



MODULATION ET CODAGE DE CANAL POUR LA RADIODIFFUSION SONORE NUMERIQUE VERS LES MOBILES

**B. LE FLOCH, R. HALBERT,
J.F. HELARD, J.M. LEMESLE**

CCETT (Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et Télécommunications)
Rue du Clos Courtel - BP 59 - 35512 CESSON SEVIGNE - FRANCE

RÉSUMÉ

La perspective de mettre en œuvre un service de radiodiffusion sonore numérique de haute qualité destiné aux récepteurs domestiques et mobiles s'impose de plus en plus. On assiste aujourd'hui à la pénétration croissante des techniques numériques, tant au niveau de la production des programmes qu'à celui de l'enregistrement. Il devient donc souhaitable de rendre cohérent l'ensemble de la chaîne "production, diffusion, réception", et par conséquent de proposer à l'utilisateur un service de radiodiffusion sonore numérique d'une qualité équivalente à celle du disque compact.

Le système proposé par le CCETT pour la radiodiffusion proprement dite s'appelle COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex). Ce système est particulièrement adapté à la diffusion de signaux numériques de hauts débits dans des canaux affectés de trajets multiples dont les caractéristiques varient dans le temps (réception mobile en milieu urbain). Il permet actuellement de transmettre 16 programmes stéréophoniques et des voies de données, soit un débit global de 5,6 Mbit/s, dans un canal de 7 MHz.

SUMMARY

There is an increasing interest in the development of a new broadcasting service with a view to providing an improved sound quality on portable and mobile receivers. Digital techniques have progressed over the past few years in the areas of sound programme production as well as in the field of recording. Therefore, it becomes necessary to build a coherent system from studio to user, to offer a digital audio broadcasting service, with a sound quality equivalent to the compact disc.

The modulation and channel coding system proposed by the CCETT is called COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex). This system is particularly suitable for high bit rate data broadcasting in multipath radio channel with varying characteristics (mobile reception in urban environment). It allows at the present time the transmission of 16 stereophonic programmes and data channels, representing a total bit rate of 5.6 Mbit/s, in a 7 MHz bandwidth.

LA TRANSMISSION NUMERIQUE DANS LE CANAL RADIOMOBILE URBAIN

Le canal de radiodiffusion vers les mobiles en milieu urbain constitue un milieu de transmission particulièrement hostile. Les parasites industriels, et principalement la propagation par trajets multiples, due à la présence d'obstacles naturels, nécessitent la mise en œuvre de dispositifs de modulation sophistiqués, pour réaliser une transmission de qualité. Une difficulté importante a pour origine l'évolution permanente des caractéristiques du canal, consécutive au déplacement du récepteur.

Des études théoriques, résumées dans les rapports du CCIR, ont établi un modèle de canal en deux parties :

- La première partie fournit des résultats sur la valeur de l'énergie moyenne reçue dans des zones de petites dimensions (quelques centaines de longueurs d'onde).
- La seconde partie traite de la recombinaison de différents trajets ayant pour origine des réflexions discrètes, et reçus après diffraction sur des structures matérielles (arbres, autres véhicules,...), qui ne peuvent être considérées comme de simples plans réflecteurs.

Concernant la première partie de ce modèle, des résultats de mesures expérimentales en milieu urbain ont montré que la distribution de l'énergie moyenne reçue d'une petite zone à une autre suit une loi log-normale, dont la valeur moyenne est liée à la propagation en espace libre.

La seconde partie du modèle prend en compte les caractéristiques de la réponse impulsionnelle du canal. Selon la valeur du produit

de l'étalement des retards par la largeur de bande utilisée pour la transmission, la sélectivité en fréquence affectera de manière plus ou moins importante le signal reçu [1]. En réception urbaine, la réponse impulsionnelle du canal s'étend généralement sur plusieurs microsecondes. Par conséquent, la non-sélectivité concerne uniquement les transmissions à bas débits (quelques dizaines de kbit/s), et ne peut en aucun cas constituer une hypothèse valable pour la radiodiffusion sonore de haute qualité.

Par ailleurs, la diversité apportée par l'utilisation d'une transmission à large bande doit être considérée comme un avantage si le système de communication est conçu pour tirer parti des trajets multiples et non pour en souffrir : du fait de l'étalement de la réponse du canal, il est très improbable qu'un évanouissement profond affecte simultanément une bande de fréquence de quelques Megahertz.

Le système dont la description fait l'objet de cet article exploite cette propriété, et possède par ailleurs une excellente efficacité spectrale, indispensable en radiodiffusion.

Il est donc nécessaire de multiplexer un certain nombre de programmes sonores (de 12 à 16 par exemple) pour former ainsi un signal dans lequel chaque source de données élémentaire tirera bénéfice de l'aspect "large bande" de la transmission.

PRINCIPES GENERAUX DU SYSTEME COFDM

A partir du modèle proposé au paragraphe précédent, il est possible de représenter les conséquences de la propagation par trajets multiples en combinant la réponse en fréquence et la



variation dans le temps du canal. Cette fonction à deux dimensions caractérise le canal de Rayleigh sélectif. Une représentation stylisée en est donnée en figure 1 :

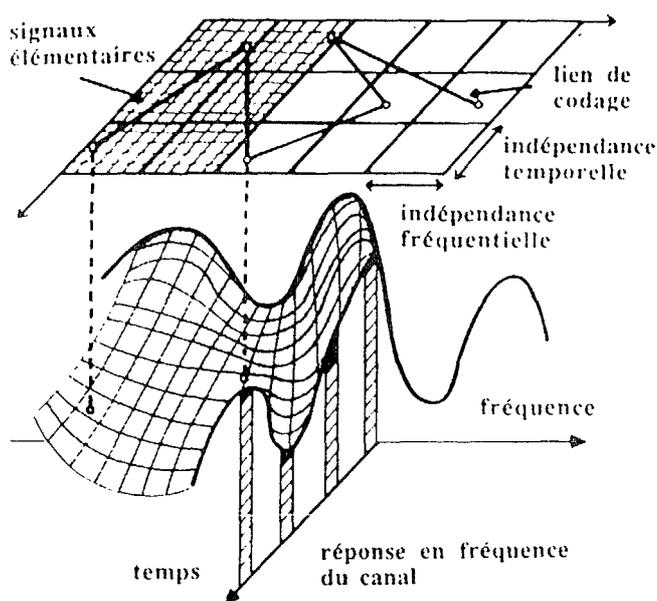


Fig. 1

Cette représentation admet une décomposition en surfaces de différentes tailles :

- Les petites surfaces représentent les éléments du domaine "temps-fréquence" vis-à-vis desquels le canal peut être considéré comme localement invariant.
- Les grandes surfaces indiquent la séparation minimale nécessaire à l'indépendance statistique de deux petites surfaces occupant la même position dans leur grande surface respective.

Cette décomposition constitue la base du dispositif de codage de canal et de modulation décrit aux paragraphes suivants [2] [3].

Système de modulation par multiplexage de fréquences orthogonales

Ce premier principe consiste à répartir l'information à transmettre sur un grand nombre de porteuses, modulées à "bas débit", afin de réduire l'effet de sélectivité du canal. Il s'agit donc de l'opération qui réalise la division du domaine "temps-fréquence" en petites surfaces de dimension T_s et $1/T_s$ sur l'axe temporel et fréquentiel respectivement [6].

La différence principale entre le système utilisé et les méthodes conventionnelles de multiplexage en fréquence tient au fait que les spectres des différentes porteuses se recouvrent mutuellement. Néanmoins, le signal vérifie certaines conditions d'orthogonalité explicitées ultérieurement, qui sont telles que les informations associées aux différentes porteuses peuvent être strictement séparées, en utilisant des techniques de Transformée de Fourier Discrète.

Lors de la transmission, l'interférence intersymbole introduite par les trajets multiples, bien que réduite, a pour effet d'affaiblir cette orthogonalité.

Une solution asymptotique à ce problème consisterait à augmenter indéfiniment le nombre des porteuses et par conséquent la durée des symboles. Cette méthode est irréaliste, du fait des limites imposées par la cohérence en temps du canal (effet Doppler), problème dual à celui de la sélectivité en fréquence. La solution retenue consiste en fait à insérer un intervalle de garde entre symboles successifs. Si la durée de cet intervalle de garde est supérieure à l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal, la partie utile du signal ne sera pas affectée par l'interférence intersymbole.

Système de codage et d'entrelacement

Le système de modulation par multiplexage de fréquences orthogonales avec intervalle de garde permet de résoudre le problème de la sélectivité du canal, mais ne supprime en aucun cas les évanouissements : l'amplitude de chaque porteuse est affectée par un processus multiplicatif de Rayleigh (ou de Rice lorsqu'il existe un trajet direct).

Le second principe du système COFDM consiste à corrélérer par un procédé de codage les éléments d'information transmis en des points distants du domaine "temps-fréquence" (voir figure 1). L'éloignement de ces points, relatif aux dimensions des grandes surfaces dans la représentation du canal, est suffisant pour assurer l'indépendance statistique entre les éléments successifs à l'entrée du décodeur de canal.

Le codage employé est de type convolutif, et est associé à un décodage par l'algorithme de Viterbi en décision douce. La diversité apportée par l'entrelacement joue un rôle vital dans le système. Le décodeur de Viterbi ne peut fonctionner correctement que si les échantillons successifs présentés à son entrée sont affectés par des lois de Rayleigh indépendantes. En pratique, les distorsions subies par ces échantillons sont fortement corrélées en temps et en fréquence. L'entrelacement a pour effet de briser cette corrélation. Lorsque le récepteur est à l'arrêt, la diversité en fréquence est suffisante pour assurer un bon fonctionnement du système : du fait de l'étalement de la réponse du canal (quelques microsecondes), les évanouissements affectant l'ensemble du spectre (quelques Megahertz) sont très improbables. De ce point de vue, l'existence de trajets multiples est une forme de diversité et doit être considérée comme un avantage.

REPRÉSENTATION DES SIGNAUX ET REGLES DE DÉCODAGE.

Le symbole élémentaire de modulation transmis pendant l'intervalle de temps $T_s = t_s + \Delta$, s'écrit :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left(C_k e^{2i\pi f_k t} \right) \quad t \in [0, T_s]$$

$$\text{où } f_k = f_0 + k/t_s$$

Les paramètres de ces équations sont les suivants :

- t_s : durée du symbole "utile", sur laquelle portera la démodulation
- Δ : intervalle de garde
- N : nombre de porteuses du multiplex
- f_0 : fréquence arbitraire
- C_k : élément de l'alphabet de modulation

Le signal émis est constitué par la juxtaposition dans le temps des symboles élémentaires ainsi définis.

Le message transmis fixe les valeurs des éléments C_k de l'alphabet de modulation. Le choix de l'alphabet proprement dit spécifie le type de modulation utilisé. Pour une modulation à 4 états de phase par exemple, l'alphabet utilisé est le suivant :

$$\{1+i, 1-i, -1+i, -1-i\}$$

Dans l'hypothèse où l'intervalle de garde est plus long que la réponse impulsionnelle du canal, et que celui-ci varie lentement vis-à-vis de la durée du symbole (invariance du canal sur les petites surfaces), le symbole élémentaire reçu sur l'intervalle de temps non affecté par l'interférence intersymbole, peut se mettre sous la forme :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left(H_k C_k e^{2i\pi f_k t} \right)$$

Dans cette formule, $H_k = \rho_k e^{i\varphi_k}$ représente la réponse du canal à la fréquence f_k .

Le signal est démodulé sur les voies en phase et en quadrature d'un oscillateur local de transposition à la fréquence $f_0 + 1/2T$ et

échantillonné au rythme $1/T$ avec $T = t_s/N$. Le signal complexe ainsi obtenu s'écrit :

$$z(nT) = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k \cdot e^{2in\frac{nk}{N}} \quad (n=0 \text{ à } N-1)$$

Par transformation de Fourier discrète sur l'ensemble :

$\left[(-1)^n z(nT) \right]_{n=0 \text{ à } N-1}$, nous obtenons :

$$H_k C_k = \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n z(nT) \cdot e^{-2in\frac{nk}{N}}$$

En absence de bruit, les symboles émis peuvent être reconnus sans erreur, au problème près de l'estimation de H_k , que nous examinerons par la suite. Les phénomènes de taux d'erreur résiduels dus à la sélectivité du canal ont disparus ; néanmoins, la décroissance du taux d'erreur en fonction du rapport E_b/N_0 dans un canal de Rayleigh est extrêmement lente. Cela justifie l'emploi d'un système de codage de canal efficace.

En faisant intervenir la dimension temporelle (indice j) et la présence du bruit, le traitement précédent nous fournit les échantillons :

$$Y_{j,k} = H_{j,k} C_{j,k} + N_{j,k}$$

où $N_{j,k}$ est un bruit gaussien complexe dont chaque composante possède une variance $\sigma_{j,k}^2$.

Le décodage selon le critère du maximum de vraisemblance a posteriori consiste à minimiser l'expression :

$$\sum_j \sum_k \| Y_{j,k} - H_{j,k} C_{j,k} \|^2 / 2 \sigma_{j,k}^2$$

A ce stade de l'analyse, il convient de préciser les relations entre le choix de la modulation, du procédé de démodulation, et le problème de l'estimation de la réponse en fréquence du canal. Les modulations à "grand nombre d'états" (MDP8, 16QAM, etc) ont été pour l'instant écartées car leur efficacité en puissance est faible et elles nécessitent pour certaines la mise en œuvre d'une démodulation cohérente, c'est-à-dire la connaissance de la réponse en fréquence du canal. Nos efforts se sont concentrés sur la modulation à 4 états de phase. Les résultats de simulation obtenus en démodulation cohérente de la MDP4, avec un codage convolutif de rendement $1/2$ et de distance 10, font apparaître un taux d'erreur de 10^{-3} pour un rapport moyen $E_b/N_0 = 5$ dB dans le canal de Rayleigh sélectif (fig. 2). Si l'on considère qu'il s'agit là d'une *valeur moyenne*, ceci signifie qu'en valeur instantanée, ce rapport peut décroître fortement. On conçoit aisément que la démodulation cohérente soit particulièrement difficile dans ces conditions.

La démodulation différentielle constitue une autre solution dont l'intérêt essentiel réside dans sa très grande simplicité de mise en œuvre et son absence d'inertie après un évanouissement profond. Le prix à payer est évidemment une dégradation des performances, qui reste néanmoins acceptable, et qui est en réalité minime si l'on tient compte des limitations pratiques de la démodulation cohérente.

La démodulation différentielle consiste à utiliser au rang j un estimateur simplifié du canal déduit du rang $j-1$:

$H_{j,k} \approx Y_{j-1,k} / C_{j-1,k}$. Le précodage à l'émission est le suivant :

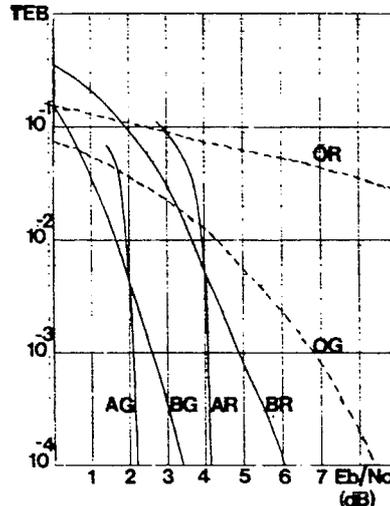
$$a_{j,k} + ib_{j,k} = (1+i) C_{j,k} / C_{j-1,k}, \quad a_{j,k} = \pm 1, \quad b_{j,k} = \pm 1$$

Dans cette expression, les éléments $a_{j,k}$ et $b_{j,k}$ constituent les sorties du codeur convolutif. Les pondérations correspondantes au niveau du décodeur de Viterbi sont :

$$\text{Re} \left(\frac{Y_{j,k} Y_{j-1,k}^*}{(1-i) \sigma_{j,k}^2} \right) \text{ et } \text{Im} \left(\frac{Y_{j,k} Y_{j-1,k}^*}{(1-i) \sigma_{j,k}^2} \right)$$

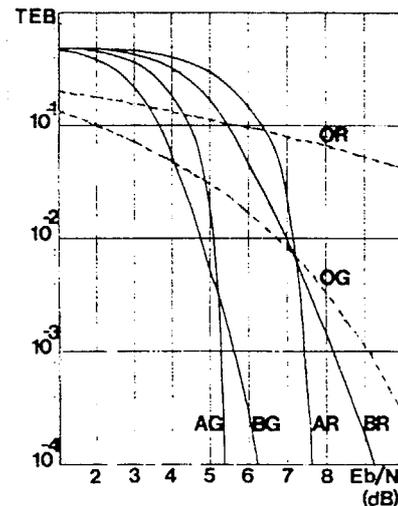
Performances du système

Les résultats obtenus en démodulation cohérente et différentielle du système COFDM-MDP4 avec codage convolutif de rendement $1/2$, de longueur de contrainte 7, et de distance libre 10, sont présentés en figure 2. Il est par ailleurs possible de transformer le canal à dégradation progressive ainsi obtenu, en un canal "virtuellement sans erreur", en utilisant un code algébrique externe. Nous avons employé un code de "Reed-Solomon cyclotomiquement raccourci", de paramètres $N = 336$, $K = 288$, $d = 49$, sur un alphabet à 2^{12} symboles [2] [7].



performances du COFDM-MDP4 en démodulation cohérente

- O : absence de codage
- A : codages convolutif et algébrique
- B : codage convolutif



- G : canal gaussien
- R : canal de Rayleigh sélectif

performances du COFDM-MDP4 en démodulation différentielle

Fig 2

LE RESEAU DE RADIODIFFUSION DE SON NUMERIQUE

Les difficultés principales rencontrées lors de l'introduction d'un nouveau service de radiodiffusion, sont liées à la pénurie des fréquences du spectre radioélectrique. Ce dernier constitue un bien commun à tous les utilisateurs potentiels, qu'il convient d'utiliser de manière optimale. C'est la raison pour laquelle, outre l'efficacité en termes de puissance et d'utilisation du spectre, la flexibilité vis-à-vis de la planification en fréquence doit être prise en considération [5].

Nos recherches se sont orientées vers la radiodiffusion terrestre et par satellite, et les configurations suivantes sont actuellement à l'étude :

- service de radiodiffusion locale urbaine dans la bande UHF, utilisant des bandes de 4 à 7 MHz en partage avec les signaux de télévision. Le système COFDM nécessitant la mise en œuvre de puissances très faibles, il est possible de réutiliser des canaux TV en opération dans les régions adjacentes,
- service de radiodiffusion à l'échelle régionale ou nationale, dans la bande 60-200 MHz, basé sur la mise en œuvre d'un réseau monofréquence utilisant des bandes élémentaires de 4 MHz. Le système COFDM étant conçu pour fonctionner en présence de



trajets multiples, il est possible de générer des "échos actifs" à partir d'un réseau d'émetteurs répartis sur un territoire donné, synchronisés en temps, et diffusant tous le même signal. L'étalement de la réponse impulsionnelle du "canal de transmission équivalent" est bien entendu lié aux distances physiques séparant les différents émetteurs. Il est donc nécessaire d'utiliser des symboles COFDM très longs (1 ms), avec un intervalle de garde capable d'absorber des échos distants d'une centaine de kilomètres. L'augmentation de la taille des symboles correspond clairement à l'augmentation du nombre de porteuses émises dans une bande donnée. Cette contrainte apparente correspond en fait à un accroissement faible de la complexité du récepteur,

- service de radiodiffusion par satellite, à l'échelle nationale, dans la bande de fréquence de 0,5 à 2 GHz, basé sur l'utilisation de bandes élémentaires de 4 MHz. Cette possibilité, nécessitant l'attribution exclusive d'une bande de fréquence, rassemble par ailleurs tous les avantages de la radiodiffusion par satellite.

REALISATION DU SYSTEME

Choix des paramètres de modulation et de codage

La première réalisation matérielle du système a été développée dans le but de valider les principes du procédé COFDM, dans le cas de la transmission en UHF. Elle offre une capacité de 16 programmes stéréophoniques, ayant chacun un débit de 336 kbit/s, dans une bande totale de 7 MHz.

Le multiplexage des différents programmes a été réalisé de manière à minimiser la complexité du récepteur. Ce dernier ne devant traiter qu'un programme à la fois, les techniques de codage et de modulation doivent s'appliquer séparément aux différentes sources. Ceci peut être réalisé par un multiplexage fréquentiel ou temporel des programmes. Dans le cas du multiplexage fréquentiel, la sélection de programme et la démodulation peuvent être effectuées conjointement par décimation de la FFT. La technique du multiplexage temporel, plus simple à mettre en oeuvre, a été retenue pour cette première réalisation [4].

Le symbole élémentaire a une durée de 80 μ s, et inclut un intervalle de garde de 16 μ s. Chaque symbole constitue un multiplex de 448 porteuses espacées de 15625 Hz et modulées séparément en MDP4. L'intervalle de garde absorbe les trajets multiples dans la plupart des situations. De plus, les symboles de modulation sont suffisamment courts pour assurer la cohérence temporelle du canal vis-à-vis du signal reçu, même à une vitesse de 200 km/h et à une fréquence porteuse de 2 GHz. C'est une condition essentielle au fonctionnement du démodulateur, qu'il soit différentiel ou cohérent.

Le signal est constitué autour d'une structure de trame de 24 ms, correspondant à la juxtaposition de 300 symboles élémentaires. Le premier symbole, exempt de modulation, est utilisé pour la synchronisation du récepteur. Le second symbole est une wobble utilisée en tant que référence de phase pour la démodulation différentielle. Le troisième symbole porte des données statiques. Les 297 symboles restant sont divisés en 33 canaux constitués de 9 symboles consécutifs. Un canal correspond soit à un son monophonique, soit à une voie de données.

Le système de codage de canal est constitué par le code convolutif décrit précédemment. Chaque canal a une capacité de transmission de 168 kbit/s x 24 ms/trame, soit 4032 bits/trame. Ces 4032 bits sont liés par le codage en un bloc de 8064 bits. En sortie du codeur convolutif, les données sont entrelacées en temps sur 16 trames, soit 384 ms, et en fréquence sur l'ensemble des 448 porteuses.

Description du récepteur

L'étage RF du récepteur est tout à fait conventionnel. Le filtrage de canal est effectué en fréquence intermédiaire par un filtre à onde de surface de 7,5 MHz de bande. Le signal est ensuite démodulé sur deux voies en quadrature par rapport à sa fréquence centrale, et échantillonné au rythme de 8 MHz.

La synchronisation est effectuée par un filtrage de l'enveloppe du signal reçu, adapté à l'absence de modulation durant les 80 μ s du premier symbole de la trame. L'analyse de la réponse impulsionnelle du canal, basée sur le filtrage adapté au symbole de wobble, permet ensuite d'affiner cette synchronisation.

Le signal reçu est ensuite traité par un processeur de traitement de signal qui réalise une FFT à 512 points complexes sur les symboles appartenant au programme sélectionné. La démodulation différentielle, basée sur l'utilisation d'une multiplication complexe, est appliquée aux 448 porteuses du multiplex.

Le décodage de Viterbi est réalisé par un ASIC développé par le CCETT en collaboration avec la Société SOREP. Ce décodeur permet de traiter 16 codes de rendements différents, pour un débit utile inférieur à 500 kbit/s.

Les résultats théoriques obtenus dans le canal gaussien et le canal de Rayleigh sélectif ont été confirmés par des mesures expérimentales effectuées à l'aide d'un simulateur de trajets multiples ; l'écart par rapport à la théorie est de l'ordre du décibel.

CONCLUSION

Le système COFDM offre une solution efficace et élégante au problème de la transmission numérique à haut débit dans le canal de Rayleigh sélectif, dans lequel les techniques d'égalisation sont extrêmement difficiles à mettre en oeuvre. Ce procédé constitue par ailleurs une alternative élégante aux systèmes conventionnels à étalement de spectre, de faible efficacité spectrale.

Des travaux prometteurs portant sur les systèmes de codage à débit réduit du son de haute qualité sont également menés à bien au CCETT, qui a pour objectif de spécifier les caractéristiques du service et l'ensemble des équipements de la chaîne de radiodiffusion sonore numérique, en collaboration avec l'industrie européenne de terminaux audiovisuels grand public.

La première démonstration publique du système COFDM a été menée à bien lors de la Conférence Administrative Mondiale des Radiocommunications (ORBIT 88) [8]. Il s'agissait, à notre connaissance, de la première mise en oeuvre d'un ensemble de radiodiffusion de haut débit, alliant l'efficacité d'utilisation du spectre à l'efficacité en terme de bilan d'énergie, dans un canal radiomobile en milieu urbain.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] D. POMMIER, YI WU : *Entrelacement ou étalement du spectre en radio numérique vers les véhicules*.
Revue de l'UER, n°217, juin 1986.
- [2] M. ALARD, R. HALBERT : *Principes de modulation et de codage canal en radiodiffusion numérique vers les mobiles*.
Revue de l'UER, n°224, août 1987.
- [3] B. LE FLOCH : *Satellite sound broadcasting to mobile receivers*. Conférence MIOP 1988.
- [4] D. POMMIER, M. ALARD, R. HALBERT, B. LE FLOCH : *A new system of sound broadcasting to mobile receivers*.
Conférence EUROCON 1988.
- [5] D. POMMIER, P.A RATLIFF : *New prospects for high-quality digital satellite sound broadcasting to mobile, portable and fixed radio receivers*.
IEE Conference Publication, September 1988, n°293.
- [6] S.B WEINSTEIN, P.M EBERT : *Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform*.
IEEE Transactions on Communication Technology, vol. COM-19, N°15, October 1971.
- [7] J.L DORNSTETTER : *The digital cellular SHF 900 system*.
Second Nordic Seminar on Digital Land Mobile Radio Communication, Stockholm, Octobre 1986.
- [8] *Sound broadcasting lobby proves a point on a bus*. Financial Times, October 7, 1988.