

**DECODAGE DE VITERBI ET ESTIMATION
DE PHASE CONJOINTS**J. TORCK*, S. BELLINI \diamond et G. KAWAS KALEH*

* Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France.

 \diamond Institut Polytechnique de Milan, Italie.

RÉSUMÉ

Nous proposons une modification du décodeur de Viterbi des codes convolutionnels et des modulations codées permettant de corriger un écart inconnu et variable de la phase de la porteuse. Chaque survivant est muni d'un estimateur de phase basé sur l'observation du passé et sur les décisions provisoires contenues dans le survivant. Les résultats des simulations montrent la supériorité de la solution proposée par rapport à un décodeur décrit dans [1].

ABSTRACT

The Viterbi decoder of convolutional codes and Trellis-coded modulations is modified in order to compensate for an unknown time-varying carrier phase offset. Each survivor is provided with a phase estimator based on a bloc of observation samples and on tentative decisions stored in the survivor. Simulation results using an Ungerboeck code show a performance improvement compared to a related solution given in [1].

1. INTRODUCTION

Dans les systèmes de communications numériques, la réception cohérente donne de bien meilleures performances que la réception non cohérente. En particulier, les modulations codées sont très sensibles à l'erreur de phase [4]. Pour obtenir la probabilité d'erreur prévue, il est nécessaire d'assurer une bonne estimation de la phase de la porteuse. Il est également nécessaire de prendre en compte le caractère évolutif de la phase. De plus, en vue d'une mise en oeuvre peu coûteuse, des solutions simples sont souhaitées.

La synchronisation par une boucle de verrouillage de phase à retour de décision, réputée être efficace, se heurte à une difficulté lorsque qu'on utilise les décisions du décodeur pour la commande de la boucle. En effet, le retard de décision du décodeur rend la boucle instable. Il nous reste donc à équiper le récepteur d'un détecteur à seuil qui donne à la boucle des décisions sur les symboles codés. L'infiabilité de ces décisions dégrade la performance de la boucle.

Nous proposons ici d'apporter au décodeur une légère modification lui permettant d'assurer la fonction de synchronisation de la phase. La stratégie d'un décodage combiné avec une estimation de la phase, adoptée ici, a déjà été essayée, comme dans [1-3]. Le décodage séquentiel utilisant la structure d'arbre est utilisé dans [2]. Le traitement optimal présenté dans [3] est coûteux en comparaison avec ceux de [1, 2]. Comme ici, le décodeur de [1] utilise l'algorithme de Viterbi (AV) [5]. Cependant, sa performance est inférieure à celle du décodeur présenté ici.

L'article est organisé de la façon suivante. Le modèle du système est décrit au paragraphe 2. Le récepteur qui effectue un décodage et, conjointement une estimation de la phase est décrit au paragraphe 3. Ce récepteur étant trop complexe, nous donnons au paragraphe 4 une version sous-optimale mais simple à mettre en oeuvre. Les résultats des simulations sont présentés au paragraphe 5. Le dernier paragraphe donne la conclusion.



2. MODELISATION

Nous considérons ici un système de communications disposant d'un codeur convolutionnel conventionnel ou de type modulation codée, et un décodeur utilisant l'AV. Le codeur est défini par un treillis et caractérisé par deux applications $f(\cdot)$ et $g(\cdot)$ et trois ensembles finis \mathcal{A} , \mathcal{S} et \mathcal{X} de la façon suivante:

$$s_{t+1} = f(a_t, s_t)$$

$$x_t = g(a_t, s_t)$$

$$a_t \in \mathcal{A}, s_t \in \mathcal{S}, x_t \in \mathcal{X}$$

où a_t , s_t et x_t désignent, respectivement à un instant t , le symbole d'information à l'entrée, l'état du codeur et le symbole codé émis par le modulateur. On note par $|\mathcal{X}|$ le cardinal d'un ensemble \mathcal{X} . Dans le cas d'un codeur convolutionnel (k, n) , a_t correspond à k bits d'information et x_t à n symboles codés (une branche du treillis). Afin de simplifier la présentation, nous nous limitons au cas des modulations codées dont le codeur de Figure 1 est un exemple typique [4]. Dans cet exemple, $|\mathcal{A}| = 4$, $|\mathcal{S}| = 4$ et $|\mathcal{X}| = 8$. L'extension au codage convolutionnel est triviale.

L'observation à l'entrée du décodeur est le vecteur complexe de dimension T :

$$Y = X_i e^{j\theta} + N$$

et de composantes

$$y_t = x_t^{(i)} e^{j\theta} + n_t; \quad t = 1, 2, \dots, T$$

$$i \in \mathcal{I} = \{1, 2, \dots, |\mathcal{A}|^T\}$$

où les composantes de X_i et N sont, respectivement, $x_t^{(i)}$ et n_t . Ici, l'indice i représente le choix d'un message émis i parmi $|\mathcal{A}|^T$ messages possibles. La phase θ représente un écart inconnu de la phase de la porteuse que nous supposons constant durant la transmission de T symboles et appartenant à $(0, 2\pi)$. Le fait que la phase varie au cours du temps sera pris en considération au paragraphe 4. Il motivera la modification qui sera apportée, au décodeur déduit de l'analyse, afin d'aboutir à une version implantable. Le bruit n_t est blanc gaussien complexe centré et de variance σ^2 .

3. DECODAGE ET ESTIMATION CONJOINTE DE LA PHASE

Le décodeur optimal au sens du maximum de vraisemblance maximise la fonction de vraisemblance $p(Y/i, \theta)$, où $p(\cdot)$ est une densité de probabilité conditionnelle. Comme le bruit est blanc gaussien, le

décodeur doit chercher conjointement (θ, i) qui minimise la distance euclidienne entre l'observation et la séquence des symboles déphasés, soit

$$\min_{(\theta, i) \in \mathcal{E}} \|Y - X_i e^{j\theta}\|$$

où \mathcal{E} est le produit cartésien $(0, 2\pi) \otimes \mathcal{I}$.

Pour tout message i de \mathcal{I} , il existe une estimée optimale $\theta^{(i)}$ qui minimise $\|Y - X_i e^{j\theta}\|$. Il est facile de montrer que

$$\exp(j\theta^{(i)}) = \frac{Y' X_i^*}{|Y' X_i^*|}$$

où Y' est la transposition de Y . On cherche alors

$$\min_{i \in \mathcal{I}} \|Y - X_i \exp(j\theta^{(i)})\|$$

soit

$$\max_{i \in \mathcal{I}} \sum_{t=1}^T \lambda_t^{(i)}$$

avec

$$\lambda_t^{(i)} = 2 \operatorname{Re} [y_t \exp(-j\theta^{(i)}) x_t^{*(i)}] - |x_t^{*(i)}|^2$$

Comme le calcul de $\theta^{(i)}$ dépend de la totalité des composantes de Y et X_i , il n'est pas possible d'employer l'AV pour réaliser cette règle du décodage. Sa réalisation nécessite donc une recherche exhaustive où la métrique à minimiser est calculée pour toutes les $|\mathcal{A}|^T$ séquences possibles X_i . Ceci est trop compliqué pour être envisagé en pratique.

4. SIMPLIFICATION DU DECODEUR

Nous sommes ainsi amenés à introduire une simplification qui nous écarte de l'optimalité. A un instant t , nous limitons le calcul de $\theta^{(i)}$ aux observables du passé y_{t-m} ; $m = 1, 2, \dots, M$. On obtient ainsi à l'instant t une estimée $\theta_t^{(i)}$ de la phase donnée par

$$\exp(j\theta_t^{(i)}) = \frac{\sum_{m=1}^M y_{t-m} x_{t-m}^*}{\left| \sum_{m=1}^M y_{t-m} x_{t-m}^* \right|}$$

Ce choix a l'avantage de rendre l'estimation de la phase adaptative, permettant ainsi de prendre en compte le fait que la phase est variable au cours du temps.

En remplaçant dans la règle de décision précédente la phase $\theta^{(i)}$ par $\theta_t^{(i)}$, la métrique de la branche $\lambda_t^{(i)}$ devient causale et la règle de décision peut alors être

réalisée par l'AV. Remarquons, cependant, que l'AV nécessite un nombre d'états plus élevé que celui du décodeur cohérent, même pour $M=1$. En effet, à un instant t , toutes les réalisations du bloc x_{t-m} ; $m=1, 2, \dots, M$, telles qu'elles sont déterminées par le codeur, devront être examinées par le décodeur. Il est clair que ceci dépend de M et qu'il correspond à un grand nombre d'états.

Nous effectuons donc une autre étape de simplification en limitant le nombre des survivants utilisés à celui du décodeur cohérent. Pour ce faire, nous adoptons la stratégie de retour des décisions. Ici, les décisions utilisées sont les décisions provisoires que contiennent les survivants de l'AV. Rappelons que la correspondance entre les symboles d'information a_i et les symboles codés x_i est biunivoque. Par conséquent, les décisions provisoires sur x_i peuvent être considérées disponibles dans les survivants. Soit $\bar{x}_i^{(i)}$ la décision provisoire sur x_i contenu dans un survivant. La métrique de la branche devient

$$\lambda_i^{(i)} = 2 \operatorname{Re} [y_i \exp(-j \theta_i^{(i)}) x_i^{*(i)}] - | x_i^{*(i)} |^2$$

avec

$$\exp(-j \theta_i^{(i)}) = \frac{\sum_{m=1}^M y_{t-m}^* \bar{x}_{t-m}^{(i)}}{\sum_{m=1}^M | y_{t-m}^* \bar{x}_{t-m}^{(i)} |}$$

Ainsi chaque survivant est muni de son propre estimateur de phase. Notons que l'estimateur proposé dans [1] est commun à tous les survivants et se sert des décisions provisoires contenues dans le survivant le plus vraisemblable. Il est clair qu'avec le décodeur déduit ici la compétition entre les survivants est rendue plus équitable, tandis que celui de [1] favorise un survivant que l'on ne peut garantir son choix comme une décision finale sur le message émis.

5. SIMULATIONS

L'analyse de la performance du décodeur proposé est difficile à mener. Nous avons donc évalué le taux d'erreur par simulation. Le codeur utilisé est un codeur d'Ungerboeck [4] à 4 états et à modulation par déplacement de phase à 8 phases, voir Figure 1. L'écart de phase est variable au cours de temps. Il est modélisé par

$$\theta_t = \theta_{t-1} + \Delta\theta$$

Quatre courbes de performance sont montrées dans Figure 2. Elles correspondent aux choix de $\theta_0 = 0$ et 10 degrés et à $\Delta\theta = 0,2$ et 0,5 degrés. L'estimation de la phase est basée sur une observation de longueur $M=20$. La longueur des survivants est 20. Nous avons également comparé les performances à celles du décodeur de [1]. Les flèches indiquent le sens de l'amélioration apportée par le décodeur proposé. La longueur de la flèche indique le gain obtenu en E_b/N_0 .

6. CONCLUSION

Pour les systèmes utilisant un codage convolutionnel ou une modulation codée, nous avons présenté un récepteur permettant d'effectuer conjointement le décodage et la synchronisation de la porteuse. Chaque survivant possède son propre estimateur de phase qui utilise les décisions provisoires contenues dans la mémoire du survivant. La limitation de l'observation à un bloc glissant permet de suivre les variations de la phase. Les simulations ont montré la supériorité du récepteur par rapport à une autre solution connue.

REFERENCES

- [1] P.Y. Kam and H. C. Ho, "Viterbi Detection with simultaneous Suboptimum Maximum Likelihood Carrier Phase Estimation," IEEE Trans. Commun., Dec. 1988.
- [2] J.C. Belfiore et G. Kawas Kaleh, "Performances et débit critique d'un décodeur séquentiel estimateur de phase". XIIème GRETSI, Juan-Les-Pins, pp. 307-310, juin 1989.
- [3] G. Kawas Kaleh, "Joint carrier phase estimation and symbols decoding of trellis codes," soumis à l'IEEE Trans. Commun..
- [4] G. Ungerboeck "Trellis-coded Modulation with Redundant signal sets," Part I and II, IEEE Commun. Magazine, Vol. 25, No. 2, Feb. 1987.
- [5] Forney, G. D. "The Viterbi algorithm," Proc. of the IEEE, Vol. 61, No.3, pp. 268- 278, March 1973.

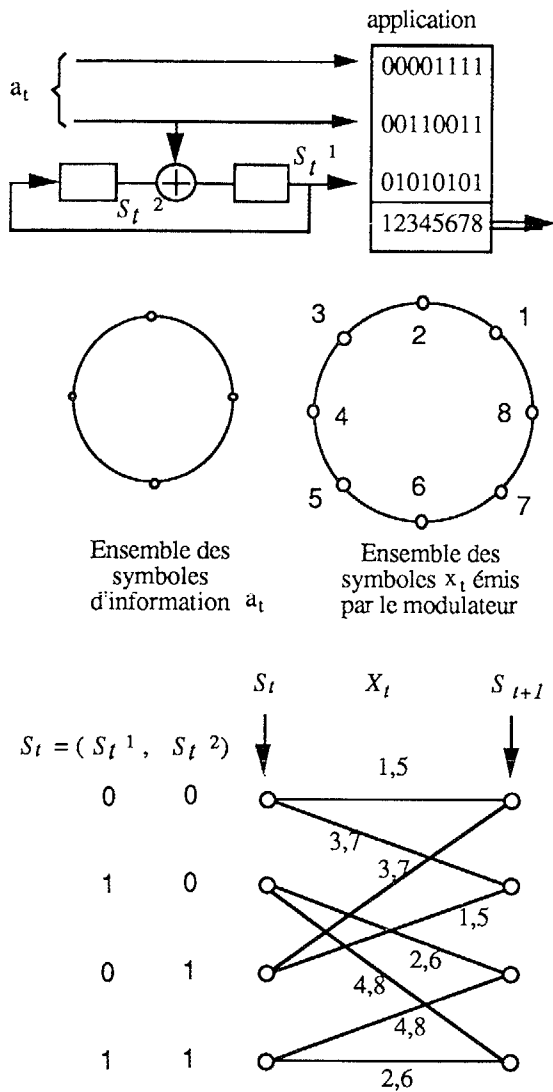


Figure 1- Codeur d'ungerboeck à 4 états, MDP8.

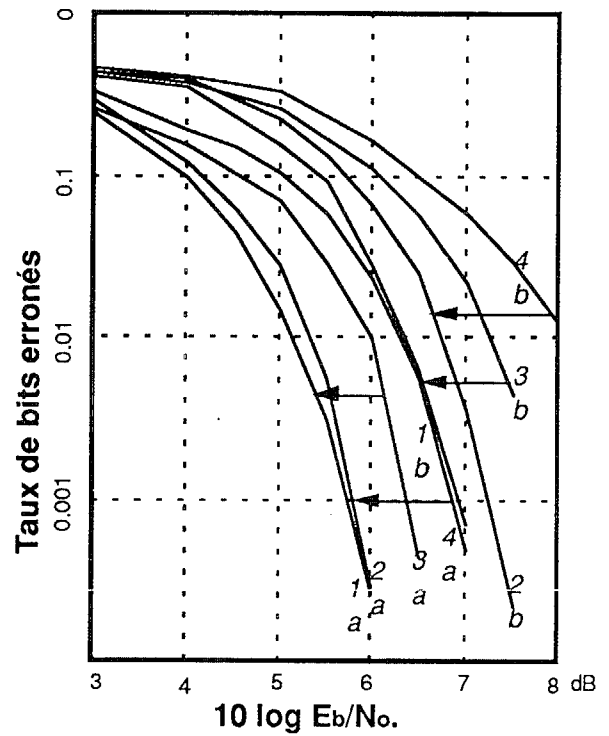


Figure 2 - Résultats de simulation utilisant le codeur de Figure 1. La phase est modélisée par $\theta_t = \theta_{t-1} + \Delta\theta$. $M=20$.

1, 3 : $\theta_0 = 0^\circ$. 2, 4 : $\theta_0 = 10^\circ$.

a : $\Delta\theta = 0,2$. b : $\Delta\theta = 0,5$.

1, 2 : méthode proposée. 3, 4 : méthode de [1]