorsqu'on cherche à homologuer pour l'espace ces configurations d'antennes à grande ouverture prévues pour le déploiement, au moyen d'essais au sol, il a été envisagé d'avoir recours aux vols de la navette spatiale ou d'autres véhicules se prêtant à ce genre d'essai. Une étude est actuellement en cours pour l'essai sur orbite d'une antenne en parapluie de 20 m de diamètre de haute performance.

Les travaux en cours mentionnés dans la présente communication ont permis de conclure que le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission de satellite, figurant à la Fig. 9 de l'Annexe 5 à l'Appendice 30 (Orb-85) constitue un diagramme de rayonnement de référence valable, pouvant servir aux études de partage et aux études de système concernant les systèmes de radiodiffusion par satellite sonores exploités en bande 9.

FIGURE 8

**Diagrammes de référence copolaire et contrapolaire de l'antenne d'émission du satellite dans les Régions 1 et 3**

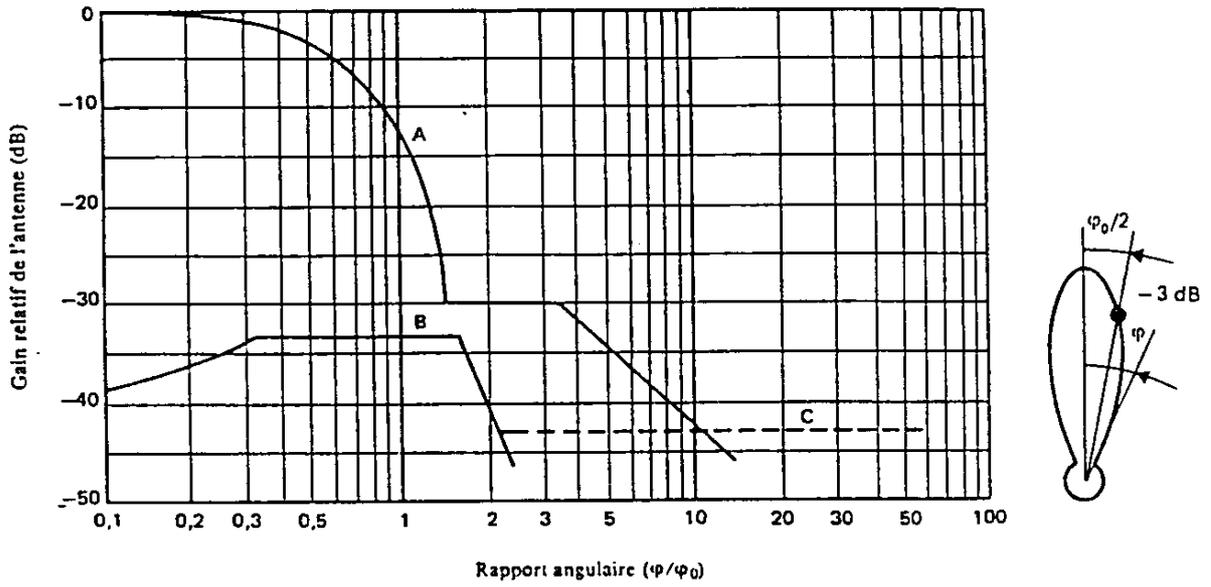


FIGURE 9

**Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire des antennes d'émission de satellites dans la Région 2**

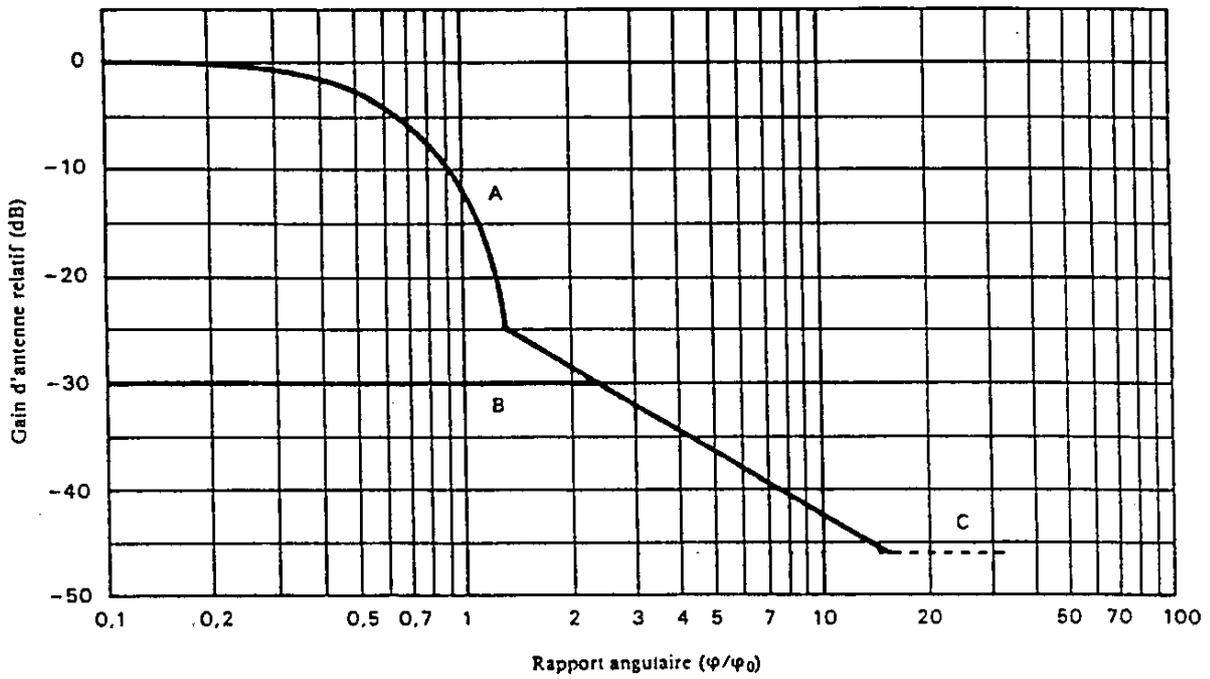


FIGURE 10

Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire des antennes d'émission de satellites avec décroissance rapide dans le faisceau principal pour la Région 2

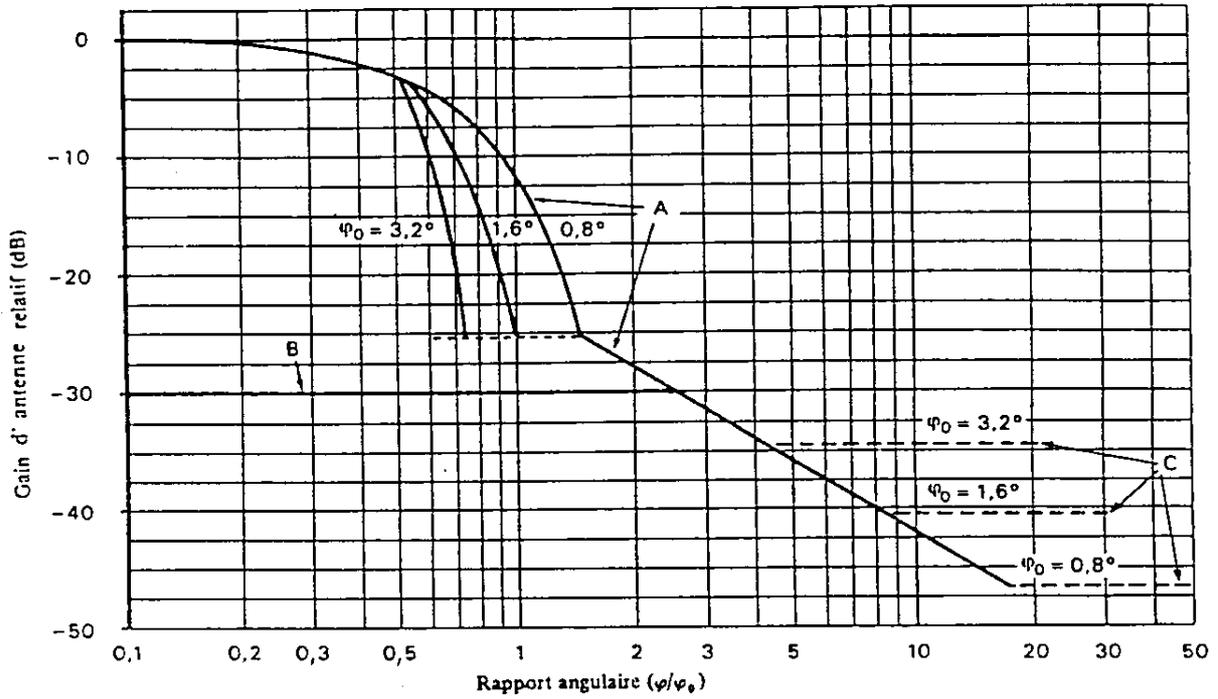


FIGURE 11

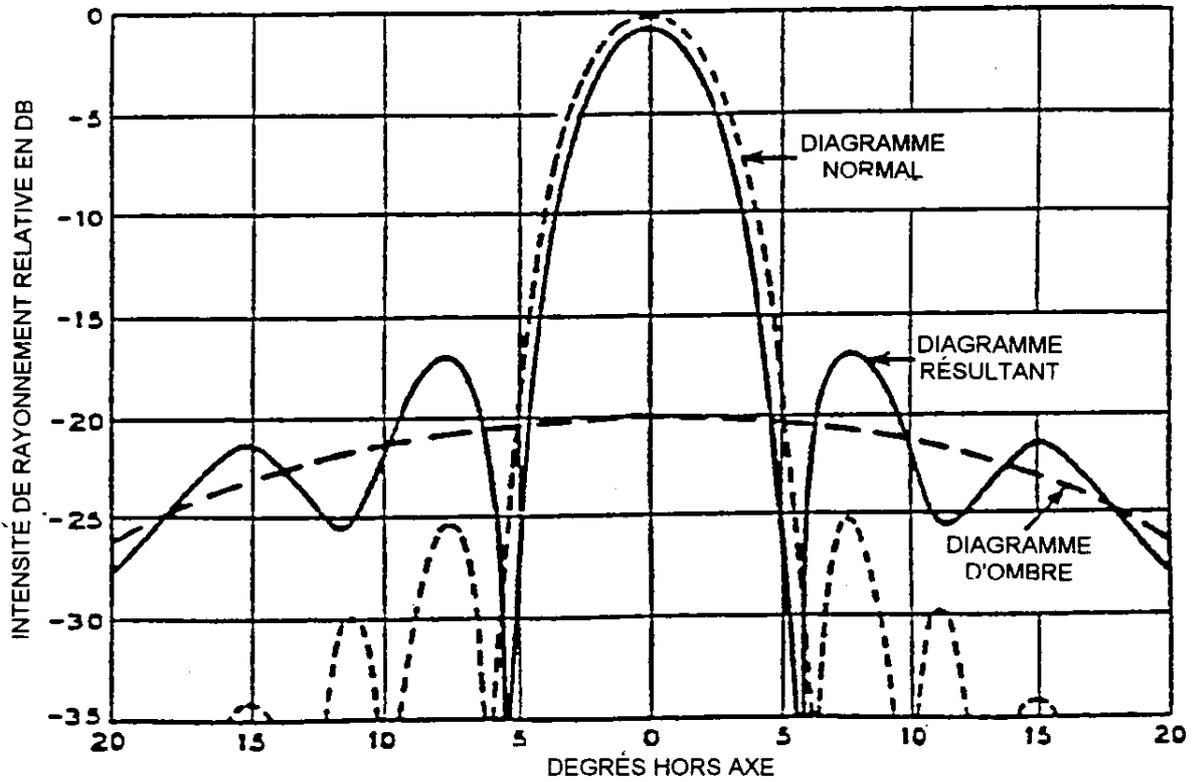


FIGURE 12

Antennes en parapluie et colonne/cerceau en état de déploiement partiel et complet [Jordon et autres, 1984]

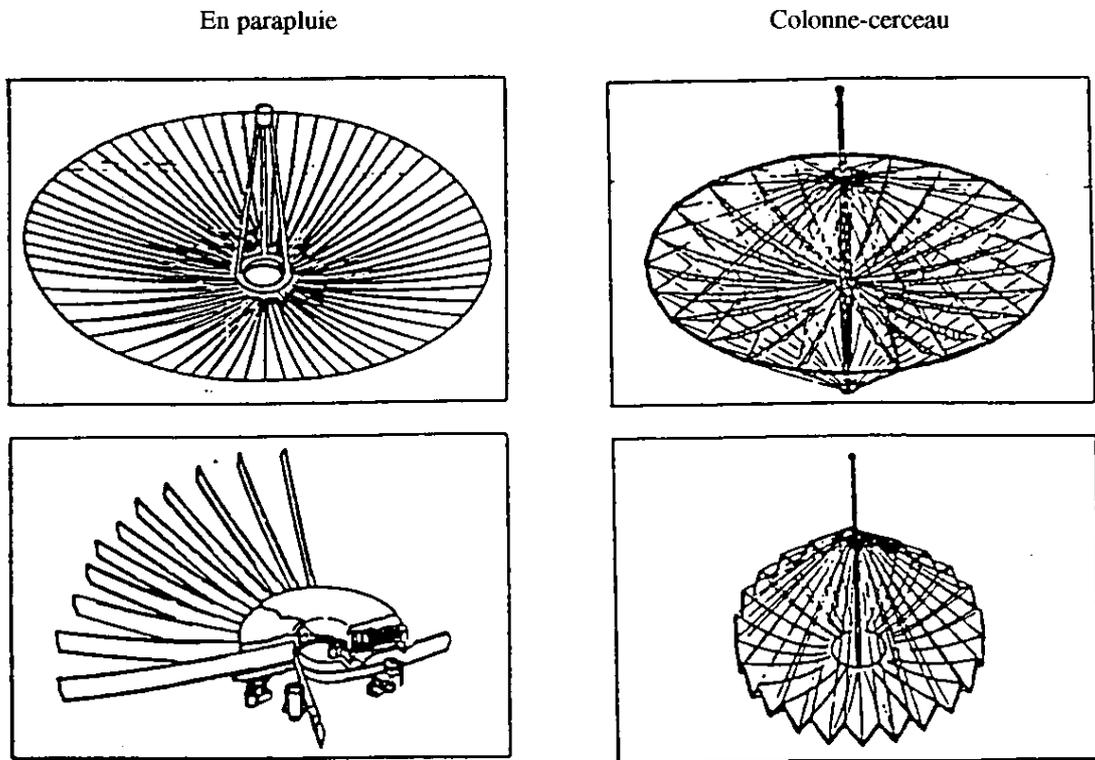
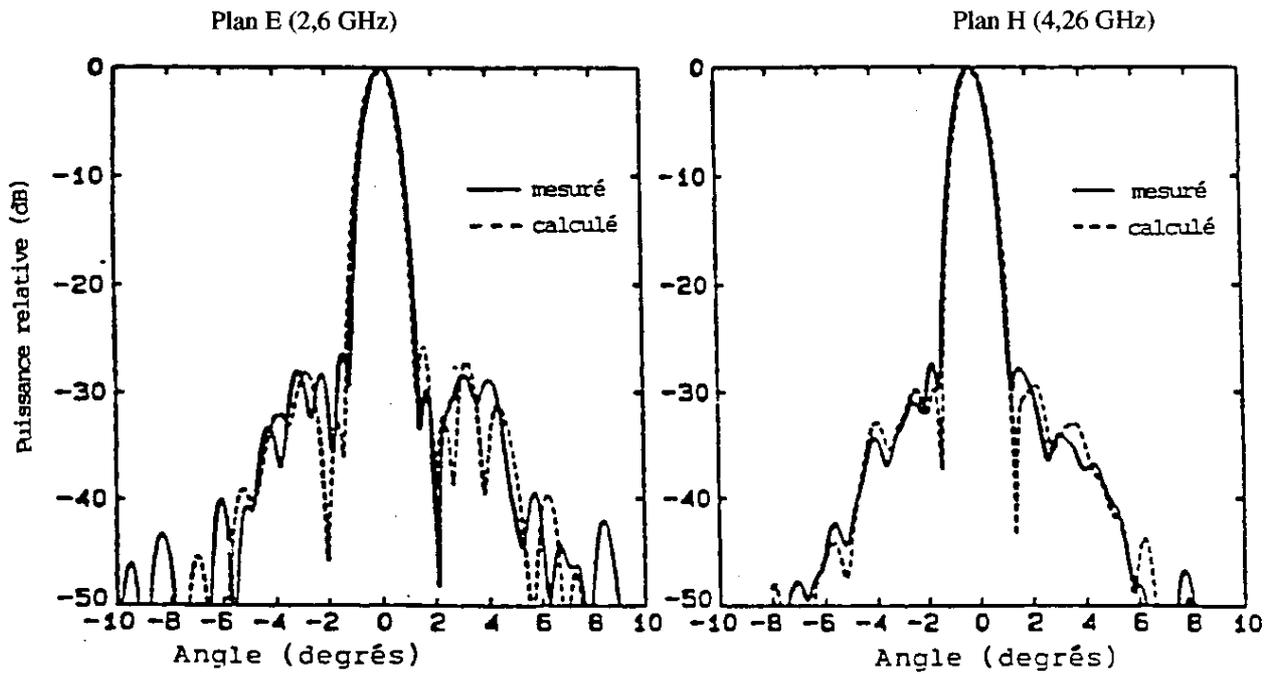


FIGURE 13

Comparaison des diagrammes d'antenne calculés et mesurés pour une antenne à armature tétraédrique de 5 m exploitée à 4,26 GHz [Bailey, 1986]



RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- BAILEY, M.C. [1986] - Hoop/column and tetrahedral truss electromagnetic tests, Compte rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures.
- BELVIN, W.K. et EDIGHOFFER, H.H. [1986] - 15 metre hoop-column antenna dynamics: test and results, Compte rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, pages 167-185.
- DYER, J.E. et DUDECK, M.P. [1986] - Deployable truss structure advanced technology, Compte rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, pages 111-124.
- FREELAND, R.E. [10-17 octobre 1987] - Mobile communication satellite antenna flight experiment definition, 38ème Congrès, International Astronautical Federation, Communication IAF-87-314, Brighton, Angleterre.
- FREELAND, R.E., GARCIA, N.F. et IWAMOTO, H. [1984] - Wrap-rib antenna technology development, Compte rendu des travaux de la Conférence sur la technologie des systèmes de grandes antennes dans l'espace, NASA Conference Publication CP-2368, pages 139-166.
- FREELAND, R.E., METTLER, E., MILLER, L.J., RAHMAT-SAMII, Y., et WEBER III, W.J. [1986] - Antenna technology shuttle experiment (ATSE), Compte rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, pages 779-807.
- JORDON, J.F., FREELAND, R.E., LEVY, G.S. et POTTS, D.L. [1984] - QUASAT-An orbiting very long baseline interferometer program using large space antenna systems, Compte rendu des travaux de la Conférence sur la technologie des systèmes de grandes antennes dans l'espace, NASA Conference Publication CP-2368, pages 117-125.
- MARSTEN, R.B. [novembre 1975] - ATS-6 Significance, Mémoires IEEE sur les systèmes électroniques et l'aérospatiale, Vol. AES-11, N° 6, pages 984-993.
- NADERI, F. Directeur de publication [15 février 1982] - Land mobile satellite service (LMSS): A conceptual system design and identification of the critical technologies, Part II: Rapport technique, Publication du laboratoire de la propulsion par fusée NASA 82-19.
- RAHMAT-SAMII, Y. et LEE, S-W. [janvier 1985] - Vector diffraction analysis of reflector antennas with mesh surfaces, Mémoires IEEE sur les antennes et la propagation, Vol. AP-33, N° 1, pages 76-90.

ANNEXE 2

**Caractéristiques de propagation et marges de liaison du canal de télévision  
par satellite en ondes décimétriques**

[CCIR, 1978-82, Doc. 10-11S/143 (USA), 10-11S/176 (ASE) et 10-11S/177 (ASE)]  
[CCIR, 1986-90, Doc. 10-11S/1 (UER)]

**1. Introduction**

La radiodiffusion sonore par satellite vers des récepteurs portatifs et des récepteurs mobiles diffère à maints égards de la radiodiffusion de Terre. Par ailleurs, on observe certaines analogies avec les communications.

Des études de l'UER [CCIR, 1978-82, Doc. 10-11S/10 (UER)] et des Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1978-82, Doc. 10-11S/29 (Etats-Unis d'Amérique)] ont présenté des exemples spécifiques de bilans de liaison et de marges de liaison pour certains angles d'élévation, certaines conditions de réception et d'autres caractéristiques. Deux méthodes spécifiques sont proposées et divers aspects du problème analysés et comparés dans le § 3 de la présente Annexe.

Des expériences récentes font apparaître une concordance assez nette avec les fonctions de distributions de la puissance du signal établies pour les zones de grande étendue et les zones de petite étendue (voir le § 2). Compte tenu des résultats qui se dégagent du programme expérimental pour l'Europe [Jongejans, 1986], il est possible de proposer un nouveau modèle composite de propagation, qui combine la fonction de probabilité de Rice/Rayleigh des zones de petite étendue et de la distribution de probabilité log-normale des zones de grande étendue.

Au stade de la conception de systèmes de modulation convenant au type de service de radiodiffusion proposé, il faudra disposer de statistiques de propagation relatives à la dispersion des retards et à la bande de corrélation du canal de transmission. Ces caractéristiques, ainsi que d'autres éléments connexes, font l'objet du § 4 de cette Annexe, qui reprend également de récentes données expérimentales.

**2. Modèles de propagation**

Les fonctions de distribution de probabilité correspondant aux signaux reçus par satellite correspondent à un certain nombre de distributions statistiques associées à une situation spécifique. Ces modèles de distributions diffèrent généralement selon que l'on considère les "zones de petite étendue" et les "zones de grande étendue". On définit généralement les premières comme s'étendant sur un certain nombre de longueurs d'onde (par exemple sur 40 longueurs d'onde, ce qui se traduit par une distance d'environ 10 m). Les secondes couvrent plusieurs zones de petite étendue.

**2.1 Fonction de distribution: cas des zones de grande étendue**

On a constaté expérimentalement [Guilbeau, 1979; Hess, 1980; Lutz, 1986; Jongejans 1986] que, dans les zones de grande étendue, la fonction de distribution de probabilité de la puissance moyenne du signal reçu prend la forme logarithmique normale suivante:

$$F_{LN}(S_o; \mu, \sigma) = (K / (S_o \sigma)) \exp \left[ \left( -1/2 \right) \left( (L_{S_o} - \mu) / \sigma \right)^2 \right]$$
$$K = 10 / (\sqrt{2\pi} \ln 10)$$

(1)

où:

$S_o(W)$ : puissance moyenne reçue dans une petite zone

$S_f(W)$ : puissance moyenne reçue en espace libre dans une grande zone  
 $L_{S_o}(dB) = 10 \log (S_o/S_f)$  niveau de  $S_o$  par rapport au niveau en espace libre

$\mu(dB)$  : moyenne de  $L_{S_o}$  sur une grande zone

$\sigma(dB)$  : écart type de  $L_{S_o}$  sur une grande zone.

Dans la formule (1), les moyennes et les écarts types sont tous deux exprimés en dB, par rapport au niveau de puissance en espace libre, pour faciliter la comparaison entre le modèle théorique et les données mesurées.

Le modèle applicable aux vastes régions donné plus haut a été vérifié expérimentalement et confirmé par [Lutz et autres, 1986] et [Jongejans et autres, 1986]. On a mesuré les grandeurs suivantes en utilisant la même notation que dans la formule (1), (voir le Tableau 16).

TABLEAU 16  
Valeur mesurée des caractéristiques applicables aux grandes surfaces  
dans différents environnements

Environnement	Antenne	$\mu_{sh}$ (dB)	$\sigma_{sh}$ (dB)	CF	$\mu_{los}$ (dB)	$(C/M)_{los}$ (dB)
Urbain	C3	-10,7	3,0	0,60	-1,8	3,0
	D5	-12,2	4,4	0,78	-4,9	9,3
	S6	-12,9	5,0	0,79	-5,2	11,9
Boisé	C3	-9,3	2,8	0,59	-2,7	9,9
	D5	-5,3	1,3	0,54	-1,8	10,7
	S6	-5,8	1,1	0,56	-2,1	12,9
Route	C3	-7,7	6,0	0,25	-0,4	11,9
	S6	-7,0	4,8	0,23	-0,6	18,3

où:

$\mu_{sh}$ (dB):  $\mu$  dans les zones masquées

$\mu_{los}$ (dB):  $\mu$  dans les zones en vue directe

$\sigma_{sh}$ (dB): écart type de  $S_o$  dans les zones masquées

CF: facteur d'occultation, défini comme le pourcentage de temps pendant lequel le trajet direct est occulté en supposant un véhicule se déplaçant à vitesse constante

$(C/M)_{los}$ (dB): rapport entre le signal direct (porteuse) et la puissance diffusée par trajets multiples dans les régions en vue directe

C3: diagramme hémisphérique, gain de 3 dBi

D5: diagramme toroïdal, gain de 5 dBi

S6: diagramme toroïdal, gain de 6 dBi.

On peut faire plusieurs déductions du Tableau 16:

- Les niveaux de puissance moyens mesurés dans les régions occultées sont très inférieurs à ceux des régions en vue directe pour le même environnement. Par exemple, dans les zones urbaines, l'affaiblissement supplémentaire dû à l'occultation peut atteindre 9 dB, sa valeur est de 6,5 dB dans les zones boisées et de 7 dB sur les routes. Il s'ensuit que le principal problème pour assurer un service est celui posé par les effets d'occultation.
- L'influence du type d'antenne de réception semble très sensible, surtout en ce qui concerne le rapport entre la composante directe et celle due au trajet par propagation multiple dans les régions en vue directe.
- Dans les zones urbaines, la perte par occultation est proportionnelle au gain d'antenne, tout comme l'écart type  $\sigma$  et le rapport C/M (voir le § 2.2 de la présente Annexe). Ce dernier facteur peut être important pour la conception des systèmes de modulation numérique destinés à la réception en ville.

Dans l'expérience européenne, on a simulé les conditions de transmission par satellite en plaçant l'antenne d'émission sur la Tour Eiffel, à Paris; des mesures étaient faites à la fréquence de 839 MHz, pour un angle d'élévation moyen de 25° [Guilbeau, 1979]. On peut tirer de cette référence les paramètres de la formule (1); le Tableau 17 les présente avec les valeurs de prévision résultant des données américaines pour la fréquence de 839 MHz et sous un angle d'élévation de 25°. Les valeurs de l'expérience PROSAT ont été calculées sur la base des chiffres du Tableau 1.

TABLEAU 17

Zone urbaine				
Paramètres de la distribution log-normale pour les zones urbaines		Moyenne	Visibilité gênée	Visibilité directe
$\mu$ (dB)	Guilbeau	-7,5	-11,5	-0,7
	(Etats-Unis d'Amérique)	-6,3	-10,1	-2,6
	PROSAT	-6,3	-10,7	-1,8
$\sigma$ (dB)	Guilbeau	3,2	2,9	2,0
	(Etats-Unis d'Amérique)	3,7	4,3	3,1
	PROSAT	-	3,0	-

Ce tableau montre qu'il existe une concordance assez satisfaisante entre les trois expériences.

Des mesures faites aux Etats-Unis d'Amérique au moyen du satellite ATS-6 [Hess, 1980] donne des valeurs pour  $\mu$  et  $\sigma$  pour des zones et des conditions de réception différentes. La référence ci-dessus a servi de base à la méthode simple d'évaluation de  $\mu$  et  $\sigma$  suivantes:

$$\mu = - [A + 1,93 f - 0,052 \delta] \quad (2)$$

$$\sigma = 1/2 [B + 0,053 f + 0,040 \delta] \quad (3)$$

où  $\mu$  et  $\sigma$  sont définis comme dans l'équation (1), et

f: fréquence (GHz)

$\sigma$ : angle d'élévation (degrés).

On trouvera dans le Tableau 18 ci-après des valeurs de A et B pour différentes conditions de réception. Dans ce tableau, la visibilité directe correspond à des cas où les rues des zones urbaines sont parallèles à l'azimut du satellite et la visibilité gênée par des rues perpendiculaires à l'azimut du satellite et une situation du côté défavorable de la rue.

TABLEAU 18

	Zone urbaine			Zone suburbaine ou rurale		
	Moyen	Visibilité gênée	Visibilité directe	Moyenne	Visibilité gênée	Visibilité directe
A (dB)	6,0	9,8	2,3	1,1	5,1	0,5
B (dB)	6,4	7,6	5,2	1,1	2,4	-

Certaines de ces valeurs de [Hess, 1980] ont été extrapolées en admettant une sensibilité de 0,1 dB/% pour les zones rurales et de 0,2 dB/% pour les zones urbaines, au-dessous du niveau de couverture de 90% spécifié; elles ont, par ailleurs, été confirmées par les expériences faites en Europe [Lutz et Jongejans, 1986] pour les zones urbaines et les zones boisées. Toutefois, cette méthode de modélisation ne semble pas convenir dans le cas des routes non occultées.

## 2.2 *Fonction de distribution: cas des zones de petite étendue*

Les données récemment rassemblées en Europe [Jongejans, 1986] et les données américaines permettent d'établir le comportement du signal reçu dans une zone de réception de petite étendue au moyen d'une distribution de Rice (vecteur constant plus vecteur à distribution de Rayleigh).

Si le rapport entre la puissance du signal direct  $C$  et du signal diffus  $M$  est noté  $C/M$ , l'enveloppe de la loi de probabilité dans une petite zone isolée est donnée par la formule (4):

$$p(r) = (r/M) (\exp (-r^2/2M - C/M) \cdot I_0 [r \sqrt{2C/M}] \quad (4)$$

La caractéristique  $C/M$  est importante car elle mesure les caractéristiques\* d'évanouissement de la voie. Si ce rapport est élevé, l'enveloppe de la loi de probabilité  $p(r)$  approche une distribution gaussienne, avec un écart moyen  $\sqrt{2C}$  et un écart type  $\sqrt{M}$ . Si  $C/M$  est faible,  $p(r)$  s'approche d'une répartition de Rayleigh étant donné que la fonction de Bessel modifiée de premier type est d'ordre zéro.

Converge vers 1 quand  $z$  tend vers 0.

La densité de probabilité de  $y =$  correspondante est donnée par:

$$P_R(y) = (C/M + 1) \exp [-y(C/M + 1) - C/M] \cdot I_0 [2\sqrt{y(1 + C/M)C/M}] \quad (5)$$

où:

$$y = r^2/\bar{r}^2 = r^2/s_0$$

Le taux de croisement (LCR) au niveau  $V$  est donné par l'expression suivante (6):

$$LCR = \frac{b}{\sqrt{2\pi}} P_R (V) \quad (6)$$

où  $P_R (V)$  est la densité de probabilité de Rice de la fonction de l'enveloppe à la valeur  $V$ , et où  $b$  est fonction de l'amplitude et des fréquences des signaux réfléchis:

$b = 2 \pi^2 B_d^2 M$ , où  $B_d$  est la dispersion Doppler.

L'expression (6) montre que le taux de croisement et la fonction de densité de probabilité sont en relation étroite. La mesure de LCR permet donc de déterminer l'élément  $C/M$  de  $P_R (y)$ .

La durée moyenne des évanouissements (AFD) au niveau  $V$  est donnée par:

$$AFD = (1/LCR) \int_0^V P_R (r) dr \quad (7)$$

AFD est un facteur important pour la conception d'un système de diffusion numérique qui doit permettre d'éliminer les longs évanouissements grâce à un procédé complexe d'entrelacement.

La validité du modèle de Rice a été démontrée par l'expérience PROSAT à partir d'un mode composite log-normal - Rice (voir le § 2.3 de la présente Annexe).

Le Tableau 16 donne des valeurs typiques du rapport  $C/M$  pour les trajets en vue directe (voir le § 2.1 de la présente Annexe). Etant donné que c'est la seule variable dans la définition de  $P_R(y)$  donnée par la formule (5), la fonction de probabilité de Rice  $P_R(y)$  est parfaitement caractérisée si on connaît  $C/M$ .

Jongejans, [1986] donne des valeurs typiques de LRC et de AFD sous la forme de niveau moyen de l'enveloppe pour des véhicules se déplaçant à 30 km/h. Les résultats sont reproduits au Tableau 19.

---

\* Les périodes pendant lesquelles la puissance des signaux reçus est inférieure à un certain seuil sont dénommées évanouissements.

TABLEAU 19  
Valeur de LCR et de AFD dans différents environnements

	LCR (Hz)	AFD (ms)
Région ouverte	30	20
Région suburbaine	14	40
Région rurale	16	33

### 2.3 *Modèle de propagation combiné*

Des recherches européennes [Jongejans et autres, 1986] et [Lutz, 1986] ont conduit à la conclusion que la fonction de densité de probabilité du signal reçu doit combiner les lois log-normales et de Rice (Rayleigh) pour tenir compte des variations dans les grandes et les petites zones. La répartition des valeurs instantanées dans une petite région s'obtient en considérant une variable de Rice ou de Rayleigh dont la valeur moyenne est elle-même une variable aléatoire suivant une loi log-normale. La distribution combinée de la puissance reçue  $S$  peut être exprimée comme suit

$$P(S) = CF \int_0^{S_m} P_r(S, S_0) P_{LN}(S_0) dS_0 + (1 - CF) \int_{S_0}^{S_m} P_R(S, S_0) P_{LN}(S_0) dS_0 \quad (8)$$

où:

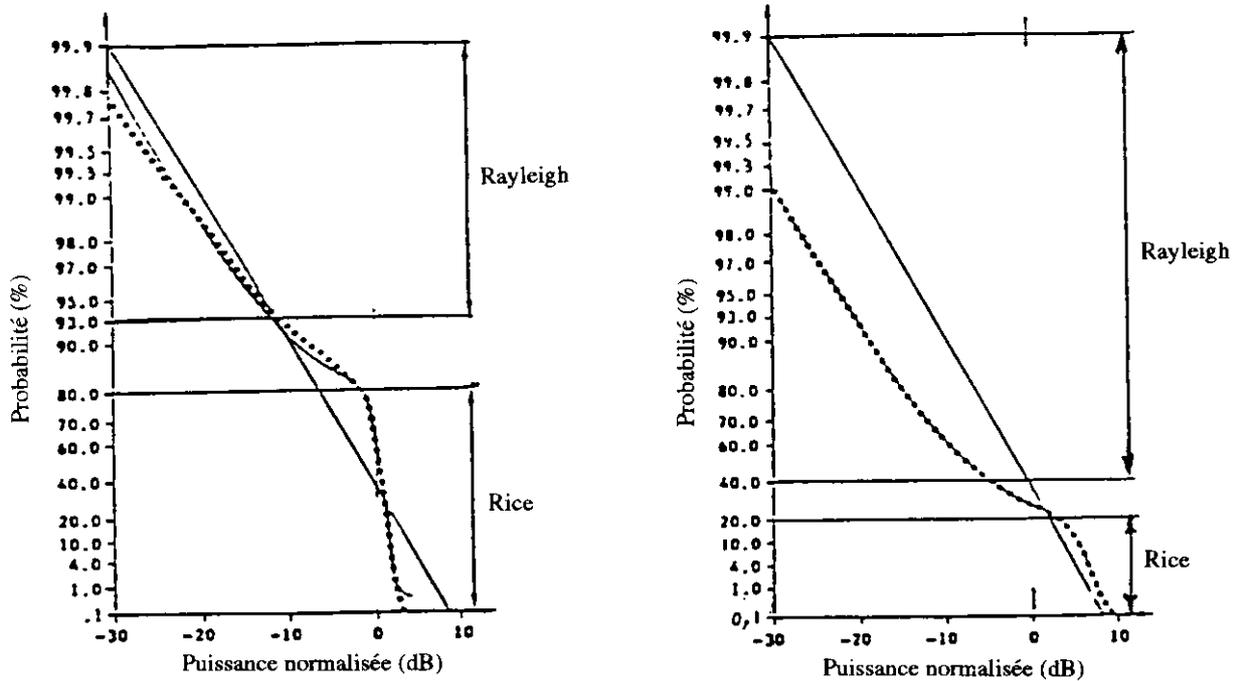
- $S_0$ : puissance moyenne du signal reçu dans une petite zone ( $S_0 = C + M$ )
- $p(s)$ : loi de densité de probabilité combinée pour la puissance instantanée reçue dans une petite zone
- $P_r(S, S_0)$ : densité de probabilité de Rayleigh de moyenne  $S_0$  dans une petite zone occultée
- $P_{LN}(S_0)$ : densité de probabilité log-normale de la puissance moyenne  $S_0$  reçue sur une petite zone
- $S_m$ : maximum dans une grande zone de puissance moyenne de petites zones occultées
- $P_R(S, S_0)$ : densité de probabilité de Rice, de moyenne  $S_0$  dans une petite zone non occultée
- $S_M$ : maximum de la puissance moyenne des petites zones non occultées
- CF: facteur d'occultation, défini comme le pourcentage de temps pendant lequel le trajet direct est occulté en supposant un véhicule se déplaçant à vitesse constante.

Les Fig. 14a) et 14b) donnent les fonctions cumulées de répartition de la probabilité pour la puissance reçue normalisée sur une route et dans une ville [Lutz et autres, 1986]. Les deux figures sont tracées sur une échelle de Rayleigh. Les lignes en trait plein représentent le modèle de canal théorique de la relation 8. Les points indiquent les valeurs statistiques enregistrées dans le canal pendant les mesures.

On peut distinguer trois parties des courbes. Aux valeurs les plus faibles de la puissance reçue, leur pente est proche de la diagonale correspondant à une loi de Rayleigh. En d'autres termes, cette courbe a clairement des caractéristiques de Rayleigh. Pour des puissances élevées, la pente des courbes indique une répartition de Rice; sur les routes, la loi de Rice est suivie dans 80% des petites zones et dans 20% de celles-ci en ville. La partie centrale des courbes suit une loi log-normale.

Jongejans et autres, [1986] font état de résultats semblables. L'ensemble démontre qu'il existe un très bon accord entre les modèles théoriques et les résultats de mesure.

FIGURE 14  
Fonction complémentaire de répartition cumulée de la puissance reçue  
[Lutz, 1986]



a) Route, antenne S6

b) Ville, antenne S6

## 2.4 Adaptabilité du modèle de propagation au système COFDM

### 2.4.1 Signaux à bande étroite

Un modèle de propagation fondé sur les données de mesure obtenues à partir de signaux à bande étroite [Hess, 1980] a été décrit dans les paragraphes précédents.

Selon ce modèle de propagation, la puissance reçue est répartie dans les zones dites "de grande dimension", chacune de celles-ci étant subdivisée en un certain nombre de zones dites "de petite dimension". Si  $P_T$  est la puissance moyenne reçue dans une zone de petite dimension, la valeur  $10 \log P_T$  suit une loi de distribution normale (de type gaussien). Dans les zones de petite dimension, la puissance reçue  $P_T$  suit une loi de distribution de Rice-Nakagami. La valeur moyenne de cette distribution est  $P_r$ . En l'absence de trajet direct, la distribution de Rice-Nakagami devient une distribution de Rayleigh.

La puissance reçue  $P_T$  est statistiquement répartie conformément à la loi de probabilité combinée (c'est-à-dire loi de Rice-Nakagami conditionnée par la loi log-normale).

Si on considère une zone de petite dimension, étant donné que le système COFDM est bien adapté au canal de propagation, la plupart des signaux se propageant par trajets multiples se situeront dans l'intervalle de garde du système. Dans ce cas, la puissance reçue est égale à la somme des puissances de tous les signaux reçus, qu'ils soient directs ou réfléchis et quelle que soit leur phase relative. Les relations de phase pouvant être alors ignorées, il s'ensuit que l'on peut se dispenser d'appliquer les lois de distribution de Rayleigh (ou de Rice-Nakagami) pour les zones de petite dimension.

Dans une zone de grande dimension constituée d'un certain nombre de zones de petite dimension, la distribution de la puissance reçue suit une loi log-normale. Dans le cas du système COFDM, la distribution log-normale doit donc être appliquée au calcul de la marge de liaison.

### 2.4.2 Signaux à large bande

En septembre 1993, afin d'améliorer la prévision du champ de propagation et de couverture dans les zones urbaines et rurales pour la radiodiffusion audionumérique de Terre, le CCETT a effectué de nombreuses mesures du champ à large bande à l'aide d'une seule antenne d'émetteur située sur la tour de transmission de France Télécom à Rennes en France. Cette expérience a été réalisée dans la gamme de fréquences de 1 500 MHz avec un prototype d'équipement de système numérique A de troisième génération. On est parvenu aux conclusions suivantes:

- 1) Le modèle de l'UIT-R utilisé sur un vaste secteur (intervalle de 300 m) est vérifié conformément à la loi logarithmique normale, avec les valeurs suivantes:

$$\sigma = 5,1 \text{ dB}$$

marge de variation d'emplacement 50% à 99%  $\approx$  11,3 dB.

- 2) Le modèle de Rice-Nakagami utilisé sur de petits secteurs (intervalle de 50 m) ne semble pas conforme aux probabilités obtenues. Il existe un écart dans le bon sens du terme car une réduction importante d'environ 99% peut être observée en relation avec la courbe théorique de Rayleigh (-20 dB). La distribution tend à suivre une loi logarithmique normale avec les valeurs suivantes:

$$\sigma = 4,7 \text{ dB}$$

marge de variation d'emplacement 50% à 99%  $\approx$  10,6 dB.

## 3. Marges de liaisons

Dans le cas d'un système de radiodiffusion par satellite, les marges des liaisons doivent être spécifiées avec soin - elles ne doivent être ni optimistes ni pessimistes. Si l'évaluation est optimiste, l'objectif de qualité du service ne pourra être atteint, alors que si elle est pessimiste, la conception du satellite sera inutilement complexe. Ces deux situations extrêmes ont des répercussions importantes sur les coûts.

Deux méthodes spécifiques de calcul des marges requises pour un niveau de qualité de service donné sont indiquées ci-après:

### 3.1 Méthode 1

Pour l'application de la méthode 1, il faut que, dans une petite zone, l'enveloppe du signal reçu se situe au-dessus du seuil du récepteur avec une probabilité de 0,9:

$$P(r \geq R_0) = 0,9 = \int_{R_0}^{\infty} p(r) dr \quad (9)$$

où

$R_0$  désigne le seuil du récepteur et où  $p(r)$  est donné par la formule (4).

Il faut en outre que cette condition soit satisfaite sur une zone plus étendue avec une probabilité de 0,9. En appliquant la distribution de probabilité pour une zone étendue de la formule (1), on obtient:

$$P(S_0 \geq \hat{S}_0) = 0,9 = \int_{\hat{S}_0}^{\infty} p(S_0) dS_0 \quad (10)$$

où  $\hat{S}_0 = \frac{E_0^2}{2} + \sigma_s^2$ , ce qui correspond à la formule (9).

On peut trouver la solution numérique de la formule (9) déterminée par la relation (10) en utilisant les fonctions Q de Marcum [Brennan et Reed, 1965] ou les tableaux fournis par [Norton et autres, 1955]. Ces deux méthodes ont été utilisées dans les calculs, à titre de contre-vérification. On a calculé la solution des formules (9) et (10) pour satisfaire aux probabilités données en fonction de  $G = \mu + 10 \log(2 Sf / R_0^2)$  c'est-à-dire la différence entre la puissance moyenne reçue pour une zone de grande étendue et le seuil du récepteur. La marge totale pour la liaison est donnée par  $L = G - \mu$  (dB).

Le Tableau 20 donne les résultats des calculs pour la fréquence de 1 GHz et un angle d'élévation de 30°.

TABLEAU 20

	Zone urbaine	Zone rurale
$\sigma$ (dB)	3,8	1,2
$\mu$ (dB)	-6,4	-1,5
G (dB)	15,4	6,1
L (dB)	21,8	7,6

Il convient de noter que les valeurs utilisées pour  $\sigma$  et  $\mu$  sont des valeurs moyennes qui ne sont pas applicables en cas d'obstruction de la visibilité.

La marge calculée de 21,8 dB pour une zone urbaine se compare avec la marge observée de 24,2 dB (rapportée à 1 GHz) pour la zone urbaine de Denver aux Etats-Unis [Hess, 1980].

Il est précisé que la marge calculée dépend de la qualité de service et de la couverture demandées. On a admis, dans cet exemple, que la qualité de service voulue était obtenue lorsque le signal se situait au-dessus d'un seuil avec une probabilité de 0,90 et que cette condition devait être remplie avec une probabilité de 0,90 dans toute la zone de couverture. Si l'on admet d'autres conditions, on obtiendra des marges différentes.

### 3.2 Méthode 2

Pour l'application de la méthode 2, l'enveloppe du signal reçu dans une zone donnée doit se situer au-dessus du seuil du récepteur ( $R_0$ ) avec une probabilité de 0,9. Ainsi:

$$P(r \geq R_0) = 0,9 = \int_0^\infty \int_{R_0}^\infty p(r)p(S_0)dr dS_0 \quad (11)$$

On évalue numériquement cette intégrale en appliquant les fonctions Q de Marcum par échelons de  $G = 10 \log_{10} (2 S_0 / R_0^2)$ .

On trouvera les résultats obtenus dans le Tableau 21, là aussi pour la fréquence de 1 GHz et un angle d'élévation de 30°.

TABLEAU 21

	Zone urbaine	Zone rurale
$\sigma$ (dB)	3,8	1,2
$\mu$ (dB)	-6,4	-1,5
G (dB)	12,0	4,4
L (dB)	18,4	5,9

Ces valeurs calculées peuvent être comparées aux valeurs mesurées. On a effectué des mesures pour déterminer la marge en fonction du pourcentage d'emplacements [Guilbeau, 1979].

### 3.3 Variation de la marge avec la fréquence

La sortie du récepteur COFDM est proportionnelle à la puissance moyenne reçue  $\mu$ , calculée en moyenne dans la zone dite "de petite dimension".

D'une zone de petite dimension à l'autre, la valeur  $\mu$  est distribuée selon une loi log-normale. Soit  $m$  et  $s$  respectivement l'écart moyen et l'écart type de la valeur  $10 \log \mu$  répartie selon une loi de type gaussien.

La marge  $M$  est alors la somme de la marge de propagation, qui est la différence entre la puissance moyenne en espace libre ( $S_f$ ) et la puissance moyenne réellement reçue ( $m$ ):  $S_f - m$ , et d'une marge de couverture qui dépend du pourcentage d'emplacements où la qualité du signal requise doit être obtenue:  $ks$

$$M = S_f - m + ks$$

$k = 2,33$  pour 99% des zones de petite dimension

$k = 1,29$  pour 90% des zones de petite dimension.

Comme indiqué précédemment,  $S_f - m$  et  $s$  sont des fonctions linéaires simplifiées de la fréquence  $f$  et de l'angle d'élévation  $\alpha$ :

$$S_f - m = A + 1,93 f \text{ (GHz)} - 0,052 \alpha \text{ (}^\circ\text{)}$$

$$s = 0,5 (B + 0,053 f \text{ (GHz)} + 0,040 \alpha \text{ (}^\circ\text{)})$$

$A$  et  $B$  dépendant de l'environnement et  $\alpha < 45^\circ$ .

Pour 99% des emplacements, on a:

$$M = (A + 1,16 \text{ dB}) + 1,99 f - 0,05 \alpha$$

pour 90% des emplacements:

$$M = (A + 0,64 \text{ dB}) + 1,96 f - 0,026 \alpha$$

Les variations de  $M$  par rapport à la valeur  $f$  (appliquée à 1 GHz) ne sont pas sensiblement différentes pour 99% et 90% des emplacements. Elles sont indiquées dans le Tableau 22, obtenues à partir des formules ci-dessus et correspondent, à 0,2 dB près, aux valeurs communiquées à la CAMR-92 dans le Rapport pertinent de l'ex-CCIR (Bases techniques et d'exploitation pour la CAMR-92, Genève, 1991).

TABLEAU 22

**Variation de la marge de propagation avec la fréquence**

$f$ (GHz)	$\Delta M$ (dB)
1	0
2	2
3	3,9

**3.4 Étalement du temps de propagation et largeur de bande de corrélation**

Le Tableau 23 indique les valeurs maximales de l'étalement du temps de propagation à 90% et de la largeur de bande de corrélation à 0,5 (90%) pour chaque environnement.

TABLEAU 23

**Valeurs maximales de l'étalement du temps de propagation de 90% et de la largeur de bande de corrélation de 0,5 (90%) pour chaque environnement**

Environnement	Etalement du temps de propagation de 90%	Largeur de bande de corrélation de 0,5 (90%)
Rural	0,48	3,5
Suburbain	2,05 <sup>(1)</sup>	2,8
Urbain	2,54	0,9
Dense	2,5	0,4

(1) Ne tient pas compte de la valeur maximale pour laquelle aucune largeur de bande de corrélation n'a été calculée.

Aux fréquences inférieures, on a enregistré des valeurs d'étalement du temps de propagation élevées à 200 MHz et on a noté une rétrodiffusion par les versants montagneux avec un maximum dans les ondes décimétriques.

Ce fait pourrait indiquer que, aux fréquences inférieures dans les zones rurales, des largeurs de bande de corrélation plus faibles pourraient être observées (voir également le § 4.4 de la présente Annexe).

### 3.5 Variation de la marge de propagation avec l'angle d'élévation

Les satellites de radiodiffusion sonore doivent pouvoir fonctionner dans une large gamme d'angles d'élévation allant généralement de 90° à environ 5° pour les satellites géostationnaires (GEO) et de 90° à environ 60° pour les satellites à orbites fortement inclinées (HEO).

Encore tout récemment, on ne disposait de données de propagation que pour des angles d'élévation relativement faibles. Au début de 1990, une étude sur les perfectionnements du canal mobile de l'Université de Bradford a été menée à bien dans le cadre de l'étude "ARCHIMEDE" de l'ASE. Cette période d'études a fourni certaines informations quantitatives sur le canal à bande étroite offert par les angles d'élévation élevés. Ces informations sont reproduites ci-dessous.

Le Tableau 24 résume les marges d'évanouissement pour plusieurs disponibilités de liaison, angles d'élévation et environnements à la fréquence 1,5 GHz.

Le cas de l'angle d'élévation  $\alpha = 80^\circ$  et des zones suburbaines/urbaines doit être considéré avec prudence. Etant donné que les valeurs contenues dans le Tableau 24 pour 80° ne tiennent pas compte de l'affaiblissement dû aux bâtiments, des marges beaucoup plus élevées peuvent être nécessaires pour assurer un service de qualité suffisante pour les récepteurs portatifs à l'intérieur des bâtiments.

TABLEAU 24

**Marges d'évanouissement pour plusieurs angles d'élévation, disponibilités de service et environnements (f = 1,5 GHz)**

Marges pour plusieurs angles d'élévation et disponibilités de service	40°				60°				80°			
	90%	95%	99%	99,9%	90%	95%	99%	99,9%	90%	95%	99%	99,9%
Zone rurale dégagée	0,5	0,7	0,9	1,1	0,5	0,6	0,8	0,9	0,5	0,6	0,7	0,8
Zone occultée par des arbres	5,7	6,8	9,7	11,2	4,0	4,9	6,7	8,6	0,5	0,5	0,7	1,2
Zone suburbaine	5,8	7,1	9,0	9,9	2,1	3,1	5,5	8,3	0,5	0,8	1,2	1,5
Zone urbaine	16,9	16,6	17,6	17,6	14,6	14,6	15,1	15,6	1,6	1,8	2,9	3,8

Les données du Tableau 24 peuvent être interprétées comme suit:

Pour les zones rurales dégagées, une marge d'environ 1 dB semble suffisante pour assurer un service à 99% des emplacements.

Pour les zones suburbaines, les résultats sont indiqués dans le Tableau 24. Ils sont également présentés sur la Fig. 15 avec un degré raisonnable de précision ( $\pm$  environ 1 dB). Les courbes de cette figure indiquent le pourcentage d'emplacements où la marge est suffisante pour le type de terrain suburbain. Par exemple, une marge d'environ 6 dB est nécessaire pour un service à 90% des emplacements et pour un angle d'élévation de satellite de 40°.

La Fig. 16 indique les valeurs approximatives des marges de propagation nécessaires pour les zones urbaines à des angles d'élévation supérieurs à 40° et à une fréquence de 1,5 GHz.

Pour obtenir les résultats ci-dessus, l'Université de Bradford (Royaume-Uni) a effectué des mesures en utilisant un système numérique à bande étroite.

FIGURE 15

**Marges en zone suburbaine pour  $f = 1,5$  GHz**

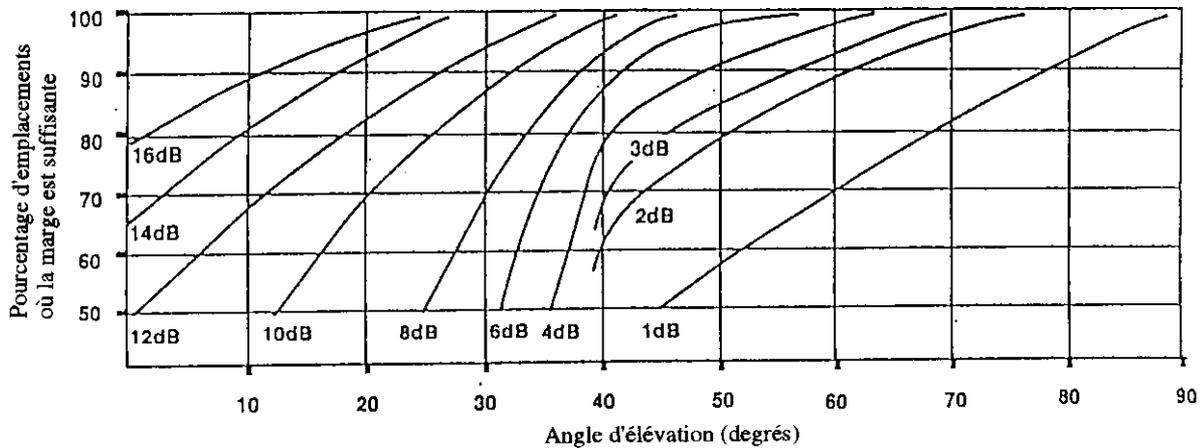
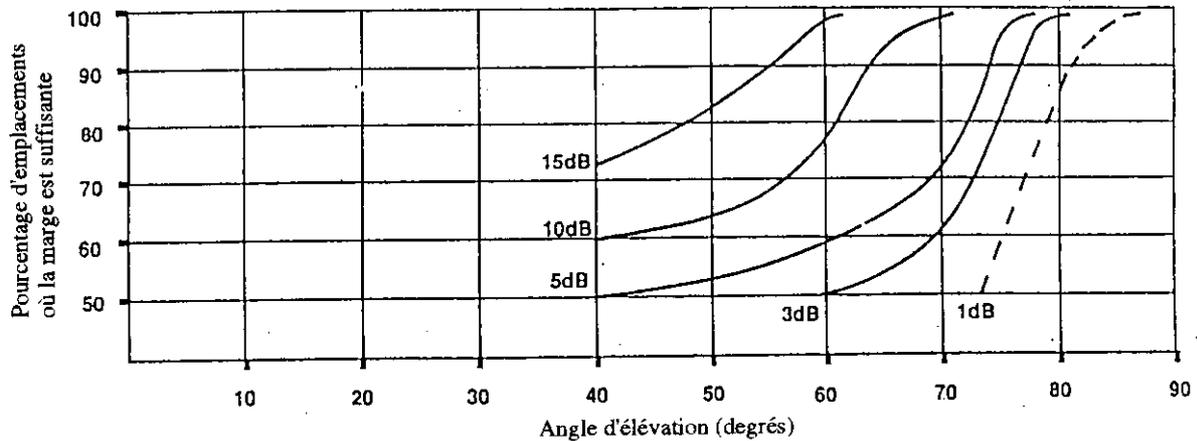


FIGURE 16

**Marges en zone urbaine pour  $f = 1,5$  GHz**



**4 Effets de sélectivité en fréquence**

Une autre caractéristique importante du canal de propagation radioélectrique en ondes décimétriques dans les villes et les banlieues en cas de réception à bord de véhicule en mouvement est l'existence de trajets de propagation multiples ayant des retards différents et variables. Dans le cas de la radio par satellite, le trajet direct le plus court entre le satellite et le récepteur portatif est souvent occulté par des immeubles, de sorte que la propagation par diffraction ou réflexion sur les bâtiments entourant le récepteur est importante. On doit considérer deux cas:

- récepteur immobile: dans ce cas, le canal radioélectrique, et donc les caractéristiques de propagation de la liaison, est relativement stable. Les caractéristiques de propagation multiple peuvent être décrites en termes de dispersion par *trajets multiples* et de *bande passante de corrélation*;
- récepteur en mouvement: les statistiques de propagation de la liaison hertzienne sont variables en fonction du temps. Les trajets de diffraction atteignant le véhicule suivant des angles différents sont affectés de décalages Doppler différents. Dans ce cas, les termes essentiels sont la *dispersion Doppler* et la *corrélation*.

Les fonctions statistiques décrivant le canal radioélectrique sélectif en fréquence et dans le temps peuvent s'obtenir facilement en mesurant la réponse complexe aux impulsions de la liaison. Ces descripteurs statistiques et les valeurs des caractéristiques limitent les paramètres de performance dans un système de télécommunication numérique.

#### 4.1 Dispersion des retards et bande passante de corrélation

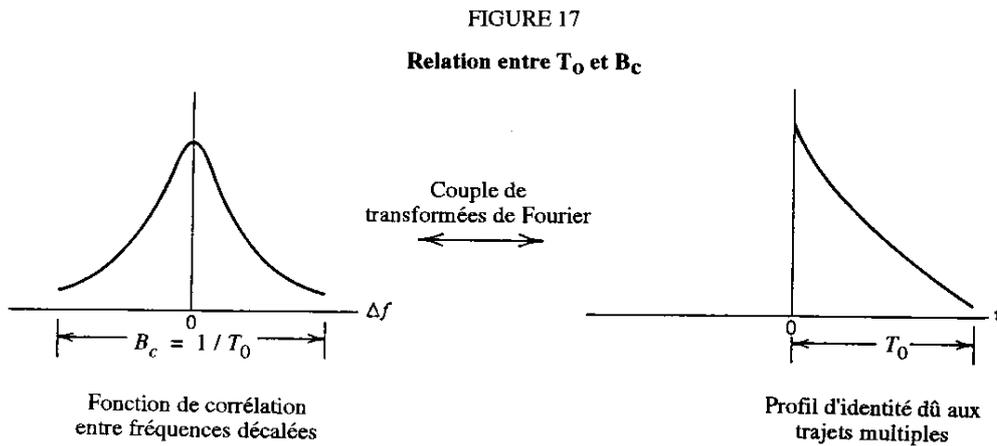
On envisagera tout d'abord un canal statistiquement invariable. Deux composantes spectrales d'un signal modulé dont la fréquence est proche subiront des évanouissements corrélés, c'est-à-dire que les deux ensembles de vecteurs résultant d'un type donné de propagation par trajets multiples seront semblables en amplitude et en phase. Quand la différence de fréquence entre les deux composantes spectrales augmente, la corrélation entre les deux ensembles de vecteurs se réduit, ce qui produit des variations d'amplitude (décorrélation) en fonction de la fréquence. Ce phénomène est dénommé évanouissement sélectif en fréquence. La bande passante pour laquelle se produit la décorrélation est dénommée la bande passante de corrélation.

Le spectre de puissance de retard (aussi dénommé profil d'intensité de propagation multiple) et la fonction de corrélation des fréquences décalées constituent un couple de transformées de Fourier (Fig. 17).

La transformation de Fourier permet d'établir une relation entre la bande passante de corrélation d'un canal statistiquement invariable et la dispersion de retard du canal:

$$B_c \approx 1/T_0 \tag{12}$$

où  $B_c$ : bande passante de corrélation (Hz)  
 $T_0$ : dispersion de retard (s).



La dispersion des retards  $T_0$  du canal mesure la largeur d'un profil de retard en puissance moyen. Il est défini comme la racine carrée du deuxième moment central d'un profil  $m$  [Cox, D.C., 1972]:

$$T_0 = \left[ \frac{\sum_{k=1}^M (\tau_k - D)^2 P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^M P(\tau_k)} \right]^{1/2} \quad (13)$$

où:

- $K = 1, \dots, M$ :  $k$  gammes sur l'axe des retards et  $M$  indice du dernier échantillon sur l'axe des retards  
 $P(\tau_k)$ : profil de retard en puissance moyen pour un ensemble de  $N$  profils individuels consécutifs  
 $D$ : délai excédentaire moyen. On le définit comme étant le premier moment du profil par rapport au premier retard à l'arrivée  $\tau_A$ :

$$D = \left[ \frac{\sum_{k=1}^M \tau_k P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^M P(\tau_k)} \right] - \tau_A \quad (14)$$

Si la bande passante de corrélation est faible par rapport à celle du signal diffusé, le canal est sélectif en fréquence. Dans ce cas, il inflige une grave distorsion au signal. Par contre, si la bande passante de corrélation est large par rapport à celle du signal diffusé, le canal est non sélectif en fréquence.

Afin d'éliminer la sélectivité du canal qui peut causer des brouillages entre symboles, la dispersion des retards  $T_0$  doit être très inférieure à la période de symbole  $T_S$  ou, en d'autres termes, le rapport entre la dispersion des retards et la période de symbole, c'est-à-dire  $T_T = T_0/T_S$ , doit être très inférieur à 1.

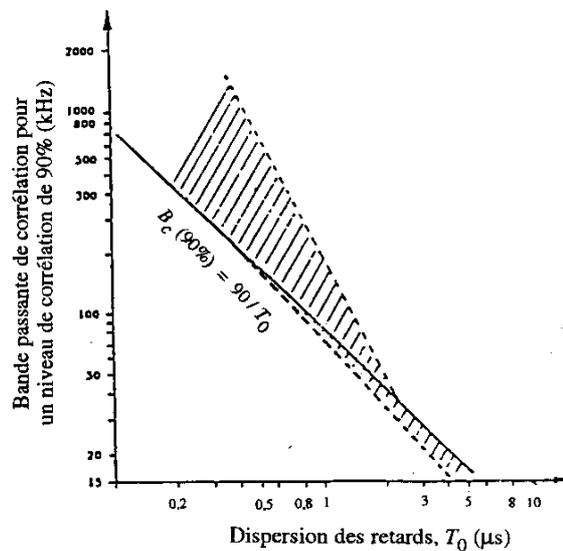
Sur la base des travaux de [Cox, Leck, 1975], il a été possible de définir empiriquement la relation entre la bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90% et la dispersion des retards (voir la Fig. 18).

$$B_c(90\%) = 90/T_0$$

où  $B_c(90\%)$  est la bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90% entre deux composantes spectrales (kHz), et  $T_0$  correspond à la dispersion des retards ( $\mu s$ ).

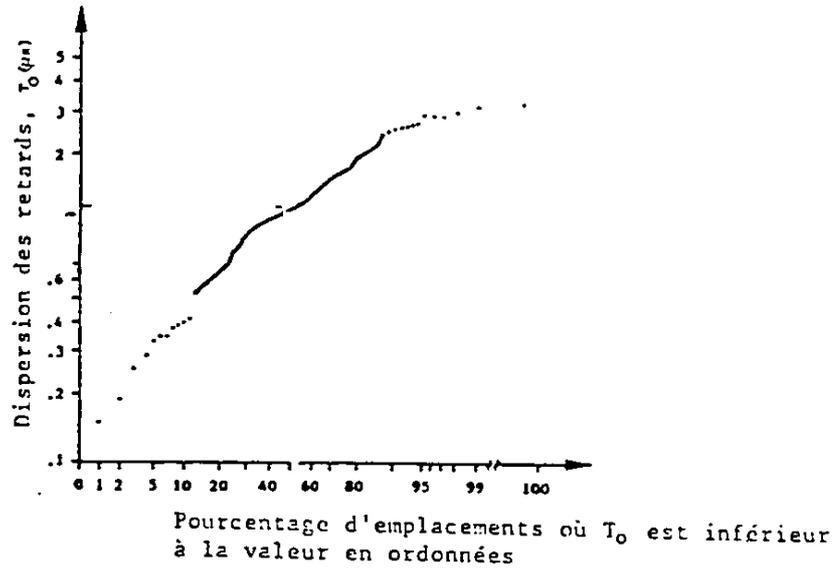
FIGURE 18

Bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90%  
en fonction de la dispersion des retards [Cox, Leck, 1975]



La Fig. 19 représente la répartition cumulée correspondante de la distribution des retards:

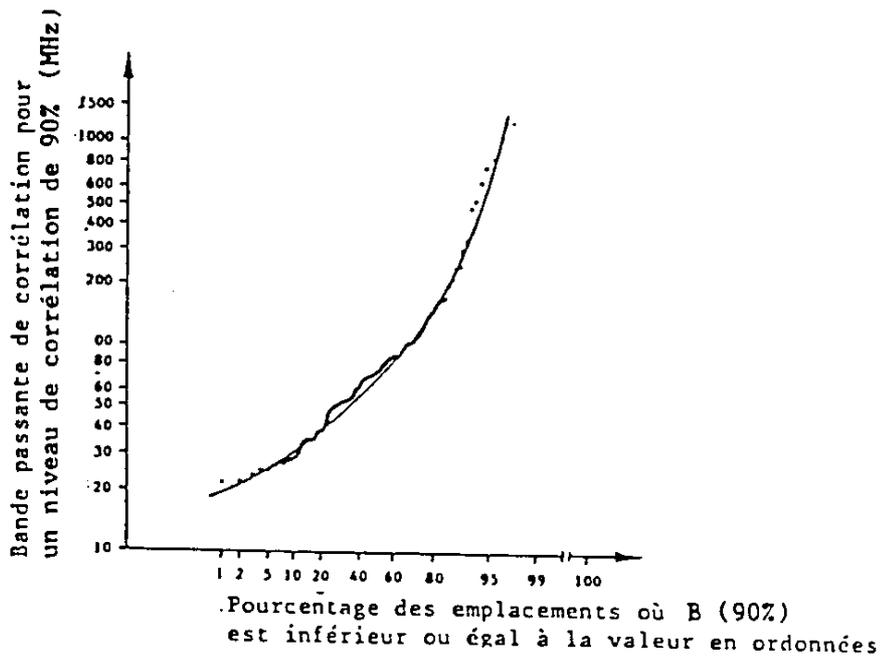
FIGURE 19  
Répartition cumulée de la dispersion des retards [Cox, Leck, 1975]



De la Fig. 19, on peut déduire qu'environ 10% des zones de petite étendue sont telles que  $T_0 > 2,5 \mu s$ , et 50% telles que  $T_0 > 1,2 \mu s$ .

La Fig. 20 représente la répartition cumulée pour B (90%).

FIGURE 20  
Répartition cumulée de la bande passante de corrélation pour une corrélation de 90% [Cox, Leck, 1975]



La dispersion des retards a été mesurée dans un immeuble de bureaux de taille moyenne et dans une zone résidentielle [Devasirvatham, 1986]. La plus grande dispersion mesurée était inférieure à 325 ns lorsque le trajet de propagation était en vue directe. En l'absence de vue directe entre l'émetteur et le récepteur, la dispersion des retards augmentait jusqu'à 422 ns.

**4.2 Dispersion Doppler et temps de corrélation**

Dans le cas d'un récepteur en mouvement, les variations dans le temps de la liaison de propagation produisent par effet Doppler un élargissement du spectre reçu. Si on diffuse une fréquence pure, on peut mesurer l'élargissement Doppler  $B_d$  du canal.

Comme on l'a fait au paragraphe précédent, on peut définir comme suit le temps de corrélation  $T_c$  du canal:

$$T_c = 1/B_d \tag{15}$$

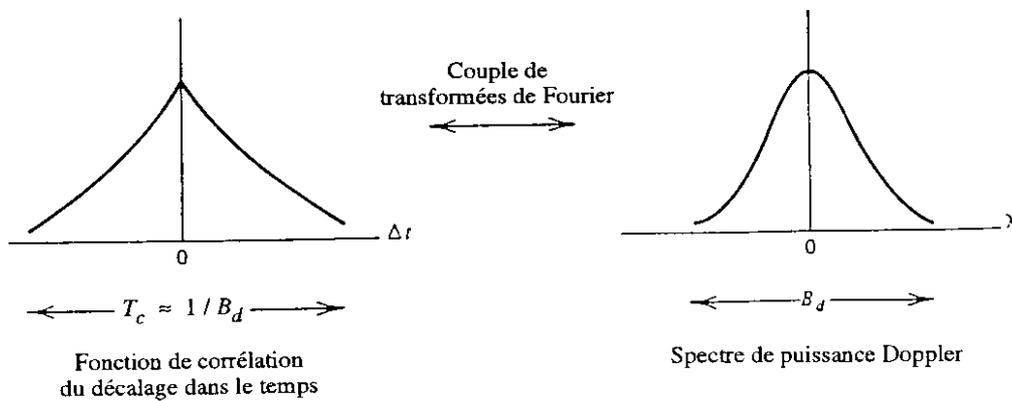
où:

$T_c$ : temps de corrélation

$B_d$ : dispersion Doppler (Hz).

Lorsque le canal se modifie lentement, le temps de corrélation est long et la dispersion Doppler faible. La Fig. 21 montre que le spectre de puissance Doppler et la fonction de corrélation dans le temps décalée constituent un couple de transformées de Fourier.

FIGURE 21  
 Relation entre  $B_d$  et  $T_c$



La Fig. 22 présente l'enveloppe de spectre moyen du signal obtenu pendant une période d'environ 1 min dans une région suburbaine (résidentielle boisée). Une fréquence de coupure nette au voisinage de 110 Hz est visible, ce qui correspond à deux fois la fréquence Doppler  $f_d$  donnée par [Jongejans, 1986]:

$$f_d = v/\lambda = 55 \text{ Hz} \quad v = 40 \text{ km/h et}$$

$$f = 1,5 \text{ GHz.}$$

Cela indique que dans un environnement urbain on peut s'attendre à une dispersion de fréquence pouvant atteindre deux fois la fréquence Doppler du fait de la diffraction par les obstacles avoisinants. La dispersion Doppler  $B_d$  est donc égale à 110 Hz.

FIGURE 22

**Spectre Doppler de l'enveloppe du signal (zone suburbaine);  
vitesse du véhicule: 40 km/h; fréquence: 1,5 GHz  
[Jongejans, 1986]**



### 4.3 *Effet de la largeur de bande de canal dans les évanouissements sélectifs en fréquence*

#### 4.3.1 *Programme de mesures*

Un programme de mesures a été entrepris au Canada pendant l'été 1991 [CCIR, 1990-94, Doc. 10-11S/36(CAN)] en vue d'obtenir des données empiriques sur l'effet de la largeur de bande de canal sur la disponibilité du service. La méthode d'essai choisie pour cette expérience est fondée sur le principe que la performance (ou disponibilité du service) d'un système de radiodiffusion audionumérique perfectionné, bien adapté aux conditions sévères de propagation par trajets multiples des récepteurs mobiles, est essentiellement fonction du rapport porteuse/bruit à l'entrée du récepteur. Un signal à spectre large et uniforme a été émis à une fréquence centrale de 1 497 MHz et la puissance reçue a été mesurée sur des itinéraires dans divers environnements de propagation par trajets multiples tels que des zones urbaines denses, des zones urbaines, des zones suburbaines et des zones rurales. Les mesures ont été répétées sur chaque itinéraire testé pour différentes largeurs de bande FI du récepteur allant de 100 kHz à 5 MHz (3 dB). Les niveaux de puissance reçus ont été échantillonnés tous les 2,5 cm sur l'itinéraire testé. Cette distance, qui correspond à un huitième de longueur d'onde, permet d'obtenir des données amplement suffisantes pour l'analyse de l'enveloppe de puissance dégradée par les évanouissements par trajets multiples. Les mesures ont été effectuées pendant l'été en présence de végétation dense sur les arbres à feuillage caduc.

#### 4.3.2 *Processus de réduction des données*

On a d'abord filtré les données brutes à l'aide d'un algorithme de moyenne mobile (fenêtre Hamming à 161 points,  $20 \lambda$ ) pour séparer la composante d'évanouissement par trajets multiples du signal composite d'occultation par trajets multiples. Les fichiers de données sur 800 m ont été ensuite fragmentés en dix segments de données sur 80 m pour faciliter la validation des données. Après le tri des segments de données, les fichiers de données valables sur 800 m ont été réassemblés et une fonction de densité de probabilité (pdf) a été générée pour chaque fichier de données. Les fonctions pdf des fichiers de données sélectionnés dans une zone donnée ont été cumulées et une fonction de distribution cumulative (cdf) des niveaux de puissance reçus a été calculée pour chaque zone.

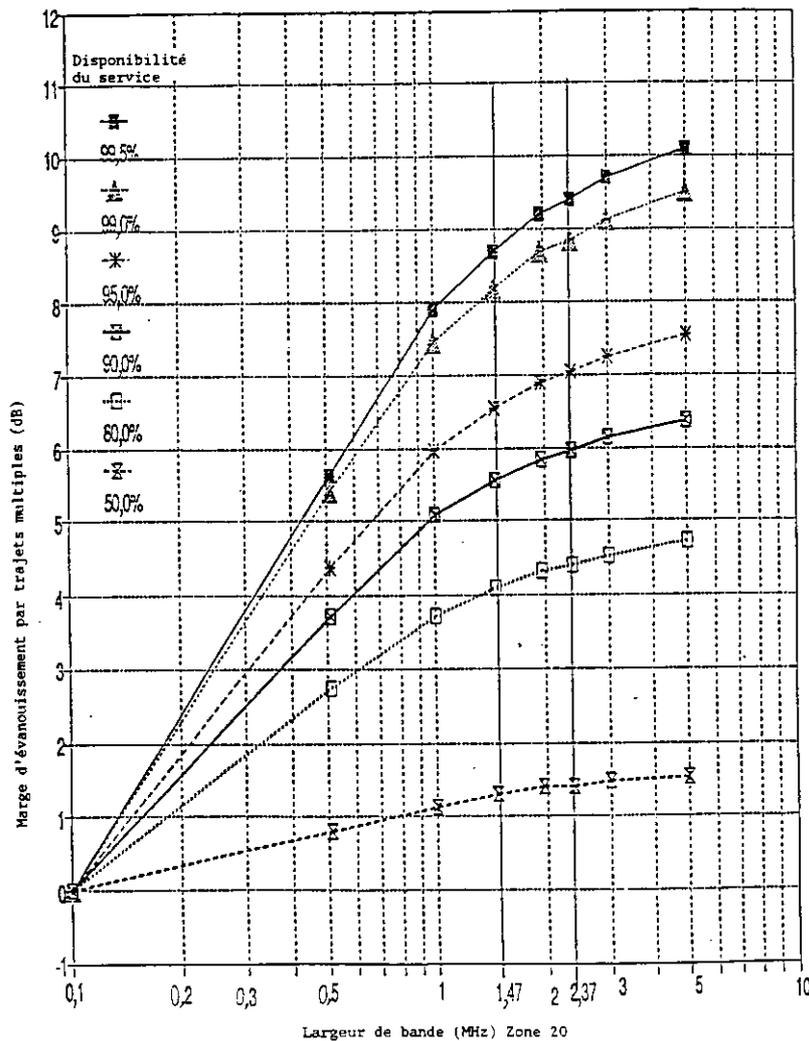
#### 4.3.3 *Résultats*

Les informations sur l'amélioration de la disponibilité du service s'appliquent à la distance en décibels entre les courbes de distribution cumulative des différentes largeurs de bande à des pourcentages spécifiques de disponibilité du service. Ces distances sont indiquées sur la Fig. 23 qui montre l'accroissement de la marge d'évanouissement par trajets multiples en fonction de l'accroissement, de 100 kHz à 5 MHz, de la largeur de bande de canal, dans différents environnements de propagation par trajets multiples. On peut interpréter la marge d'évanouissement comme étant l'économie de puissance d'émission possible par rapport à celle qui est nécessaire pour un système à largeur de bande de canal de 100 kHz, pour un objectif de disponibilité de service équivalent.

La Fig. 23 montre que, pour des objectifs de disponibilité de service inférieurs à 50%, l'amélioration de la marge d'évanouissement reste de l'ordre de 1,5 dB pour une zone urbaine dense. Une amélioration importante est observée pour des objectifs de disponibilité de service de 90% ou plus. Chaque courbe peut être divisée en deux parties, la première allant de 100 kHz à une valeur de largeur de bande correspondant à une inflexion de la courbe, la seconde allant de cette position à la valeur de largeur de bande de 5 MHz. Le critère utilisé pour localiser systématiquement le point d'inflexion de la courbe consiste à trouver le point, sur la courbe de disponibilité de service de 99%, qui correspond à une réduction de 1 dB de la valeur de la marge d'évanouissement lue à 5 MHz.

FIGURE 23

**Amélioration de la marge d'évanouissement par trajets multiples, zone urbaine dense, Ottawa**



Cette méthode de quantification de l'effet de la largeur de bande sur la marge d'évanouissement par trajets multiples a été appliquée à onze zones et les résultats sont résumés dans le Tableau 25. Ce Tableau montre l'amélioration des marges d'évanouissement par trajets multiples à mesure que la largeur de bande de canal augmente de 100 kHz à 5 MHz pour des objectifs de disponibilité de service de 90% et 99%.

En général, les courbes d'objectif de disponibilité de service de 90% indiquent une amélioration de l'ordre de 4 dB, de 100 kHz au point d'inflexion (1,1 à 1,9 MHz) et une amélioration restant inférieure à 0,7 dB, du point d'inflexion à la valeur de largeur de bande de 5 MHz.

Il semble qu'il conviendrait de choisir une largeur de bande de canal voisine de 2 MHz. Au-dessous de 2 MHz, les évanouissements par trajets multiples augmentent brusquement tandis que, au-dessus de 2 MHz, l'amélioration de la marge d'évanouissement n'est généralement pas très importante.

TABLEAU 25

**Marges d'évanouissement par trajets multiples pour une disponibilité de service de 90% et 99%**

Type d'environnement	Point d'inflexion	Améliorations typiques de la marge d'évanouissement (dB)			
		De 100 kHz au point d'inflexion		Du point d'inflexion à 5 MHz	
	(MHz)	90%	99%	90%	99%
Urbain dense	1,8	5,4	8,6	0,5	1,0
Urbain	1,6	4,5	7,0	0,6	1,0
Suburbain	1,9	4,1	8,1	0,6	1,0
Rural (boisé)	1,7	3,7	6,0	0,7	1,0
Rural (dégagé)	1,1	1,2	1,8	0,7	1,0

**4.4 Récentes mesures de la propagation par trajets multiples**

Les données dont on dispose sur les caractéristiques de propagation à large bande sont insuffisantes pour permettre une modélisation appropriée du canal.

Pour remédier à cette situation, un certain nombre d'études ont été récemment entreprises en Europe pour obtenir des statistiques relatives au canal à large bande. L'étalement du temps de propagation et la largeur de bande de corrélation sont deux paramètres importants qu'il faut prendre en considération dans un système à large bande et, théoriquement, ces paramètres sont fonction de l'environnement et de l'angle d'élévation. Cependant, à ce jour, les expériences n'ont été effectuées que pour de faibles angles d'élévation (< 3°), mais des études sont actuellement en cours en Europe pour obtenir des statistiques à large bande à l'aide d'un émetteur aéroporté ou d'émissions du système global de détermination de la position (GPS) Navstar.

Le Tableau 26 présente les données actuellement disponibles sur la propagation à large bande, y compris les résultats des mesures de signaux à large bande les plus récentes effectuées en Europe. Les données sont présentées en fonction de la fréquence et de l'environnement. Des références sont également indiquées pour cette comparaison.

Le principal aspect du système à large bande, examiné au paragraphe 2 du présent Rapport, est l'aptitude du système à utiliser les signaux réfléchis. Le système à large bande est donc, dans une large mesure, insensible à la propagation par trajets multiples.

Cette caractéristique conduit au concept de système "hybride" selon lequel on peut, dans des zones urbaines extrêmement denses ou des zones montagneuses où le signal principal de satellite risque d'être occulté, utiliser une petite station relais de Terre fonctionnant sur la même fréquence pour retransmettre le signal de satellite et compléter ainsi la couverture nécessaire. Les études préliminaires entreprises à une fréquence de 794 MHz par le CCETT (France) et vérifiées par BBC (Royaume-Uni) sur la fréquence de 531 MHz montrent que le système hybride est un moyen viable d'étendre la couverture à des zones non desservies.

Il ressort du Tableau 26 qu'il n'existe pas d'accord raisonnable entre les chercheurs, qu'il s'agisse de fréquence, pour le temps de propagation, l'étalement du temps de propagation et la largeur de bande de corrélation ou d'environnement. Les résultats indiqués font l'objet d'une analyse approfondie conduite par l'Université de Bradford (UoB). La divergence des résultats indique qu'il faut codifier la mesure, l'analyse et l'interprétation générale des données.

S'agissant du Tableau 26, il semble que, si on prend les valeurs maximales de chaque environnement pour la largeur de bande de corrélation de 90% et l'étalement du temps de propagation de 90%, on constate que, en général, l'étalement du temps de propagation diminue à mesure que les signaux parasites diminuent et que, en conséquence, la largeur de bande de corrélation augmente à mesure que les signaux parasites diminuent.

TABLEAU 26

**Variation du temps de propagation, de l'étalement du temps de propagation et de la largeur de bande de corrélation à différentes fréquences et conditions d'environnement**

Environnement	Fréquence MHz	Temps de propagation moyen (90%)	Etalement du temps de propagation (90%)	Largeur de bande de corrélation de 0,5 (90%)	Notes	Références
Rural	531	0,36	0,4	0,1	-	5
	900	3,0	5,0	,--	A	13
	910	,--	0,4	,--	-	18
	1 265	0,1	0,35	3,5	-	6
Suburbain	436	1,77	1,81	0,1	A	9
	531	0,47	0,54	0,6	-	5
	880	1,0	1,30	,--	-	10
	880	1,0	1,0	0,1	-	19
	900	0,65	0,6	0,1	B	11
	910	0,19	2,5	0,07	-	12
	910	,--	1,2	,--	-	18
1 265	0,1	0,4	2,8	C	6	
Urbain	436	1,51	2,59	0,05	A	9
	531	0,36	0,51	0,8	-	5
	880	1,2	1,5	0,1	-	10
	880	1,2	1,5	0,1	-	19
	900	1,3	1,25	0,09	B	11
	1 265	0,27	0,44	0,9	C	6
Urbain dense	531	0,69	0,75	0,2	-	5
	900	1,25	1,5	0,09	B	11
	900	0,2	1,4	,--	A	13
	900	2,0	2,0	,--	-	8
	910	2,0	2,5	0,13	-	14
1 265	0,89	1,02	1,0	C	6	

Notes: A: valeurs cdf de 90% non exactes mais estimées.  
B: les chiffres indiqués pour la largeur de bande sont en réalité des valeurs de 0,8.  
C: Valeurs approximatives dérivées des courbes.

## 5 Autres expériences de propagation

### 5.1 Mesures extérieures

Au cours de la période 1985-1988, une série d'expériences a été organisée sous l'égide de la NASA et entreprise par l'Electrical Engineering Research Laboratory de l'Université du Texas et l'Applied Physics laboratory de l'Université John Hopkins pour étudier les effets de dégradation de la propagation pour les récepteurs à bord de véhicules automobiles dans des environnements essentiellement urbains et suburbains (voir les références). L'objectif initial de ces expériences était de fournir des critères de dégradation de la propagation aux ingénieurs chargés de la conception de systèmes LMSS planifiés et de la modélisation des effets de propagation associés à des scénarios LMSS, mais les résultats sont également applicables à la radiodiffusion sonore par satellite. Certains de ces résultats sont présentés dans le Rapport 1009.

Les programmes de mesure de la propagation à bord de véhicules ont été mis en oeuvre dans la partie centrale du Maryland (Etats-Unis), la partie centre-nord du Colorado (Etats-Unis) et la partie sud-est de l'Australie. Ces expériences ont été réalisées avec des émetteurs à bord d'hélicoptères et des satellites géostationnaires (INMARSAT-B2, ETS-V du Japon et INMARSAT-Pacific) dans les bandes d'ondes décimétriques (870 MHz) et dans la bande L (1,5 GHz). Les mesures par satellite n'ont été effectuées que dans la bande L. Les objectifs spécifiques des essais ci-dessus étaient d'évaluer le degré de dégradation de la propagation causé par l'occultation et les trajets multiples dus aux arbres et au terrain dans les régions suburbaines et rurales où les services de communication cellulaires de Terre sont impossibles. Lors de ces campagnes, le système de réception a été placé dans une fourgonnette munie d'antennes en ondes décimétriques et dans la bande L sur le toit ainsi que de récepteurs et d'un équipement d'acquisition de données à l'intérieur.

### 5.1.1 *Affaiblissement dû aux arbres en bordure de route à 1,5 GHz*

Des distributions cumulatives de l'évanouissement pour des véhicules en mouvement ont été systématiquement obtenues à partir de mesures effectuées par hélicoptère et par satellite dans la région centrale du Maryland. On a établi une formule caractérisant la distribution cumulative des évanouissements en fonction de l'angle d'élévation pour des conditions globales moyennes de conduite sur 640 km de routes présentant des effets d'occultation et de propagation par trajets multiples. Cette formule, appelée "Modèle empirique d'occultation en bordure de route (ERS)", est valable pour P = 1 à 20% et est donnée par:

$$F(P, \theta) = -M(\theta) \ln P + B(\theta) \text{ dB} \quad (16)$$

où F est l'évanouissement dépassé en dB pour un pourcentage P de distance (ou de temps) et  $\theta$  l'angle d'élévation du trajet (en degrés) avec le satellite. Les paramètres M et B dépendent de l'angle du trajet et sont donnés par:

$$M(\theta) = a + b\theta + c\theta^2 \quad (17)$$

$$B(\theta) = d\theta + e \quad (18)$$

où

$$\begin{aligned} a &= 3,44, \quad b = 0,0975, \quad c = 0,002, \\ d &= 0,443, \quad e = 34,76 \end{aligned} \quad (19)$$

Il ne faut attribuer aux équations (16) à (18) aucune signification physique autre que celle d'être conformes à une famille de distributions de l'évanouissement en fonction de l'angle obtenues à partir d'une base de données variée et étendue.

La Fig. 24 présente une famille de distributions cumulatives (pourcentage en fonction de l'évanouissement dépassé) pour les angles d'élévation de trajet indiqués. On a constaté que le modèle était conforme, à 0,3 dB près, aux points de données à 20 degrés, 30 degrés, 45 degrés et 60 degrés. Le modèle ERS a été également validé par l'utilisation de distributions obtenues dans le sud-est de l'Australie à l'aide d'émissions des satellites ETS-V et INMARSAT-Pacific. La concordance entre le modèle et la distribution cumulative mesurée en Australie, pour plus de 400 km de conduite sur des routes rurales et suburbaines, s'est bien située dans les limites de  $\pm 2$  dB à tous les niveaux d'équiprobabilité.

### 5.1.2 *Facteur de proportionnalité de l'affaiblissement aux niveaux d'équiprobabilité entre la bande L et la bande d'ondes décimétriques*

Des mesures simultanées de l'évanouissement effectuées dans la bande L et la bande des ondes décimétriques pour des véhicules en mouvement dans la région centrale du Maryland ont montré que le rapport des évanouissements à des niveaux de probabilité égale correspond approximativement à la racine carrée du rapport des fréquences sur cet intervalle de fréquence, c'est-à-dire que:

$$F(f_1) \approx F(f_2) \sqrt{f_1 / f_2} \quad (20)$$

où  $F(f_1)$  et  $F(f_2)$  sont les évanouissements en dB (ou dB/m) aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  respectivement. Plus spécifiquement, on a observé, en examinant des mesures combinées simultanément obtenues sur une distance de 480 km dans la bande des ondes décimétriques et dans la bande L pour  $f_1 = f_L = 1,5$  GHz et  $f_2 = f_{\text{UHF}} = 870$  MHz, que:

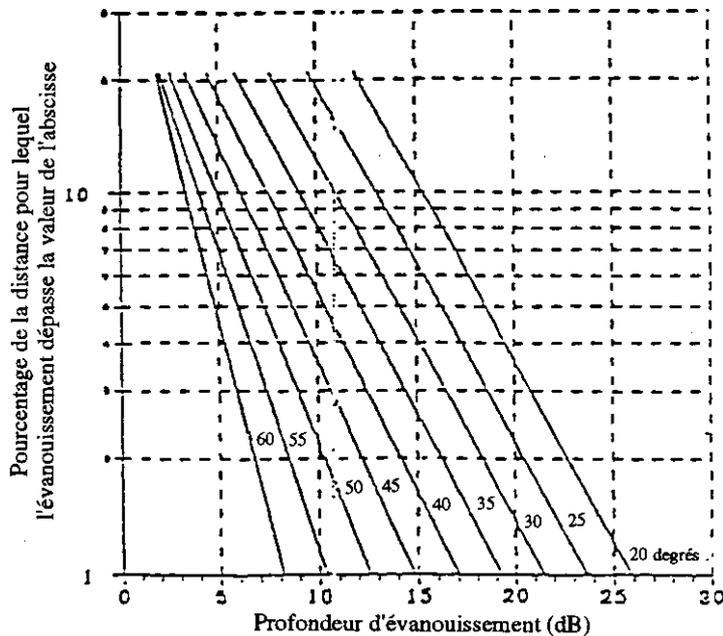
$$F(f_L) = 1,31 F(f_{\text{UHF}}) \text{ dB} \quad (21)$$

Dans cette formule, il est apparu que le coefficient multiplicateur 1,31 avait un écart efficace de  $\pm 0,1$  dans une gamme de dépassement d'évanouissement de 1% à 30%.

Il convient de souligner que l'expression (20) s'est révélée conforme aux mesures effectuées à 1,5 GHz et 870 MHz. Néanmoins, en l'absence d'autres critères, il semble raisonnable d'utiliser la formule 20 pour estimer les évanouissements dans la gamme 500 MHz à 3 GHz.

FIGURE 24

Distribution cumulative des évanouissements à 1,5 GHz obtenue, pour une famille d'angles d'élévation de trajet, à l'aide du modèle empirique d'occultation en bordure de route (ERS)



## 5.2 Mesures détaillées effectuées à l'intérieur de bâtiments

Un service de radiodiffusion numérique par satellite devra, dans la pratique, pouvoir desservir des récepteurs intérieurs avec des gains d'antenne modestes car ces récepteurs représentent une large partie du marché de la radiodiffusion. On a effectué des expériences aux Etats-Unis d'Amérique en 1990 pour obtenir des données "affinées" sur les champs de rayonnement que l'on peut prévoir dans les pièces à l'intérieur des bâtiments pour les angles d'élévation typiques de la radiodiffusion par satellite. Les résultats sont encourageants pour la radiodiffusion, notamment parce qu'un auditeur doit pouvoir placer un "modèle de table intérieur" de récepteur radioélectrique dans l'une quelconque des nombreuses positions qui, à l'intérieur d'une pièce, représente une "crête" d'un diagramme de rayonnement temporellement stable. En d'autres termes, les marges de liaison ne doivent pas nécessairement être fondées sur les niveaux moyens ou "de creux" à l'intérieur d'un bâtiment, mais plutôt sur des valeurs "de crête". Généralement, une valeur de crête est supérieure de 5 dB ou plus à la valeur moyenne calculée pour la pièce.

Les résultats importants des analyses de données tels que l'incidence sur la conception du SRS (sonore) sont résumés ci-dessous, avec une brève description du protocole et de l'équipement utilisés pour les expériences. Les variations de l'affaiblissement dû à la propagation ont été étudiées en fonction de la fréquence (700 à 1 800 MHz environ), du type de bâtiment et de l'angle d'élévation simulé du satellite (12° à 48°).

### 5.2.1 Aspects expérimentaux

#### Appareils

Le système de mesure utilise un pylône de 17,9 m qui peut être monté sur une fourgonnette munie d'un équipement d'émission et de réception radioélectrique ainsi que d'un ordinateur d'acquisition de données et de contrôle. Des signaux à ondes entretenues (à fréquence constante ou à balayage) émis par un générateur de signaux synchronisé avec un analyseur de spectre à hyperfréquences sont appliqués à l'aide d'un câble au sommet du pylône, amplifiés et transmis à l'emplacement testé. Les signaux sont reçus à cet emplacement par une antenne montée sur un positionneur linéaire à environ 1,4 m au-dessus du sol et pointée vers l'émetteur. Après amplification, la puissance reçue est retransmise par un câble de 80 m à l'analyseur de spectre placé dans la fourgonnette. Le positionneur peut être orienté manuellement pour permettre le déplacement de l'antenne commandé par ordinateur sur tout axe arbitraire. Pour les mesures présentées ici, on a utilisé 16 pas de 0,05 cm pour faire varier la position de l'antenne de réception, ce qui donne

une distance totale d'exploration de 0,8 m dans le sens vertical ou dans le plan horizontal parallèlement ou perpendiculairement au trajet de propagation.

Le système de mesure est capable de déterminer l'affaiblissement de transmission dans une gamme de fréquences maximale de 700 à 1 800 MHz avec une largeur de bande de résolution comprise entre 10 kHz et 1 MHz et une précision totale meilleure que 0,5 dB. En faisant varier la portée émetteur-récepteur de 15 à 75 m, on peut obtenir des angles d'élévation de 12° à 48°. Les deux antennes sont des spirales à cavité et à polarisation circulaire avec une ouverture de faisceau à mi-puissance de 90° et un gain croissant de -2,5 à 4,5 dB dans la gamme de fréquences de 700 à 1 800 MHz.

### 5.2.2 *Emplacements de mesure*

Le programme de mesures englobait quatre emplacements allant d'un abri métallique à un bâtiment en béton à un étage. De nombreuses positions ont été utilisées à chaque emplacement.

### 5.2.3 *Variations en fonction du temps*

Pour évaluer la variabilité, en fonction du temps, de la puissance reçue, on a effectué des balayages de fréquence répétés en de nombreux points de mesure tout en maintenant l'antenne de réception en position fixe.

En effectuant des mesures à une seule fréquence pendant des périodes de 100 secondes, on a déterminé que les variations de puissance dans un temps de balayage total de 1 s du récepteur tendaient à être inférieures à la précision de mesure de 0,5 dB de l'équipement jusqu'à des niveaux de signal d'environ -15 dB. Les variations par diffusion causées par les personnes qui se déplaçaient au voisinage de l'antenne de réception étaient également très faibles, sauf lorsque quelqu'un entrait directement dans l'axe de visée (LOS), auquel cas on observait des évanouissements de 6 à 10 dB. On en conclut que les variations temporelles de niveaux de puissance voisins des niveaux en espace libre transmis dans les bâtiments ne sont pas essentielles pour caractériser le canal de transmission.

### 5.2.4 *Affaiblissement dû aux bâtiments*

Dans chacun des quatre bâtiments, on a effectué des balayages horizontaux et verticaux à un nombre de huit à vingt emplacements. On a analysé les niveaux de puissance reçus pour calculer l'affaiblissement à l'emplacement moyen et au meilleur emplacement en fonction de la fréquence de 700 à 1 800 MHz, pour des largeurs de bande de 1, 2, 5, 9, 18, 45 et 90 MHz. Etant donné qu'aucune relation entre l'affaiblissement et la largeur de bande n'a été constatée, la Fig. 25 indique les contours de probabilité pour que le niveau de signal, calculé en moyenne pour toutes les largeurs de bande indiquées ci-dessus, soit inférieur à l'ordonnée à 99, 90, 50, 10 et 1%, à l'emplacement moyen lors du balayage appliqué au bâtiment BRC 15-24. L'affaiblissement moyen augmentait de 5 dB à 750 MHz à 13 dB à 1 750 MHz. Dans l'hypothèse où l'antenne de réception était située au meilleur emplacement lors d'un balayage, l'affaiblissement moyen était réduit, variant de 1,5 dB à 7 dB dans la même gamme de fréquences que celle indiquée sur la Fig. 26. Les percentiles centraux à cette position sont moins variables qu'à la position moyenne, notamment à l'extrémité basses fréquences. Le Tableau 27 résume les valeurs d'affaiblissement observées dans tous les bâtiments. En passant de la position moyenne à la meilleure position, le niveau de signal peut être amélioré d'environ 3 à 6 dB. Les fréquences plus élevées ont tendance à subir un affaiblissement plus grand lorsque l'affaiblissement est modéré. Dans les locaux communs, l'affaiblissement est assez uniformément élevé dans toute la gamme de fréquences.

Après avoir établi une moyenne pour toutes les fréquences, on a calculé les fonctions de distribution de probabilité (pdf) à la position moyenne et à la meilleure position pour chaque bâtiment et les résultats pour l'abri métallique ont été portés sur une courbe de probabilité normale (Fig. 27 et 28). L'écart moyen et l'écart type (STD) calculés avec régression linéaire sont résumés dans le Tableau 28.

TABLEAU 27  
Niveaux de puissance moyens en fonction de la fréquence

	Position moyenne	Meilleure position
<i>Bâtiment</i>	750 .....1 750 MHz	750 .....1 750 MHz
BRC 16-4	-5 .....-11 dB	-2 .....-6 dB
BRC 15-24	-5 .....-14 dB	-2 .....-5 dB
Abri métallique	-9 .....-11 dB	-5 .....-6 dB
Locaux communs	-17 .....-18 dB	-12 .....-13 dB

TABLEAU 28  
Distributions du signal à la position moyenne et à la meilleure position

<i>Bâtiment</i>	Position moyenne		Meilleure position	
	<i>Ecart moyen</i>	<i>STD</i>	<i>Ecart moyen</i>	<i>STD</i>
BRC 16-4	-7,9 dB	5,5 dB	-4,2 dB	4,2 dB
BRC 15-24	-9,1 dB	4,4 dB	-5,4 dB	3,7 dB
Abri métallique	-9,7 dB	6,3 dB	-5,2 dB	4,9 dB
Locaux communs	-15,4 dB	8,4 dB	-9,7 dB	6,7 dB

### 5.2.5 Diversité de fréquence

Les variations de l'affaiblissement de propagation en fonction de la fréquence limitent la largeur de bande de cohérence d'un canal de transmission. L'absorption en fonction de la fréquence ou le brouillage par trajets multiples peuvent causer une perte de cohérence. Dans les quatre bâtiments testés, les temps de propagation par trajets multiples tendent à être inférieurs à quelques centaines de nanosecondes pour des niveaux de signal reçus à environ  $\pm 15$  dB du niveau en espace libre. Les systèmes à largeur de bande plus étroite qu'environ 1 MHz seront donc beaucoup moins influencés par la perte de cohérence. Cette observation a été confirmée par certaines des mesures effectuées avec une largeur de bande de résolution de 10 kHz.

### 5.2.6 Variations de fréquence

Compte tenu de l'insensibilité démontrée des effets de propagation par trajets multiples à la fréquence, on estime que l'accroissement de l'affaiblissement aux fréquences élevées est dû à l'absorption plus grande par les murs des bâtiments étudiés. Parmi tous les paramètres qui ont été mesurés, on a constaté que seul l'affaiblissement dû aux bâtiments avait une nette relation avec la fréquence.

FIGURE 25

Contours de probabilité pour que le niveau du signal soit inférieur à l'ordonnée à 99, 90, 50, 10 et 1 %, à la position moyenne lors du balayage appliqué au bâtiment BRC 15-24

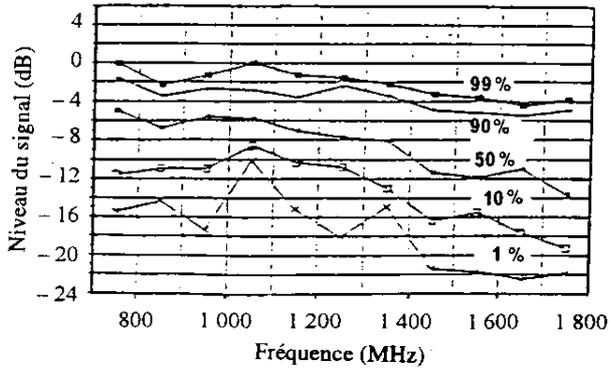


FIGURE 26

Contours de probabilité pour que le niveau du signal soit inférieur à l'ordonnée à 99, 90, 50, 10 et 1 %, à la meilleure position lors du balayage appliqué au bâtiment BRC 15-24

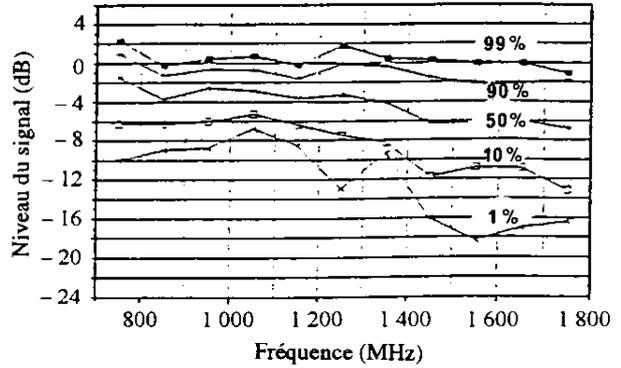


FIGURE 27

Distribution proportionnée de type gaussien du niveau du signal à toutes les positions moyennes dans l'abri métallique, avec un écart moyen de -9,7 dB et un écart type de 6,3 dB

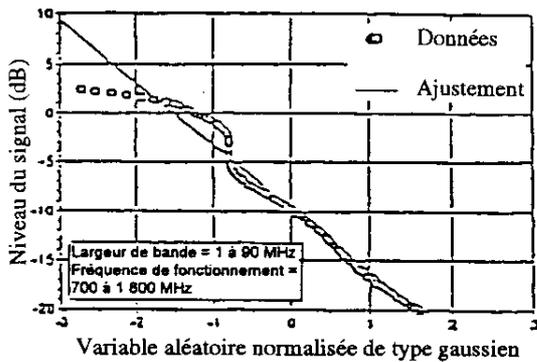
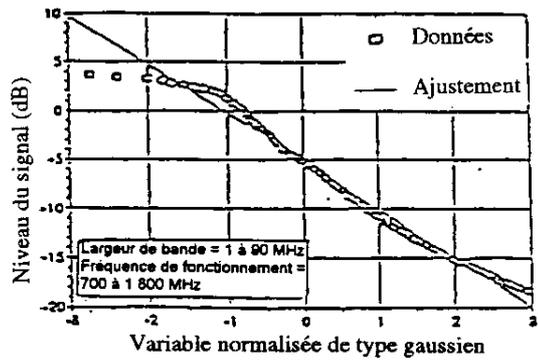


FIGURE 28

Distribution proportionnée de type gaussien du niveau du signal à toutes les meilleures positions dans l'abri métallique, avec un écart moyen de -5,2 dB et un écart type de 4,9 dB



RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- BRENNAN, L.E. et REED, I.S. [avril 1965]: A recursive method of computing the Q function. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-11, 2, pp. 312-313.
- COX, D.C. [septembre 1972]: Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in suburban mobile radio environment. IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-20, No. 5.
- COX, D.C. et LECK, R.P. [novembre 1975]: Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels. IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. COM-23, No. 11.
- DEVASIRVATHAM, D.M.J. [novembre 1986]: Time delay spread and signal level measurements of 850 MHz radio waves building environments. IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-32, No. 11.
- GUILBEAU, F. [août 1979]: Radiodiffusion sonore par satellite aux alentours de 1 GHz. Simulation d'émission et réception en ville. Rév. de l'UER (Technique), 176.
- HESS, G.C. [mai 1980]: Land-mobile satellite excess path loss measurements. IEEE Transactions on vehicular technology, Vol. VT-29, No. 2.
- JONGEJANS, A. et autres [mai 1986]: PROSAT-phase 1 report, ESA-STR 216.
- LUTZ, E. et autres [mai 1986]: Land mobile satellite communications - channel model, modulation and error control, Proceedings of ICDS-7, pp. 537-543.
- NORTON, K.A., VOGLER, L.E., MANSFIELD, W.V. et SHORT, P.J. [octobre 1955]: The probability distribution of the amplitude of a constant vector plus a Rayleigh-distributed vector. Proc. IRE, Vol. 43, 10, pp. 1354-1361.

BIBLIOGRAPHIE

- VOYER, R. et CONWAY, F. [avril 1991] - "Digital Audio Broadcasting Experimentation and Planning in Canada", UER - Technical No. 246.

## ANNEXE 3

### Description du Système numérique A

#### 1 Introduction

Le Système numérique A est conçu pour assurer une radiodiffusion numérique multiservice de haute qualité pour réception par des récepteurs à bord de véhicules, portatifs et fixes. Il est destiné à être exploité dans n'importe quelle fréquence jusqu'à 3 000 MHz pour diffusion de Terre, par satellite, mixte (Terre/satellite) et par câble. Il constitue aussi un système souple et à usages multiples de radiodiffusion numérique à intégration de services qui permet, conformément aux exigences de souplesse et de couverture qu'imposent aux systèmes et aux services les Recommandations UIT-R BO.789 et UIT-R BS.774, fondées sur les Rapports UIT-R BS.1203 et UIT-R BO.955, d'offrir un grand nombre d'options pour le codage de la source et des canaux, ainsi que les services de données qui sont indépendantes ou associées au programme sonore.

Ce système de diffusion du son et des données est robuste mais utilise avec beaucoup d'efficacité le spectre et la puissance. Il a recours à des techniques numériques avancées pour éliminer du signal de la source sonore la redondance et les informations perceptibles sans intérêt, puis applique une redondance strictement contrôlée au signal émis pour correction des erreurs. L'information transmise est ensuite répartie à la fois dans les domaines spatial et temporel pour que le récepteur, qu'il soit fixe ou mobile, restitue un signal de haute qualité même en présence de trajets multiples. On améliore l'utilisation du spectre en entrelaçant plusieurs signaux de programme et au moyen d'un mode spécial de réutilisation des fréquences qui permet de développer pratiquement sans limites les réseaux de radiodiffusion en insérant des émetteurs supplémentaires qui travaillent tous sur la même fréquence rayonnée.

Le schéma fonctionnel du système à l'émission fait l'objet de la Fig. 29.

Le Système numérique A, mis au point par le Consortium Eureka 147 (DAB) est appelé système Eureka DAE3. Il bénéficie du soutien actif de l'Union européenne de radiodiffusion en vue de l'introduction de services de radiodiffusion audionumérique en Europe en 1995. Depuis 1988, il a fait l'objet de démonstrations réussies et d'essais très complets en Europe, au Canada, aux Etats-Unis d'Amérique et dans d'autres pays du monde entier. Il sera désigné ci-après en abrégé comme "le Système". La spécification complète du système sera publiée dans la forme d'une Norme européenne de télécommunications.

#### 2 Utilisation d'un modèle à plusieurs couches

Le système peut correspondre aux caractéristiques du modèle de référence de base pour l'interconnexion des systèmes ouverts (OSI) décrit dans ISO 7498 (1984). La Recommandation UIT-R BT.(Doc. 11/6) et le Rapport UIT-R BT.1207 recommandent l'utilisation de ce modèle et la présente Recommandation fournit une interprétation appropriée pour son utilisation avec des systèmes de radiodiffusion à plusieurs couches. Sur la base de ces indications, le système est décrit en fonction des couches du modèle et l'interprétation appliquée ici est illustrée au Tableau 29.

Bien des techniques en cause sont décrites très facilement au niveau du fonctionnement de l'équipement à l'émetteur, ou au point central du réseau de distribution quand il s'agit d'un réseau d'émetteurs.

Le système ayant essentiellement pour but de fournir des programmes radiophoniques à l'auditeur, l'ordre des sections dans la description ci-après commence par la couche application (utilisation de l'information de radiodiffusion) et continue en descendant jusqu'à la couche physique (moyens de transmission radioélectrique)

FIGURE 29  
 Schéma fonctionnel de la partie émission du système

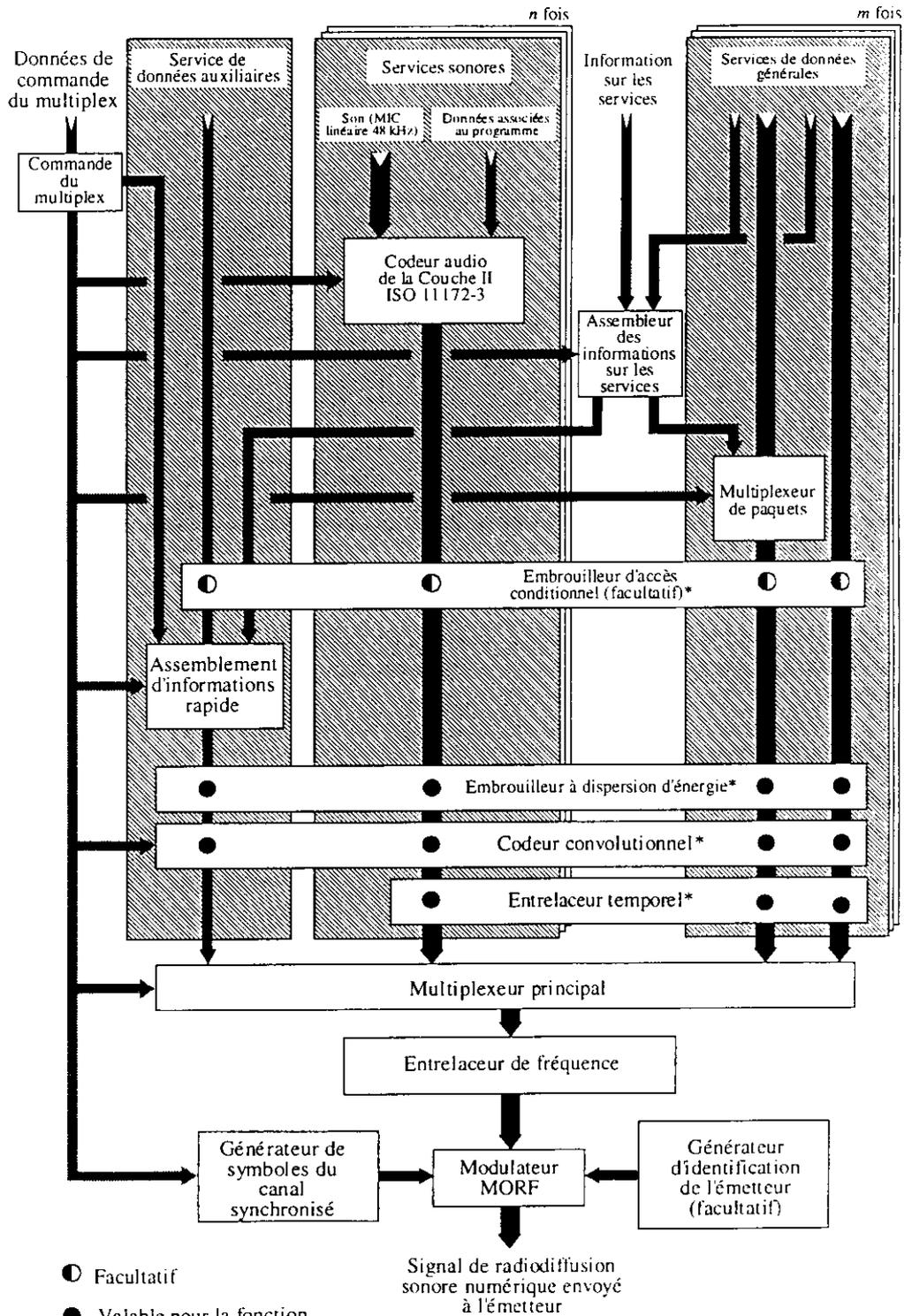


TABLEAU 29

**Interprétation du modèle OSI à plusieurs couches**

Nom de la couche	Description	Caractéristiques propres au système
Application	Utilisation pratique du système	Possibilités du système; qualité du son; modes de transmission
Présentation	Conversion pour la présentation	Codage et décodage audiofréquence; présentation audio; information de service
Session	Sélection des données	Sélection du programme accès conditionnel
Transport	Groupement des données	Services de programmes; multiplex principal de services; données auxiliaires; association de données
Réseau	Voie logique	Trames audiofréquence ISO; données associées au programme
Liaison de données	Format du signal émis	Trames de transmission pour synchronisation du récepteur
Physique	Transmission physique (radioélectrique)	Codage convolutionnel; modulation par COFDM; dispersion d'énergie; transmission radioélectrique

### 3 Couche application

Cette couche concerne l'utilisation du système au niveau de l'application. Elle considère les possibilités et la qualité du son qu'offre le système et que les radiodiffuseurs peuvent offrir à leurs auditeurs, ainsi que les différents modes de transmission.

#### 3.1 Possibilités qu'offre le système

Le système émet un signal qui se compose d'un multiplex de données numériques, lequel transmet plusieurs programmes en même temps. Le multiplex contient des données radiophoniques, ainsi que des données auxiliaires comprenant des données associées au programme (PAD), une information sur la configuration du multiplex (MCI) et une information de service (SI). Le multiplex peut assurer aussi des services de données générales qui ne sont pas nécessairement liées à la transmission de programmes radiophoniques.

En particulier, les possibilités suivantes sont mises à la disposition des utilisateurs du système:

- a) le signal audiofréquence (c'est-à-dire le programme) fourni par le service radiophonique choisi;
- b) l'application facultative de fonctions de récepteur, par exemple le contrôle de la portée dynamique, qui peuvent utiliser les données auxiliaires transmises avec le programme;
- c) l'affichage d'un texte donnant certaines informations transmises dans la SI. Il peut s'agir d'une information relative au programme choisi, ou à d'autres programmes pouvant être choisis en option;
- d) les options disponibles pour choisir d'autres programmes, d'autres fonctions de récepteur, et d'autres SI;
- e) un ou plusieurs services de données générales, par exemple un canal de message de trafic (TMC).

Le système offre des possibilités d'accès conditionnel, et un récepteur peut être équipé de sorties numériques pour les signaux son et données.

#### 3.2 Qualité du son

En fonction de la capacité du multiplex, le nombre de services radiophoniques et le format de présentation de chacun de ces services (p.ex., stéréo, mono, restitution de l'effet spatial), la qualité du son et le degré de protection contre les erreurs (et par là, la robustesse) peuvent être choisis pour répondre aux besoins des radiodiffuseurs.

Les options suivantes sont disponibles pour la qualité du son:

- a) très haute qualité, suffisante pour le post-traitement du son;
- b) qualité sans aucune altération, suffisante pour la plus haute qualité de radiodiffusion;
- c) haute qualité, équivalant à une bonne qualité de service MF;
- d) qualité moyenne, équivalant à une bonne qualité de service MA;
- e) qualité téléphonique seulement.

Le système assure une qualité uniforme de réception dans les limites de couverture de l'émetteur; au-delà de ces limites, la qualité de réception se détériore pour l'auditeur de manière doucement progressive.

### 3.3 Modes de transmission

Le système comporte trois modes de transmission facultatifs qui permettent d'utiliser une large gamme de fréquences d'émission jusqu'à 3 GHz. Ces modes de transmission ont été conçus pour s'adapter à l'étalement Doppler et à l'étalement du temps de transmission pour la réception mobile en présence d'échos par trajets multiples.

Le Tableau ci-après donne le temps de propagation constructif de l'écho et la gamme de fréquences nominales pour une réception mobile. La dégradation due au bruit à la plus haute fréquence et dans les conditions de trajets multiples les plus défavorables, rarement rencontrées dans la pratique, est égale à 1 dB à 100 km/h.

Paramètre	Mode I	Mode II	Mode III
Durée de l'intervalle de garde	246 $\mu$ s	62 $\mu$ s	31 $\mu$ s
Temps de propagation constructif de l'écho jusqu'à:	300 $\mu$ s	75 $\mu$ s	37,5 $\mu$ s
Gamme de fréquences nominales (pour réception mobile) jusqu'à:	375 MHz	1,5 GHz	3 GHz

Ce tableau montre que le recours à des fréquences plus élevées impose une plus forte limitation du temps de propagation maximum de l'écho. Le Mode I convient le mieux à un réseau monofréquence de Terre (SFN), parce qu'il autorise les plus grandes séparations entre émetteurs. Le Mode II convient le mieux aux applications radiophoniques locales exigeant un seul émetteur de Terre, et à la transmission mixte par satellite/de Terre. Néanmoins, on peut utiliser aussi le mode II pour un SFN de moyenne/grande étendue (p. ex. à 1,5 GHz) en insérant des délais artificiels aux émetteurs et en employant des antennes d'émission directives. Le mode III convient le mieux à la transmission par satellite et complémentaire de Terre à toutes les fréquences jusqu'à 3 GHz.

Le mode III est également le mode préféré pour la transmission par câble jusqu'à 3 GHz.

## 4 Couche présentation

Cette couche concerne la conversion et la présentation de l'information diffusée.

### 4.1 Codage de la source audiofréquence

La méthode de codage de la source audiofréquence qu'utilise le système et la couche II MPEG audiofréquence ISO/CEI, spécifiée dans la norme ISO 11172-3. Ce système de compression de codage en sous-bandes est également connue sous le nom de MUSICAM.

Le système accepte un certain nombre de signaux MIC audiofréquence à la fréquence d'échantillonnage de 48 kHz avec des données associées au programme (PAD). Le nombre de sources audiofréquence possibles dépend du débit binaire et du dispositif de protection contre les erreurs. Le codeur audiofréquence peut travailler à 32, 48, 56, 64, 80, 96, 112, 128, 160 ou 192 kbit/s par canal monophonique. En mode stéréophonique ou bicanal, le codeur produit un débit binaire double par rapport au mode monocanal.

Les radiodiffuseurs peuvent tirer parti des différentes options en matière de débit binaire selon la qualité intrinsèquement requise et(ou) le nombre de programmes radiophoniques à fournir. Par exemple, l'utilisation de débits binaires égaux ou supérieurs à 128 kbit/s pour la monophonie, ou égaux ou supérieurs à 256 kbit/s en stéréophonie

assure, outre une très bonne qualité, une certaine marge de traitement, suffisante pour d'autres processus de codage/décodage multiples, y compris le post-traitement audiofréquence. Pour une radiodiffusion de haute qualité, il est préférable d'utiliser un débit binaire de 128 kbit/s pour la monophonie et de 256 kbit/s pour la stéréophonie, ce qui permet d'obtenir une qualité du son sans aucune altération. Même le débit de 192 kbit/s par programme stéréophonique satisfait en général aux spécifications de l'UER pour les systèmes numériques de réduction du débit binaire audiofréquence\*. Un débit binaire de 96 kbit/s pour la monophonie donne une bonne qualité du son et 48 kbit/s peut fournir à peu près la même qualité que les diffusions normales en MA. Pour certains programmes ne comportant que des signaux vocaux, un débit binaire de 32 kbit/s peut être suffisant quand l'accent est mis sur le plus grand nombre de services dans le multiplex du système.

La Fig. 30 donne le schéma fonctionnel des éléments du codeur audiofréquence. Les échantillons MIC audio d'entrée sont introduits dans le codeur audiofréquence. Un codeur est capable de traiter les deux canaux d'un signal stéréophonique, bien qu'il puisse, en option, recevoir un signal monophonique. Un banc de filtrage polyphasé divise le signal numérique audiofréquence en 32 signaux de sous-bande et crée une représentation filtrée et sous-échantillonnée du signal audiofréquence d'entrée. Les échantillons filtrés sont appelés échantillons de sous-bande. Un modèle "perceptuel" de l'oreille humaine crée un ensemble de données pour commander le quantificateur et le codage. Ces données peuvent différer selon le type de mise en oeuvre du codeur. Une possibilité consiste à utiliser une évaluation du seuil de masquage pour obtenir ces données de commande du quantificateur. Les échantillons successifs de chaque signal de sous-bande sont groupés en blocs; ensuite, dans chaque bloc l'amplitude maximale atteinte par chaque signal de sous-bande est déterminée et indiquée par un facteur d'échelle. L'élément de quantification et de codage crée un ensemble de mots de codage à partir des échantillons de sous-bande. Ces processus sont exécutés pendant les trames audiofréquences ISO, qui seront décrites à la couche réseau.

#### **4.2      *Décodage audiofréquence***

Le décodage dans le récepteur, qui repose sur une technique simple de traitement du signal est simple et économique; il exige seulement des opérations de démultiplexage, d'expansion et de filtrage inverse. La Fig. 31 donne le schéma fonctionnel des éléments du codeur.

La trame audiofréquence ISO est introduite dans le décodeur Couche II MPEG audio ISO qui désassemble les données de la trame afin de reconstituer les divers éléments d'information. L'organe de reconstitution rétablit les échantillons de sous-bande quantifiés et un banc de filtrage inverse transforme les échantillons de sous-bande afin de produire des signaux MIC numériques audiofréquence uniformes à la fréquence d'échantillonnage de 48 kHz.

#### **4.3      *Présentation audiofréquence***

Les signaux audiofréquence peuvent être présentés en mode monophonique ou stéréophonique, mais les canaux audiofréquence peuvent aussi être groupés pour la restitution de l'effet spatial. Les programmes peuvent être reliés de manière à fournir un même programme simultanément dans plusieurs langues. Afin de satisfaire les auditeurs dans un environnement Hi-fi ou bruyant, le radiodiffuseur a la faculté d'émettre un signal de commande de portée dynamique (DRC) qui peut être utilisé dans le récepteur, en présence de bruit, pour comprimer la portée dynamique du signal audiofréquence reproduit. On notera que cette technique peut présenter un avantage pour les auditeurs malentendants.

---

\* Voir la contribution de l'UER JIWP 10-CMTT/1-7(Rév.1) (octobre 1990) intitulée "Digital audio bit-rate reduction systems requirements for broadcast emission and primary distribution" (Spécification des systèmes numériques de réduction du débit binaire audiofréquence pour les émissions diffusées et la distribution primaire).

FIGURE 30  
Schéma fonctionnel du codeur audiofréquence de base du système

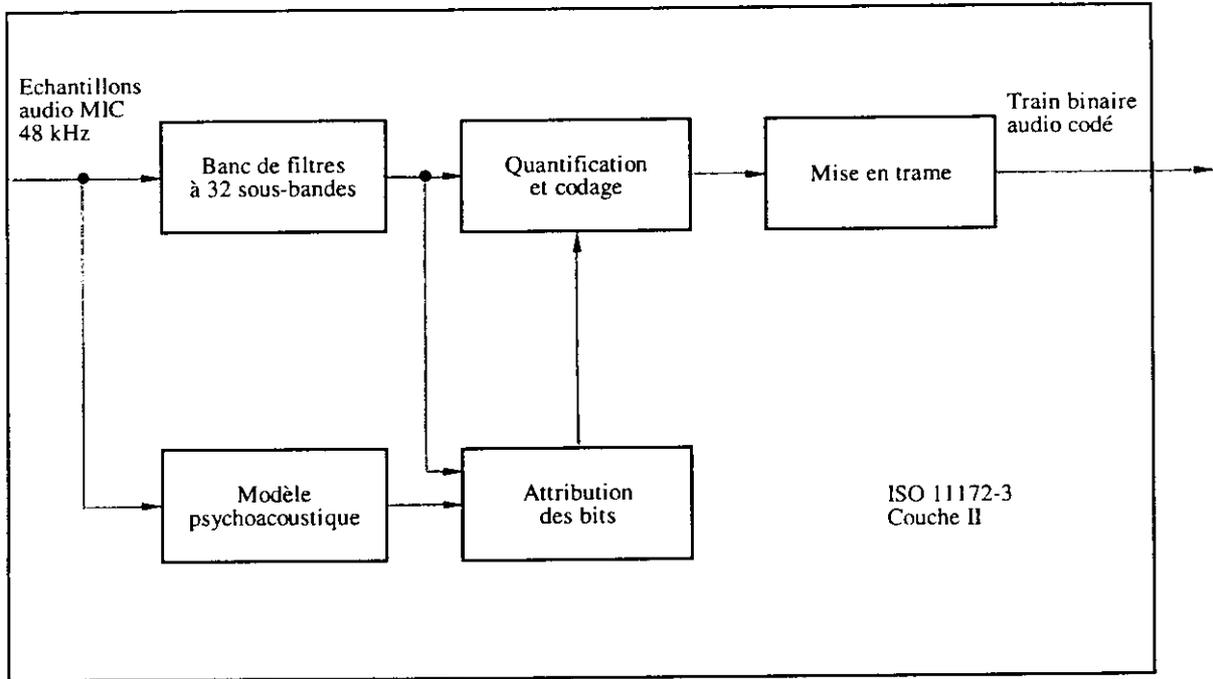
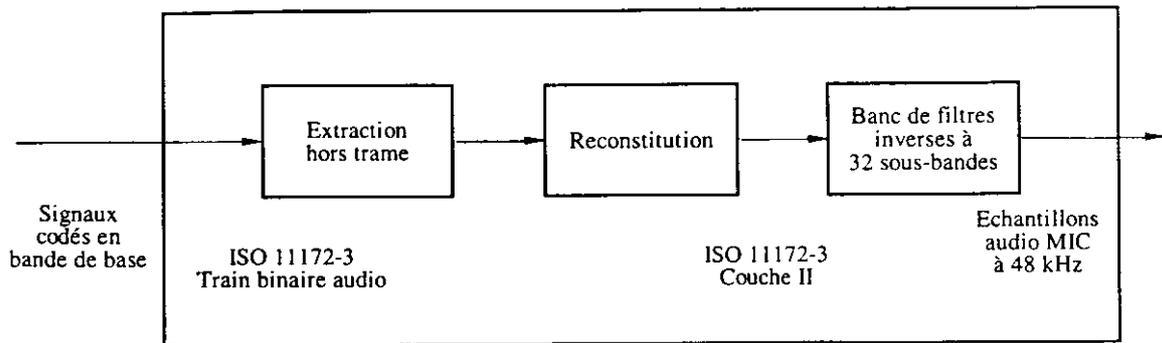


FIGURE 31  
Schéma fonctionnel du décodeur audiofréquence de base du système



#### **4.4** *Présentation de l'information de service*

Pour chaque programme transmis par le système, on peut prévoir de présenter les éléments suivants d'information de service (SI) sur un récepteur:

- l'étiquette de programme de base (c'est-à-dire le nom du programme);
- l'heure et la date;
- un renvoi au même programme, ou à un programme similaire (par exemple dans une autre langue) transmis dans un autre ensemble ou de manière quasi-synchrone par un service MA ou FM;
- une étiquette de service allongée pour les services associés au programme;
- une information de programme (par exemple le nom des artistes);
- la langue;
- le type de programme (par exemple actualités, sport, musique);
- l'identificateur d'émetteur;
- le canal du message de trafic (TMC), qui peut utiliser un synthétiseur de parole dans le récepteur.

Les données du réseau d'émetteurs peuvent être également incluses pour usage interne par les radiodiffuseurs.

### **5** *Couche session*

Cette couche concerne le choix de l'information diffusée et l'accès de cette information.

#### **5.1** *Sélection du programme*

Pour qu'un récepteur puisse avoir accès à certains services ou à tous les services moyennant un temps de propagation global minimum, le canal d'information rapide (FIC) transmet une information relative au contenu actuel et futur du multiplex. Cette information est l'information de configuration de multiplexage (MCI), qui est accessible en lecture automatique. Les données du FIC ne sont pas entrelacées dans le temps, de sorte que la MCI ne subit pas le retard inhérent au processus d'entrelacement temporel appliqué aux services audiofréquence et aux services de données générales. Cependant, ces données sont répétées fréquemment pour vérifier leur robustesse. Quand la configuration de multiplexage est sur le point de changer, la nouvelle information est envoyée à l'avance dans la MCI, avec l'indication temporelle du changement.

L'utilisateur d'un récepteur peut choisir les programmes en fonction du texte que contient la SI, en utilisant le nom de service du programme, l'identité du type de programme ou la langue. La sélection est alors effectuée dans le récepteur au moyen des éléments correspondants de la MCI.

Si d'autres sources d'un service de programme donné sont disponibles et si un service numérique d'origine n'est plus utilisable, les données de liaison contenues dans la SI (c'est-à-dire le "renvoi") peuvent être utilisées pour reconnaître une autre solution (par exemple sur un service MF) et commuter sur cette solution. Néanmoins, en pareil cas, le récepteur reviendra au service d'origine dès que la réception sera possible.

#### **5.2** *Accès conditionnel*

Des dispositions sont prises à la fois pour la synchronisation et la commande de l'accès conditionnel.

L'accès conditionnel peut être appliqué indépendamment aux composantes du service (dans le MSC ou le FIC), aux services ou à l'ensemble du multiplex.

### **6** *Couche transport*

Cette couche concerne l'identification de groupes de données en tant que services de programme, le multiplexage des données pour ces services et l'association des éléments des données multiplexées.

#### **6.1** *Services de programme*

On entend par programme de service un groupe d'un ou plusieurs programmes qui sont diffusés par un fournisseur de service (c'est-à-dire un radiodiffuseur) à un moment quelconque. La capacité totale du multiplex peut être affectée à un fournisseur de programme (par exemple la diffusion de cinq ou six programmes radiophoniques de haute qualité), ou répartie entre plusieurs fournisseurs de programmes.

## 6.2 *Multiplex principal des services*

Comme indiqué sur la Fig. 29, les données représentant chacun des programmes diffusés (données audionumériques avec quelques données auxiliaires, voire des données générales) font l'objet d'un codage convolutionnel (voir le § 9.2) et d'un entrelacement temporel dans un but de protection contre les erreurs. L'entrelacement temporel augmente la robustesse de la transmission de données dans un environnement variable (par exemple en cas de réception par un récepteur de véhicule en marche) et impose un temps de transmission prévisible. Les données entrelacées et codées sont ensuite introduites dans le multiplexeur de service principal dans lequel, toutes les 24 ms, les données sont rassemblées en séquence dans la trame multiplex. Le train de bits combiné sortant du multiplexeur, c'est-à-dire le canal de service principal (MSC), a une capacité brute de 2,3 Mbit/s. Selon le taux de code choisi (qui peut différer d'une application à une autre), on peut arriver ainsi à un débit binaire net d'environ 0,8 à 1,7 Mbit/s, sur une largeur de bande de 1,5 MHz. C'est au multiplexeur principal de services que les données synchronisées provenant de tous les services de programme utilisant le multiplex sont regroupées.

Des données générales peuvent être envoyées dans le MSC sous forme d'un train de bits non structuré ou organisé sous la forme d'un multiplexage par paquets dans lequel plusieurs sources sont combinées. Le débit peut être un multiple quelconque de 8 kbit/s, synchronisé avec le multiplex du système, sous réserve que la capacité totale du multiplex soit suffisante et compte tenu de la demande de services audiofréquence.

Le canal d'information rapide (FIC) est en dehors du MSC et ne fait pas l'objet d'un entrelacement temporel.

## 6.3 *Données auxiliaires*

Il existe trois domaines dans lesquels des données auxiliaires peuvent être acheminées dans le multiplex du système:

- a) le FIC, dont la capacité est limitée, en fonction du volume de MCI essentielle qui y est inclus;
- b) une disposition spéciale permet qu'un faible volume de PAD soit transmis dans chaque canal audiofréquence;
- c) toutes les données auxiliaires restantes sont traitées comme un service distinct dans le MSC. La présence de cette information est signalée dans la MCI.

## 6.4 *Association de données*

La MCI, qui est transmise dans le FIC fournit une description précise du contenu actuel et futur du MSC. Les éléments essentiels de SI qui concernent le contenu du MSC (c'est-à-dire pour le choix du programme) doivent être également transmis dans le FIC. Les textes plus longs, par exemple la liste de tous les programmes de la journée, doivent être transmis séparément comme un service de données générales. Ainsi, la MCI et la SI contiennent des contributions provenant de tous les programmes diffusés.

Les PAD contenues dans chaque canal audiofréquence comprennent surtout l'information qui est intimement liée au programme radiophonique; elles ne peuvent donc pas être envoyées dans un canal de données différent qui peut donner lieu à un temps de transmission différent.

## 7 **Couche réseau**

Cette couche concerne l'identification de groupes de données comme des programmes.

### 7.1 *Trames audiofréquence ISO*

Dans le codeur de la source audiofréquence, les processus sont exécutés pendant les trames audiofréquence ISO d'une durée de 24 ms. L'attribution des bits, qui varie d'une trame à l'autre et les facteurs d'échelle sont codés et multiplexés avec les échantillons de sous-bande dans chaque trame audiofréquence ISO. L'unité d'assemblage de trame (voir la Fig. 30) rassemble le train de bits provenant des données de sortie du quantificateur et du codeur et y ajoute d'autres informations, comme l'information d'en-tête, les mots du code CRC pour la détection des erreurs et les PAD, qui sont acheminées avec le signal audiofréquence codé. Chaque canal audiofréquence contient un canal PAD de capacité variable (en général 2 kbit/s au moins), qui peut servir à acheminer une information étroitement liée au programme radiophonique (exemples types: oeuvres lyriques, indication parole/musique et information de commande de la portée dynamique (DRC)).

La trame audiofréquence qui en résulte contient des données représentant une durée de 24 ms d'information stéréophonique (ou monophonique), plus les PAD, pour un programme donné; elle correspond au format Couche II ISO

11172-3, de sorte qu'on peut la considérer comme une trame ISO. Cela permet d'utiliser un décodeur Couche II MPEG audiofréquence ISO dans le récepteur.

## 8 Couche liaison de données

Cette couche fournit les moyens permettant la synchronisation du récepteur.

### 8.1 Trame de transmission

Pour faciliter la synchronisation du récepteur, le signal transmis est établi avec une structure de trame (voir la Fig. 32) comprenant une séquence fixe de symboles (voir le § 9.2). Chaque trame de transmission commence par un symbole nul pour assurer une synchronisation approximative (quand aucun signal RF n'est transmis), suivi d'un symbole de référence fixe pour assurer une synchronisation précise, des fonctions CAG, CAF et de référence de phase dans le récepteur; ces symboles constituent le canal de synchronisation. Les symboles suivants sont réservés pour le FIC et les symboles restant fournissent le MSC. La durée totale de trame  $T_F$  est de 96 ms ou de 24 ms selon le mode de transmission, comme indiqué au Tableau 30 ci-dessous.

FIGURE 32  
Structure de la trame du multiplex

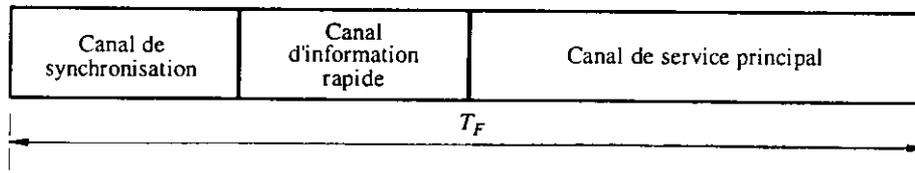


TABLEAU 30  
Paramètres de transmission du système

	Mode I	Mode II	Mode III
Durée totale de la trame, $T_F$	96 ms	24 ms	24 ms
Durée du symbole zéro, $T_{NULL}$	1,297 ms	324 $\mu$ s	168 $\mu$ s
Durée totale du symbole, $T_S$	1,246 ms	312 $\mu$ s	156 $\mu$ s
Durée utile du symbole, $t_S$	1 ms	250 $\mu$ s	125 $\mu$ s
Durée de l'intervalle de garde, $\Delta (T_S = t_S + \Delta)$	246 $\mu$ s	62 $\mu$ s	31 $\mu$ s
Nombre de porteuses émises, $N$	1536	384	192

Chaque service audiofréquence du MSC se voit attribuer un intervalle de temps fixe dans la trame.

## 9 Couche physique

Cette couche concerne les moyens de transmission radioélectrique (c'est-à-dire le schéma de modulation et la protection contre les erreurs correspondante).

### 9.1 Dispersion d'énergie

Afin d'assurer une dispersion d'énergie appropriée dans le signal émis, les différentes sources qui pénètrent dans le multiplex sont embrouillées.

### 9.2 Codage convolutionnel

Le codage convolutionnel est appliqué à chacune des sources de données introduites dans le multiplex, afin de faciliter la correction d'erreurs dans le récepteur. Le processus de codage implique l'adjonction volontaire d'une redondance aux paquets de données de la source (longueur imposée de 7). Il en résulte des paquets "bruts" de données.

Dans le cas d'un signal audio, une protection plus grande est assurée à certains bits codés à la source par rapport à d'autres, suivant un schéma prédéterminé appelé profil de protection inégale d'erreurs (UEP). Le taux de code moyen, qui se définit comme le rapport entre le nombre de bits codés à la source et le nombre de bits codés après le codage convolutionnel peut prendre une valeur allant de 1/3 (niveau de protection le plus élevé) à 3/4 (niveau de protection le

plus faible). Différents taux de code moyens peuvent être appliqués à différentes sources audiofréquence, compte tenu du niveau de protection exigé et du débit binaire des données codées à la source. Par exemple, le niveau de protection des services audiofréquence assurés par des réseaux en câble peut être inférieur à celui offert aux services transmis par des canaux radiofréquence.

Les services de données générales sont codés en mode convolutionnel au moyen d'une sélection de taux uniformes. Les données du FIC sont codées au taux constant de 1/3.

### **9.3      *Entrelacement dans le temps***

On applique l'entrelacement dans le temps, avec profondeur d'entrelacement de 16 trames, aux données à codage convolutionnel pour apporter une assistance complémentaire aux récepteurs mobiles.

### **9.4      *Entrelacement des fréquences***

En présence de propagation par trajets multiples, certaines des porteuses sont renforcées par des signaux constructifs tandis que d'autres subissent des brouillages distinctifs (évanouissements sélectifs en fréquence). Le système assure donc l'entrelacement des fréquences en réaménageant le train binaire numérique entre les porteuses de telle sorte que les échantillons de source successifs ne soient pas influencés par des évanouissements sélectifs. Lorsque le récepteur est fixe, la diversité dans le domaine fréquentiel est le meilleur moyen de garantir une réception correcte.

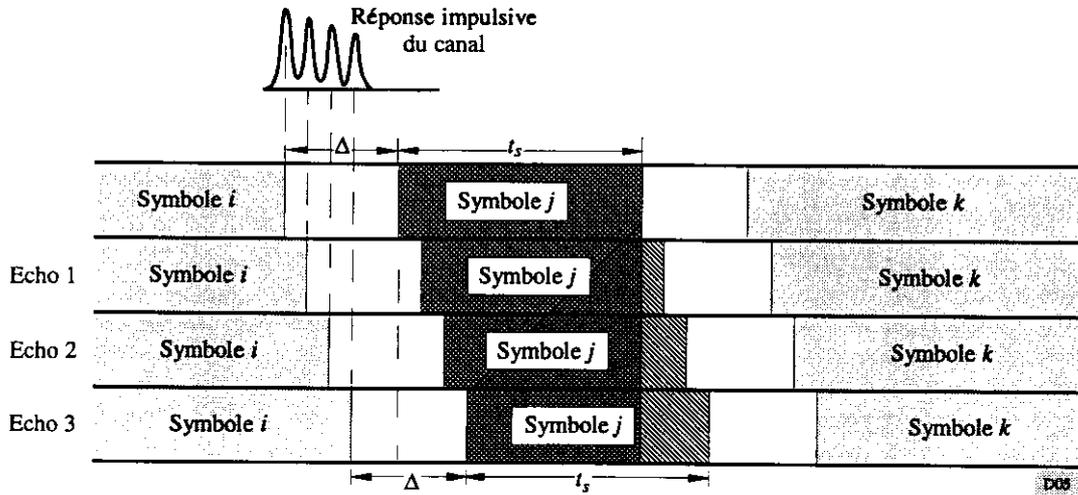
### **9.5      *Modulation par OFDM MDPD-4***

Le système repose sur un schéma de modulation OFDM (multiplex par répartition en fréquences orthogonales) MDPD-4. Ce schéma satisfait aux spécifications rigoureuses pour la radiodiffusion numérique à grand débit binaire destinée aux récepteurs mobiles, portables et fixes, notamment dans un environnement de trajets multiples.

Le principe de base consiste à diviser l'information à transmettre en un grand nombre de trains de bits ayant chacun un faible débit et de les utiliser ensuite pour moduler différentes porteuses. La durée de symbole correspondante est supérieure à l'étalement du temps de propagation du canal de transmission. Dans le récepteur, tout écho d'une durée inférieure à l'intervalle de garde ne cause pas de brouillage intersymboles et fournit au contraire une contribution positive à la puissance reçue (voir la Fig. 33). Le grand nombre de sous-porteuses est désigné collectivement sous l'appellation d'ensemble.

En présence de propagation par trajets multiples, certaines porteuses sont favorisées par des signaux constructifs, alors que d'autres subissent un brouillage destructif (évanouissement sélectif des fréquences). Par conséquent, le système assure une redistribution des éléments du train de bits numérique dans le temps et en fréquence, de telle sorte que les échantillons de source successifs sont affectés par des évanouissements indépendants. Quand le récepteur est stationnaire, la diversité dans le domaine fréquentiel est le seul moyen d'assurer une bonne réception; la diversité dans le temps que fournit l'entrelacement temporel n'est d'aucun secours pour un récepteur statique. Pour le système, la propagation par trajets multiples est une forme de diversité d'espace; on considère qu'elle offre un avantage important, ce qui contraste fortement avec les systèmes classiques à MF ou numériques à bande étroite dans lesquels la propagation par trajets multiples peut détruire complètement un service.

FIGURE 33  
 Contribution positive des échos



Dans tout système pouvant bénéficier des trajets multiples, le système est d'autant plus robuste que la voie de transmission a une plus grande largeur de bande. Dans le système, une largeur de bande d'ensemble de 1,5 MHz a été choisie pour profiter des avantages de la technique à large bande, et pour permettre une certaine souplesse de planification. Le Tableau 30 indique aussi le nombre de porteuses COFDM contenues dans cette largeur de bande pour chaque mode de transmission.

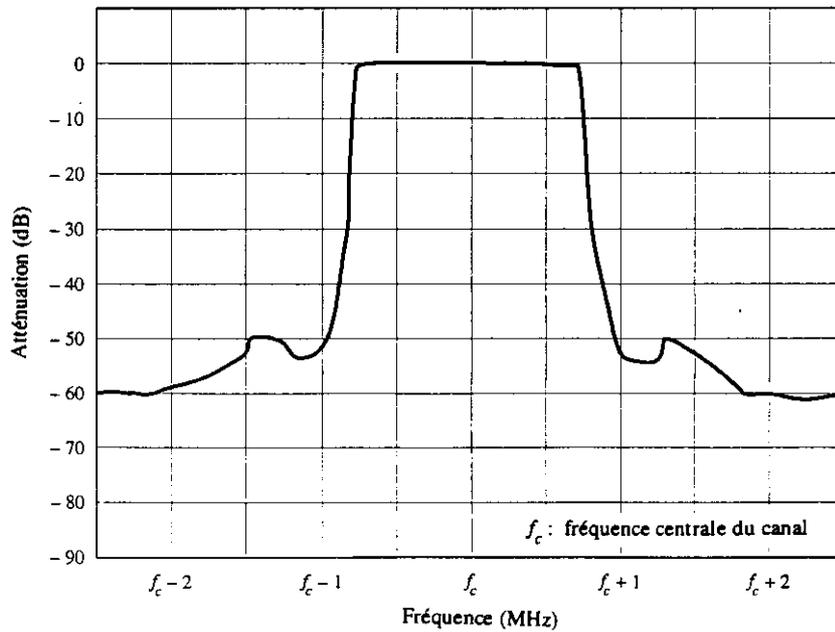
L'utilisation de COFDM a encore pour avantage que l'on peut obtenir une grande efficacité en matière de spectre et de puissance avec des réseaux monofréquence couvrant une zone étendue, ainsi qu'avec des réseaux denses pour zone urbaine. Les émetteurs fournissant le même programme, quel que soit leur nombre, peuvent travailler à la même fréquence, ce qui se traduit en outre par une réduction générale de la puissance de fonctionnement nécessaire. La robustesse (c'est-à-dire de plus faibles rapports de protection) et la réduction de puissance ont pour autre conséquence encore que les distances de réutilisation des fréquences entre différentes zones de service sont considérablement réduites.

Du fait que les échos fournissent une contribution positive au signal reçu, les récepteurs de tous types (portables, à usage domestique et sur véhicule) peuvent utiliser des antennes simples non directives.

### 9.6 Spectre du signal RF

Le spectre de l'ensemble du système est représenté à la Fig. 34.

**FIGURE 34**  
**Exemple de spectre du signal RF**



## 10 Performances RF du Système numérique A

On a procédé à des essais d'évaluation RF sur un Système numérique A en utilisant le mode I à 226 MHz et le mode II à 1 500 MHz pour diverses conditions représentant la réception mobile et fixe. On a effectué des mesures du TEB en fonction du rapport C/N sur un canal de données en utilisant les conditions suivantes:

$$D = 64 \text{ kbit/s}, R = 0,5$$

$$D = 24 \text{ kbit/s}, R = 0,375.$$

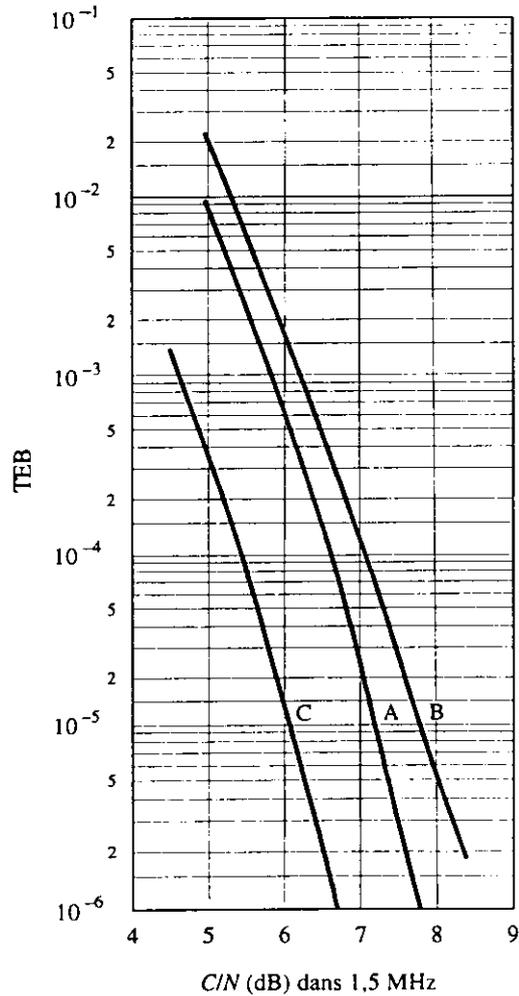
où D est le débit de données à la source et R le débit de code de canal moyen.

### 10.1 TEB en fonction du rapport C/N (largeur de bande de 1,5 MHz) dans un canal gaussien à 226 MHz

On a ajouté un bruit blanc gaussien pour régler le rapport C/N à l'entrée du récepteur. Les résultats sont indiqués sur la Fig. 35. A titre d'exemple, pour  $R = 0,5$ , on peut comparer les résultats mesurés à ceux d'une simulation logicielle pour montrer les performances inhérentes du système. On voit qu'on obtient une marge de mise en oeuvre de moins de 0,5 dB à un taux d'erreur sur les bits (TEB) de  $10^{-4}$ .

FIGURE 35

Taux d'erreur binaire dans 1,5 MHz et sur un canal gaussien, 226 MHz, Mode I



Courbes A:  $R = 0,5$  (simulation par logiciel)  
B:  $R = 0,5$   
C:  $R = 0,375$

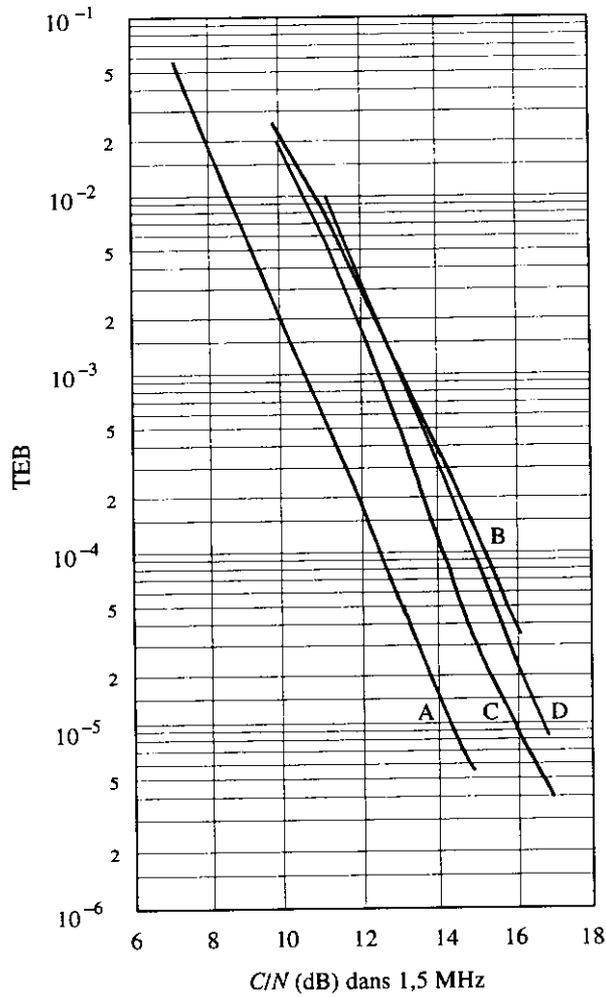
### 10.2 TEB en fonction du rapport C/N (largeur de bande de 1,5 MHz) dans un canal de Rayleigh à 226 MHz

On a effectué des mesures du TEB en fonction du rapport C/N sur un canal de données ( $D = 64$  kbit/s,  $R = 0,5$ ) en utilisant un simulateur de canal d'évanouissement.

Les résultats sont indiqués sur la Fig. 36. Pour l'exemple d'un canal de Rayleigh avec profil rural et déplacement du récepteur à 130 km/h, les résultats mesurés (courbe B) peuvent être comparés à ceux d'une simulation logicielle (courbe A). La différence est inférieure à 3 dB à un TEB de  $10^{-4}$ . La courbe C illustre les performances urbaines typiques à une vitesse relativement faible mais dans un canal à haute dispersion de fréquence. La courbe D illustre les performances dans un réseau représentatif à une seule fréquence (SFN) où les signaux sont reçus avec des temps de propagation allant jusqu'à 600  $\mu$ s (ce qui correspond à une longueur de trajet excédentaire de 180 km).

FIGURE 36

Taux d'erreur binaire dans 1,5 MHz et sur un canal de Rayleigh, 226 MHz, Mode I



Courbes A:  $R = 0,5$ , rural, 130 km/h (simulation par logiciel)  
B:  $R = 0,5$ , rural, 130 km/h  
C:  $R = 0,5$ , urbain, 15 km/h  
D:  $R = 0,5$ , réseau à fréquence unique, 130 km/h

### 10.3 TEB en fonction du rapport C/N (largeur de bande de 1,5 MHz) dans un canal de Rayleigh à 1 500 MHz

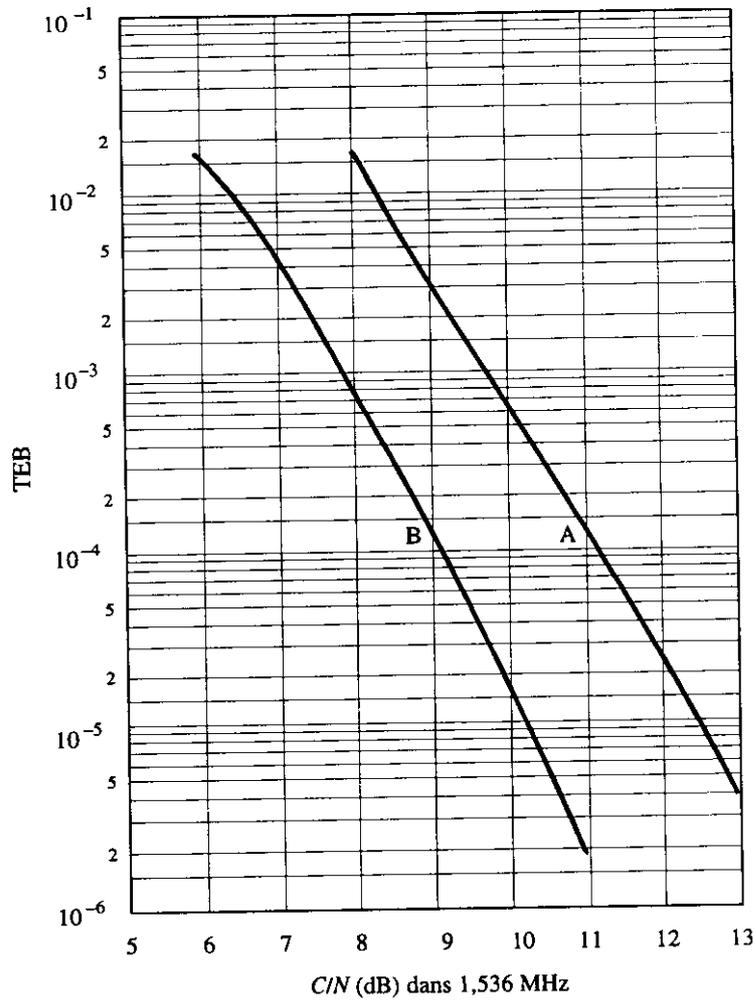
On a effectué des mesures du TEB en fonction du rapport C/N sur un canal de données en utilisant un simulateur de canal d'évanouissement. Les résultats sont indiqués sur la Fig. 37.

### 10.4 Disponibilité du service audiofréquence

Des évaluations provisoires de la qualité sonore indiquent qu'elle ne subit pas de dégradation perceptible si le TEB est inférieur à  $10^{-4}$ .

FIGURE 37

Taux d'erreur binaire dans 1,5 MHz et sur un canal de Rayleigh, 1500 MHz, Mode II



Courbes A:  $R = 0,5$  urbain, 15 km/h  
B:  $R = 0,375$ , urbain, 15 km/h

APPENDICE 1  
DE L'ANNEXE 3

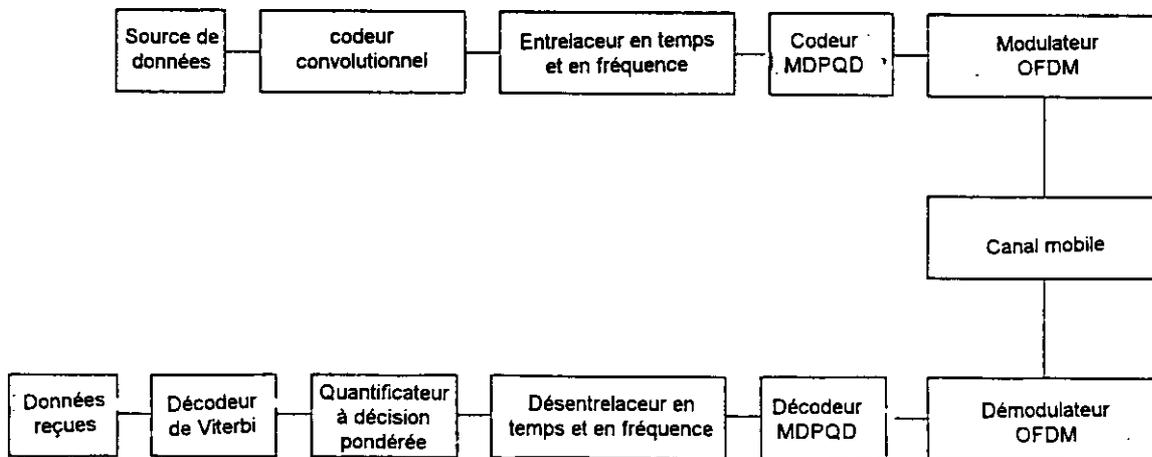
**Simulations par ordinateur des performances de système (Système numérique A)**

**1 Modèle de simulation par ordinateur**

**1.1 Modèle général**

Un schéma du modèle utilisé pour l'analyse et la simulation du système COFDM est présenté sur la Fig. 38. La source de données engendre une séquence binaire pseudo-aléatoire. L'élément binaire engendré à un instant donné est indépendant de tous les éléments binaires précédents et les deux niveaux de l'alphabet binaire sont également probables. Les bits d'information sont alors protégés contre les erreurs à l'aide d'un codeur convolutionnel. Après avoir été entrelacés en temps et en fréquence, les bits sont jumelés en dibits et codés en phase différentielle. La modulation OFDM est finalement effectuée à l'aide d'une transformée rapide inverse de Fourier (IFFT). Après avoir été traités par l'intermédiaire du canal mobile, le signal OFDM reçu est d'abord démodulé par une transformée rapide de Fourier (FFT). L'information de chaque sous-porteuse est alors décodée en phase différentielle et désentrelacée en fréquence et en temps. La sortie du désentrelaceur est quantifiée avant d'être appliquée au décodeur de Viterbi.

FIGURE 38  
**Modèle général du système DSB**



**1.2 Modèle de canal du service mobile par satellite**

Le modèle de canal du service mobile par satellite est essentiellement un processus d'évanouissement de Rice comportant un trajet direct et un trajet d'évanouissement de Rayleigh qui peuvent être réglés à différentes valeurs. Le spectre du processus de Rayleigh a une forme classique en "U" qui correspond aux hypothèses suivantes: a) distribution uniforme de la puissance du trajet multiple en fonction de l'angle d'arrivée et b) utilisation d'une antenne de réception omnidirectionnelle. Le trajet direct peut être décalé d'une valeur constante par effet Doppler pour simuler la réception dans un véhicule en déplacement à partir de différents angles d'élévation de satellite. La puissance du trajet direct est supposée constante et le facteur K du canal qui est défini par la formule:

$$K = 10 \log (\text{puissance moyenne de trajet multiple/ puissance de trajet direct}) \quad (22)$$

et peut être réglé à toute valeur désirée. En plus de la caractéristique de canal de propagation par trajets multiples, un bruit blanc gaussien additif est combiné au signal après le processus d'évanouissement. Il convient de souligner que ce modèle de canal de transmission par satellite n'est pas sélectif en fréquence et est valable pour une transmission mobile à bande étroite. Des mesures de canal à large bande du service mobile par satellite effectuées plus récemment ont montré que la largeur de bande de cohérence dérivée de l'étalement du temps de propagation est d'environ 1 MHz dans le cas le plus défavorable des zones urbaines denses. Ces canaux seraient donc sélectifs en fréquence sur une largeur de bande de 1,5 MHz et permettraient au système COFDM d'apporter certaines améliorations par la diversité de fréquence. Les résultats obtenus avec un modèle de canal de transmission par satellite à évanouissements uniformes et indiqués ici correspondent donc au cas le plus défavorable. On peut espérer obtenir de meilleurs résultats sur des canaux sélectifs en fréquence, sous réserve que l'étalement du temps de propagation par trajets multiples reste dans les limites de l'intervalle de garde.

## 2 Limitations des simulations

Une synchronisation parfaite et un filtrage parfait (mur de briques) ont été implicitement admis dans les simulations indiquées ici. Les effets de la commande automatique de gain, du bruit de phase dans les oscillateurs locaux du récepteur ainsi que des non-linéarités de l'équipement d'émission ou de réception n'ont pas été pris en considération.

## 3 Résultats des simulations et commentaires

Les paramètres COFDM étudiés étaient la profondeur de l'entrelacement dans le temps, le nombre de niveaux de quantification à décision pondérée, la longueur de contrainte du code convolutionnel (qui sont indiqués dans le Rapport UIT-R BS.1203) et les performances du Mode III dans les canaux du service mobile par satellite pour lesquels les résultats ont été indiqués ci-après. Dans la présentation de ces résultats, l'énergie contenue dans l'intervalle de garde a été incluse dans le calcul du rapport  $E_b/N_0$ . On peut obtenir facilement les rapports porteuse-bruit (C/N) correspondants en soustrayant 1 dB des valeurs de  $E_b/N_0$ .

### 3.1 Performances du mode III dans les canaux du service mobile par satellite

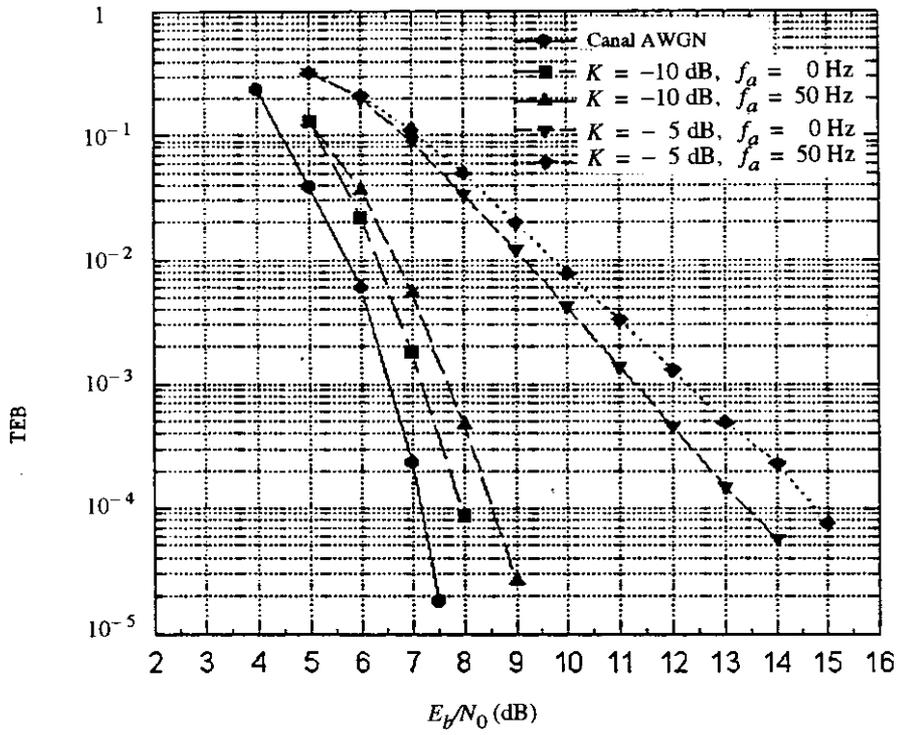
Le but de cette cinquième série de simulations était d'évaluer les paramètres du Mode III dans les canaux du service mobile par satellite. Les courbes de TEB en fonction du rapport  $E_b/N_0$  ont été établies dans des canaux de Rice avec des valeurs du facteur K de  $-10$  et  $-5$  dB. La vitesse du véhicule était réglée à 72 km/h de telle sorte que l'étalement Doppler maximal associé à l'évanouissement de Rayleigh soit  $f_{\max} = 100$  Hz. Un déplacement Doppler ( $f_a$ ) de 0 Hz (correspondant à un angle d'élévation de satellite de  $90^\circ$ ) et de 50 Hz (correspondant à un véhicule se déplaçant à 72 km/h vers un satellite à un angle d'élévation de  $60^\circ$ ) a été appliqué au trajet direct.

Les résultats sont indiqués sur la Fig. 39. La courbe obtenue dans le canal AWGN est présentée à titre de référence. Avec un facteur K de  $-10$  dB, on a constaté que la valeur de  $E_b/N_0$  nécessaire pour obtenir un TEB de  $10^{-4}$  était de 8 dB pour un angle d'élévation de satellite de  $90^\circ$  et de 8,5 dB pour un angle d'élévation de  $60^\circ$ . Cette valeur passe respectivement à 13,3 et 14,5 dB lorsque le facteur K s'élève à  $-5$  dB.

On met actuellement au point un logiciel de simulation complémentaire pour étudier les effets des facteurs de mise en oeuvre du matériel sur les performances du système COFDM.

FIGURE 39

TEB en fonction du rapport  $E_b/N_0$  sur des canaux du service mobile par satellite avec différents facteurs K et différents déplacements Doppler du trajet direct (Mode III,  $v = 72$  km/h)



ANNEXE 4

**Description du Système numérique B**

**1 Introduction**

Le Système de radiodiffusion sonore numérique B est un système souple et efficace, du point de vue de la largeur de bande et de la puissance; il permet d'assurer la diffusion de signaux audiofréquence numériques et de données numériques auxiliaires à des récepteurs intérieurs/extérieurs, fixes ou portatifs et mobiles. Le Système B est conçu pour la transmission par satellite ainsi que pour la transmission de Terre.

**1.1 Etat d'avancement du système**

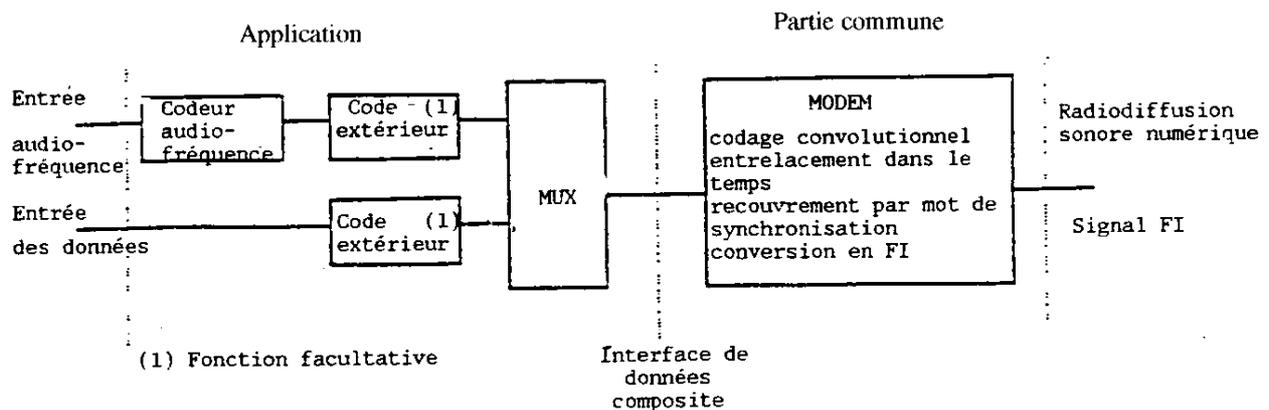
Il existe une version complète du Système B, y compris les modèles appropriés de canal de propagation par satellite et de Terre, sous la forme d'une simulation COMDISCO SPW installée sur un poste de travail de type SUN. Un modèle d'ingénierie du système est actuellement en cours de construction. A la fin de 1993 et au début de 1994, il sera testé sous les auspices de l'Electronic Industries Association (EIA), aussi bien en laboratoire que par satellite (Satellite de poursuite et de retransmission de données de la NASA (TDRS)), dans divers conditions de réception (voir le Doc. 10-11S/140 pour les méthodes de mesure, le Doc. 10-11S/139 pour certaines caractéristiques de fonctionnement du système, et les Doc. 10-11S/141 et 153 pour des informations complémentaires sur les méthodes d'essai et les satellites dans la bande S proposés).

**1.2 Aperçu du système**

Le Système B est structuré en deux éléments fonctionnels, à savoir une fonction essentielle de transport de données numériques (émetteur/récepteur/modem) et une fonction de manipulation de données (compression audiofréquence-multiplexage de données). Cette division fonctionnelle est illustrée par le schéma de l'émetteur de la Fig. 40.

FIGURE 40

Schéma de l'émetteur

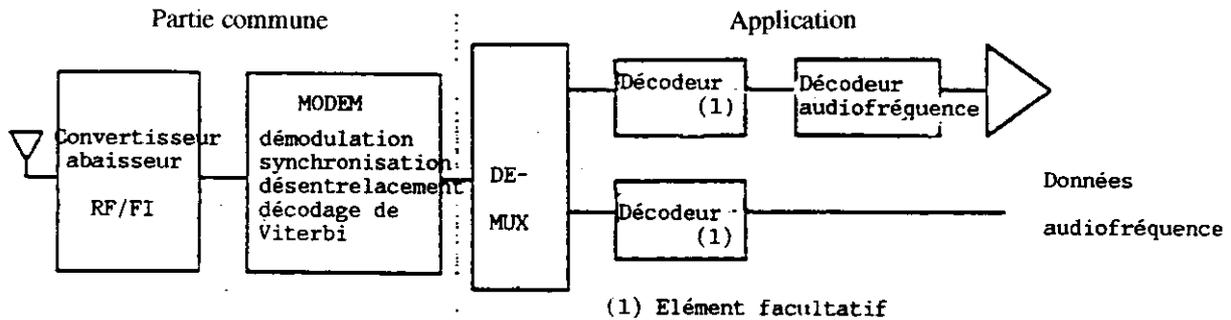


Chaque liaison du Système B est conçue pour fonctionner dans une gamme de débits binaires de 32 kbit/s à 384 kbit/s, ce qui permet à un prestataire de services d'obtenir un accès indépendant à un répéteur de satellite et d'offrir une combinaison d'un ou de plusieurs voies audiofréquence et de données. Chaque prestataire peut également utiliser les ressources de puissance et de largeur de bande de l'émetteur en fonction du débit binaire global qui lui est attribué.

Un dispositif de compression audiofréquence particulier n'est pas actuellement spécifié pour le Système B. Tout dispositif qui correspond aux capacités de débit binaire du système peut être mis en oeuvre. Plusieurs dispositifs de compression audiofréquence seront testés lors de l'expérimentation du système et des recommandations pour chaque type de service seront formulées sur la base de la qualité sonore et du débit binaire nécessaire.

La division fonctionnelle du Système B côté réception est représentée sur la Fig. 41. Le récepteur est conçu pour fonctionner dans une gamme de débits binaires de liaison autorisée par le canal de transmission. Cette structure permet l'accès aux services d'un prestataire donné par démultiplexage d'un seul flux de données et l'accès à d'autres prestataires par réglage sur un autre canal de fréquence.

FIGURE 41  
Schéma du récepteur



La structure du signal du Système B permet une mise en oeuvre simple du récepteur numérique de base qui fonctionnera correctement dans la plupart des environnements de réception. Des fonctions complémentaires de traitement des signaux, qui peuvent être ajoutées au récepteur de base sans que la structure du signal en soit modifiée, ont été mises au point pour améliorer le fonctionnement dans des conditions de réception plus difficiles.

## 2 Structure du signal

La structure de signal de l'élément principal du système est constituée d'un codage convolusionnel suivi d'un entrelacement dans le temps et d'une modulation MDPQ, avec mise en forme des impulsions pour l'efficacité de la largeur de bande. Un code extérieur, par exemple un code de Reed-Solomon, peut être ajouté au flux de données de l'une quelconque des sources de données.

## 3 Génération du signal

Les étapes du processus de construction du signal sont indiquées sur le schéma de la Fig. 42.

### 3.1 Synchronisation

Pour résoudre l'ambiguïté MDPQ au niveau du récepteur et établir une synchronisation de trame de l'entrelaceur, un mot de synchronisation unique est superposé sur une partie du flux de symboles avant la modulation.

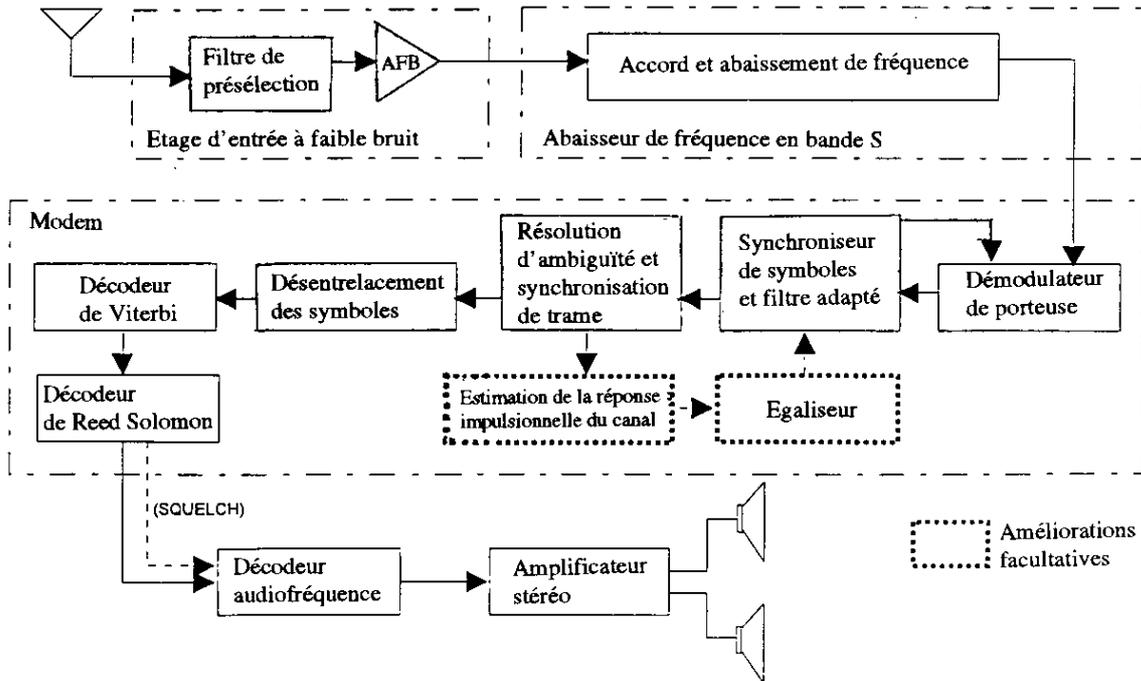
## 4 Structure du récepteur

Un schéma fonctionnel du récepteur est présenté sur la Fig. 43. Chacun des blocs fonctionnels est décrit dans les paragraphes suivants.

FIGURE 42  
Construction du signal (fonctions du modem d'émission)



FIGURE 43  
Schéma du récepteur



#### 4.1 Elément principal du récepteur

L'élément principal du récepteur est constitué des blocs du convertisseur RF/FI et du démodulateur/détecteur de la Fig. 43. Le premier bloc exécute les fonctions de réglage du récepteur à la fréquence RF appropriée et de conversion du signal reçu à une basse fréquence FI. Le second bloc sera, dans la plupart des cas, un équipement entièrement numérique où la sortie basse fréquence FI du premier bloc sera échantillonnée et traitée pour la démodulation, la détection et le décodage du flux de données combiné.

##### 4.1.1 Boucles de porteuse et de synchronisation de symboles

La démodulation de la porteuse et la détection des données sont effectuées dans des boucles de porteuse MDPQ et de poursuite de synchronisation des bits à couplage réciproque. La boucle de porteuse sera, dans la plupart des cas, mise en oeuvre sous la forme d'une boucle de Costas. Une autre solution pour effectuer la démodulation de la porteuse

consiste à utiliser un estimateur de phase "complète" dont les performances sont un peu moins bonnes que celles d'un démodulateur cohérent mais qui peut être utile dans des conditions d'évanouissement rapide.

La boucle de synchronisation de symboles est une boucle de poursuite de transition qui sert à établir le rythme des symboles pour toutes les opérations ultérieures.

#### **4.1.2 Désentrelacement des symboles et résolution d'ambiguïté**

Les symboles détectés, sous la forme d'une décision pondérée, sont appliqués au désentrelaceur de temps où leur séquence temporelle initiale est rétablie. Les symboles à l'entrée du désentrelaceur sont également corrélés en fonction d'une réplique du mot de synchronisation qui a été superposé au flux de symboles. La détection du mot de synchronisation ou l'inverse permet l'établissement de la synchronisation de trame du désentrelaceur ainsi que la résolution de l'ambiguïté MDPQ.

#### **4.1.3 Décodage de Viterbi**

Le décodage de Viterbi du code convolutionnel est effectué au taux d'efficacité de 1/2 ou 1/3 choisi par le prestataire de services. Il existe des circuits intégrés qui fonctionnent aux deux taux et la mise en oeuvre des deux taux n'a pas d'incidence importante en matière de coût pour le récepteur. Toutefois, Le choix d'un taux de code de 1/3 entraîne une pénalité de largeur de bande que le prestataire de services voudra peut-être absorber, notamment si le service est conçu pour la réception mobile en présence de fortes occultations.

### **4.2 Perfectionnements du récepteur**

On a mis au point plusieurs perfectionnements du traitement du signal pour améliorer le fonctionnement du récepteur dans des conditions de réception difficiles.

#### **4.2.1 Décodage assisté de l'état du canal**

Un décodeur de Vitervi aura de meilleures performances moyennes dans des conditions d'évanouissement du signal si on affecte à son entrée une pondération nulle pendant que le signal est au-dessous du seuil, ce qu'il est possible de faire en effectuant une estimation du rapport signal-bruit pour détecter l'instant où un évanouissement se produit.

#### **4.2.2 Diversité d'antenne**

Des mesures intérieures de la propagation ont montré que de grandes ondes stationnaires peuvent se produire à l'intérieur des bâtiments. Les crêtes et les creux de ces ondes sont séparés par une fraction de longueur d'onde, et on peut donc utiliser la diversité d'antenne à court espacement. Il peut y avoir des applications de la diversité d'antenne également pour des conditions extérieures, notamment la réception mobile. La solution la plus simple est de passer à l'autre antenne lorsqu'un évanouissement du signal est détecté. Selon les conditions, plusieurs stratégies peuvent probablement être mises en oeuvre.

#### **4.2.3 Egalisation**

L'égalisation est extrêmement utile lorsqu'un signal est déformé par des échos dus à des réflexions. Dans la plupart des applications de transmission par satellite, où les angles d'élévation de satellite sont raisonnables, les signaux réfléchis ont un niveau inférieur de nombreux dB à celui du signal direct. Le problème des échos est beaucoup plus sévère dans la radiodiffusion de Terre où plusieurs échos peuvent avoir une puissance voisine du signal direct. L'égaliseur a pour fonction de trier les signaux concurrents, de choisir le plus puissant et d'éliminer les effets des autres signaux.

### **4.3 Mise en oeuvre de la fonction d'application**

Cette partie du système de réception consiste à assurer les fonctions de démultiplexage des données, de décodage facultatif du code extérieur et de décodage audiofréquence. Dans certaines applications, l'utilisation d'un code extérieur n'est pas nécessaire ou, comme dans le cas de certains systèmes de compression audiofréquence, une protection supplémentaire contre les erreurs est assurée dans les circuits du codeur/décodeur.

---