

RAPPORT UIT-R BS.1203-1

**RADIODIFFUSION SONORE NUMÉRIQUE POUR RÉCEPTEURS À BORD  
DE VÉHICULES, PORTATIFS ET FIXES, AU MOYEN D'ÉMETTEURS  
DE TERRE EN ONDES MÉTRIQUES ET DÉCIMÉTRIQUES**

(1990-1994)

On trouvera dans ce Rapport des éléments d'information de base et descriptifs destinés à la Recommandation UIT-R BS.774, intitulée «Radiodiffusion sonore numérique pour récepteurs à bord de véhicules, portatifs et fixes, au moyen d'émetteurs de Terre en ondes métriques et décimétriques».

## **1 Introduction**

Certains radiodiffuseurs utilisent depuis de nombreuses années des techniques numériques pour la production et la transmission de programmes radiophoniques. Plus récemment, le prix de ces techniques a baissé jusqu'à permettre leur utilisation dans le marché grand public, ce qui a permis aux auditeurs d'apprécier un son de haute qualité, mais en dehors du cadre de la radiodiffusion. Simultanément, on assiste à un encombrement croissant des bandes de radio en modulation de fréquence dans de nombreux pays. En conséquence, la radio MF qui peut offrir au public un son de qualité inaltérée, est menacée d'une érosion de la qualité qu'elle permet. Cet encombrement augmentera inévitablement les niveaux de brouillage qu'il faudra tolérer notamment pour les récepteurs mobiles et portatifs qui ne bénéficient pas d'antennes élevées et directionnelles comme on les considère généralement dans la planification de la couverture.

La modulation de fréquence peut continuer à offrir un excellent service à des récepteurs fixes correctement installés, mais la solution d'avenir pour le développement de la radio est de créer un système numérique entièrement nouveau conçu dès l'origine pour répondre aux exigences de réception des différentes catégories de public. De plus, on pourrait ainsi établir une chaîne numérique complète depuis le studio jusqu'au récepteur grand public.

A la différence des systèmes de radiodiffusion sonore existants, le nouveau système doit permettre une réception sonore sans perturbations sur des récepteurs de radiodiffusion fixes, portatifs et mobiles. Pour réaliser la réception mobile, il faut appliquer des méthodes de transmission entièrement nouvelles qui ont été définies et dont on trouvera ici la description.

Le présent Rapport donne les spécifications de la radiodiffusion sonore numérique pour récepteurs à bord de véhicules, portatifs et fixes, au moyen d'émetteurs de Terre, ainsi que les techniques mises en œuvre dans le système de radiodiffusion sonore numérique; il traite également des paramètres de planification pertinents et des considérations relatives au partage. Il analyse aussi les caractéristiques de la partie «de Terre» et du système commun, dans le cadre du service de radiodiffusion sonore numérique de type mixte (satellite/de Terre), ainsi que la notion de distribution hybride. Le concept de ce service mixte se fonde sur l'utilisation de la même bande de fréquences par le service de radiodiffusion par satellite et par le service de radiodiffusion de Terre, à destination du même récepteur. Le concept de distribution hybride se fonde sur l'utilisation de

«réémetteurs d'appoint» de Terre à faible puissance, pour améliorer la couverture du satellite. Ces deux concepts peuvent être mis en œuvre grâce aux techniques utilisées dans le système de radiodiffusion sonore numérique; on en trouvera une description plus détaillée dans le Rapport UIT-R BO.955.

Les informations contenues dans ce Rapport ont été fournies en majeure partie par des études et des essais effectués au Canada, en Allemagne, en France, aux Pays-Bas, au Royaume-Uni, en Suède, et par l'Union européenne de radio-télévision (UER), au titre du Projet Eureka-147, sur la base du concept de système décrit dans l'Annexe 1-A.

Plus récemment, des études ont été lancées pour analyser d'autres systèmes qui pourraient être envisagés aux fins de la radiodiffusion sonore numérique (voir l'Annexe 2).

## **2 Spécifications du service et du système**

Lorsqu'on définit un système de radiodiffusion sonore numérique, il convient de prendre en compte les spécifications indiquées ci-après. Le système sera spécifié pour la réception fixe et la réception sur appareils portatifs ou à bord de véhicules. Les spécifications de système énumérées s'appliquent aux diverses modalités de distribution: liaisons de Terre, câble, satellite et systèmes mixtes satellite/de Terre.

Les spécifications sont les suivantes:

### **2.1 Niveaux de qualité sonore**

- Son stéréophonique de haute qualité sur deux ou plusieurs canaux; la qualité subjective doit être identique à celle des supports numériques enregistrés du type grand public haut de gamme («qualité CD»).

### **2.2 Signaux de contrôle du son**

- Transmission d'une information de contrôle sur la représentation du son (force du son, compression de la dynamique, matriçage, etc.).

### **2.3 Configurations de service**

- Son stéréophonique de canal de haute qualité.
- Son monophonique de haute qualité.
- Pour des applications spéciales, possibilité d'ajouter des canaux son supplémentaires au système de base (pour obtenir le système universel de son stéréophonique multicanal défini dans la Recommandation UIT-R BS.775).
- Services à valeur ajoutée ayant des capacités de données et des temps de distribution différentes (par exemple: canal de messages de trafic, données commerciales, appel de personnes, images fixes/graphiques, multiplex image/son 1,5 Mbit/s, futur service de radiodiffusion numérique à intégration des services).
- Souplesse d'affectation/réaffectation des services, sans perturber la continuité des services.

### **2.4 Mise en œuvre du service**

Utilisation d'un traitement commun des signaux dans les récepteurs pour:

- a) les réseaux de Terre locaux, sous-nationaux et nationaux en ondes métriques et décimétriques;
- b) l'exploitation mixte de services de Terre et de services nationaux/supranationaux par satellite en ondes décimétriques;
- c) les réseaux de distribution par câble.

Dans certains pays, il y aurait avantage à concevoir le système et à planifier le service de telle manière qu'un récepteur commun puisse être utilisé pour toutes les modalités de distribution de programmes énumérées ci-dessus.

## **2.5 Information sur le service**

- Utilisation de données associées à chaque programme (identification du programme, commande de la distribution des programmes, contrôle des droits d'auteur, accès conditionnel, enchaînement dynamique des programmes, services pour les malentendants).
- Information sur le système multiplex (méthode simple pour l'identification, la sélection et l'enchaînement des programmes ou services).

## **2.6 Interface**

- Capacité d'enregistrement des signaux son (avec débit binaire réduit) et des données associées. Cela suppose l'enregistrement du signal radiophonique complet, y compris les données associées au programme, et la possibilité d'accéder à de petits blocs de données contenus dans le signal codé.
- Possibilité d'interfaçage des données avec l'équipement de technologie de l'information, ou équipement ITE (information technology equipment), et les réseaux de communication.

## **2.7 Disponibilité du service**

- Réception sur des appareils placés à bord de véhicules, portatifs et fixes.
- Grande disponibilité de couverture, en emplacements et en temps.
- Caractéristiques de panne acceptables subjectivement.
- Grande immunité à l'égard de la propagation par trajets multiples (temps de propagation longs et courts) et à l'égard de l'effet Doppler (pour les récepteurs mobiles).
- Compromis entre l'étendue de la couverture pour une puissance d'émission donnée, la qualité de service et le nombre de programmes audio et de services de données.

## **2.8 Efficacité d'utilisation du spectre**

- Grande efficacité d'utilisation du spectre (meilleure qu'en modulation de fréquence, réutilisation maximale des fréquences et réseautage maximal à une seule fréquence, minimum de contraintes pour le partage avec d'autres services).
- Distribution de plusieurs programmes dans une même bande de fréquences.

## **2.9 Complexité**

- Récepteur de base de prix modique.
- Utilisation d'une antenne de réception simple, non directive, convenant à la réception à bord de véhicules et sur appareils portatifs.

### 3 Conception du système

#### 3.1 Caractéristiques du canal

La conception d'un système de radiodiffusion sonore numérique - que ce soit par satellite ou de Terre - dépend en grande partie des facteurs qui influencent les caractéristiques de propagation sur le trajet aboutissant au récepteur placé dans un véhicule. Dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques, ce trajet de propagation subit un affaiblissement dû aux zones d'ombre produites par les bâtiments et les autres obstacles, dû également aux évanouissements de la propagation par trajets multiples imputables à la diffusion au sol et sur les obstacles proches (arbres, etc.). Les effets des zones d'ombre et de la propagation par trajets multiples dépendent de la fréquence de fonctionnement, de l'angle d'élévation de l'émetteur et de la nature du milieu dans lequel fonctionne le récepteur: rase campagne, milieu rural, suburbain boisé ou à forte urbanisation. On trouvera dans l'Annexe 1-C un développement mathématique relatif à un canal de radiodiffusion pour réception à bord d'un véhicule, dans le cas de la propagation par trajets multiples; cette Annexe donne aussi quelques résultats expérimentaux.

Les systèmes de modulation numérique classiques sont particulièrement sensibles à la propagation par trajets multiples car celle-ci peut créer de graves brouillages intersymboles liés aux différences dans le retard selon les trajets. Il n'est pas possible de surmonter ces brouillages en augmentant la puissance de l'émetteur.

En ce qui concerne la bande passante exigée du canal numérique, la propagation par trajets multiples peut être sélective en fréquence et variable dans le temps. Pour un système de modulation numérique classique, les performances en matière d'erreur que l'on peut obtenir sont alors fortement limitées par la sélectivité en fréquence et par les variations rapides du champ en réception mobile. Des études sur la répartition statistique des champs ont montré (Rapport UIT-R BO.955) qu'elle suit une loi log-normale sur de vastes régions, couplée avec une répartition de Rayleigh (trajet qui n'est pas en ligne de vue directe) ou de Rice (trajet direct et Rayleigh) sur de petites régions dont les dimensions sont de l'ordre de quelques centaines de longueurs d'onde.

Dans la plupart des cas, le canal de Rayleigh dans des zones fortement urbanisées est le moins favorable et en conséquence tout nouveau système doit être conçu pour fonctionner dans cet environnement de propagation. On dispose de certaines données sur la propagation de signaux à large bande [Cox et Leck, 1975]. En moyenne, en B.dm la bande passante de corrélation à 90% est de l'ordre de 30 kHz avec indépendance (moins de 10% de corrélation) pour des séparations en fréquence de l'ordre de 3 MHz. De plus, on a constaté que la dispersion des retards dans les régions urbaines est de l'ordre de 1 à 2  $\mu$ s, mais dépasse 3  $\mu$ s, pour environ 1% des emplacements dans une zone donnée. En zones de montagnes ou de collines, cette dispersion peut atteindre plusieurs dizaines de microsecondes en cas de couverture étendue.

Dans le cas d'un récepteur fixe, le temps de propagation sur chaque trajet est généralement constant; en revanche, pour un récepteur mobile, il varie proportionnellement à la vitesse de déplacement du récepteur parallèlement à la direction du trajet de réception. On a donc des décalages Doppler différents avec des trajets multiples aboutissant au récepteur sous des angles différents. L'effet Doppler est caractérisé par le paramètre «étalement Doppler» et par son inverse dans la transformation de Fourier, le temps de corrélation (ou de cohérence). L'étalement Doppler dans le canal à réception mobile dépend de la vitesse du véhicule et a pour expression  $2v/\lambda$ , où  $v$  est la vitesse du véhicule et  $\lambda$  est la longueur d'onde de la porteuse. Pour  $v = 100$  km/h, un signal de 1 500 MHz subit un étalement Doppler d'environ 275 MHz et a un temps de corrélation de 3,6 ms. Pour un véhicule immobile, l'étalement Doppler est théoriquement voisin de zéro et le temps de

corrélation est très long. Cependant, la présence d'autres véhicules dans le voisinage, en mouvement ceux-là, a pour effet de créer un champ de propagation par trajets multiples, de type non stationnaire. Le temps de corrélation définit la valeur de diversité de temps pouvant être obtenue par simple entrelacement des symboles. Si l'intervalle de temps pendant lequel les symboles sont entrelacés est grand par rapport au temps de corrélation, on obtient une diversité de temps notable. S'agissant de la diversité de temps réalisable, le véhicule immobile ou se déplaçant lentement représente par conséquent le cas le plus défavorable, pouvant nécessiter une durée d'entrelacement égale à plusieurs centaines de millisecondes au moins.

En revanche, quelle que soit la durée d'entrelacement, il n'est pas possible d'obtenir une diversité de temps efficace pour un récepteur immobile. Il faut donc avoir recours également à une importante diversité de fréquence.

Pour les récepteurs portatifs, qui fonctionnent pour la plupart à l'intérieur des bâtiments en milieu urbain, l'affaiblissement des signaux au moment de leur pénétration dans les bâtiments peut poser des problèmes. Dans certains cas, l'affaiblissement provoqué par les murs et les plafonds peut être très important (dépassant, par exemple, 20 dB), mais l'effet global peut être réduit si les signaux pénètrent par les ouvertures de la construction. Néanmoins, l'utilisation de marges de liaison suffisantes à partir d'un satellite risque de se révéler peu rentable; il faudra prévoir des réémetteurs de Terre à faible puissance (réémetteurs d'appoint) pour desservir des auditeurs se trouvant dans des immeubles de bureaux et des immeubles résidentiels à plusieurs étages situés dans des zones de service urbaines.

Il faut souligner que les caractéristiques de propagation peuvent être nettement différentes sur les liaisons à satellite et les liaisons de Terre. Sur les premières, l'étalement des temps de propagation est généralement beaucoup plus petit que sur les secondes. Par ailleurs, la largeur de bande de corrélation est plus petite sur les liaisons de Terre. En raison de ces différences, il peut y avoir des écarts entre les valeurs des paramètres à prendre en considération dans la conception du système pour chaque application. Par exemple, un système de Terre à ondes métriques peut être amené à fonctionner avec des symboles de plus grande durée qu'un système à satellites ou un système hybride satellite/de Terre (voir l'Annexe 1-A).

## **3.2 Caractéristiques de base du système**

### **3.2.1 Modulation et codage de canal**

Un des procédés permettant de remédier aux effets des évanouissements sélectifs dans un canal du type Rayleigh est d'appliquer les techniques d'étalement du spectre. Ces techniques présentent cependant un inconvénient majeur, à savoir un faible rendement d'utilisation du spectre, généralement inférieur à 0,25 bit/s/Hz; une telle valeur est inacceptable en radiodiffusion, où le spectre disponible est extrêmement restreint.

#### **3.2.1.1 Technique COFDM**

Cela étant, on a imaginé une nouvelle technique, appelée multiplexage de fréquences orthogonales avec codage, ou technique COFDM (coded orthogonal frequency division multiplex) [Alard et Lassalle 1987; Le Floch et autres 1989]. Cette technique convient bien pour un canal du type Rayleigh sélectif et donne une utilisation efficace des fréquences bien que ce soit une technique à large bande. Cette méthode de modulation est appliquée dans le Système numérique A décrit dans l'Annexe 1-A.

La technique COFDM pour la transmission en radiofréquence, utilisée dans le Système numérique A, a été mise au point pour répondre aux exigences rigoureuses de la transmission à

débit binaire élevé vers des récepteurs installés à bord de véhicules, portatifs et fixes. Son principe de base est de distribuer l'information à transmettre au moyen d'un grand nombre de porteuses ayant chacune un faible débit binaire, de telle sorte que la durée de symbole correspondante peut être supérieure à l'étalement du temps de propagation du canal. Dans ces conditions, et sous réserve d'introduire un intervalle de temps de garde entre les symboles successifs, la sélectivité de fréquence du canal ne causera pas de brouillages entre symboles, elle ne supprimera pas les évanouissements sélectifs; autrement dit, certaines des porteuses peuvent être renforcées par des interférences additives et d'autres peuvent être affaiblies par des interférences soustractives (évanouissements sélectifs). Pour pallier cet inconvénient, la technique COFDM prévoit des enchaînements multiples de signaux élémentaires (modulation d'une porteuse donnée par l'information pendant une durée de symbole donnée) reçus en des emplacements éloignés les uns des autres dans le domaine temps-fréquence. On obtient l'enchaînement au moyen d'un codage convolutif avec entrelacement temporel et fréquentiel à la source, avec utilisation dans les récepteurs d'un algorithme de décodage Viterbi à vraisemblance maximale.

La diversité obtenue grâce à l'entrelacement contribue beaucoup à maximaliser le rendement du décodage Viterbi, parce que les échantillons successifs présentés à l'entrée subissent seulement des évanouissements indépendants les uns des autres (non corrélés). Même si le récepteur est immobile, la diversité dans le domaine fréquentiel est suffisante pour garantir un comportement correct du système. La propagation par trajets multiples assure par conséquent une certaine forme de diversité qui, à la grande différence de la réception classique en MF, représente en fait un avantage dans la réception en COFDM. Qui plus est, cet avantage de robustesse dans les caractéristiques de qualité du système s'accroît encore lorsqu'on augmente la largeur de bande du canal de transmission.

Le rapport signal/bruit augmente dès que la puissance du signal reçu augmente elle-même sous l'effet des échos qui ne peuvent pas se combiner par soustraction: il en est ainsi lorsque les échos sont séparés par un retard minimum égal à l'inverse de la largeur de spectre du signal

Cela revient à dire que le système COFDM réalise une combinaison constructive (addition des puissances) des échos se propageant par trajets multiples. Il peut s'agir d'échos artificiels («échos actifs»), obtenus par retransmission dans le même bloc de fréquences. On a là une certaine forme de diversité en emplacement (à l'extrémité d'émission), qui permet de mettre en œuvre des réseaux de type différent (voir le § 4.6):

- réseau simple à un seul émetteur (voir le § 4.6.1);
- réseau synchronisé à fréquence unique, avec plusieurs émetteurs principaux pour la couverture d'une zone étendue (voir le § 4.6.2);
- réseau non synchronisé à fréquence unique, avec plusieurs émetteurs pour réaliser une extension de la couverture, et modelage de la couverture (voir le § 4.6.3);
- réseau hybride satellite/de Terre: réseau de configuration simple, dont l'émetteur principal se trouve à bord d'un satellite, complété par des émetteurs de Terre à faible puissance (voir le Rapport UIT-R BO.955).

Dans un réseau à fréquence unique, des émetteurs convenablement répartis contribuent, par addition des puissances, au signal reçu. Comme les positions de ces émetteurs ne sont pas alignées dans une direction unique par rapport au point de réception, cette configuration est des plus utiles si l'on veut empêcher une occultation totale dans le cas où un obstacle obstrue une nouvelle direction dans le plan horizontal.

La conclusion est que le système COFDM fait largement appel à la diversité de temps, de fréquence et d'emplacement.

### 3.2.2 Codage à la source

Actuellement, les systèmes de diffusion d'un son numérique (voir les Rapports UIT-R BS.795 et UIT-R BO.1073) exigent une capacité comprise entre 400 et 900 kbit/s pour acheminer un programme stéréophonique. Toutefois, pour utiliser de manière la plus efficace possible le précieux spectre radioélectrique pour la radiodiffusion sonore numérique, il est aussi nécessaire de réduire le plus possible le débit binaire du signal numérique à la source, tout en conservant une fidélité parfaite par rapport à l'original sortant du studio.

Les différentes méthodes utilisées pour le codage à la source sont décrites dans la Recommandation UIT-R BS.646 et dans les Rapports UIT-R BS.1068 et UIT-R BS.1199.

Des méthodes de codage plus récentes avec faible débit binaire sont préconisées dans la Recommandation UIT-R BS.1115.

La méthode de codage à la source utilisée pour le système de radiodiffusion sonore numérique décrit dans l'Annexe 1-A correspond au projet de Norme CD 11172 de l'Organisation internationale de normalisation (ISO).

De nombreux essais subjectifs et objectifs ont été effectués avec le système de codage audio Couche II MPEG-Audio de l'ISO, également appelé MUSICAM. Ces essais visaient essentiellement à déterminer la qualité audio subjective à plusieurs débits binaires différents, pour les signaux monophoniques ou stéréophoniques les plus sensibles.

D'autres essais importants ont porté sur l'image stéréophonique des signaux son décodés et sur des batteries de plusieurs codecs en série, c'est-à-dire le codage et le décodage multiple par utilisation du même système de codage. Ces essais subjectifs ont été complétés par une évaluation objective des caractéristiques suivantes: complexité du codeur et du décodeur, réponse en fréquence, durée du codage et du décodage, accès aléatoire et capacité de marche avant/arrière rapide. La liste ci-après donne un aperçu général des essais officiels qui ont été effectués avec le système de codage audio Couche II MPEG-Audio de l'ISO.

#### **Essais subjectifs et objectifs officiels du système couche II MPEG-Audio (MUSICAM)**

Juillet 1990	Premiers essais subjectifs et objectifs du système MPEG-Audio, effectués par la Swedish Broadcasting Corporation (SR) à Stockholm.
Novembre 1990-avril 1991	Essais d'écoute MUSICAM, effectués par le Communications Research Centre (CRC) à Ottawa.
Avril-mai 1991	Essais de vérification des Couches I, II et III MPEG-Audio, par la Swedish Broadcasting Corporation (SR) à Stockholm.
Novembre 1991	Essais de vérification du «Joint Stereo Coding» et deuxième vérification de la Couche III MPEG-Audio, par l'Inst. für Theor. Nachrichtentechnik und Informationsverarbeitung de l'Université de Hanovre, en coopération avec le Norddeutschen Rundfunk (NDR) et la Swedish Broadcasting Corporation (SR).
Janvier-juin 1992	Essais (subjectifs et objectifs) menés par le Groupe d'action 10/2 des radiocommunications, pour évaluer les systèmes de codage du son à faible débit binaire.

## 4 Planification de la radiodiffusion sonore numérique de Terre

### 4.1 Aspects de la planification des fréquences

On a besoin d'une largeur de bande d'au moins 1,5 MHz environ pour garantir l'indépendance mutuelle nécessaire des évanouissements de la propagation par trajets multiples; normalement, on peut loger jusqu'à six programmes stéréophoniques de haute qualité dans cette largeur de bande. Un bloc de fréquences unique de 1,5 MHz seulement donnerait des possibilités de planification extrêmement limitées lorsqu'on souhaite avoir plusieurs services différents dans des zones géographiques adjacentes, par exemple dans les régions frontalières de deux pays voisins. Donnons un exemple: pour desservir la majorité de la population, la planification d'un réseau de Terre classique, assurant la couverture totale d'une zone, nécessite environ 10 à 30 fois plus de largeur de spectre que pour un seul émetteur.

Des expériences ont montré qu'il sera possible d'utiliser un réseau à fréquence unique, constitué par des émetteurs de Terre, pour réaliser un nouveau service numérique. Etant donné que le récepteur est capable de capter des signaux se propageant par trajets multiples, il «ignore», en principe, de quel émetteur proviennent les signaux. Il suffit de choisir un **intervalle de garde**,  $\Delta$ , suffisamment long pour absorber la différence entre les instants d'arrivée des signaux provenant des différents émetteurs synchronisés, compte tenu de la durée totale des symboles, qui doit être suffisamment courte pour que la cohérence temporelle soit maintenue en réception mobile. Par ailleurs, il est possible de remédier aux insuffisances de la couverture dans la zone en mettant en œuvre un émetteur «répéteur» local à faible puissance et de coût modique sur les mêmes fréquences que celles déjà utilisées dans le réseau. Cette caractéristique novatrice aura aussi une autre application: la mise en œuvre d'un service de réémission à l'intérieur des bâtiments et dans d'autres zones caractérisées par un fort effet d'écran (par exemple, tunnels).

Dans la pratique, à condition que les signaux en provenance des divers émetteurs arrivent avec des différences de temps égales environ à l'intervalle de garde  $\Delta$ , ou moins, ces signaux s'additionnent dans le récepteur. Si la différence de temps est nettement supérieure à  $\Delta$  ( $> 1,2 \Delta$ ), les signaux se combinent de façon soustractive, ce qui donne une nouvelle valeur du rapport porteuse/brouillage (C/I).

D'une façon générale, toutes les bandes de fréquences des ondes métriques et décimétriques (jusqu'à 1 500 MHz) attribuées dans le Règlement des radiocommunications (RR) à la radiodiffusion à titre primaire conviennent théoriquement à la radiodiffusion sonore numérique de Terre. Cependant, ces bandes sont déjà utilisées par les services à modulation de fréquence, de télévision et d'autres services.

Une possibilité serait la suivante: chaque pays pourrait remanier les services de Terre existants dans ces gammes de fréquences pour permettre l'introduction du nouveau système numérique.

Le système de radiodiffusion sonore numérique ou système RSN décrit dans l'Annexe 1-A permet d'obtenir une efficacité d'utilisation du spectre au moins égale au triple de celle obtenue dans le système MF existant, s'il est mis en œuvre dans un réseau à fréquence unique.

Pour ce nouveau service, on choisira de préférence, en dernière analyse, une bande commune de largeur suffisante. Une solution possible serait de coordonner convenablement les réaménagements apportés aux services existants dans la bande II ou dans une partie de cette bande. Cette solution pourrait permettre de réaliser l'objectif, à condition que la continuité des programmes puisse être assurée, mais il faudrait pour cela réunir une nouvelle conférence de planification pour la bande II. Si une longue période de transition s'avère nécessaire, il faudrait trouver une solution



intérimaire en libérant, pour la radiodiffusion sonore numérique, une ou plusieurs parties des bandes attribuées à la radiodiffusion («position(s) de départ»). Dans certains cas, on a indiqué que la préférence serait donnée, dès le départ, à certaines parties de la bande B.m/MF.

Comme solution de remplacement, ou dans les pays où l'option «position de départ» dans les bandes métriques/décimétriques n'est pas réalisable ou suffisante, on pourra envisager la nouvelle attribution de fréquences dans la gamme 1 452-1 492 MHz (bande L).

Pour la planification des fréquences au niveau international, et dans l'hypothèse des réseaux à fréquence unique ou réseaux RFU, on aura besoin d'au moins cinq blocs de fréquences de 1,5 MHz pour assurer une couverture nationale. La largeur de spectre totale nécessaire dépend aussi du nombre total de programmes distribués sur une grande zone de couverture.

La planification des futurs systèmes de radiodiffusion sonore numérique doit répondre aux différents besoins des radiodiffuseurs, en réalisant les possibilités suivantes: intégration des services fournis par les grands réseaux, les services hors grands réseaux et les services locaux; également, émission locale de programmes pour des services qui sont fournis sur les grands réseaux à certaines périodes et qui ont besoin d'une couverture locale à d'autres périodes.

Les administrations sont invitées à engager des études et à fournir de nouvelles contributions sur les options et les méthodes de planification pour la distribution de programmes sonores numériques propres à répondre à ce besoin.

## **4.2 Bandes de fréquences appropriées**

### **4.2.1 Bandes de fréquences possibles du point de vue technique**

On étudie actuellement la possibilité d'utiliser la gamme de fréquences 50-1 500 MHz pour le service de radiodiffusion sonore numérique de Terre. A cet effet, on a effectué des essais de couverture en vraie grandeur ainsi que des mesures du niveau des signaux reçus dans les bâtiments; certains de ces essais et mesures sont décrits dans l'Annexe 1-C. Les résultats indiquent qu'il est possible de mettre en œuvre ce service dans la gamme de fréquences considérée.

#### a) Couverture totale avec des réseaux à fréquence unique

La limite supérieure de la bande de fréquences possible est déterminée par la relation entre:

- la vitesse du véhicule; et
- la durée de l'intervalle de garde et celle du symbole, qui dépend étroitement de la distance de séparation entre les émetteurs du réseau RFU.

Avec les hypothèses suivantes: distance moyenne de 60-70 km entre ces émetteurs et vitesse du véhicule de l'ordre de 150 km/h maximum, une analyse préliminaire a montré que si l'on a besoin d'un intervalle de garde de 250  $\mu$ s, la bande de fréquences optimale pour un service de radiodiffusion sonore numérique se situerait entre 50 et 250 MHz. Compte tenu de ces hypothèses, on peut penser que, dans les conditions actuelles, la meilleure solution technique et économique serait l'utilisation de la bande III. Il faut souligner, cependant, que les limites ainsi mises en évidence ne sont pas parfaitement nettes. Cela a été corroboré par des simulations sur ordinateur et des mesures sur le terrain effectuées au Canada dans la bande des 1,5 GHz; ces travaux ont montré qu'il est possible de faire fonctionner un réseau RFU avec des distances de séparation supérieures à 60-70 km et des intervalles de garde beaucoup plus courts que les valeurs adoptées par hypothèse plus haut. Ces résultats sont consignés dans les Annexes 1-C et 1-D. En cas d'utilisation des bandes B.dm, il faudrait augmenter les puissances apparentes rayonnées pour obtenir la couverture totale

d'une zone, notamment en réception mobile. Par ailleurs, dans certains cas on pourra être amené à mettre en œuvre des émetteurs supplémentaires pour réaliser cette couverture totale.

b) Couverture locale et couverture partielle de zone dans un réseau simple

Les bandes B.m et B.dm jusqu'à 1,5 GHz peuvent être envisagées pour la couverture DAB locale et la couverture partielle de zone avec des réseaux simples.

#### **4.2.2 Bandes de fréquences attribuées actuellement à d'autres services**

Les bandes de fréquences son attribuées à la radiodiffusion sont pour la plupart largement utilisées par d'autres services. Même dans les portions de ces bandes qui ne font pas l'objet d'une large utilisation, il faudra peut-être prévoir de longues périodes transitoires avant de pouvoir transférer les services qui y sont exploités actuellement. Dans certains pays, il pourrait se révéler difficile d'introduire le service avec le Système numérique A avant l'an 2000. S'il s'avère impossible de changer cette situation, il faudra envisager d'autres options pour l'introduction rapide de la radiodiffusion sonore numérique et, dans certains pays notamment, le recours aux bandes de radiodiffusion partagées.

#### **4.2.3 Bandes de fréquences attribuées à la radiodiffusion**

Il est reconnu, d'une façon générale, que la radiodiffusion sonore numérique devrait être mise en œuvre dans un avenir rapproché (avant l'an 2000) et qu'il serait difficile de trouver une nouvelle portion de spectre pour la radiodiffusion. Pour ces raisons, la recherche d'une bande de fréquences appropriée devrait prendre en compte les bandes auxquelles on pourra avoir accès à court terme. Outre la bande II (B.m/MF), il s'agit des bandes I, III, IV/V et de la bande des 1,5 GHz attribuée par la Conférence administrative mondiale des radiocommunications chargée d'étudier les attributions de fréquences dans certaines parties du spectre (Malaga-Torremolinos, 1992) (CAMR-92).

##### **4.2.3.1 Bande I**

En règle générale, le nombre des émetteurs de télévision est plus petit dans tout canal de la bande I que dans les autres bandes; il semble donc que la bande I offre des conditions favorables à l'utilisation exclusive d'un canal de télévision. Dans la plupart des pays, la bande I est utilisée en partage avec le service mobile terrestre . Le partage avec le service mobile terrestre semble difficile car on utilise en général de très faibles puissances. Il sera nécessaire d'étudier les rapports de protection.

Du point de vue des effets de propagation défavorables (propagation par la couche E sporadique) et du bruit artificiel dans la bande I, il apparaît que la partie la plus haute de cette bande présente des avantages par rapport à la partie la plus basse.

Dans certains cas, il sera possible de remplacer un émetteur de la bande I. Il ne faut pas oublier, cependant, que le contour de couverture d'un émetteur à grande puissance de cette bande ne peut pas être remplacé par celui d'un émetteur unique des bandes IV/V. Un tel remplacement exigerait la mise en place d'un grand nombre d'émetteurs de télévision d'appoint.

Il faut aussi tenir compte du fait que les niveaux du bruit artificiel dans la bande I peuvent dépasser de 10 dB environ les valeurs que l'on rencontre dans la bande III. De ce fait, on pourrait être amené à augmenter la puissance rayonnée ou à implanter des émetteurs de bande I dans les zones urbaines pour surmonter le bruit artificiel.

#### **4.2.3.2 Bande II**

Dans la plupart des pays, presque tous les émetteurs B.m/MF prévus dans la gamme de fréquences 87,5-103,9 MHz sont en exploitation. Les fréquences de la gamme 104,0-107,9 MHz subissent encore des restrictions imputables à d'autres services (en particulier, le service de radionavigation aéronautique), mais quelques pays sont en mesure d'utiliser la partie supérieure de la bande MF, en général pour des réseaux à faible puissance. Pour obtenir une meilleure utilisation du spectre dans l'avenir, il apparaît souhaitable de remplacer le service B.m/MF, ou certaines parties de ce service, par un système numérique, mais cela exigerait une réorganisation de la bande II. On voit donc que, dans de nombreux pays, la bande II ne se prête pas à l'introduction immédiate de la radiodiffusion sonore numérique. A noter que, dans cette bande de fréquences, la qualité de fonctionnement du système est limitée par le bruit artificiel plutôt que par le bruit thermique.

#### **4.2.3.3 Bande III**

Les fréquences de cette bande sont très largement utilisées par des émetteurs de télévision. Dans certains pays, elles sont aussi utilisées en partage ou à titre exclusif par le service mobile terrestre. La suppression d'un canal de télévision aura une influence sur un très grand nombre d'émetteurs.

Dans certains pays européens, le canal 12 (223-230 MHz ou 222-230 MHz dans les systèmes L et K) est utilisé également par les services mobiles terrestres, ce qui impose des restrictions de puissance aux émetteurs de télévision. Pour cette raison, dans de nombreux cas, seuls des émetteurs d'appoint sont exploités dans ce canal (en Allemagne, par exemple). Dans d'autres pays (Scandinavie), le canal 12 est encore très peu employé pour la télévision. On prévoit que certains pays auront peut-être la possibilité d'utiliser ce canal. Il convient cependant de souligner qu'une nouvelle planification et un transfert des émetteurs existants, principalement dans les bandes IV/V, entraîneraient des dépenses non négligeables aux emplacements de réception et d'émission.

Une autre solution envisageable, à l'étude dans quelques pays européens, est l'emploi de la bande 230-240 MHz (utilisée actuellement par les services mobiles militaires). On a des raisons de penser que, dans certains cas, cette bande pourrait être libérée pour permettre le démarrage des émissions du Système numérique A dans un avenir proche.

#### **4.2.3.4 Bandes IV/V**

Compte tenu des distances qui séparent actuellement les émetteurs de radiodiffusion, il ne semble pas que ces bandes conviennent pour le Système numérique A envisagé, s'agissant des réseaux à fréquence unique (réseau RFU) avec les emplacements d'émetteur actuels. En revanche, si on envisage un réseau plus dense, ces bandes ne sauraient être exclues. On ne peut pas les exclure non plus pour un service de radiodiffusion sonore numérique dans les cas où l'on prévoit des possibilités de couverture locale au lieu de la couverture totale d'une zone. On pourrait aussi avoir recours aux bandes IV/V pour introduire la télévision numérique, à un stade ultérieur.

#### **4.2.3.5 La bande des 1,5 GHz attribuée par la CAMR-92**

La CAMR-92 a décidé de faire les attributions de fréquences suivantes au service de radiodiffusion (sonore) par satellite:

- Dans le monde entier (Régions 1, 2 et 3), à l'exception des Etats-Unis d'Amérique, la bande 1 452-1 492 MHz est attribuée au service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore) et au service de radiodiffusion sonore de Terre complémentaire à titre primaire.

Cependant, quelques pays (la plupart situés en Europe et en Afrique), ont préféré conserver pour cette attribution le statut secondaire jusqu'au 1er avril 2007.

- Aux Etats-Unis et en Inde, la bande 2 310-2 360 MHz est attribuée au service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore) et au service de radiodiffusion de Terre complémentaire à titre primaire.
- Dans certains pays d'Asie et dans la Fédération de Russie, la bande 2 535-2 655 MHz est attribuée, en vertu d'un renvoi du Tableau d'attribution, au service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore) et au service de radiodiffusion de Terre complémentaire à titre primaire.

Les attributions indiquées dans l'Article 8 du RR sont assorties de renvois qui apportent des restrictions concernant les dates d'entrée en vigueur et le niveau du service dans certains pays. Par conséquent, avec le libellé actuel du RR, l'attribution mondiale n'est pas disponible dans tous les pays. En particulier, les Etats-Unis d'Amérique possèdent une attribution de remplacement; dans ce pays, la bande 1 452-1 492 MHz a été attribuée aux services fixe et mobile à titre primaire.

Les attributions de l'Article 8 du RR sont complétées par un certain nombre de procédures relatives à la mise en place de nouveaux services de radiodiffusion sonore.

Dans la Résolution N° 527, il est reconnu qu'il sera peut-être possible d'introduire de nouveaux services de type numérique dans les bandes d'ondes métriques attribuées à la radiodiffusion de Terre. Ce texte ouvre la voie à une étude plus approfondie.

La Résolution N° 528 donne des renseignements détaillés sur les procédures à suivre pour la mise en œuvre des systèmes. Les sujets traités sont les suivants: nécessité d'une conférence de planification, mise en œuvre des systèmes de radiodiffusion par satellite uniquement dans les 25 MHz supérieurs de la bande appropriée, cela jusqu'à la conférence de planification, spécification des méthodes de calcul et des critères de brouillage (déterminés sur la base des procédures de la Résolution N° 703, ce qui signifie qu'il n'existe pas actuellement de procédures techniques officielles que l'on puisse appliquer).

La Fig. 1 illustre les différences existant entre les attributions faites dans le monde entier.

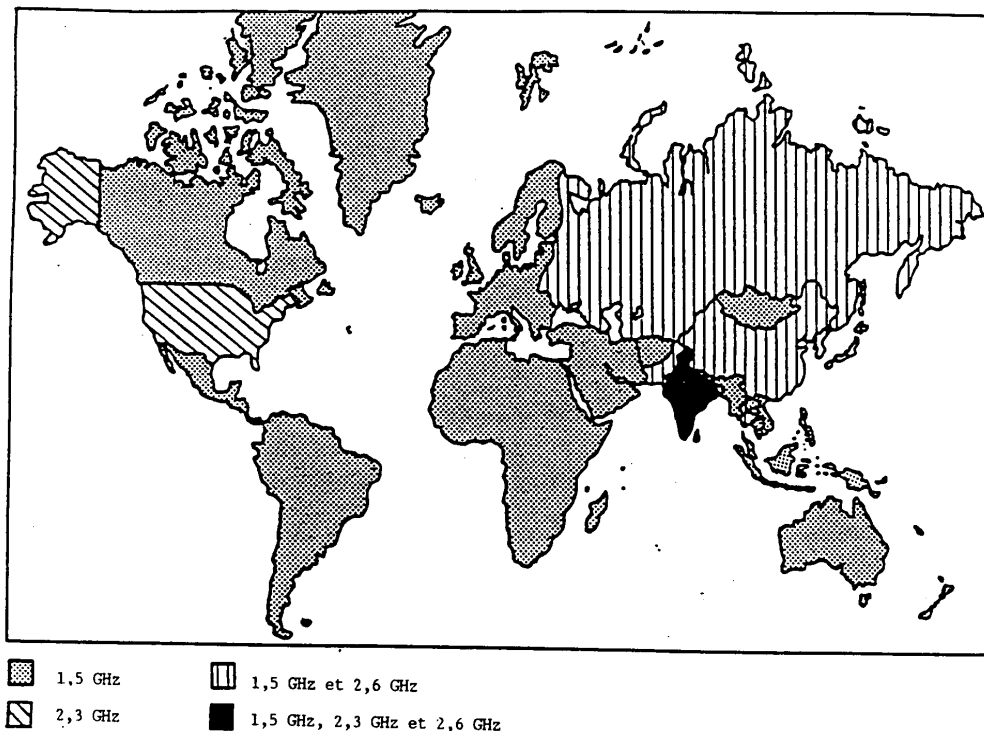
Cela ouvre la possibilité d'utiliser la bande des 1,5 GHz pour la radiodiffusion sonore numérique de Terre (et aussi par satellite). A cet égard, il y a lieu de relever les points ci-après:

- L'utilisation de la bande des 1,5 GHz peut être envisagée pour les modalités de couverture suivantes:
  - a) Couverture locale: cas typique de la couverture limitée à une ville, avec utilisation d'un seul émetteur ou d'un petit nombre d'émetteurs.
  - b) «Déplacement jusqu'au lieu de travail»: si on introduit un retard artificiel, le Mode II permet d'augmenter la couverture locale d'un réseau RFU par exemple pour desservir un véhicule se déplaçant vers un lieu de travail dans une agglomération urbaine.
  - c) «Quadrillage»: si les couvertures locales des types a) et b) ci-dessus définissent des nœuds qui sont interconnectés le long de corridors contenant des autoroutes.
  - d) Couverture d'une zone étendue avec un réseau RFU à synchronisation temporelle. On ne pensait pas, initialement, que la bande des 1,5 GHz permettrait d'obtenir cette couverture, car on croyait qu'il faudrait pour cela un réseau d'émetteurs «intensif». Cependant, des études plus récentes sur la propagation dans cette bande (voir les Annexes 1-C et 1-D) montrent que la couverture d'une zone étendue avec réseau RFU pourrait être réalisable dans la bande des 1,5 GHz.

- Les facteurs suivants détermineront jusqu'à quel point cette bande de fréquences pourra être utilisée pour la radiodiffusion sonore numérique:
- le délai dans lequel les utilisateurs actuels de cette bande (par exemple, les liaisons fixes) pourront être transférés sur d'autres fréquences en application des dispositions des Actes finals de la CAMR-92 (pour le service de Terre complémentaire, ce processus devra inclure une coordination avec les administrations dont les services pourraient être influencés);
  - l'utilisation future de la bande pour les transmissions par satellite du Système numérique A. A cet égard, il faudra convoquer une conférence de planification pour déterminer les modalités les plus efficaces de cohabitation du service par satellite et du service de Terre dans cette bande de fréquences.

FIGURE 1

Représentation simplifiée, à l'échelle mondiale, des attributions de fréquences faites à la radiodiffusion (sonore) par satellite et à la radiodiffusion (sonore) de Terre lors de la CAMR-92



### 4.3 Largeur de bande du système

Le Système numérique A de Terre devra résoudre les problèmes de réception dans un canal où se produisent des évanouissements de Rayleigh sélectifs. Les signaux RF présents à l'entrée du récepteur (sur véhicule ou dans une habitation) présentent entre eux des différences de puissance, de phase et de temps de propagation. La réponse en fréquence du canal dépend principalement du délai maximum des signaux se propageant par trajets multiples. De son côté, l'«énergie totale» que le récepteur peut extraire du champ électromagnétique dépend de la caractéristique de réponse du canal

RF et de la largeur de bande utilisée pour la transmission. Plus la largeur de bande et les différences de temps de propagation sont petites, plus grande est la probabilité de formation de creux profonds dans l'«énergie totale» au cours du déplacement dans le champ de la propagation par trajets multiples (voir la Fig. 2). On connaît bien l'effet de grave dégradation de la qualité de réception en B.m/MF qui se produit lorsqu'un véhicule automobile équipé d'un récepteur se déplace lentement dans les rues d'une ville; cet effet est imputable essentiellement à la petite largeur de bande du système B.m/MF. Il est possible de combler partiellement les creux en augmentant la puissance d'émission; cependant, cette possibilité est limitée en raison de l'accroissement des brouillages causés à d'autres stations qui fonctionnent dans le même canal ou dans des canaux adjacents.

Des mesures effectuées en Europe et au Canada ont montré qu'un canal RF avec largeur de bande de 1,5 MHz fournira une diversité de fréquence suffisante pour remédier aux évanouissements uniformes dans divers environnements.

Il faut prévoir une bande de garde entre les blocs de fréquences adjacents du Système numérique A. La largeur nécessaire de cette bande de garde dépend de la sélectivité des récepteurs, de la configuration du réseau et des critères de partage. On considère cependant qu'une largeur d'environ 200 kHz est suffisante.

## **4.4 Système de transmission**

### **4.4.1 Polarisation**

L'emploi de la polarisation verticale dans le Système numérique A permettra d'augmenter le niveau des signaux à une petite distance au-dessus du sol. La polarisation verticale est donc celle qui convient le mieux pour la radiodiffusion de Terre. De plus, elle permet de maintenir l'alignement de polarisation dans le cas de la réception à bord de véhicules et de la réception mobile. On a aussi la possibilité d'utiliser des antennes-mâts verticales sur l'émetteur et le récepteur, avec des diagrammes de rayonnement sensiblement équidirectifs, comme il est d'usage courant aujourd'hui dans la radiodiffusion MF classique. Dans le service de radiodiffusion mixte satellite/de Terre, on pourra employer la polarisation circulaire dans le secteur spatial et la polarisation verticale dans le secteur de Terre.

En règle générale, les émetteurs de télévision à grande puissance fonctionnent en polarisation horizontale. Si l'on opte pour la polarisation verticale dans le service de radiodiffusion sonore numérique, il faudrait une discrimination de polarisation de 16 dB (voir la Recommandation UIT-R BT.419) en cas de partage, afin de protéger la réception de la télévision. On prévoit que cette valeur sera dépassée en plus de 50% des emplacements.

### **4.4.2 Antenne de réception**

Pour la réception dans un service de Terre, l'antenne de réception la plus simple est l'antenne unipolaire  $\lambda/4$  placée au-dessus d'un plan. Avec des types d'antenne plus complexes, on peut obtenir un gain plus élevé, mais l'accroissement de directivité peut ne pas convenir dans tous les cas de réception. On distingue plusieurs applications différentes en matière de réception:

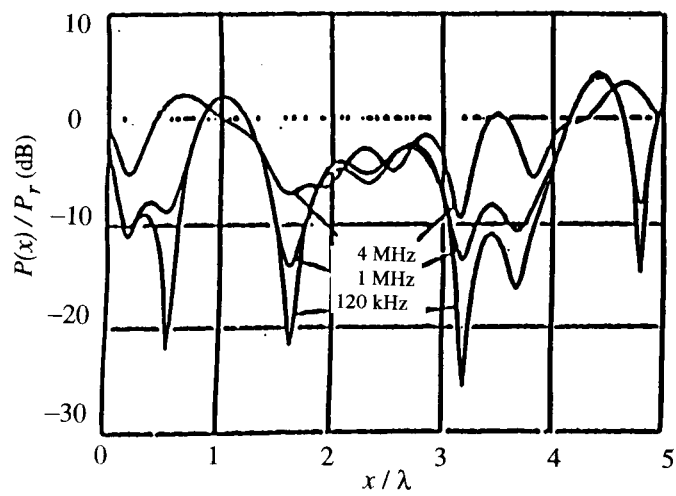
- fixe, grand public: le gain, fonction de la fréquence, peut être obtenu moyennant l'emploi d'antennes directives, lesquelles permettent également de réduire les brouillages;
- sur véhicule: l'antenne doit être montée de préférence sur le toit du véhicule. Le diagramme de rayonnement (gain) doit être équidirectif dans le plan horizontal;

- portatif: le diagramme de rayonnement doit être équidirectif;
- récepteur de poche: l'antenne doit être montée de préférence sur l'écouteur, afin de réduire l'absorption par le corps.

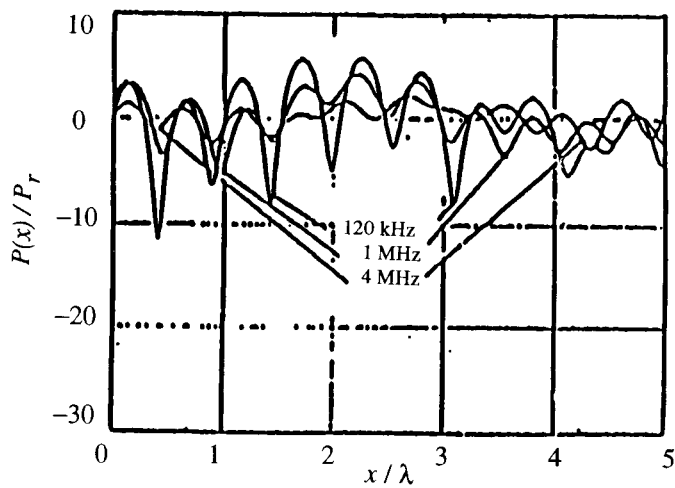
Dans un service mixte satellite/de Terre utilisant une bande de fréquences commune autour de 1,5 GHz, l'antenne de réception devra être conçue de telle sorte qu'elle maximise le gain dans la direction de l'horizon et dans la direction du satellite. Dans la mesure où cette condition est prise en compte au départ, le surcroît de complexité de l'antenne de réception pourrait n'être que marginal.

FIGURE 2

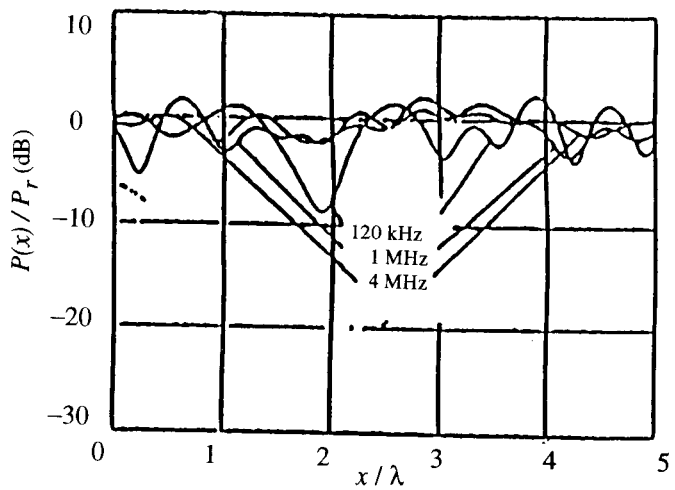
Distribution de la puissance en fonction des emplacements pour divers canaux de propagation par trajets multiples



a) Terrain plat



b) Ville



c) Terrain montagneux



#### 4.4.3 Champ minimal utilisable

Dans le § 2.1.2 de l'Annexe 1-B, on trouvera les résultats de mesure les plus récents des caractéristiques de fonctionnement du Système numérique A dans des canaux gaussiens et des canaux de type Rayleigh. On voit que, dans la bande B.m, des rapports porteuse/bruit (C/N) de 7 et 15 dB sont nécessaires respectivement dans un canal gaussien et un canal Rayleigh, pour un TEB de  $1 \times 10^{-4}$ . A 1,5 GHz, il faut C/N = 12 dB dans un canal Rayleigh si on inclut une marge de 1 dB pour tenir compte de la dégradation par étalement Doppler aux grandes vitesses de déplacement du véhicule. A ces valeurs, il est proposé d'ajouter 2 dB pour contrer le brouillage et améliorer ainsi l'efficacité d'utilisation du spectre (possibilité de réduire les distances de séparation entre émetteurs brouilleurs dans le même canal, parce qu'on peut adopter alors un rapport de protection de -5,2 dB entre le signal utile pendant 99% du temps et le signal brouilleur dépassé pendant 1% du temps, pour un écart type de 5 dB (voir le § 4.5.1.1.2).

Connaissant les facteurs de bruit exacts du récepteur (voir plus loin), on peut calculer la puissance du bruit dans le récepteur. En ce qui concerne la bande de fréquences encombrée dans la gamme B.m, un récepteur de radiodiffusion sonore numérique devrait être équipé d'un étage d'entrée très sélectif et linéaire, qui ne peut être réalisé qu'avec un facteur de bruit accru. Pour la bande B.m, une hypothèse prudente conduit à adopter un facteur de bruit égal à 10 dB (2 610 K).

Le bruit artificiel peut avoir une influence notable sur la valeur requise du champ minimal utilisable dans les récepteurs des bandes B.m, surtout en milieu urbain. Les résultats donnés au § 3.3 de l'Annexe 1-C indiquent qu'il faudrait prévoir une marge même dans les zones suburbaines, pour les bandes I et II, et une marge plus petite pour la bande III. Par exemple, il faut un supplément de 20 dB (par rapport à 290 K) à 100 MHz. On constate, en fait, que l'augmentation du bruit artificiel a tendance à compenser l'augmentation de l'ouverture équivalente de l'antenne de réception; cela donne un champ minimal utilisable qui ne varie presque pas avec la fréquence.

Pour la bande des 1,5 GHz, le Rapport UIT-R BO.955 indique qu'un facteur de bruit de 1 dB est possible pour le récepteur. Cependant, par prudence on adopte plutôt la valeur 3 dB, vu la nécessité d'une grande gamme dynamique et, éventuellement, d'une grande sélectivité dans les premiers étages HF, dans un système de Terre et un système mixte. Quoi qu'il en soit, dans le cas satellite il est très important de réduire à un minimum la puissance d'émission requise en réduisant aussi à un minimum le facteur de bruit du récepteur. A 1,5 GHz, la contribution du bruit artificiel est négligeable. Des essais en vraie grandeur ont été effectués au Canada dans un réseau RFU fonctionnant à 1 468,75 MHz (voir l'Annexe 1-C) avec un récepteur Eureka-147 de deuxième génération ayant un facteur de qualité de -26,1 dB; ces mesures ont mis en évidence une valeur seuil du champ égale à 39,5 dB( $\mu$ V/m).

Le Tableau 1 donne le calcul des valeurs du champ minimal utilisable, compte tenu du gain et de l'ouverture équivalente de l'antenne.

TABLEAU 1

**Calcul du champ minimal utilisable pour le Système numérique A  
(largeur de bande 1,5 MHz) à 100 MHz et 1 450 MHz**

SYSTEME				
Fréquence d'exploitation (MHz)	100		1 450	
Polarisation	rectiligne verticale		rectiligne verticale	
Protection contre les erreurs dans le canal	code convolutif (R=1/2)		code convolutif (R=1/2)	
Largeur de bande du canal (MHz)	1,5		1,5	
Débit binaire utile (kbit/s)	1 152		1 152	
Durée des symboles(ms)	1 246		312	
Intervalle de garde(ms)	246		62 ms	
Rapport C/N requis pour TEB = $10^{-4}$ (y compris les marges de mise en œuvre pour le système et le matériel)	7 dB (Gaussien)	15 dB (Rayleigh)	7 dB (Gaussien)	12 dB (Rayleigh)
Marge pour tenir compte du brouillage (dB)	2	2	2	2
Valeur minimale requise de C/N dans le récepteur (dB)	9	17	9	14
RECEPTEUR				
Gain de l'antenne de réception (dBi)	0		0	
Température de bruit de l'antenne, y compris le bruit artificiel (K)	29 000		105	
Pertes par couplage et dans les fibres (dB)	1		1	
Facteur de bruit du récepteur	10 dB (2 610 K)		3 dB (290 K)	
Facteur de qualité du récepteur(dB(K <sup>-1</sup> ))	-45,1		-27,4	
CHAMP MINIMAL				
Constante de Boltzman (W/Hz/K)	$1,38 \times 10^{-23}$			
Puissance minimale à l'entrée du récepteur (dBW)	-112,7	-104,7	-130,4	-125,4
Ouverture équivalente de l'antenne (dB/m <sup>2</sup> )	-1,4	-1,4	-24,7	-24,7
Puissance surfacique minimale (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-111,3	-103,3	-105,7	-100,7
Champ minimal utilisable pour un bloc de fréquences de 1,5 MHz (dB(W/m <sup>2</sup> ) + 145,8 dB -> dB(mV/m)	34,5 dB(mV/m)	42,5 dB(mV/m)	40,1 dB(mV/m)	45,1 dB(mV/m)

#### 4.4.4 Propagation

L'Annexe 1-C contient des informations sur les caractéristiques de la propagation et des canaux.

Pour calculer les champs relatifs à un signal de radiodiffusion audionumérique, en particulier dans les zones rurales, on peut utiliser les courbes de propagation qui figurent dans la Recommandation UIT-R PN.370.

Le taux de défaillance est extrêmement élevé lorsqu'on n'obtient pas la valeur requise du rapport porteuse/brouillage (C/I); il faut donc effectuer des calculs pour un très grand pourcentage du temps et des emplacements en ce qui concerne le signal utile (et pour un très petit pourcentage en ce qui concerne les signaux brouilleurs). En conséquence, des corrections doivent être apportées à la valeur de E(50, 50) calculée d'après les courbes de la Recommandation UIT-R PN.370.

Pour les signaux utiles, les valeurs du champ correspondant à 99% du temps doivent être calculées à l'aide des courbes données dans cette Recommandation.

Considérons maintenant un signal brouilleur provenant d'un émetteur qui rayonne un programme différent ou qui n'est pas synchronisé avec l'émetteur «utile». Pour ce signal, on utilisera les courbes de la Recommandation UIT-R PN.370 tracées pour 1% du temps, même si le brouillage est de nature continue, parce que le rapport de protection est le même quel que soit le pourcentage de temps.

Il faut ajouter une marge au signal utile, afin de faire en sorte que le service puisse être fourni en un grand pourcentage des emplacements. La valeur requise du pourcentage de couverture des emplacements n'a pas encore été spécifiée, mais elle sera de l'ordre de 99%. La marge dépendra de la bande de fréquences et de la nature du terrain; la Recommandation UIT-R PN.370 permet de spécifier une valeur type de 19 dB. Cependant, des mesures effectuées récemment en Europe ont montré que, en raison de plusieurs facteurs - grande largeur du spectre du signal COFDM (1,5 MHz), faible hauteur de l'antenne de réception et utilisation d'une antenne de réception équidirective - la marge peut être ramenée à 13 dB dans les bandes B.m: la valeur mesurée de l'écart type de la distribution de probabilité du champ est nettement inférieure à la valeur d'estimation déterminée d'après la Recommandation UIT-R PN.370. On a obtenu des résultats (voir le § 3.2.1 de l'Annexe 1-C) qui montrent qu'une estimation prudente de la diminution de l'écart type est de l'ordre de 3 dB quand on compare un signal COFDM avec un signal à ondes entretenues. Cela donne une diminution de 6 dB du facteur de correction lorsqu'on passe de 50% à 99% des emplacements, c'est-à-dire 13 dB comparé aux 19 dB du cas des ondes entretenues (ces résultats s'appliquent à la réception mobile sur une antenne de réception placée à 1,5 m au-dessus du sol).

De plus, à l'intérieur d'un réseau à fréquence unique (mais non à la périphérie), on pourra inclure un «gain interne de réseau» dans le bilan de puissance du signal utile (voir le § 4.6.2.2).

De même, pour le signal brouilleur, la marge nécessaire pour prendre en compte la condition de couverture de 99% des emplacements est aussi de 13 dB. Quant à la marge cumulée, requise pour deux signaux non corrélés, à distribution log-normale, elle a pour valeur:  $\sqrt{2} \times 13 = 18$  dB.

Le cas des signaux corrélés en emplacements nécessite un complément d'étude. Plusieurs études de corrélation ont été entreprises au Royaume-Uni et un certain nombre de résultats sont présentés dans le Doc. 10B/89 (UIT-R, 1990-94) Il conviendrait d'entreprendre d'urgence des études sur la corrélation entre les signaux utiles et les signaux brouilleurs. Les administrations sont instamment invitées à soumettre les résultats de telles études.

Pour les zones urbanisées, le modèle de propagation d'Okumura (voir le Rapport UIT-R PN.567) ou un modèle fondé sur des informations plus précises concernant la couverture du terrain pourrait être plus approprié que la Recommandation UIT-R PN.370.

Des mesures ont été faites au Canada pour évaluer la propagation dans la gamme des 1 500 MHz (non couverte par la Recommandation UIT-R PN.370). On en trouvera les résultats dans l'Annexe 1-C.

Il est nécessaire d'étudier et de mettre au point un modèle de propagation approprié, applicable aux systèmes de radiodiffusion qui utilisent les techniques d'émission numériques à large bande pour la radiodiffusion sonore numérique exigeant des disponibilités de service allant jusqu'à 99% des emplacements. Le modèle devra convenir à toutes les bandes de fréquences de radiodiffusion, y compris celles qui ont été attribuées nouvellement par la CAMR-92. Cette demande a été transmise aux Commissions d'études compétentes des radiocommunications

#### **4.4.5 Bilan de la liaison**

Supposons que le champ du signal utile doive être dépassé en 99% des emplacements dans la zone de couverture. Alors, on peut calculer la p.a.r. nécessaire pour le multiplex du Système numérique A en considérant les valeurs médianes et l'écart type spécifiés dans la Recommandation UIT-R PN.370, avec la marge indiquée ci-dessus au § 4.4.4, ainsi qu'une hauteur d'environ 1,5 m pour l'antenne de réception (marge supplémentaire d'environ 10 dB).

Sur la base du Tableau 1 (voir le § 4.4.3), on peut établir à 30,5 dB( $\mu$ V/m) et 38,5 dB( $\mu$ V/m) les champs minimaux utilisables respectivement pour les canaux gaussiens et les canaux Rayleigh fonctionnant à 200 MHz, avec les hypothèses suivantes: le bruit artificiel est inférieur de 10 dB à la valeur correspondant à 100 MHz (voir le § 3 de l'Annexe 1-C) et l'ouverture équivalente est inférieure à 6 dB. Le Tableau 2 donne le calcul de la p.a.r. nécessaire, pour plusieurs conditions de couverture typiques avec un seul émetteur; ce tableau explicite les relations existant entre les valeurs typiques de la hauteur d'antenne, de la puissance d'émission et du rayon de la zone de service. Il convient de souligner que les courbes de propagation données dans la Recommandation UIT-R PN.370 sont tracées pour une irrégularité de terrain de 50 m ( $\Delta h$ ); une planification détaillée de la couverture constitue une base raisonnable pour la coordination et la conception initiale du service, mais il faudrait y ajouter ou en soustraire des marges pour tenir compte du terrain réel.

Comme en planification télévisuelle, la bande de fréquences utilisée pour le service détermine le nombre d'émetteurs nécessaires à la couverture d'une zone donnée. La bande B.dm donne plus d'affaiblissement et nécessite un réseau plus dense et/ou des puissances plus élevées, ainsi qu'un plus grand nombre de stations d'appoint.

Dans la bande I, la propagation par la couche E sporadique peut causer de forts brouillages sur grandes distances, surtout aux fréquences inférieures. Il convient par conséquent d'utiliser de préférence le canal le plus élevé de la bande I.

Il pourra être nécessaire d'introduire une autre marge pour compenser l'affaiblissement qui accompagne la pénétration des signaux dans les bâtiments. On trouvera au § 3.4 de l'Annexe 1-C les résultats des mesures qui permettent de déterminer la valeur de cette marge.

### **4.5 Considérations sur le partage aux fins de la planification**

#### **4.5.1 Partage à l'intérieur du service**

##### **4.5.1.1 Rapports de protection**

Toutes les valeurs indiquées ci-après s'entendent du Système numérique A décrit dans l'Annexe 1-A (système DAB).

#### 4.5.1.1 Rapports de protection pour un signal utile du Système numérique A

Des essais ont été effectués avec addition simultanée de brouillage et de bruit blanc. Dans chaque cas, on mesurait le rapport porteuse/brouillage (C/I) qui donne une certaine diminution du rapport porteuse/bruit (C/N) en un point de défaillance particulier, défini par  $TEB = 10^{-4}$ , et pour une différence de fréquence déterminée. Pour la dégradation de C/N, on a choisi les valeurs 1 dB et 3 dB. Le TEB au point de défaillance défini est un peu inférieur au TEB pour lequel apparaît la dégradation du son.

On n'a pas relevé de différences notables entre les résultats obtenus pour divers modes de radiodiffusion sonore numérique - raison pour laquelle on a fait les mesures uniquement avec un signal du Mode II.

#### 4.5.1.1.2 Brouillage du Système numérique A par une émission différente du Système numérique A

Des mesures ont été faites pour déterminer le rapport de protection RF nécessaire au Système numérique A vis-à-vis du brouillage causé par une autre émission de ce même système. La Fig. 3 présente les résultats de ces mesures, en fonction de l'écart entre les fréquences centrales des canaux. Ces résultats montrent qu'un brouilleur cocanal du Système A produit le même effet qu'un bruit blanc gaussien de même puissance. En particulier, le rapport de protection cocanal est de 7 dB, ce qui correspond exactement à la valeur requise de C/N pour  $TEB = 10^{-4}$  dans un canal gaussien avec bruit blanc. La forme de la courbe du rapport de protection (Fig. 3) coïncide avec le flanc de la caractéristique du filtre de voie (partie de la puissance brouilleuse restant dans ce filtre); si les fréquences centrales des canaux sont espacées de plus de 1,6 MHz, la courbe coïncide avec la caractéristique de réjection hors bande du filtre.

TABLEAU 2

**p.a.r. d'un émetteur COFDM utilisant le modèle de propagation  
spécifié dans la Recommandation UIT-R PN.370 et  
fonctionnant à 200 MHz**

Hauteur équivalente de l'antenne de l'émetteur	300 m	75 m	75 m
Hauteur de l'antenne du récepteur	1,5 m		
$\Delta h$	50 m		
Fréquence d'émission	200 MHz		
Champ minimal utilisable équivalent (corrigé) par bloc de 1,5 MHz, y compris les marges pour 99% des emplacements et une hauteur d'antenne de 1,5 m			
Canal gaussien (G) 30,5 + 13 + 10 Canal Rayleigh (R) 38,5 + 13 + 10	53,5 dB $\mu$ V/m (G) 61,5 dB $\mu$ V/m (R)		
Distance entre émetteur et récepteur (rayons de la zone de service)	30 km	15 km	30 km
p.a.r. par bloc de 1,5 MHz	260 W (G) 1 640 W (R)	260 W (G) 1 640 W (R)	7 kW (G) 40 kW (R)

#### 4.5.1.1.1 Rapports de protection pour un signal utile du Système numérique A

Des essais ont été effectués avec addition simultanée de brouillage et de bruit blanc. Dans chaque cas, on mesurait le rapport porteuse/brouillage (C/I) qui donne une certaine diminution du rapport porteuse/bruit (C/N) en un point de défaillance particulier, défini par  $TEB = 10^{-4}$ , et pour une différence de fréquence déterminée. Pour la dégradation de C/N, on a choisi les valeurs 1 dB et 3 dB. Le TEB au point de défaillance défini est un peu inférieur au TEB pour lequel apparaît la dégradation du son.

On n'a pas relevé de différences notables entre les résultats obtenus pour divers modes de radiodiffusion sonore numérique - raison pour laquelle on a fait les mesures uniquement avec un signal du Mode II.

#### 4.5.1.1.2 Brouillage du Système numérique A par une émission différente du Système numérique A

Des mesures ont été faites pour déterminer le rapport de protection RF nécessaire au Système numérique A vis-à-vis du brouillage causé par une autre émission de ce même système. La Fig. 3 présente les résultats de ces mesures, en fonction de l'écart entre les fréquences centrales des canaux. Ces résultats montrent qu'un brouilleur cocanal du Système A produit le même effet qu'un bruit blanc gaussien de même puissance. En particulier, le rapport de protection cocanal est de 7 dB, ce qui correspond exactement à la valeur requise de C/N pour  $TEB = 10^{-4}$  dans un canal gaussien avec bruit blanc. La forme de la courbe du rapport de protection (Fig. 3) coïncide avec le flanc de la caractéristique du filtre de voie (partie de la puissance brouilleuse restant dans ce filtre); si les fréquences centrales des canaux sont espacées de plus de 1,6 MHz, la courbe coïncide avec la caractéristique de réjection hors bande du filtre.

TABLEAU 2

**p.a.r. d'un émetteur COFDM utilisant le modèle de propagation  
spécifié dans la Recommandation UIT-R PN.370 et  
fonctionnant à 200 MHz**

Hauteur équivalente de l'antenne de l'émetteur	300 m	75 m	75 m
Hauteur de l'antenne du récepteur	1,5 m		
$\Delta h$	50 m		
Fréquence d'émission	200 MHz		
Champ minimal utilisable équivalent (corrigé) par bloc de 1,5 MHz, y compris les marges pour 99% des emplacements et une hauteur d'antenne de 1,5 m			
Canal gaussien (G) 30,5 + 13 + 10 Canal Rayleigh (R) 38,5 + 13 + 10	53,5 dB $\mu$ V/m (G) 61,5 dB $\mu$ V/m (R)		
Distance entre émetteur et récepteur (rayons de la zone de service)	30 km	15 km	30 km
p.a.r. par bloc de 1,5 MHz	260 W (G) 1 640 W (R)	260 W (G) 1 640 W (R)	7 kW (G) 40 kW (R)

Comme indiqué au § 4.4.3, il existe un procédé plus efficace permettant de prendre en compte les brouillages cocanal causés par différents multiplex de radiodiffusion sonore numérique: ce procédé consiste à inclure une marge dans la définition du champ minimal, comme tolérance de brouillage. Ce faisant, lorsqu'on applique les courbes de propagation de la Recommandation UIT-R PN.370, on peut prendre en considération comme il convient les contributions du bruit et du brouillage, ainsi qu'il est expliqué ci-après.

Jusqu'à présent, la disponibilité de service pour les systèmes de radiodiffusion analogique était étudiée séparément pour le bruit et pour le brouillage, avec une définition spécifique respectivement pour le contour limité par le bruit et pour le contour limité par le brouillage. Avec les nouveaux systèmes de radiodiffusion numérique, on a constaté que le brouillage dû à une émission numérique dans le même canal équivaut à une élévation du niveau de bruit dans le récepteur. On obtient ainsi un degré de souplesse supplémentaire dans la conception des systèmes, ainsi qu'un certain intervalle à l'intérieur duquel on peut affecter les valeurs du bruit et du brouillage dans le bilan d'une liaison.

On a établi les équations nécessaires pour calculer la somme stochastique du bruit et du brouillage dans le récepteur (voir le Doc. 10B/87, UIT-R, 1990-94 (Canada)). Ces équations représentent une convolution numérique de deux courbes de distribution gaussiennes, pouvant être mise en œuvre sur un ordinateur pour tracer des courbes qui donnent la correspondance entre les deux facteurs suivants: la marge introduite dans le bilan de la liaison ( $C/N$ ) afin de fournir une disponibilité de service ( $C/(N + I) > Th$ ) ( $Th$  est le seuil de fonctionnement du système) pour un pourcentage donné des emplacements et du temps (dans la suite du raisonnement, on admettra qu'il s'agit d'une variation dans le temps pour le cas de la réception dans un véhicule), pour surmonter le brouillage, et la limitation nécessaire effective du brouillage (valeur de  $I/N$  à ne pas dépasser pendant un pourcentage de temps donné).

La Fig. 4 donne les valeurs du rapport  $I/N$  normalisé (par rapport au seuil de fonctionnement du système) à ne pas dépasser pendant le pourcentage de temps donné, en fonction de la marge incluse dans le bilan de liaison comme tolérance de brouillage. Les valeurs requises de  $C/N$  et  $C/(N + I)$  sont définies pour 99% du temps. L'écart type pour le signal utile comme pour le signal brouilleur a été pris égal à 5 dB, valeur qui semble être représentative pour les résultats de mesure de la propagation obtenus jusqu'à présent.

Dans la Fig. 4, la courbe pointillée inférieure représente la règle de répartition du bruit et du brouillage pour des évanouissements totalement corrélés du signal utile et du brouilleur. Dans ce cas, puisque la corrélation est totale, le niveau de  $I/N$  est défini pour le même pourcentage de temps que  $C/N$  (soit 99% du temps). La courbe pointillée supérieure donne la valeur moyenne du signal  $I/N$  pour le cas de la corrélation totale.

A titre d'exemple, si une marge de 2 dB est incluse dans le bilan de bruit, le niveau normalisé de  $I/N$ , à ne pas dépasser pendant 1% du temps, est de 7,2 dB dans le cas totalement décorrélé. En réalité, il y aura un certain degré de corrélation entre les évanouissements du signal utile et ceux du signal brouilleur, de telle sorte que ce niveau admissible de brouillage doit être un peu supérieur à 7,2 dB. En fait, la différence entre les deux moyennes des fonctions de distribution respectivement corrélée et non corrélée est de 19,5 dB pour une tolérance de 2 dB dans le bilan de  $C/N$ . Cette valeur représente l'intervalle d'amélioration que l'on peut obtenir quand on passe du cas totalement décorrélé au cas totalement corrélé.

Une fois que cette valeur de  $I/N$  a été trouvée dans la figure, il est facile d'en déduire la valeur habituelle de  $C/I$ :

$$C/I = (C/N - Th) - (I/N - Th) = 2 \text{ dB} - 7,2 \text{ dB} = -5,2 \text{ dB}$$

Il apparaît donc que, connaissant les trois facteurs suivants: écart type des deux processus d'évanouissement agissant sur les porteuses utile et brouilleuse, disponibilité de service requise et tolérance de brouillage dans le bilan C/N de la liaison, on peut calculer le niveau de I/N à ne pas dépasser pendant un pourcentage de temps donné. On peut ensuite en déduire la valeur requise de C/I pour le cas des évanouissements totalement décorrélés entre le signal utile et le signal brouilleur.

Les résultats de cet exercice dépendent fortement de la valeur admise par hypothèse pour l'écart type des deux processus d'évanouissement qui agissent sur les porteuses utile et brouilleuse. Il est très important que cet écart type soit spécifié comme il convient dans les mesures de propagation.

#### **4.5.1.2 Analyse du partage**

##### **4.5.1.2.1 Services de Terre**

[Texte à fournir]

##### **4.5.1.2.2 Services mixtes de Terre/satellite**

Le concept de service mixte de Terre/satellite est expliqué au § 2.2 du Rapport UIT-R BO.955. Le principe d'un tel service est l'utilisation d'une même bande de fréquences pour la radiodiffusion de Terre et la radiodiffusion par satellite, les émissions étant destinées aux mêmes récepteurs portatifs, fixes et installés à bord de véhicules. Cela permet une utilisation extrêmement efficace du spectre. Une contrainte spécifique pèse sur ce type d'exploitation, lorsqu'il s'agit de desservir une station de Terre située en bordure de la zone de couverture d'un satellite qui utilise la même fréquence.

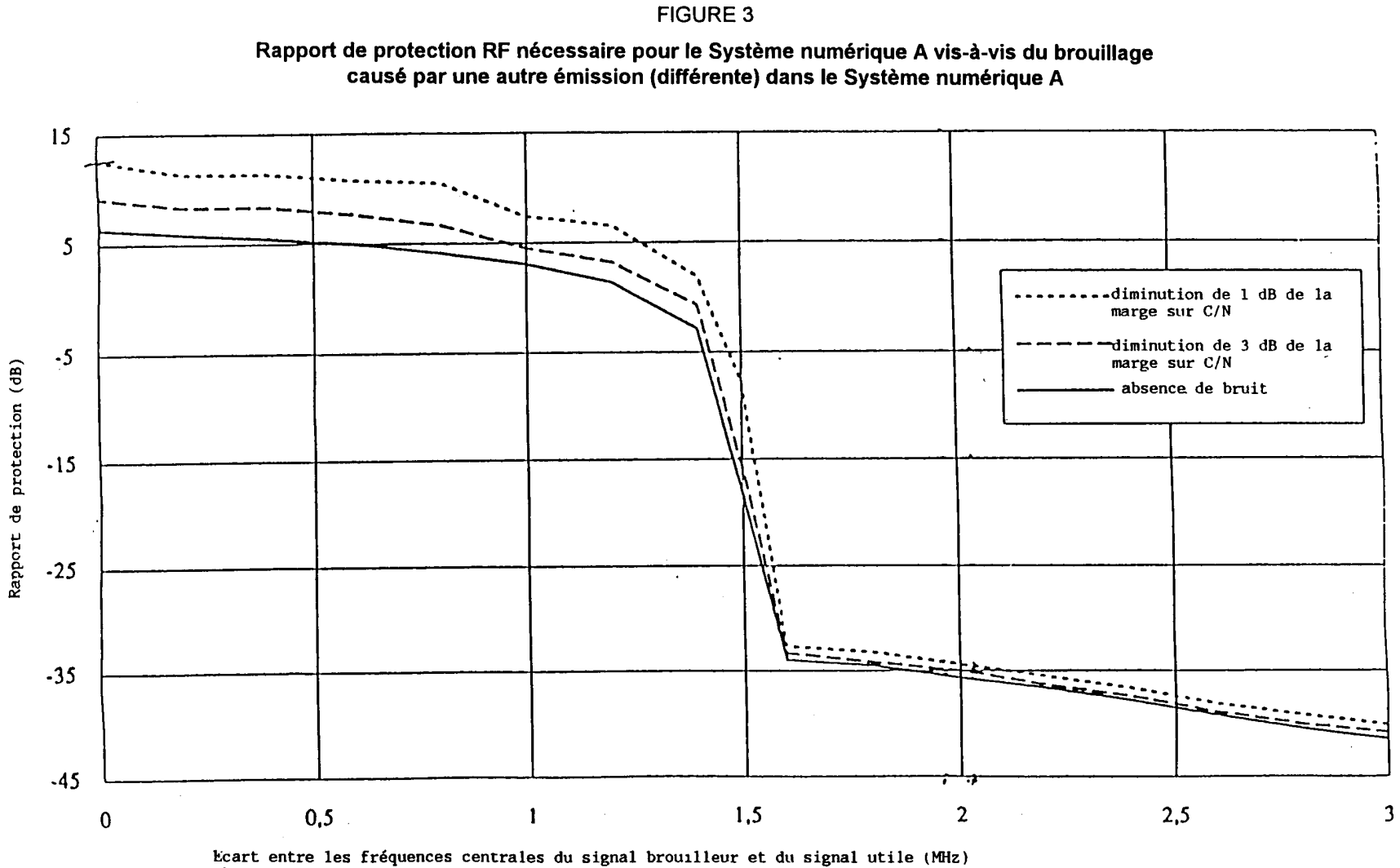
Au Canada, on a étudié la séparation géographique nécessaire entre une station de Terre et la limite du faisceau de rayonnement d'un satellite (voir le Doc. 10B/70, UIT-R 1990-94). On a admis par hypothèse dans cette étude que le satellite géostationnaire fonctionne dans le même canal que le service de Terre et qu'il utilise le même type de modulation. Autre hypothèse: le brouillage que le satellite cause au service de Terre est vu par le récepteur comme un bruit blanc gaussien additif et non corrélé, c'est-à-dire un bruit qui s'ajoute au bruit thermique du récepteur. En se fondant sur le diagramme de référence copolaire de la CARR-83 pour une antenne d'émission de satellite, on a pu établir que l'augmentation apparente du bruit dans le récepteur est inférieure à 1 dB, pour un récepteur situé au-delà d'un angle relatif  $\varphi/\varphi^\circ = 1,4$ , vu du satellite,  $\varphi^\circ$  étant l'ouverture de faisceau à mi-puissance. Cette augmentation apparente passe à 3 dB pour  $\varphi/\varphi^\circ = 1,2$  et à 7 dB pour  $\varphi/\varphi^\circ = 1$ . S'agissant des distances géographiques, cet exemple révèle qu'une augmentation apparente du bruit de 3 dB correspond à environ 500 km à partir du bord d'un faisceau de satellite large de  $1^\circ$ . Il va de soi que cette distance peut être réduite si on met en œuvre dans le satellite un modelage du faisceau qui conduit à une coupure plus franche du rayonnement hors bande.

Si l'on désire que le service de radiodiffusion sonore numérique (RSN) conserve sa couverture malgré l'augmentation apparente du bruit dans les récepteurs, on peut appliquer un certain nombre de mesures différentes. La méthode la plus simple et la plus évidente consiste à augmenter la puissance de l'émission de Terre locale d'une quantité égale à l'augmentation du bruit, mais il pourrait en résulter des brouillages supplémentaires dans des services RSN-T fonctionnant à proximité. Une autre mesure est la mise en œuvre d'extenseurs de couverture et de stations d'appoint qui permettent de restituer la couverture qui aurait existé en l'absence de brouillages causés par le satellite. On a une autre possibilité: accepter la réduction du service dans les zones marginales. Dans le cas particulier où les émissions du service RSN-S sont reçues sous un angle très petit par rapport à la verticale du lieu (par exemple, en provenance d'une orbite elliptique très inclinée), il serait assez facile de mettre en œuvre des antennes de réception à diagrammes verticaux commutables; de telles antennes permettraient de réaliser la réutilisation des fréquences avec des distances de séparation beaucoup plus petites.



FIGURE 3

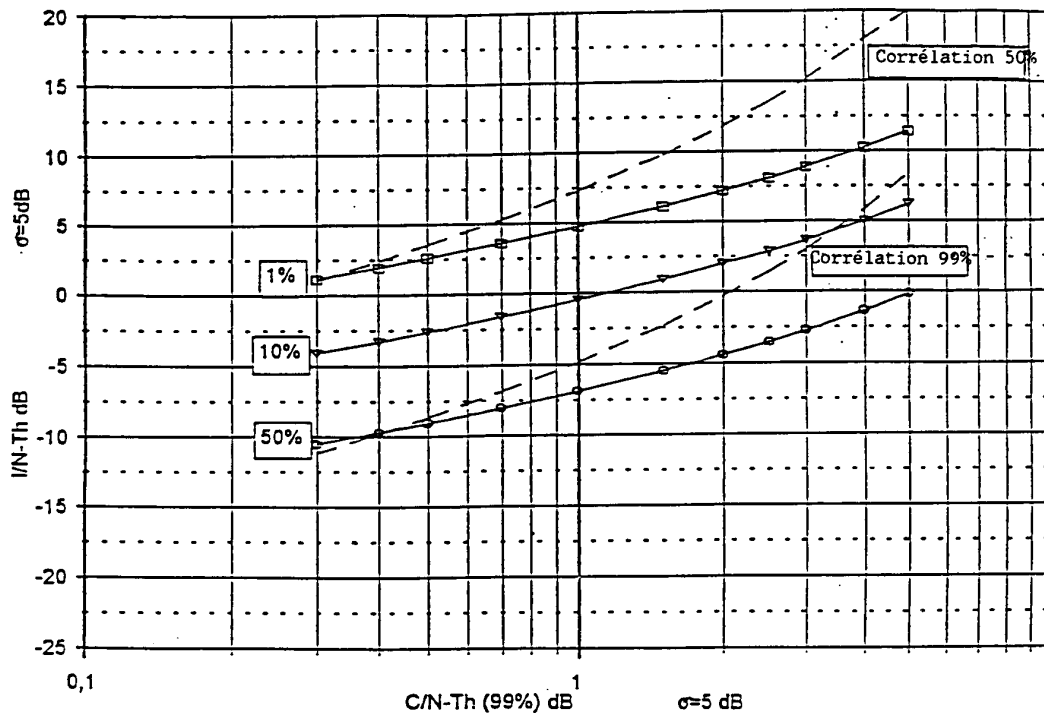
Rapport de protection RF nécessaire pour le Système numérique A vis-à-vis du brouillage  
causé par une autre émission (différente) dans le Système numérique A



Écart entre les fréquences centrales du signal brouilleur et du signal utile (MHz)

FIGURE 4

Valeur normalisée de I/N dépassée pendant un pourcentage de temps donné pour maintenir le rapport C/(N + I) au-dessus du seuil de fonctionnement du système (Th) pendant 99% du temps (étalement réduit des évanouissements)



Plusieurs administrations étudient la mise en place de services de radiodiffusion sonore, de Terre et par satellite, dans la même zone géographique. Dans le récepteur, on peut avoir une grande différence entre le signal du service par satellite et celui du service de Terre. Mais cette grande différence pourrait aussi apparaître dans les services de Terre. Cette difficulté potentielle peut être minimisée si les récepteurs fonctionnent avec une grande gamme dynamique et un petit facteur de bruit.

#### 4.5.2 Partage entre services

##### 4.5.2.1 Rapports de protection

Toutes les valeurs indiquées ci-après concernent le Système numérique A décrit dans l'Annexe 1-A (Système DAB).

##### 4.5.2.1.1 Brouillage causé au Système numérique A

##### 4.5.2.1.1.1 Brouillage du Système numérique A par un signal MF en ondes métriques

Les résultats sont donnés dans la Fig. 5.

On notera, cependant, qu'une marge supplémentaire pourrait être nécessaire dans les cas de planification rencontrés dans la pratique.

##### 4.5.2.1.1.2 Brouillage du Système numérique A par un signal de télévision MA/BLR

a) Signal I-PAL avec un NICAM et une porteuse son MF

Les composantes image et son utilisées pour le signal I-PAL étaient la diapositive de l'UER «garçon avec jouets» et un bruit rose. Résultats dans la Fig. 6.

- b) Signal B/G-PAL, avec double stéréo MF ou porteuses son MF et NICAM 728  
Les conditions expérimentales étaient les mêmes que ci-dessus. Résultats dans la Fig. 7.
- c) Signal D/K-SECAM avec porteuses son MF  
Mêmes conditions expérimentales que ci-dessus. Résultats dans la Fig. 8.
- d) Signal L-SECAM avec une porteuse son MA  
Mêmes conditions expérimentales que ci-dessus. Résultats dans la Fig. 9.

#### **4.5.2.1.1.3 Brouillage du Système numérique A par des émissions de radiocommunications mobiles privées MF à bande étroite**

Les résultats sont donnés dans la Fig. 10.

#### **4.5.2.1.1.4 Brouillage du Système numérique A par un seul brouilleur en ondes entretenues**

Les résultats sont donnés dans la Fig. 11.

#### **4.5.2.1.2 Brouillages causés par le Système numérique A à d'autres services**

##### **4.5.2.1.2.1 Rapport de protection pour un signal MF utile en ondes métriques brouillé par le Système numérique A**

Les résultats, donnés dans la Fig. 12, s'appliquent à un brouillage continu. Le critère de qualité utilisé était un rapport signal/brouillage en audiofréquence égal à 50 dB, mesuré selon les indications de la Recommandation UIT-R BS.641. Pour le brouillage troposphérique, on peut adopter un rapport de protection de 29 dB.

##### **4.5.2.1.2.2 Rapports de protection pour un signal de télévision utile MA/BLR brouillé par le Système numérique A**

###### **4.5.2.1.2.2.1 Rapports de protection dans le même canal**

Les essais ont montré que les effets du brouillage étaient indépendants du mode d'émission dans le Système numérique A.

- *Signal I-PAL ou B/G-PAL brouillé par le Système numérique A*

On a procédé à une évaluation subjective afin de déterminer la valeur requise du rapport C/I pour les notes de qualité 3 (brouillage troposphérique) et 4 (brouillage continu) de l'UIT-R en fonction de l'écart de fréquence dans le canal de télévision. L'image transmise était donnée par les diapositives d'essai de l'UER «Formal Pond» et «Boats». Les résultats sont indiqués dans la Fig. 13.

- *Signal L-SECAM brouillé par le Système numérique A*

Mêmes conditions expérimentales que ci-dessus. Résultats dans la Fig. 14.

- *Son MF de télévision (mono) brouillé par le Système numérique A*

Les résultats (Fig. 15) correspondent à un rapport signal/bruit de 40 dB (pondéré comme indiqué dans la Recommandation UIT-R BS.468); ces résultats, qui sont rapportés à la puissance de la porteuse d'image, s'appliquent au cas du brouillage troposphérique.

- *Son NICAM de télévision brouillé par le Système numérique A*

Les résultats (Fig. 16) correspondent à un TEB de  $10^{-3}$  dans le récepteur; ils sont rapportés à la puissance de la porteuse d'image et s'appliquent au cas du brouillage troposphérique.

- *Son MA de télévision brouillé par le Système numérique A*

Les mesures ont montré qu'on a besoin d'un rapport de 50 dB (par rapport à la porteuse d'image) pour obtenir un rapport signal/bruit de 48 dB (pondéré comme indiqué dans la Recommandation UIT-R BS.468), dans le cas où le signal du Système numérique A chevauche complètement le signal son MA.

**4.5.2.1.2.2.2 Rapports de protection vis-à-vis du canal adjacent**

Une série limitée de mesures a montré qu'on ne peut pas négliger complètement les rapports de protection vis-à-vis des canaux adjacents supérieur et inférieur; la valeur du rapport de protection dépend de l'écart de fréquence entre l'ensemble Système numérique A et la porteuse utile (image ou son).

Des valeurs comprises entre +6 et -16 dB ont été mesurées pour le canal adjacent inférieur, et entre -10 dB et -30 dB pour le canal adjacent supérieur, lorsque le signal utile est un signal PAL. On peut s'attendre à des valeurs du même ordre pour le canal adjacent inférieur avec le système L-SECAM; en revanche, les valeurs les plus élevées pour le canal adjacent supérieur seront un peu plus grandes, en raison de la protection requise pour la porteuse son MA du système L-SECAM.

FIGURE 5

Rapport de protection RF nécessaire pour le Système numérique A vis-à-vis du brouillage causé par un signal de radiodiffusion MF

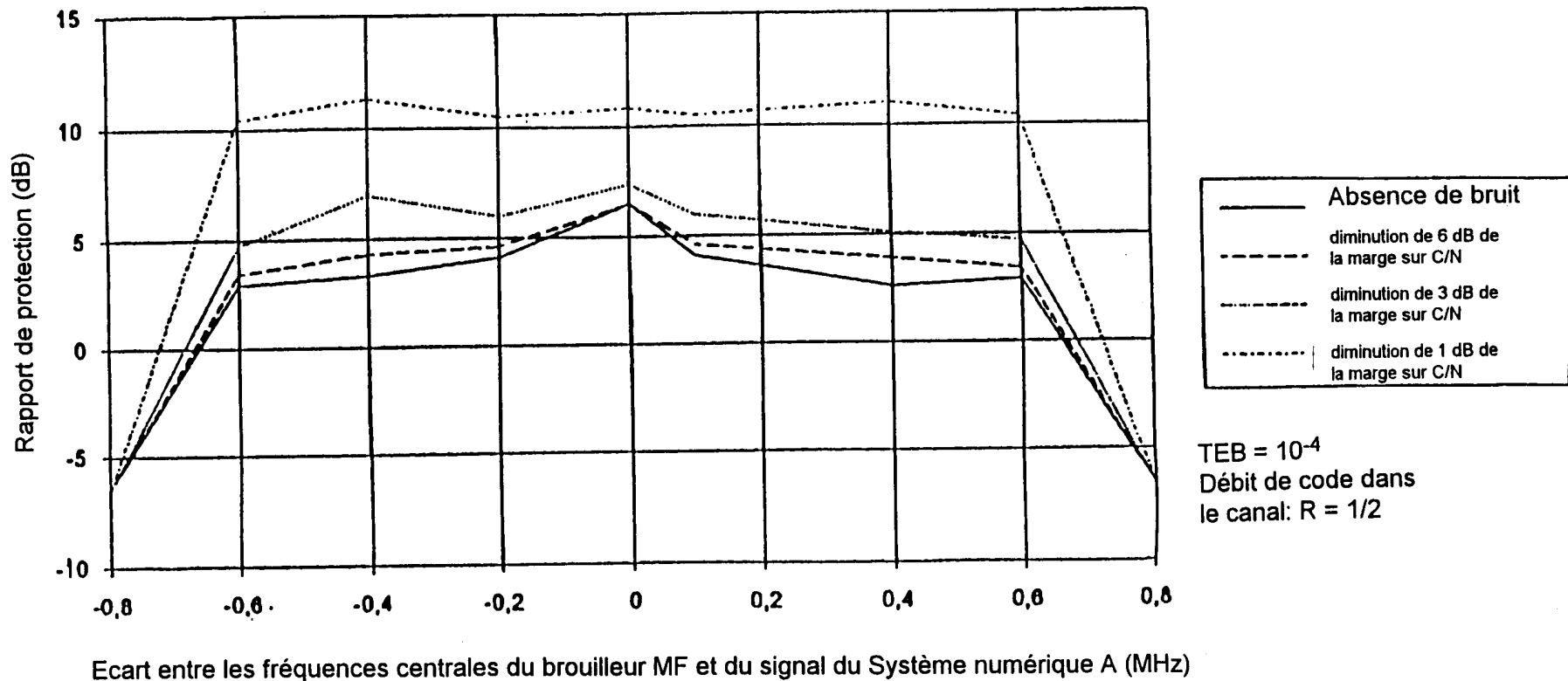


FIGURE 6

Rapport de protection RF nécessaire pour le Système numérique A  
vis-à-vis du brouillage causé par des émissions de télévision en I-PAL

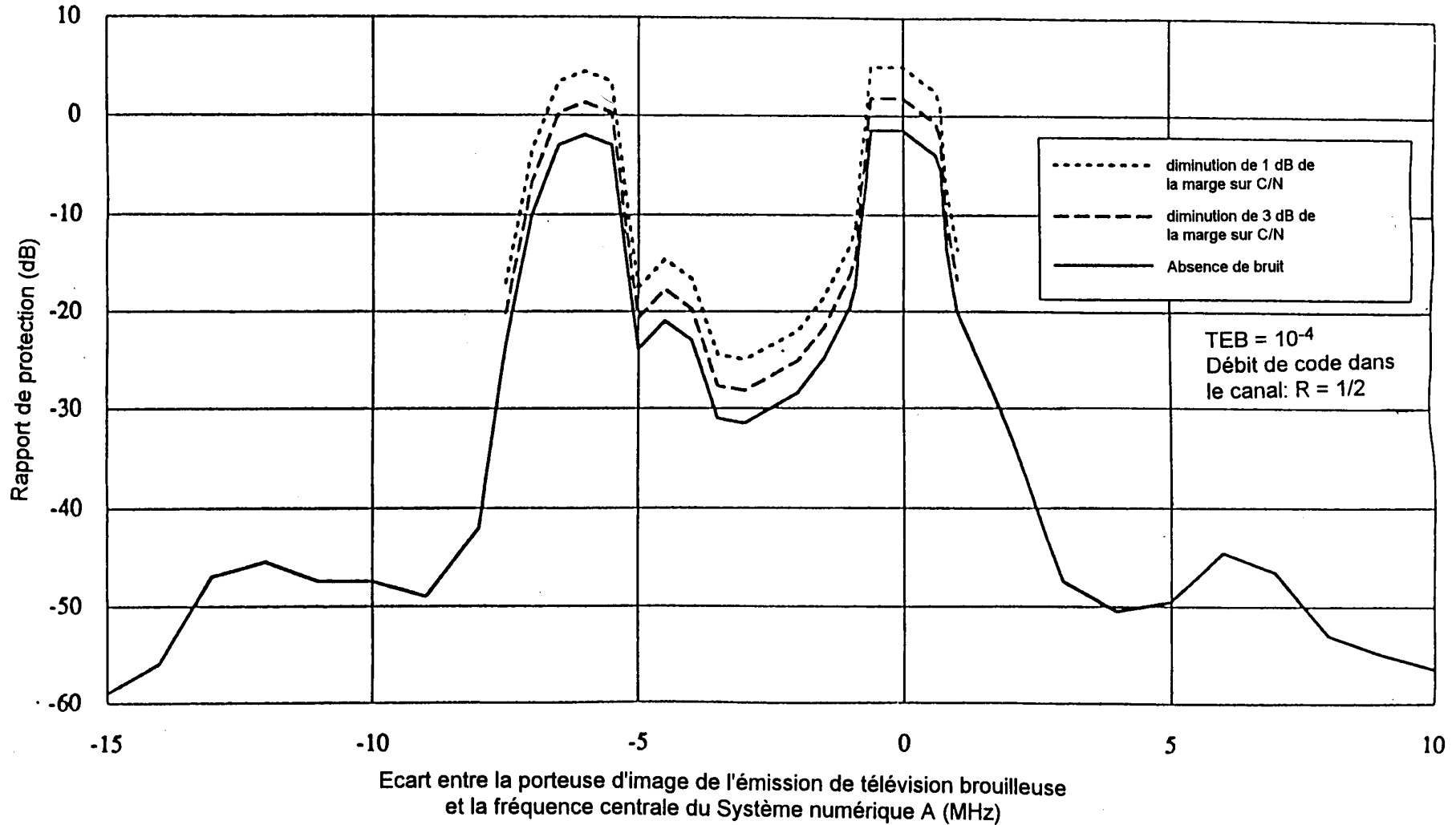


FIGURE 7

Rapport de protection RF nécessaire pour le Système numérique A  
vis-à-vis du brouillage causé par des émissions de télévision en B/G-PAL

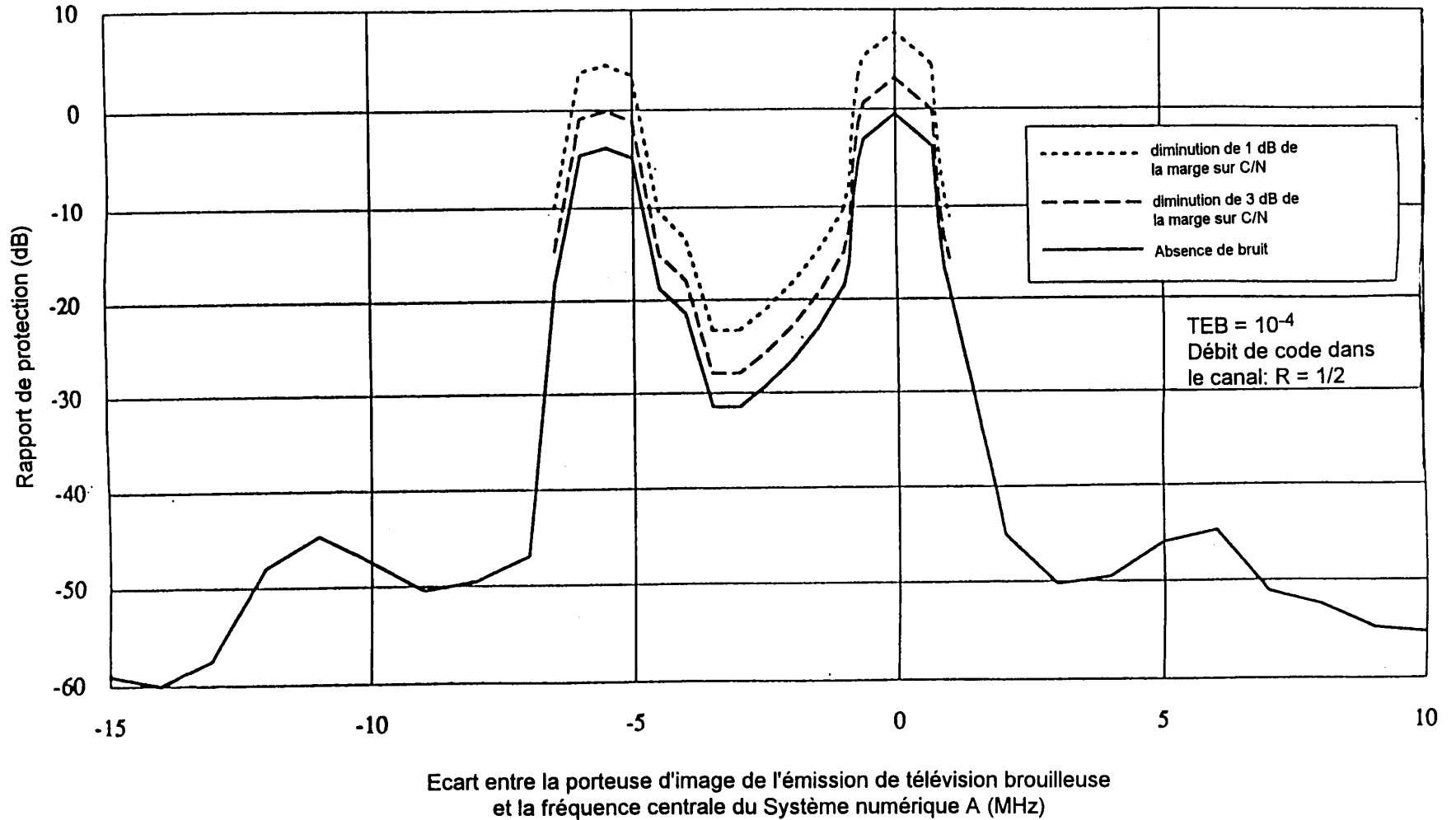


FIGURE 8

Rapport de protection RF nécessaire pour le Système numérique A  
vis-à-vis du brouillage causé par des émissions de télévision en D/K-SECAM

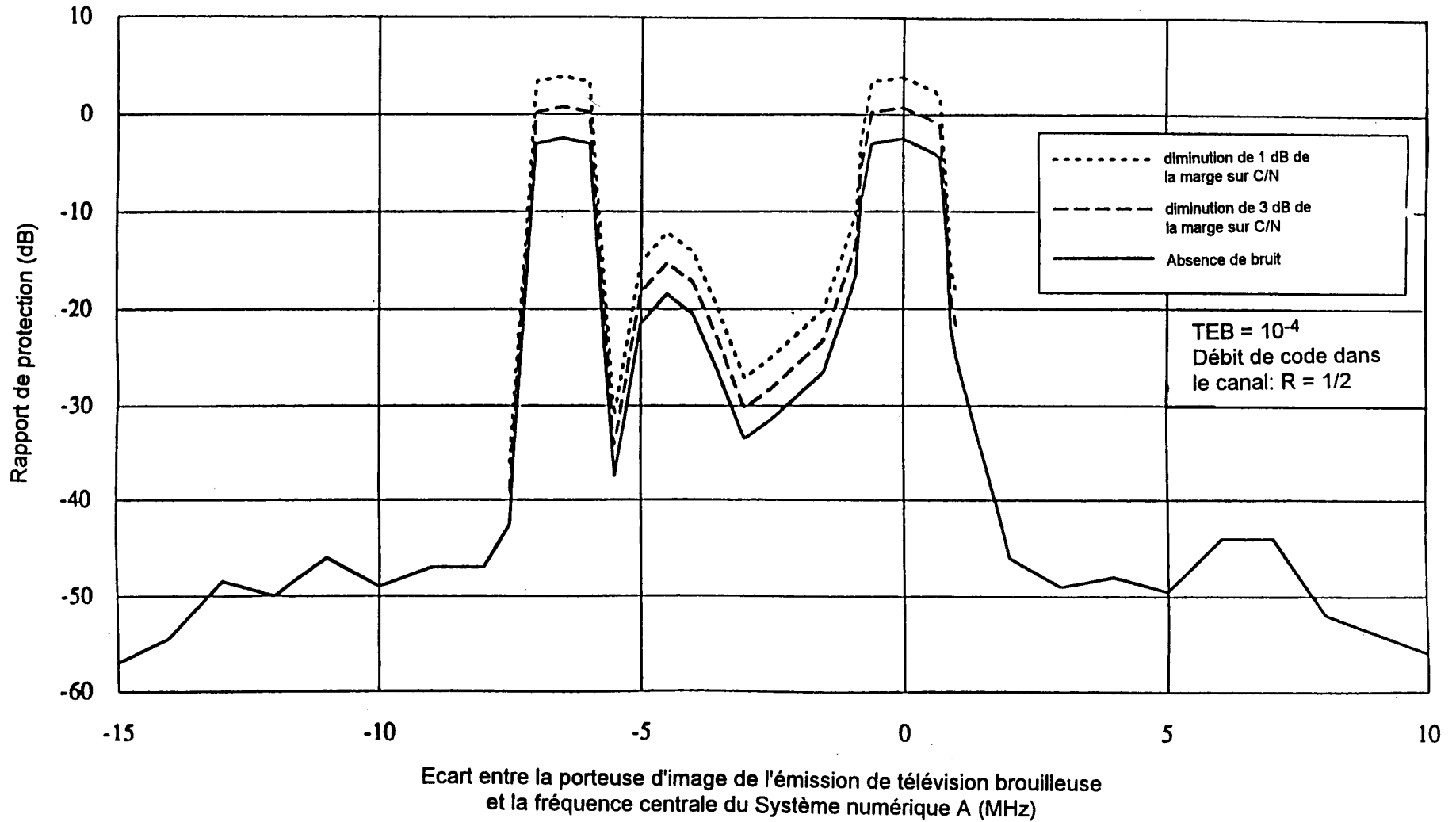




FIGURE 9

Rapport de protection RF nécessaire pour le Système numérique A  
vis-à-vis du brouillage causé par des émissions de télévision en L-SECAM

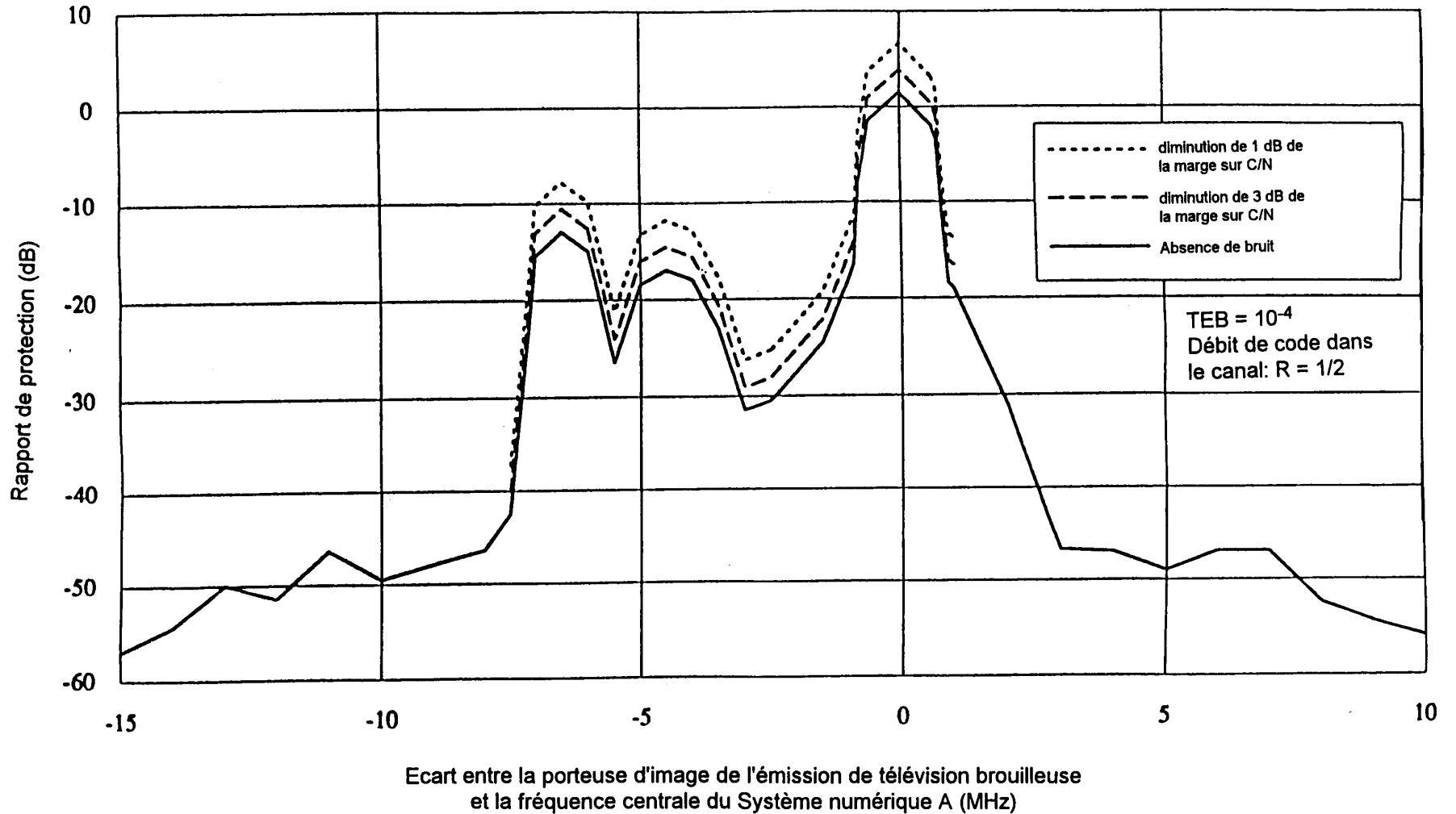


FIGURE 10

Rapport de protection RF nécessaire pour le Système numérique A  
vis-à-vis du brouillage causé par des émissions de radiocommunications  
MF à bande étroite dans le service mobile privé au Royaume-Uni

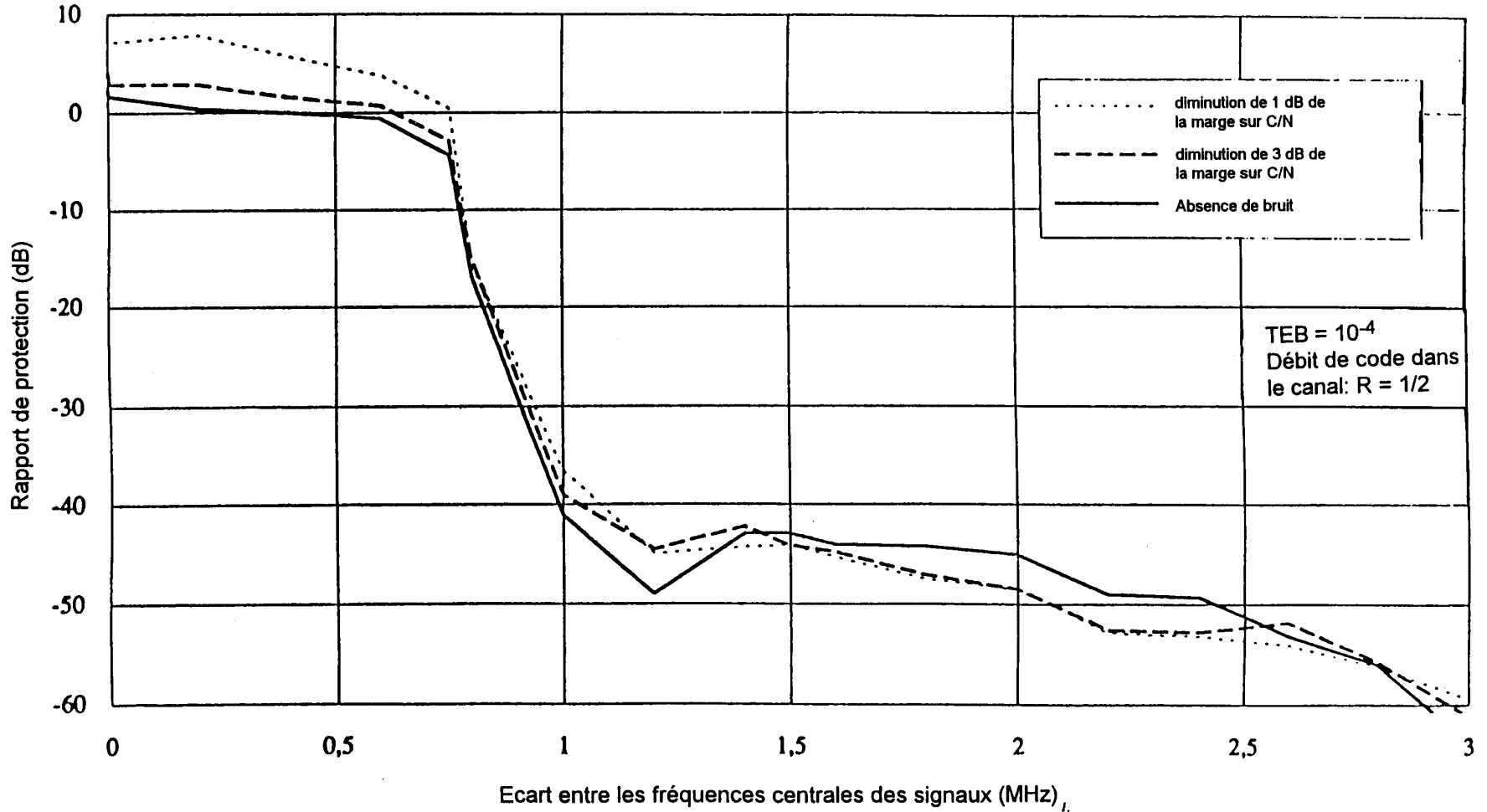


FIGURE 11

Rapport de protection RF nécessaire pour le Système numérique A  
vis-à-vis du brouillage causé par un signal d'ondes entretenues

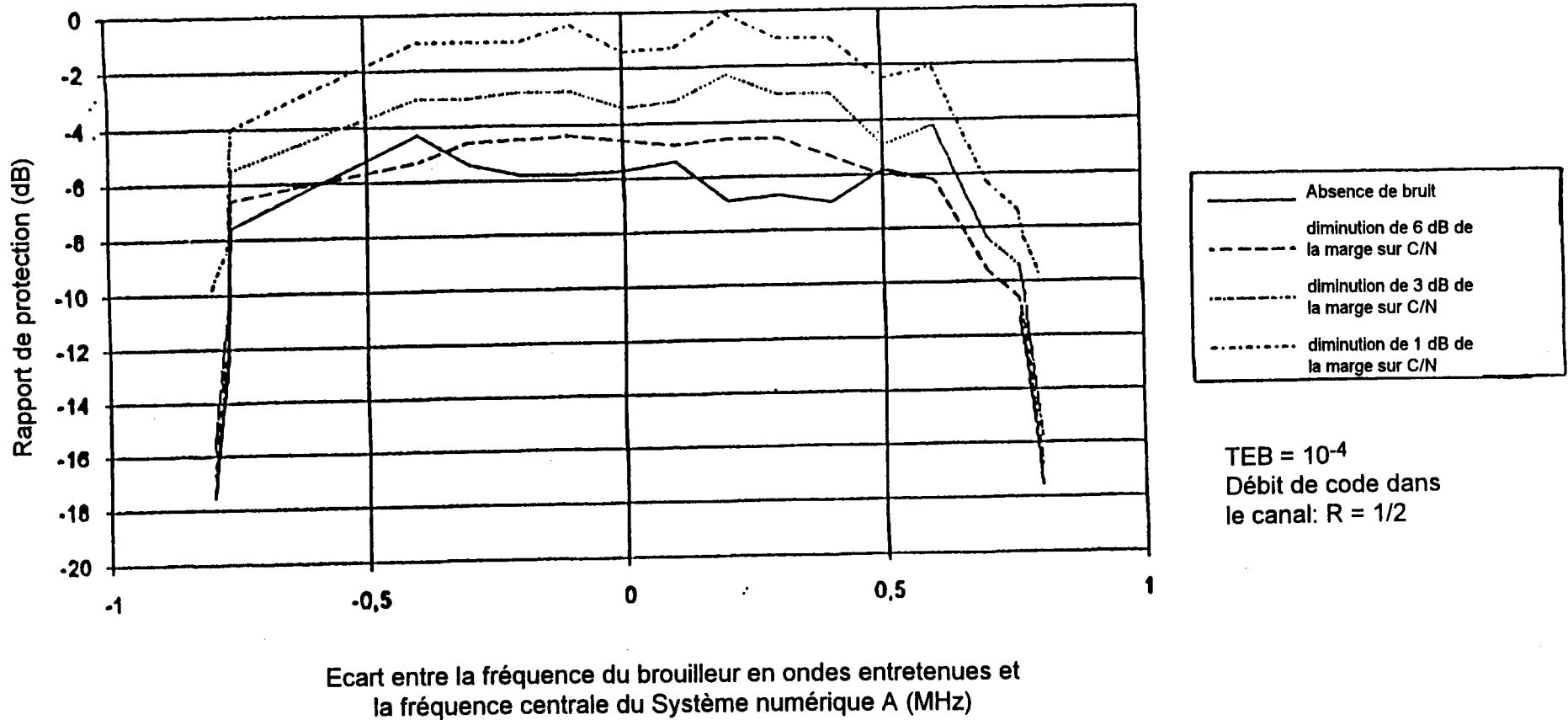


FIGURE 12

Rapport de protection RF nécessaire pour un signal de radiodiffusion MF à large spectre vis-à-vis du brouillage causé par le Système numérique A (brouillage continu)

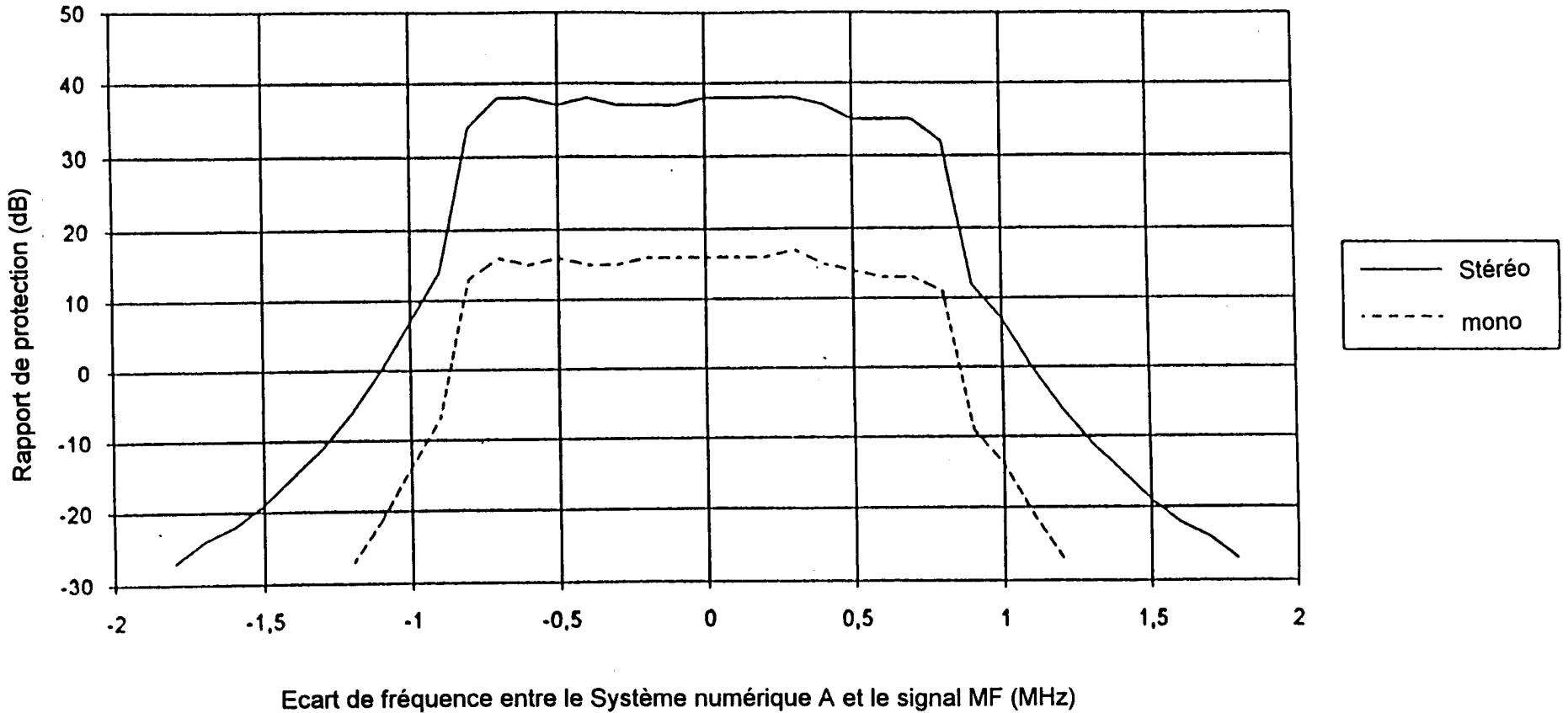


FIGURE 13

Signal I-PAL ou B/G-PAL brouillé par le Système numérique A

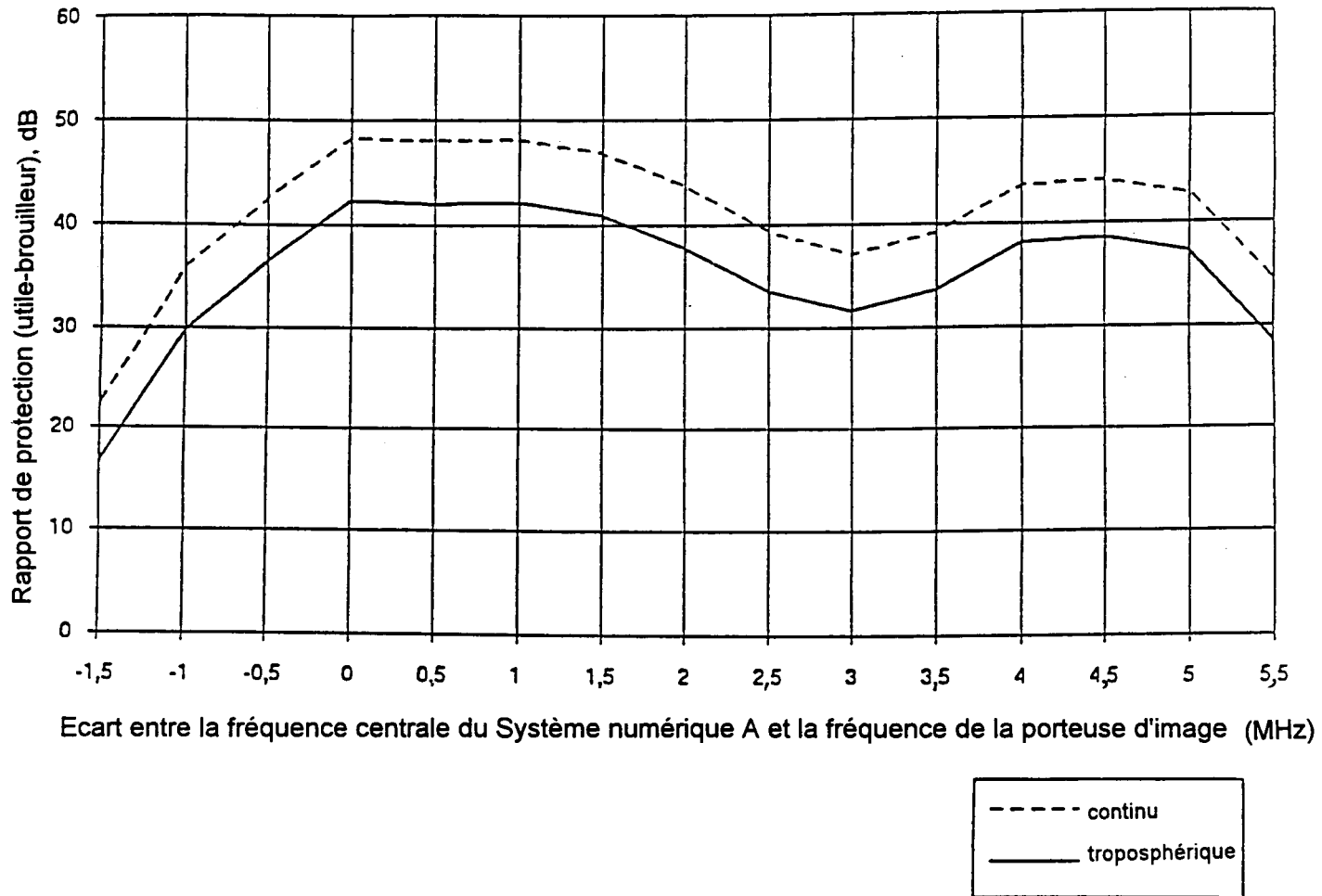


FIGURE 14

Signal L-SECAM brouillé par le Système numérique A

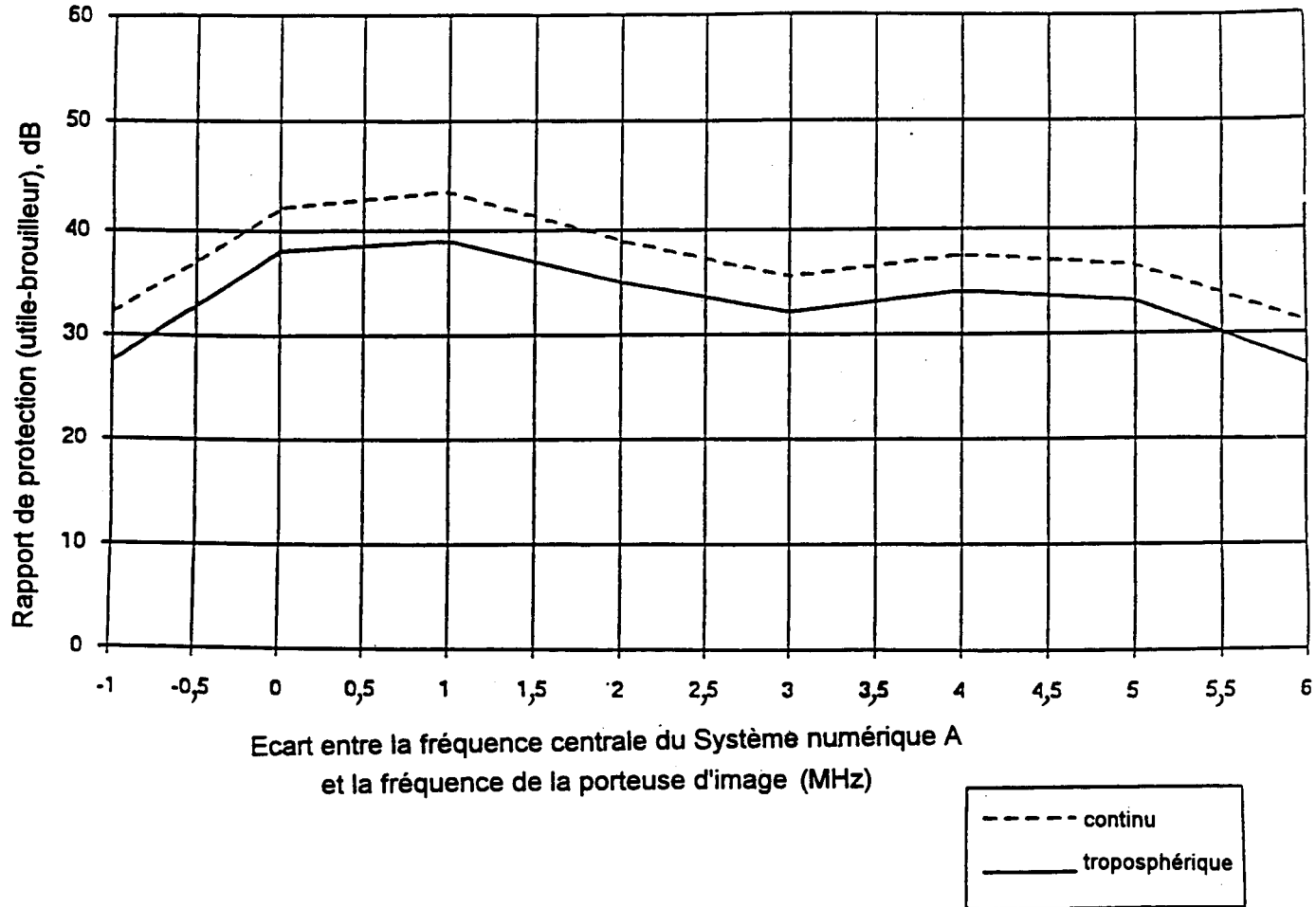


FIGURE 15

Signal son TV-MF (mono) brouillé par le Système numérique A

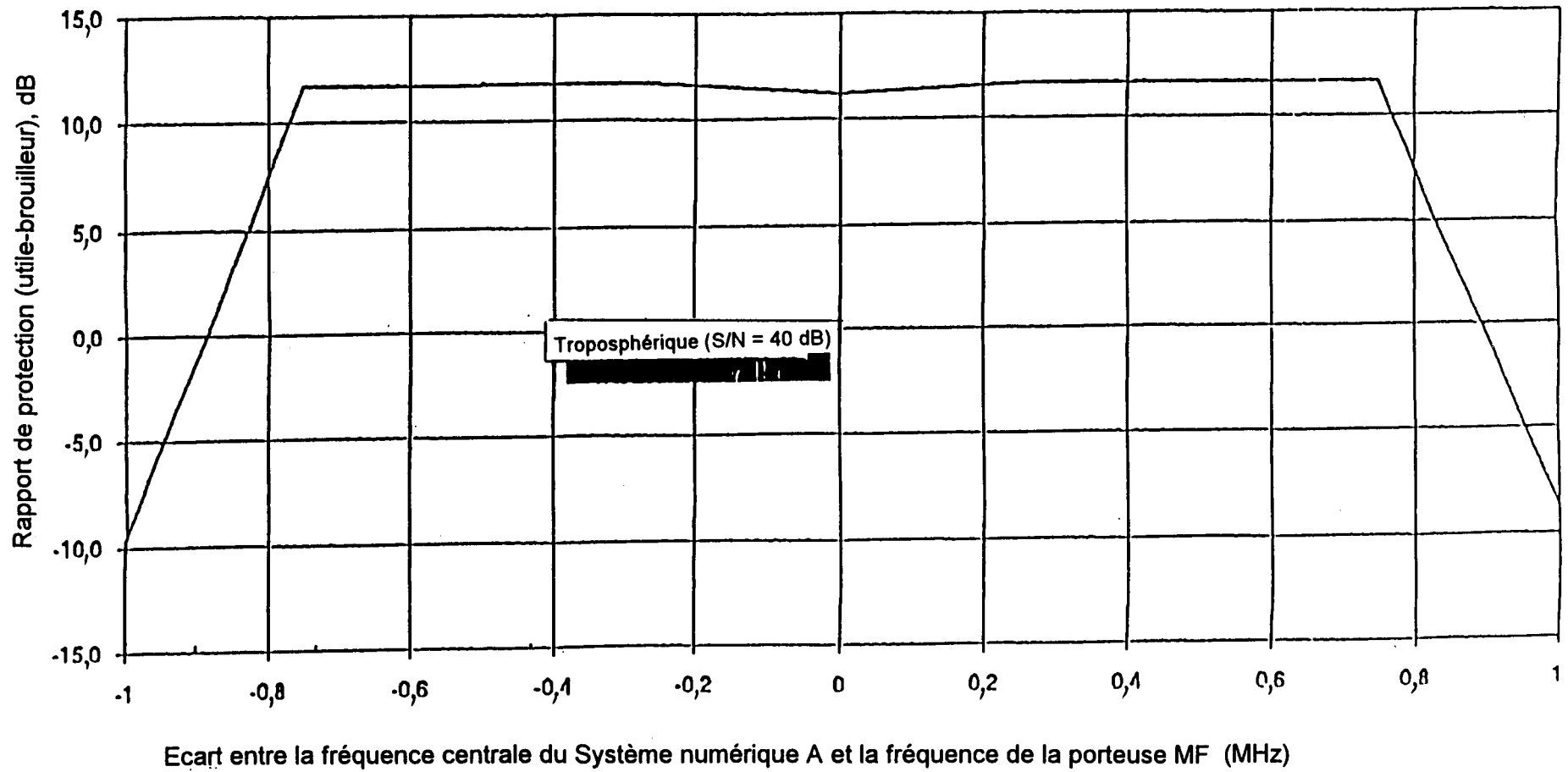
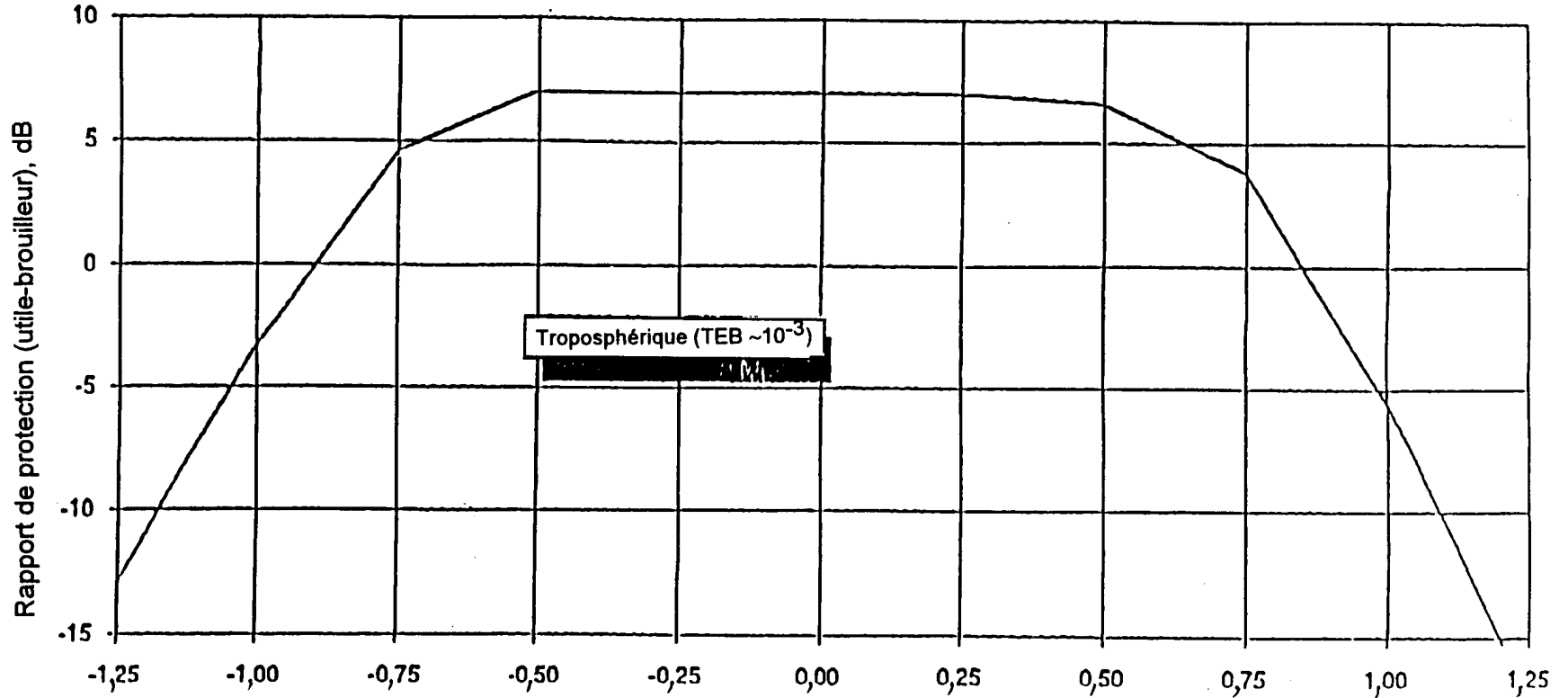


FIGURE 16

Signal son TV-NICAM brouillé par le Système numérique A



Ecart entre la fréquence centrale du Système numérique A et la fréquence de la porteuse NICAM (MHz)



#### 4.5.2.2 Analyse du partage

##### 4.5.2.2.1 Partage entre le Système numérique A et la télévision

Le Rapport UIT-R BT.1087 traite de la protection du service de télévision contre les brouillages causés par d'autres services. Faute d'informations plus détaillées, on pourra utiliser les mêmes critères pour le partage avec la radiodiffusion sonore numérique.

Pour ce type de radiodiffusion, les rapports de protection sont indiqués au § 4.5.2.1.

Compte tenu de ces valeurs et de l'emploi de la polarisation orthogonale, les études de l'UER ont montré ce qui suit:

- a) il est impossible de partager le même canal à partir du même emplacement;
- b) l'utilisation d'un canal N pour la radiodiffusion sonore numérique, en un emplacement où un programme de télévision est rayonné dans un canal adjacent  $N + 1$  ou  $N - 1$ , n'est possible qu'aux conditions suivantes:
  - absence de brouillage avec des signaux de télévision dans le canal N;
  - absence de brouillage avec les émissions de télévision du même emplacement, dans le canal  $N + 1$  ou  $N - 1$  (on ne connaît pas encore les rapports de protection correspondants; cependant, s'agissant du canal adjacent inférieur, il ne faut pas négliger la protection des voies son);
- c) pour le partage sur une base géographique, on pourra être amené à adopter des distances de séparation d'environ 100 à 250 km entre l'émetteur de radiodiffusion sonore numérique et les points de réception de la télévision, la distance exacte dépendant de la p.a.r. (1 à 10 kW), de la hauteur équivalente des antennes (75 à 300 m) et de la bande de fréquences (B.m/B.dm).

Dans le cas c), il ne faut pas perdre de vue que les distances de séparation peuvent être réduites si la planification est effectuée avec soin. Cette réduction est possible également si des antennes directives sont mises en œuvre dans la station d'émission de la radiodiffusion sonore numérique, le corollaire étant l'implantation de stations d'appoint additionnelles.

Les bandes de fréquences attribuées au service de télévision de Terre font l'objet d'une utilisation intensive. Dans de nombreux pays, on a de plus en plus besoin de canaux de télévision pour couverture locale et régionale. Pour affiner encore les études de partage, on devra aussi prendre en compte spécialement les problèmes qui se posent aux limites des bandes, ainsi que la situation suivante: utilisation d'un canal de télévision exploité également par d'autres services tels que les services mobiles dans la bande vidéo, et/ou par des services auxiliaires de la radiodiffusion dans des parties libres des canaux de la bande B.dm qui transmettent des signaux de télévision du système G. Il sera nécessaire de disposer d'une plus grande largeur de spectre par comparaison avec les systèmes de télévision numérique.

Si l'on ne parvient pas à transférer tous les émetteurs de télévision dans une portion suffisante des bandes de fréquences attribuées à la télévision, il semble impossible de mettre en œuvre, sur tout le territoire d'un pays, un système de radiodiffusion sonore numérique à un seul canal.

On pourrait envisager dans certains pays une solution intérimaire, consistant à mettre en place une exploitation avec un seul canal dans des zones limitées, avec utilisation d'un canal différent dans une autre zone. Toutefois, les délais à prévoir pour transférer un service de télévision dans un nouveau canal (ou même dans une nouvelle bande) pourraient être de longueur prohibitive.

Il convient de garder ce qui suit présent à l'esprit: lorsqu'on utilise une bande de fréquences de télévision pour la radiodiffusion sonore numérique, le récepteur doit être suffisamment robuste pour ne pas subir l'influence des signaux de télévision rayonnés sur des fréquences voisines; en effet, ces signaux ont des chances d'avoir un niveau nettement plus élevé que les signaux de radiodiffusion sonore numérique reçus.

#### 4.5.2.2.2 Partage avec les services fixes à 1 500 MHz

Pour permettre la planification du partage avec les services fixes, il faut faire l'estimation des distances de séparation géographique nécessaires entre les systèmes de radiodiffusion sonore numérique (RSN) de Terre et les systèmes de communication point à multipoint (P-MP) exploités au voisinage de 1 500 MHz.

#### Distances de séparation nécessaires entre systèmes RSN et systèmes P-MP

Les séparations géographiques nécessaires pour avoir les champs brouilleurs indiqués dans le Tableau 3 sont déterminées pour plusieurs groupes de paramètres hypothétiques de l'émission du système RSN. On les évalue pour des emplacements PROCHEs, CENTRAUX et ELOIGNES, afin de déterminer l'emplacement le plus sensible.

TABLEAU 3

#### Valeurs admissibles du champ d'un système RSN dans une station P-MP

Emplacement à protéger	Hauteur de l'antenne (m)	Gain de l'antenne dans la direction du RSN (dBi)	Pertes par couplage/ligne (dB)	Champ admissible (dB( $\mu$ V/m))
PROCHE	10	-6	1	37
CENTRAL	150	10	3	23
ELOIGNE	10	17	1	14

De la même façon, les séparations géographiques nécessaires pour avoir un champ brouilleur de 24 dB $\mu$ V/m produit par un système P-MP sont déterminées pour des emplacements PROCHEs, CENTRAUX et ELOIGNES, afin de rechercher celui qui produit le brouillage le plus fort. Les rayons des zones de service du RSN, pour chaque groupe de paramètres d'émission du RSN, sont ensuite ajoutés à ces distances de séparation, ce qui donne les séparations requises entre la station CENTRALE du système P-MP et l'émetteur du système RSN.

Le Tableau 4 indique les distances de séparation requises entre des émetteurs d'un système RSN de Terre et les stations centrales des systèmes P-MP à 1 500 MHz, pour protéger les deux services sur la base de l'hypothèse admise dans cette étude. Les caractéristiques de fonctionnement du RSN données dans ce tableau ont été choisies arbitrairement; elles ne doivent pas être considérées comme des caractéristiques proposées. Les distances de séparation minimales seraient différentes si l'on adoptait d'autres hypothèses ou d'autres conditions de fonctionnement.

TABLEAU 4

Exemple de paramètres des émetteurs d'un système RSN		Distance de séparation* résultante entre un émetteur RSN et une station CENTRALE de P-MP
p.a.r. kW	EHAAT** mètres	km
1 000	300	325
100	300	245
10	150	160
1	75	100

\* Avec les distances de séparation indiquées dans cette colonne, on a l'assurance que les objectifs en matière de brouillage sont réalisés dans toutes les stations CENTRALES et PROCHEES. Ces objectifs ne seront complètement réalisés dans certaines stations ELOIGNEES, mais cela ne peut se produire que pour des stations ELOIGNEES qui reçoivent des champs utiles très forts et qui, par conséquent, ne seraient pas brouillés. Par exemple, l'entrée à côté de l'astérisque correspond aux emplacements les plus vulnérables pour les stations ELOIGNEES; dans ce cas, les objectifs de brouillage ne sont pas tout à fait réalisés pour les stations ELOIGNEES situées à 25 km, ou moins, du pivot CENTRAL.

\*\* Hauteur équivalente au-dessus du terrain moyen .

Conclusion: cette étude a donné un exemple de détermination des distances de séparation requises, avec des hypothèses spécifiques, dans le cas où la même bande de fréquences est utilisée par des systèmes du type point à multipoint et des systèmes de radiodiffusion sonore numérique de Terre. Les séparations nécessaires dans la pratique peuvent différer des valeurs indiquées; elles dépendent des caractéristiques de fonctionnement des équipements utilisés dans chaque service.

#### 4.6 Concepts de réseau et de couverture

Il existe un marché pour des services multinationaux, nationaux, régionaux et locaux de diverses tailles. A terme, tous ces services pourront être réalisés à l'aide de la radiodiffusion sonore numérique. Pour les services de très grande ampleur, à savoir ceux qui couvrent plusieurs pays, le moyen le plus efficace sera le satellite. Il semble donc probable que les plus grandes zones de couverture susceptibles d'être desservies par la radiodiffusion sonore numérique de Terre seront les zones de couverture des réseaux nationaux.

On en conclut que les services RSN nécessaires s'échelonneront des services nationaux aux services locaux, en passant par les services régionaux. Dans la plupart des cas, il y aura une caractéristique commune: la nécessité d'avoir plusieurs services possédant les mêmes spécifications de couverture; le système de radiodiffusion sonore numérique répond bien à cette nécessité.

Pour les services nationaux et régionaux de Terre, la solution optimale ferait appel à plusieurs émetteurs fonctionnant comme un réseau à fréquence unique (RFU). Un bloc de fréquences sera nécessaire pour ces émetteurs. Pour les services locaux ou subrégionaux, on peut envisager d'assurer la couverture à partir d'une seule station principale, éventuellement avec quelques réémetteurs à faible puissance, ou à partir d'un petit réseau RFU.

Il n'est pas possible d'utiliser le même bloc de fréquences pour diffuser des programmes différents dans des zones contiguës; il en résulte que, dans la plupart des régions de l'Europe, on aura besoin d'au moins quatre ou cinq de ces blocs de fréquences pour assurer les couvertures par les

réseaux nationaux à l'aide de réseaux RFU. Si l'on divise les divers pays en régions, il est à peu près certain qu'on aura besoin de blocs de fréquences supplémentaires.

Plus on diminue la taille des zones desservies par les divers RFU, plus grand sera le nombre de blocs de fréquences nécessaires, jusqu'à ce qu'on s'approche, à la limite, des conditions prises en compte dans la méthode traditionnelle de planification des réseaux.

Cependant, sous réserve des contraintes relatives à la distance de réutilisation des blocs de fréquences près des frontières, un pays donné pourrait utiliser, pour les services locaux et peut-être même les services régionaux, les blocs qui servent aux services nationaux dans des zones voisines.

De ce qui précède, on peut conclure qu'il existe en principe trois types de réseaux de radiodiffusion sonore numérique de Terre à prendre en considération, à savoir:

- a) Réseaux planifiés selon les principes traditionnels ou classiques, qui permettent de diffuser des programmes différents à l'aide de divers émetteurs utilisant des fréquences différentes.
- b) Réseaux RFU à synchronisation temporelle, dans lesquels le même programme est diffusé par plusieurs émetteurs sur plusieurs fréquences, les émissions étant synchronisées dans le temps par un réseau de distribution. On aurait recours à ce type de RFU pour desservir une vaste zone à l'aide d'un programme commun. On rencontre actuellement un cas de planification plus difficile qui est le suivant: diffusion d'un programme commun par les émetteurs d'un pays ou d'une région la plupart du temps, mais en certaines occasions, par exemple pour les bulletins d'informations locales, on a besoin de ces émetteurs pour diffuser des programmes différents. Il pourrait être difficile d'obtenir cette souplesse d'exploitation, qui nécessitera un complément d'étude.
- c) Réseaux RFU non synchronisés, dans lesquels le même programme est diffusé par des émetteurs fonctionnant sur la même fréquence. Dans ce cas, les émetteurs réémettent le programme sous forme de relais, ce qui permet de se dispenser d'un réseau de distribution. Ce type de RFU serait utilisé pour l'extension et le modelage de la couverture et comme réseau d'appoint.

#### **4.6.1 Réseaux classiques**

Il est intéressant de comparer le nombre de «canaux» nécessaires pour la modulation numérique, déterminé à l'aide des méthodes classiques de planification pour la couverture d'une zone très étendue, et le nombre nécessaire pour la planification en MF. Ce faisant, on tiendra compte du fait que les systèmes numériques peuvent se contenter de rapports de protection plus petits.

Pour planifier la couverture en MF, on se fonde sur un rapport de protection cocanal d'au moins 37 dB, obtenu pendant 99% du temps en 50% des emplacements en bordure de la zone de couverture. A mesure que la distance de l'émetteur diminue, on obtiendra ce rapport de protection minimum en un pourcentage de plus en plus grand d'emplacements; de la même façon, pour un pourcentage de temps plus petit (par exemple, 90%), plus de 50% des emplacements bénéficieront de cette qualité minimum même à la limite nominale de la zone de couverture.

La valeur de 37 dB pour le rapport de protection cocanal servant à la planification en MF est une valeur élevée, mais le système est assez résistant vis-à-vis de l'augmentation du brouillage. L'intelligibilité reste satisfaisante, par exemple pour la réception de programmes parlés dans un véhicule automobile, à condition que le rapport signal/brouillage soit supérieur à 5 dB. Dans le cas des systèmes numériques, les rapports de protection relatifs à une haute qualité et à l'intelligibilité sont beaucoup plus proches l'un de l'autre, cela en raison des caractéristiques de panne de ces systèmes.

Pour cette raison, la diminution du nombre des «canaux» nécessaires à un système numérique par rapport à un système MF est sans doute plus petite que semble l'indiquer la différence entre les rapports de protection requis pour une réception de haute qualité dans les deux systèmes. Par ailleurs, l'actuel Plan de fréquences en B.m/MF est fondé sur la réception «grand public» avec une antenne de réception directive installée à 10 mètres; or, tout nouveau système de radiodiffusion sonore numérique devra aussi garantir une qualité élevée dans les conditions plus difficiles de la réception mobile (avec antenne non directive installée moins haut).

Une expérience pratique devra être acquise pour pouvoir déterminer le nombre effectif de «canaux» nécessaires à un réseau de système numérique étendu. Il ne faut pas perdre de vue que, même dans un tel réseau et avec les méthodes de planification classiques, il est possible d'économiser le spectre en ayant recours à des stations relais qui utilisent les mêmes canaux que leurs stations de rattachement (et que le réseau RFU, le cas échéant), sous réserve que des dispositions appropriées soient prises pour l'introduction des programmes.

#### **4.6.2 Réseau à fréquence unique (RFU) synchronisé**

##### **4.6.2.1 Aspects d'un RFU (utilisant le Système numérique A)**

Une caractéristique fondamentale du Système numérique A est l'aptitude de ce système à fonctionner de façon satisfaisante dans des zones où la propagation par trajets multiples est intense, en particulier pour la réception mobile.

Ce résultat s'explique en grande partie par le fait qu'un intervalle de garde est introduit dans le domaine temporel. A condition que le plus long délai de la propagation par trajets multiples ne dépasse pas la durée de cet intervalle de garde, toutes les composantes du signal s'additionnent (sous une des puissances). Lorsque ces délais augmentent au-delà de l'intervalle de garde, l'effet d'addition de la propagation par trajets multiples s'amointrit et le brouillage augmente.

La contribution du brouillage a le même effet que le bruit, ou que le brouillage causé par une autre émission numérique transportant des programmes différents.

La valeur du rapport de protection nécessaire pour surmonter le brouillage causé par ces signaux dépend de la méthode de codage des signaux, mais elle sera de l'ordre de 10 dB. Au point de vue du traitement des signaux dans le récepteur, un signal se propageant par trajets multiples ne peut pas être distingué d'une autre émission, convenablement synchronisée, qui transporte exactement la même information.

On en conclut qu'un réseau portant le Système numérique A et employant un seul bloc de fréquences peut être utilisé par plusieurs émetteurs pour couvrir une zone étendue, à la condition suivante: que les délais de tous les signaux reçus avec des niveaux significatifs ne dépassent pas trop la durée de l'intervalle de garde.

Tel est le principe général du «Réseau à une seule fréquence».

Compte tenu de ce principe, on voit que le réseau RSF a une grande efficacité spectrale qui, dans la pratique, pourrait être égale, au moins, au triple de celle d'un réseau MF classique dans l'hypothèse où les mêmes programmes seraient transmis dans l'ensemble du réseau.

Dans l'exploitation d'un réseau à une seule fréquence, les signaux du Système numérique A provenant des divers émetteurs doivent:

- être approximativement synchrones dans le temps (avec une précision de quelques microsecondes pour le Mode I);
- être nominalement cohérents en fréquence;
- avoir le même contenu que le multiplex du Système numérique A.

La condition préalable suivante doit être remplie: synchronisation temporelle des différents programmes audio provenant des divers studios, cette synchronisation devant être réalisée au point de multiplexage (multiplexeur) où ces programmes sont combinés pour former un multiplex du Système numérique A.

### **Synchronisation**

La synchronisation temporelle a pour effet de compenser les différences des délais de transmission nominaux qui surviennent sur le trajet de transmission allant du studio à l'émetteur du Système numérique A. Cette compensation, qui doit être maintenue en permanence, peut nécessiter l'envoi d'une information de rythme avec les signaux. Une solution envisageable pour cela est l'emploi de lignes de transmission spécialisées.

Une autre solution possible pour faire en sorte que le signal multiplex synchrone alimente tous les émetteurs du Système numérique A consiste à utiliser un satellite de distribution du service fixe par satellite (SFS). Cette méthode peut se révéler préférable, au point de vue économique, pour distribuer les signaux multiplex complets dans les grands réseaux RFU. Dans le cas de satellites dont les faisceaux de rayonnement ont de grandes empreintes, il faut prévoir une certaine compensation des délais dans chaque émetteur, pour contrebalancer l'effet des différences entre les longueurs des trajets descendants.

### **Cohérence en fréquence**

L'effet Doppler fixe des limites à l'instabilité de fréquence admissible des ondes porteuses des signaux du Système numérique A. La précision doit être de l'ordre de  $10^{-8}$  si l'on veut garantir la qualité de fonctionnement. Il est possible d'obtenir ce résultat à peu près comme on procède aujourd'hui pour le décalage de précision dans les émetteurs de télévision, c'est-à-dire en verrouillant les oscillateurs locaux sur une fréquence de référence.

### **Cohérence du multiplex**

Le procédé le plus simple pour satisfaire à la condition d'identité des bits dans le multiplex consiste à effectuer le multiplexage du Système numérique A en un point nodal commun, identique au centre d'un réseau en étoile. Il convient de souligner que la synchronisation temporelle est inutile en amont du nœud; en revanche, les délais relatifs entre les émetteurs doivent être régulés en aval.

#### **4.6.2.2 Gain interne de réseau dans un RFU**

Le Système numérique A possède une tolérance à l'égard de la propagation par trajets multiples; on a donc, dans certaines limites de délai, une addition des signaux envoyés par tous les émetteurs du réseau. Ce phénomène a reçu le nom de gain de réseau du RFU. Il comporte deux composantes, respectivement additive et statistique.

Dans le § 3.2.4 de l'Annexe 1-C, on trouvera des résultats de mesure qui donnent les valeurs de ce gain dans un RFU mis en place au Royaume-Uni.

La composante additive s'explique simplement par le fait qu'il peut exister plus d'un signal utile, ce qui permet l'addition des champs. Statistiquement, cet effet est dû à la distribution des variations des différents champs en fonction des emplacements. L'écart type total du signal résultant est inférieur à celui d'un signal unique, d'où la possibilité de réduire la marge pour l'obtention d'une probabilité de couverture de 90% ou 99%. Des études théoriques ont montré la possibilité d'avoir, dans un RFU, un gain interne de réseau (dense) pouvant aller jusqu'à 16 dB. Toutefois, cette valeur suppose que des contributions égales soient fournies par trois sources au moins, chacune ayant un coefficient de 19 dB pour la correction permettant de passer de 50% à 99% des emplacements. Comme indiqué au § 4.4.4 et aussi au § 3.2 de l'Annexe 1-C, il semble indiqué de ramener ce coefficient à 13 dB, ce qui a pour effet de réduire à 11 dB le gain de réseau théorique.

Il y a lieu de faire un certain nombre de mises en garde en ce qui concerne le gain de réseau.

Tout d'abord, il faut tenir compte du fait que tous les émetteurs ne contribuent pas à la formation du signal utile. Selon la valeur des caractéristiques du Système numérique A et selon la distance de la source, certains signaux peuvent contenir une composante brouilleuse. Ces composantes donnent naissance à un autobrouillage qui diminue le gain de réseau.

Une autre restriction, plus grave, apparaît en bordure de la zone de couverture. Des émetteurs d'appoint copositionnés peuvent être absents en certains emplacements, la conséquence étant que le gain de réseau tendra vers zéro.

La topographie est susceptible d'imposer des restrictions supplémentaires. De ce fait, il peut être préférable de faire des calculs détaillés tenant compte de la situation réelle (y compris la topographie) pour déterminer le gain de réseau.

#### **4.6.2.3 Pertes de couverture imputables aux zones d'ombre**

S'il existe des lacunes dans la couverture d'un réseau RFU ou si l'on veut que ce réseau coïncide avec des contours de couverture - par exemple jusqu'aux frontières d'un pays - on peut mettre en œuvre à cet effet des stations relais de faible puissance utilisant le même bloc de fréquences, pour autant que les délais par rapport à la source principale soient inférieurs à la durée de l'intervalle de garde.

S'il est possible de réaliser une certaine isolation entre les antennes de réception et d'émission, les émetteurs d'appoint pourront fonctionner comme des réémetteurs ordinaires utilisant la même fréquence à l'entrée et à la sortie. Cependant, ces dispositions ne peuvent être mises pratiquement en œuvre qu'aux fréquences élevées. Dans les zones urbaines, l'isolation nécessaire est aussi fournie par les grands bâtiments générateurs de zones d'ombre; cette technique des «réflecteurs actifs» peut donc se révéler très intéressante dans ce cas de figure. En principe, le réémetteur de radiodiffusion se compose essentiellement d'un amplificateur fonctionnant avec l'isolation nécessaire entre l'antenne de réception et l'antenne d'émission qui déterminent la limite supérieure pour l'amplification.

Au lieu d'utiliser des stations d'appoint, on pourrait augmenter la puissance de certains émetteurs du réseau. Il en résulterait des surcoûts financiers, mais aussi une augmentation des brouillages causés aux services qui utilisent le même canal dans d'autres zones. Ces circonstances pourraient compromettre la mise en œuvre d'un tel réseau de radiodiffusion sonore numérique à grande puissance. D'un autre côté, le recours à des émetteurs d'appoint est un facteur d'utilisation économique du spectre.

#### **4.6.2.4 Distribution des signaux du Système numérique A à des émetteurs de radiodiffusion fonctionnant dans un RFU**

##### **4.6.2.4.1 Distribution au moyen de liaisons de Terre**

##### **4.6.2.4.1.1 Distribution du signal COFDM sous la forme d'un signal de bande de base vidéo**

En principe, le signal FI produit par le modulateur «OFDM» pourrait être injecté directement dans la voie FI d'une liaison hertziennne. Toutefois, ce mode de fonctionnement serait gravement influencé par l'instabilité de fréquence des oscillateurs locaux utilisés sur cette liaison. Les non-linéarités d'amplitude pourraient aussi perturber la transmission du signal RSN et ce phénomène prédominerait sur les fibres optiques à modulation directe.

Une solution plus satisfaisante consiste à abaisser la FI jusqu'à la bande de fréquences vidéo (par exemple, 2-5 MHz) et à l'injecter ensuite dans l'équipement classique d'émission de télévision MF. Dans ces conditions, le signal FI fourni par le codeur du Système numérique A

module en fréquence la liaison hertzienne de la même façon que le signal de télévision. La démodulation MF corrigera toute erreur éventuelle de transposition de fréquence sur le parcours de la liaison radioélectrique.

Cette méthode est utilisée actuellement pour alimenter les stations d'appoint. Elle permet d'obtenir un niveau de qualité caractérisé par l'absence quasi totale de dégradation du signal fourni par le Système numérique A.

On peut perfectionner la méthode en multiplexant, dans la même bande de fréquences vidéo, une fréquence pilote qui sert à synchroniser l'oscillateur local de l'émetteur du Système A.

Le signal COFDM pourrait aussi être émis en version numérique, mais cela exigerait un débit minimum de 20 Mbit/s. La mise en œuvre des techniques de réduction du débit binaire conduirait à l'application de l'une des deux méthodes décrites au paragraphe suivant.

#### **4.6.2.4.1.2 Distribution numérique du signal multiplex numérique en bande de base**

##### **4.6.2.4.1.2.1 Distribution du signal multiplex numérique à codage du canal («C»)**

Dans ce scénario, le signal multiplex en bande de base est codé par convolution («C»), conformément à la spécification du Système numérique A, et distribué aux divers émetteurs dans lesquels s'effectue le codage OFDM.

Le principal avantage est une minimisation de la capacité d'émission, au prix d'une certaine complexité dans chaque émetteur. Par ailleurs, le codage OFDM exécuté dans l'émetteur est totalement indépendant de la configuration du multiplex, ce qui garantit la transparence parfaite de cette solution à l'égard des évolutions du service.

Un second avantage réside dans le fait que le trajet de distribution est protégé par le même code convolutif utilisé pour l'émission et que les erreurs apparaissant sur ce trajet auront des effets moindres.

Principal inconvénient: le débit binaire dépasse légèrement le seuil de 1 920 kbit/s imposé par le premier niveau hiérarchique des réseaux de télécommunication européens. Ce sera là un inconvénient important du point de vue des coûts de revient et de la disponibilité des réseaux, au moins dans le cas de transmission d'un seul bloc de programmes.

##### **4.6.2.4.1.2.2 Distribution d'un multiplex de transmission de signaux numériques codés à la source**

Dans ce scénario, tous les signaux du multiplex en bande de base du Système numérique A sont distribués aux divers émetteurs dans la version codée à la source, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de codage complet du canal. Il faut donc prévoir une protection appropriée contre les erreurs.

Cette solution permet de maintenir le débit binaire au-dessous du seuil de 1 920 kbit/s. Cependant, la valeur exacte peut dépendre de la configuration du système.

Dans l'émetteur, un signal COFDM complet doit se former, signal conforme aux spécifications du Système numérique A, compte tenu également de la répartition des ressources entre les divers services. On obtient ainsi, pour la transmission, des possibilités de remultiplexage qui peuvent se révéler utiles dans certaines organisations de réseau (un système spécialisé de protection contre les erreurs pourrait être nécessaire). Chaque émetteur doit être équipé d'un codeur de canal complet.

Il faut surveiller de très près les erreurs de transmission éventuelles si deux émetteurs reçoivent des données différentes: le codage convolutif dans chaque émetteur peut entraîner la formation de longs paquets de données incompatibles. On empêchera l'apparition de ces situations



inacceptables en mettant en œuvre un système suffisamment efficace de protection contre les erreurs sur le trajet de distribution.

Bien que cette solution puisse être plus difficile à mettre en œuvre, celle-ci pourrait être la meilleure à long terme.

#### **4.6.2.4.2 Distribution de signaux multiplex du Système numérique A au moyen de liaisons par satellite**

##### **4.6.2.4.2.1 Distribution du signal COFDM sous la forme d'un signal de bande de base vidéo**

Voir le § 4.6.2.4.1.1.

##### **4.6.2.4.2.2 Signal en bande de base vidéo du Système numérique A associé à un signal de télévision**

Une autre solution possible consiste à associer un signal vidéo de télévision avec le pseudo-signal vidéo du Système numérique A et à injecter cet ensemble au modulateur de fréquence de la liaison par satellite. Dans ce cas, la fréquence centrale du Système A doit être de l'ordre de 7 à 8 MHz. Ce partage d'un répéteur semble être économiquement intéressant, mais il faudra étudier plus avant les conséquences que pourrait entraîner, sur le plan de l'exploitation, l'association de signaux relevant de services différents.

##### **4.6.2.4.2.3 Modulation numérique du signal multiplex du Système numérique A**

Si on a recours à la modulation numérique directe à la place de la modulation de fréquence, il est possible de réduire à un minimum la largeur de bande nécessaire à un multiplex du Système A, y compris un codage approprié du canal (protection contre les erreurs), par exemple réduction de 2 à 3 MHz pour la modulation à quatre états significatifs. On peut loger jusqu'à 15 de ces signaux dans la bande passante d'un seul répéteur de télévision. La transmission de chaque signal étant théoriquement indépendante des autres, on peut se dispenser d'une liaison montante commune (comme dans l'exploitation en SCPC). Chaque exploitant de réseau peut disposer de sa propre station de liaison montante directement dans ses locaux d'exploitation; on peut ainsi se passer de liaisons de Terre vers des stations centrales de liaisons montantes.

#### **4.6.3 Réseau à une seule fréquence non synchronisé**

Dans les transmissions classiques de la radiodiffusion sonore analogique, le service est fourni par un émetteur unique à grande puissance, généralement installé au centre de la zone de service, auquel peuvent être associés des réémetteurs qui utilisent des canaux différents pour desservir les zones difficiles. On propose maintenant un nouveau concept, entièrement différent du précédent et appelé «transmission répartie», pour fournir sur l'ensemble de la zone de service le champ nécessaire au moyen d'une série d'émetteurs fonctionnant dans le même canal. L'application de ce concept permet d'obtenir les meilleures performances en modulation COFDM, car on a alors une addition de puissance des échos produits par ces divers émetteurs.

Une des formes de mise en œuvre du concept est l'utilisation d'un réseau à fréquence unique (RFU), étroitement apparentée à l'utilisation d'un quadrillage régulier formé d'émetteurs synchronisés sur un même canal. Le concept décrit ici est un peu différent car les émetteurs n'ont pas besoin d'être synchronisés par référence à une même base de temps; il sera par conséquent inutile de prévoir une infrastructure de transmission parallèle pour acheminer le signal jusqu'aux émetteurs du canal commun. Plus particulièrement, ce mode de fonctionnement est proposé pour élargir la couverture d'un émetteur principal au moyen de répéteurs sur canal commun alimentés par voie hertzienne. On peut aussi y avoir recours pour adapter localement la couverture, en choisissant spécifiquement les emplacements où les répéteurs devront être mis en place. Deux facteurs doivent être mis en relief: la

couverture limitée de chaque émetteur et la nature de la propagation. Ces deux facteurs ont un certain nombre de conséquences: la puissance nécessaire de chaque émetteur est considérablement réduite; la disponibilité du signal dans le récepteur peut être améliorée moyennant une petite augmentation seulement de la puissance d'émission, cela en raison des faibles distances mises en jeu; enfin, cette disponibilité peut encore être améliorée grâce à un certain degré de redondance dans la réception du signal en provenance des émetteurs multiples (gain de réseau).

Normalement, le répéteur capte le signal par voie hertzienne et le retransmet sans délai. Il pourrait être utile d'ajuster quelque peu le délai pour améliorer la couverture. Si l'on veut appliquer des délais négatifs par rapport au temps de propagation, comme dans le cas d'un réseau RFU synchronisé, il faut faire en sorte que le signal soit acheminé jusqu'aux réémetteurs au moyen d'une infrastructure parallèle (par exemple, satellite, fibre optique, faisceaux hertziens, etc.). Pour obtenir des délais positifs, on équipe le répéteur de lignes à mémoire qui imposent un retard supplémentaire au signal après que celui-ci a été capté par voie hertzienne.

Considérons les échos actifs produits par les répéteurs sur canal commun ou par l'émetteur principal, selon l'emplacement du récepteur. Certains de ces échos peuvent être reçus avant ou après le signal principal. En fait, en un emplacement donné, deux échos actifs peuvent être reçus avec exactement la même puissance; selon que le récepteur se déplace vers un répéteur ou vers l'autre (l'un des répéteurs pouvant être l'émetteur principal), l'un des échos sera plus fort que l'autre. Chacun de ces échos sera d'ailleurs reçu en même temps que des échos passifs engendrés par le milieu ambiant du récepteur. Cela étant, la présence d'échos actifs produits par des répéteurs sur canal commun aura pour conséquence, dans la plupart des emplacements, l'apparition de conditions apparemment plus contraignantes de propagation par trajets multiples, cela pendant des intervalles de temps plus longs, aux emplacements des récepteurs. La réception serait de ce fait plus difficile, sauf si les récepteurs sont capables de mettre à profit lesdites conditions, comme dans le cas d'une modulation COFDM.

Dans le cas COFDM, si on augmente la période des symboles pour couvrir les échos actifs et les échos passifs, il en résulte une augmentation du nombre des porteuses orthogonales présentes dans la largeur de bande du canal. Cette augmentation a trois conséquences: a) la réception devient plus sensible aux dégradations causées par l'effet Doppler dans le cas d'un véhicule en mouvement (il existe une relation linéaire entre la vitesse maximale à laquelle une réception satisfaisante est possible dans le véhicule et la période des symboles, donc aussi l'intervalle de garde, pour une valeur donnée du rendement spectral); b) si l'on veut une bonne démodulation des signaux, il faudra adopter une tolérance plus stricte en ce qui concerne le bruit de phase de l'oscillateur local du récepteur; et c) une plus grande complexité de la transformation de Fourier rapide en temps réel utilisée pour la modulation des porteuses multiples (en fonction de  $N \log_2 N$ , où  $N$  désigne le nombre des porteuses).

Il faut trouver un compromis acceptable entre la taille de l'intervalle de garde - donc la souplesse d'implantation des répéteurs sur canal commun jusqu'à une certaine distance de l'émetteur principal - et la sensibilité de l'émission à l'égard de l'effet Doppler et du bruit de phase de l'oscillateur local du récepteur, ainsi que la complexité du récepteur. Ce compromis, qui fait intervenir des considérations d'ordre technique ainsi que les caractéristiques générales du système, doit être fait avant que l'on fixe les paramètres de la modulation. Le programme informatique décrit dans l'Annexe 1-D devrait être utile pour cette analyse de compromis.

On trouvera des simulations informatiques du concept décrit plus haut dans l'Annexe 1-D, qui expose les avantages et les contraintes liés à l'utilisation de la méthode.

Pour assurer la couverture d'une zone de service, la méthode classique consiste à utiliser un émetteur unique, généralement installé au centre de la zone. C'est ainsi qu'on a presque toujours procédé en radiodiffusion sonore traditionnelle. Avec l'apparition des techniques de modulation numérique applicables dans la radiodiffusion sonore numérique, on a imaginé une approche

nouvelle, le «concept de transmission répartie». Ce nouveau principe rend possible une diminution de la puissance d'émission totale requise et permet d'améliorer la disponibilité du service jusqu'aux limites de la zone de service.

Le concept de la transmission répartie fournit son maximum d'efficacité lorsqu'il est associé à une modulation du type COFDM. Cette modulation permet l'addition des puissances des échos actifs générés par les réémetteurs fonctionnant dans le canal commun, ce qui améliore la disponibilité du signal. On obtient l'utilisation optimale de la transmission répartie si on équipe tous les émetteurs d'une antenne équidirective, mais cette façon de faire impose une contrainte supplémentaire en ce qui concerne la largeur de l'intervalle de garde (on a besoin normalement d'un intervalle de 142  $\mu$ s pour implanter les réémetteurs à 50 km de l'émetteur principal, pour une zone de couverture de 70 km de rayon).

Il faut signaler une autre caractéristique importante de la transmission répartie: c'est la possibilité de «modeler» avec précision la zone de couverture afin de réduire la puissance requise et couper plus franchement le rayonnement hors bande à la limite de cette zone. Cela permet d'avoir une distance de séparation plus petite entre des zones de couverture adjacentes dans lesquelles la même fréquence est utilisée, le résultat étant une augmentation du rendement spectral global.

## ANNEXE 1-A

### 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 sur n'importe quelle fréquence jusqu'à 3 000 MHz pour diffusion de Terre, par satellite, hybride et mixte Terre/satellite et par câble. Il constitue aussi un système souple et à usages multiples de radiodiffusion numérique à intégration de services qui, conformément aux exigences de souplesse et de couverture qu'imposent aux systèmes et aux services les Recommandation UIT-R BO.789 et UIT-R BS.774, ainsi que le présent Rapport et le Rapport UIT-R BO.955, permet d'offrir un grand nombre d'options pour le codage à la source et le codage des canaux et les services de données qui sont indépendantes du service sonore ou associées à ce programme.

Ce système de diffusion du son et des données est robuste mais utilise avec 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 qui est ensuite réparti à la fois dans les domaines fréquentiel et temporel pour que le récepteur restitue un signal de haute qualité même en présence d'une forte propagation par trajets multiples, qu'il soit fixe ou mobile. 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 les mêmes fréquences rayonnées.

La Fig. 17 donne le schéma de principe de la partie émission du système.

Le Système numérique A a été mis au point par le Consortium Eurêka-147 (DAB) et a reçu le nom de Système Eurêka DAB. Il a bénéficié du soutien actif de l'UER, en vue de la mise en place de services de radiodiffusion sonore numérique en Europe en 1995. Depuis 1988, le système a fait l'objet de démonstrations couronnées de succès et de nombreux essais en Europe, au Canada, aux Etats-Unis d'Amérique et dans d'autres pays du monde entier. Dans la présente annexe, le Système numérique A sera appelé «le Système». La spécification complète du système sera publiée sous la forme d'une Norme européenne de télécommunications.

#### 2 Utilisation d'un modèle structuré en couches

Le Système satisfait aux spécifications du modèle de référence de base pour l'Interconnexion des systèmes ouverts (OSI) de l'ISO, décrit dans le Document 7498 de l'ISO (1984). L'utilisation de ce modèle est recommandée dans la Recommandation UIT-R BT.807 et dans le Rapport UIT-R BT.1207; par ailleurs, la Recommandation donne une interprétation pertinente pour la mise en œuvre du modèle avec les systèmes de radiodiffusion structurés en couches. Dans ce contexte, le Système sera décrit en relation avec les couches du modèle et l'interprétation adoptée ici est illustrée par le Tableau 5.

Le meilleur moyen pour décrire un grand nombre de techniques mises en jeu est de donner ces descriptions en relation avec le fonctionnement des équipements dans l'émetteur, ou au point central d'un réseau de distribution si l'on a affaire à un réseau d'émetteurs.

Le Système a fondamentalement pour objet de diffuser des programmes sonores à l'auditeur. En conséquence, dans la description qui va suivre, l'ordre de succession des paragraphes partira de la couche Application (utilisation de l'information diffusée) et l'exposé descendra jusqu'à la couche physique (moyens mis en œuvre pour la transmission radioélectrique).

FIGURE 17  
Schéma de principe de la partie émission du système

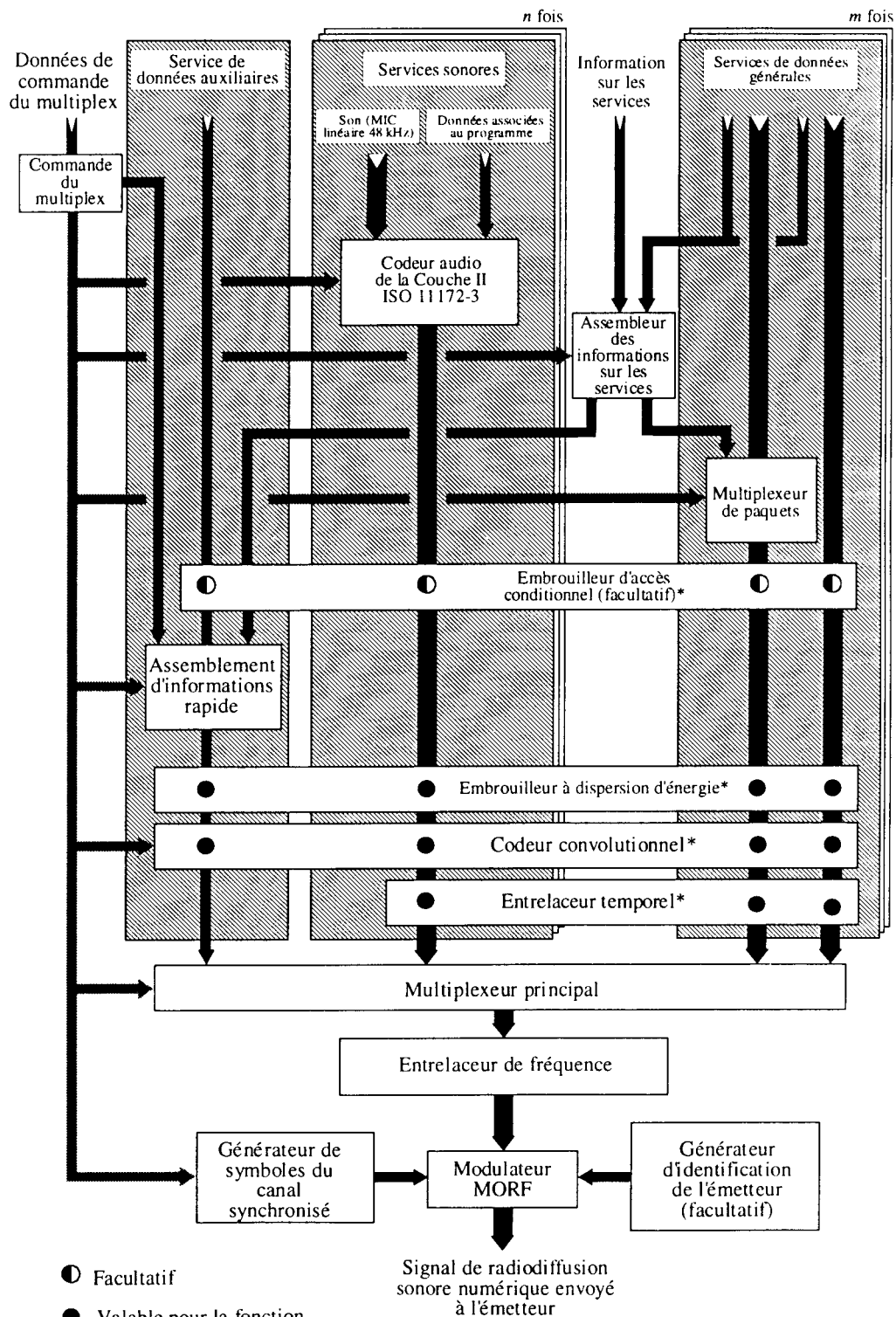


TABLEAU 5  
**Interprétation du modèle OSI à structure par couches**

Nom de la couche	Fonction	Fonctions spécifiques au Système
Couche Application	Utilisation pratique du Système	Facilités offertes par le Système Qualité du son Modes d'émission
Couche Présentation	Conversion pour la présentation	Codage et décodage du son Présentation du son Informations sur les services
Couche Session	Choix des données	Choix du programme Accès conditionnel
Couche Transport	Groupage des données	Services programmes Multiplex principal des services Données auxiliaires Association des données
Couche Réseau	Voie logique	Trames audio ISO Données associées aux programmes
Couche Liaison de données	Format du signal émis	Trames d'émission Synchronisation
Couche physique	Transmission (radio) physique	Dispersion d'énergie Codage convolutif Entrelacement en temps Entrelacement en fréquence Modulation par OFDM 4-MDPD Transmission radioélectrique

### 3 Couche Application

Cette couche concerne l'utilisation du Système au niveau application. Elle a trait aux facilités et à la qualité sonore fournies par le Système et que les radiodiffuseurs peuvent offrir à leurs auditeurs, ainsi qu'aux différents modes d'émission.

#### 3.1 Facilités offertes par le Système

Le Système fournit un signal qui transporte un multiplex de données numériques, lequel transmet plusieurs programmes à la fois. Le multiplex contient des données de programmes audio et des données auxiliaires comprenant les éléments suivants: des données associées aux programmes ou données PAD (Programme Associated Data), une information sur la configuration du multiplex ou information MCI (Multiplex Configuration Information) et une information sur les services ou information SI (Service Information). Le multiplex peut aussi être utilisé pour des services de données générales qui peuvent être sans rapport avec la transmission des programmes audio.

Plus précisément, les facilités suivantes sont offertes à l'utilisateur du Système:

- a) le signal audio (c'est-à-dire le programme) fourni par le service programme choisi;
- b) l'application facultative des fonctions du récepteur, par exemple la commande de la dynamique, facilité pour laquelle peuvent être utilisées les données auxiliaires transmises avec le programme;

- c) l'affichage d'un texte montrant un choix d'informations transportées dans l'information SI. Il peut s'agir d'informations concernant le programme choisi, ou d'autres programmes offerts à une sélection facultative;
- d) des options disponibles pour choisir d'autres programmes, d'autres fonctions du récepteur et d'autres informations SI;
- e) un ou plusieurs services de données générales, par exemple un canal de messages de trafic ou canal TMC (Traffic Message Channel).

Le Système comprend des facilités pour l'accès conditionnel. Par ailleurs, un récepteur peut être doté de sorties numériques pour les signaux audio et de données.

### 3.2 Qualité du son

Dans les limites de la capacité du multiplex, il est possible de choisir les caractéristiques suivantes de manière à répondre aux besoins des radiodiffuseurs: le nombre des services de programmes et, pour chaque service, le format de présentation (par exemple: stéréo, mono, son d'ambiance, etc.), la qualité du son et le degré de protection contre les erreurs (donc la robustesse).

On dispose des options suivantes en ce qui concerne la qualité du son:

- a) très haute qualité, avec marge de traitement audio;
- b) qualité subjectivement transparente, suffisante pour la plus haute qualité de radiodiffusion;
- c) haute qualité, équivalente à un service MF de bonne qualité;
- d) qualité moyenne, équivalente à un service MA de bonne qualité;
- e) qualité paroles seulement.

Le Système assure une réception à qualité totale dans les limites de la couverture de l'émetteur. Au-delà de ces limites, la réception se dégrade d'une manière progressive au point de vue subjectif.

### 3.3 Modes d'émission

Le Système possède trois modes d'émission possibles qui permettent d'utiliser une large gamme de fréquences d'émission, jusqu'à 3 GHz. Ces modes ont été conçus pour pouvoir remédier à l'étalement Doppler et à l'étalement des temps de propagation, dans le cas de la réception mobile en présence d'échos se propageant par trajets multiples.

Le tableau ci-après donne les valeurs des retards subis par les échos du type additif, ainsi que la gamme nominale des fréquences pour la réception mobile. La dégradation par le bruit à la fréquence la plus élevée et pour le cas le plus défavorable de propagation par trajets multiples - qui est très rare dans la pratique - est de 1 dB pour un mobile se déplaçant 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
Retard des échos de type additif, max.:	300 $\mu$ s	75 $\mu$ s	37,5 $\mu$ s
Gamme nominale des fréquences (pour réception mobile), jusqu'à:	375 MHz	1,5GHz	3 GHz

Ce tableau montre que l'emploi de fréquences de plus en plus élevées aggrave la limitation imposée au retard maximal d'écho. Le Mode I est celui qui convient le mieux pour un réseau à

fréquence unique (RFU) de Terre, car il permet d'avoir les plus grandes distances de séparation entre émetteurs. Le Mode II est le mieux adapté à la radiodiffusion locale mettant en jeu un seul émetteur de Terre, avec transmission hybride satellite/de Terre jusqu'à 1,5 GHz. Cependant, le Mode II peut aussi trouver une application dans un RFU de taille moyenne ou grande (par exemple, à 1,5 GHz), si on a recours aux dispositions suivantes, si nécessaire: introduction de retards artificiels dans les émetteurs et/ou utilisation d'antennes d'émission directives. Le Mode III est le mode privilégié pour la transmission par satellite et la transmission de Terre complémentaire, sur toutes les fréquences jusqu'à 3 GHz.

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

## **4 Couche Présentation**

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

### **4.1 Codage du son à la source**

La méthode de codage du son à la source du Système numérique A est la couche II MPEG-Audio de l'ISO/CEI que décrit la Norme 11172-3 de l'ISO. Il s'agit d'un système à compression de codage en sous-bandes, également appelé MUSICAM.

Le Système accepte un certain nombre de signaux audio MIC avec une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz, accompagnés de données associées aux programmes (données PAD). Le nombre des sources audio possible dépend du débit binaire et du profil de la protection contre les erreurs. Le codeur audio peut fonctionner à 32, 48, 56, 64, 80, 96, 112, 128, 160 ou 192 kbit/s par canal monophonique. En mode canal stéréophonique ou canal mixte, le codeur donne un débit binaire deux fois plus grand qu'un canal monophonique.

Les différentes options en matière de débit binaire peuvent être exploitées par les radiodiffuseurs en fonction de la qualité intrinsèque requise et/ou en fonction du nombre des programmes sonores à fournir. Par exemple, l'utilisation de débits binaires supérieurs ou égaux à 128 kbit/s en mono, ou supérieurs ou égaux à 256 kbit/s en stéréo, permet d'obtenir non seulement une qualité très élevée, mais encore une certaine marge de traitement, suffisante pour d'autres opérations multiples de codage/décodage, y compris un post-traitement audio. Aux fins de la radiodiffusion de haute qualité, il est préférable d'adopter un débit binaire de 128 kbit/s en mono et de 256 kbit/s en stéréo; on obtient ainsi une qualité audio totalement transparente. Même le débit de 192 kbit/s par programme stéréo satisfait généralement la spécification de l'UER relative aux systèmes audionumériques qui fonctionnent avec réduction du débit binaire\*. Un débit de 96 kbit/s en mono donne un son de bonne qualité, et 48 kbit/s donne à peu près la même qualité que des émissions MA normales. Pour certains programmes composés uniquement de séquences parlées, un débit binaire de 32 kbit/s peut suffire dans les cas où l'on a besoin d'inclure le plus grand nombre de services possible dans le multiplex du système.

La Fig. 18 représente le schéma de principe des unités fonctionnelles qui constituent le codeur audio. Les échantillons audio MIC d'entrée sont injectés dans ce codeur. Un codeur est capable de traiter les deux voies d'un signal stéréo, mais on peut aussi appliquer, facultativement, un signal mono. Une batterie de filtres à phases multiples divise le signal audionumérique en 32 signaux de sous-bandes, donnant ainsi une représentation filtrée et sous-échantillonnée du signal audio d'entrée. Les échantillons filtrés sont appelés échantillons en sous-bandes. Un modèle perceptuel de

---

\* Voir le Doc. JIWP 10-CMTT/1-7(Rév.1) (UER): "Digital audio bit-rate reduction systems requirements for broadcast emission and primary distribution".



l'oreille humaine crée un ensemble de données qui commandent le quantificateur et l'opération de codage. Ces données peuvent différer, en fonction de la forme de mise en œuvre du codeur. Une solution consiste à utiliser une estimation du seuil de masquage pour obtenir ces données de commande du quantificateur. Les échantillons successifs de chaque signal à sous-bandes sont groupés en blocs; ensuite, à l'intérieur de chaque bloc, l'amplitude maximale atteinte par chaque signal à sous-bandes est déterminée et indiquée par un facteur d'échelle. L'unité de quantification-codage crée un jeu de mots de code à partir des échantillons en sous-bandes. Ces opérations sont effectuées pendant la durée des trames audio ISO, qui seront décrites au paragraphe consacré à la couche Réseau.

## **4.2 Décodage du son**

Le décodage effectué dans le récepteur est une opération facile et peu coûteuse qui met en œuvre une technique simple de traitement du signal nécessitant seulement un démultiplexage, une extension et un filtrage inverse. La Fig. 19 donne le schéma de principe des unités fonctionnelles du décodeur.

La trame audio ISO est injectée au décodeur de couche II MPEG-Audio de l'ISO, qui effectue le détramage des données pour récupérer les divers éléments d'information. L'unité de reconstruction restitue les échantillons en sous-bandes quantifiés et une batterie de filtres inverses applique à ces échantillons la transformation inverse pour produire des signaux audionumériques MIC uniformes à la fréquence d'échantillonnage de 48 kHz.

FIGURE 18

Schéma de principe du codeur audio de base du Système

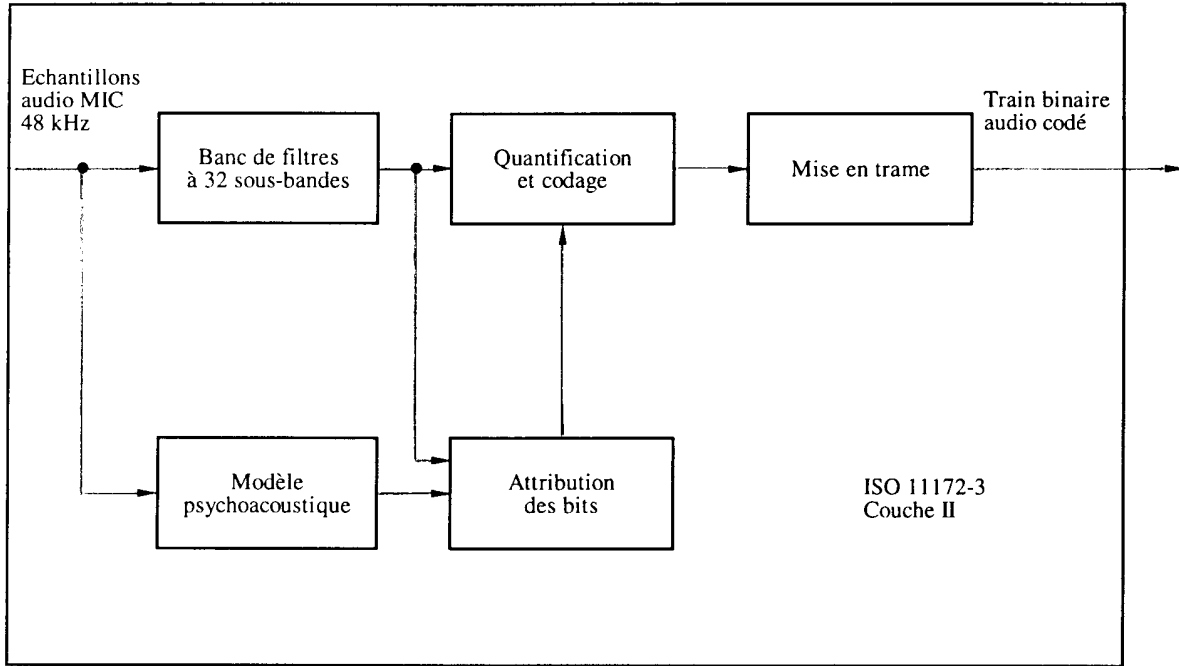
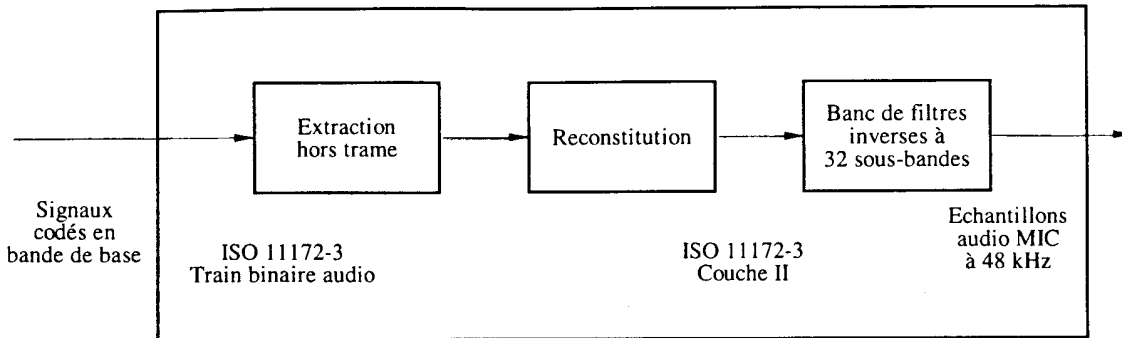


FIGURE 19

Schéma de principe du décodeur audio de base du Système



### **4.3 Présentation du signal audio**

Les signaux audio peuvent être présentés en monophonie ou en stéréophonie; il existe une autre possibilité, le groupage des voies audio pour réaliser un son d'ambiance. On peut réaliser des liaisons entre plusieurs programmes, pour fournir un même programme simultanément dans plusieurs langues différentes. Pour satisfaire les auditeurs aussi bien dans un contexte de haute-fidélité que dans un environnement bruyant, le radiodiffuseur peut émettre, facultativement, un signal de commande de dynamique ou signal DRC (Dynamic Range Control); dans un environnement bruyant, ce signal est capable de comprimer la dynamique du signal audio reproduit. A noter que cette technique présente aussi de l'intérêt pour les auditeurs malentendants.

### **4.4 Présentation de l'information sur les services**

Chaque programme émis par le Système peut être accompagné des éléments suivants d'information sur les services (SI), qui seront affichés sur un récepteur:

- étiquette de base du programme (nom du programme);
- heure et date;
- référence croisée au même programme ou à un programme similaire (par exemple, dans une autre langue) transmis dans un autre ensemble ou diffusé simultanément par un service MA ou MF;
- étiquette de service élargie, pour les services liés au programme;
- information sur le programme (par exemple, nom des interprètes);
- langue utilisée;
- type de programme (par exemple, bulletin d'information, sport, musique, etc.);
- identificateur de l'émetteur;
- canal de messages de trafic (TMC, pouvant faire usage d'un synthétiseur de parole dans le récepteur).

Il est possible également d'inclure des données relatives au réseau d'émetteurs, pour utilisation interne par les radiodiffuseurs.

## **5 Couche Session**

Cette couche a trait au choix de l'information diffusée et à l'accès à cette information.

### **5.1 Choix du programme**

Pour permettre à un récepteur d'accéder à l'un des services, ou à tous, avec un délai total minimum, le canal d'information rapide ou canal FIC (Fast Information Channel) transmet une information sur le contenu actuel et futur du multiplex. Il s'agit de l'information MCI, constituée par des données exploitables par une machine. Comme les données du canal FIC ne sont pas entrelacées dans le temps, le MCI ne subit pas le délai inhérent au processus de cet entrelacement, tel qu'il est appliqué dans le service audio et les services de données générales. Toutefois, ces données sont répétées fréquemment, ce qui garantit leur robustesse. Lorsque la configuration du multiplex est sur le point de changer, la nouvelle information, accompagnée de l'indication de l'époque du changement, est envoyée à l'avance dans le MCI.

L'utilisateur d'un récepteur peut choisir les programmes en se servant de l'information textuelle véhiculée par le SI, en utilisant le nom du service des programmes, l'identité du type de programme ou la langue utilisée. Le choix s'opère alors dans le récepteur, avec mise en œuvre des éléments correspondants du MCI.

S'il existe d'autres sources pour un service de programmes sélectionnés et si le service numérique d'origine ne donne plus satisfaction, on peut se servir des données de liaison contenues dans l'information SI (la «référence croisée») pour identifier une source de remplacement (par exemple, dans un service MF) et commuter sur cette source. En pareil cas, cependant, le récepteur reviendra sur le service d'origine dès que la réception sera possible.

## **5.2 Accès conditionnel**

La synchronisation et la commande de l'accès conditionnel sont prévues dans le Système.

L'accès conditionnel peut s'appliquer indépendamment aux composantes des services (transportées dans le canal de service principal ou dans le canal FIC), aux services ou à l'ensemble du multiplex.

## **6 Couche Transport**

Cette couche renferme les opérations suivantes: l'identification de groupes de données en tant que services de programmes, le multiplexage des données destinées à ces services et l'association des éléments des données multiplexées.

### **6.1 Services de programmes**

Un service de programmes comprend généralement une composante service audio et, facultativement, des composantes de services additionnels audio et/ou données, fournies par le même prestataire de services. La capacité totale du multiplex peut être attribuée à un seul prestataire (par exemple, radiodiffusion de cinq ou six services de programmes audio de haute qualité), ou divisée entre plusieurs prestataires (par exemple, diffusion collective d'une vingtaine de services de programmes de qualité moyenne).

### **6.2 Multiplex principal des services**

Si l'on revient à la Fig. 17, on voit que les données représentant chacun des programmes radiodiffusés (données audionumériques avec quelques données auxiliaires, éventuellement aussi données générales) sont soumises à un codage convolutif (voir le § 9.2) et à un entrelacement temporel, ces deux opérations ayant pour but la protection contre les erreurs. L'entrelacement temporel accroît la robustesse de la transmission de données dans un contexte évolutif (par exemple, réception sur un récepteur à bord d'un véhicule en mouvement) et impose un délai de transmission prévisible. Les données ainsi entrelacées et codées sont ensuite injectées dans le multiplexeur principal des services où, toutes les 24 ms, elles sont rassemblées séquentiellement pour former la trame du multiplex. Le train binaire combiné recueilli à la sortie du multiplexeur s'appelle le canal principal des services ou canal MSC (Main Service Channel) dont la capacité brute est de 2,3 Mbit/s. Selon la valeur choisie pour le taux de code (qui peut varier d'une composante de service à une autre), on obtient ainsi un débit binaire net compris approximativement entre 0,8 et 1,7 Mbit/s, dans une largeur de bande de 1,5 MHz. Le multiplexeur principal des services est le point de convergence des données synchronisées provenant de tous les services de programmes qui utilisent le multiplex.

Les données générales peuvent être envoyées dans le canal MSC sous la forme d'un train non structuré, ou organisées comme un multiplex de paquets associant plusieurs sources. Le débit de

données peut être un multiple quelconque de 8 kbit/s, en synchronisme avec le multiplex du système, sous réserve que la capacité totale du multiplex soit suffisante compte tenu de la demande pour les services audio.

Le canal rapide d'information (canal FIC) est extérieur au canal MSC. Il n'est pas entrelacé en temps.

### **6.3 Données auxiliaires**

Il existe trois domaines dans lesquels des données auxiliaires peuvent être transportées par le multiplex du Système:

- a) le canal FIC, dont la capacité est limitée, en fonction de la quantité d'information MCI essentielle incluse;
- b) il est prévu spécialement une petite quantité de données PAD transmises dans chaque canal audio;
- c) toutes les autres données auxiliaires sont traitées comme un service distinct dans le canal MSC. La présence de cette information est signalée dans l'information MCI.

### **6.4 Association des données**

L'information MCI, transportée par le canal FIC, donne une description précise du contenu actuel et futur du canal MSC. Le FIC doit aussi transmettre des éléments essentiels de l'information SI concernant le contenu du canal MSC (pour la sélection des programmes). Les textes plus développés, par exemple la liste de tous les programmes du jour, doivent être transportés séparément, au titre d'un service de données générales. On voit par conséquent que les informations MCI et SI contiennent des contributions provenant de tous les programmes diffusés.

Les données PAD, transmises dans chaque canal audio, comprennent principalement l'information étroitement associée au programme sonore. Elles ne peuvent pas, par conséquent, être transmises dans un canal de données différent dans lequel le délai de transmission pourrait ne pas être le même.

## **7 Couche Réseau**

Cette couche concerne l'identification de groupes de données en tant que programmes.

### **7.1 Trames audio ISO**

Les opérations effectuées dans le codeur à la source audio se déroulent pendant la durée des trames audio ISO (24 ms). L'affectation des bits, qui varie d'une trame à une autre, et les facteurs d'échelle sont codés et multiplexés avec les échantillons en sous-bandes dans chacune de ces trames. L'unité de mise en trame (voir la Fig. 18) assemble le train binaire formé par les données de sortie du quantificateur et de l'unité de codage; elle ajoute d'autres informations, par exemple une information d'en-tête, des mots CRC pour la détection des erreurs et des données PAD, qui accompagnent le signal audio codé. Chaque canal audio contient une voie PAD de capacité variable (en général au moins égale à 2 kbit/s) qui peut servir à transmettre de l'information en relation étroite avec le programme sonore. Comme exemples typiques, on peut choisir des paroles de chansons, des indications parole/musique et des informations de commande de dynamique (DRC).

La trame audio ainsi constituée véhicule des données qui représentent un signal audio stéréo (ou mono) d'une durée de 24 ms, plus les données PAD, pour un seul programme; cette trame est conforme au format de la couche II spécifiée dans ISO 11172-3, de telle sorte qu'on peut l'appeler

trame ISO. Cela permet l'utilisation d'un décodeur de couche II MPEG-Audio de l'ISO dans le récepteur.

## 8 Couche Liaison de données

Cette couche fournit les moyens nécessaires à la synchronisation des récepteurs.

### 8.1 La trame de transmission

Pour faciliter la synchronisation des récepteurs, le signal émis est construit avec une structure de trame régulière (voir la Fig. 20). La trame de transmission se compose d'une séquence fixe de symboles. Le premier est un symbole nul chargé d'effectuer une synchronisation approximative (en l'absence d'émission de signaux RF), suivi d'un symbole de référence fixe pour la synchronisation fixe, la commande automatique de gain, la commande automatique de fréquence et la fonction de référence de phase; ces symboles constituent le canal de synchronisation. Les symboles suivants sont réservés au canal FIC et les symboles restants au canal MSC. La durée totale de la trame,  $T_F$ , est de 96 ms ou 24 ms, selon le mode de transmission (voir le Tableau 6).

Dans le canal MSC, chaque service audio reçoit un créneau temporel fixe à l'intérieur de la trame.

FIGURE 20  
Structure de la trame du multiplex

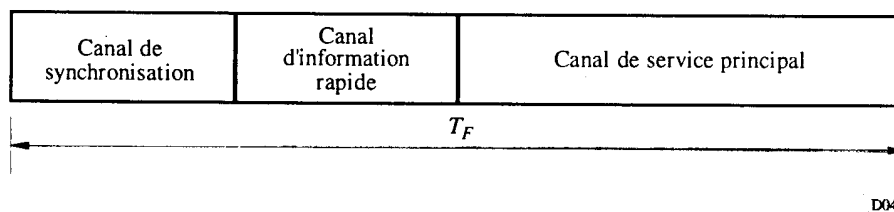


TABLEAU 6

Paramètres de transmission du système

	Mode I	Mode II	Mode III
$T_F$	96 ms	24 ms	24 ms
$T_{NULL}$	1,297 ms	324 $\mu$ s	168 $\mu$ s
$T_S$	1,246 ms	312 $\mu$ s	156 $\mu$ s
$t_s$	1 ms	250 $\mu$ s	125 $\mu$ s
$\Delta$	246 $\mu$ s	62 $\mu$ s	31 $\mu$ s
N	1 536	384	192

Notation utilisée:

$T_F$ : durée totale d'une trame

$T_{NULL}$ : durée d'un symbole nul

$T_S$ :	durée totale d'un symbole
$t_s$ :	durée utile d'un symbole
$\Delta$	durée de l'intervalle de garde
	$T_S = t_s + \Delta$
N:	nombre de porteuses rayonnées

## 9 La couche physique

Cette couche concerne la mise en œuvre des moyens nécessaires à la transmission radioélectrique (la méthode de modulation et le procédé associé de protection contre les erreurs).

### 9.1 Dispersion de l'énergie

Pour assurer une dispersion appropriée de l'énergie dans le signal transmis, on applique un embrouillage aux diverses sources qui contribuent à la formation du multiplex.

### 9.2 Codage convolutif

Le codage convolutif est appliqué à chacune des sources de données qui contribuent à la formation du multiplex, afin d'assurer une réception fiable. Ce codage consiste à ajouter intentionnellement une redondance aux paquets de données provenant des sources (en utilisant une longueur de contrainte égale à 7). On obtient ainsi des paquets de données «brutes».

Dans le cas d'un signal audio, on accorde une protection plus poussée à certains bits codés à la source qu'à d'autres bits, en appliquant un schéma présélectionné que l'on nomme le profil de protection inégale contre les erreurs ou profil UEP (Unequal Error Protection). Le taux de code moyen (rapport du nombre de bits codés à la source au nombre de bits obtenus après le codage convolutif) peut prendre une valeur comprise entre 1/3 (niveau de protection maximale) et 3/4 (niveau de protection minimale). Le taux de code moyen peut varier d'une source audio à une autre, sous réserve du niveau de protection requis et du débit binaire des données codées à la source. Par exemple, le niveau de protection des services audio assurés par des réseaux en câbles peut être inférieur à celui des services assurés par des canaux à radiofréquences.

Pour le codage convolutif dans les services de données générales, on choisit un taux uniforme dans un ensemble de taux. Dans le canal FIC, les données sont codées au taux constant de 1/3.

### 9.3 Entrelacement en temps

Pour faciliter le fonctionnement d'un récepteur mobile, on applique aux données à codage convolutif un entrelacement temporel avec une profondeur d'entrelacement de 16 trames.

### 9.4 Entrelacement en fréquence

En présence d'une propagation par trajets multiples, certaines des porteuses sont renforcées par des signaux additifs, tandis que d'autres subissent des brouillages qui ont un effet soustractif (évanouissements sélectifs en fréquence). Le Système réalise par conséquent un entrelacement fréquentiel en réaménageant le train binaire entre les porteuses, de telle sorte que les échantillons successifs provenant des sources ne soient pas influencés par un évanouissement sélectif. Dans le cas d'un récepteur immobile, la diversité de fréquence est le mécanisme le plus important pour garantir une bonne réception.

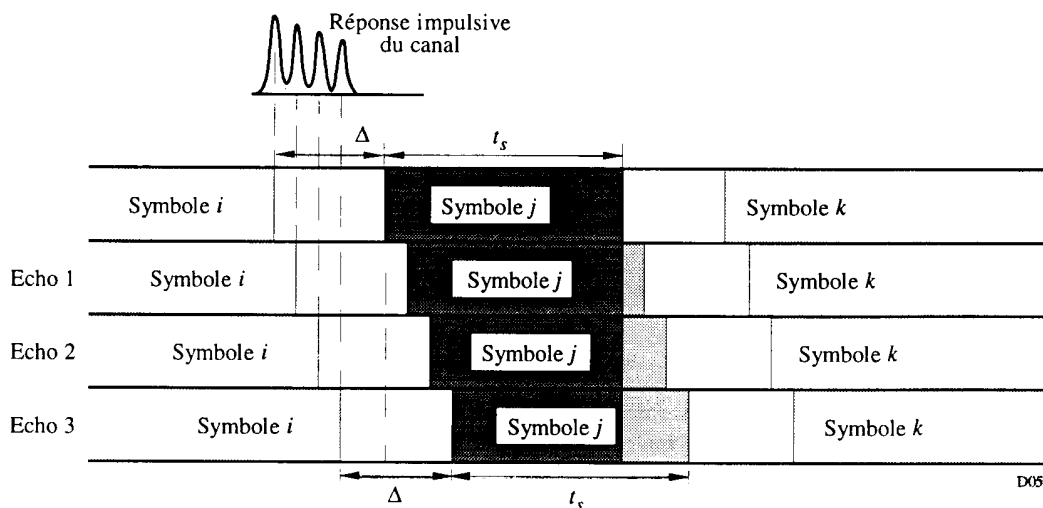
## 9.5 Modulation par OFDM 4-MDPD

Le Système applique la modulation OFDM (multiplexage de fréquences orthogonales) 4-MDPD. Cette méthode de modulation répond aux dures exigences de la radiodiffusion numérique à débit binaire élevé, à destination de récepteurs mobiles, portatifs et fixes, surtout dans les conditions de la propagation par trajets multiples.

Le principe de base du procédé consiste à diviser l'information à émettre en un grand nombre de trains binaires qui ont chacun un faible débit binaire et dont on se sert pour moduler un certain nombre de porteuses. La durée correspondante des symboles prend alors une valeur supérieure à l'étalement des temps de propagation dans le canal de transmission. Dans le récepteur, un écho de durée plus courte que la durée de l'intervalle de garde ne provoquera pas de brouillage entre symboles; au contraire, il apportera une contribution positive à la puissance reçue (voir la Fig. 21). Le grand nombre,  $N$ , de porteuses est désigné par le terme collectif d'ensemble.

FIGURE 21

Contribution additive des échos



En présence d'une propagation par trajets multiples, certaines des porteuses sont renforcées par des signaux additifs tandis que d'autres subissent des brouillages qui ont un effet soustractif (évanouissements sélectifs en fréquence). Le Système réalise par conséquent une redistribution des éléments du train binaire dans le temps et en fréquence, de telle sorte que les échantillons successifs provenant des sources soient influencés par des évanouissements indépendants. Dans le cas d'un récepteur immobile, la diversité en fréquence est le seul mécanisme capable de garantir une bonne réception; la diversité de temps résultant de l'entrelacement temporel n'est d'aucun secours pour un récepteur immobile. Pour le Système, la propagation par trajets multiples est une forme de diversité d'emplacements; elle est considérée comme un grand avantage, ce qui différencie radicalement le Système des systèmes classiques MF ou numériques à bande étroite, dans lesquelles la propagation par trajets multiples peut causer la désorganisation totale d'un service.



Tout système capable de tirer avantage de la propagation par trajets multiples est d'autant plus robuste que la largeur de bande du canal de transmission est plus grande. Dans le Système, on a choisi 1,5 MHz comme largeur de bande de l'ensemble, afin de profiter des avantages offerts par la technique de la large bande, tout en s'assurant une souplesse de planification. Le Tableau 6 indique, entre autres, le nombre des porteuses COFDM présentes dans cette largeur de bande pour chaque mode d'émission.

La technique COFDM présente un autre avantage: elle permet d'obtenir un rendement élevé en spectre et en puissance avec des réseaux à fréquence unique assurant une couverture étendue et aussi avec des réseaux urbains de grande densité. Quel que soit leur nombre, des émetteurs fournissant les mêmes programmes peuvent fonctionner sur la même fréquence, ce qui a aussi pour résultat de diminuer globalement les puissances d'exploitation nécessaires. Autre conséquence: il est possible de réduire notablement les distances entre les différentes zones de service.

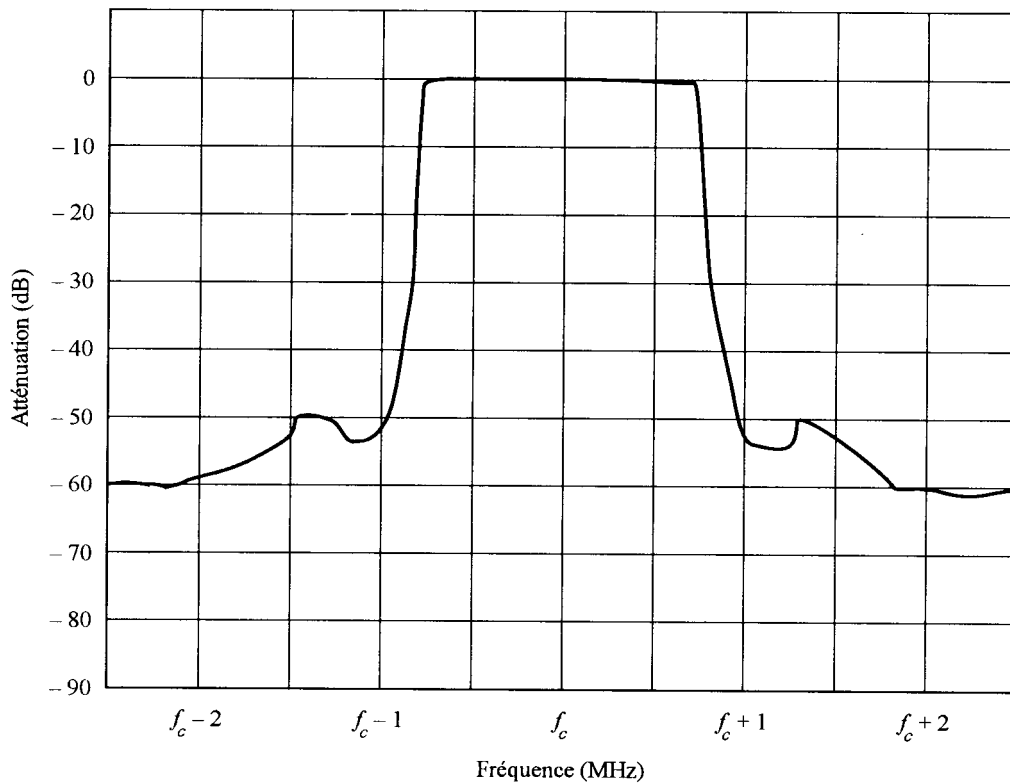
Comme les échos contribuent à la formation du signal reçu, tous les types de récepteur (portatifs, domestiques et sur véhicules) peuvent être équipés d'antennes simples non directives.

### 9.6 Spectre du signal RF

La Fig. 22 représente le spectre de l'«ensemble» du Système.

FIGURE 22

Exemple de spectre du signal RF



$f_c$ : fréquence initiale du canal

## ANNEXE 1-B

### Evaluations expérimentales du Système (Système numérique A)

#### 1 Premières expériences

##### 1.1 Rennes et Genève - 1988

En juin 1988, le CCETT a installé à Rennes le premier émetteur de type COFDM en bande B.dm, avec les caractéristiques suivantes:

- fréquence d'émission	794 MHz
- hauteur de l'antenne d'émission	140 m
- nombre de canaux à son stéréophonique*	16
- gain d'antenne dans la direction de la zone de service principale	12 dBi
- puissance par canal son stéréophonique à l'entrée de l'antenne d'émission	1 W
- p.a.r. totale	256 W
- p.a.r. par canal son stéréo	16 W
- largeur de bande totale	7 MHz
- nombre total de porteuses utiles	448
- durée utile des symboles	64 $\mu$ s
- intervalle de garde	16 $\mu$ s
- différence maximale entre les longueurs de trajet pour laquelle deux signaux se combinent encore additivement	6 km

Le signal radiodiffusé était reçu dans un véhicule équipé pour des essais mobiles. Les premiers essais mobiles possibles dans les conditions de parcours réelles furent effectués en juillet 1988, en coopération avec l'IRT, à l'occasion des préparatifs pour la première démonstration publique, par l'UER, du système expérimental COFDM/MASCAM de radiodiffusion sonore numérique (septembre 1988) dans le cadre de la CAMR ORB-88, à Genève [Dosch et autres, 1988].

Ces parcours d'essais ont montré que la réception était parfaite dans une zone de service très étendue, mais que dans la zone urbaine certains endroits étaient affectés par un fort effet d'ombre et qu'il existait des «lacunes» dans lesquelles le signal subissait un affaiblissement de plus de 30 dB.

L'idée d'utiliser des stations d'appoint s'est fait jour à cette époque, mais deux questions importantes furent soulevées:

- Quelle est la valeur de la séparation (en dB) réalisable entre une antenne de réception directive et une antenne d'émission installée dans un bâtiment si la distance de séparation géographique est comprise entre 50 et 100 m?

---

\* Un seul canal était utilisé pour transmettre un programme sonore. Les 15 autres canaux transmettaient un "schéma" fixe. En utilisant la version la plus moderne du codage à la source, on peut transmettre un total de 24 canaux à son stéréophonique avec un débit binaire utile total de 5,6 Mbit/s.

- Quel sera le comportement du récepteur COFDM lorsqu'il passera de la zone desservie par l'émetteur principal à la zone desservie par le réémetteur?

Pour pouvoir répondre à ces questions et étudier aussi d'autres problèmes, on a mis en place un petit réseau à fréquence unique (RFU) composé de deux réémetteurs dont les caractéristiques sont données dans le Tableau 7. De nombreux essais et mesures mobiles ont été effectués avec ce réseau RFU complet dans la bande B.dm. On en a tiré les premières conclusions suivantes:

- en B.dm, on peut mettre en œuvre des équipements extrêmement simples et bon marché pour constituer un réémetteur ayant un gain d'amplificateur d'au moins 70 dB;
- l'intervalle de garde utilisé dans ce premier système expérimental était relativement court (16  $\mu$ s). Malgré cela, le comportement du récepteur COFDM demeurait excellent, même dans certaines situations difficiles où deux signaux de même puissance était reçus avec un retard dont la durée dépassait, de quelques microsecondes, la durée de l'intervalle de garde des symboles COFDM.

Aujourd'hui, à part un petit nombre de zones très petites, toute la ville de Rennes et une grande partie de son arrière-pays sont desservies dans des conditions parfaites, avec une puissance d'émission totale qui ne dépasse pas 1,1 W par canal stéréophonique.

TABLEAU 7

**Caractéristiques de deux émetteurs d'appoint installés à Rennes**

	<u>Station 1</u>	<u>Station 2</u>
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
Pertes dans les câbles	5 dB	5 dB
Puissance par canal stéréo à l'entrée de l'antenne de réémission	2 mW	40 mW
p.a.r. totale	250mW	5 mW
p.a.r. par canal stéréo	16 mW	313mW

**1.2 Londres sud et Paris - 1991**

Les essais effectués avec ce premier réseau en B.dm sont allés un peu au-delà d'une simple expérience. Ils ont démontré la viabilité de la technique des stations d'appoint comme solution de remplacement à l'augmentation, par un facteur de 100 ou plus, de la puissance de l'émetteur principal.

D'autres essais ont aussi été conduits au Royaume-Uni [Shelswell et autres, 1991] avec le même système expérimental fonctionnant dans la station d'émission de Crystal Palace, dans le sud de Londres, sur 531 MHz. Dans cette zone de service, le terrain urbain est plus tourmenté qu'à Rennes et on a dû recourir à des stations d'appoint dans des secteurs où l'effet d'ombre était produit par le terrain (et non par les bâtiments) au voisinage du niveau du sol; on a rencontré ces conditions même en des lieux où le signal de la station principale était extrêmement fort à des hauteurs de réception correspondant à la visibilité directe. Malgré cela, la technique des stations d'appoint a donné de bons

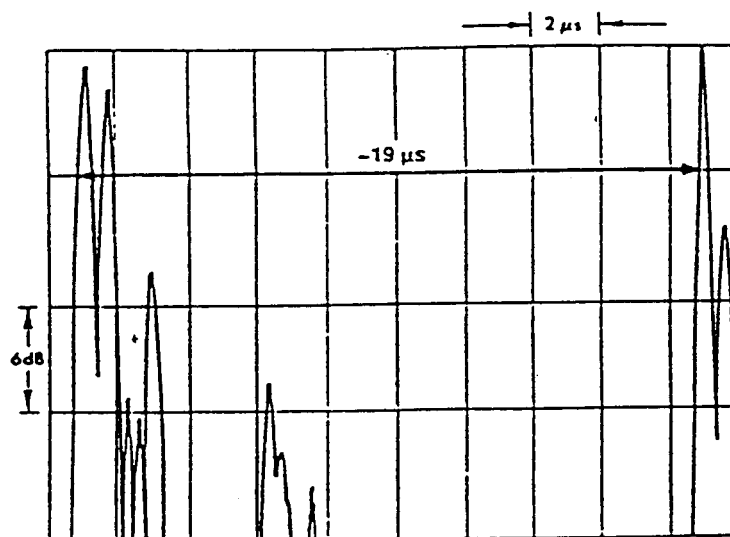
résultats; elle a permis de fournir un service de bonne qualité avec des échos dont les délais présentaient des différences qui pouvaient atteindre environ 125% de la durée de l'intervalle de garde.

En octobre 1991, on a installé à Paris un réseau expérimental DAB sur ondes B.dm, le but étant d'assurer la couverture totale de la ville et de ses zones suburbaines. Les premiers résultats montrent qu'il est possible d'utiliser pour des services DAB locaux un canal adjacent à un canal de télévision du système L/SECAM, sans manifestation de brouillage.

S'agissant des fréquences des bandes B.m, on peut penser qu'elles seraient réservées principalement à des couvertures régionales, grâce à l'application du principe de la radiodiffusion avec réseaux à fréquence unique (RFU).

FIGURE 23

**Exemple de réponse impulsionnelle d'un canal avec deux signaux  
provenant de sources différentes**



### 1.3 Ottawa, Toronto, Montréal et Vancouver - 1990

On a démontré la faisabilité et les possibilités de la radiodiffusion audionumérique (DAB) en utilisant un émetteur de terre temporaire fonctionnant sur 798 MHz et desservant la totalité du territoire canadien. On a mis en œuvre pour cela le système COFDM-MUSICAM du projet Eurêka-147, dans le cadre d'un vaste programme d'essais en laboratoire et sur le terrain, complété par des démonstrations de réception à poste fixe et sur véhicules dans tout le pays (Ottawa, Toronto, Montréal, Vancouver).

Ce projet a permis d'énoncer les conclusions générales ci-après:

- Les essais ont montré qu'un service de radiodiffusion numérique est réalisable dans la pratique, que la technologie fonctionne et, plus important encore, qu'il existe une demande du public pour ce service et que celui-ci répond à un besoin du secteur industriel.

- La réponse des médias, de l'industrie et du public a été enthousiaste. La réaction à ce nouveau concept de service de radiodiffusion et à la qualité du produit offert par le système prototype COFDM/MUSICAM a été des plus positives.
- Tous ceux qui ont participé au programme d'essais ont été au plus haut point impressionnés par les excellentes performances du système MUSICAM/COFDM, en laboratoire comme sur le terrain.
- Au laboratoire, le système MUSICAM/COFDM a fonctionné conformément à sa spécification.
- Les essais d'écoute ont montré que le processus MUSICAM semble être transparent en ce qui concerne la qualité audio de base. Dans tous les cas, les sujets se prononçaient en faveur du matériel sonore traité par MUSICAM (128 kbit/s par canal monophonique), de préférence à un son MF de haute qualité.
- Une analyse des données recueillies au cours des essais sur le terrain a conduit à la conclusion suivante: en général, la qualité de fonctionnement du système ne peut être prévue que sur la base du niveau de la puissance reçue.
- Les puissances d'émission utilisées étaient relativement faibles (étant donné qu'on émettait l'équivalent de 16 signaux stéréophoniques dans la bande B.dm attribuée à la télévision). En dépit de ce fait, la couverture effectivement réalisée était étonnamment étendue et relativement exempte de «lacunes», ce qui confirme le rendement de puissance du système et son bon comportement en présence d'évanouissements dus à la propagation par trajets multiples.
- L'efficacité et la praticabilité du principe des stations d'appoint ont été confirmées.
- L'opinion générale est qu'on pourrait obtenir une couverture presque parfaite moyennant quelques ajustements mineurs de l'émetteur et la mise en œuvre de quelques émetteurs d'appoint à faible puissance fonctionnant dans le même canal.
- Des statistiques relatives aux conditions de propagation par trajets multiples dans les villes concernées ont révélé ce qui suit: la préférence irait à un intervalle de garde de durée supérieure à 24  $\mu$ s, plutôt qu'à l'intervalle de garde de 16  $\mu$ s utilisé dans le système prototype testé.

#### **1.4 Las Vegas, Birmingham, Berlin et San Francisco - 1991**

En 1991, le Système de radiodiffusion audionumérique a fait l'objet de démonstrations en vraie grandeur à l'occasion des manifestations suivantes: NAB'91 à Las Vegas (Nevada, Etats-Unis d'Amérique d'Amérique), le Radio Festival de Birmingham (Royaume-Uni), l'IFA à Berlin (Allemagne), et Radio 91 à San Francisco (Californie, Etats-Unis d'Amérique).

Ces démonstrations, avec récepteurs immobiles ou en mouvement, ont été faites dans un car spécialement équipé. Neuf programmes stéréo étaient émis simultanément, ainsi qu'un programme MF aux fins de comparaison. A Las Vegas, par exemple, l'émetteur principal était installé sur le toit de l'hôtel Las Vegas Hilton et un réémetteur d'appoint sur le toit du Golden Nugget Hotel dans le centre de la ville. Quelque 1 500 participants firent le déplacement à bord du car. Globalement, la démonstration a donné d'excellents résultats et a prouvé clairement la supériorité du système DAB Eurêka sur les systèmes MF.

## **2 Expériences ultérieures**

### **2.1 Essais du Groupe ad hoc mixte UER/Eurêka-147 pour l'évaluation du Système numérique A**

En novembre 1992, ce Groupe ad hoc s'est livré à plusieurs essais de laboratoire avec du matériel fourni par le projet Eurêka-147.

#### **2.1.1 Essais en campagne du Système**

Un signal DAB était rayonné en bande I à partir du réseau à fréquence unique (RFU) du CCETT à Rennes et à partir du réseau RFU de la BBC (bande III) situé dans le sud de Londres. On a effectué une série d'expériences pour mesurer la couverture individuelle des émetteurs ainsi que la couverture globale de tous les émetteurs. Ces essais ont permis de valider le fonctionnement d'un RFU; ils ont montré que le passage d'un émetteur à un autre se fait sans à-coup et que la couverture du réseau total est supérieure à la somme des couvertures individuelles.

#### **2.1.2 Caractéristiques de qualité en RF du Système numérique A**

Le Système numérique A a fait l'objet d'essais d'évaluation en RF, dans le Mode I à 226 MHz et dans le Mode II à 1 500 MHz, dans une diversité de conditions représentant la réception mobile et la réception fixe. On a mesuré le TEB en fonction du rapport C/N dans une voie de données, avec les paramètres suivants:

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

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

où D désigne le débit de données de la source et R le taux de code moyen dans la voie.

##### **2.1.2.1 TEB en fonction de C/N (dans 1,5 MHz) dans un canal gaussien à 226 MHz**

On introduisait un bruit blanc additif de type gaussien pour régler la valeur du rapport C/N à l'entrée du récepteur. Les résultats sont donnés Fig. 24. A titre d'exemple, pour  $R = 0,5$ , les résultats de mesure peuvent être comparés à ceux fournis par une simulation informatique pour spécifier les caractéristiques de qualité intrinsèques du système. On voit que l'on obtient une marge de mise en œuvre inférieure à 0,5 dB pour un taux d'erreur binaire (TEB) de  $10^{-4}$ .

##### **2.1.2.2 TEB en fonction de C/N (dans 1,5 MHz) dans un canal Rayleigh à 226 MHz**

On a mesuré TEB en fonction du rapport C/N dans une voie de données ( $D = 64 \text{ kbit/s}$ ,  $R = 0,5$ ), avec utilisation d'un simulateur de voie subissant des évanouissements.

Les résultats sont donnés Fig. 25. Dans l'exemple d'un canal de Rayleigh ayant un profil rural, avec un récepteur se déplaçant à 130 km/h, les résultats de mesure (courbe b)) peuvent être comparés à ceux fournis par une simulation informatique (courbe a)). La différence est inférieure à 3 dB pour  $\text{TEB} = 10^{-4}$ . La courbe c) illustre une qualité de fonctionnement «urbaine» typique pour un véhicule se déplaçant à vitesse relativement faible, mais dans un canal très dispersif en fréquence. La courbe d) donne la qualité de fonctionnement d'un réseau à fréquence unique représentatif dans des conditions défavorables, les signaux étant reçus avec des délais pouvant aller jusqu'à 600  $\mu\text{s}$  (correspondant à une longueur de trajet excédentaire de 180 km).

##### **2.1.2.3 TEB en fonction de C/N (dans 1,5 MHz) dans un canal Rayleigh à 1 500 MHz**

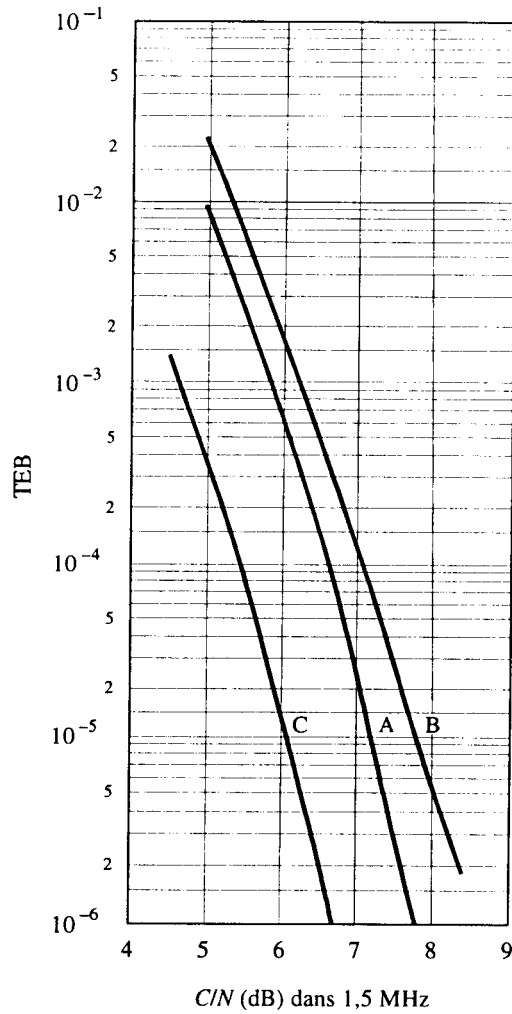
On a mesuré TEB en fonction de C/N dans une voie de données, avec utilisation d'un simulateur de voie subissant des évanouissements. Les résultats sont donnés Fig. 26.

#### 2.1.2.4 Disponibilité du service audio

Des évaluations provisoires de la qualité du son montrent que cette qualité ne subit pas de dégradation perceptible lorsque TEB est inférieur à  $10^{-4}$ .

FIGURE 24

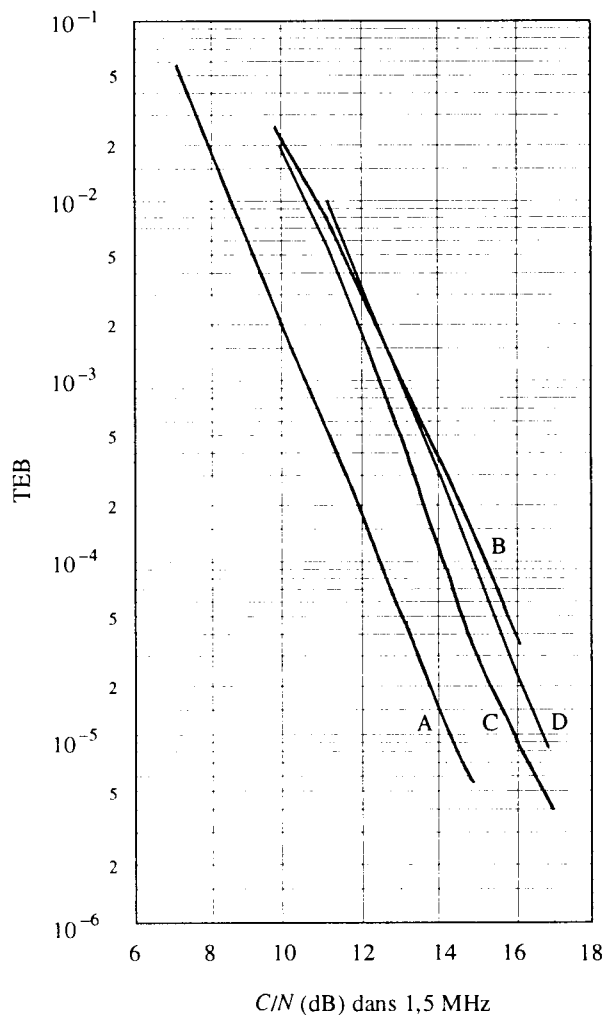
Taux d'erreur binaire dans 1,5 MHz et sur un canal gaussien, 226 MHz, Mode I



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

FIGURE 25

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



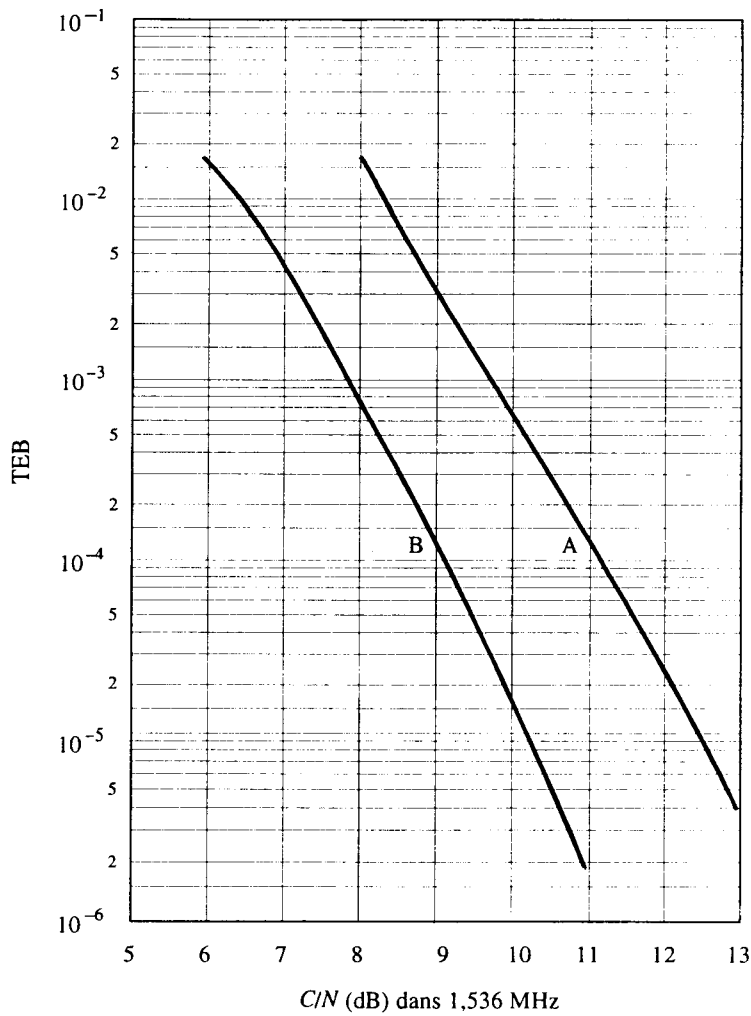
Courbes A:  $R = 0,5$ , rural, 130 km/h  
(simulation par logiciel)  
B:  $R = 0,5$ , rural, 130 km/h  
C:  $R = 0,5$ , urbain, 15 km/h  
D:  $R = 0,5$ , réseau à fréquence  
unique, 130 km/h

D/8



FIGURE 26

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



Courbes A:  $R = 0,5$ , urbain, 15 km/h  
B:  $R = 0,375$ , urbain, 15 km/h D09

## 2.2 Expériences actuelles

### 2.2.1 Essais de propagation et de couverture à Trois Rivières (Canada)

Pour donner suite aux mesures de couverture et de propagation Toronto-Barrie (voir l'Annexe 1-C), on a installé un équipement d'essai sur le site de l'émetteur CKTM-TV/CBMT-1, au nord de Trois Rivières (Québec). Ce programme de mesures sur le terrain a pour objet d'étudier des caractéristiques de propagation et de couverture dans la bande des 1,5 GHz, et de compléter les

informations fournies par les essais effectués à Barrie. Les objectifs de ces essais sont les suivants: établir des statistiques de couverture pour des secteurs se trouvant à l'intérieur et au voisinage de la zone de couverture prévue (c'est-à-dire à des distances comprises entre 10 et 100 km par rapport à l'émetteur) et déterminer la variation du champ dans la région où des brouillages peuvent se produire entre deux voies DAB faisant partie du même canal (à des distances comprises entre 100 et 200 km par rapport à l'émetteur). Des mesures sont faites également en réception fixe sur deux trajets, à 62 km et 130 km environ de l'émetteur, pour évaluer la variation du champ dans le temps pour des trajets passant respectivement au-dessus et au-dessous de l'horizon radioélectrique. On utilise une série de paramètres d'émission pour établir la relation entre ces paramètres, d'une part, et la couverture et la propagation, d'autre part dans la bande des 1,5 GHz. Les mesures sur le terrain ont commencé à la fin de juillet 1993 et devaient s'achever à la fin d'octobre 1993.

### 2.2.2 Mesures sur le terrain dans un réseau RFU à Montréal (Canada)

Après l'exécution du programme de mesures de Trois Rivières, un réseau RFU expérimental à trois émetteurs sera mis en place dans le triangle Montréal-Rigaud-St. Sauveur. Cette configuration à trois émetteurs a été choisie avec soin, pour pouvoir être utilisée soit comme configuration de RFU à trois émetteurs dans laquelle chacun des trois émetteurs rayonnera le signal en **synchronisation temporelle**, soit comme configuration pour extension de couverture dans laquelle l'émetteur de Mt. Royal serait l'émetteur principal, tandis que l'un des deux autres émetteurs, ou les deux, pourraient jouer le rôle d'extenseurs de couverture; dans ce dernier cas, les deux réémetteurs «asservis» ne rayonneraient pas le signal du Système numérique A en synchronisme avec l'émetteur principal de Mt. Royal. Dans la configuration RFU, le signal du Système A sera distribué aux émetteurs de St. Sauveur et de Rigaud par des liaisons fixes (on envisage l'utilisation de liaisons en fibres optiques, faisceaux hertziens et satellite) et il est possible d'appliquer aux signaux de Mt. Royal et Rigaud un retard approprié pour obtenir la synchronisation temporelle. On utilisera dans ces mesures des équipements Eurêka-147 de troisième génération pour le Système numérique A; ces équipements fonctionneront avec les paramètres d'émission du Mode II, en particulier un intervalle de garde de 64  $\mu$ s, c'est-à-dire le double de la valeur utilisée dans les essais avec le RFU Toronto-Barrie. Les principaux objectifs de ces essais sont les suivants:

- faire l'évaluation, la mesure et la démonstration des caractéristiques de la couverture, ainsi que les configurations de réseau possibles pour le Système numérique A dans la bande L;
- étudier les techniques d'extension de la couverture, comme solution possible pour augmenter la couverture réalisable en MF à grande puissance (une station MF à grande puissance, installée sur le site de l'émetteur de Mt. Royal, permettra de comparer les couvertures);
- déterminer le chevauchement de couverture nécessaire pour obtenir une grande disponibilité de couverture - par exemple, 90% - 99% - et évaluer l'efficacité de la diversité d'emplacements pour l'émission dans un même canal;
- vérifier que l'intervalle de garde est suffisant pour permettre d'opérer avec ces distances de séparation entre émetteurs.

Le Tableau 8 spécifie les caractéristiques d'émission pertinentes pour les trois émetteurs.

TABLEAU 8  
**Caractéristiques d'émission pour le réseau RFU**

Emetteur	Mt. Royal	Rigaud	St. Sauveur
Altitude du site (m)	226,6	220	386
Hauteur de l'antenne au-dessus du sol (m)	221 ou 311	55	29
Ouverture de faisceau horizontale de l'antenne	Equidir.	Equidir.	120°
Gain isotrope de l'antenne (dBi)	13	13	18
Puissance de l'émetteur (watts)	160	160	160
p.i.r.e. (kilowatts)	3,2	3,2	10,0

Pour la configuration avec trois émetteurs, les essais devaient commencer fin novembre ou début décembre 1993. Au terme de ces essais, l'émetteur de Mt. Royal deviendra une station expérimentale «semi-permanente» qui sera utilisée pour des démonstrations du Système numérique A avec six canaux transmettant des programmes en direct. Une deuxième station de démonstration devait commencer à fonctionner à Toronto début 1994, à temps pour le deuxième Symposium international sur le Système numérique A (mars 1994).

### 2.2.3 Réseau du Système numérique A de Paris (B.m)

Un réseau à fréquence unique (deux émetteurs) fonctionne à Paris depuis août 1993 dans la bande I (47 - 68 MHz). L'autorisation d'exploiter le réseau a été concédée par le CSA (organisme français de réglementation de la radiodiffusion) pour une durée de deux ans. Quelques liaisons mobiles ont été déplacées pour permettre l'utilisation du tronçon 64,75 - 68 MHz (la partie 64,75-65 MHz est aussi attribuée au canal 4 de la télévision française). Des calculs avaient été faits pour prévoir la protection dont bénéficieraient les canaux de télévision utilisés autour de Paris dans la bande I.

Le but est de tester la propagation en bande I dans une zone fortement urbanisée et de proposer un service de radiodiffusion sonore numérique à dix chaînes qui diffusent à Paris. Chacune d'elles disposera d'au moins un récepteur.

### Caractéristiques du signal; description du réseau

Le signal diffusé est compatible avec les caractéristiques du système Eurêka-147 (Système numérique A):

Largeur de bande du bloc DAB	1,536 MHz
Mode I	
Intervalle de garde	246 µs
Emission de deux blocs DAB:	
- fréquences centrales	65,5 MHz et 67,25 MHz
- écart de fréquence entre les deux blocs	214 kHz

Utilisation de récepteurs DAB de troisième génération (prototypes).

La méthode de codage «Musicam» correspond à la Norme ISO/CEI 11172-3 pour la couche II.

### Sites d'émission

- Romainville (à l'est de Paris)  
p.a.r. par bloc: 1,5 kW, équidirectif.  
hauteur moyenne de l'antenne au-dessus du sol: 220 m.
- Meudon (au sud-ouest de Paris)  
p.a.r. par bloc; 3 kW (directif dans l'azimut 60°; ouverture de l'antenne: 60°).  
hauteur moyenne de l'antenne au-dessus du sol: 220 m.  
Distance entre les deux émetteurs: 18 km.  
Zone fortement urbanisée.  
A Meudon et à Romainville, les deux blocs fournis par le Système numérique A sont multiplexés dans le même amplificateur.  
Les résultats de cette expérience sont donnés dans l'Annexe 1-C.

### 2.2.4 Essais en campagne du Système numérique A à Rennes et Paris (1,5 GHz)

#### Expérience de Rennes

Au cours de l'hiver 1992, le CCETT a évalué la faisabilité technique de la radiodiffusion sonore numérique de Terre dans la bande des 1 500 MHz (voir le Doc. 10B/30, UIT-R, 1990-94). Cette première évaluation a été faite à partir d'une antenne d'émission unique installée sur la Tour FT de Rennes, avec utilisation d'un équipement prototype de deuxième génération.

Depuis lors, on a installé un équipement prototype de troisième génération du Système numérique A. De nombreuses mesures de champ à large bande ont été effectuées en vue d'améliorer les prévisions de propagation et de couverture dans les zones urbaines et rurales.

#### Caractéristiques du système

Ces caractéristiques sont les suivantes:

Bloc de fréquences	: 1,536 MHz
Modulation	: COFDM
Durée des symboles	: 156 µs en Mode III: : 312 µs en Mode II
Intervalle de garde	: 31 µs en Mode III : 62 µs en Mode II
Taux du codage convolutif	: 0,34 à 0,74
Débit binaire utile avec le taux de code 0,5	: 1 152 kbit/s
Rendement spectral avec le taux de code 0,5	: 0,75

## Paramètres d'émission

Il s'agit du même émetteur que celui mentionné dans une contribution présentée à Los Angeles, avec les caractéristiques suivantes:

Puissance active maximale	: 250 W
Puissance active linéaire	: 80 W (recul 5 dB)
Gain de l'antenne d'émission	: 17 dBi (ouverture 45°)
p.a.r. max.	: 2,2 kW
Hauteur de l'antenne	: 101 m (au-dessus du niveau du sol)
Antenne de réception	: unipolaire $\lambda/4$ (0 dBi)

Les résultats de cette expérience sont donnés au § 2.2 de l'Annexe 1-C.

## Expérience de Paris

Un émetteur expérimental du Système numérique A utilisant la bande des 1,5 GHz a commencé à émettre, à Paris, au début de novembre 1993.

L'expérience de Paris sur 1,5 GHz est essentiellement un essai en vraie grandeur dans une zone fortement urbanisée. La couverture de cette zone sera estimée en fonction de la puissance apparente rayonnée (p.a.r.) du Système numérique A.

## Caractéristiques du signal

Le signal diffusé est compatible avec les caractéristiques du système Eurêka-147 (Système numérique A):

Largeur de bande du bloc DAB	: 1 536 MHz
Mode II	
Intervalle de garde	: 62 $\mu$ s
Emission d'un seul bloc DAB:	
fréquence centrale	: 1 472 MHz

Le Mode II peut être utilisé à la place du Mode III.

Utilisation de récepteurs (prototypes) de troisième génération du Système numérique A.

La méthode de codage «Musicam» correspond à la Norme de l'ISO/CEI 11172-3 pour la couche II.

## Site d'émission

Tour Eiffel (centre de Paris)	
p.a.r.	: 1,5 kW
Diagramme de rayonnement	: équidirectif
Hauteur de l'antenne au-dessus du sol	: 300 m

Le codeur du Système numérique A est placé au pied de la Tour. Les amplificateurs HF se trouvent au sommet de la Tour, près des antennes, ce qui évite d'avoir des pertes élevées dans les lignes de transmission.

### *Etudes futures*

Des mesures de champ seront effectuées avec utilisation d'un fourgon de mesure. Ces travaux donneront des indications sur la couverture réalisée à 1,5 GHz.

#### **2.2.5 Essais en campagne à grande puissance (Londres)**

En septembre 1993, l'Administration du Royaume-Uni a mis en place à Londres un réseau à fréquence unique (RFU) de grande puissance en bande III. Ce réseau comprend quatre stations de 1 kW de p.a.r., séparées par une distance d'environ 25 km; il est doté d'équipements Eurêka-147 de troisième génération pour radiodiffusion sonore numérique (RSN). Le principe du réseau RFU est maintenant bien connu, mais les résultats de ces essais serviront à affiner les paramètres de prévision dans les programmes de prévision basés sur les données de terrain recueillies au Royaume-Uni. On procédera également à de nouvelles mesures des affaiblissements dus à la pénétration des signaux dans les bâtiments et on étudiera les coefficients de corrélation. Des retards seront introduits dans un trajet de transmission, pour étudier l'effet du brouillage se propageant sur une grande distance. On en profitera également pour expérimenter plusieurs méthodes de distribution du signal RSN aux émetteurs.

L'émetteur central du réseau RFU est aussi capable de rayonner une p.a.r. pouvant aller jusqu'à 10 kW. On se servira de cet émetteur pour étudier les différences entre une station à grande puissance et une station à puissance plus faible.

ANNEXE 1-C

**Caractéristiques applicables (propagation et canaux)  
et résultats expérimentaux correspondants**

**1 Modèle d'un canal de radiodiffusion**

Pour le cas difficile d'un récepteur mobile, le canal de radiodiffusion peut être représenté par une fonction de deux variables, la fréquence et le temps. Si l'on considère le domaine fréquentiel, la réponse du canal à un instant donné  $t$  est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du canal,  $h(\tau, t)$  où  $\tau$  désigne le temps de propagation dans le canal à l'instant  $t$ .

Considérons maintenant le domaine temporel. Pour une fréquence donnée  $f$ , ou une bande étroite autour de  $f$ , le champ s'exprime par une fonction aléatoire définie par:

- la distribution de Rayleigh

$$S(r) = \frac{r}{P} \exp\left(-\frac{r^2}{2P}\right) \quad \text{if } r \geq 0$$

où  $P$  désigne la puissance moyenne du champ reçu sur une petite zone;

- le spectre Doppler, pour lequel la transformée de Fourier donne l'autocorrélation de la variation du champ

$$\gamma(\eta) = \frac{P}{\pi \sqrt{\left(\frac{v}{c} f\right)^2 - \eta^2}} \quad \text{if } -\frac{v}{c} f < \eta < \frac{v}{c} f$$

où  $v/c$  est le rapport de la vitesse du mobile à la vitesse de la lumière et  $f v/c$  désigne la fréquence Doppler maximale.

Dans la Fig. 27, on a associé la réponse en fréquence du canal et la variation temporelle, ce qui donne une représentation bidimensionnelle du canal, au-dessus de laquelle on a tracé un ensemble de carrés de taille différente:

- les petits carrés indiquent le domaine fréquence-temps dans lequel le canal peut être considéré comme localement invariant;
- les grands carrés indiquent la zone de séparation minimale pour laquelle deux petits carrés sont statistiquement indépendants.

La taille d'un petit carré dépend par conséquent de l'étalement des temps de propagation dans le canal pour l'axe des fréquences, et de la fréquence Doppler maximale pour l'axe des temps. Sur l'axe des fréquences, la longueur du carré représente une petite fraction de l'inverse de l'étalement temporel dans le canal car, sur l'axe des temps, la longueur est très inférieure à l'inverse de la fréquence Doppler maximale.

La taille d'un grand carré est définie par la corrélation mutuelle de deux fréquences espacées de  $\Delta F$  :

$$\rho(\Delta F, \Delta T) = \frac{J_0^2\left(2\pi \frac{v}{c} f \Delta T\right)}{1 + (2\pi \Delta F T_0)^2}$$

où  $J_0(x)$ : fonction de Bessel d'ordre zéro;

$\Delta T$ : décalage de temps entre les fréquences  $f$  et  $f + \Delta F$ ;

$T_0$ : étalement moyen des temps de propagation.

Pour obtenir l'indépendance sur l'axe des fréquences, quelle que soit la vitesse du véhicule, il faut satisfaire la condition

$$\frac{1}{1+(2\pi\Delta F T_0)^2} < 1$$

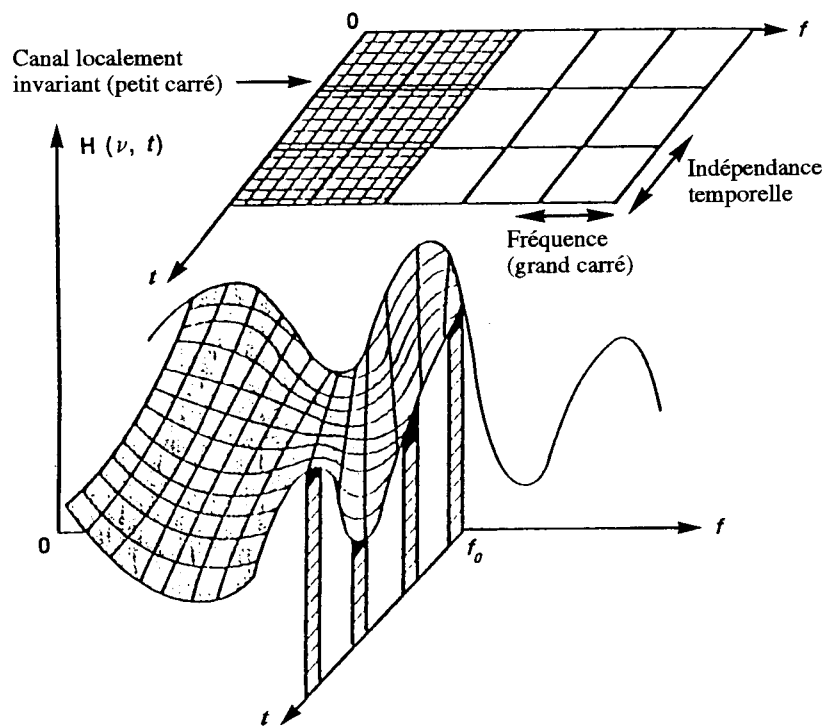
Ainsi, pour  $\rho < 0,1$ , la longueur d'un grand carré sur l'axe des fréquences est égale à environ  $1/2T_0$ .

L'indépendance à l'égard de l'axe des temps dépend uniquement de la fréquence Doppler maximale. La longueur d'un grand carré sur cet axe est donnée par le premier zéro de  $J_0(x)$ , soit:

$$\Delta T = \frac{2,5}{2\pi} \frac{c}{v} \frac{1}{f}$$

FIGURE 27

Réponse du canal en fréquence-temps pour la réception mobile



## 2 Résultats expérimentaux obtenus dans la bande 1 452-1 492 MHz pour la radiodiffusion sonore numérique

On trouvera dans ce paragraphe des résultats d'essais effectués dans la bande 1 452-1 492 MHz, que la CAMR-92 a attribuée à la radiodiffusion sonore numérique, pour évaluer les caractéristiques de la propagation et comparer avec des modèles de propagation. On trouvera également des indications sur des essais en vraie grandeur portant sur des réseaux à fréquence unique (RFU) dans la bande 1 452- 1 492 MHz.



## 2.1 Résultats des mesures sur le terrain effectuées au Canada

La Canadian Broadcasting Corporation (CBC), la Canadian Association of Broadcasters (CAB), le Ministère des communications et son centre de recherche sur les communications (CRC) ont effectué conjointement des études et des essais en vraie grandeur afin d'évaluer les propriétés de la bande L (fréquences de la gamme des 1 500 MHz), pour voir si cette bande convient à un service de radiodiffusion sonore numérique de Terre.

Les essais de propagation se sont déroulés à Ottawa et Montréal entre juin et août 1991. On a utilisé une porteuse de 1 497 MHz non modulée pour les mesures de couverture, et un signal RF de 7 MHz à spectre uniforme (extrait d'une séquence binaire pseudo-aléatoire) pour évaluer l'influence de la largeur de bande du canal sur les évanouissements sélectifs. Ces signaux étaient émis avec une puissance apparente rayonnée (p.a.r.) de 8 kW. A l'émission, la hauteur équivalente au-dessus du terrain moyen était de 68 m à Ottawa et de 230 m à Montréal. Pour l'évaluation de la couverture, pour l'étude de l'influence de la largeur du canal sur les évanouissements sélectifs et pour les mesures de réception dans les bâtiments, on a utilisé une antenne de réception équidirective expérimentale pour 1,5 GHz (antenne unipolaire verticale). Les mesures dans les bâtiments ont été faites avec un mesureur de champ alors que les mesures à l'extérieur (réceptions fixe et mobile) se sont déroulées dans un minibus spécial équipé d'un système de mesure perfectionné; ce système effectuait automatiquement un échantillonnage et un enregistrement du champ à chaque 1/8 de longueur d'onde (2,5 cm). Ce taux d'échantillonnage élevé a facilité la caractérisation des évanouissements sélectifs.

Pour aider à la planification des essais, on a effectué les prévisions de couverture à l'aide d'un logiciel de propagation en B.m/B.dm élaboré par le CRC (programme PREDICT); ce logiciel, qui utilise des données de topographie du terrain, est fondé sur une combinaison qui associe plusieurs modèles de prévision et des coefficients d'ajustement. Les parcours de mesure ont été choisis dans divers milieux (zones fortement urbanisées, urbaines, suburbaines et rurales) et passaient par des lieux potentiellement perturbateurs: «lacunes» de couverture prévues, «lacunes» suspectées, souterrains, tunnels, enfin mesures en limite supposée de couverture. Au total, on a fait des mesures sur 1 680 tronçons de 800 m, correspondant à près de 53 millions de points de mesure. Pour élaborer la procédure d'essai et d'analyse, on a tenu compte des caractéristiques de fonctionnement attendues des actuels systèmes de radiodiffusion numérique.

### 2.1.1 Influence de la longueur de bande du canal

L'information relative à l'amélioration de la disponibilité du service est donnée par l'écart en décibels entre les courbes de distribution cumulative des différentes largeurs de bande, pour des valeurs déterminées du pourcentage de disponibilité. Ces écarts peuvent être portés dans un nouveau graphe (Fig. 28) qui montre que la *marge contre les évanouissements dus aux trajets multiples* augmente en même temps que la largeur de bande du canal (de 100 kHz à 5 MHz), dans différents contextes de propagation par trajets multiples. Cette marge peut être interprétée comme l'économie possible de puissance d'émission par rapport à la puissance nécessaire pour un système dont les canaux ont une largeur de bande de 100 kHz, pour un même objectif de disponibilité de service.

La Fig. 28 montre que pour les objectifs de disponibilité inférieurs à 50%, l'amélioration de la marge reste de l'ordre de 1,5 dB dans une zone fortement urbanisée. On observe une grande amélioration pour les objectifs de disponibilité égaux ou supérieurs à 90%. Chaque courbe peut être divisée en deux parties: la première partie va de 100 kHz jusqu'à une largeur de bande correspondant à un coude de la courbe; la seconde s'étend à partir de ce coude jusqu'à la largeur de bande 5 MHz. On procède comme suit pour trouver systématiquement la position du coude: on cherche le point qui, sur la courbe de disponibilité 99%, correspond à une diminution de 1 dB de la marge d'évanouissement lue pour la fréquence 5 MHz.

On a appliqué aux onze zones considérées cette méthode pour quantifier l'influence de la largeur de bande sur la marge de protection contre les évanouissements dus aux trajets multiples. Les résultats sont donnés dans le Tableau 9. Ce tableau met en évidence l'amélioration des marges lorsque la largeur de bande du canal croît de 100 kHz à 5 MHz, pour les objectifs de disponibilité du service de 90% et 99%.

Le résultat typique est que les courbes pour l'objectif 90% font apparaître une amélioration de l'ordre de 4 dB entre 100 kHz et le coude (de 1,1 à 1,9 MHz) et une amélioration qui reste inférieure à 0,7 dB entre le coude et la largeur de bande de 5 MHz.

Il en ressort que la valeur appropriée à choisir pour la largeur de bande du canal se situe au voisinage de 2 MHz. Au-dessous de 2 MHz, l'évanouissement par trajets multiples augmente brusquement; au-dessus, l'amélioration de la marge est généralement peu significative.

TABLEAU 9

**Marges de protection contre les évanouissements dus aux trajets multiples pour 90% et 99% de disponibilité de service**

Type de milieu	Position du «coude»	Valeurs types d'amélioration de la marge (dB)			
		de 100 kHz jusqu'au coude		du coude jusqu'à 5 MHz	
	(MHz)	90%	99%	90%	99%
Fortement urbanisé	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

Les résultats ont été analysés également à un autre point de vue. Ici, on a analysé les données pour déterminer l'influence de la largeur de spectre du signal sur la variation du champ reçu dans des milieux différents (rural, suburbain et urbain), respectivement dans de petites zones et dans des zones étendues. Il s'agissait de déterminer plus exactement la quantité de puissance additionnelle nécessaire pour porter de 50% à 99% le pourcentage de couverture des emplacements, comme mentionné au § 4.4.4 de la partie principale du présent Rapport, dans la bande des 1,5 GHz.

On notera que le terrain sur lequel ces mesures ont été faites (la ville d'Ottawa) est relativement régulier. Il ne correspond pas à une irrégularité de terrain  $\Delta h$  de 50 m, comme postulé dans la Recommandation UIT-R PN.370; on a donc une variabilité moins forte que celle indiquée dans cette Recommandation.

Les zones étendues sont représentées par des parcours de 800 m de long, correspondant à 4 000  $\lambda$ , les petites zones par des parcours de 12,5 m (62,5  $\lambda$ ). Une zone étendue est caractérisée par un effet d'ombre produit par la topographie et par des obstacles artificiels. Dans une petite zone, l'effet d'ombre est relativement constant et la principale cause de variation du champ est la propagation par trajets multiples.

Un récepteur mobile est exposé à des évanouissements provoqués aussi bien par l'effet d'ombre que par les trajets multiples. Un signal à spectre étroit est profondément influencé par les

trajets multiples; il en résulte que le champ subit de grandes variations qui ne doivent pas être négligées quand on estime la disponibilité de service pour le récepteur mobile. En revanche, un signal à large spectre est moins influencé par ce type d'évanouissement. S'agissant du service de radiodiffusion sonore numérique destiné à des récepteurs sur véhicules, il est utile d'étudier les deux phénomènes responsables des variations du signal (effet d'ombre et propagation par trajets multiples).

Un exemple des données utilisées est représenté dans la Fig. 29, relative à un signal d'ondes entretenues vu par un récepteur mobile dans une zone urbaine. La figure donne les valeurs du champ relatif (normé par rapport à la valeur moyenne) en fonction de l'emplacement du récepteur sur le parcours de mesure. On voit que, dans une zone étendue, la propagation par trajets multiples induit des évanouissements rapides et très profonds, tandis qu'une variation assez lente de l'enveloppe révèle la présence d'un effet d'ombre dû à de grands bâtiments.

Si on agrandit un détail du signal reçu en fonction de l'emplacement - présenté comme la petite zone - on voit que la propagation par trajets multiples provoque de grandes variations du signal, résultant de l'annulation du signal entre ses diverses composantes subissant le phénomène de diffusion. Cette variation du champ résultant correspond à une distribution de Rayleigh.

Les Fig. 29 et 30 illustrent l'influence exercée par la largeur de spectre du signal. Elles montrent la variation d'un signal reçu en milieu urbain, vue sur une zone étendue et aussi dans une petite partie de cette zone étendue. On a aussi fait figurer dans ces figures les fonctions de distribution cumulative (FDC) correspondantes: la courbe pointillée tracée à titre de référence est la fonction de distribution cumulative gaussienne théorique et la courbe en trait plein représente la distribution cumulative des niveaux mesurés du signal. La Fig. 29 donne les résultats pour un signal d'ondes entretenues, tandis que la Fig. 30 se rapporte à un signal ayant une largeur de spectre de 1,47 MHz.

FIGURE 28

Amélioration de la marge pour la protection contre les évanouissements dus à la propagation par trajets multiples, zone fortement urbanisée

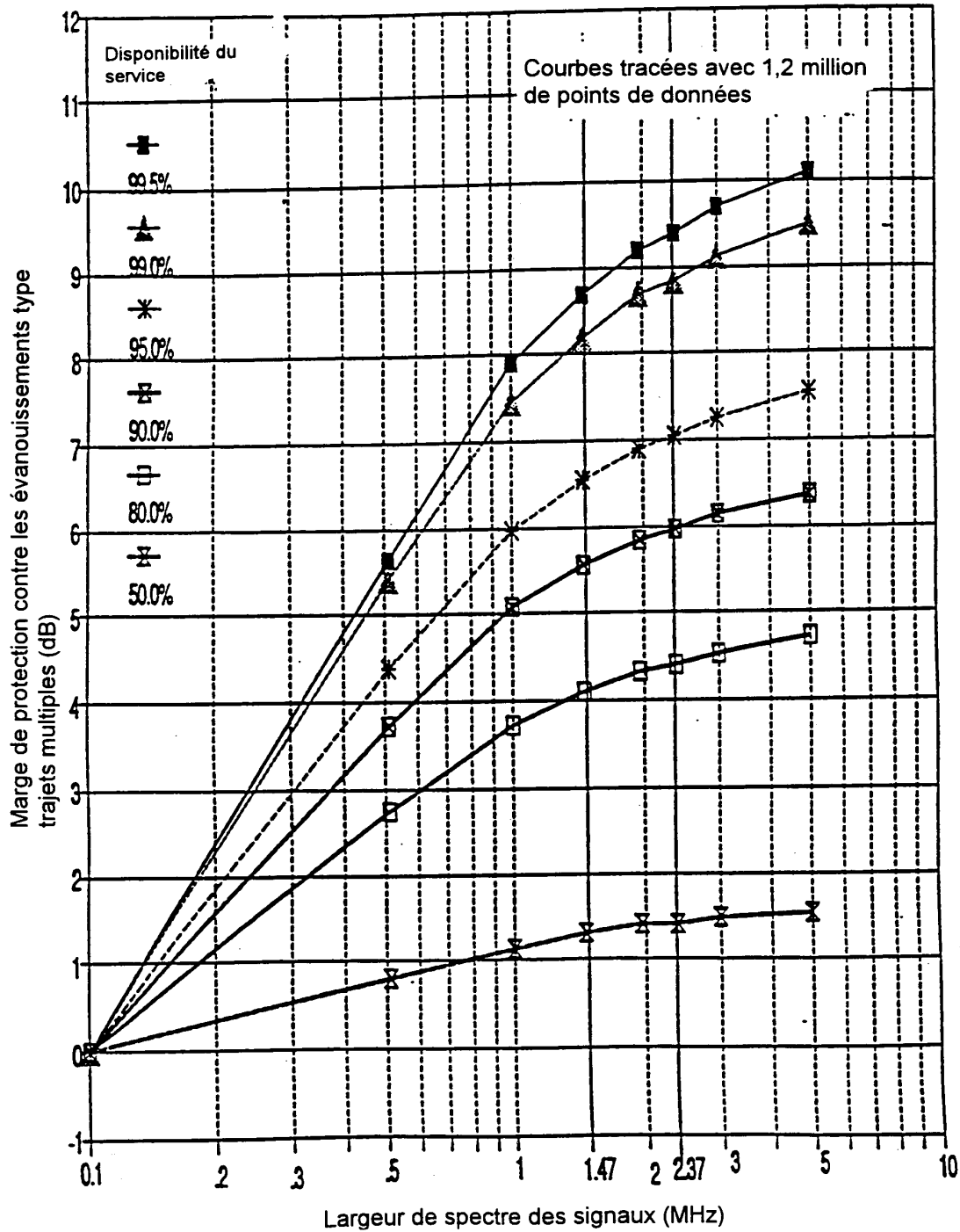


FIGURE 29

Variation relative (dB) du niveau d'un signal d'ondes entretenues, avec indication de la fonction de distribution cumulative correspondante, vu par le mobile dans une zone étendue et une petite zone

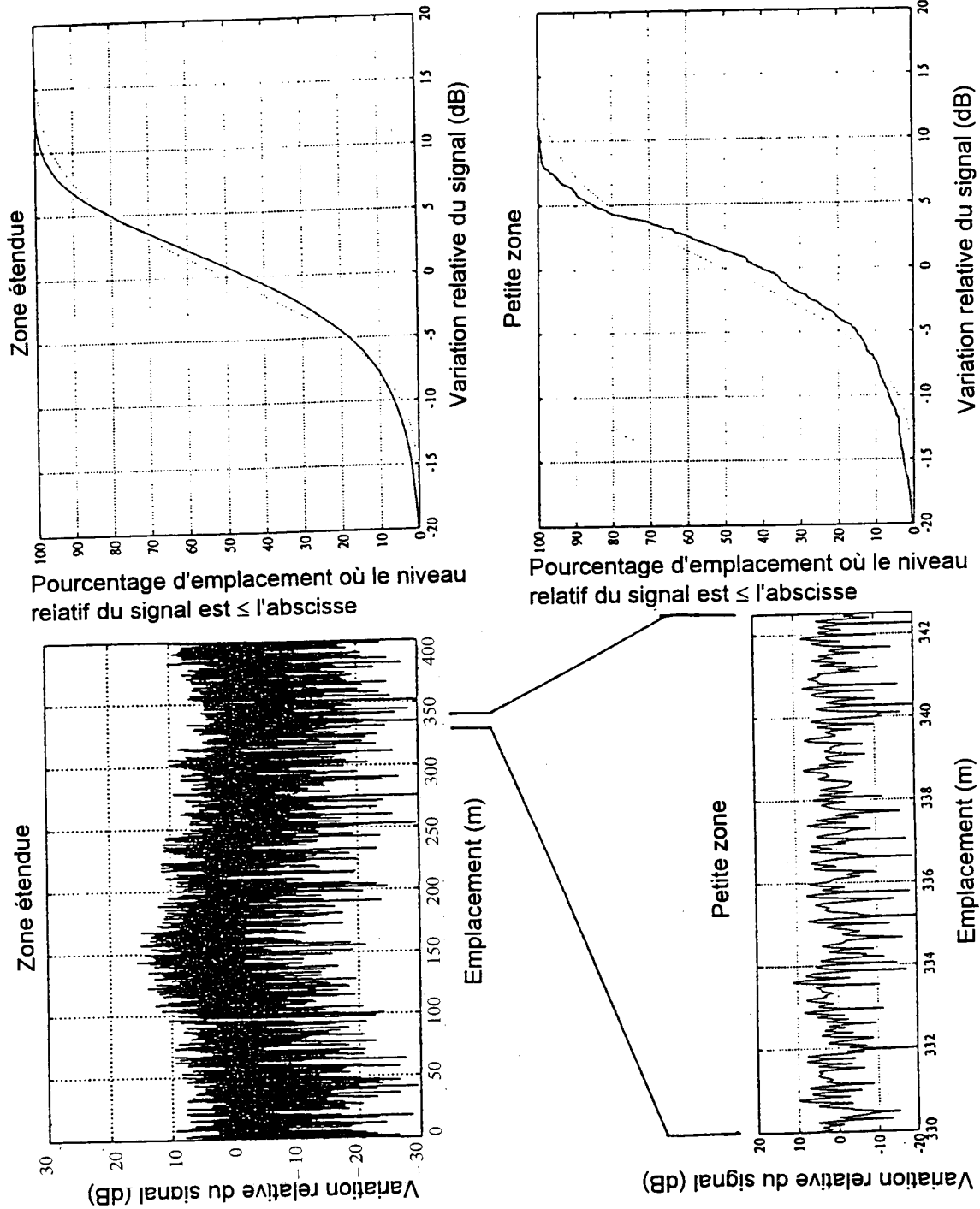
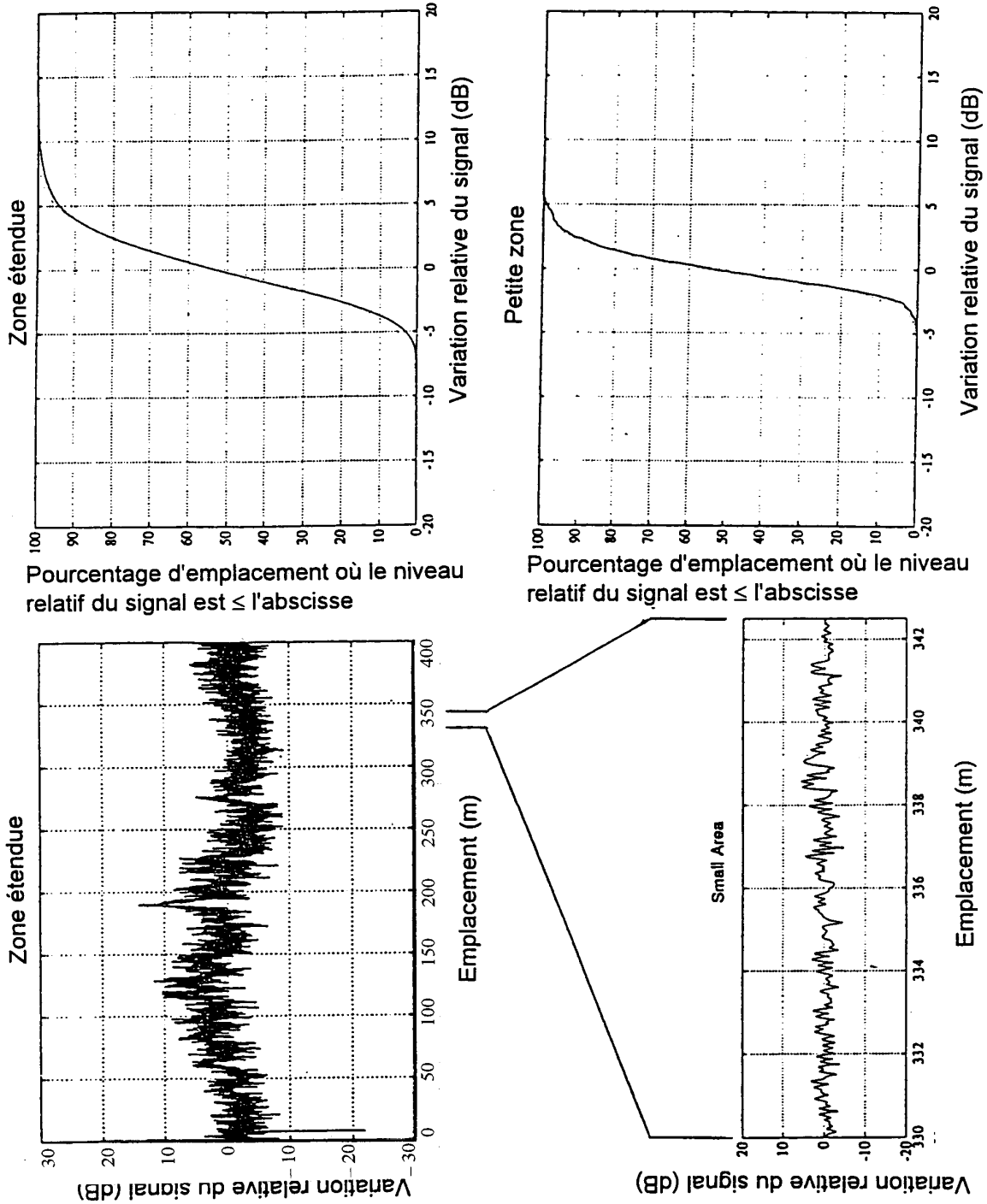


FIGURE 30

Variation relative (dB) du niveau d'un signal 1,47 MHz, avec indication de la fonction de distribution cumulative, vu par le mobile dans une zone étendue et une petite zone



Ces figures montrent que les évanouissements par trajets multiples sont beaucoup plus faibles pour le signal de 1,47 MHz que pour le signal d'ondes entretenues. Elles montrent également que la fonction FDC du signal à large spectre est proche de la FDC gaussienne de référence que dans le cas du signal d'ondes entretenues.

L'écart type des niveaux du signal reçu constitue une autre mesure de l'influence de la largeur de bande. Le Tableau 10 donne des valeurs de cet écart type pour plusieurs largeurs de spectre des signaux et pour plusieurs types de milieu; ces valeurs ont été fournies par des mesures effectuées dans une petite zone.

TABLEAU 10

**Ecart type (dB) déterminé dans une petite zone, pour plusieurs types de milieu et plusieurs valeurs de la largeur de spectre du signal**

Type de milieu	Spectre étroit		Large spectre	
	Ondes entretenues	30 kHz	1,47 MHz	3,00 MHz
Urbain	5,4	4,3	1,6	1,3
Suburbain	Non déterminé	3,6	1,7	1,4
Rural	Non déterminé	3,4	1,3	1,3

La différence entre les écarts types du signal d'ondes entretenues et du signal 1,47 MHz est de l'ordre de 4 dB en milieu urbain et de 3 dB en milieu suburbain ou rural. On n'a pas fait de mesures en ondes entretenues pour vérifier cette dernière valeur, mais la tendance générale donne à penser qu'il s'agit d'une estimation raisonnable. Ces résultats montrent que, dans une petite zone, un signal d'ondes entretenues n'a pas une distribution gaussienne (ou log-normale lorsque le champ est exprimé en unités linéaires); ils montrent également que lorsqu'on fait croître la largeur de spectre du signal, la composante Rayleigh due à la propagation par trajets multiples disparaît peu à peu, de sorte que le signal résultant tend vers la distribution gaussienne. Les statistiques des variations du champ dans de petites zones sont utiles pour prévoir la disponibilité de service locale offerte aux récepteurs sur véhicules, mais elles ne sont d'aucune utilité pour prévoir la couverture globale.

Le Tableau 11 montre comment la largeur de spectre du signal influe sur l'écart type dans une zone étendue. Ici encore, les signaux à spectre étroit sont profondément influencés par les trajets multiples, avec des écarts types qui dépassent d'environ 3 dB ceux des signaux à large spectre. L'écart type d'un signal à large spectre est plus représentatif de la composante «effet d'ombre» que de la composante «trajets multiples», tout comme dans le cas d'une petite zone. Ce résultat est corroboré par le bon degré de concordance qui existe entre les courbes des fonctions FDC, respectivement théoriques et mesurées, dans le cas des zones étendues (voir la Fig. 30).

TABLEAU 11

**Ecart type (dB) déterminé dans une zone étendue, pour plusieurs types de milieu et plusieurs valeurs de la largeur de spectre du signal**

Type de milieu	Spectre étroit		Large spectre	
	Ondes entretenues	30 kHz	1,47 MHz	3,00 MHz
Urbain	6,2	5,3	3,2	3,1
Suburbain	Non déterminé	6,2	4,6	4,3
Rural	Non déterminé	5,8	4,6	4,2

La conclusion est la suivante: dans le cas de la réception dans un véhicule ou avec récepteur portatif, la variation du signal est due non seulement à l'effet d'ombre mais encore à la propagation par trajets multiples, la conséquence étant un écart type plus grand qu'en l'absence de cette propagation. Si l'on fait croître la largeur de spectre du signal jusqu'à 1,47 MHz, on parvient à amoindrir l'influence des trajets multiples; l'écart type du signal reçu, dans le cas d'une zone étendue, tend alors vers la valeur prévue dans la Recommandation UIT-R PN.370, qui traite le cas des signaux à spectre étroit dont les niveaux sont reçus et moyennés sur de petites zones.

## **2.1.2 Résultats des mesures de couverture**

### **2.1.2.1 Introduction**

Des mesures de propagation ont été faites à Ottawa (Canada) durant l'été de 1991 sur 1 497 MHz. Un des objectifs de ces mesures était l'évaluation des possibilités de couverture dans cette gamme de fréquences pour la radiodiffusion sonore numérique (RSN).

La couverture mesurée, compte tenu des caractéristiques des systèmes RSN fonctionnant à 1 497 MHz, sera comparée à une couverture calculée pour la même fréquence. Les résultats relatifs à la couverture seront aussi comparés à une couverture estimée pour une station de radiodiffusion MF fonctionnant sur 100 MHz et ayant les mêmes caractéristiques d'émetteur.

### **2.1.2.2 Contours calculés pour 1 497 MHz et pour le service de radiodiffusion MF**

Ces autres contours de couverture, établis pour les besoins de la comparaison, ont été générés par le programme Predict, programme de prévision de la propagation en B.m/B.dm mis au point par le Centre de recherche sur les communications (CRC) du ministère des communications (Ottawa). Il tient compte de l'influence du profil du terrain, du climat et des facteurs saisonniers (feuillage des arbres, par exemple) pour calculer les réflexions et les divers affaiblissements de trajet dus à la diffraction et à la diffusion troposphérique. Le programme fournit les valeurs du champ dans plusieurs azimuts autour de l'émetteur, pour un pourcentage de temps choisi.

Pour chacun des contours mesurés, on a établi un contour Predict équivalent pour la même valeur du champ (39 dB $\mu$ V/m) et pour le même pourcentage (50% ou 90%).

On s'est aussi servi du programme Predict pour déterminer la couverture en radiodiffusion MF correspondant aux mêmes valeurs de la puissance d'émission et de la hauteur de l'antenne. Il a été possible ainsi de comparer la couverture attendue pour un système RSN fonctionnant à 1,5 GHz (contour à 39 dB $\mu$ V/m) et la couverture correspondante pour un système MF traditionnel.



### 2.1.2.3 Conclusions

D'une façon générale, les contours mesurés à 1 497 MHz sont semblables à ceux générés par le programme Predict. Les petites différences constatées entre les deux contours peuvent s'expliquer par une quantité insuffisante de résultats de mesure dans certaines régions et par le degré de précision de la base de données utilisée dans le programme Predict. La base de données topographiques exploitée par le programme a une précision de 500 m; il faudrait disposer de facteurs «bâtiments» et «arbres» précis pour améliorer l'exactitude de l'analyse effectuée par le programme. Ce dernier, moyennant quelques perfectionnements pour mieux l'adapter aux fréquences de la bande L, peut être utilisé en planification pour prévoir la couverture d'un système RSN.

La comparaison entre les couvertures en radiodiffusion MF (54 dB $\mu$ V/m à 100 MHz) et en RSN (39 dB $\mu$ V/m à 1 497 MHz) révèle la ressemblance entre les zones de couverture de ces deux modes de radiodiffusion. On en conclut que, dans un rayon de 40 km, la radiodiffusion RSN dans la bande des 1,5 GHz donnerait une couverture aussi bonne que la MF à 100 MHz, pour les mêmes caractéristiques d'émetteur. En revanche, s'agissant de distances plus grandes, il faudra poursuivre les mesures pour voir si on obtient des couvertures similaires dans les deux cas de radiodiffusion avec les mêmes caractéristiques d'émetteur.

### 2.1.3 Résultats des mesures de réception effectuées dans les bâtiments

On a analysé les résultats de mesure pour déterminer la différence de niveau (affaiblissement) entre un signal reçu à l'extérieur et un signal reçu à l'intérieur. Pour cela, on a commencé par diviser les résultats en deux groupes. Le premier groupe concernait les mesures faites aux étages supérieurs d'un bâtiment, c'est-à-dire là où l'on avait un trajet de propagation sans obstacles entre l'extérieur du bâtiment et l'émetteur. Le signal de référence reçu à l'extérieur, pour les étages supérieurs, était le signal mesuré sur le toit du bâtiment. Dans le second groupe, on avait les mesures faites dans les étages inférieurs ou au rez-de-chaussée du bâtiment, avec des obstacles sur le trajet de propagation depuis l'émetteur. Le signal de référence reçu à l'extérieur, pour les mesures faites au rez-de-chaussée, était le signal mesuré à l'extérieur du bâtiment, au niveau du sol.

Pour chaque groupe de mesures, on a calculé un coefficient d'affaiblissement extérieur/intérieur en soustrayant le résultat de la mesure intérieure de la valeur du signal de référence reçu à l'extérieur. Ces coefficients ont ensuite été ventilés entre trois types d'emplacement dans chaque bâtiment: MEILLEUR emplacement, emplacement MOYEN et PLUS MAUVAIS emplacement, dont les descriptions respectives sont les suivantes:

- MEILLEUR: Emplacement voisin d'une fenêtre, avec un trajet de propagation sans obstacles vers l'émetteur.
- MOYEN: Emplacement situé sur le périmètre du bâtiment, à une certaine distance des fenêtres mais visible depuis les fenêtres.
- LE PLUS MAUVAIS: Emplacement situé à l'intérieur du bâtiment, sans vue directe de l'une quelconque des fenêtres. Cette catégorie comprend les étages dépourvus de fenêtres ainsi que les différents sous-sols.

L'analyse de ces coefficients d'affaiblissement a donné des résultats similaires, que le bâtiment soit construit en béton ou en bois. On a donc fait un autre classement des résultats sur la base du type de construction. Pour chaque type d'emplacement, on a déterminé la moyenne et l'intervalle de variation de l'affaiblissement; ces résultats sont donnés dans le tableau qui suit.

Pendant les mesures, on a observé des variations de 5 à 8 dB du niveau du signal reçu, sous l'effet des déplacements qui avaient lieu près du récepteur (personnes et objets). Une variation analogue a été notée dans les mesures faites à l'extérieur, en raison de la circulation des véhicules et du passage des piétons.

Le signal reçu à l'extérieur avait un niveau supérieur à 59 dB $\mu$ V/m dans la zone fortement urbanisée et la zone urbaine, et supérieur à 54 dB $\mu$ V/m dans la zone résidentielle. Ces niveaux dépassent de 20 et 15 dB (affaiblissement moyen pour les deux types de bâtiment considérés dans les mesures) le seuil d'un récepteur de radiodiffusion sonore numérique.

## **Conclusions**

On a constaté que l'affaiblissement moyen dû aux bâtiments, à la fréquence 1 500 MHz, était compris entre 15 et 20 dB, selon le type de bâtiment. Pour des bâtiments résidentiels des zones suburbaines à charpente en bois et comportant un matériau de revêtement extérieur, l'affaiblissement moyen était de 15 dB. Cet affaiblissement moyen était de 20 dB dans le cas des bâtiments à usage de bureaux et d'habitations. Les contours des zones de service à 54 dB $\mu$ V/m (zones résidentielles ou rurales) et 59 dB $\mu$ V/m (zones urbaines ou fortement urbanisées) devront être connus si l'on veut obtenir une bonne réception de la radiodiffusion sonore numérique sur 1 500 MHz à l'intérieur des bâtiments (avec un récepteur dont le seuil est de 39 dB $\mu$ V/m). Ces valeurs ont été obtenues dans la zone d'essai de Montréal, à des distances de plus de 20 km par rapport à une station de radiodiffusion existante dont la p.a.r. à l'émission est de 8 kW.

### **2.1.4 Comparaison avec les modèles de propagation**

#### **2.1.4.1 Courbes des résultats de mesure**

On a procédé comme suit pour tracer les courbes du champ en fonction de la distance pour les deux emplacements d'essai (Ottawa et Montréal) et pour 50% et 90% des emplacements: on groupait les résultats par tranche de distances (accroissements de 1 km à partir de l'émetteur) et on calculait la moyenne des valeurs statistiques du champ dans chaque tranche de distances. On utilise ensuite ces courbes pour faire des comparaisons avec différents modèles de propagation existants: le modèle d'espace libre, le modèle de la Recommandation UIT-R PN.370, le modèle d'Okumura et le modèle Predict du CRC. On notera ce qui suit: la partie initiale des courbes représente la diminution de niveau résultant du fait que le mobile quitte une zone à visibilité directe pour entrer dans une zone contenant des obstacles ou une zone d'ombre. A Ottawa, sur les distances comprises entre 2 et 5 km, le parcours de mesure passait d'une zone dégagée à une zone résidentielle plantée de grands arbres qui obstruaient le trajet de l'émetteur. A Montréal, entre 19 et 24 km, le parcours quittait une zone dégagée à visibilité directe pour entrer dans une zone située derrière une petite montagne qui créait un fort effet d'ombre. Pour les autres distances, les courbes représentent généralement une propagation se faisant dans un mélange «moyen» de milieux (urbains, suburbains et ruraux).

TABLEAU 12

**Coefficients d'affaiblissement mesurés dans des bâtiments**

Type de bâtiment	Emplacement	Affaiblissement (dB)		
		Meilleur emplacement	Emplacement moyen	Plus mauvais emplacement
Béton	Etage supérieur			
	Moyenne	8,1	21,0	31,9
	Interv. de variat.	3 - 13	11 - 28	25 - 42*
	Rez-de-chaussée			
Bois	Moyenne	8,4	17,1	32,0
	Interv. de variat.	3 - 15	8 - 28	-
	Rez-de-chaussée			
	Moyenne	9,0	16,0	-
	Interv. de variat.	-	15 - 17	-

\* La valeur 42 dB a été mesurée sur un étage sans fenêtres, réservé à l'installation de matériel mécanique. Cet étage n'était pas occupé et ne constitue pas un emplacement de réception typique.

**2.1.4.2 Courbes pour la propagation en espace libre**

On a calculé l'affaiblissement en espace libre en appliquant la formule classique:

$$\text{Affaiblissement} = 32,4 + 20 \log f + 20 \log d = 95,9 + 20 \log d$$

avec:

f: fréquence (= 1 497 MHz)

d: distance (km)

On obtient la courbe du champ en espace libre en soustrayant cet affaiblissement du champ équivalent pour une p.i.r.e. de 41,1 dBW (211,8 dB(µV/m)).

**2.1.4.3 Courbes de l'UIT-R**

Les courbes pour 50% des emplacements ont été reprises de la Fig. 9 de la Recommandation UIT-R PN.370-5 (1990). Pour obtenir les courbes relatives à 90% des emplacements, on a appliqué aux courbes 90% une correction de -12 dB, comme indiqué dans la Fig. 12 de la même Recommandation.

Cependant, ces courbes ont été tracées pour des fréquences allant jusqu'à 1 000 MHz et pour un récepteur placé à une hauteur de 10 m. En se fondant sur une contribution du Canada, on a appliqué aux courbes une correction afin de tenir compte de la fréquence (1,5 GHz) et de la hauteur de récepteur (1,5 m) adoptées dans les mesures.

Les facteurs de correction dépendent de la distance de l'émetteur. Ils varient de 9 à 7 dB en fonction de la hauteur du récepteur et de 1 à 2 dB en fonction de la fréquence.

**2.1.4.4 Courbes d'Okumura**

Les courbes d'Okumura ont été tracées d'après un article d'Okumura intitulé «Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service», publié dans la Review of the Electrical Communication Laboratory, Vol. 16, N° 9-10, septembre-octobre 1968. Les courbes «urbaines» correspondent à la Fig. 41(d) de cet article. Les facteurs de correction pour les zones suburbaines, presque complètement dégagées ou dégagées, ont été fournis par les Fig. 20 et 22. Les

ajustements pour 90% des emplacements sont tirés des Fig. 37(a) et 37(b). Ces courbes d'Okumura ont été tracées d'après les résultats de mesures effectuées au Japon. Elles ne reposent sur aucun modèle théorique.

#### **2.1.4.5 Conclusions**

En comparant les courbes mesurées avec le modèle de la Recommandation UIT-R PN.370 (Fig. 31), on constate que la courbe corrigée pour 50% des emplacements donne une assez bonne approximation du champ à des distances inférieures aux 2/3 de la distance de l'horizon radioélectrique pour chaque système (30,6 km pour Ottawa et 63,2 km pour Montréal). Plus près de l'horizon radioélectrique et au-delà, le champ mesuré est supérieur à la valeur estimée d'après la courbe de l'UIT-R. Lorsqu'on corrige le modèle de l'UIT-R pour 90% des emplacements, on n'obtient pas un bon ajustement pour les résultats de mesure.

Avec le modèle d'Okumura de la Fig. 32, on a une bonne corrélation entre les résultats de mesure et le modèle suburbain d'Okumura en deçà de l'horizon radioélectrique. Au voisinage et au-delà de cet horizon, les résultats de mesure dépassent les valeurs du modèle suburbain et tendent vers la courbe représentative du modèle «presque complètement dégagé» d'Okumura. Comme pour le modèle de l'UIT-R, la comparaison entre les résultats de mesure et le modèle suburbain d'Okumura n'est pas bonne pour 90% des emplacements.

De ce qui précède, on conclut que les études devront être poursuivies pour élaborer un modèle de propagation fiable, capable de rendre compte de tous les paramètres de transmission qui seront utilisés en radiodiffusion sonore numérique.

### **2.1.5 Essais en campagne sur réseau RFU dans la bande 1 452-1 492 MHz**

#### **2.1.5.1 L'expérience canadienne Toronto-Barrie**

On a mis en place au Canada un dispositif d'essai à deux émetteurs pour radiodiffusion sonore numérique (RSN) fonctionnant dans la bande de fréquences 1 452-1 492 MHz. L'objectif de ces essais était l'évaluation, la mesure et la mise en évidence des caractéristiques de couverture, de propagation et des canaux, ainsi que la spécification des configurations d'émetteurs et de réseaux pouvant être adoptées pour cette bande de fréquences.

Le dispositif d'essai comprenait deux installations d'émission montées dans des stations de radiodiffusion existantes, respectivement la Tour CN de Toronto et la station CKVR-TV de Barrie. Les deux stations, distantes l'une de l'autre de 82,6 km, émettaient leurs signaux respectifs sur la même fréquence, 1 468,75 MHz. Il s'agissait d'une porteuse unique pour les mesures de couverture et d'un signal COFDM de 3,5 MHz (Eureka-147, deuxième génération) pour les essais du réseau à fréquence unique (RFU).

Le choix s'est porté sur la station de Barrie en raison de son milieu rural qui présente un terrain de topographie variée et difficile, en raison aussi de la possibilité de faire varier la hauteur de l'émetteur.

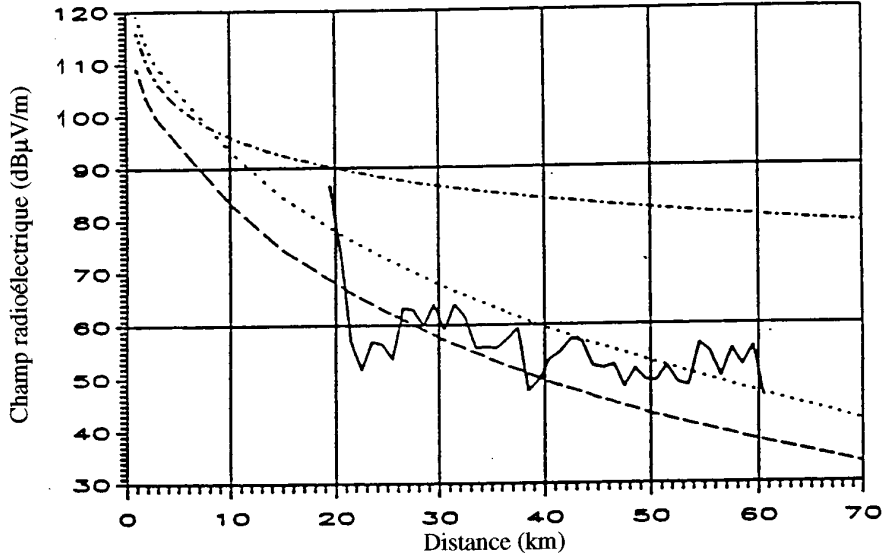
A Toronto, on a une diversité de milieux: fortement urbanisé, urbain, suburbain et rural.  
Le Tableau 13 donne les caractéristiques de l'émetteur de Barrie.

TABLEAU 13

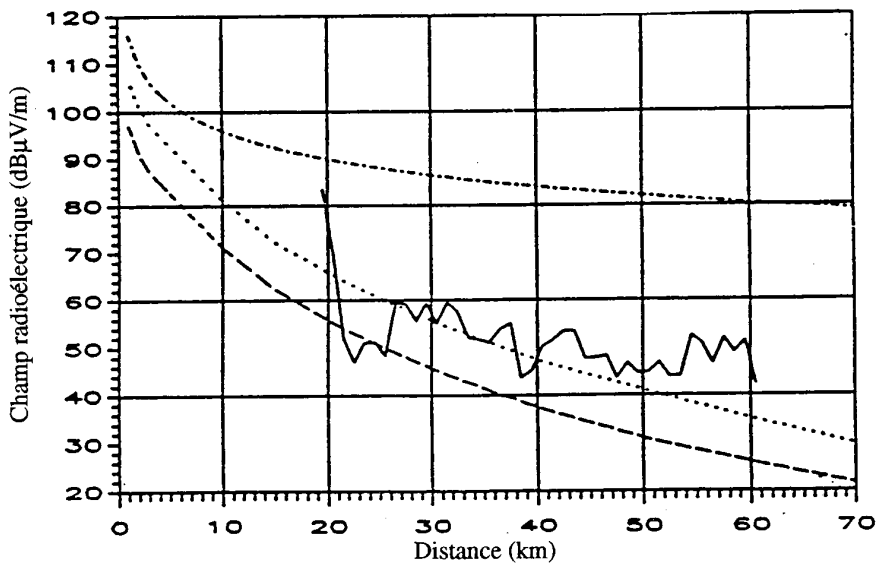
Coordonnées géographiques de l'émetteur (Barrie) Fréquence de l'émetteur Puissance de l'émetteur	Lat. 44°21'05"N Long. 79°41'55"W 1 468,75 160		MHz W
Polarisation	Verticale rectiligne		
Ouverture du faisceau d'antenne (-3 dB)	CAS A	CAS B	
Plan E	4,0	4,0	degrés
Plan H	40	120	degrés
Gain de l'antenne	22,5	18	dBi
Hauteur de l'antenne (au-dessus du sol)	97	230	m
p.a.r.	42,4	37,9	dBW
	17,4	6,2	kW

FIGURE 31

Comparaisons des résultats de mesure avec le modèle de l'UIT-R  
et la courbe de l'affaiblissement en espace libre, Montréal  
(p.i.r.e. = 41,1 dBW, HAAT\* = 235,5 m)  
a) pour 50% des emplacements  
b) pour 90% des emplacements



a) Comparaison avec le modèle de l'UIT-R et l'affaiblissement en espace libre  
50% des emplacements à Montréal



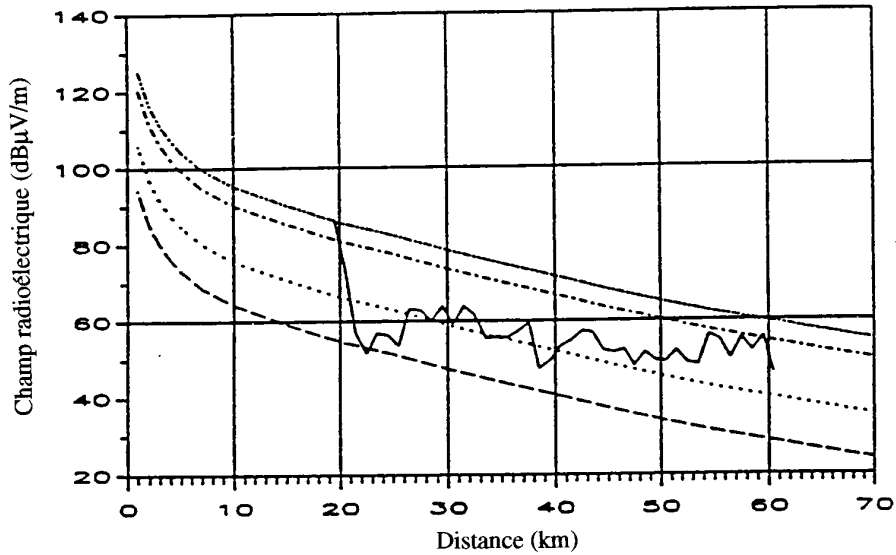
b) Comparaison avec le modèle de l'UIT-R et l'affaiblissement en espace libre  
90% des emplacements à Montréal

— Résultats de mesure  
..... Modèle de l'UIT-R (original)  
----- Modèle de l'UIT-R (corrigé)  
-.-.-.- Courbe de l'affaiblissement en espace libre

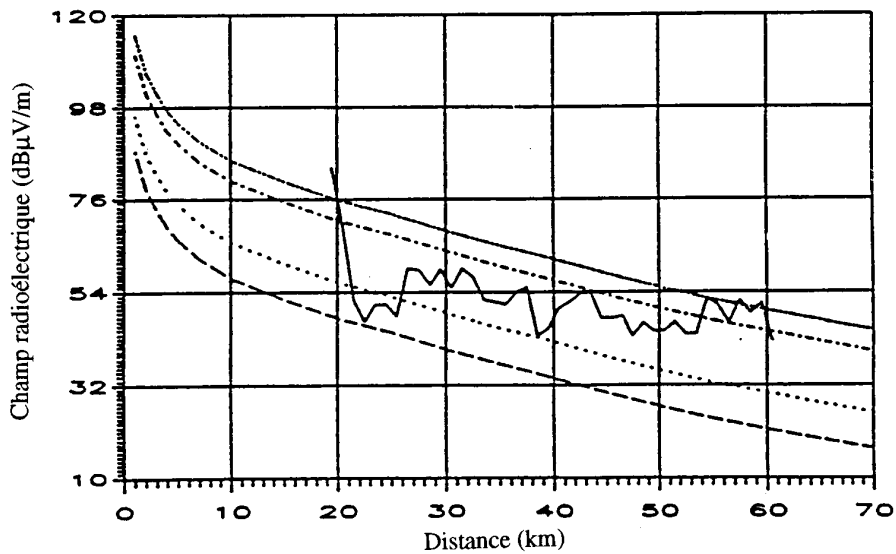
\* HAAT : hauteur au-dessus d'un terrain moyen

FIGURE 32

Comparaisons des résultats de mesure avec les différents modèles d'Okumura, Montréal  
 (p.i.r.e. = 41,1 dBW, HAAT = 235,5 m)  
 a) pour 50% des emplacements  
 b) pour 90% des emplacements



a) Comparaison avec le modèle d'Okumura  
 50% des emplacements à Montréal



b) Comparaison avec le modèle d'Okumura  
 90% des emplacements

- |           |                             |           |   |
|-----------|-----------------------------|-----------|---|
| —         | Résultats de mesure         | -·-·-·-   | Modèle d'Okumura, terrain presque complètement dégagé |
| - - -     | Modèle d'Okumura, urbain    | - - - - - | Modèle d'Okumura, terrain dégagé                      |
| · · · · · | Modèle d'Okumura, suburbain |           |   |

L'antenne pouvait occuper deux positions sur la tour, respectivement à des hauteurs de 97 m et 230 m. Afin d'éviter des pertes excessives dans la ligne de transmission, on a placé l'amplificateur de puissance sur la tour, près de l'antenne. Cet amplificateur pouvait émettre 240 W à la saturation, mais on a réduit sa puissance à 160 W environ, pour l'aligner sur la puissance de sortie adoptée dans les essais en COFDM. On a utilisé une porteuse non modulée pour les mesures de propagation, afin de porter à un maximum les possibilités de mesure des faibles champs (champs pouvant s'abaisser jusqu'à 15 - 20 dB $\mu$ V/m).

On a fait choix de six parcours d'essai pour la mesure des champs, sur des itinéraires approximativement radiaux dans les azimuts 120°, 160°, 170°, 180°, 184° et 200°. Les Fig. 33 et 34 donnent des exemples de profils topographiques sur ces itinéraires. Les valeurs de  $\Delta h$ , calculées selon la définition donnée dans la Recommandation UIT-R PN.370-5, sont respectivement 45,1, 90,4, 90,3, 59,9, 76,9 et 79,9 m. Cela donne un  $\Delta h$  moyen de 73,7 m, supérieur à la valeur utilisée pour tracer les courbes de prévision de la Recommandation UIT-R PN.370-5. Sur chacun des itinéraires, on recueillait les données pour des distances d'environ 5 à 80 km par rapport à l'émetteur.

FIGURE 33  
Azimut 170,  $\Delta h = 90,3$  m

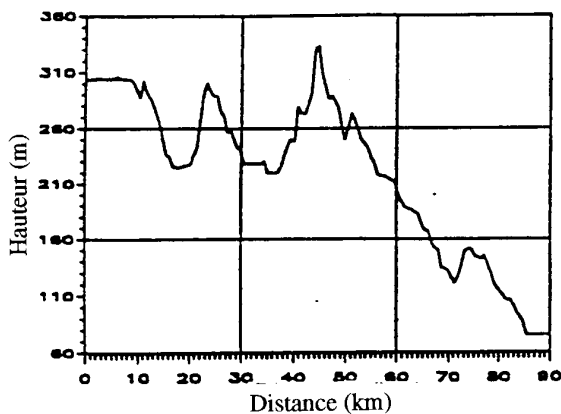
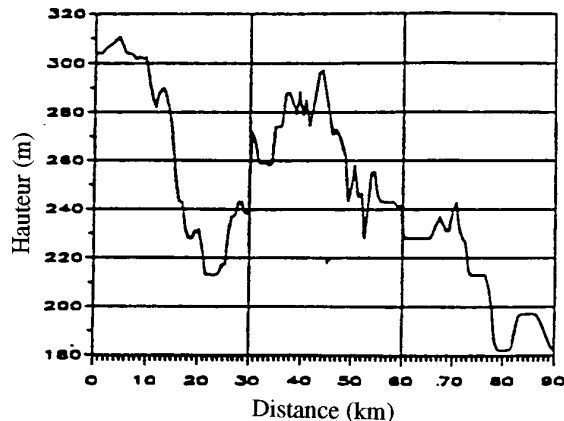


FIGURE 34  
Azimut 184,  $\Delta h = 76,9$  m



Pour les essais avec le réseau RFU, on a installé sur la Tour CN de Toronto un deuxième émetteur qui fonctionnait sur la même fréquence que celui de Barrie (1 468,75 MHz). Les caractéristiques de cette installation sont données dans le Tableau 14.

TABLEAU 14

Coordonnées géographiques de l'émetteur (Tour CN)	Lat. 43°38'33"N Long. 79°23'15"W	
Fréquence de l'émetteur	1 468,75	MHz
Puissance de l'émetteur	160	W
Polarisation	Verticale rectiligne	
Ouverture du faisceau d'antenne (-3 dB)		
Plan E	4	degrés
Plan H	60	degrés
Gain de l'antenne	21	dBi
Hauteur de l'antenne (au-dessus du sol)	364	m
p.a.r.	12,4	kW



### 2.1.5.2 Résultats préliminaires des mesures de propagation

Comme indiqué au § 2.1.5.1, les mesures ont été faites sur six parcours correspondant approximativement à six itinéraires en position radiale dont les azimuts allaient de 120° à 200°. Les résultats présentés ici regroupent les données recueillies sur tous ces itinéraires, ajustées en fonction des variations de la p.a.r. dues aux variations du gain d'antenne dans les différents azimuts. Cet ajustement n'entraînait pas une correction majeure puisque, à l'exception de deux d'entre eux (120° et 200° pour l'antenne 40° seulement), tous les itinéraires tombaient à l'extérieur de l'ouverture de faisceau à -3 dB. Pour estimer la distance de couverture en DAB le long de ces itinéraires radiaux, on a mesuré la valeur de seuil du champ pour le type de récepteur utilisé et pour la génération de matériel Eurêka-147 mise en œuvre. Cette mesure a donné la valeur 39,5 dB $\mu$ V/m.

Les Fig. 35 et 36 permettent de comparer les valeurs du champ reçu pour les deux hauteurs d'antenne (97 m et 230 m) et pour 50% et 90% des emplacements respectivement.

FIGURE 35  
(Courbe inférieure: 97 m au-dessus du sol)

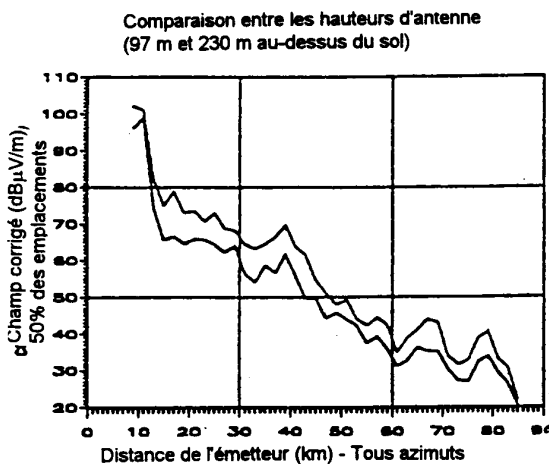
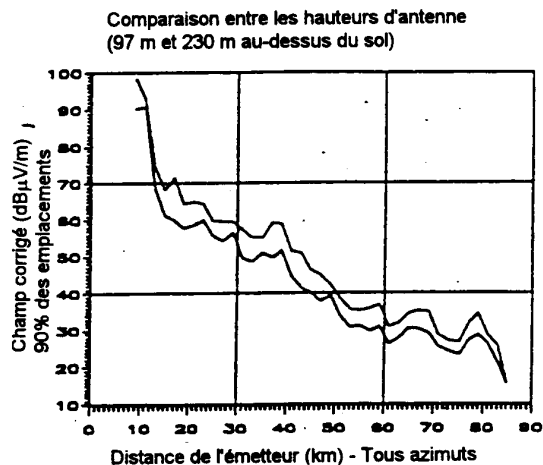


FIGURE 36  
(Courbe inférieure: 97 m au-dessus du sol)



La Fig. 35 (50% des emplacements) fait apparaître une amélioration moyenne de 6,3 dB du champ et la Fig 36 (90% des emplacements), une amélioration de 5,4 dB.

A titre de comparaison, le modèle de l'UIT-R indique une différence de 9 à 10 dB.

### 2.1.5.3 Essais avec réseau RFU

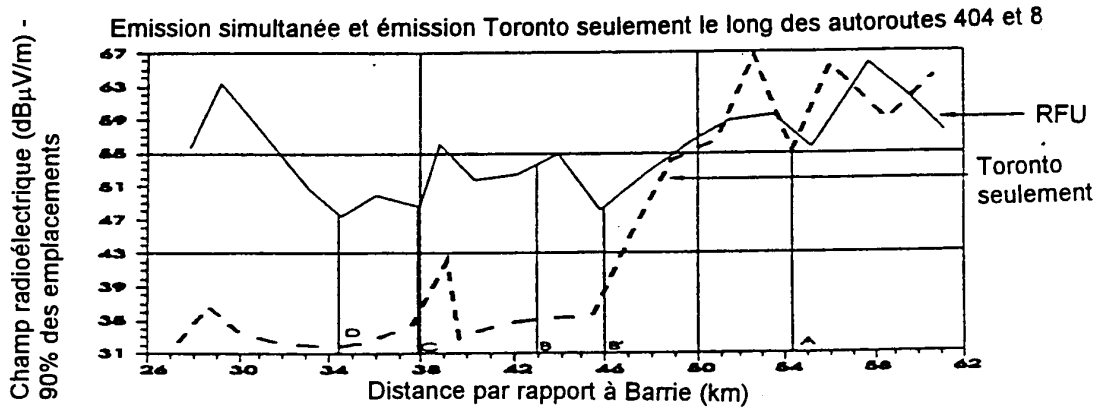
#### 2.1.5.3.1 Mesures des caractéristiques de fonctionnement sur des parcours critiques

Pour mieux évaluer les caractéristiques de fonctionnement du réseau à fréquence unique (RFU), on s'est intéressé spécialement à deux parcours d'étude (SR: Study Routes) critiques. L'un d'eux est analysé ci-après.

Du point de vue du chevauchement de couverture et des temps de propagation différentiels, le SR 404-8 est représentatif des parcours de direction générale N-S couverts par le RFU. Le parcours étudié commence au croisement des autoroutes 404 et 7 (à 23 km de Toronto et 61,2 de Barrie) et se termine au croisement des routes 8 et 32 (à 62 km de Toronto et 26,5 km de Barrie). La Fig. 37 donne les valeurs du champ mesuré sur le parcours, pour l'émission RFU Toronto/Barrie et pour l'émission Toronto seulement (Note 1- Les deux courbes sont décalées d'environ 1 km).

FIGURE 37

Profil du champ sur le parcours 404

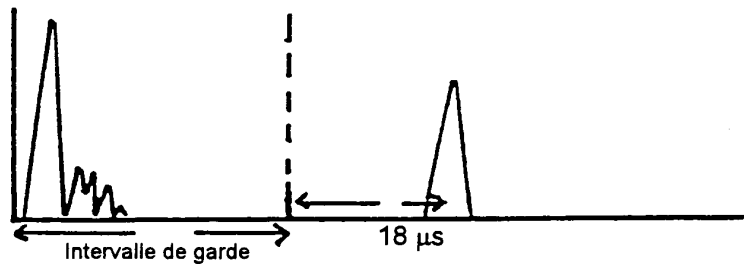


La réception était continue sur toute la longueur de ce parcours, sans mutilation du signal (100% des emplacements). Le passage de l'émission Toronto à l'émission Barrie se faisait sans à-coup.

Observations faites sur le terrain, en relation avec la Fig. 37:

- Le point A se trouve à 37,3 km de Toronto et à 54,3 km de Barrie: le niveau de signal cumulé se situe à 10-20 dB au-dessus du seuil du récepteur. Barrie est extérieur à l'intervalle de garde mais ne brouille pas.
- Le point B se trouve à 42 km de Toronto et à 43 km de Barrie; le niveau de signal cumulé se situe à 5-10 dB au-dessus du seuil, alors que le signal de Toronto seul est à 5 dB au-dessous du seuil. Les deux signaux sont presque en coïncidence dans l'intervalle de garde.
- Le point C se trouve à 48 km de Toronto et à 38 km de Barrie: le niveau de signal cumulé se situe à 7-15 dB au-dessus du seuil, alors que le signal de Toronto seul est à 5 dB au-dessous du seuil. Le signal de Toronto se trouve à 5 µs environ en dehors de l'intervalle de garde.
- Le point D se trouve à 52 km de Toronto et à 34,5 km de Barrie: le niveau de signal cumulé se situe à 5-8 dB au-dessus du seuil, alors que le signal de Toronto seul est à 7 dB au-dessous du seuil. Le signal de Toronto se trouve à 18 µs environ en dehors de l'intervalle de garde (voir la Fig. 38).

FIGURE 38



La Fig. 37 montre qu'à 46 km environ de Barrie ou 38 km de Toronto (point B'), le signal de Toronto se trouve au-dessous du seuil mais il est augmenté par le signal de Barrie qui est reçu

comme un écho additif; cela illustre l'effet positif du réseau RFU en bordure de la zone de couverture de chaque émetteur. Le RFU a pour effet d'étendre la couverture de Toronto jusque dans la couverture de Barrie.

Autre observation aux points C et D: les échos extérieurs à l'intervalle de garde ne causent pas forcément des brouillages, ni une interruption de la réception.

Le parcours 404-8 montre qu'il est possible d'obtenir une couverture continue et sans à-coup avec un réseau RFU dans lequel les émetteurs sont espacés d'environ 80 km, cela dans la bande de fréquences des 1,5 GHz.

### **2.1.5.3.2 Résultats détaillés relatifs à la couverture d'un réseau RFU**

D'autres mesures sur le terrain ont été faites dans le réseau Toronto-Barrie pour préciser la couverture obtenue avec cette configuration et comparer les résultats avec la couverture prévue. Les lignes épaisses en trait mixte de la Fig. 39 représentent les parcours suivis pour ces mesures détaillées de la couverture. La longueur totale de ces parcours de mesure dépasse 270 km. La zone étudiée correspond grosso modo à la partie centrale de la zone de couverture comprise entre les stations d'émission de Toronto et de Barrie: l'expérience acquise en couverture MF montre que cette zone correspond à la région la plus difficile pour l'obtention d'une bonne couverture MF à partir de Toronto. Cette conclusion est confirmée par la couverture prévue du réseau RFU, également représentée dans la Fig. 39. Dans cette figure, les zones faiblement ombrées correspondent aux emplacements prévus où le champ des émetteurs de Toronto ou de Barrie ne serait pas suffisant pour la réception en DAB. La Fig. 39 montre que les parcours de mesure choisis correspondent à la zone prévue pour la moins bonne couverture du RFU.

Pour l'analyse de la couverture, on a surveillé la réception DAB en se déplaçant à des vitesses normales sur autoroute. Lorsqu'une interruption saccadée de la réception se produisait, on repérait, à l'aide du récepteur GPS, les emplacements correspondant respectivement au début et à la fin de l'interruption. Les mesures ont porté sur deux types d'interruption: interruptions de signaux faibles, survenant lorsque le niveau du signal reçu était inférieur au seuil du récepteur, qui correspondait à un champ d'environ  $42 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ ; et interruptions provoquées par le brouillage dû au signal cocanal retardé, en provenance de l'émetteur de Toronto ou de Barrie. Une interruption de ce deuxième type intervenait lorsque le temps de propagation différentiel de l'écho provenant de Toronto ou de Barrie avait une durée supérieure à l'intervalle de garde et une amplitude suffisante pour donner une interruption, même si le niveau du signal reçu se trouvait au-dessus du seuil du récepteur. L'intervalle de garde était de  $32 \mu\text{s}$  dans le système DAB Eurêka-147 de deuxième génération.

#### **Interruptions des signaux faibles**

Les surfaces fortement ombrées de la Fig. 39 correspondent aux zones dans lesquelles il y avait perte du signal audio pour cause de champ trop faible. Les mesures ont porté sur un total de 46 zones, de taille comprise entre 100 m et 2 km.

La superficie totale de ces zones de mesure où se produisaient des interruptions ou une réception intermittente avec une faible fiabilité de service représente quelque 6,6% de la zone de couverture soumise aux mesures. On a obtenu une assez bonne corrélation entre les interruptions prévues (surfaces légèrement ombrées de la Fig. 39) et les interruptions mesurées (surfaces fortement ombrées).

#### **Interruptions dues au brouillage**

La Fig. 40 indique les emplacements où le signal audio disparaissait du fait du brouillage. On obtenait cet effet lorsque l'écho actif provenant de l'émetteur de Barrie ou de Toronto (selon que

le récepteur était synchronisé sur l'un ou l'autre de ces deux signaux) était suffisamment retardé pour tomber à l'extérieur de l'intervalle de garde et avait une amplitude suffisante pour provoquer l'interruption. La Fig. 40 contient deux familles de courbes, qui indiquent les lieux où les échos actifs étaient du type additif, pour deux valeurs de l'intervalle de garde. Les courbes intérieures correspondent à l'intervalle de garde de 32  $\mu$ s (équipement Eurêka-147 de deuxième génération); les courbes extérieures correspondent à l'intervalle de garde de 64  $\mu$ s, qui sera utilisé dans la prochaine phase des essais avec RFU. Les lieux où se produisaient les interruptions sont figurés par des segments de ligne droite, car ce type d'interruption persiste généralement sur des distances de 100 m, ou moins. On a mesuré au total 33 interruptions de ce type, qui se répartissaient assez également (17 et 16) entre deux zones situées respectivement à 25 km de Toronto et à 34 km de Barrie. Comme on l'avait prévu, il n'y avait pas d'interruptions mesurables dans la zone où l'intervalle de garde était de 32  $\mu$ s. Soixante-dix pour cent (70%) des interruptions avaient lieu dans la zone où l'intervalle de garde était de 64  $\mu$ s; elles seraient donc éliminées si ce mode d'exploitation était adopté.

Les résultats de l'étude détaillée de la couverture conduisent à formuler la conclusion suivante: il est possible de réaliser une disponibilité de couverture supérieure à 90% pour la réception dans les véhicules, avec un réseau RFU simple à deux émetteurs équipés d'antennes directives et avec des émetteurs espacés de plus de 80 km. Cela étant, on peut prévoir des disponibilités atteignant 99% dans des RFU soigneusement réalisés, complétés par des réémetteurs d'appoint et des extenseurs de couverture, le cas échéant, avec un intervalle de garde plus long et des récepteurs plus performants.

FIGURE 39

Interruptions (mesurées et prévues) pour cause de signaux faibles

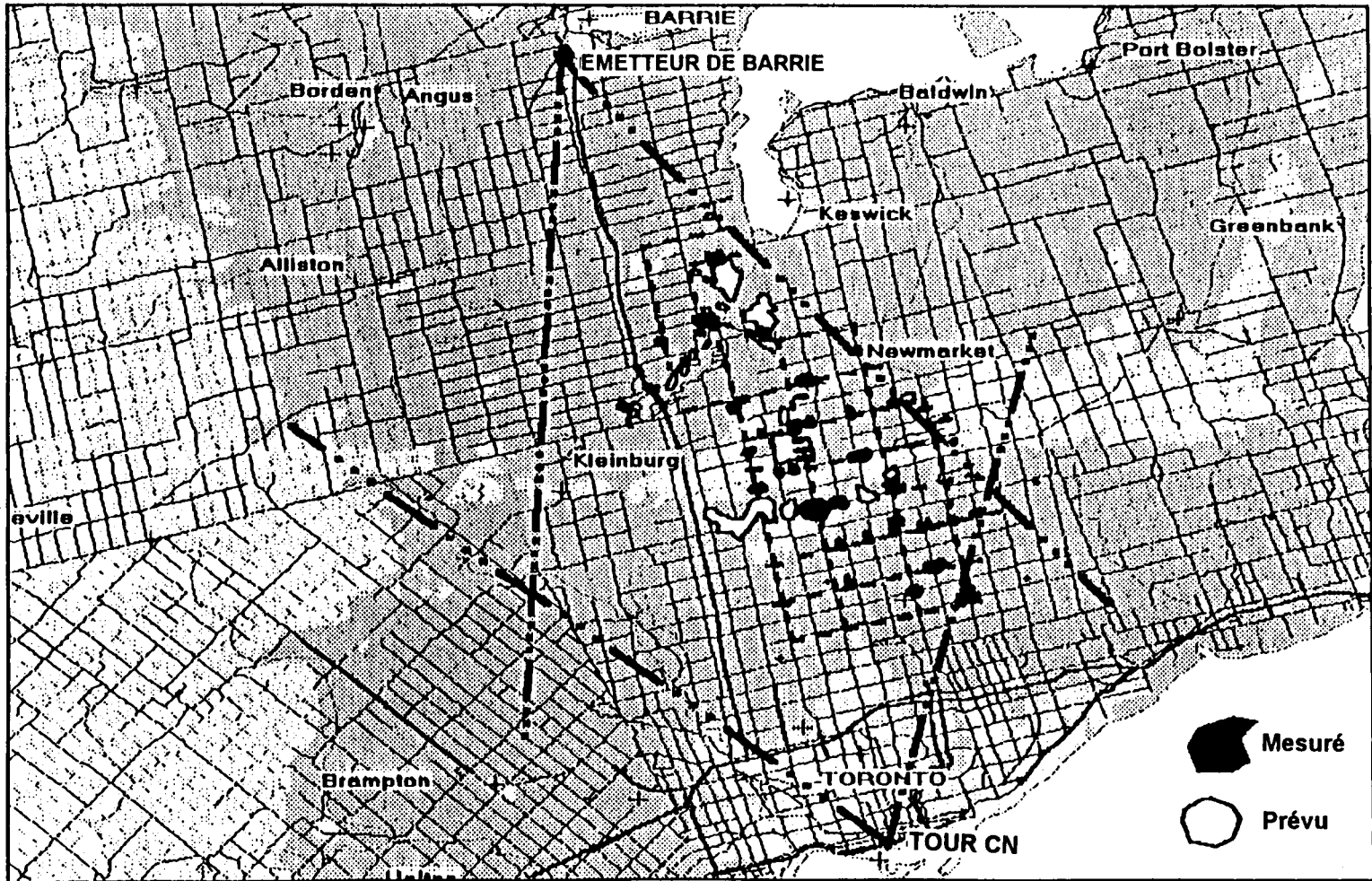
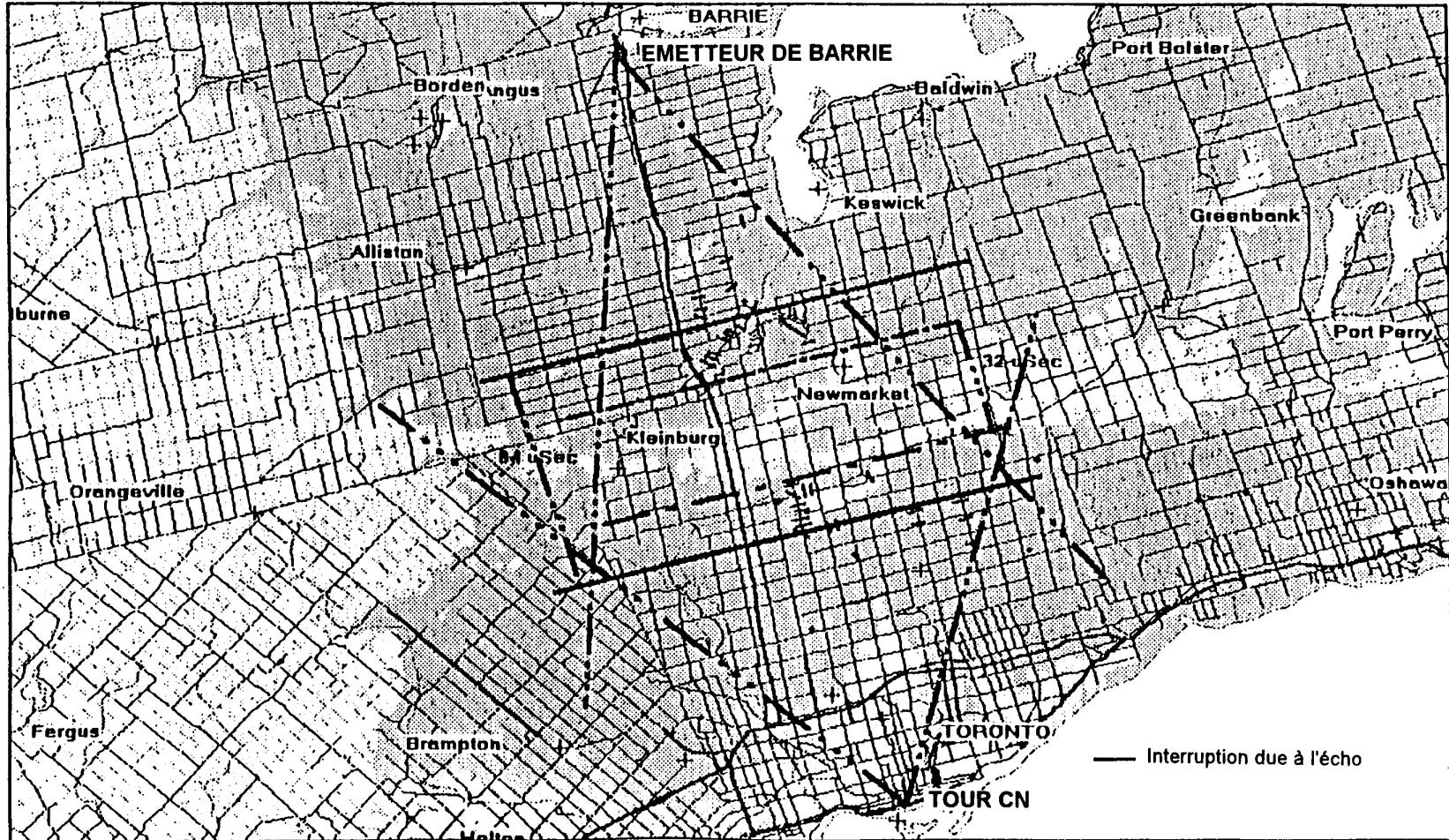


FIGURE 40

Interruptions dues aux brouillages (échos extérieurs à l'intervalle de garde)



#### **2.1.5.4 Conclusions**

Les mesures permettent de conclure que, dans un réseau RFU appliquant la modulation COFDM à 1,5 GHz, il est possible d'espacer les émetteurs de 85 km, et probablement plus. Cette distance est très supérieure à celles que l'on détermine lorsqu'on fait l'hypothèse que les échos extérieurs à l'intervalle de garde ne sont pas admis.

Les essais sur réseau RFU décrits plus haut ont été effectués avec un intervalle de garde de 32  $\mu$ s, et on a obtenu des résultats extrêmement intéressants avec un espacement de 83 km entre les émetteurs. Un tel intervalle de garde ne permet pas de faire face à toutes les situations de la pratique mais on a constaté que, dans presque tous les cas étudiés, un intervalle de garde plus long, voisin des 64  $\mu$ s proposés pour le Mode II, serait suffisant.

D'autres mesures devront être faites pour spécifier plus complètement les caractéristiques de fonctionnement du RFU 1,5 GHz pour l'obtention d'un service à grande disponibilité et avec plus de deux émetteurs, y compris, le cas échéant, des réémetteurs d'appoint et des extenseurs de couverture.

Autre conclusion: il est possible d'assurer la couverture, avec une grande disponibilité à 1,5 GHz, de zones ayant un rayon supérieur à 40 km, même sur terrain difficile, avec un seul émetteur rayonnant des p.a.r. comparables à celles que l'on rencontre dans les bandes B.m. On a calculé les moyennes, sur six parcours radiaux autour de Barrie, des résultats fournis par les premières mesures de couverture: on a constaté ainsi que la couverture s'étendait sur plus de 50 km pour 90% des emplacements et pour une p.a.r. d'émission de 17 kW, soit 2 kW par canal stéréo.

Enfin, ces essais ont montré que le concept RFU est extrêmement puissant lorsqu'il s'agit d'améliorer la disponibilité du service avec un bon rendement en spectre et en puissance. Il serait possible théoriquement de couvrir, avec une disponibilité de 90% à 99%, une zone d'environ 80 x 160 km avec deux émetteurs à antennes équidirectives rayonnant des p.a.r. de l'ordre de 10 kW et utilisant la même fréquence de la bande des 1,5 GHz. Cette possibilité théorique existerait avec un système de radiodiffusion sonore numérique du type COFDM, par exemple, dans lequel les échos actifs peuvent avoir un effet additif.

#### **2.1.6 Mesures récentes pour caractérisation des canaux à large bande à 1,5 GHz**

##### **2.1.6.1 Introduction**

Pour préparer l'utilisation, par la radiodiffusion sonore numérique, de la bande 1 452-1 492 MHz attribuée à ce service par la CAMR-92, il est nécessaire de mieux connaître les caractéristiques des canaux. On a entrepris au Canada un programme de mesures destiné à recueillir et à compiler des informations sur le canal, en s'intéressant dans un premier temps à la transmission de Terre. On trouvera ci-après les premiers résultats relatifs aux caractéristiques du canal 1,5 GHz en ce qui concerne la propagation par trajets multiples.

##### **2.1.6.2 Appareillage et méthodologie de mesure**

Les résultats présentés ici ont été déduits des données obtenues avec un appareillage mobile de mesure de la réponse impulsionnelle. L'émetteur est constitué par un générateur de séquences de pseudo-bruit PN (séquence de 511 bits, fréquence d'horloge 5 MHz), équipé d'une référence de temps/fréquence stable (rubidium), d'un circuit élévateur de fréquence en RF, d'un amplificateur de puissance et d'une antenne polarisée verticalement. Le système de réception, installé dans un minibus standard, comprend les éléments suivants: une antenne de réception unipolaire quart d'onde montée près du centre du toit du véhicule, un amplificateur à faible bruit, un circuit abaisseur de fréquence et une référence au rubidium. A la sortie du récepteur, les signaux de bande de base, en phase et en

quadrature, sont échantillonnés à 10 MHz et numérisés à 8 bits. En chaque point de mesure, on prélevait des blocs de 4 096 échantillons complexes, qui servaient par la suite au calcul d'un «instantané» de la réponse impulsionnelle. Dans une série de mesures donnée, les points de mesure sont normalement séparés par des intervalles de 5 cm (environ un quart de longueur d'onde). Chaque bloc contient plusieurs répétitions de la séquence PN (quatre répétitions pour les blocs de 4 096 échantillons), ce qui permettra d'améliorer le rapport signal/bruit des données dans la suite du traitement. Les échantillons sont ensuite traités hors ligne par corrélation avec une réplique stockée en mémoire du signal de la séquence PN; ce traitement donne une série d'instantanés de la réponse impulsionnelle. On a obtenu la séquence mémorisée en connectant dos à dos l'émetteur et le récepteur, c'est-à-dire que l'influence des filtres du système et des autres composants était prise en compte. Une série de mesures typique fournit 2 048 instantanés de la réponse impulsionnelle sur une distance d'environ 100 m. Le système de mesure donne un rapport MPSR (Multipath Power Sensitivity Ratio: rapport de sensibilité de puissance en propagation par trajets multiples) meilleur que 30 dB pour des signaux d'entrée de niveau au moins égal à -100 dBm. Le MPSR est le rapport de puissance entre la plus grande crête de la réponse impulsionnelle et la plus grande crête du bruit dans l'opération de corrélation. Les crêtes de bruit peuvent être dues au bruit du récepteur ou aux lobes latéraux engendrés par le processus de corrélation mutuelle. C'est cette dernière cause qui prévaut dans le cas des signaux d'entrée de plus de -100 dBm, ce qui détermine la limite inférieure pour le niveau des composantes de propagation par trajets multiples qui peuvent être distinguées. Ce niveau est nettement inférieur à celui qui aurait un effet sensible sur la qualité de fonctionnement d'un système de communication.

Une fois calculées les réponses impulsionnelles (sous la forme de profils puissance-délai), on les examine visuellement en se servant d'un logiciel conçu à cette fin: les enregistrements qui présentent des problèmes évidents, par exemple un rapport signal/bruit médiocre (rapport MPSR inférieur à 20 dB environ), sont éliminés dès ce stade de l'analyse. On calcule ensuite les divers paramètres de la propagation par trajets multiples dans le domaine temporel, pour chaque profil de réponse impulsionnelle, et l'on regroupe ensemble les fichiers de données correspondant à des conditions de mesure similaires, pour préparer les résumés statistiques.

A ce jour, des mesures ont été faites avec des émetteurs situés dans trois zones:

- Barrie, Ontario: p.i.r.e. = 6,2 kW; ouverture de faisceau = 120°;  
hauteur d'antenne = 230 m (au-dessus du niveau du sol)
- Trois rivières, Québec: p.i.r.e. = 5 kW; ouverture de faisceau = 120°;  
hauteur d'antenne = 200 m (au-dessus du niveau du sol)
- Ottawa, Ontario: p.i.r.e. = 180 kW; ouverture de faisceau = 360°;  
hauteur d'antenne = 61 m (au-dessus du niveau du sol)

Dans les essais effectués à Barrie, les points de mesure étaient situés dans toute une série de milieux suburbains et, en majorité, ruraux. Dans cette zone, le terrain est en grande partie vallonné et boisé. Dans le cas de Trois Rivières, un plus grand nombre de mesures ont été faites en milieu urbain, dans une petite ville de 50 000 habitants environ. Quant aux mesures en milieu rural, la plupart ont été effectuées dans une large vallée fluviale comprenant de vastes espaces dégagés. Le fleuve coule en direction générale est-ouest, bordé au nord par des collines et au sud par une plaine. Un petit nombre de mesures ont été faites dans les collines. Dans le cas d'Ottawa, les points de mesure étaient pris dans des milieux qui allaient du suburbain au milieu fortement urbanisé, dans une zone métropolitaine de quelque 800 000 habitants.



### 2.1.6.3 Résultats

Les résultats présentés ci-après sont un sous-ensemble des résultats proposés dans le Rapport UIT-R PN.1144 pour caractériser les voies de transmission du service mobile terrestre à large bande. Dans chaque cas, le point de données est pris dans une section représentative de la fonction de distribution cumulative (FDC) pour le paramètre considéré (généralement, le point à 80% ou 90%). On trouvera ci-après la définition des paramètres figurant dans les tableaux et leurs abréviations:

**Le retard excédentaire moyen ( $T_D$ )** est le moment du premier ordre du profil puissance-densité de la réponse impulsionnelle, avec comme point de référence le retard en visibilité directe.  $T_{D90}$  représente le point 90% sur la courbe de la fonction FDC: cela signifie que 10% seulement des réponses impulsionnelles mesurées avaient des retards moyens supérieurs à cette valeur.

**L'étalement des retards ( $S$ )** est la racine carrée du moment central du second ordre du profil puissance-densité de la réponse impulsionnelle (c'est-à-dire l'écart type).  $S_{90}$  est le point 90% sur la courbe de la FDC de l'étalement du temps de propagation.

**La fenêtre des retards ( $W_q$ )** est la longueur de la partie centrale de la réponse impulsionnelle, qui contient un certain pourcentage  $q$  de l'énergie totale - telle que l'énergie extérieure à la fenêtre est divisée en deux parties égales: en amont et en aval de la fenêtre.

**L'intervalle des retards ( $I_p$ )** est l'intervalle de temps qui s'écoule entre l'instant où l'amplitude de la réponse impulsionnelle dépasse pour la première fois un seuil donné,  $p$ , et l'instant où cette amplitude s'abaisse en dessous de ce seuil pour la dernière fois. Le seuil est rapporté à la plus grande crête de la réponse impulsionnelle et sa valeur est exprimée en décibels; exemple:  $I_{12}$  = intervalle des retards pour un seuil situé à 12 dB au-dessous de la crête.

La terminologie employée ici reprend celle du Rapport UIT-R PN.567, qui définit également les relations mathématiques existant entre ces paramètres. Dans le tableau récapitulatif que l'on verra plus loin, on a indiqué les valeurs de la différence  $T_{D90} - T_{D10}$  au lieu de la valeur du retard excédentaire moyen lui-même. Cette grandeur a reçu le nom de «gigue» du retard excédentaire moyen [de Weck et autres, 1988]; elle a tendance à prendre des valeurs élevées dans les zones où le trajet direct en provenance de l'émetteur est bloqué par intermittences. Dans le calcul du retard moyen et de l'étalement des retards, les limites d'intégration sont déterminées par un niveau de coupure qui représente une certaine marge au-dessus du bruit de fond (le «bruit» étant formé par le bruit du récepteur et par les lobes latéraux de la corrélation). Pour ces mesures, on a fixé le niveau de coupure à 3 dB au-dessus du bruit de fond.

Les catégories de milieu considérées pour caractériser les points de mesure sont reprises du Rapport UIT-R PN.567, à savoir:

<i>Catégorie</i>	<i>Description</i>
1	Rivières, lacs et mers
2	Zones rurales dégagées, par exemple champs et landes avec peu d'arbre
3	Zones rurales, similaires à celles ci-dessus mais avec quelques régions boisées, par exemple des parcs
4	Zones rurales boisées (bois ou forêts)
5	Zones suburbaines à faible densité d'habitations et domaines industriels modernes
6	Zones suburbaines à/ou faible densité d'habitations
7	Zones urbaines, avec des bâtiments jusqu'à trois étages mais avec quelques espaces dégagés entre les bâtiments
8	Zones urbaines de forte densité avec quelques bâtiments de plus de trois étages
9	Zones urbaines denses dans lesquelles la majorité des bâtiments ont plus de trois étages et quelques-uns peuvent être qualifiés de «gratte-ciel».

Ces catégories sont mentionnées dans la colonne «Type de zone» du tableau récapitulatif des résultats.

#### **2.1.6.4 Discussion et conclusions**

Les résultats préliminaires montrent que, s'agissant de la propagation par trajets multiples, la bande des 1,5 GHz a des caractéristiques très proches de celles des bandes B.dm, dont les fréquences sont plus basses et pour lesquelles on possède davantage de données. Les données quantitatives sont aussi très voisines de celles qui ont été obtenues par un certain nombre d'auteurs à 900 MHz [COST 207, 1989]. Les résultats recueillis jusqu'à présent indiquent que les caractéristiques de propagation par trajets multiples du canal de radiodiffusion de Terre à 1,5 GHz ne poseront aucun problème pour les signaux COFDM en présence d'intervalles de garde de durée égale ou supérieure à 32  $\mu$ s. Cette conclusion s'impose après l'analyse des résultats relatifs à la fenêtre des retards et à l'intervalle des retards.

**TABLEAU 15**  
**Récapitulation des résultats de mesure à 1,5 GHz**  
**(retards en  $\mu$ s)**

	Type de zone	Retard moyen	Étalement des retards		Fenêtre des retards						Intervalle des retards					
		TD90 - TD10			FDC 80%			FDC 90%			FDC 80%			FDC 90%		
		S80	S90	W90	W75	W50	W90	W75	W50	I9	I12	I15	I9	I12	I15	
Barrie Ontario	5,6	1,70	1,43	1,98	1,8	0,6	0,3	4,1	1,2	0,4	0,7	0,8	1,2	0,8	1,4	3,8
	4	1,76	2,72	4,29	3,4	1,4	0,7	5,5	2,0	1,0	1,2	1,6	2,6	1,6	2,4	3,5
	2,3	2,10	2,35	4,76	2,1	1,5	0,8	4,9	1,7	1,3	1,6	1,9	2,1	1,9	2,1	2,9
Ottawa Ontario	9	1,52	3,18	4,09	5,7	3,1	1,6	9,8	3,7	2,0	3,3	4,4	6,3	4,2	5,6	14,2
	7,8	2,09	2,65	3,75	4,8	3,2	1,9	5,8	4,1	2,6	3,3	4,4	5,2	5,1	5,5	13,2
	6	2,57	4,07	5,62	10,8	5,0	2,5	14,4	10,0	3,3	4,3	10,0	11,1	9,7	14,4	16,0
	5	3,76	5,14	5,69	9,5	3,0	2,2	12,8	9,6	5,1	2,8	3,1	9,5	3,3	10,7	13,3
Trois Rivières Québec	7,8	4,43	4,23	5,2	10,4	6,4	3,6	17,8	8,0	5,0	6,2	8,6	18,0	8,5	18,3	21,8
	5,6	3,06	3,81	6,29	6,6	1,8	0,7	22,9	8,9	1,9	1,1	1,9	1,9	1,9	8,0	8,0
	4	1,55	1,91	4,05	3,1	1,8	0,6	9,7	2,7	1,2	1,0	2,1	3,1	2,2	3,2	3,9
	2,3	0,96	1,28	2,25	2,2	0,9	0,4	3,6	1,7	0,7	0,8	1,2	2,0	1,4	2,4	3,0

## 2.2 Résultats des mesures sur le terrain effectuées en Europe

### 2.2.1 Introduction

En septembre 1993, afin d'améliorer les prévisions de propagation et de couverture de la radiodiffusion sonore numérique de Terre dans les zones urbaines et rurales, le CCETT a effectué un grand nombre de mesures du champ dans une large bande de fréquences, sur des émissions rayonnées par une antenne unique, installée sur la tour de France Télécom à Rennes (France). Cette étude expérimentale a été faite dans la bande des 1 500 MHz, avec utilisation d'un équipement prototype de troisième génération du Système numérique A.

### 2.2.2 Caractéristiques du système et de l'émission

Ces caractéristiques étaient les suivantes:

- *Caractéristiques du système*

- Bloc de fréquences:	1,536 MHz
- Modulation:	COFDM
- Durée des symboles:	156 $\mu$ s en Mode III 312 ms en Mode II
- Intervalle de garde:	31 $\mu$ s en Mode III 62 $\mu$ s en Mode II
- Taux du codage convolutif:	0,34 à 0,74
- Débit binaire utile avec le taux de code 0,5:	1 152 kbit/s
- Rendement spectral avec le taux de code 0,5:	0,75

- *Caractéristiques de l'émission*

- Puissance active maximale:	250 W
- Puissance active linéaire:	80 W (recul de 5 dB)
- Gain de l'antenne d'émission:	17 dBi (ouverture 45°)
- p.a.r. max.:	2,2 kW
- Hauteur de l'antenne:	101 m (au-dessus du niveau du sol)
- Antenne de réception:	unipolaire $\lambda/4$ (0 dBi)

### 2.2.3 Méthodes de mesure

Les mesures ont été effectuées sur huit parcours. Dans chaque cas, on mesurait la distance et le niveau de puissance sur le parcours. Les distances prises en compte étaient les «distances parcourues», déterminées à l'aide d'un transducteur de distance. Il est clair que ces distances diffèrent des distances qui séparent l'émetteur du récepteur. Pour chaque fraction de distance d'un

mètre, on faisait une mesure de puissance avec un dispositif à déclenchement commandé, relié à un transducteur de distance.

## 2.2.4 Méthodes de traitement

En se fondant sur les résultats des mesures de distances et sur des données fournies par l'Institut géographique national, on a calculé les hauteurs de terrain. Le modèle de prévision utilisé était un modèle d'Okumura pour la radiodiffusion, modifié par le CCETT. Cette modification du modèle a été faite pour tenir compte de la différence entre les canaux à bande étroite et les canaux à large bande. Les courbes de distribution et les écarts types étaient calculés sur la base des résultats de mesure.

### 2.2.5 Résultats

Pour bien comprendre les résultats donnés ci-après, on examinera tout d'abord les Fig. 41 et 42 qui représentent respectivement les distributions théoriques log-normale et de Rayleigh.

FIGURE 41

#### Distribution log-normale

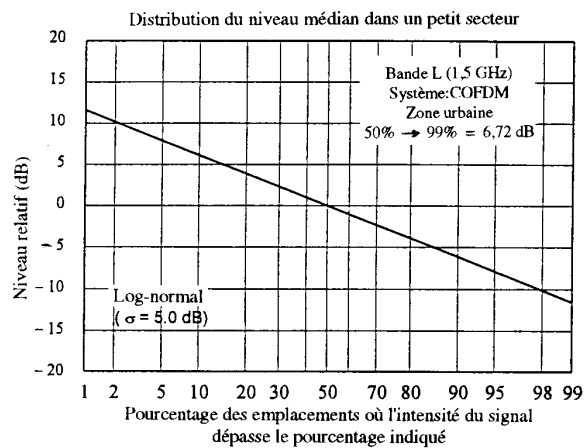
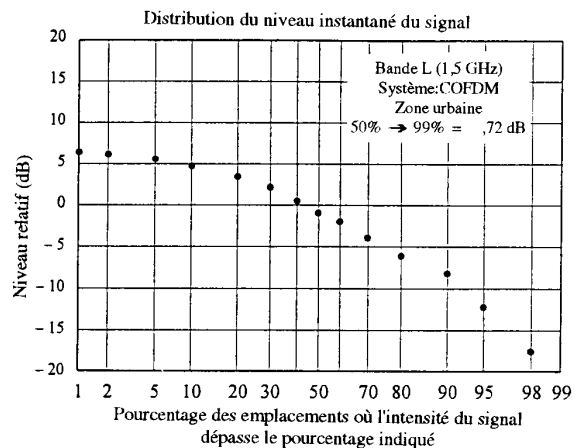


FIGURE 42

#### Distribution de Rayleigh



Les résultats pertinents sont donnés dans les Fig. 43 à 48. Ces résultats concernent le parcours sur la route de Plelan. Les Fig. 43 et 46 se rapportent respectivement à des zones urbaines et rurales, qui ont été analysées indépendamment d'après des modèles de prévision différents. Quatre courbes ont été tracées sur chacune de ces deux figures:

- 1) une courbe des niveaux de puissance. Toutes les valeurs mesurées portées sur cette courbe ont été relevées à l'entrée de l'antenne;
- 2) un profil des hauteurs du terrain;
- 3) une courbe de prévision à 50%;
- 4) une courbe de prévision à 99%, déduite de la courbe 3) par application d'une marge de 12 dB.

Concernant ces Fig. 43 et 48, il est intéressant de noter la corrélation étroite qui existe entre la courbe des niveaux de puissance et le profil des hauteurs du terrain.

Les Fig. 44 et 47, 45 et 48 donnent des graphiques des distributions calculées concernant respectivement des zones étendues (300 m) et de petites zones (50 m), pour des régions urbaines et rurales sur le parcours de la route de Plelan. Les courbes de distribution ont été tracées compte tenu des points de mesure du niveau de puissance. Dans ces graphiques, chaque courbe a été obtenue par

traitement de tous les points compris dans l'intervalle de mesure. Ces analyses ont pour but de comparer ces graphiques de distribution avec la distribution log-normale et celle de Rayleigh (Fig. 41 et 42).

### 2.2.6 Conclusions

On peut formuler les conclusions suivantes:

- 1) Le modèle UIT-R utilisé sur une zone étendue (intervalle de 300 m) est vérifié par la loi log-normale, avec les valeurs suivantes:

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

marge de variation en emplacements; 50% à 99%  $\approx$  11,3 dB.

- 2) Comme on le prévoyait, et en raison de la grande largeur de spectre du signal, le modèle Rice-Nagakami utilisé dans les petites zones (intervalle de 50 m) ne donne pas un bon ajustement avec les résultats de mesure. La distribution log-normale permet une meilleure prévision des données de mesure dans les petites zones. L'écart type pour cet ajustement de la loi log-normale est de 4,7 dB et la marge de variation en emplacements 50% à 99% est d'environ 10,6 dB.

ROUTE DE PLEPLAN (ZONE URBAINE)

FIGURE 43  
 Courbes "urbaines", route de Plelan

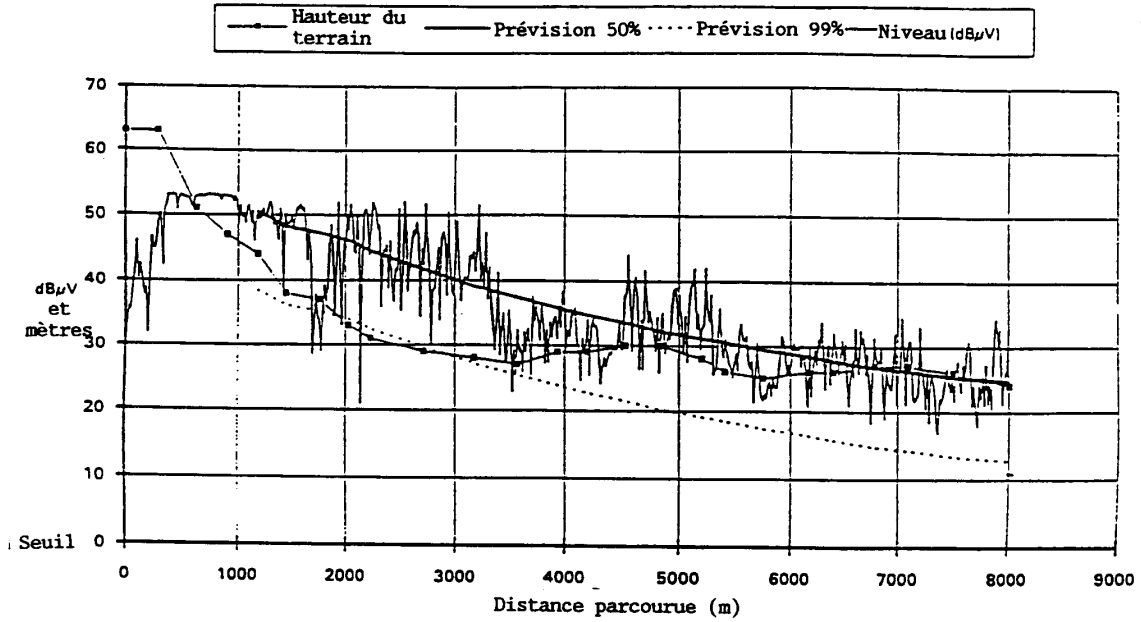


FIGURE 44  
 Zone urbaine étendue, route de Plelan

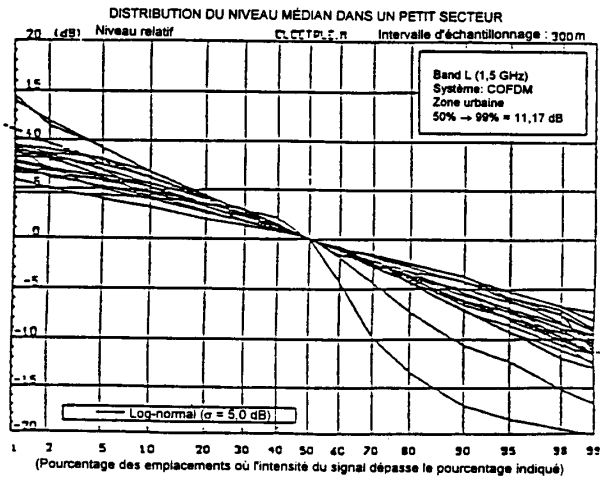
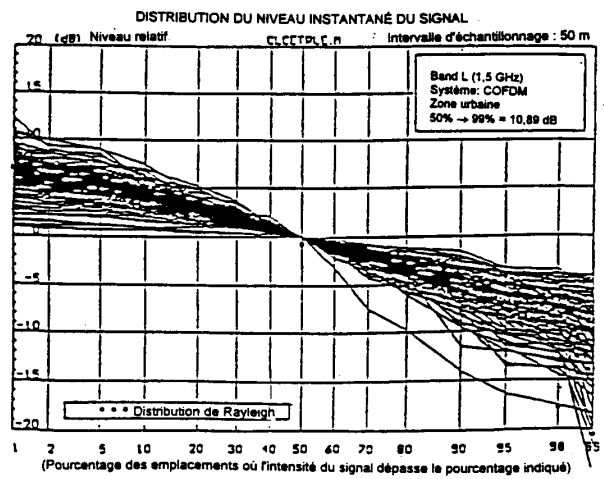


FIGURE 45  
 Petite zone urbaine, route de Plelan



ROUTE DE PLELAN (ZONE RURALE)

FIGURE 46  
Courbes "rurales", route de Plelan

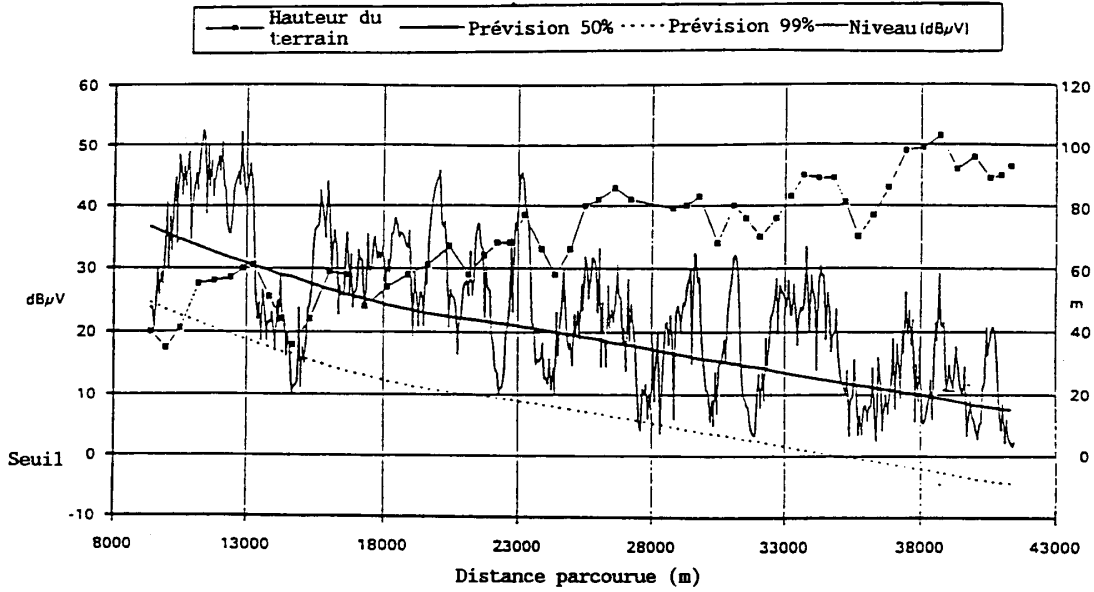


FIGURE 47  
Zone rurale étendue, route de Plelan

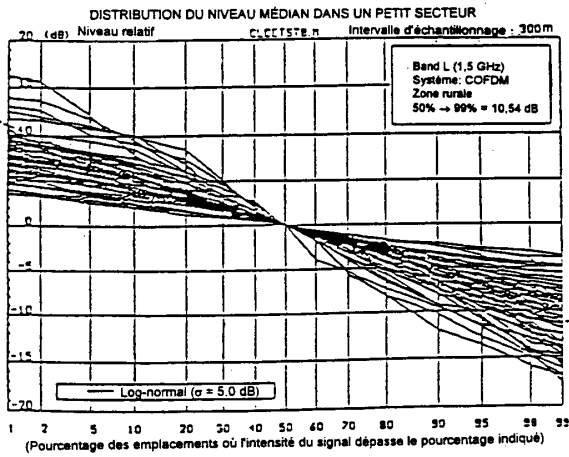
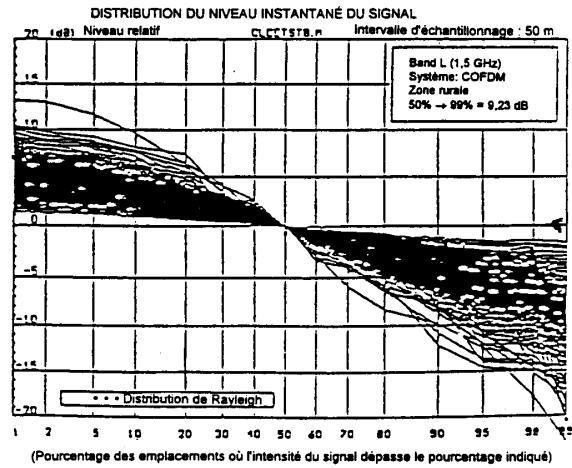


FIGURE 48  
Petite zone rurale, route de Plelan





### 3 Résultats expérimentaux obtenus au-dessous de 1 000 MHz

#### 3.1 Généralités

Le § 4.2 du corps du Rapport spécifie des bandes de fréquences pouvant être envisagées pour les services DAB-T. Au Royaume-Uni, on s'est intéressé plus particulièrement aux bandes III et I de la radiodiffusion. Les résultats détaillés donnés dans le § 3.2 ont été obtenus dans un réseau à fréquence unique expérimental composé de six émetteurs à faible puissance, mis en place dans une zone située au sud de Londres, au voisinage immédiat de la ville. La plupart des essais ont été effectués à 211 MHz, mais deux des stations possédaient aussi des émetteurs qui fonctionnaient sur 64 MHz.

Les signaux étaient enregistrés dans un véhicule d'expérimentation portant une antenne montée sur le toit (à 1,5 m environ au-dessus du sol) et équipée d'un système d'enregistrement du champ piloté par un ordinateur.

#### 3.2 Variations du champ selon les emplacements

##### 3.2.1 Comparaisons entre les écarts types du champ pour des signaux d'ondes entretenues et des signaux de RSN-T ayant une largeur de spectre de 1,75 MHz

Pour comparer les variations, selon les emplacements, des signaux à large spectre et des émissions à bande étroite prises en compte dans la Recommandation UIT-R PN.370, on a mesuré successivement, sur deux parcours, des signaux d'ondes entretenues et des signaux de radiodiffusion sonore numérique (RSN, largeur de spectre 1,75 MHz). Ces parcours étaient longs, respectivement, de 3 km et 8 km; sur chacun d'eux, on mesurait les émissions provenant de trois sources différentes. Pour une de ces sources, des mesures comparatives ont été faites également sur un troisième parcours de 10,5 km. Dans chaque série de mesures, la distribution en fonction des emplacements était en fait une distribution log-normale, au moins dans l'intervalle limité par 1% et 99% des emplacements.

Le Tableau 16 indique les résultats obtenus, exprimés en valeurs des écarts types.

TABLEAU 16

**Comparaison des écarts types des variations, en fonction des emplacements, de signaux d'ondes entretenues et de signaux de RSN (largeur de spectre 1,75 MHz)**

Emetteurs	Parcours	Ecart type (dB)		Rapport RSN/ondes entretenues (dB)
		Ondes entretenues.	RNS	
A	1	9,2	5,7	0,62
	2	9,5	6,5	0,65
B	1	7,0	4,5	0,64
	2	8,0	4,5	0,56
	3	9,7	6,5	0,67
C	1	9,7	4,5	0,47
	2	9,7	5,5	0,57
	Moyennes	9,0	5,4	0,60

Ces résultats mettent en évidence une diminution notable de l'écart type (par un facteur de 0,6), sous l'effet, entre autres, des deux causes suivantes: faible hauteur de l'antenne et diagramme équidirectif de l'antenne.

### 3.2.2 Comparaisons entre des signaux de RSN ayant des largeurs de spectre différentes, dans des types de milieu différents

Les résultats consignés dans le Tableau 17 donnent les écarts types mesurés à 211 MHz dans plusieurs zones de 0,5 km<sup>2</sup>, situées à des distances de 6 et 12 km par rapport à l'émetteur. Les mesures ont été faites avec des largeurs de bande de 1,75 MHz et 3,5 MHz dans le service RSN et les zones considérées ont été ventilées entre trois types de milieu différents. Le tableau donne les valeurs de l'écart type et de la différence entre les niveaux dépassés en 50% et 99% des emplacements.

TABLEAU 17  
**Variations du niveau des signaux pour plusieurs largeurs de bande et plusieurs milieux**

Milieu	Largeur de bande 1,75 MHz		Largeur de bande 3,5 MHz	
	écart type (dB)	variation 50%-99% (dB)	écart type (dB)	variation 50%-99% (dB)
Fortement urbanisé	5,5	12,9	5,6	13,1
Urbain	5,2	12,0	5,0	11,7
Suburbain	6,0	13,9	6,2	14,5
Moyenne	5,6	12,9	5,6	13,0

Les résultats montrent que la différence est négligeable entre les deux largeurs de bande et entre les types de milieu. Les écarts types sont un peu plus grands que dans les mesures avec large bande du Tableau 16 mais, d'un autre côté, les différences totales entre les valeurs correspondant respectivement à 50% et 99% des emplacements sont parfaitement concordantes avec des distributions log-normales ayant les écarts types indiqués.

### 3.2.3 Comparaisons entre les variations selon les emplacements dans les bandes I et III

Dans une zone déterminée, on a procédé à une étude comparative des champs rayonnés par deux émetteurs sur 211 MHz, après quoi la même étude a été faite sur 64 MHz. Les valeurs obtenues pour les écarts types sont données dans le Tableau 18.

**TABLEAU 18**  
**Comparaison des variations selon les emplacements**  
**dans les bandes I et III**

Emetteur	Ecart type (dB)	
	64 MHz	211 MHz
A	4,1	4,7
B	4,6	4,8
Moyenne	4,4	4,8

Cette comparaison assez limitée, jointe à d'autres résultats de mesure, montre que la variabilité du signal est un peu plus grande sur la fréquence la plus élevée, ce qu'on pouvait prévoir. Cependant, la différence est suffisamment petite pour confirmer l'hypothèse, faite dans la Recommandation UIT-R PN.370, selon laquelle il n'est pas nécessaire de faire la distinction pour les besoins de la planification.

### 3.2.4 Influence des sources multiples sur le niveau des signaux

Le §. 4.6.2.2. du corps du présent Rapport traite du «gain interne de réseau» disponible dans un réseau à fréquence unique (RFU) utilisant le Système numérique A. Ce gain résulte de l'addition des signaux provenant des émetteurs du réseau; il est formé de deux composantes, l'une additive, l'autre statistique.

Le premier réseau RFU expérimental mis en place au Royaume-Uni fonctionnait avec de faibles puissances; en conséquence, l'effet cumulatif des émissions multiples sur une zone de superficie notable était généralement limité à deux sources. Les résultats présentés dans le Tableau 19 ont été obtenus dans six zones. Dans chaque zone, on a déterminé la moyenne des champs et des écarts types, tout d'abord individuellement pour chacun des deux émetteurs contribuant, puis en les faisant fonctionner tous les deux simultanément. Dans cinq des zones considérées, les champs moyens respectifs des émetteurs s'écartaient l'un de l'autre de 2 dB au maximum.

**TABLEAU 19**  
**Variations du champ médian et de l'écart type dans un réseau RFU**

Zone	Ecart type de l'émetteur 1 (dB)	Ecart type de l'émetteur 2 (dB)*	Différence entre les médianes (dB)	Ecart type avec les deux émetteurs (dB)	Augmentation du champ médian* (dB)
1	6,7	6,7	1,5	4,3	3,3
2	4,7	6,1	1,6	5,1	1,8
3	4,2	5,5	1,9	4,3	1,3
4	5,7	3,7	0,7	4,2	1,8
5	5,7	4,9	0,8	5,3	4,2
6	5,8	4,6	9,3	4,2	1,0
Moyenne	5,5	5,2		4,6	

\* Dans tous les cas, l'émetteur 2 a le plus grand champ médian. Les valeurs de l'augmentation sont rapportées à ce champ médian.

Ces résultats montrent que, dans toutes les zones (même dans la zone 6, caractérisée par une grande différence entre les valeurs médianes), la présence de deux sources entraîne une augmentation du niveau moyen d'au moins 1 dB. Corrélativement, la valeur moyenne de l'écart type diminue d'environ 0,8 dB, ce qui correspond à une augmentation de l'ordre de 2 dB pour le niveau relatif à 99% des emplacements. Il convient cependant de noter:

- i) que l'écart type n'est pas toujours inférieur à l'écart type obtenu pour l'émetteur 2 seul, bien que celui-ci donne le champ médian le plus fort;
- ii) que l'amélioration de la couverture est un peu inférieure à ce qu'indique l'étude théorique (utilisation de la méthode log-normale pour combiner les signaux) à laquelle il est fait allusion au § 4.6.2.2 du corps du présent Rapport.

Si on calcule la moyenne des résultats de mesure du Tableau 19, en excluant la zone 6, on trouve une augmentation d'environ 2,5 dB du champ médian, accompagnée d'une diminution de l'écart type correspondant à une augmentation supplémentaire d'environ 2 dB au niveau 99%. L'amélioration totale est donc de 4,5 dB. Avec la méthode log-normale (décrite dans le Rapport UIT-R BS.945), on prévoit que le «gain de réseau» en 99% des emplacements est de 6,5 dB pour une différence de 1,5 dB entre les niveaux médians et pour des écarts types de 5,5 dB.

### **3.3 Influence du bruit artificiel sur le champ minimal utilisable**

Le § 4.4.5 du corps du présent Rapport traite du champ minimal utilisable, à partir duquel on détermine la p.a.r. requise pour un émetteur fonctionnant à 100 MHz. Le calcul du champ est expliqué dans le Tableau 1 (voir le § 4.4.3 du corps du présent Rapport ).

Il est à noter que l'effet accru du bruit artificiel peut avoir une influence notable sur le champ minimal utilisable. La base du Tableau 2 est le calcul du champ minimal utilisable, développé au § 4.4.3 du corps du présent Rapport, avec l'hypothèse d'un récepteur dont le facteur de bruit est de 10 dB à 100 MHz (température de bruit équivalente = 2 610 K).

Afin d'évaluer les niveaux du bruit artificiel, on a effectué au Royaume-Uni une série de mesures sur quatre fréquences comprises entre 58 et 215 MHz, cela dans six villes plus ou moins grandes. Dans chaque cas, les mesures ont été réparties entre plusieurs catégories de milieu: fortement urbanisé, urbain, suburbain et rural. Le nombre des mesures faites dans les zones rurales était plutôt inférieur au nombre de mesures dans les autres catégories.

Ces mesures se sont déroulées dans un véhicule équipé d'une antenne montée sur le toit et d'un récepteur-enregistreur piloté par ordinateur, dans deux situations: véhicule à l'arrêt et véhicule en mouvement. Dans le premier cas, on faisait quelque 2 000 mesures par emplacement, à raison de 70 échantillons/seconde.

Pour les mesures mobiles, le taux d'échantillonnage était de l'ordre de 50 000 mesures/km. Les fréquences de mesure étaient prises dans la partie du spectre attribuée aux services radioélectriques mobiles privés; pour cette raison, on a procédé dans chaque zone à des essais d'écoute préliminaires et on a apporté de petits ajustements à la fréquence de mesure, si cela était jugé nécessaire pour éviter les transmissions de ces services. Les résultats de ces mesures sont consignés dans le Tableau 20. Ils sont exprimés en dB par rapport au bruit thermique, pour une température de 290 K (en dBW/Hz). Pour chaque fréquence et chaque catégorie de milieu, les résultats indiquent les niveaux dépassés en 10% et 50% des emplacements.

TABLEAU 20

**Résultats des mesures du bruit artificiel**

Catégorie de milieu	Fréquence (MHz)	Niveau par rapport au bruit thermique (dB)		
		10% des emplacements	50% des emplacements	10%-50% (dB)
Fortement urbanisé	58	+28,5	+23,5	5
Urbain	58	+23,5	+17,5	6
Suburbain	58	+23	+17	6
Rural	58	+7	+7	0
Fortement urbanisé	67	+26,5	+21	5,5
Urbain	67	+20	+17	3
Suburbain	67	+14	+10	4
Rural	67	+9	+8	1
Fortement urbanisé	106	+23	+20	3
Urbain	106	+23	+19	4
Suburbain	106	+18	+15	3
Rural	106	+12	+11	1
Fortement urbanisé	215	+14	+11	3
Urbain	215	+11,5	+8,5	3
Suburbain	215	+7	+4	3
Rural	215	+1	+1	0

Ces résultats mettent en évidence l'élévation de niveau (prévue) qui accompagne une augmentation de la densité d'urbanisation; ainsi que la tendance (prévue) à l'élévation des niveaux quand la fréquence diminue (sauf pour les résultats, apparemment anormaux, obtenus à 106 MHz).

Il est évident qu'il faudra prévoir une marge importante pour surmonter le bruit artificiel dans les zones urbaines et les zones fortement urbanisées, et ce, même dans la bande III. Mais il est d'usage courant, dans la planification des réseaux de radiodiffusion, de faire en sorte que ces zones reçoivent des champs nettement supérieurs aux valeurs minima nominales prévues pour le service considéré. Une mesure plus réaliste pourrait consister à comparer le bruit artificiel en 99% des emplacements suburbains.

Dans le Tableau 20, il est peut-être justifié de ne pas tenir compte des valeurs «rurales», pour lesquelles le nombre d'échantillons est insuffisant.

Pour les distributions log-normales, la variation à 1% est égale approximativement à 1,8 fois la variation de la différence entre les valeurs pour 10% et 50%, ajoutée à la valeur pour 50%.

S'agissant des fréquences des bandes I et III, ce résultat signifie que, pour le niveau du bruit artificiel suburbain à 1%, les augmentations par rapport au bruit thermique sont les suivantes:

- 27 dB pour 58 MHz;
- 17 dB pour 67 MHz;
- 9,5 dB pour 215 MHz.

Dans le cas d'un récepteur dont le facteur de bruit est 10 dB (9 dB au-dessus du bruit thermique), il faut une marge de 3 dB à 215 MHz pour compenser le bruit artificiel, dans l'hypothèse de l'addition des puissances. Par interpolation, on a obtenu par le calcul la valeur 20 dB pour la fréquence 100 MHz.

Il y a lieu de poursuivre les études pour trouver la raison des résultats à première vue anormaux qui ont été obtenus à 106 MHz et pour expliquer les grandes différences entre les résultats correspondant respectivement aux fréquences 58 MHz et 67 MHz. En revanche, on estime que les résultats pour 215 MHz donne une représentation fiable des niveaux que l'on obtient dans la bande III.

Le bruit artificiel dans la bande I a aussi été mesuré dans des zones fortement urbanisées à Paris. Il s'agissait de mesures mobiles faites tous les 10 cm sur plusieurs parcours, dont la longueur totale était de l'ordre de 100 km. Le bruit était mesuré avec un récepteur centré sur 67 MHz, complété par un filtre de 1 MHz de bande passante. Chaque parcours était divisé en tronçons de 50 m et, dans chaque tronçon, on déterminait le bruit dépassé en 1% des emplacements.

On a calculé la fonction de distribution cumulative (FDC) pour ce 1% d'emplacements sur tous les parcours. Si l'on prend le point 99% de cette fonction, on peut estimer à 32 dB le niveau du bruit artificiel au-dessus du bruit thermique.

### **3.4 Mesures de l'affaiblissement des signaux à la pénétration dans les bâtiments, aux fréquences 211 MHz et 64 MHz**

La planification des services de radiodiffusion sonore numérique de Terre (RSN-T) vise principalement la réception à bord des véhicules, mais il est aussi demandé à ces services d'assurer une réception de bonne qualité dans les habitations, sans antennes fixes (par exemple, réception sur appareils portatifs). On a déterminé la marge de planification requise pour tenir compte des affaiblissements au moment de la pénétration des signaux dans les bâtiments. Pour ce faire, on a effectué des mesures dans 23 habitations, toutes de construction traditionnelle (briques).

Dans chacune de ces maisons, les mesures étaient faites dans chaque pièce, à des hauteurs de 0,5 m et 1,5 à 2 m. Le nombre des mesures dépendait des dimensions de la pièce et du volume de mobilier mais, d'une manière générale, il y avait environ trois mesures par mètre carré à chaque hauteur. Les mêmes mesures étaient faites dans des pièces du premier étage (sur rez-de-chaussée). Ensuite, on mesurait en plusieurs points situés à l'extérieur du bâtiment, à des hauteurs comprises entre 1,5 et 2 m au-dessus du sol, et on en déduisait une valeur médiane pour les champs existants à l'extérieur. En plus de ces 23 séries de mesures, on a obtenu des résultats pour trois appartements du premier étage, dont deux étaient construits en briques et un en béton. Pour ces mesures, on déterminait la référence extérieure en tenant à la main l'antenne de réception à l'extérieur des fenêtres.

Les mesures ont été effectuées sur une émission ayant une largeur de bande de 1,75 MHz, à la fréquence 211 MHz. Elles furent répétées avec une fréquence d'émission de 64 MHz dans cinq des maisons.

Le Tableau 21 donne les valeurs moyennes de l'affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments; on a obtenu ces valeurs en retranchant les valeurs médianes du champ à l'intérieur du bâtiment de la valeur médiane à l'extérieur. Dans certains cas, le bâtiment recevait des champs de

valeurs comparables en provenance de plus d'un émetteur. Dans ces cas, les valeurs indiquées ci-après sont celles que l'on a obtenues lorsque tous les émetteurs considérés étaient en fonctionnement.

D'après ce tableau, les mesures faites sur la fréquence inférieure semblent donner des valeurs un peu plus grandes pour l'affaiblissement et l'écart type, mais l'échantillon correspondant était plus petit. Pour les besoins de la planification, il suffit probablement de considérer que les affaiblissements sont indépendants de la fréquence dans les bandes B.m attribuées à la radiodiffusion.

Si l'on compare ces résultats avec ceux obtenus à 1,5 GHz (voir le § 2.1.3 de la présente annexe), on constate que les affaiblissements moyens au rez-de-chaussée (B.m), ne dépassent pas environ la moitié (en dB) des affaiblissements à 1,5 GHz. Il convient cependant de préciser que les premiers résultats ont été obtenus dans des bâtiments en brique et les seconds dans des bâtiments en béton. Cette circonstance pourrait influencer sur la comparaison.

TABLEAU 21

**Affaiblissements moyens à la pénétration des signaux dans les bâtiments  
et écarts types des niveaux des signaux dans des habitations privées**

Mesures en rez-de-chaussée	Affaiblissement moyen (dB)		Ecart type (dB)	
	211 MHz	64 MHz	211 MHz	64 MHz
Champ max. dans les pièces	5,0	6,2	3,2	4,5
Tout le rez-de-chaussée	7,9	8,7	3,0	3,8
Champ min. dans les pièces	10,0	11,1	3,7	3,5
Mesures au premier étage				
Champ max. dans les pièces	-0,7	-0,3	4,4	5,0
Tout le 1er étage	2,8	3,7	3,4	4,0
Champ min. dans les pièces	5,7	7,2	4,3	4,5

## ANNEXE 1-D

### Simulations informatiques des concepts de couverture

#### 1 Programme d'ordinateur pour la synthèse et la prévision de la couverture en radiodiffusion sonore numérique

On a élaboré au Canada un logiciel pour la prévision de la couverture d'un système fonctionnant avec modulation COFDM. Il s'agit d'un programme d'ordinateur, appelé COFDMCOV, qui permet à l'utilisateur de réaliser par synthèse et de prévoir la couverture d'une station de radiodiffusion sonore numérique (RSN) équipée d'un seul émetteur ou appliquant le principe de la transmission répartie. Le programme, écrit en langage C, tourne dans l'environnement DOS. La plate-forme recommandée est un PC 486 fonctionnant avec une fréquence d'horloge d'au moins 33 MHz. L'utilisateur interagit avec le logiciel par l'intermédiaire d'une interface conviviale. La sélection des caractéristiques, fonctions ou options se fait au moyen d'une souris, de menus déroulants ou de fenêtres à affichage rapide.

Pour effectuer une étude de cas, l'utilisateur doit spécifier un certain nombre de paramètres d'entrée. Ceux-ci ont été regroupés en trois catégories:

a) Paramètres du système

- fréquence de l'onde porteuse (valeur type = 1 472 MHz)
- période des symboles (valeur type = 320  $\mu$ s)
- intervalle de garde (valeur type = 64  $\mu$ s)
- débit binaire utile (valeur type = 1 200 kbit/s)
- rendement spectral (valeur type = 0,8 bit/s/Hz), ce qui donne une largeur de bande de canal égale à 1,5 MHz)
- marge de système et de matériel (valeur type = 6 dB, se décomposant comme suit: tolérance de 1 dB pour l'intervalle de garde, 1 dB pour le décalage Doppler, 2 dB pour les imperfections du matériel et 2 dB pour la contribution des brouillages)
- rapport  $E_b/N_0$  minimum: Il s'agit de la valeur minimum du rapport: énergie par bit/densité spectrale du bruit, requise dans le récepteur pour obtenir une réception satisfaisante.

Valeur type: 7,5 dB.

- modèle de propagation:

Espace libre

Recommandation UIT-R PN.370 F(50,50)

Recommandation UIT-R PN.370 modifiée (F = 1,5 GHz, hauteur de l'antenne de réception = 1,5 m)

Okumura-Hata.

b) Paramètres des récepteurs

- gain d'antenne (valeur type = 0 dBi)



- température de bruit de l'antenne (valeur type = 105 K)
  - pertes par couplage/filtre (valeur type = 1 dB)
  - facteur de bruit du récepteur (valeur type = 1 dB)
  - hauteur de l'antenne de réception (valeur type = 1,5 m)
  - algorithmes de synchronisation d'un récepteur COFDM, par rapport à l'intervalle de garde:
    - centre - puissance totale pondérée maximale
    - centre - écho moyen pondéré linéairement
    - centre - écho maximal
    - à gauche - écho maximal
  - à gauche - premier écho supérieur à -20 dB par rapport à la puissance totale du signal et 10 dB au-dessus de la puissance du bruit.
- c) Paramètres des émetteurs
- puissance apparente rayonnée pour chaque émetteur (p.a.r. en watts)
  - hauteur équivalente de l'antenne au-dessus du niveau moyen du terrain pour chaque émetteur (hauteur EHAAT en mètres)
  - diagramme de rayonnement de l'antenne pour chaque émetteur (équidirectif, doublets croisés à rayonnement latéral, diagramme adapté à l'utilisation)
  - position des réémetteurs par rapport à l'émetteur principal
  - latitude et longitude de l'émetteur principal.

Une fois fixés les paramètres ci-dessus, on effectue l'analyse comme suit. L'écran du moniteur vidéo représente une zone géographique de L km de long sur W km de large. L'émetteur principal, normalement placé au centre, a pour coordonnées X, Y = 0,0. Les réémetteurs sont placés en des emplacements déterminés par rapport à l'émetteur principal. La surface représentée sur l'écran est divisée en une matrice virtuelle composée de points de calcul, avec une résolution pouvant aller jusqu'à 120 x 120 (max. = 14 400 points). Chaque point de calcul représente un emplacement de réception.

En chaque point, on fait l'estimation du signal de chacun des émetteurs, en utilisant le modèle de propagation choisi. En se servant d'un des cinq algorithmes de synchronisation de récepteur disponibles, on analyse les signaux se propageant par trajets multiples, pour voir si les échos sont de type additif ou soustractif. Dans la version actuelle, on prend en compte uniquement les signaux rayonnés sur des trajets directs à partir des émetteurs, sans production d'échos passifs. Après avoir estimé ces échos actifs et les avoir pondérés en fonction de leur position par rapport à l'intervalle de garde, on les additionne en puissance. Cette procédure représente le cas où tous les trajets de propagation sont considérés comme étant corrélés entre eux. En réalité, ces trajets ne seraient corrélés que partiellement, à cause des conditions existant dans le voisinage immédiat du récepteur. On peut prévoir que le cas de corrélation totale serait le cas le plus défavorable pour ce qui est de la disponibilité du signal. Sur la base de l'addition mentionnée plus haut, un rapport porteuse/bruit (C/N) est calculé et comparé au rapport C/N minimum nécessaire pour le récepteur (seuil opérationnel). Par ailleurs, une marge (dB) au-dessus ou au-dessous du seuil opérationnel est calculée. Des contours sont alors tracés sur l'écran, indiquant les zones où les marges 0, 10, 20, 30 et 40 dB sont obtenues. La zone contenue dans le contour 0 dB est la zone de couverture de la station.

L'utilisateur peut faire varier comme il le désire les paramètres d'entrée ainsi que l'emplacement des réémetteurs; il a ainsi la possibilité de voir, en quelques secondes, quelle est

l'influence de ces changements sur la couverture. Par exemple, il est possible de modifier le nombre et l'emplacement des réémetteurs ainsi que leur p.a.r. et leur hauteur EHAAT, jusqu'à l'obtention de la forme de couverture souhaitée.

## **2 Simulations de la couverture en radiodiffusion sonore numérique par réseaux RFU non synchronisés fonctionnant à 1,5 GHz**

On décrira ci-après deux séries d'exercices de couverture pour donner des exemples des résultats pouvant être obtenus avec le logiciel et aussi pour donner deux indications spécifiques concernant l'application du principe de la distribution répartie. Les résultats des exercices sont donnés sous la forme de cartes de couverture, que l'on trouvera dans les figures jointes. On a fait un certain nombre d'hypothèses pour essayer de limiter la quantité de variables qui interviennent dans ces simulations de la couverture.

La première série d'exercices répond à la nécessité de couvrir le contour type utilisé au Canada pour la radiodiffusion sonore à modulation de fréquence (rayon de couverture de 70 km). La Fig. 49 représente la couverture obtenue avec un émetteur unique dont la hauteur EHAAT (hauteur équivalente au-dessus du terrain moyen) est de 300 m. Les cercles représentent les contours sur lesquels le niveau du signal dépasse le seuil opérationnel respectivement de 0, 10, 20, 30 et 40 dB. La puissance nécessaire pour atteindre tel ou tel contour est de 90 kW, pour une disponibilité d'emplacements de 50% et une disponibilité en temps de 90%. Cette puissance est nécessaire pour amener la totalité du multiplex de 1,2 Mbit/s jusqu'à la limite de la zone de couverture.

Le modèle de propagation utilisé est le modèle donné dans la Recommandation UIT-R PN.370, qui équivaut aux courbes de propagation de la FCC. Ce modèle a été augmenté pour pouvoir être utilisé à 1,5 GHz et appliqué à des antennes de réception placées à 1,5 m de hauteur, valeur typique pour la réception dans les véhicules. Pour une disponibilité de service de 90% en emplacements et 90% en temps, il faudrait augmenter la puissance d'émission de 12 dB. Les paramètres techniques utilisés dans cet exercice sont donnés dans la Fig. 49bis.

La Fig. 50 représente huit réémetteurs disposés en anneau autour d'un émetteur central, pour réaliser le rayon de 70 km. Au lieu de 90 kW comme dans le cas de l'émetteur central unique, la puissance nécessaire est ici de 5,5 kW pour chaque émetteur. Les réémetteurs, qui fonctionnent avec des antennes à diagramme équidirectif, sont installés à une hauteur EHAAT de 75 m (valeur considérée comme typique pour de grands immeubles d'habitation) et à 50 km de l'émetteur principal. Ils sont censés capter le signal par voie hertzienne et le retransmettre sans délai. On a ici affaire fondamentalement à un réseau RFU non synchronisé. Pour obtenir la couverture, il a fallu porter la durée de l'intervalle de garde à 104  $\mu$ s (période des symboles: 520  $\mu$ s). Avec cette valeur de l'intervalle de garde, des lacunes commencent à apparaître dans la zone de couverture. Elles sont dues à un excès de puissance destructive (soustractive) des échos actifs provenant des réémetteurs, puissance qui tombe à l'extérieur de l'intervalle de garde.

Il existe un autre mode d'application du principe de la transmission répartie (ou réseau RFU non synchronisé) en radiodiffusion sonore numérique: c'est l'utilisation de diagrammes d'antenne directs rayonnant à partir de l'émetteur principal. S'il est possible de limiter le niveau de l'émission dans les lobes arrière de l'antenne, on recevra un minimum de puissance des échos soustractifs dans la région comprise entre l'émetteur principal et les réémetteurs. On pourra par conséquent opérer avec un intervalle de garde beaucoup plus court. Mais, dans un cas de ce genre, on perdra l'amélioration de disponibilité fournie par la diversité d'emplacements à l'extrémité d'émission.

La deuxième série d'exercices de couverture a été faite dans une situation plus réaliste. Elle a porté sur la zone fortement peuplée du secteur métropolitain de Toronto. La Fig. 51 représente la

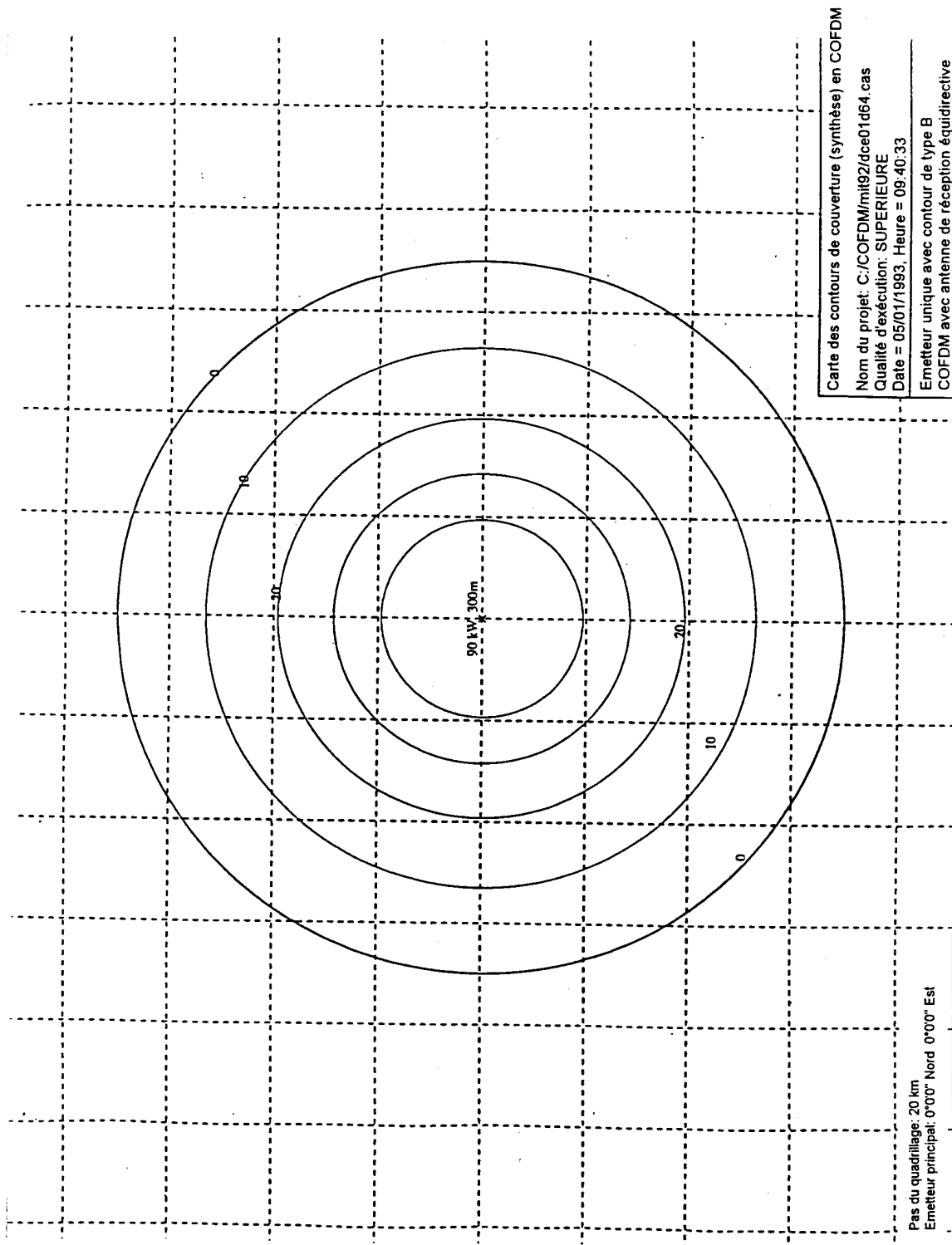
couverture obtenue avec un émetteur unique installé sur la Tour CN, dans le centre de Toronto (EHAAT = 300 m). L'antenne utilisée est une antenne directive, comme en MF analogique, afin de réduire le brouillage dans la direction de la ville des Etats-Unis la plus proche (Buffalo). La p.a.r. d'émission a été réglée afin d'englober le point le plus éloigné de la zone de service (surface ombrée) dans le contour avec marge de 0 dB (rayon de 50 km). La p.a.r. requise est de 6 kW pour un rayon de couverture de 50 km (F(50,90)).

La Fig. 52 représente une couverture mise en forme autour de la zone de service de l'émetteur de Toronto, obtenue moyennant l'adjonction de deux extenseurs de couverture fonctionnant dans le même canal (EHAAT = 75 m pour les deux extenseurs) et utilisant une p.a.r. requise de 40 W et 1,1 kW respectivement. Ce dispositif permet de ramener la p.a.r. de l'émetteur principal de 6 kW à 230 W pour un rayon de couverture de 33 km. Les paramètres techniques utilisés dans cet exemple sont les mêmes que pour les exercices précédents, avec un intervalle de garde de 64  $\mu$ s. On admet que les réémetteurs captent le signal par voie hertzienne et qu'ils n'introduisent pas de délai supplémentaire.

Dans la Fig. 53, on a une couverture du secteur métropolitain de Toronto avec une meilleure mise en forme de la zone de couverture; ce résultat est obtenu grâce à cinq réémetteurs, tous alimentés par l'émetteur principal, sans délai supplémentaire. Les cinq réémetteurs sont installés à une hauteur EHAAT de 30 m et ont besoin d'une p.a.r. comprise entre 5 W et 80 W. Cette figure montre aussi que la mise en forme de la zone de couverture permet en outre de réduire la distance de séparation dans le cas du fonctionnement dans le même canal. Dans l'exemple considéré, l'émetteur de Kitchener pourrait réutiliser la même fréquence alors que, avec un seul émetteur, la distance de séparation aurait été supérieure au double de la distance Toronto-Kitchener.

FIGURE 49

Couverture d'un émetteur unique



## Synthèse des contours de couverture en COFDM (version 1.53)

### 1 Paramètres du système

Les courbes indiquent la marge au-dessus du seuil opérationnel du système (dB)

Portée horizontale = 260 km

Fréquence = 1 472 MHz

Période des symboles = 320  $\mu$ s

Intervalle de garde = 64  $\mu$ s

Débit binaire utile = 1 200 kbit/s

Rendement spectral = 0,8 bit/s/Hz

Rapport  $E_b/N_o$  = 7,5 dB

Marge de système et de matériel = 6 dB

Modèle de propagation = Rec. UIT-R PN.370 modifiée

Hauteur de l'antenne du récepteur = 1,5 m

Disponibilité en emplacements = 50%

Disponibilité en temps = 90%

### 2 Paramètres des récepteurs

Gain d'antenne = 0 dBi

Température de bruit de l'antenne = 105 K

Pertes par couplage et dans les filtres = 1 dB

Facteur de bruit du récepteur = 1 dB

Facteur de bruit des récepteurs = -24,39 dB/K

Diagramme d'antenne = équidirectif

Algorithme de synchronisation: Centre = écho moyen pondéré linéairement

### 3 Paramètres des émetteurs

FIGURE 49 BIS  
Paramètres techniques

Nom de l'émetteur	Emplacement X	Y	p.a.r. (W)	Diagramme	Hauteur (m)	Azimut (degrés)	Retard ( $\mu$ s)	Lobe arrière (dB)	En service
90 kW 300m	0	0	90 000	Equidirectif	300	0	0		OUI

FIGURE 50  
Emetteur principal avec huit réémetteurs

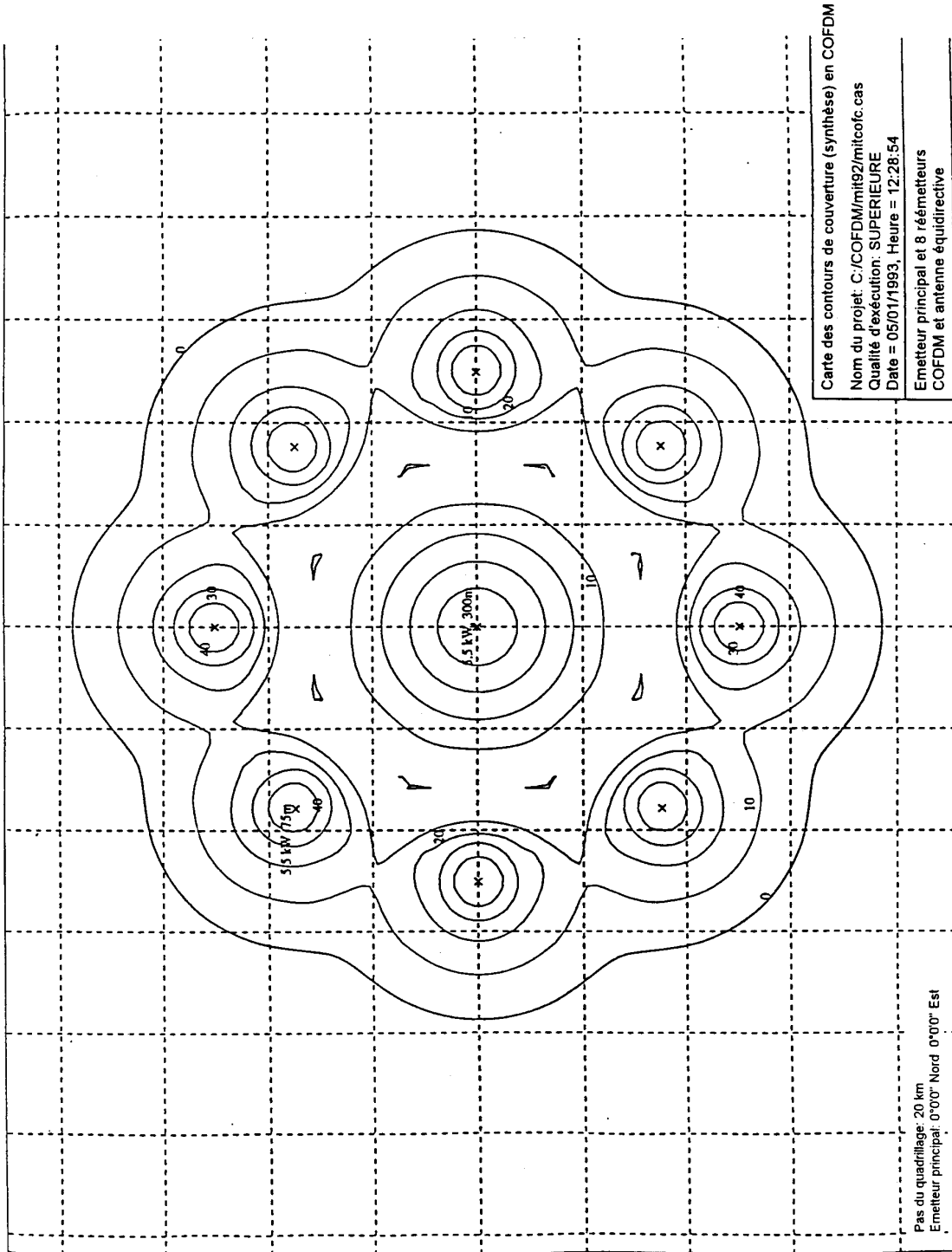


FIGURE 51

Couverture d'un émetteur placé sur la Tour CN

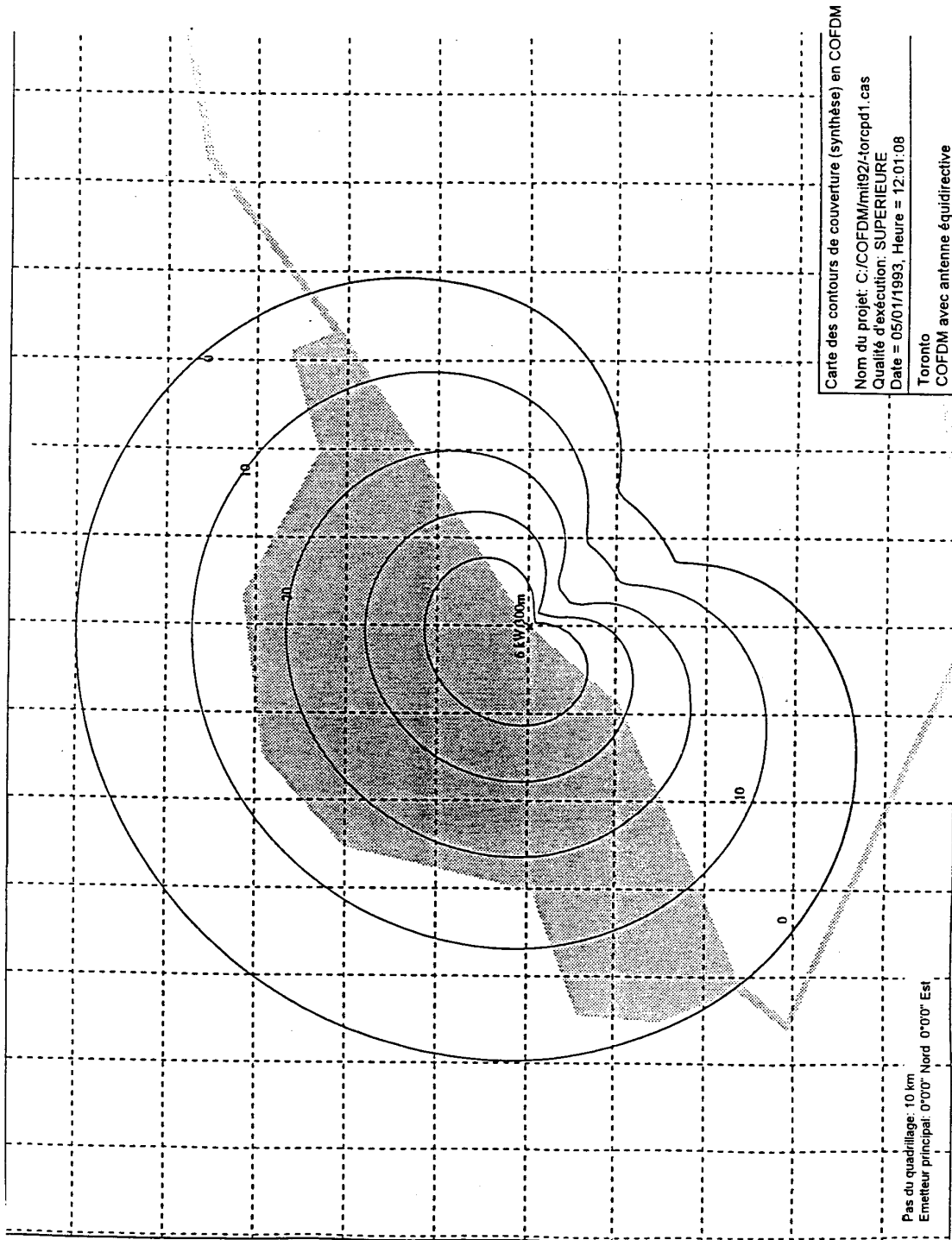


FIGURE 52  
Couverture de la ville de Toronto

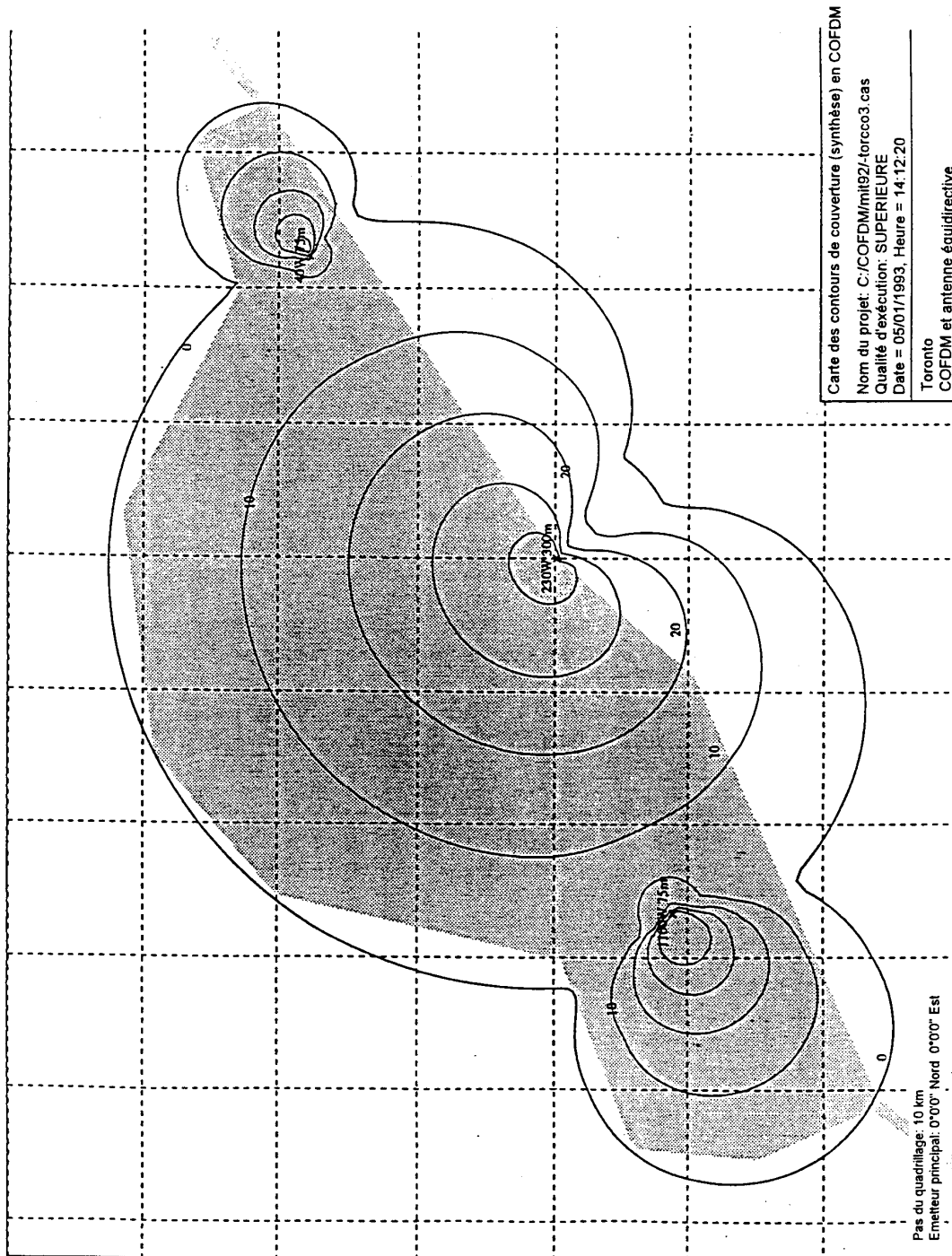
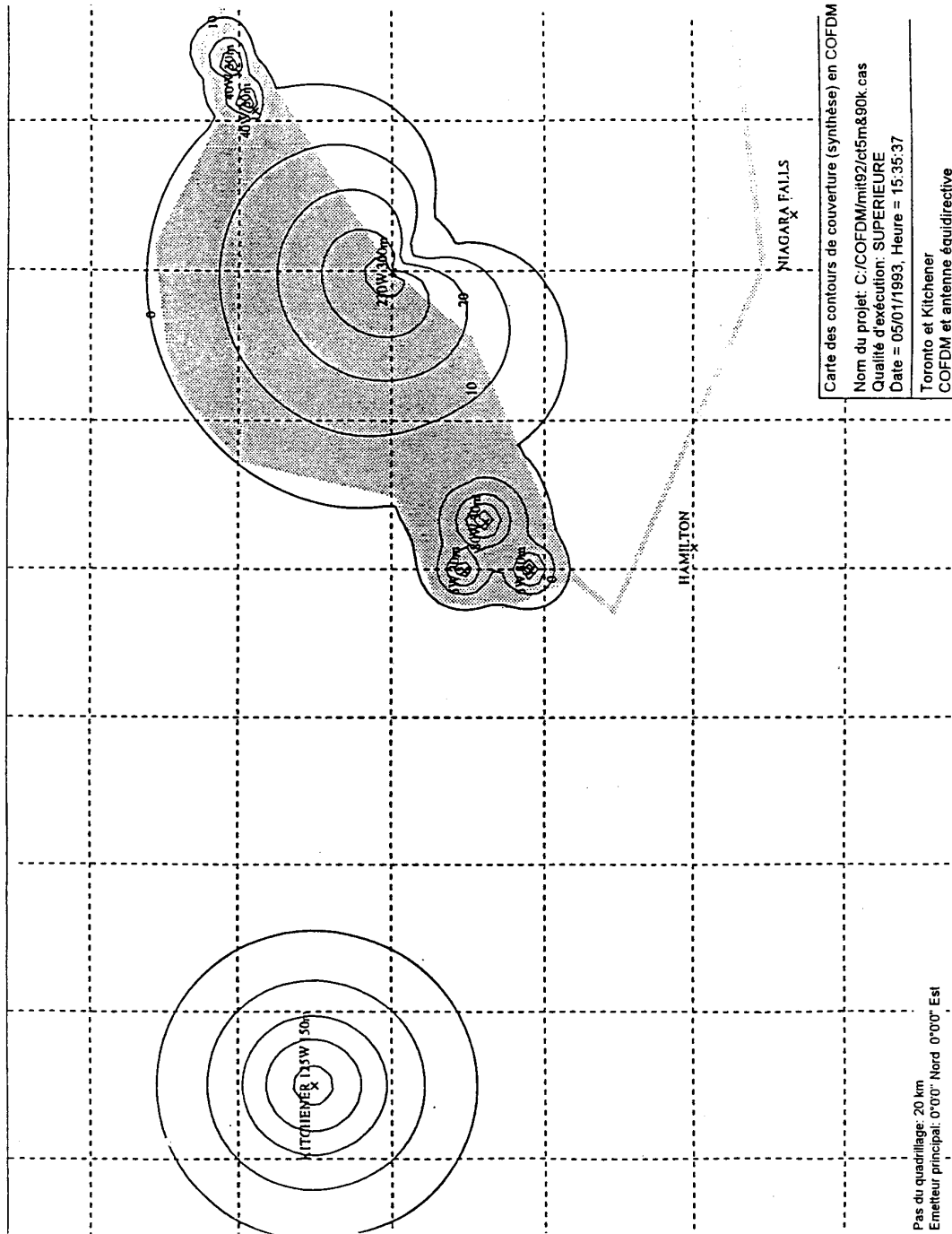




FIGURE 53

Couverture de la zone métropolitaine de Toronto



### 3 Simulations informatiques des réseaux RFU synchronisés fonctionnant à 1,5 GHz

Les simulations ont été effectuées avec COFDMCOV, programme d'ordinateur élaboré au Centre de recherche des communications d'Ottawa (Canada). Ce programme fait l'estimation de la couverture des stations de radiodiffusion sonore numérique (RSN) utilisant une modulation du type COFDM avec un intervalle de garde. Les valeurs des paramètres utilisés dans ces simulations sont données dans le Tableau 22 (Paramètres du système), le Tableau 23 (Paramètres des récepteurs) et le Tableau 24 (Paramètres des émetteurs).

TABLEAU 22

Paramètres du système utilisés dans les simulations

Paramètres du système	
Fréquence radioélectrique	1 472 MHz
Durée totale des symboles ( $T_S$ )	320 $\mu$ s (Mode II) 160 $\mu$ s (Mode III)
Durée de l'intervalle de garde ( $\Delta$ )	64 $\mu$ s (Mode II) 32 $\mu$ s (Mode III)
Débit binaire utile	1 200 kbit/s <sup>(1)</sup>
Rendement spectral	0,8 bit/s/Hz <sup>(1)</sup>
Rapport $E_b/N_0$ minimum	7,5 dB <sup>(2)</sup>
Marge de système et de matériel	6 dB <sup>(3)</sup>
Modèle de propagation	Rec. UIT-R PN.370 modifiée <sup>(4)</sup> F(50,90) <sup>(5)</sup> F(90,90)

TABLEAU 23

Paramètres des récepteurs utilisés dans les simulations

Paramètres des récepteurs	
Hauteur d'antenne	1,5 m
Gain d'antenne	0 dBi
Température de bruit de l'antenne	105 °K <sup>(2)</sup>
Pertes par couplage et dans les filtres	1 dB <sup>(2)</sup>
Facteur de bruit des récepteurs	1 dB <sup>(2)</sup>
Facteur de qualité des récepteurs	-24,4 dB/°K
Algorithme de synchronisation	Premier écho $\geq$ 20 dB au-dessous du niveau de puissance totale

TABLEAU 24

Paramètres des émetteurs utilisés dans les simulations

Paramètres des émetteurs	
Diagramme d'antenne	Equidirectif
Espacement des émetteurs	Variable
Puissance apparente rayonnée (p.a.r.)	Variable
Hauteur EHAAT	Variable

*Notes relatives aux Tableaux 22, 23 et 24*

*Note 1* -  $1\ 200\ \text{kb/s} + 0,8\ \text{bit/s/Hz} = 1,5\ \text{MHz}$ .

*Note 2* - Cette valeur est reprise du Rapport UIT-R BO.955.

*Note 3* - Cette valeur est reprise du Rapport UIT-R BO.955. Elle englobe une tolérance de 1 dB pour l'intervalle de garde de 20%, un affaiblissement équivalent de 1 dB provoqué par le décalage Doppler dans un véhicule se déplaçant à 100 km/h, une marge de 2 dB pour imperfections du matériel et une tolérance de 2 dB pour le brouillage.

*Note 4* - Le modèle spécifié dans la Recommandation UIT-R PN.370 (courbes de la Fig. 9, trajets terrestres,  $\Delta h = 50\ \text{m}$ ) a été modifié pour une hauteur d'antenne de réception de 1,5 m et une fréquence RF de 1 472 MHz.

*Note 5* - F(% d'emplacements, % de temps).

L'objectif principal des simulations était une étude paramétrique des trois caractéristiques les plus importantes dont dépend le fonctionnement d'un réseau RFU: l'espacement des émetteurs, la p.a.r. et la hauteur EHAAT. Cette étude paramétrique a été faite pour deux valeurs de la durée de l'intervalle de garde (64 et 32  $\mu\text{s}$ ) et deux séries de valeurs de la disponibilité en emplacements et en temps, à savoir F(50,90) et F(90,90). Les courbes de propagation utilisées étaient celles de la Fig. 9 (trajets terrestres,  $\Delta h = 50\ \text{m}$ ) de la Recommandation UIT-R PN.370. Les cinq paramètres que l'on a fait varier dans les simulations sont imprimés en caractères gras dans les tableaux qui précèdent.

#### **4 Résultats et discussion des simulations informatiques: p.a.r. minimale en fonction de l'espacement des émetteurs**

Dans la première série de simulations, on a déterminé, en fonction de l'espacement des émetteurs, la p.a.r. minimale nécessaire à chaque émetteur du réseau pour fournir une couverture appropriée. Les émetteurs étaient disposés selon un schéma triangulaire régulier comme celui de la Fig. 54. L'hypothèse était que tous les émetteurs fonctionnaient avec un diagramme de rayonnement équidirectif, avaient des p.a.r. identiques et une hauteur EHAAT fixe de 200 m. Pour un ensemble donné de paramètres, on déterminait la p.a.r. minimale en diminuant simultanément la p.a.r. de tous les émetteurs jusqu'à l'apparition de la première lacune dans la zone de couverture. Cette opération a été répétée pour plusieurs valeurs de l'espacement des émetteurs.

Les résultats sont représentés dans la Fig. 55 pour un intervalle de garde de 32  $\mu\text{s}$  et dans la Fig. 56 pour un intervalle de 64  $\mu\text{s}$ . Dans ces deux figures, les résultats correspondent à deux ensembles différents de valeurs de la disponibilité en emplacements et en temps, à savoir F(90,90) et F(50,90). Les combinaisons de valeurs de p.a.r. et d'espacement se situant au-dessus des courbes de ces figures permettront d'obtenir un fonctionnement satisfaisant des réseaux RFU.

Pour l'intervalle de garde de 32  $\mu\text{s}$  (Fig. 55), la p.a.r. minimale commence par augmenter progressivement (affaiblissements de propagation) lorsque l'espacement des émetteurs croît de 50 à 75 km, après quoi elle augmente asymptotiquement quand l'espacement tend vers 95 km (échecs du type soustractif). Le réseau RFU ne peut plus fonctionner avec des hauteurs EHAAT de 200 m et des espacements d'émetteurs supérieurs à 95 km, aussi grande que soit la p.a.r.

L'allure asymptotique de la courbe représentative de la p.a.r. en fonction de l'espacement n'apparaît pas avec l'intervalle de garde de 64  $\mu\text{s}$  et les valeurs d'espacement allant jusqu'à 120 km (voir la Fig. 56). L'asymptote existe probablement pour un espacement d'émetteurs compris entre 150 et 200 km, c'est-à-dire bien au-delà de la gamme de faisabilité définie par les affaiblissements de propagation.

Un résultat important mérite d'être noté pour les paramètres de COFDM en Mode II et en Mode III, et pour la hauteur EHAAT = 200 m: dans les conditions ainsi définies, il faut une p.a.r. minimale de 2,5 kW, 9 kW et 29 kW respectivement avec les espacements d'émetteurs de 50, 60 et 70 km, si l'on veut obtenir une disponibilité de service de 90% en emplacement et de 90% en temps. Cette gamme de valeurs de la p.a.r. et de l'espacement est tout à fait commode; elle est définie exclusivement par les affaiblissements de propagation et ne varie pas en présence d'échos de type soustractif. Des valeurs de p.a.r. inférieures d'environ 12 dB aux valeurs ci-dessus suffiraient pour 50% des emplacements et 90% du temps.

FIGURE 54

Disposition des émetteurs RFU considérés dans les simulations

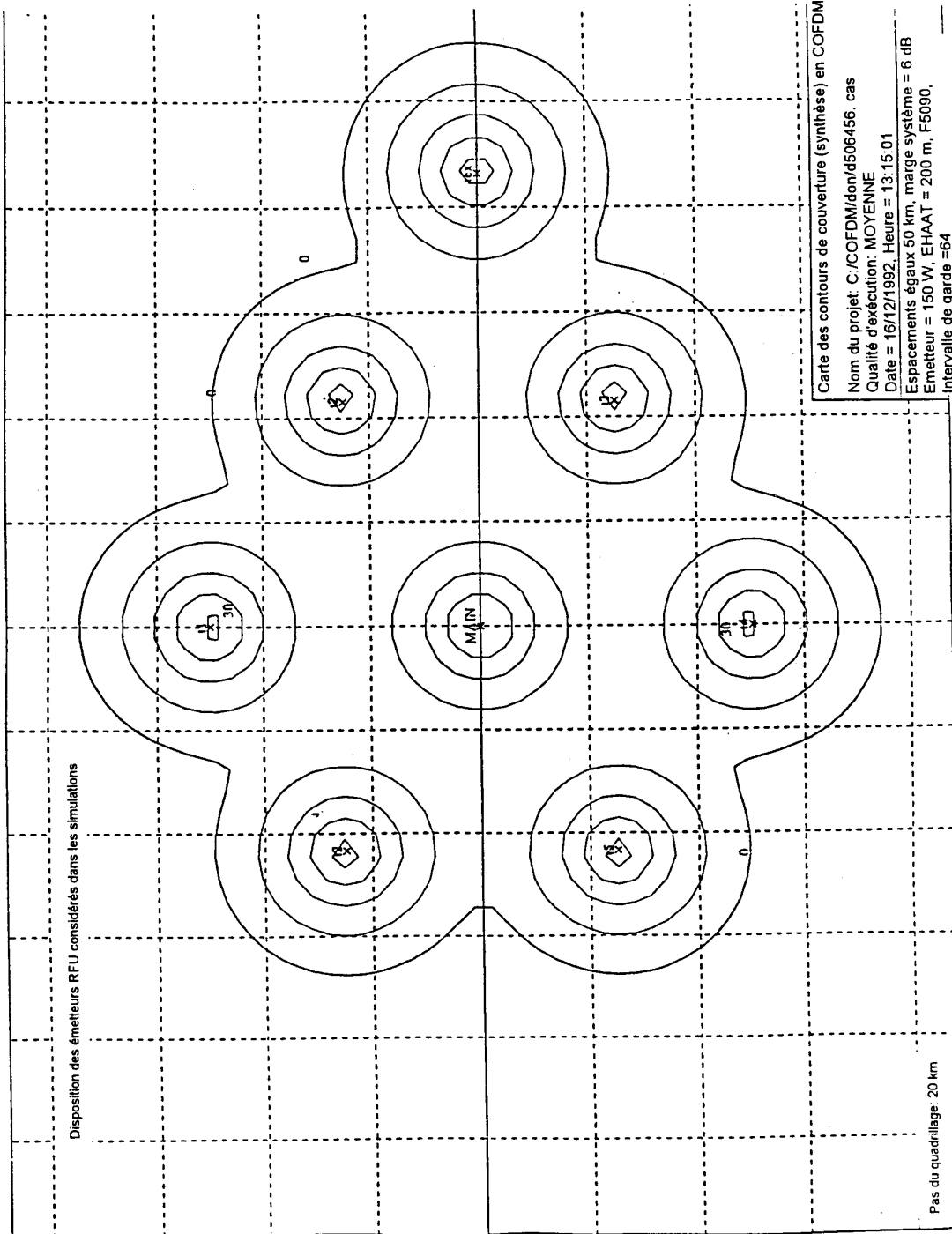


FIGURE 55

p.a.r. minimale en fonction de l'espacement des émetteurs  
Intervalle de garde = 32  $\mu$ s

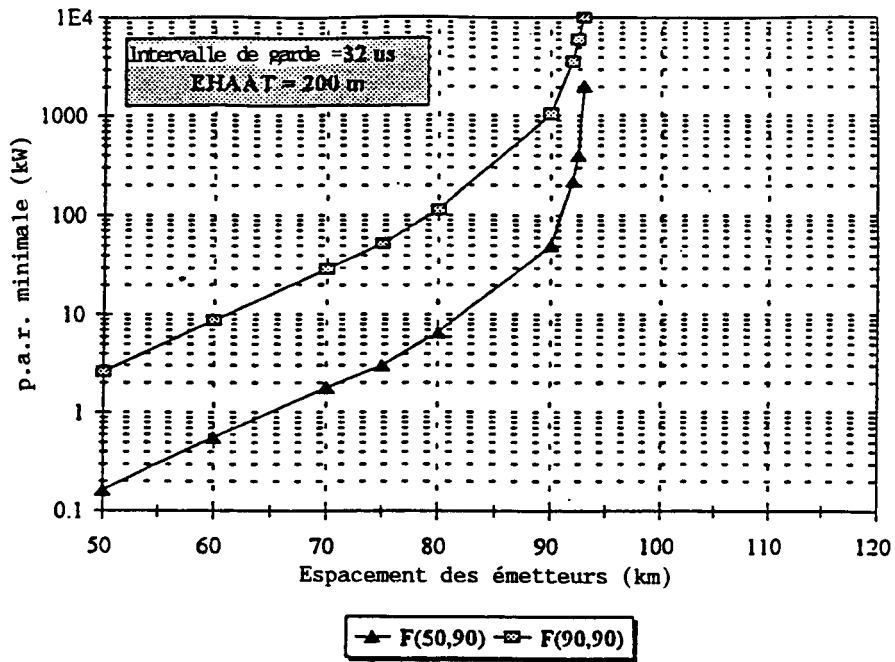
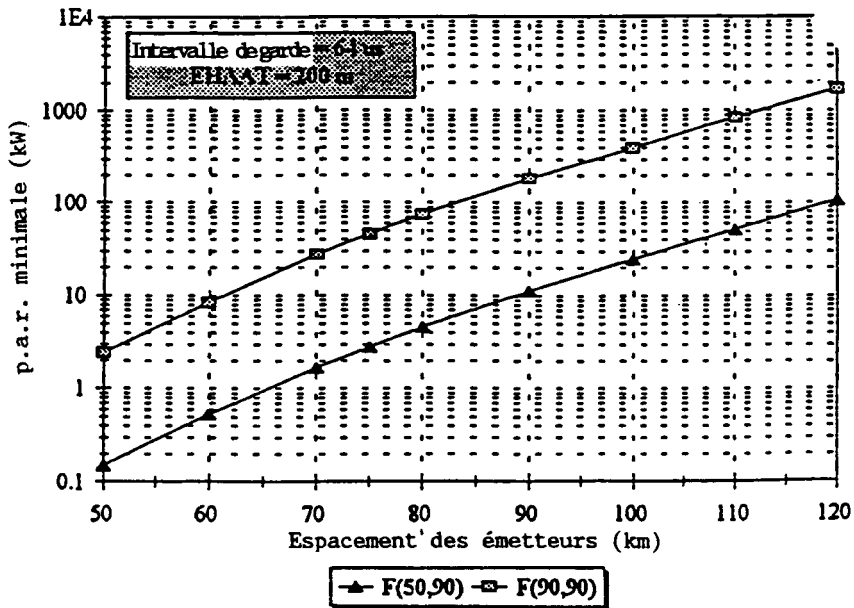


FIGURE 56

p.a.r. minimale en fonction de l'espacement des émetteurs  
Intervalle de garde = 64  $\mu$ s



## 5 Conclusion

Les résultats détaillés des simulations informatiques présentés dans cette annexe démontrent la faisabilité des réseaux à fréquence unique synchronisés à 1,5 GHz. Moyennant l'utilisation des paramètres de la COFDM en Mode II ou Mode III, on a montré la possibilité de faire fonctionner les émetteurs avec des distances de séparation pouvant aller jusqu'à 80 km, et avec des valeurs réalistes pour la p.a.r. des émetteurs et la hauteur EHAAT des antennes.

On a montré, par ailleurs, que des intervalles de garde aussi courts que 64  $\mu$ s (Mode II) ou 32  $\mu$ s (Mode III) ne constituent pas une contrainte pour des espacements d'émetteurs pouvant atteindre 80 km. La raison en est que les échos reçus en dehors de ces intervalles de garde, dans un réseau, sont bien atténués par les affaiblissements de propagation et ne sont pas suffisamment destructifs pour abaisser le rapport  $C/(N+I)$  en dessous du seuil. L'affaiblissement de propagation est un paramètre important, qui semble avoir été oublié dans les études précédentes consacrées aux RFU; on a postulé, dans ces études, que de très longs intervalles de garde étaient nécessaires pour garantir un bon fonctionnement du réseau.

Dans toutes ces simulations informatiques, on a eu recours à un modèle de propagation déterministe. Ce modèle représente le cas où les niveaux de tous les échos actifs sont corrélés et où il n'est pas tenu compte de la présence d'échos passifs. Il est vraisemblable que la situation sera un peu plus favorable dans les conditions réelles, où l'évanouissement sur chaque écho reçu en un point donné est indépendant des autres échos. Les travaux devront se poursuivre pour étudier la disponibilité de service des réseaux RFU en cas d'utilisation de modèles de propagation stochastiques.

## ANNEXE 1-E

### **Simulations informatiques des caractéristiques de fonctionnement du système (Système numérique A)**

#### **1 Introduction**

Des simulations informatiques ont été effectuées au Canada pour évaluer les caractéristiques de fonctionnement du Système numérique A dans le cadre du service de radiodiffusion sonore numérique (RSN) mixte de Terre/satellite à 1,5 GHz. Afin d'avoir un récepteur aussi simple que possible, on a fait l'hypothèse que la méthode de modulation était la même pour les émissions par satellite et les émissions de Terre. La présente annexe présente les caractéristiques de fonctionnement du Système numérique A pour les émissions de Terre; les caractéristiques pour les émissions par satellite sont données dans l'Annexe 3A au Rapport UIT-R BO.955.

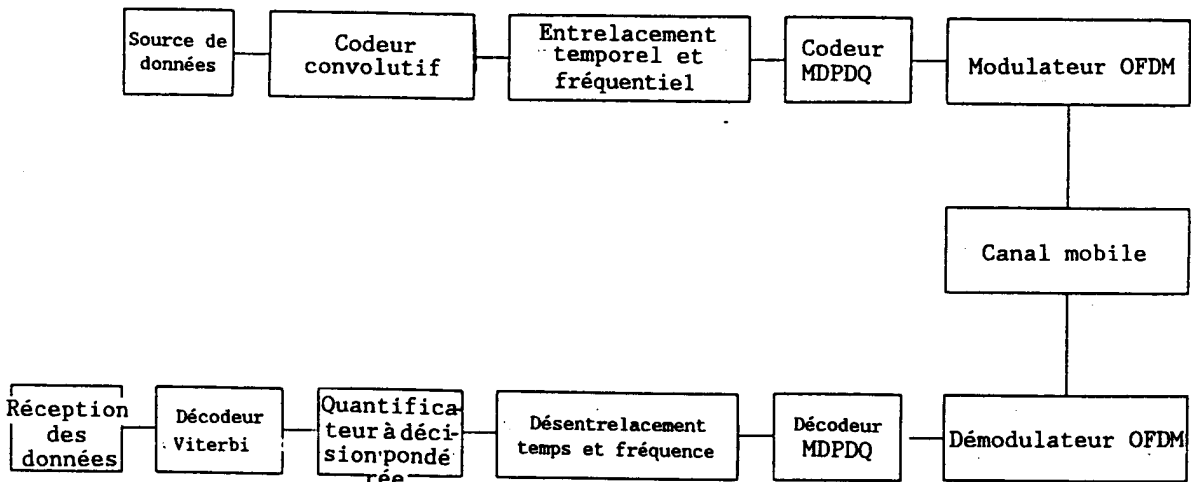
#### **2 Le modèle de simulation informatique**

##### **2.1 Modèle général**

La Fig. 57 représente le schéma de principe du modèle utilisé pour l'analyse et la simulation du système COFDM. La source de données génère une séquence binaire pseudo-aléatoire. Le bit généré à un instant quelconque est indépendant de tous les bits qui le précèdent et les deux niveaux de l'alphabet binaire ont la même probabilité. Une protection contre les erreurs est alors appliquée aux bits d'information, au moyen d'un codeur convolutif. Après entrelacement temporel et fréquentiel, les bits sont groupés par deux pour former des dibits et ils subissent un codage de phase différentiel. Enfin, la modulation OFDM est effectuée par application d'une transformation de Fourier rapide inverse (TFRI). Après sa transmission par le canal mobile, le signal OFDM reçu commence par être démodulé au moyen d'une TFR. L'information véhiculée par chaque sous-porteuse est ensuite soumise à un décodage de phase différentiel et à une opération de désentrelacement en fréquence et en temps. La sortie de l'étage de désentrelacement est quantifiée avant d'être injectée au décodeur Viterbi.



FIGURE 57  
Modèle général du système de RSN



## 2.2 Modèle de canal mobile de Terre

La simulation a porté sur des canaux mobiles de Terre et par satellite. Le modèle du canal mobile de Terre se compose d'environ  $N = 40$  trajets ayant tous un retard fixe  $\tau_1$ , un décalage Doppler fixe  $f_1$  et un affaiblissement relatif égal. Les valeurs des retards pour les divers trajets sont données par une fonction de densité de probabilité de la forme:

$$p(\tau) = \begin{cases} e^{-\tau/\sigma} & \text{pour } 0 < \tau < \tau_{\max} \\ 0 & \text{pour les autres valeurs de } \tau \end{cases} \quad (1)$$

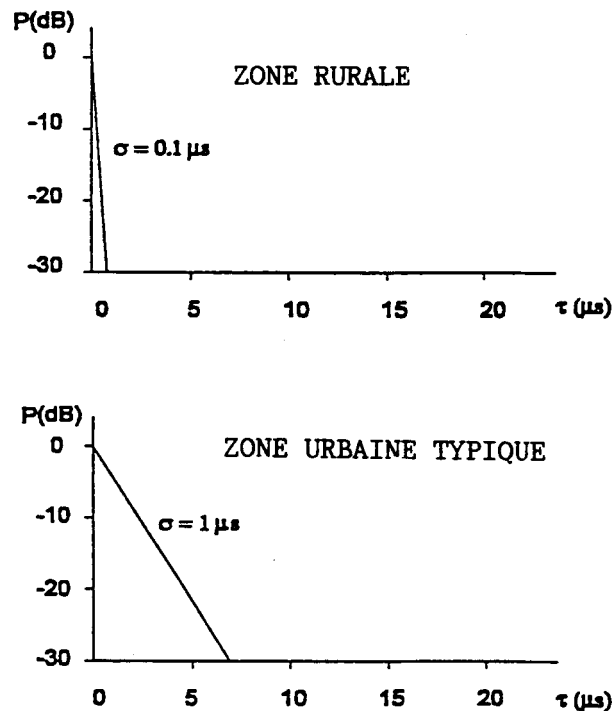
qui correspond à un profil donné puissance-retard en propagation par trajets multiples. Dans la relation (1), le facteur  $\sigma$  est une mesure de l'écart type des retards autour de la valeur moyenne (c'est l'«étalement des retards») et  $\tau_{\max}$  est le retard maximum des échos. On a utilisé des profils puissance-retard caractéristiques des zones rurales et urbaines; voir la Fig. 58 [COST 207, 1989]. Le décalage Doppler pour chaque trajet est donné par:

$$f_i = f_{\max} \cos(\theta_i) \quad (2)$$

où  $f_{\max}$  désigne le décalage Doppler maximum, déterminé par  $v/\lambda$  (vitesse du véhicule/longueur d'onde de la porteuse RF) et  $\theta_i$  est une variable aléatoire uniformément répartie entre 0 et  $2\pi$ . Après l'application d'un évanouissement, un bruit blanc gaussien est ajouté au signal.

FIGURE 58

Profils puissance-retard des canaux mobiles de Terre



### 2.3 Limites des simulations

Dans les simulations décrites ici, on a fait l'hypothèse d'une synchronisation parfaite et d'un filtrage parfait. On n'a pas tenu compte de l'influence des paramètres suivants: la commande automatique de gain, le bruit de phase dans les oscillateurs locaux des récepteurs et les non-linéarités des équipements d'émission ou de réception. Cela étant, le modèle actuel représente une mise en œuvre parfaite de l'émetteur et du récepteur fonctionnant en COFDM. Les résultats traduisent par conséquent les meilleures caractéristiques de fonctionnement possible pour les distorsions du canal considéré. On met au point actuellement un nouveau logiciel de simulation, dans le cadre du même programme d'études, pour l'influence de ces paramètres de mise en œuvre du matériel sur les caractéristiques du système COFDM.

### 3 Résultats des simulations et discussion

L'étude a porté sur les paramètres suivants du système COFDM: la profondeur d'entrelacement temporel, le nombre des niveaux de quantification à décision pondérée et la longueur de contrainte du code convolutif.

Pour les résultats présentés ci-après, l'énergie contenue dans l'intervalle de garde a été prise en compte dans le calcul de  $E_b/N_0$ . Il est facile d'obtenir les valeurs correspondantes du rapport porteuse/bruit (C/N): il suffit de soustraire 1 dB des valeurs de  $E_b/N_0$ .

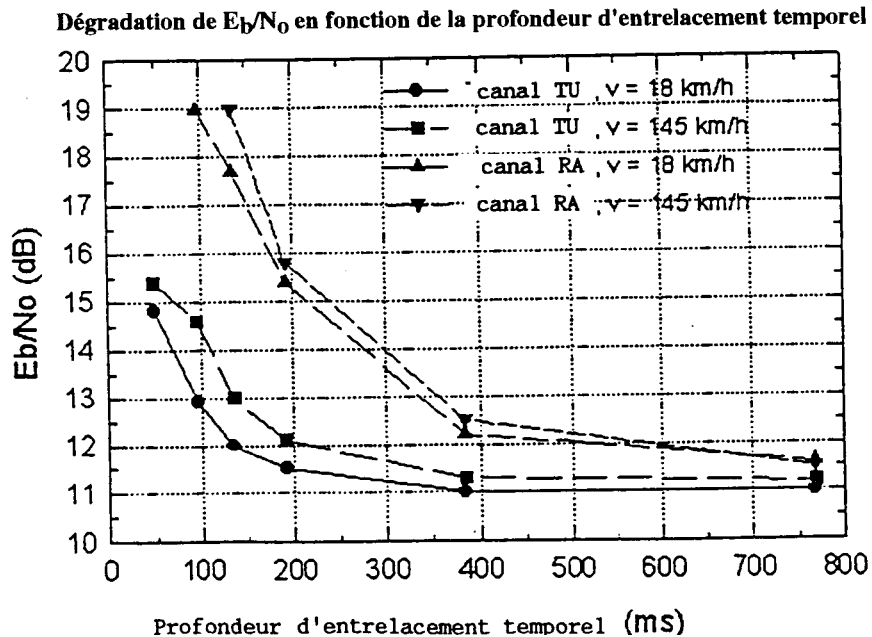
### 3.1 Profondeur d'entrelacement temporel

Cette première série de simulations avait pour objet de déterminer la valeur optimale de la profondeur d'entrelacement temporel. Les simulations étaient faites pour des canaux mobiles de Terre dans des zones urbaines typiques (TU: typical urban) et des zones rurales (RA: rural area), pour deux valeurs de la vitesse du véhicule: 18 km/h ( $f_{\max} = 25$  Hz) et 145 km/h ( $f_{\max} = 200$  Hz). La valeur adoptée pour la durée totale des symboles était  $T_s = 156,25 \mu\text{s}$  (Mode III).

Les valeurs de  $E_b/N_0$  requises pour avoir un taux d'erreur binaire (TEB) de  $10^{-4}$  étaient déterminées en fonction de la profondeur d'entrelacement temporel. On faisait varier ce dernier paramètre de 48 à 768 ms.

Les résultats représentés Fig. 59 font apparaître de petites dégradations (1 dB au maximum dans le canal RA) lorsque la profondeur d'entrelacement diminue de 768 à 384 ms. Au-dessous de 384 ms, les dégradations croissent rapidement dans les deux canaux. Une valeur de 384 ms pour la profondeur d'entrelacement temporel représente donc un bon compromis entre le retard et la qualité de fonctionnement.

FIGURE 59



### 3.2 Niveaux de quantification à décision pondérée

L'objectif de cette seconde série de simulations était le suivant: évaluer les dégradations des caractéristiques de fonctionnement résultant d'une diminution du nombre des niveaux de quantification appliqués au signal d'entrée du décodeur Viterbi. Ce paramètre a une influence sur le degré de complexité de ce décodeur. On a démontré [Clark, G.C., 1988] que le nombre optimum est 8 niveaux de quantification dans un canal affecté par un bruit blanc gaussien de type additif, ou bruit AWGN (additive white Gaussian noise). Ce nombre est-il suffisant dans les canaux mobiles?

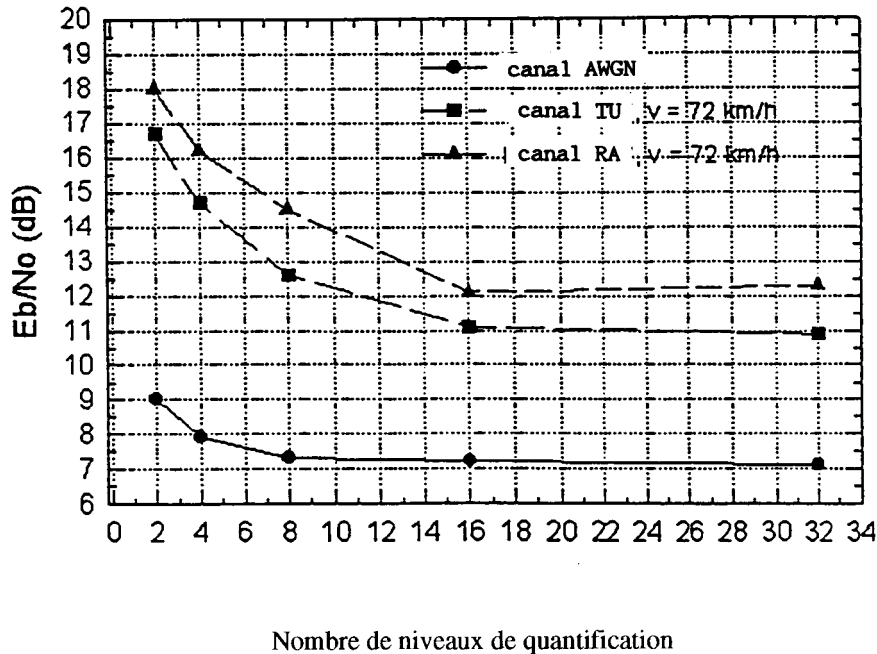
Pour tenter de répondre à cette question, on a effectué des simulations pour les canaux mobiles TU et RA et pour le canal AWGN. Pour les canaux mobiles, on a considéré un véhicule se déplaçant à la vitesse de 72 km/h ( $f_{\max} = 100$  Hz). La durée totale des symboles était de  $156,25 \mu\text{s}$  (Mode III) et la profondeur d'entrelacement temporel de 384 ms.

Les valeurs de  $E_b/N_o$  nécessaires pour obtenir un taux d'erreur binaire (TEB) de  $10^{-4}$  étaient déterminées en fonction du nombre de niveaux de quantification. On faisait varier ce dernier paramètre de 2 (1 bit/échantillon, décision formelle) à 32 (5 bits/échantillon).

Les résultats (Fig. 60) ne font pas apparaître d'augmentation notable de  $E_b/N_o$  lorsque le nombre de niveaux de quantification décroît jusqu'à 8 pour le canal AWGN et jusqu'à 16 pour les canaux TU et RA. Au-dessous de ces deux valeurs, la dégradation augmente rapidement. Des résultats similaires (non représentés dans la figure) ont été obtenus pour des vitesses de déplacement plus élevées. On voit que la solution optimale dans les canaux mobiles est l'utilisation d'un quantificateur à 16 niveaux (4 bits/échantillons). Dans ces canaux, on a besoin d'un quantificateur à plus grande résolution que dans le canal AWGN, pour retenir l'information contenue dans les grandes fluctuations de l'enveloppe du signal reçu.

FIGURE 60

Dégradation du rapport  $E_b/N_o$  en fonction du nombre de niveaux de quantification à décision pondérée (Mode III)



### 3.3 Longueur de contrainte du code convolutif

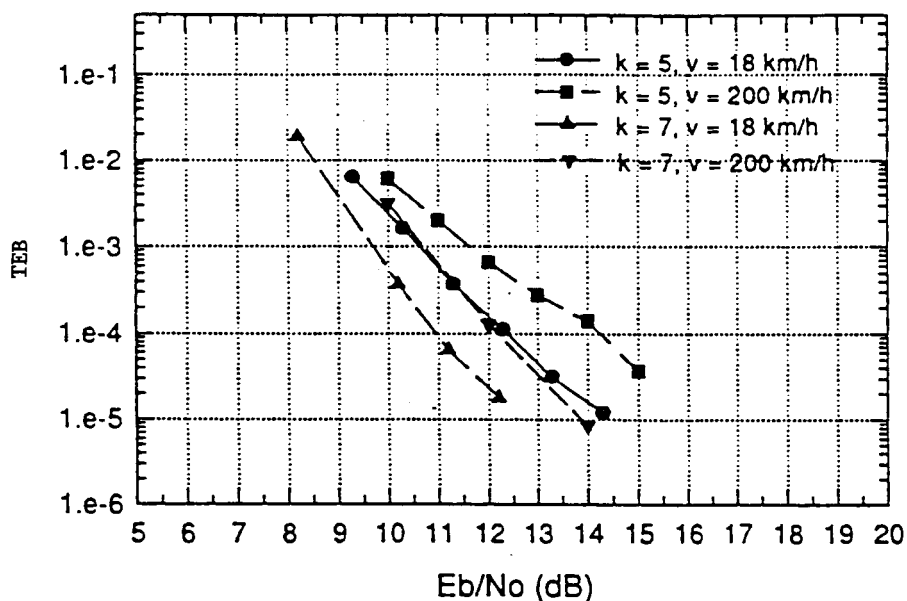
L'objectif de cette troisième série de simulations était le suivant: déterminer l'effet produit quand on adopte, pour la longueur de contrainte du code convolutif, une valeur inférieure à la valeur proposée (7). La complexité du décodeur Viterbi augmente exponentiellement en fonction de cette longueur.

Les courbes de TEB en fonction de  $E_b/N_o$  ont été mesurées pour les canaux mobiles TU et RA, avec les vitesses de 18 km/h ( $f_{\max} = 25$  Hz) et 200 km/h ( $f_{\max} = 275$  Hz), pour des valeurs de la longueur de contrainte égales à 5 et 7. La durée totale des symboles était de  $156,25 \mu s$  (Mode III) et la profondeur d'entrelacement temporel de 384 ms.

La Fig. 61 indique les résultats obtenus pour le canal TU. Lorsque la longueur de contrainte diminue de 7 à 5, il en résulte une dégradation d'environ 1,5 dB, avec  $TEB = 10^{-4}$  et une vitesse de déplacement de 18 km/h. La dégradation atteint environ 2 dB à la vitesse de 200 km/h (pour le même TEB). Des résultats similaires (non représentés) ont été obtenus pour le canal RA.

FIGURE 61

TEB en fonction de  $E_b/N_0$  pour plusieurs valeurs de la longueur de contrainte et de la vitesse du véhicule (canal TU, Mode III)



#### 4 Conclusions

On a présenté dans cette annexe les premiers résultats d'une étude paramétrique concernant les émissions à modulation COFDM à 1,5 GHz. Cette étude a pris la forme de simulations informatiques, avec l'hypothèse d'une synchronisation et d'un filtrage parfaits. On n'a pas tenu compte de l'influence du bruit de phase dans le récepteur, ni des non-linéarités des équipements d'émission et de réception. De ce fait, les résultats représentent les meilleures caractéristiques de fonctionnement possible du système COFDM dans les canaux mobiles considérés. Les résultats montrent que :

- une profondeur d'entrelacement temporel de 384 ms représente un bon compromis entre retard et qualité;
- la quantification du signal d'entrée du décodeur Viterbi avec 4 bits/échantillon est optimale pour les canaux mobiles;
- lorsque la longueur de contrainte du code convolutif diminue de 7 à 5, il en résulte une dégradation de 1,5 à 2 dB, pour  $TEB = 10^{-4}$ .

On met au point actuellement un nouveau logiciel de simulation pour étudier l'influence des facteurs de mise en œuvre du matériel sur les caractéristiques de fonctionnement du système COFDM.

## ANNEXE 2

### **Description des systèmes de radiodiffusion sonore numérique IBOC (in-band on channel)**

#### **1 Introduction**

Jusqu'à une date récente, on pensait généralement que les fréquences nouvelles ou insuffisamment utilisées des bandes B.m et B.dm représentaient la seule solution disponible pour mettre en œuvre un nouveau service de radiodiffusion sonore numérique (RSN). Les travaux récents de recherche-développement ont mis au jour des techniques qui pourraient ouvrir une approche nouvelle de la RSN, avec utilisation de l'infrastructure de radiodiffusion de la bande 6 et de la modulation de fréquence en bande B.m.

Les systèmes RSN du type «dans la bande, dans le même canal» ou IBOC («in-band, on-channel») sont conçus pour permettre à un signal RSN d'occuper simultanément la même attribution de fréquence que le signal de radiodiffusion analogique classique. Le système IBOC est extrêmement économique en spectre, car il utilise deux fois la même fréquence: une fois pour le signal de radiodiffusion analogique et une deuxième fois pour le signal de radiodiffusion numérique. IBOC permet l'évolution sans à-coups vers les services RSN. La technique RSN IBOC pourrait avoir pour conséquence de mobiliser, dans les bandes B.m et B.dm, des largeurs de spectre précieuses (et peu abondantes) qui avaient été considérées précédemment comme des portions de spectre de remplacement pour le service RSN. En plusieurs endroits des Etats-Unis, on a effectué des essais d'émission, dans les conditions réelles, de systèmes RSN IBOC en modulation de fréquence dans les bandes B.m et la bande 6.

#### **2 Version IBOC des systèmes RSN**

Les objectifs fondamentaux de la version IBOC des systèmes RSN ont été formulés pour assurer la compatibilité avec les systèmes MF analogiques des Etats-Unis\*. Ces objectifs sont les suivants:

- 2.1 Le signal codé et modulé doit être centré sur une des fréquences assignées en MF (bande II pour des multiples entiers impairs de 100 kHz), et le signal composite analogique/numérique doit être conforme aux gabarits de densité spectrale de puissance définis par la FCC.
- 2.2. Le signal audio décodé doit avoir la qualité «quasi-CD» dans toutes les conditions d'émission et de réception (fixes ou mobiles) prévues en milieu urbain, suburbain ou rural.
- 2.3. Lorsque le signal RSN est superposé au signal MF analogique, il ne doit pas en résulter une détérioration de la qualité audio de ce dernier signal dans les conditions définies ci-dessus, lorsque la réception se fait sur un récepteur MF classique de qualité moyenne.
- 2.4. Par ailleurs, la présence ou l'absence du signal MF analogique ne doit avoir aucune influence acoustique sur la réception du signal RSN.

---

\* On n'a pas cherché à répondre à la question suivante: un système IBOC serait-il viable dans des pays ayant des assignations de fréquences porteuses différentes à la modulation de fréquence?

Deux des systèmes en cours de mise au point, dont on attend qu'ils réalisent tous ces objectifs, ont été décrits à l'occasion de la réunion de janvier 1993 (Los Angeles); cette réunion était aussi saisie de deux documents qui mettaient en doute la faisabilité du principe IBOC. On trouvera dans cette annexe une description résumée des systèmes, ainsi que les questions soulevées dans ces documents.

### **3 Description des systèmes**

#### **3.1 Système MF**

Dans un des systèmes décrits, on a recours à un filtrage pour confiner le signal MF analogique dans une bande de 200 kHz centrée sur la fréquence porteuse; le signal RSN modulé en COFDM et convenablement filtré est placé dans un des deux canaux latéraux de 100 kHz, ou dans les deux (de  $f_c - 200$  à  $f_c - 100$  et/ou de  $f_c + 100$  à  $f_c + 200$  kHz). L'implantation des diverses sous-porteuses se fait avec la plus grande souplesse; le choix des canaux latéraux à utiliser est dicté par la nécessité de réduire à un minimum les brouillages mutuels avec d'autres stations MF (avec ou sans RSN superposée) se trouvant à proximité. L'information relative à l'utilisation des canaux latéraux est transmise continuellement dans un canal auxiliaire extrêmement robuste; les conditions d'utilisation peuvent être modifiées à tout instant, sans désorganiser les signaux analogiques ou numériques.

Les effets de la propagation par trajets multiples sont atténués par l'action conjuguée des techniques suivantes: diversité de fréquence sur la totalité de la bande de 400 kHz; entrelacement avec la profondeur maximale autorisée par la contrainte de retard entrée/sortie; et correction d'erreurs efficace sans voie de retour.

Le canal auxiliaire peut aussi servir à transmettre des données non audio. Le document de référence suggère de nombreuses utilisations possibles de ces données.

Dans un autre système, outre les techniques traditionnelles permettant d'atténuer les effets de la propagation par trajets multiples, on travaille sur une technique de «glissement de fréquence» dont le principe est le suivant: les fréquences porteuses des sous-canaux numériques sont modulées par le programme MF, ce qui donne naissance à un décalage de fréquence constant entre la porteuse MF analogique et les signaux numériques IBOC. Le glissement de fréquence déplace les fréquences porteuses modulées en numérique, ce déplacement étant synchronisé avec la fréquence instantanée du signal MF. La technique du glissement de fréquence élargit la largeur de bande équivalente du système RSN IBOC et fournit un certain degré de diversité de fréquence efficace pour remédier aux effets de la propagation par trajets multiples. A cela s'ajoute une technique, mise au point récemment, d'égalisation rapide, fondée sur la technologie du transport de charge acoustique (TCA): cette opération permet de compenser la distorsion de phase non uniforme induite dans l'ensemble de la bande de fréquences utilisée par les effets de propagation par trajets multiples.

Dans la mise au point du système de radiodiffusion sonore numérique et MF (RSN-MF) fonctionnant dans la bande et dans le même canal, il s'est avéré nécessaire d'extraire le signal audionumérique d'un signal MF analogique normalisé occupant la même portion de spectre. Pour effectuer cette opération d'extraction, on se sert d'une famille de composants de traitement des signaux appelés filtres adaptatifs. Un tel filtre a la propriété de pouvoir modifier sa réponse lorsque les caractéristiques du signal utile ou du signal non désiré varient. Une version du filtre adaptatif est le filtre «transversal», qui effectue successivement des opérations de retard, de pondération et de sommation pour laisser passer les signaux utiles et rejeter les signaux non désirés. Jusqu'à une date récente, il était malaisé de mettre en œuvre des filtres transversaux programmables, capables de

traiter des signaux transmis à des débits élevés. Il existe aujourd'hui des filtres transversaux à action rapide qui allient la rapidité et la simplicité des composants analogiques à la programmabilité et aux possibilités de retard propres au traitement numérique. La technique TCA permet la mise en œuvre pratique de filtres transversaux qui fonctionnent sur une gamme de fréquences allant de 500 kHz à 180 MHz et qui introduisent en parallèle plusieurs centaines de retards pouvant aller de plusieurs nanosecondes à plusieurs micro-secondes.

Dans plusieurs démonstrations publiques faites aux Etats-Unis, on a présenté des filtres qui répondent à la spécification nécessaire pour extraire un signal RSN à 30 dB au-dessous d'un signal MF normalisé. On a obtenu une profondeur de filtrage de -35 dB avec des durées de mise à jour inférieures à 100 ns.

Il convient de citer un facteur important à prendre en considération dans la mise au point d'un système de radiodiffusion sonore numérique et MF (RSN-MF) fonctionnant dans la bande et sur le même canal: c'est la nécessité de faire en sorte que les signaux numériques ne brouillent pas les signaux MF analogiques qui occupent le même canal de fréquences. On supprime ces brouillages en modulant le signal numérique de telle manière que ce signal soit orthogonal avec le signal analogique. Une des manières d'y parvenir est de s'arranger pour que le spectre du signal numérique ne soit jamais superposé directement à celui du signal analogique. La technique de glissement de fréquence décrite plus haut maintient un écart constant entre le signal MF et le signal RSN IBOC. Dans les réalisations pratiques de ces systèmes, on ne peut pas s'attendre à avoir une orthogonalité parfaite; toute corrélation entre les signaux analogique et numérique aura pour conséquence un certain niveau de brouillages mutuels entre les signaux. Ce niveau dépendra de la mesure dans laquelle on pourra empêcher tout chevauchement entre les spectres respectifs du signal analogique et du signal numérique; il faudra pour cela réaliser et mettre en œuvre avec soin la forme d'onde numérique.

Des essais de transmission, effectués avec la station WWNO (New Orleans, Louisiane) et la station WILL (Urbana, Illinois), ont mis en évidence cette absence de brouillage entre un signal RSN-MF du type IBOC et la réception d'un signal MF analogique classique. Des mesures faites avant l'injection du signal numérique à la station WILL-FM d'Urbana, en septembre 1992, ont donné un rapport S/N de l'ordre de 60 dB; l'injection d'un signal numérique (192 kbit/s) avec glissement de fréquence et niveau de puissance d'environ -30 dBc avait pour effet d'abaisser le rapport S/N mesuré d'environ 0,5 dB, pour le ramener à 59,5 dB. D'autres observations ont porté sur une «autoradio» MF standard du commerce, pour essayer de déceler la présence du signal numérique dans le son fourni par ce récepteur. Pour ces essais, on coupait et on remettait en service alternativement la puissance de l'émetteur numérique, pendant que deux ingénieurs essayaient de déceler des variations de la qualité du son. Les essais n'ont jamais permis de détecter la présence du signal numérique, que le véhicule fût en mouvement ou à l'arrêt. En certains endroits où une intense propagation par trajets multiples entraînait la disparition presque complète du signal analogique, on n'est pas parvenu à mettre en évidence un brouillage par le signal numérique. La station WILL-FM a diffusé les signaux RSN IBOC pendant environ quatre semaines. Pendant cette période, il n'y a jamais eu de réclamations des auditeurs au sujet des essais de RSN IBOC.

Des questions ont été soulevées, quant à savoir si un système de ce genre est capable d'avoir les caractéristiques techniques et d'exploitation importantes qui sont énumérées dans la Recommandation UIT-R BS.774 pour la radiodiffusion sonore numérique de Terre. Certaines de ces questions se rapportent aux caractéristiques de service suivantes qui ont été mises en relief par l'UIT-R:

- Qualité audio: une largeur de bande de 200 kHz permettrait-elle aussi de recevoir de façon fiable un programme stéréophonique de «qualité disque compact» sur des récepteurs



portatifs et mobiles, en plus des récepteurs fixes, comme on l'envisage actuellement dans la planification en MF?

- Rendement en spectre et en puissance: est-il possible de mettre en jeu des niveaux de puissance suffisants pour obtenir la disponibilité de service accrue nécessaire pour les systèmes numériques sur la même zone de couverture, sans dégrader la couverture que l'on obtient actuellement en MF, aussi bien en bordure qu'à l'intérieur de la zone de service? Les systèmes «non cocanal» présenteraient-ils de grosses difficultés pour la planification du spectre, en ce qui concerne les opérations suivantes: migration des actuelles stations MF vers la radiodiffusion RSN, prise en compte de la croissance et migration des stations MA vers la RSN-MF s'il s'avère impossible de mettre au point un système RSN-MA approprié?
- Qualité de fonctionnement en présence de la propagation par trajets multiples et d'un effet d'ombre: un canal de 200 kHz serait-il assez large pour permettre une diversité de fréquence efficace? La diversité d'emplacement au récepteur, si nécessaire, serait-elle pratique pour la réception sur appareils portatifs et dans les véhicules; dans l'affirmative - compte tenu du fait que la réception en MF serait améliorée - la différence de qualité de service entre MF et RSN serait-elle suffisante pour garantir la viabilité de ce nouveau service?

### 3.2 Systèmes MA

Les études de longue haleine visant à implanter la radiodiffusion audionumérique dans la bande 6 permettent d'envisager une réception du son qui n'aura rien à envier à la fidélité des programmes émis. La mise en œuvre d'un système IBOC n'exige pas de largeur de spectre supplémentaire et permet de réaliser le passage à la RSN avec le minimum de bouleversement.

La principale exigence de la solution IBOC pour la radiodiffusion RSN est d'insérer la forme d'onde numérique dans la portion de spectre attribuée. L'élément clé pour la réalisation des systèmes RSN IBOC est la mise au point récente d'algorithmes de codage à la source; ces algorithmes divisent le débit de données nécessaire dans un rapport supérieur à 1/10.

Plusieurs démonstrations publiques ont eu lieu aux Etats-Unis: un émetteur fonctionnant en bande 6 était modulé par un signal numérique et l'émission était captée sur un récepteur fixe, à grande distance, avec un taux d'erreur binaire inférieur à  $10^{-9}$ . Le signal audio, codé à la source au débit de 96 kbit/s, satisfaisant aux spécifications spectrales du gabarit NRSC de la FCC ( $\pm 17,5$  kHz).

Les réponses devront être apportées aux questions suivantes:

- Les systèmes de radiodiffusion sonore numérique du type «dans la bande» peuvent-ils être logés dans la largeur de spectre attribuée actuellement?
- Un canal de 10 kHz, censé respecter le rapport de protection cocanal de 26 dB utilisé pour la planification en MA dans la Région 2, ne peut pas dépasser la capacité de 86 kbits (limite de Shannon). Dans ces conditions, un tel canal est-il capable d'assurer un service de «qualité disque compact»?
- Est-il possible de satisfaire les exigences posées par un système à modulation numérique sans risque de brouillage avec le canal analogique?
- Quelles seraient les caractéristiques de qualité et de défaillance des systèmes MA-IBOC en présence de brouillages causés par d'autres stations MA, notamment des brouillages dus à l'onde ionosphérique?

#### 4 Conclusion

Les besoins en matière de systèmes de radiodiffusion sonore peuvent varier d'une administration à une autre. Les systèmes qui viennent d'être décrits pourraient constituer des solutions de remplacement pratiques aux systèmes RSN déjà envisagés. Ils pourraient permettre à certaines administrations de mettre en œuvre le service RSN dans de meilleures conditions, sans trop désorganiser les services existants sur le plan économique.

#### REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- ALARD, M. et LASSALLE, R. [août 1987] - Principes de modulation et de codage canal en radiodiffusion numérique vers des mobiles. Tiré à part de la Revue de l'UER-Technique N° 224, p. 168-190.
- CLARK, G.C. et CAIN, J.B.[1988] - Error-correction coding for digital communications. Plenum Press, New York, Third Edition, 1988.
- COST 207 [1989] - Digital land mobile radiocommunications. Final Report of COST Project 207, Commission of the European Communities, Bruxelles.
- COX, D.C. et LECK, R.P. [mars 1975] - Distributions of multipath delay spread and average excess delay for 910 MHz urban mobile radio paths. IEEE Trans. on Antenna and Propagation N° 2, Vol. AP-23, p. 206-213.
- de WECK, J.-P., MERKI, P. et LORENZ, R. [1988] - Power delay profiles measured in mountainous terrain. IEEE Vehicular Technology Conference, p. 105-112.
- DOSCH, C., RATCLIFF, P.A. et POMMIER, D. [décembre 1988] - Première démonstration publique du COFDM/MASCAM. Une étape dans l'évolution de la radio. Revue de l'UER-Technique N° 232, p. 275-283.
- LE FLOCH, B., HABERT-LASSALLE, R. et CASTELAIN, D.[1989] - Digital sound broadcasting to mobile receivers. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 35, No. 3, août 1989, p. 493-503.
- SHELWELL, 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 UK field trial, BBC RD 1991/2.

### BIBLIOGRAPHIE

- GREEN, J.A. [1992] - Building penetration loss measurements for DAB signals at 211 MHz. BBC Research Department Report, No. BBC RD 1992/14.
- KRAHE, D. [1986] - Ein Verfahren zur Datenreduktion bei digitalen audio-signalen unter ausnutzung psychoakustischer phänomene (Procédé de réduction du débit binaire des signaux audionumériques par le recours aux phénomènes psychoacoustiques). Rundfunktechnik Mitteilungen 30, p. 117-123.
- THEILE, G., STOLL, G. et LINK, M. [août 1988] - Codage à faible débit binaire des signaux audio de haute qualité. Introduction au système MASCAM. Revue technique de l'UER N° 230, p. 158-181.
- WATERS, G. et KOZAMERNIK, F. - Plans and studies in the EBU for satellite broadcasting of sound radio, 13th AIAA International Communication Satellite Systems Conference, Los Angeles,
-