

MODEM PARALLELE COHERENT POUR TRANSMISSIONS DE DONNEES HAUT DEBIT EN HF

Didier PIREZ, Denis GOMBAULT

THOMSON-CSF RGS

66 rue du fossé blanc, 92231 GENNEVILLIERS

RÉSUMÉ

Dans cet article, nous décrivons un nouveau type de modem multi sous porteuses destiné aux transmissions de données haut débit en HF. Ce modem inclut une estimation de la fonction de transfert du canal permettant de réaliser une démodulation cohérente en 2, 4 ou 8PSK ou un décodage cohérent des codes convolutionnels.

I. INTRODUCTION

Historiquement, les modems parallèles ont été introduits afin de répondre au besoin de transmissions de données haut débit sur un canal ionosphérique, dont la principale caractéristique est d'introduire des trajets multiples s'étalant sur quelques ms.

L'idée de base est de garder une faible vitesse de modulation, comme dans les systèmes déjà existant (quelques dizaines de bauds), mais d'émettre un grand nombre de sous-porteuses en parallèle dans le but d'obtenir un débit élevé (typiquement 2400 bits/s pour transmettre de la phonie numérisée).

Le signal émis se présente alors comme une suite de trames d'une durée T de l'ordre de vingt millisecondes. Chaque trame est constituée d'une somme de N sinusoïdes à des fréquences multiples de Δf ; la valeur de Δf est calculée de manière à assurer l'orthogonalité des sous-porteuses lorsqu'on les analyse sur une durée T_u inférieure à T .

La différence $T_g = T - T_u$ est un temps de garde permettant d'éviter l'interférence inter-symbole sur la durée d'analyse T_u (ce temps est supérieur à l'étalement temporel maximal des trajets multiples).

Il est alors possible, pour chaque trame, de séparer les différentes sous-porteuses par transformée de Fourier, et de les démoduler une par une. La modulation utilisée sur chaque sous-porteuse est une modulation de phase à 2 ou 4 états différentielle (de trame à trame).

Nous constatons ainsi que les traitements devant être mis en œuvre dans un modem parallèle tel qu'il est décrit ci-dessus sont d'une faible complexité. En contrepartie, ses performances sont limitées par un certain nombre de facteurs:

ABSTRACT

The paper describes a new concept of high data rate multitone modem for HF channels. Including a frequency response estimation, this modem allows for a 2, 4 or 8PSK coherent demodulation or coherent decoding of convolutional codes.

- l'amplitude de la forme d'onde émise n'est pas constante ; il existe environ un rapport de 10 db entre la puissance crête émise et la puissance moyenne. Ce résultat est à nuancer dans la mesure où le modem supporte un certain écrêtage à l'émission.

- le modem est très sensible au fading sélectif en fréquence. Ce phénomène est produit par les trajets multiples; la fonction de transfert du canal peut présenter des évanouissements profonds à certaines fréquences conduisant à des taux d'erreurs très importants sur les sous-porteuses correspondantes. Un codage correcteur d'erreurs et un entrelacement fréquentiel permettent de lutter contre ce phénomène.

- la démodulation est différentielle, ce qui entraîne une perte de quelques db par rapport à une démodulation cohérente (environ 2 db en QPSK non codée sur un canal bruit blanc).

- le manque d'information de qualité au niveau de la démodulation empêche de faire un décodage pondéré de codes convolutionnels ou autres.

C'est pour réduire en partie ces inconvénients que nous avons développé un nouveau type de modem parallèle cohérent, dont la description fait l'objet du paragraphe suivant.

II. DESCRIPTION DU MODEM COHERENT

A. PRINCIPE

L'idée de base repose sur le fait que la réponse impulsionnelle du canal est limitée dans le temps. Nous avons opté dans ce modem pour un étalement de la réponse de 4 ms, cette valeur correspondant à la plupart des situations rencontrées.



Si nous désirons échantillonner la réponse du canal dans le domaine fréquentiel, un échantillon tous les 250 Hz suffit en théorie (dans la pratique la fréquence d'échantillonnage est supérieure à cette valeur). Cet échantillonnage est réalisé dans le modem en insérant dans les trames des sous-porteuses de référence (connues du récepteur).

B. DESCRIPTION DES TRAMES

Chaque trame, dont la durée est de 22.5 ms comprend 41 porteuses (ce chiffre peut varier selon les applications); la durée utile de la trame est de 17.7 ms, ce qui correspond à 128 échantillons pour une fréquence d'échantillonnage de 7200 Hz, et permet d'utiliser une FFT pour séparer les porteuses.

Celles-ci sont ainsi espacées de 56,25 Hz pour garantir l'orthogonalité.

Le temps de garde représente la différence entre la durée utile et la durée totale de la trame; il est dans ce cas de 4,7 ms.

Pendant ce temps, le signal est prolongé en gardant la continuité de phase; ceci garantit l'absence d'interférence intersymbole sur la durée utile de la trame.

Toutes les deux trames, et entre deux porteuses utiles, sont insérées des porteuses de référence ; ces informations, connues du récepteur, représentent au total un quart du débit disponible.

L'intervalle entre ces porteuses est inférieur à 250 Hz (valeur calculée dans le paragraphe précédent), ce qui évite les problèmes d'ambiguïté entre les trajets en retard ou en avance de 2ms, et surtout, permet d'obtenir, par filtrage, un rapport signal à bruit meilleur sur les références que sur les porteuses utiles. Cette condition est indispensable à l'obtention d'une démodulation cohérente.

C. ESTIMATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT ET DU NIVEAU DE BRUIT

Dans la bande occupée par le modem, il est nécessaire d'obtenir une estimation de la fonction de transfert du canal pour chaque fréquence multiple de 56,25 Hz. Nous disposons pour cela, d'échantillons espacés de 112,5 Hz (porteuses de référence).

Par ailleurs, compte-tenu de l'étalement temporel des trajets, ces porteuses de référence réalisent un suréchantillonnage de la fonction de transfert. Une interpolation sur les porteuses utiles et une estimation sur les références est ainsi possible. Ce filtrage, obtenu à l'aide de filtres FIR passe-bas, et dont les fréquences de coupures sont à ± 2 ms, permet environ un gain de 3 db du rapport signal à bruit sur les références.

En plus de ce moyennage fréquentiel, et pour tenir compte de la faible vitesse de variation du canal ionosphérique, un moyennage temporel est effectué. Celui-ci est obtenu à l'aide de deux réponses impulsionnelles: la première afin d'estimer la fonction de transfert sur les trames portant des références, la seconde, afin de l'interpoler sur les trames utiles.

Les réponses impulsionnelles des filtres, dont les longueurs sont de l'ordre d'une vingtaine de trames, sont calculées selon le critère du minimum d'erreur quadratique moyenne :

$$\min E \left(\left| y_n - \sum_{k=-L}^L a_k z_{n-k} \right|^2 \right)$$

Les a_k sont les coefficients du filtre, les z_{n-k} les échantillons et y_n la valeur complexe à estimer. La solution du problème est la solution de Wiener qui s'exprime par

$$A = R_{zz}^{-1} \cdot r_{zy}$$

où A est le vecteur des coefficients a_k , R_{zz} la matrice de corrélation des échantillons z_{n-k} , et r_{zy} le vecteur d'intercorrélation entre les z_{n-k} et y_n .

En se fixant un rapport signal à bruit et un modèle d'évolution statistique du canal, tous ces paramètres peuvent être calculés.

Selon les recommandations du CCIR, l'autocorrélation du canal est une gaussienne dont le paramètre donne l'étalement Doppler (valeur typique de 1 ou 2 Hz). Le rapport signal à bruit pris en compte dépend du domaine d'utilisation du modem ; nous prenons une valeur entre 0 et 5 db (par sous-porteuse).

L'estimation du niveau de bruit utilise également les porteuses de référence; pour chacune d'elles, on calcule l'erreur entre la valeur reçue et la valeur estimée comme décrit précédemment; la puissance de cette erreur est ensuite moyennée pour chaque fréquence (dans le cas de fréquences ne disposant pas de référence, le niveau de bruit est interpolé à partir des valeurs voisines).

Pour l'émission d'un symbole α , le signal reçu est :

$$y = H \cdot \alpha + b$$

où H est la fonction de transfert du canal pour la sous-porteuse considérée, et b le bruit.

Le modem fournit alors à un éventuel décodeur pondéré (code en treillis ou en bloc), ou à l'organe de décision, la valeur

$$z = \frac{\hat{H}^* \cdot y}{\hat{\sigma}^2}$$

prenant en compte le bruit et la fonction de transfert estimés.

Pour un bruit gaussien, et à condition d'utiliser une modulation de phase, le décodage selon le maximum de vraisemblance consiste à trouver la chaîne de symboles α_n qui maximise la métrique

$$\text{Réal} \left(\sum_{n=N1}^{N2} \alpha_n^* \cdot z_n \right)$$

où les z_n sont calculés comme ci-dessus.

III. APPLICATIONS

A. TRANSMISSIONS DE DONNEES EN FLOT CONTINU

1. Description

Pour les débits moyens (1200 bits/s et au-dessous), nous choisissons des codes convolutionnels binaires avec une transmission en QPSK. Pour les débits supérieurs (de 1800 bits/s à 3 kbits/s), il est préférable d'opter pour des modulations codées en treillis avec des symboles 8PSK, dans l'hypothèse d'une

optimisation de celles-ci pour les canaux présentant du fading.

Les données (bits codés ou symboles 8PSK) sont entrelacées sur des durées permettant de vérifier au décodage, les hypothèses d'indépendance des conditions de propagation (10 à 20 s pour les canaux HF); l'entrelacement est convolutif.

Le décodage est réalisé par l'algorithme de Viterbi à partir de la métrique explicitée plus haut.

2. Performances théoriques

Le modèle de canal choisi correspond au modèle de Watterson. Sa réponse impulsionnelle se met sous la forme :

$$h(t) = \sum_i h_i \delta(t - \tau_i)$$

où les τ_i représentent les retards des différents trajets, et les h_i les amplitudes complexes de ces trajets. Celles-ci sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes.

Cette réponse impulsionnelle est également variable dans le temps, et il est possible de définir pour chaque h_i une fonction d'autocorrélation temporelle, considérée elle aussi comme gaussienne.

La fonction de transfert du canal sur une sous-porteuse de fréquence ν_1 et en un temps t_1 vaut :

$$H(\nu_1, t_1) = \sum_i h_i(t_1) e^{j2\pi\nu_1\tau_i}$$

On obtient donc une variable aléatoire gaussienne de variance :

$$E(|H(\nu_1, t_1)|^2) = \sum_i E(|h_i|^2)$$

Pour un autre temps t_2 et pour une autre fréquence ν_2 , nous obtenons une autre variable aléatoire $H(\nu_2, t_2)$ de même variance, indépendante de la première dans le cas où t_1 et t_2 sont suffisamment éloignés (l'entrelacement permet de satisfaire à cette condition).

Nous constatons donc que tout se passe comme si les symboles MPSK au décodage subissaient un fading de Rayleigh, les tirages de la loi de Rayleigh étant indépendants d'un symbole à l'autre et le rapport signal à bruit moyen correspondant à la somme des rapports signal à bruit sur les différents trajets.

A partir des résultats classiques sur les performances des codes en présence de fading, par exemple, à partir du polynôme d'erreurs et de la borne de Chernoff $(1 + E/N_0)^{-1}$, il est possible d'en déduire les performances en présence de trajets multiples.

3. Résultats de simulation

Le décodage d'un code convolutif $K=7$ $R=1/2$ est simulé pour deux configurations différentes. Dans un premier temps, en absence de modem, les bits codés sont assemblés en symboles QPSK et passent dans un modèle de canal de Rayleigh avec un entrelacement supposé idéal.

Dans la deuxième configuration, les symboles QPSK modulent les sous-porteuses du modem parallèle; le canal est caractérisé par 2 trajets de même poids séparés de 2 ms et affectés chacun, d'un fading d'étalement doppler de 2 Hz. Les courbes de taux d'erreurs sont portées sur la figure 1. Dans les deux cas, les comportements sont très semblables. Les porteuses de référence et les temps de garde occasionnent une perte d'environ 2 db; ces résultats sont exprimés en E_b/N_0 moyen. D'autres simulations montrent que l'on peut écrêter la forme d'onde pour atteindre un facteur de crête d'environ 6 db sans dégradation sensible des performances.

B. TRANSMISSION DE PHONIE VOCODEE

Nous décrivons dans ce paragraphe, une utilisation du modem destiné à transmettre de la phonie vocodée à 2400 bits/s (vocodeur LPC 10). Chaque trame vocodeur comporte des bits d'importance inégale. Il est possible d'extraire de la trame une catégorie de bits nécessitant une protection plus importante, par exemple les bits du pitch, de l'énergie et les bits de poids fort des coefficients du filtre.

Au total, sur une trame de 54 bits, 33 bits sont transmis en QPSK sans protection particulière, et 21 bits sont protégés par une modulation codée en 8PSK optimisée pour le fading. Cette modulation codée émet 4 symboles 8PSK pour 6 bits à coder. Ces bits, transmis sous la forme de 3 symboles QPSK sans codage, conduisent à une redondance de 4/3 sur le nombre de sous-porteuses. Sur la figure 2 et la figure 3, sont données les performances de cette modulation codée face à la QPSK non codée.

C. UTILISATION DANS DES PROCEDURES ADAPTATIVES

Les caractéristiques particulières de ce modem permettent son intégration dans des procédures de transmissions adaptatives. En effet, il fournit à chaque trame, une estimation de la fonction de transfert et du niveau de bruit (et donc du rapport signal à bruit) sur chaque sous-porteuse, ce qui permet de caractériser précisément une liaison, de détecter la présence d'un brouilleur, et d'adapter les paramètres de la liaison en conséquence (codage, débit). De plus, en cas de brouillage bande étroite, il est possible de répartir l'information utile sur les différentes sous-porteuses en tenant compte des niveaux de brouillage différents.

IV. CONCLUSION

Cet article présente un nouveau principe de modem parallèle permettant la démodulation et le décodage cohérents à l'aide d'une estimation de la fonction de transfert du canal, effectuée à partir de porteuses de référence.

Nous exposons les performances de ce modem dans une application de type transmissions de données et présentons d'autres applications telles que la transmission de phonie vocodée et l'utilisation du modem dans des procédures de transmission adaptative.

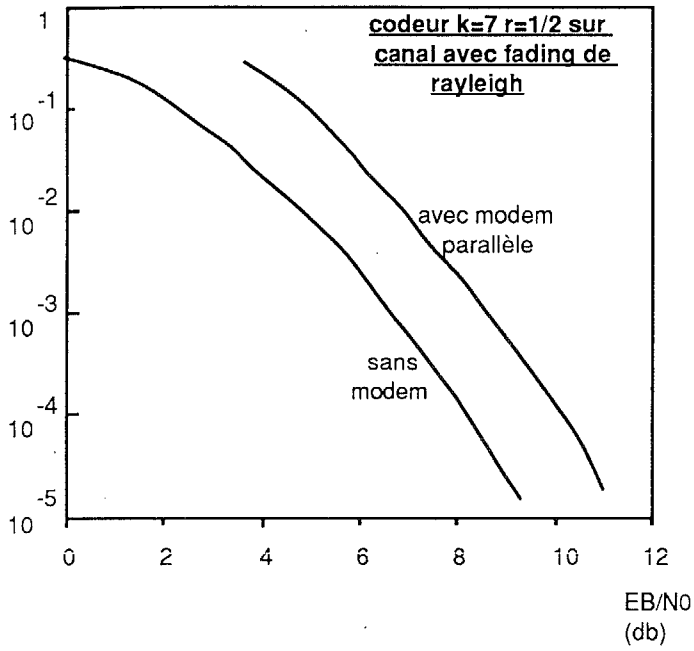


figure 1

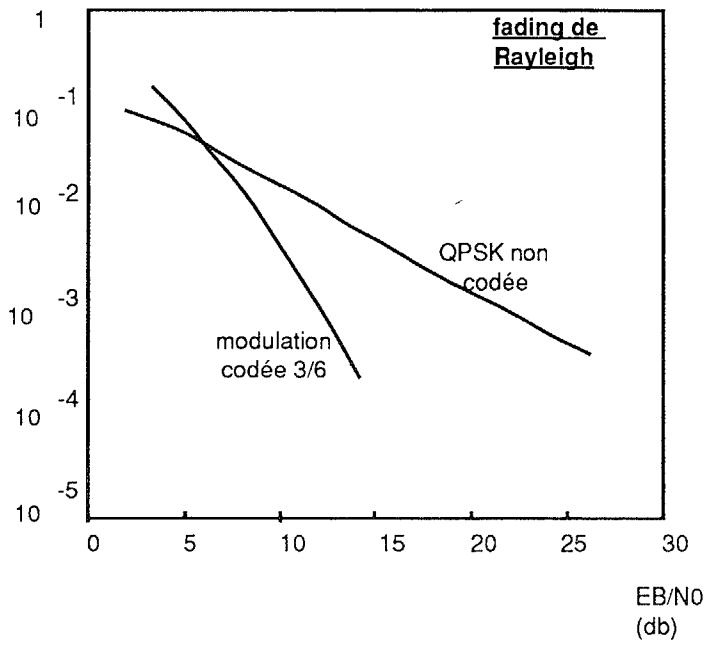


figure 3

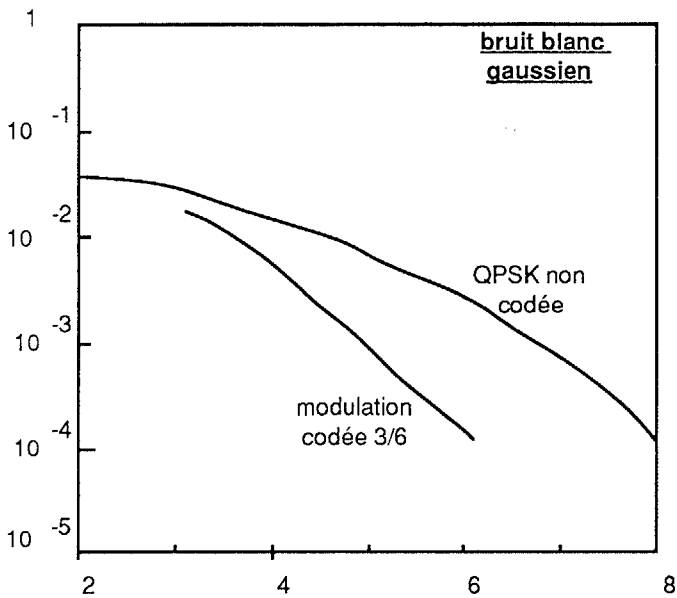


figure 2

- REFERENCES -

- (1) D. Dislavar, M.K. Simon, " The design of treillis coded MPSK for fading channels: set partitioning for optimum code design", IEE Transactions on Communications, Vol? 36, No. 9, Sept. 1988.
- (2) J. Pennington, " Techniques for medium speed data transmission over HF channels ", IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. I, No. 1, Feb. 1989.
- (3) " Simulateurs de voies ionosphériques sur ondes décamétriques ", CCIR, Rapport 549-2.