

RAPPORT UIT-R BS.2004

**SYSTÈMES DE RADIODIFFUSION NUMÉRIQUE DESTINÉS À ÊTRE EXPLOITÉS
DANS LES BANDES MA**

(1995)

1 Introduction

Les techniques de radiodiffusion dans les bandes MA (150 kHz-30 MHz) ont très peu évolué au cours des dernières décennies. La simplicité du récepteur a toujours été un grand atout pour la modulation d'amplitude et les ondes MA, en raison de leur grande portée, restent celles qui conviennent le mieux pour la radiodiffusion nationale et internationale.

Toutefois, dans des conditions de propagation types par exemple en présence d'une instabilité ionosphérique, la qualité de réception qu'offre un système analogique classique risque d'être médiocre.

Du fait des progrès techniques réalisés dans les autres bandes de fréquences attribuées à la radiodiffusion sonore et du fait aussi des changements politiques qui ont eu lieu, les bandes MA ont bien évidemment beaucoup perdu de leur importance pratique et stratégique.

La qualité de transmission médiocre propre aux transmissions en modulation d'amplitude tient essentiellement à la méthode de modulation et non à la bande de fréquences. Si la modulation d'amplitude est remplacée par une modulation numérique, on peut obtenir une très bonne qualité de transmission, tout en conservant la longue portée de la transmission mais la transmission numérique doit s'adapter à la structure des canaux existante.

La transmission numérique convient non seulement pour la radiodiffusion de programmes sonores mais aussi pour la transmission d'informations supplémentaires et de données en général (services à valeur ajoutée).

2 Caractéristiques des canaux MA

Les bandes MA couvrent les ondes longues (ondes kilométriques, 150-285 kHz), les ondes moyennes (ondes hectométriques, 525-1 605 kHz) et les ondes courtes (ondes décamétriques, 3,3-26 MHz).

Les caractéristiques des canaux MA varient beaucoup d'une bande de fréquences à l'autre:

Ondes kilométriques:	150-285 kHz, largeur de canal: 9 kHz; propagation de l'onde de sol, peu de brouillages imputables aux ondes ionosphériques.
Ondes hectométriques:	525-1 605 kHz, largeur de canal: 9 kHz ou 10 kHz; propagation pendant les heures diurnes: comme pour les ondes kilométriques mais portée plus courte. Propagation pendant les heures nocturnes: propagation de l'onde de sol et des ondes ionosphériques et, par conséquent, brouillages importants.
Ondes décamétriques:	3,3-26 MHz, largeur de canal: 10 kHz (DBL); 5 kHz (BLU), propagation des ondes ionosphériques.

L'ionosphère est un milieu de propagation dispersif caractérisée par la présence de modes et de trajets multiples, chaque mode (ou trajet) présentant un temps de propagation de groupe, une amplitude, une polarisation et un décalage de fréquence Doppler particuliers.

Le Tableau 1 donne l'ordre de grandeur type des principaux paramètres de la propagation ionosphérique.

TABLEAU 1

Ordre de grandeur des principaux paramètres de la propagation ionosphérique

Paramètre	Comportement du canal moyen	Comportement du canal extrême
Nombre de modes et de trajets	Dépend de la longueur de la liaison radioélectrique ≤ 8 dans le cas d'ondes ionosphériques d'un niveau compris entre 0 et -40 dB Onde de sol pour des distances courtes	
Etalement du temps de propagation total	≤ 5 ms	≤ 8 ms
Etalement du temps de propagation sur chaque trajet	Quelques dizaines de μ s	
Décalage Doppler moyen pour chaque trajet	Quelques dixièmes de Hz $f_d \leq 2,5$ Hz	Quelques Hz $f_d \leq 10$ Hz
Etalement du décalage Doppler pour chaque trajet	Quelques dixièmes de Hz $\Delta f_d \leq 2$ Hz	Quelques Hz $\Delta f_d \leq 5$ Hz

Les caractéristiques de propagation étant ce qu'elles sont, des évanouissements sélectifs importants ou des évanouissements uniformes profonds détériorent souvent les signaux propagés par les ondes ionosphériques et ont une incidence importante sur la qualité de la réception en modulation d'amplitude classique.

Dans le cas de la réception mobile, la contribution au décalage Doppler due au déplacement du mobile est plus faible que celle due au déplacement des couches ionosphériques.

3 Critères à appliquer pour la sélection d'une méthode de modulation numérique

En théorie, les méthodes de modulation monoporteuse et multiporteuse (orthogonales) sont quasiment équivalentes si la transmission s'effectue sur des canaux présentant des caractéristiques non constantes dans le temps et sélectifs en fréquence et si on utilise un codage et/ou une égalisation pour neutraliser les configurations d'erreurs inhérentes à la méthode de modulation.

L'une et l'autre méthodes peuvent donc être utilisées pour l'exploitation d'un réseau à fréquence unique.

Le nombre d'états de modulation est le même dans les deux cas. Il est fonction du rapport entre le débit de données nécessaire et le débit de symboles. Le débit de symboles est fonction de l'espacement des canaux.

Il faut enfin signaler que la largeur de bande des canaux MA est de 9 kHz (ou de 10 kHz): il en résulte que le débit de données offert ne sera que de quelques dizaines de kbit/s.

L'espacement différent entre les canaux (9 ou 10 kHz pour les ondes kilométriques et hectométriques et 10 ou 5 kHz pour les ondes décimétriques) se traduit par des différences dans les méthodes de modulation numérique si l'on veut que la méthode numérique soit compatible avec l'espacement existant entre les canaux.

Compte tenu de ces limitations le codeur son numérique devrait offrir un débit de données d'environ 20 kbit/s.

Avec une largeur de bande RF utilisable de 7 kHz pour les bandes des ondes kilométriques et hectométriques, la méthode de modulation doit avoir une efficacité spectrale d'environ 3 bits par Hz de largeur de bande.

Pour les bandes des ondes décimétriques, avec une largeur de bande RF utilisable de 4 kHz, on a besoin d'une efficacité spectrale de 5 bits par Hz de largeur de bande si l'on veut obtenir la même qualité sonore que celle des bandes d'ondes kilométriques et hectométriques.

Selon les paramètres choisis pour le facteur de coupure, le rendement du code, le rapport de la structure de trame et la période de garde, l'une et l'autre méthodes exigent de 32 à 64 états de modulation.

Le choix de la méthode de modulation (multiporteuse ou monoporteuse) est essentiellement dicté par la longueur de la réponse impulsionnelle du canal qui s'exprime en longueur de symboles. Compte tenu des dépenses techniques nécessaires au niveau du récepteur, la méthode est habituellement choisie selon la règle suivante:

- Méthode monoporteuse: la longueur de la réponse impulsionnelle du canal est inférieure ou égale à la longueur de 16 symboles.
- Méthode multiporteuse: la longueur de la réponse impulsionnelle du canal est supérieure ou égale à la longueur de 64 symboles.

Si la longueur de la réponse impulsionnelle du canal est inférieure à la longueur de 64 symboles, la complexité moindre que l'on peut espérer de la méthode multiporteuse n'est plus garantie. Par ailleurs, l'efficacité de l'égalisateur nécessaire dans la méthode monoporteuse a tendance à baisser si la longueur de la réponse impulsionnelle du canal dépasse la longueur de 16 symboles.

3.1 *Émetteur*

Le choix entre la méthode multiporteuse et la méthode monoporteuse est par ailleurs influencé par la plus grande complexité côté émetteur.

Si nous voulons conserver les zones de couverture de la radiodiffusion MA, la transmission numérique nous permettrait de réduire la puissance de l'émetteur de quelques dB par rapport aux transmissions analogiques actuelles. Cependant, en général, le niveau de puissance RF nécessaire restera suffisamment élevé pour pouvoir se dispenser d'un étage de sortie d'émetteur linéaire dont l'efficacité est toujours médiocre.

Il doit donc être possible de continuer à exploiter les émetteurs MA existants (classe C). A cette fin, l'émetteur sera couplé à un modulateur de phase qui est inséré derrière l'oscillateur pilote. Le modulateur d'amplitude devrait pouvoir transmettre une composante DC. Cette exigence est respectée par les modulateurs MID, les modulateurs à impulsions, etc., c'est-à-dire en fait par tous les types de modulateurs modernes.

Habituellement, la modulation numérique est représentée par des coordonnées cartésiennes basées sur des parties réelles et imaginaires (signaux I et Q). C'est la raison pour laquelle les modulations comportant un grand nombre d'états, par exemple la modulation d'amplitude en quadrature à 64 états, ont souvent des constellations de phase carrées (constellations de symboles).

Pour une modulation numérique complexe d'un émetteur MA classique modernisé, le signal de modulation doit toutefois être converti en un signal d'amplitude et un signal de phase. C'est la représentation polaire au moyen des signaux A et ϕ .

Le signal d'amplitude est appliqué au modulateur d'amplitude alors que le signal de phase est appliqué au modulateur de phase. Par conséquent, il est commode que les méthodes de modulation comportant un grand nombre d'états présentent une certaine symétrie rotationnelle dans la constellation de phase. On devrait parler de méthodes MDPA (modulation par déplacement de phase et d'amplitude). Les points correspondant aux états sont arrangés en anneaux concentriques. La Fig. 1 donne un exemple de modulation MDPA. D'autres formes de modulation MDPA sont possibles.

Cette méthode de modulation, qui est adaptée aux caractéristiques de l'émetteur avec beaucoup d'efficacité, présente les avantages suivants:

- Les non-linéarités du modulateur d'amplitude n'ont d'incidence que sur les diamètres des anneaux concentriques.
- Les conversions amplitude-phase à l'étage de sortie de l'émetteur n'induiront qu'une légère rotation des anneaux concentriques, ce qui peut être compensé par un codage différentiel sur les anneaux.

Cette méthode présente toutefois des inconvénients qui doivent être tolérés si l'efficacité de l'émetteur est augmentée:

- Si la largeur de bande des signaux I et Q est limitée, celle des signaux A et ϕ ne l'est pas en principe. Dans la pratique toutefois, la largeur de bande des signaux A et ϕ peut être limitée à environ 2,5 fois la fréquence des symboles.
- En raison des retards observés dans l'émetteur, il se produit un décalage temporel entre les signaux A et ϕ qui doit être compensé. Dans le cas d'une modulation à 32 états, le décalage temporel ne devrait pas dépasser 2% de la longueur des symboles.

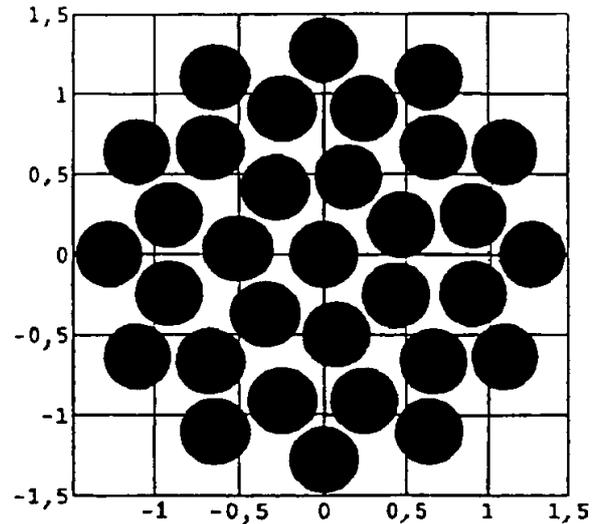
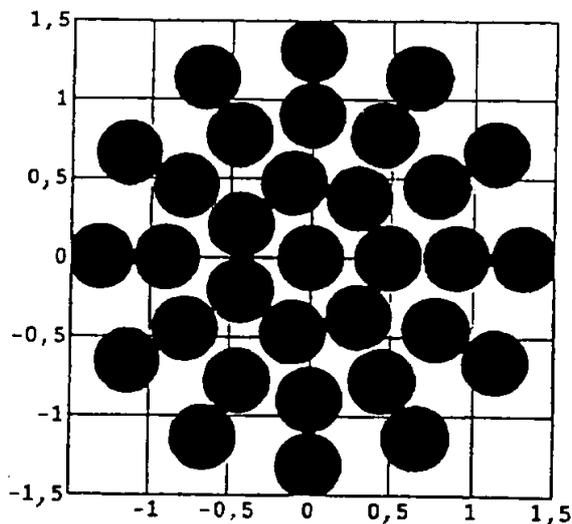
Ces considérations sont valables quel que soit le système de modulation choisi.

FIGURE 1

Modulation par déplacement de phase et d'amplitude (MDPA) 1/7/12/12 = Modulation par déplacement de phase et d'amplitude à 32 états d'une

a) forme non compacte

b) forme compacte



4 Modulation multiporteuse adaptée aux bandes MA (MORFC)

Déjà mis en oeuvre dans le Projet EU 147-DAB (radiodiffusion audionumérique), associé au codage audio du groupe MPEG de l'ISO afin de satisfaire aux exigences d'une radiodiffusion audionumérique de haute qualité vers des récepteurs mobiles, portatifs ou fixes, le système MORFC (multiplexage orthogonal en répartition de fréquence codé) pourrait quant à lui être la solution aux problèmes que pose la radiodiffusion numérique dans les bandes MA.

Le système MORFC pourrait être performant malgré les évanouissements sélectifs que l'on observe dans les bandes MA, car il a été conçu pour tirer parti de la présence des phénomènes de propagation par trajets multiples.

Le système MORFC repose sur deux principes:

- Le premier consiste à répartir l'information à transmettre entre plusieurs porteuses modulées présentant chacune un faible débit binaire de sorte que chaque porteuse n'est affectée que par un évanouissement uniforme ou non sélectif.
- Le second exploite systématiquement les phénomènes de propagation par trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur, en utilisant le fait que des signaux suffisamment espacés en temps et en fréquence ne peuvent pas être affectés de façon identique par les conditions de propagation. C'est exactement ce qui se passe dans un canal à 9 kHz pour des retards de l'ordre de quelques millisecondes et en présence d'un décalage Doppler. Par conséquent, le système MORFC relie entre eux les signaux élémentaires transmis en des emplacements distants du domaine temps-fréquence. Cette opération s'effectue par codage convolutionnel associé à un décodage de Viterbi à décision pondérée, parallèlement à un entrelacement en fréquence et en temps: plus la diversité sera grande, plus le système sera robuste.

Indépendamment du fait qu'il peut faire face à des phénomènes de propagation très prononcés, y compris à des échos artificiels, le système MORFC offre en outre la possibilité de concevoir des réseaux de radiodiffusion utilisant le spectre de façon plus efficace.

Etant donné que le système MORFC peut fonctionner avec un écho de 0 dB, il sera possible d'utiliser des antennes non directives pour recevoir un programme radiodiffusé, en mode cellulaire - du moins à l'échelle d'un pays - à partir de plusieurs émetteurs fonctionnant sur la même fréquence (réseau monofréquence). Un tel réseau a besoin de plusieurs fréquences pour une radiodiffusion classique analogique [ou numérique], ce qui ne saurait être négligé compte tenu du fait que les ressources spectrales sont limitées.

4.1 *Prototype de démonstration*

Après des études de simulation, le CCETT (France) a mis au point un prototype expérimental de système MORFC adapté aux bandes MA.

Il s'agissait avant tout de concevoir un système présentant, dans un canal à 9 kHz, un débit de données utile suffisant pour assurer des services comme la radiodiffusion audio de très bonne qualité.

A cette fin, le CCETT a utilisé des techniques numériques évoluées comme:

- une modulation avec codage en treillis d'une haute efficacité spectrale et peu sensible à la distorsion des canaux;
- une évaluation continue des canaux en insérant des porteuses de référence entre les porteuses utilisées par le système MORFC.

Les principaux paramètres du prototype sont énumérés dans le Tableau 2. Ce prototype est conçu pour un étalement du temps de propagation dans le canal de l'ordre de 2 ms (typiquement un réseau monofréquence couvrant une superficie de l'ordre de celle de la France) et pour un débit de données utile de 24 kbit/s.

Il est raccordé à un codec son numérique inspiré de la norme MPEG-2 (couche II audio de l'ISO/MPEG-2 à une fréquence d'échantillonnage réduite) mis au point également par le CCETT.

L'équipement d'essai du système tout entier comprend également un simulateur de canaux qui a déjà permis de vérifier les avantages que présente la technique MORFC par rapport à une modulation analogique classique dans des canaux MA types.

Les travaux futurs comprendront des expériences avec émission effective.

TABLEAU 2

Paramètres pratiques du prototype de laboratoire

Largeur de bande	9 kHz
Largeur de bande utilisée	8,7 kHz
Modulation de chaque porteuse	MAQ-64
Taux de codage	2/3
Transformée de Fourier rapide	256 points
Durée utile des symboles	21,333 ms
Intervalle de garde	2,666 ms
Durée totale des symboles	24 ms
Nombre total de porteuses	184
Nombre de porteuses utiles	144
Nombre de porteuses de référence pour l'évaluation continue des canaux	24
Nombre de porteuses pour le contrôle automatique des fréquences (non utilisé à l'heure actuelle)	16
Débit de données utile	24 kbits
Efficacité spectrale nette	2,8 bit/s/Hz
Rapport porteuse/bruit pour exploitation sur un canal Gaussien	17 dB
Rapport porteuse/bruit pour exploitation sur un canal de Rayleigh avec un écho de 0 dB	25 dB

4.2 *Infrastructures d'émission et équipement de réception nécessaires*

Dans un récepteur MORFC, le traitement numérique des signaux doit permettre une syntonisation automatique à l'aide des données fournies.

Pour ce qui est des infrastructures d'émission, les premiers essais effectués sur des émetteurs MA à semi-conducteurs de la nouvelle génération ont donné de bons résultats: la technique MORFC dans les bandes MA devrait bien fonctionner sur la même sortie de l'amplificateur que dans le cas de la radiodiffusion analogique (avec bande latérale unique).

5 Modulation monoporteuse adaptée aux bandes MA

Un système de modulation monoporteuse mis au point en Allemagne est actuellement à l'essai.

Etant donné les caractéristiques de l'émetteur, un système de modulation multiporteuse présente les inconvénients suivants par rapport à un système de modulation monoporteuse:

- Le décalage temporel entre le signal d'amplitude et le signal de phase se traduit par un affaiblissement de l'orthogonalité.
- Un système de modulation multiporteuse présente un facteur de crête élevé de sorte que les exigences concernant la linéarité de l'émetteur sont beaucoup plus strictes que dans le cas d'un système de modulation monoporteuse. La puissance rayonnée de l'émetteur est donc réduite.

D'autres éléments indiqués par la suite ont fait pencher la balance en faveur d'une méthode monoporteuse:

- Etant donné que la longueur de la réponse impulsionnelle du canal est relativement courte, les variations statistiques du canal sont insuffisantes dans le domaine fréquentiel. Les effets de pondération de la méthode multiporteuse utilisée pour la radiodiffusion audionumérique ne peuvent être réalisés pleinement lorsque la longueur de la réponse impulsionnelle du canal est de l'ordre de plusieurs centaines de symboles. Dans le cas des ondes kilométriques, hectométriques et décimétriques, il y a moins de 16 symboles.
- Il faut une évaluation longue et continue des canaux dans le cas d'une modulation multiporteuse.
- Lorsque le nombre d'états de modulation est important, il n'est pas facile d'utiliser une modulation ou une démodulation différentielle avec la méthode multiporteuse. Pour la radiodiffusion audionumérique, on utilise uniquement une modulation par déplacement de phase différentielle à quatre états (MDP-4).
- La modulation monoporteuse autorise une structure simple ou très complexe du récepteur selon les besoins, ce qui est compatible avec les exigences propres aux récepteurs portatifs ou fixes. La modulation multiporteuse autorise uniquement une structure complexe du récepteur.

5.1 Structure de trame

L'utilisation d'une structure de trame a été couronnée de succès dans plusieurs applications, y compris les transmissions en ondes courtes. Le signal se compose d'une séquence série de trames (séquences de codes) de structure identique (voir la Fig. 2).

FIGURE 2

Structure de trame dans le cas d'une transmission série

En-tête réparti = séquences d'essai

Séquences d'essai

Données	Données	Données	Données
---------	---------	---------	---------

Avec les en-têtes il est possible de:

- synchroniser le récepteur pour ce qui est de la phase de la porteuse et des symboles;
- mesurer le canal en vue de l'adaptation de l'égaliseur.

Pour effectuer une évaluation indépendante des données de la réponse impulsionnelle du canal à l'aide des en-têtes, ces en-têtes doivent être au moins deux fois aussi longues que la réponse impulsionnelle du canal. On suppose une valeur de 2 ms pour l'étalement du temps de propagation. Avec un débit de symboles de 6 400 symboles par seconde la longueur des en-têtes est de 12,8 symboles. Par conséquent, la longueur des en-têtes est le plus souvent de 32 symboles. Le rapport entre la longueur des données et la longueur de la trame est de 9/10. La longueur de la trame est donc de 320 symboles. Avec un débit de symboles de 6 400 symboles par seconde, il y a 20 trames par seconde.

5.2 Paramètres pratiques du système

Les caractéristiques de fonctionnement suivantes pour la transmission numérique ont été élaborées sur la base des études de simulation effectuées par German Telekom:

- Largeur de bande: 7 kHz
- Débit de données utile: 20 kbit/s
- Code convolutionnel discontinu avec rendement de 2/3
- Débit de symboles: 6 400 symboles par seconde
- Facteur de coupure: 0,125
- Largeur de bande à 3 dB: 6 400 Hz
- Largeur de bande totale: 7 200 Hz
- Rapport de la structure de trame: 9/10
- Structure de trame: séquence d'essai 32, séquence de données 288
- Modulation par déplacement de phase et d'amplitude (MDPA) 1/7/12/12 = (MDPA) à 32 états

La probabilité d'erreur de symboles non codés de la modulation (MDPA) 1/7/12/12 est de 10^{-4} pour $E_b/N_0 = 15$ dB.

5.3 Codage et entrelacement

Il est difficile de comparer des taux d'erreur avec ou sans codage car tout dépend du type de codage utilisé. On utilise comme référence un code convolutionnel simple qui permet de convertir les probabilités d'erreur binaire. On utilise comme code convolutionnel un code d'une longueur de contrainte de 7 et d'un rendement de 1/2. Le train binaire reçu est décodé à l'aide de l'algorithme de Viterbi. Dans l'exemple choisi, il s'agit d'un algorithme à décision non pondérée; on obtient de meilleurs résultats avec un algorithme à décision pondérée.

Dans le cas d'un taux d'erreur binaire spécifié dans le train binaire (TEB non codé) avec des erreurs uniformément réparties, l'utilisation du code approprié aboutira au taux d'erreur binaire (TEB codé) indiqué à la Fig. 3.

Les diverses courbes illustrent la probabilité d'erreur de systèmes avec un codage dérivé du code d'origine d'un rendement de 1/2. Les probabilités d'erreur ne peuvent être atteintes que si les erreurs à l'entrée du décodeur sont réparties de façon uniforme, d'où la nécessité d'un entrelaceur. Un entrelaceur convolutionnel est tout indiqué car aucune synchronisation explicite n'est nécessaire pour le désentrelaceur.

A la sortie du désentrelaceur, on observe un temps de propagation du débit binaire par rapport à l'entrée de l'entrelaceur. Si l'objectif est de compenser une fréquence d'évanouissement de 0,2 Hz correspondant à une durée d'évanouissement de 5 s, il faut prévoir une période d'entrelacement d'environ 10 s (évanouissement uniforme). Ce retard peut être un problème pour les auditeurs (par exemple, signal temporel).

5.4 Essais sur le terrain

En novembre 1994, German Telekom lancera des essais sur le terrain à une fréquence de 810 kHz. Elle utilisera pour ces essais un émetteur de 1 kW modulé numériquement conformément à la méthode A, ϕ .

Les résultats des essais seront publiés.

FIGURE 3

Résultats obtenus avec un code convolusionnel d'un rendement de 1/2

Code convolusionnel d'un rendement de 1/2, rendement effectif avec discontinuité ou répétition (1, 2/3, 1/2, 1/4, 1/8, 1/16), décision non pondérée.

