



DEMODULATION COHERENTE DU SYSTEME DE TRANSMISSION MULTI-ORTEUSES COFDM DANS UN CANAL DE RADIO MOBILE

B. LE FLOCH, J.F. HELARD, D. CASTELAIN, M. RIVIERE

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

RÉSUMÉ

Au cours des années passées, les progrès des techniques de codage à compression de débit de l'image et du son ont ouvert la voie aux concepts de diffusion numérique des signaux audiovisuels. En associant ces techniques à des procédés de modulation et de codage de canal adaptés aux caractéristiques des milieux de transmission, on dispose des éléments constitutifs d'une chaîne de diffusion numérique complète.

Les développements relatifs à la radio numérique de qualité laser, en tant que successeur de la FM, ont été menés dans le cadre du projet Eureka 147 DAB. Aux Etats-Unis un vaste programme d'étude a pour but de définir un système de télévision à haute définition pour la diffusion terrestre dans des canaux de 6 MHz !

Cet article présente des résultats d'études en codage de canal et modulation, qui s'inscrivent précisément dans ce contexte de développement technologique très intense.

LES CONTRAINTES DE LA DIFFUSION HERTZIENNE NUMERIQUE

Les phénomènes de propagation par trajets multiples, dus à la présence d'obstacles naturels, constituent une difficulté majeure pour la diffusion numérique à partir d'émetteurs terrestres. Même pour une réception fixe à l'aide d'une antenne directive, il n'est pas rare de constater l'existence de ce phénomène : en télévision classique, on observe plusieurs images décalées, résultats de la présence d'échos. En réception mobile en milieu urbain, ces phénomènes se trouvent bien entendu accentués. Par ailleurs, l'évolution permanente des caractéristiques du canal, consécutive au déplacement du récepteur, constitue une difficulté supplémentaire.

Le canal de transmission peut-être simplement décrit par sa réponse impulsionnelle, qui caractérise les différents échos en termes de retard et d'atténuation. Plus le produit de l'étalement des retards par la largeur de bande utilisée est élevé, et plus le canal sera sélectif en fréquence.

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).

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 d'un Mégahertz ou plus.

ABSTRACT

Over the last few years, progress made in bit rate reduction coding techniques for sound and pictures has opened the way to the concept of digital broadcasting of audiovisual signals. If these techniques are combined with modulation and channel coding, adapted to the relevant transmission medium, we possess all the elements of an entirely digital broadcasting chain.

The development of CD-quality digital radio, as a successor to FM, has been carried out in the field of the Eureka 147 DAB project. At the same time, in the United States, an extensive research programme aims to define a High Definition Television system for terrestrial broadcasting on 6 MHz channels!

This article presents the results of channel coding and modulation studies which form an integral part of these intense developments in technology.

LE SYSTEME DE TRANSMISSION MULTI-ORTEUSES COFDM

Développé dans le cadre du projet Eureka DAB (Digital Audio Broadcasting), le système COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex) [1], [2], repose sur les principes suivants :

- L'information à transmettre est répartie sur un grand nombre de porteuses accolées les unes aux autres, et individuellement modulées à bas débit. Cela a clairement pour effet de rendre le canal non-sélectif vis-à-vis de chacune de ces porteuses. S'intéressant alors à l'une quelconque d'entre elles, on peut considérer que, selon sa position dans le domaine fréquentiel, elle sera reçue avec une atténuation plus ou moins importante, conséquence d'interférences destructives ou constructives.
- Le second principe exploite de façon systématique les trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur en utilisant le fait que des signaux suffisamment séparés en fréquence et en temps ne peuvent être affectés de façon identique. Les informations transmises à des instants différents sur des porteuses éloignées de l'espace des fréquences, sont liées entre elles par un codage produisant une redondance, qui assure au récepteur la possibilité de reconstituer les informations perdues lors de la transmission, grâce à la corrélation qui les lie aux informations correctement reçues. Cette technique repose sur l'association d'un codage et d'un entrelacement en temps et en fréquence.



DEFINITION DU SIGNAL EMIS

Procédé de multiplexage de fréquences orthogonales

Les spectres des différentes porteuses du signal COFDM résultent d'un filtrage de mise en forme rectangulaire et sont donc des sinus cardinaux qui se recouvrent mutuellement, tout en vérifiant les conditions d'orthogonalité qui rendent l'interférence interporteuse inexistante.

Si les symboles ainsi formés étaient directement juxtaposés dans le temps, les échos auraient pour effet d'introduire de l'interférence à la fois intersymbole et interporteuse. La solution retenue pour pallier cet inconvénient consiste à introduire un intervalle de garde entre symboles successifs de durée supérieure à l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal, de sorte que le signal émis peut se mettre sous la forme :

$$x(t) = \text{Re} \left\{ e^{2i\pi f_0 t} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{j,k} \phi_k(t - jT_s) \right\}$$

$$\text{avec } \phi_k(t) = e^{2i\pi k t / t_s} \quad \text{quand } t \in [-\Delta, t_s]$$

$$\phi_k(t) = 0 \quad \text{ailleurs}$$

$$\text{et } T_s = t_s + \Delta$$

Les paramètres de cette expression sont les suivants :

- T_s : durée totale du symbole
- t_s : durée "utile" du symbole, prise en compte par le récepteur
- Δ : intervalle de garde
- N : nombre de porteuses du multiplex
- x_{jk} : élément de l'alphabet de modulation, définissant la valeur de l'amplitude et de la phase de la porteuse d'indice k durant le symbole d'indice j .

Critères de choix des paramètres du système

Comme indiqué précédemment, l'intervalle de garde Δ qui prolonge par continuité l'ensemble des sinusoides du multiplex, est d'une durée supérieure à l'étalement des échos.

En outre, la durée utile du symbole doit être notablement plus longue que Δ , de sorte que l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance de système ne soient pas sensiblement affectées.

A titre d'exemple, un rapport $\Delta/(\Delta + t_s) = 1/5$ conduit à une perte vis-à-vis de l'efficacité spectrale théorique de 20 %, et à une perte en puissance d'environ 1 dB.

Uniquement dans le cas d'un canal invariant en temps et dont l'étalement des échos n'excède pas l'intervalle de garde, le signal pris en compte par le récepteur sur la période t_s du symbole d'indice j , peut s'écrire :

$$y(t) = \text{Re} \left\{ e^{2i\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} H_{j,k} x_{j,k} \phi_k(t - jT_s) \right\} + \text{bruit}$$

$$t \in [t \in jT_s, (j+1)T_s - \Delta]$$

Le terme $H_{j,k} = \rho_{j,k} e^{i\phi_{j,k}}$ représente la réponse du canal sur la porteuse k durant le symbole d'indice j .

Le processus de Transformée de Fourier utilisé pour la démodulation du signal délivre les échantillons :

$$Y_{j,k} = H_{j,k} x_{j,k} + N_{j,k} \quad \text{où } N_{j,k} \text{ est un bruit gaussien complexe}$$

Deux procédés de démodulation sont envisageables :

- La démodulation différentielle, qui s'affranchit de l'estimation du canal en supposant que ce dernier est quasi-invariant d'un symbole à l'autre. Ce procédé ne s'applique

qu'aux modulations de phase et suppose l'invariance temporelle sur un horizon de deux symboles.

La démodulation cohérente, qui consiste à estimer les valeurs $H_{j,k}$ pour effectuer une projection des symboles reçus sur le canal ainsi reconstitué. Ce principe permet l'utilisation de modulations d'amplitude et de phase.

Il s'agit néanmoins d'une méthode a priori difficile à mettre en œuvre, si on considère que l'estimation des valeurs $H_{j,k}$ doit se faire à partir de l'observation du signal modulé, comme c'est le cas dans les systèmes de modulation classique.

L'objet de cet article est d'apporter une solution alternative permettant de mettre en œuvre de façon efficace la démodulation cohérente.

MISE EN ŒUVRE DE LA DEMODULATION COHERENTE DU SYSTEME COFDM

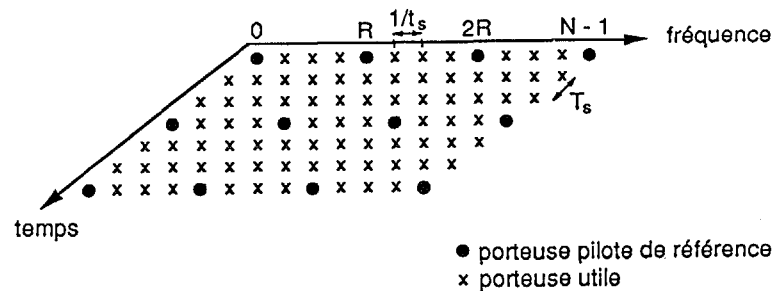
Principe

Le dispositif de récupération de porteuse utilisé en démodulation cohérente doit pouvoir fournir une estimation de :

$$H_{j,k} = \rho_{j,k} e^{i\phi_{j,k}} \quad \text{pour tous les symboles } j$$

$$\text{et toutes les fréquences } k$$

Une façon élégante de le mettre en œuvre consiste à utiliser certaines porteuses judicieusement équi-réparties dans le domaine temps-fréquence, comme fréquences pilotes de référence de phase et d'amplitude. Ceci est tout à fait possible avec le système COFDM, du fait de la nature bidimensionnelle du signal émis (Fig.1).



— Fig.1 —

Cela nous permet d'obtenir une estimation des quantités $H_{j,k}$ pour certains instants et certaines fréquences correspondant à l'insertion de ces références.

L'estimation de la réponse du canal $H_{j,k}$ à tout instant jT_s et pour toutes les fréquences k est ensuite obtenue par filtrage d'interpolation.

Dans le développement qui suit, nous explicitons les techniques d'interpolation sur l'axe fréquentiel. L'extension du problème à la dimension temporelle, peut être traitée par des solutions classiques d'interpolation par convolution.

L'insertion des porteuses de référence (à raison d'une toutes les R porteuses) permet au récepteur de disposer d'une estimation entachée de bruit de la réponse fréquentielle sous-échantillonnée du canal représentée par :

$$\tilde{H}(k) \quad \text{pour } k = n.R \quad n : 0, \dots, \frac{N-1}{R}$$

On peut alors appliquer la méthode classique d'interpolation par convolution utilisant un filtre de Réponse Impulsionnelle Finie (RIF) dont le signal de sortie est constitué de N échantillons $\hat{H}(k)$ obtenus par une somme pondérée des échantillons $\tilde{H}(k)$ voisins.



Interpolation dans le domaine des fréquences par utilisation de la Transformée de Fourier.

Une autre solution consiste à utiliser une des propriétés intéressantes de la Transformée de Fourier Discrète (TFD) : la transformée d'un produit de convolution est égale au produit des transformées.

La Transformée de l'opération de convolution précédente peut s'écrire :

$$\hat{h}(n) = h'(n) \cdot f(n) \quad \text{ou} \quad \hat{h}(n) \text{ TFD}^{-1} \text{ sur } N \text{ points de } \hat{H}(k)$$

$$h'(n) \text{ TFD}^{-1} \text{ sur } N \text{ points de } H'(k)$$

$$f(n) \text{ TFD}^{-1} \text{ sur } N \text{ points de } F(k)$$

avec $H'(k) = \tilde{H}(k)$ si $k = n.R$
 $H'(k) = 0$ sinon

avec $F(k)$: coefficients du filtre RIF d'interpolation utilisé dans le cas de la méthode par convolution circulaire.

Si on appelle $h(n)$ la TFD inverse calculée sur N points de $H(k)$ (où $H(k)$ est la réponse du canal à estimer), on peut démontrer, en ne tenant pas compte du bruit, que la réponse $h'(n)$ obtenue à partir de la TFD inverse de $H'(k)$ (sous échantillonnage de la réponse fréquentielle du canal) peut s'exprimer de la manière suivante :

$$h'(n) = h(n) + h\left(n + \frac{N}{R}\right) + h\left(n + \frac{2N}{R}\right) + \dots + h\left(n + (R-1)\frac{N}{R}\right)$$

où les indices sont pris modulo N

On comprend dès lors que l'estimation $h'(n)$ de la réponse impulsionnelle du canal ne présentera pas de recouvrement, si et seulement si, l'étalement $\Delta\tau_{\max}$ des différents échos vérifie :

$$\Delta\tau_{\max} \leq \frac{NT}{R} = \frac{Ts}{R} \quad T : \text{Période d'échantillonnage}$$

Cela correspond au critère habituel de Shannon pour l'échantillonnage d'un signal, appliqué ici au cas particulier d'un signal complexe dont la Transformée de Fourier est dissymétrique. La fenêtre $f(n)$ de pondération à appliquer sera donc définie par :

$$f(n) = 1 \quad \text{pour } n : 0, \dots, \left(\frac{N}{R} - 1\right)$$

$$f(n) = 0 \quad \text{pour } n : \frac{N}{R}, \dots, N - 1$$

Application de la méthode d'interpolation par TFD au système COFDM

Après avoir réalisé une TFD à N points sur le signal reçu et extrait les données de référence, on a donc N/R valeurs $\tilde{H}(k)$ disponibles $\tilde{H}(0), \tilde{H}(R), \tilde{H}(2R) \dots \tilde{H}(N-R)$.

Plutôt que d'insérer $N - N/R$ échantillons nuls afin d'obtenir les $H'(k)$, il est préférable de passer immédiatement dans le domaine temporel, sans traitement préalable, la TFD inverse ne portant alors que sur N/R points.

La multiplication par la fenêtre $f(n)$ consistera simplement à rajouter $N - N/R$ échantillons nuls. Dans ce cas une TFD à N points permet ensuite d'obtenir l'estimation $\hat{H}(k)$ de la réponse fréquentielle du canal.

On sait que l'application sur le signal $h'(n)$ d'une fenêtre temporelle rectangulaire suivie de la TFD, peut-être interprétée comme un échantillonnage parfait du signal (si les conditions de Shannon sont réunies) dans le domaine fréquentiel. En augmentant ainsi la durée de l'enregistrement, en le portant de N/R à N avec des échantillons complémentaires nuls dans le

domaine temporel, on effectue une analyse spectrale plus fine, les échantillons fréquentiels supplémentaires obtenus constituant alors une interpolation des précédents.

Réduction du bruit par traitement de la réponse temporelle estimée du canal

Lorsque la puissance du signal reçu diminue, l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal $h'(n)$ est fortement entachée de bruit $n(k)$, ce qui nuit à la qualité de l'interpolation.

Si le gain en faveur de la démodulation cohérente par rapport à la démodulation différentielle est théoriquement de 3 dB en MDP-4 (pour un TEB de 10^{-4}) lorsque la réponse du canal est estimée de manière parfaite, il n'est en pratique que de l'ordre de 0,5 dB (cf. le paragraphe suivant), si aucun traitement supplémentaire n'est effectué.

Une solution pour pallier cet inconvénient consiste à effectuer un traitement du bruit affectant l'estimation $h'(n)$ de la réponse temporelle du canal, en supprimant tout signal dont le module est inférieur à un seuil donné. Ce dispositif très simple à mettre en œuvre, améliore sensiblement les performances de la démodulation.

PERFORMANCES

Système COFDM-MDP-4

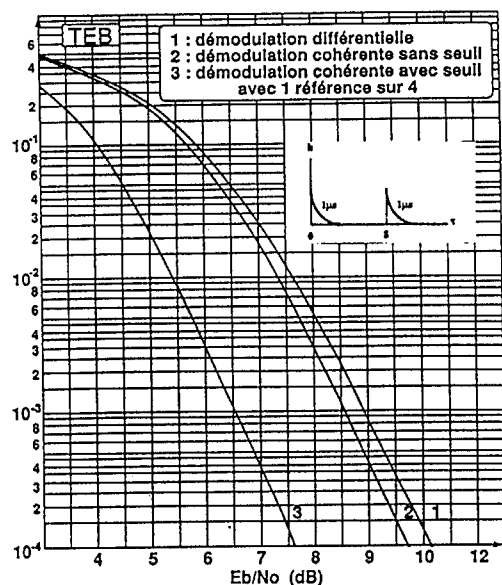
En ce qui concerne les performances du système COFDM, un grand choix de paramètres de codage de canal et de modulation des porteuses, permet d'obtenir un très bon compromis entre l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance.

Les résultats obtenus en démodulation cohérente (avec et sans seuil, une référence sur 4 à tous les symboles) et différentielle du système COFDM-MDP-4 avec codage convolutif de rendement 1/2, de longueur de contrainte 7, et de distance libre 10, sont présentés à la fig.2.

Le réponse impulsionnelle du canal utilisé est modélisée par 2 groupes de rayons suivant chacun une distribution exponentielle des retards.

$$P_{\tau}(\tau) = \frac{1}{T_1} e^{-\tau/T_1} + \frac{1}{T_2} e^{-(\tau-T_u)/T_2}$$

avec $T_1 = T_2 = 1 \mu\text{s}$ écart-type des retards
 $T_u = 8 \mu\text{s}$ retard du 2ème groupe



Performances du système COFDM-MDP-4 en démodulation cohérente et différentielle

* ne tient pas compte de la perte en puissance due à l'insertion des références

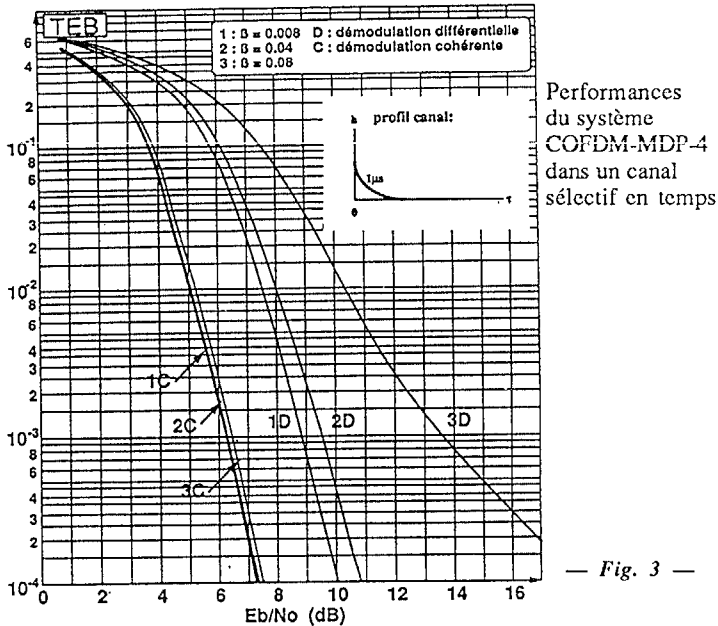
— Fig.2 —

Le traitement simple par seuil de l'estimation de la réponse du canal permet de gagner environ 2 dB (pour un TEB de 10^{-4}) en termes de performances et de se situer à moins de 1 dB de la démodulation cohérente idéale utilisant une estimation parfaite du canal.



Une caractéristique essentielle du milieu de propagation par trajets multiples est la variation dans le temps de la fonction de transfert du canal. La cohérence en temps du canal peut-être donnée par $(\Delta t)_c = 1/F_{max}$ dans lequel $F_{max} = f_0 v/c$ est la fréquence Doppler maximale. Le canal est appelé canal à évanouissements lents ou canal non sélectif en temps si l'atténuation du canal et le déplacement de phase sont pratiquement invariants pendant la durée totale T_s d'un symbole. Cette condition qui se traduit par $T_s \ll (\Delta t)_c$ implique que $\beta \ll 1$, où β est égal à $F_{max} T_s$, et caractérise l'effet de la rapidité de l'évanouissement sur le signal.

Les résultats de simulation obtenus avec le système précédent COFDM-MDP4 pour différentes valeurs de β , en démodulation différentielle et cohérente, sont présentés à la fig.3.



La robustesse du signal COFDM vis-à-vis de la non cohérence temporelle ($\beta = 0.008$ correspond à une vitesse v du véhicule de 120 km/h, pour une fréquence f_0 de 900 MHz et une durée de symbole T_s de 80 μs) est bien mise en évidence sur ces courbes.

La démodulation différentielle, "s'appuyant" sur le symbole précédent et supposant donc que le canal varie peu d'un symbole à l'autre, est mise en défaut pour de très grandes valeurs de β ($\beta = 0.08$ correspond à une vitesse de 300 km/h à 3.6 GHz). La démodulation cohérente est particulièrement robuste et résiste parfaitement aux fréquences Doppler très élevées.

Système COFDM-MCT

Le système décrit précédemment permet d'atteindre asymptotiquement (sans tenir compte de l'intervalle de garde, ni de l'insertion des références), une efficacité spectrale de 1 bit/s/Hz. Une méthode classique pour l'amélioration de cette efficacité spectrale est l'utilisation des Modulations Codées en Treillis (MCT) [5].

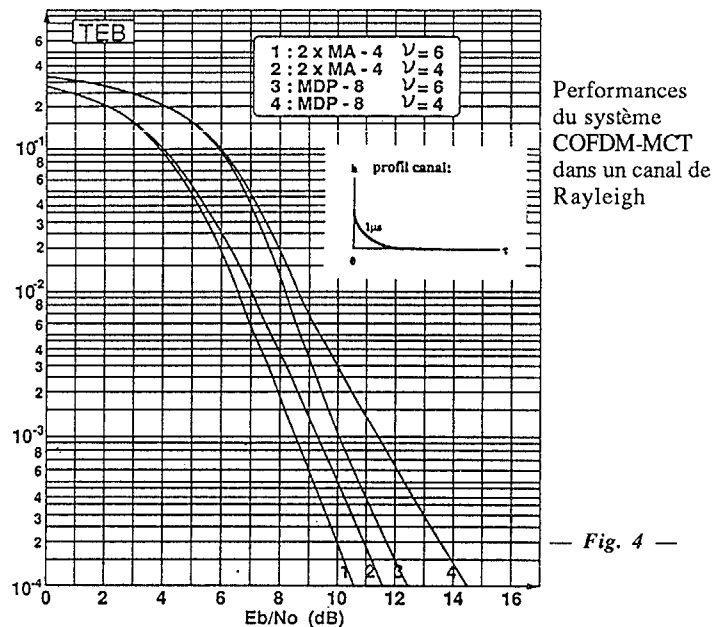
Pour atteindre une efficacité de 2 bit/s/Hz, une première possibilité est de moduler chaque porteuse du multiplex par une modulation codée de type MDP-8 associée à un code de rendement 2/3.

Dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence, les performances des MCT sont beaucoup plus liées à la notion de diversité F du code qu'à la distance euclidienne [3]. Il a été montré dans [4] que les MCT monodimensionnelles étaient

dans ce cas plus performantes que les MCT bidimensionnelles. Une seconde possibilité permettant d'atteindre une efficacité de 2 bit/s/Hz est encore de moduler chaque porteuse, en phase et en quadrature, par une modulation codée de type MA-4 associée à un code de rendement 1/2.

Le tableau ci-dessous résume les principales caractéristiques des différents codes simulés, donnés respectivement dans [5], [6], et [4].

| Type | v | Polynomes | | | Diversité F |
|----------|---|-----------|----|-----|-------------|
| | | Ho | H1 | H2 | |
| MDP-8 | 4 | 23 | 4 | 16 | 3 |
| MDP-8 | 6 | 103 | 36 | 154 | 4 |
| 2 x MA-4 | 4 | 23 | 16 | 0 | 5 |
| 2 x MA-4 | 6 | 103 | 24 | 0 | 6 |



CONCLUSION

La bonne diversité des modulations codées du type MA-4, associée aux possibilités de la démodulation cohérente (simple à mettre en œuvre) spécifiques au signal COFDM, permet au système COFDM-MCT 2 x MA-4 d'offrir de très bonnes performances dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence.

La remarquable robustesse de la démodulation cohérente vis-à-vis de la non-cohérence temporelle du canal recule fortement les limites dues à l'effet Doppler et autorise l'utilisation de fréquences porteuses beaucoup plus élevées.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] B. LE FLOCH, R. HALBERT, D. CASTELAIN : Digital Sound Broadcasting to mobile receivers
IEEE. Trans. Cons. Electronics, Vol.35, N°3, Août 1989.
- [2] B. LE FLOCH, R. HALBERT, JF. HELARD, JM. LEMESLE : Modulation et codage de canal pour la radiodiffusion sonore numérique vers les mobiles. GRETSI, 12-16 Juin 1989.
- [3] D. DIVSALAR and MK. SIMON : The design of treillis coded MPSK for fading channel :
IEEE Trans. Commun. Vol.36, pp 1004-1012, Sept.1988.
- [4] ML. MOHER and JH. LODGE : TCMP - A modulation and coding strategy for Rician fading channels.
IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.7, N°9, Déc.1989
- [5] G. UNGERBOECK : Treillis coded modulation with redundant signal sets, Part II : State of the art.
IEEE Commun. Mag., Vol.25, pp 12-21, Fév.1987.
- [6] C.SCHLEGEL and DJ. COSTELLO : Bandwidth efficient coding for fading channels : code construction and performance analysis.
IEEE J. Select. Areas Commun. Vol.7, N°9, Déc.1989.