

# Construction d'une Modulation Codée Non Cohérente MAQ-32

S.HADDA, S.JARBOUI,

Laboratory of communication systems, National School of engineers of Tunis,  
Campus Universitaire, Le Belvedere 1002 Tunis, TUNISIA

e-mail: [slaheddine.jarboui@fss.rnu.tn](mailto:slaheddine.jarboui@fss.rnu.tn)

**Résumé** – Dans cet article nous présentons un nouveau schéma de la modulation codée MAQ - 32 non-cohérente (MAQ-32 NC). Ce schéma est obtenu après modifications de la structure conventionnelle de la modulation codée en treillis MAQ-32 (MCT-MAQ-32). Les résultats de simulation montrent que les performances de la MAQ-32 NC avec détection non-cohérente sont très proches de celles de la MCT-MAQ-32 optimale, proposée par Ungerboeck, avec détection cohérente. La MAQ-32 NC proposée dans cet article est une extension de la MAQ-16 NC déjà présentée par P. Fan et X.-G. Xia.

**Abstract** – In this letter, we present a new non-coherent coded 32-QAM (NC 32-QAM) schema derived from the trellis coded 32-QAM (TC 32-QAM) with several modifications. The simulation results show that the performance of the NC 32-QAM with non-coherent detection is close to the one of the optimal TC 32-QAM with coherent detection. The NC 32-QAM in this work is an extension of the NC 16-QAM proposed by P. Fan and X.-G. Xia.

## 1. Introduction

La détection cohérente des modulations codées en treillis (MCT), telles qu'elles ont été définies par Ungerboeck dans [1] et [2], nécessite au niveau du récepteur la disposition locale d'une onde porteuse verrouillée en fréquence et en phase sur celle utilisée à l'émission. De plus le récepteur doit disposer d'une horloge, permettant d'échantillonner les signaux reçus à la même cadence que celle de l'émission. Dans le cas de la détection non-cohérente, les signaux de synchronisation sont récupérés à partir des signaux de données uniquement. Le spectre du signal reçu ne contient pas de raie, ni à la fréquence de l'onde porteuse, ni aux fréquences multiples de la fréquence de l'horloge. Ceci permet de mieux gérer la bande passante du signal et de contrôler plus efficacement la puissance émise. Toutefois la conception des MNCs devient d'autant plus compliquée que la constellation des signaux est plus dense. Les cas de la MDP-8 NC et la MAQ-16 NC ont été déjà traités respectivement dans [3] et [4]. Dans cet article nous discutons le cas de la MAQ-32 NC. Nous avons défini une méthode une nouvelle méthode d'affectation des symboles binaires aux points de la constellation afin d'éliminer toute sorte d'ambiguïté lors de la détection. De plus nous avons optimisé les paramètres du décodeur afin d'obtenir une performance maximale. Les résultats de simulations montrent que les performances de la MAQ-32 NC sont très proches de celle de la MAQ-32 cohérente

## 2. Construction de la MAQ-32 NC

Dans [3], il a été spécifié qu'une MCT avec des branches parallèles ne peut être convertie en modulation non cohérente. Pour cette raison, tous les bits présents à l'entrée de la MCT doivent être codés. A chaque instant  $iT$ , où  $T$  désigne l'intervalle de modulation, le codeur convolutif à 32 états, présenté par la figure 1, reçoit un bloc de 4 bits et génère un symbole codé sur 5 bits. Les coefficients de parités du codeur

convolutif exprimés en forme octale sont  $\underline{h}^0 = 41$ ,  $\underline{h}^1 = 2$ ,  $\underline{h}^2 = 4$ ,  $\underline{h}^3 = 10$  et  $\underline{h}^4 = 20$ .

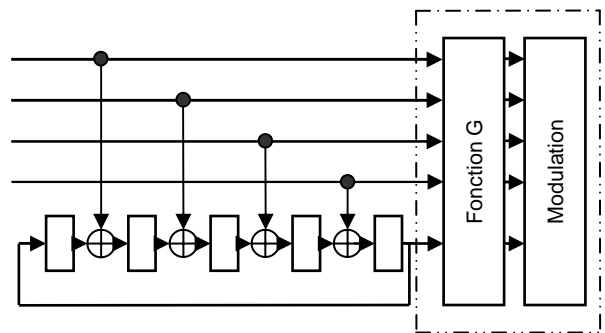


FIG. 1 : structure de la MAQ-32 NC

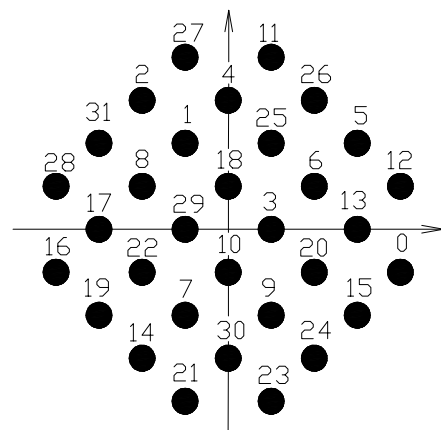


FIG. 2 : la constellation MAQ-32 sélectionnée

Si on suppose que le canal de transmission est à bruit blanc Gaussien additif (BBGA) et une absence totale de synchronisation, l'échantillon prélevé à l'instant  $iT$  à la sortie du canal de transmission peut être exprimé en bande de base de la manière suivante :

$$r_i = a_i e^{j\theta_0} + \eta_i, \quad (1)$$

où  $a_i$  est un nombre complexe discret qui représente le signal MAQ-32 délivré par la MCT à l'instant  $iT$ ,  $\theta_0$  est une erreur de phase arbitraire due à l'absence de synchronisation et  $\eta_i$  représente la contribution du bruit.

Pour reconstruire la phase  $\theta_0$  on procède d'une manière analogue à [4]. La métrique suivante est alors utilisée pour détecter les  $n$  premiers symboles reçus,

$$M(\mathbf{R}, \mathbf{S}) = \sum_{i=0}^{i=n-2} \left| r_i r_{i+1}^* - a_i a_{i+1}^* \right|^2, \quad (2)$$

où,  $\mathbf{R} = \{r_0, r_1, \dots, r_{n-1}\}$  représente la séquence des  $n$  premiers échantillons reçus,  $r_i^*$  désigne le conjugué de  $r_i$  et  $\mathbf{S} = \{a_0, a_1, \dots, a_{n-1}\}$  est une séquence candidate de  $n$  signaux MAQ-32 qui peut être générée par la MCT. La séquence détectée est la séquence particulière  $\mathbf{S}_0 = \{\tilde{a}_0, \tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_{n-1}\}$  qui vérifie la condition suivante :

$$M(\mathbf{R}, \mathbf{S}_0) = \min_{\mathbf{S}} \{M(\mathbf{R}, \mathbf{S})\}. \quad (3)$$

La séquence  $\mathbf{S}_0$  est utilisée pour déduire une valeur approchée de  $\theta_0$  en utilisant la formule suivante :

$$\tilde{\theta}_0 = \text{Arg} \left( \frac{\sum_{k=0}^{n-1} r_k \tilde{a}_k}{\sum_{k=0}^{n-1} |\tilde{a}_k|^2} \right) \quad (4)$$

Soit  $\mathbf{S}_1 = \{a_0, a_1, \dots, a_{n-1}\}$  et  $\mathbf{S}_2 = \{b_0, b_1, \dots, b_{n-1}\}$  deux séquences différentes et de même longueur  $n$ . Evidemment, si  $\{a_0 a_1^*, a_1 a_2^*, \dots, a_{n-2} a_{n-1}^*\} = \{b_0 b_1^*, b_1 b_2^*, \dots, b_{n-2} b_{n-1}^*\}$  alors  $\mathbf{S}_1$  et  $\mathbf{S}_2$  sont équivalentes d'après ce processus de détection. Afin d'éviter toute sorte d'ambiguïté au niveau du décodeur, il faut s'assurer que de telles séquences ne peuvent être générées par la MCT. Généralement, les deux séquences  $\mathbf{S}_1$  et  $\mathbf{S}_2$  sont dites différentiellement équivalentes par cohérence (DEC) si pour chaque entier  $i$ , ( $0 \leq i \leq n-1$ ) l'égalité suivante est vérifiée [4] :

$$a_i a_{i+1}^* = b_i b_{i+1}^*. \quad (5)$$

Soit  $z_0$  le nombre complexe tel que :

$$\frac{b_0}{a_0} = z_0. \quad (6)$$

On peut vérifier par un simple calcul que  $\mathbf{S}_1$  et  $\mathbf{S}_2$  sont deux séquences DEC si et seulement si on a :

$$\begin{cases} \frac{b_i}{a_i} = \frac{1}{z_0^*} & \text{si } i = 2p + 1 \\ \frac{b_i}{a_i} = z_0 & \text{si } i = 2p. \end{cases} \quad (7)$$

Par conséquent, on peut exprimer  $\mathbf{S}_2$  comme suit :

$$\mathbf{S}_2 = \left\{ z_0 a_0, \frac{a_1}{z_0^*}, z_0 a_2, \frac{a_3}{z_0^*}, \dots, z_0 a_{2p}, \frac{a_{2p+1}}{z_0^*}, \dots \right\}. \quad (8)$$

La MCT présentée par la figure.1 peut générer des séquences DEC. Pour éliminer ces séquences on procède d'une manière analogue à [4]. Ainsi, à chaque mot code  $c_i \in \{0, \dots, 31\}$  issu du codeur convolutif de la MCT on associe l'image du signal  $a_i$  par la fonction  $G$  définie comme suit :

Si  $a_i$  désigne le signal canal de rang  $c_i$  dans la constellation MAQ-32 alors  $G(a_i)$  est le signal canal de rang :

$$\text{rang}(G(a_i)) = \begin{cases} c_i & \text{si } i = 2p \\ (2 + c_i) \bmod (32) & \text{si } i = 2p + 1, \end{cases} \quad (9)$$

On remarque que la fonction  $G$  laisse  $a_i$  invariant lorsque  $i$  est pair. Si on applique  $G$  aux deux séquences  $\mathbf{S}_1$  et  $\mathbf{S}_2$  on obtient :

$$\begin{aligned} G(\mathbf{S}_1) &= \{G(a_0), G(a_1), \dots, G(a_{2p}), G(a_{2p+1}), \dots\} \\ &= \{a_0, G(a_1), \dots, a_{2p}, G(a_{2p+1}), \dots\}, \end{aligned} \quad (10)$$

et

$$G(\mathbf{S}_2) = \left\{ z_0 a_0, G\left(\frac{a_1}{z_0^*}\right), \dots, z_0 a_{2p}, G\left(\frac{a_{2p+1}}{z_0^*}\right), \dots \right\}. \quad (11)$$

Les séquences  $G(\mathbf{S}_1)$  et  $G(\mathbf{S}_2)$  ne sont plus DEC si et seulement si la condition suivante est vérifiée :

$$G\left(\frac{a_{2p+1}}{z_0^*}\right) \neq \frac{G(a_{2p+1})}{z_0^*} \quad (12)$$

En remarquant que

$$\frac{a_{2p+1}}{z_0^*} \text{ et } a_{2p+1}$$

sont deux signaux MAQ-32, on peut montrer que tous les séquences DEC sont entièrement éliminées si pour chaque couple de signaux MAQ-32 différents, la condition suivante est vérifiée :

$$\frac{G(a)}{G(a')} \neq \frac{a}{a'} \Big|_{\forall (a \neq a')} \quad (13)$$

La figure 2 montre le résultat d'une recherche effectuée à l'aide de l'ordinateur concernant une constellation MAQ-32 qui vérifie la condition (13).

### 3. Détection Non-cohérente

La figure 3 présente la structure en blocs de l'algorithme de décodage. La première étape consiste à détecter les  $n$  premiers échantillons reçus en utilisant la métrique en (2). Le résultat de détection sera utilisé par la suite pour déterminer une valeur approximative de  $\theta_0$ . En deuxième étape le décodeur effectue une correction de phase des signaux reçus et débute l'opération de décodage en utilisant l'algorithme conventionnel de Viterbi. Les signaux décodés sont utilisés pour effectuer la mise à jour de la phase tout le long du décodage.

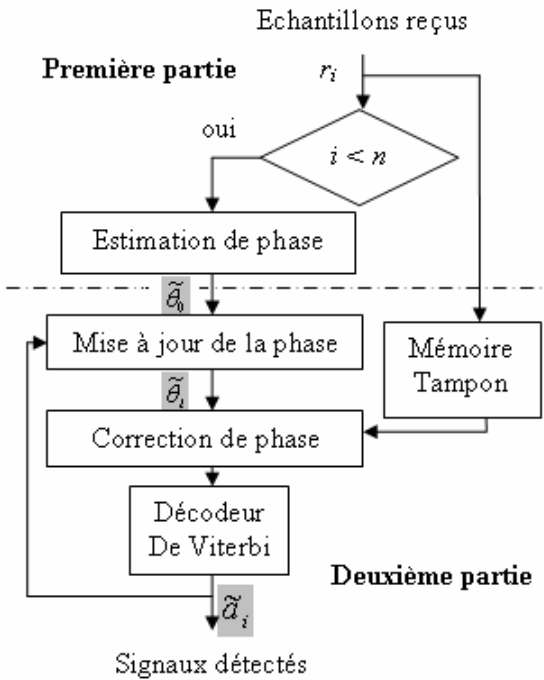


FIG. 3 : la structure en blocs de l'algorithme de décodage

Evidemment on aurait pu utiliser la métrique en (2) pour décoder l'ensemble des échantillons reçus. Cependant ceci nécessite énormément d'espace mémoire et de temps de calcul. De plus les performances de décodage relatives à cette métrique ne sont pas satisfaisantes. La figure 4 donne à titre d'exemple le taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport signal bruit pour  $n = 300$ , et  $\theta_0 = \pi/9$ . Pour ces raisons l'utilisation de la métrique en (2) a été limitée à la détermination d'une valeur approchée de  $\theta_0$ .

L'étape suivante de décodage utilise l'algorithme conventionnel de Viterbi. Cependant afin d'effectuer une correction de phase aux échantillons reçus, l'expression de la métrique des branches sera modifiée comme suit :

$$M_b(r_i, a^{(q)}) = \left| r_i e^{-j\tilde{\theta}_i} - a_b \right|^2. \quad (14)$$

Où,  $a_b$  désigne le signal MAQ-32 associé à la branche et  $\tilde{\theta}_i$  représente la valeur estimée de  $\theta_0$  à l'instant  $iT$ . Le calcul de  $\tilde{\theta}_i$  est fait à partir des équation suivantes [4]:

$$\phi_i = \frac{\sum_{k=D}^{K+D} r_{i-k} \tilde{a}_{i-k}}{\sum_{k=D}^{K+D} |\tilde{a}_{i-k}|^2}$$

$$\theta_i = \alpha e^{j\tilde{\theta}_{i-1}} + (1-\alpha)\phi_i \quad (15)$$

$$\tilde{\theta}_i = \text{Arg} \left( \frac{\theta_i}{|\theta_i|} \right),$$

Où,  $\alpha$  est un paramètre récursif appartenant à l'intervalle ]0, 1[,  $\tilde{a}_i$  représente un signal canal détecté,  $\phi_i$  est une mesure du déphasage à partir des  $K$  derniers signaux détectés et  $D$  est un entier naturel supérieur à 5 fois la longueur de contrainte du codeur convolutif. L'optimisation des performances du décodeur consiste à chercher des valeurs convenables des paramètres  $\alpha$  et  $K$ . La figure 5 est obtenue par simulation et montre la variation du TEB en fonction de  $\alpha$  pour  $K = 10, 15$  et  $20$ , et en présence d'un rapport signal bruit typique ( $E_b/N_0 = 10$  dB). D'après ces courbes on voit clairement que seules les valeurs de  $\alpha$  entre 0.85 et 0.95 sont intéressantes puisqu'elles assurent le plus petit TEB.

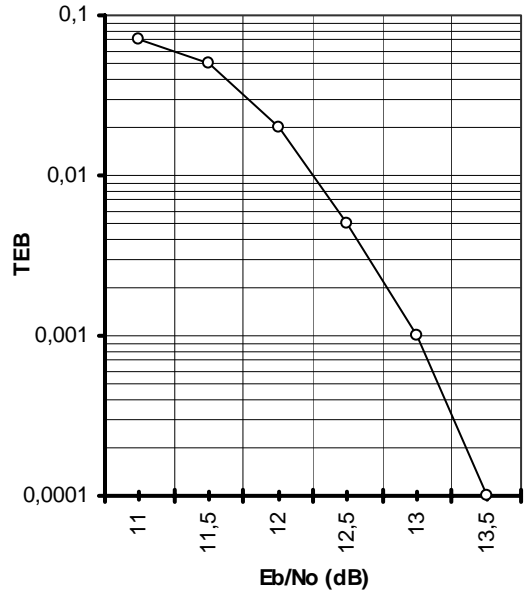


FIG. 4 : performance de la métrique  $M$

Les résultats de simulation de la MAQ-32 NC pour  $K = 10$  et  $20$ , et  $\alpha = 0.95$  sont représentées par la figure 6. Les troisième et quatrième courbes indiquées par la légende correspondent respectivement au cas de la MAQ-32 NC avec détection cohérente et la modulation codée en treillis MAQ-32 (MCT-MAQ32) optimale telle qu'elle a été décrite par Ungerboeck [2]. On voit clairement que pour un TEB de l'ordre de  $10^{-6}$  la MAQ-32 NC avec détection non-cohérente perd respectivement 0.15 dB et 0.3 dB seulement par rapport à la MAQ-32 NC avec détection cohérente et la MCT-MAQ-32.

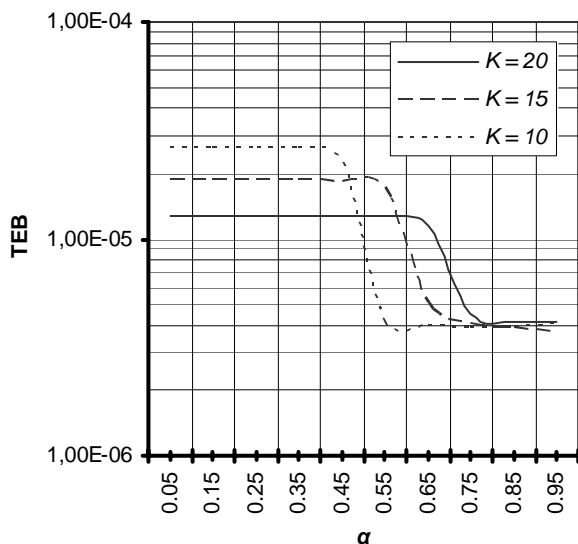


FIG. 5 : le taux d'erreur binaire en fonction de  $\alpha$

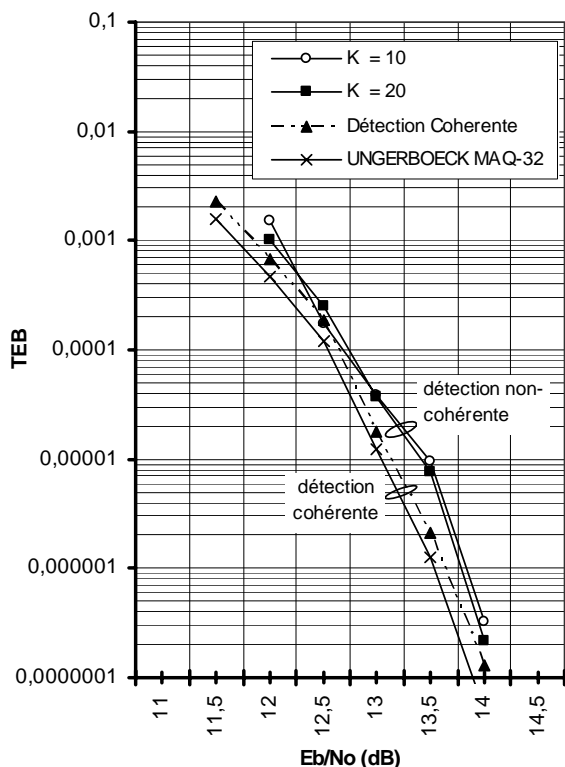


FIG. 6 : performance de la détection MAQ-32 NC

## 4. Conclusion

Dans cet article nous avons présenté un nouveau schéma de modulation MAQ-32 non cohérente et développé une nouvelle méthode d'affectation des symboles binaires aux points de la constellation afin d'éliminer les séquences DCE. La structure à deux étages de l'algorithme de décodage a garanti au décodeur une quasi autonomie et une indépendance vis à vis des données reçues. Seulement 0.3 dB sont perdus par rapport à la modulation codée en treillis MAQ-32

optimale. La méthode proposée peut être généralisée à fin de simplifier la conception d'autres schémas de modulateurs non cohérents.

## Références

- [1] G. UNGERBOECK. *Channel coding with multilevel/phase signals*. IEEE Transactions Inform. Theory, vol. IT-28, pp. 55-66, Jan.1982
- [2] G. UNGERBOECK. *Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets Part II: State of the Art*. IEEE Communications Magazine, Vol. 25, No. 2, February 1987.
- [3] RUEY-YI WEI AND MAO-CHAO LIN. *Noncoherent coded modulation constructed from conventional trellis coded modulation*. IEEE Communications. Letters, vol. 2, pp. 260-262, Sept.1998.
- [4] PINGYI FAN AND XIANG-GEN XIA. *A noncoherent coded modulation for 16QAM*. IEEE Transactions on Communications, vol. 49, pp. 585-588, April 2001.