

HUITIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

933



NICE du 1^{er} au 5 JUIN 1981

SYNCHRONISATION ET DETECTION DE SIGNAUX NUMERIQUES
PAR FILTRAGE DE KALMAN ETENDU

E. AKINCI - G. MARAL

E.N.S.A.E. - Département Electronique et Communications - BP 4032 - 31055 TOULOUSE Cédex

RESUME

Cet article présente une méthode de synchronisation et de détection entièrement numérique pour des signaux MIC. Cette méthode utilise un filtrage de Kalman étendu. Elle s'applique au cas d'un canal de transmission à large bande et suppose négligeable l'interférence-intersymbole. Le signal est supposé noyé dans un bruit blanc Gaussien.

Les simulations effectuées sur ordinateur ont montré la quasi-optimalité du filtre pour la synchronisation et la détection. Des études ultérieures devraient permettre de déterminer les performances résultant de l'exploitation de cette méthode à l'aide d'un dispositif à microprocesseurs.

SUMMARY

This article presents an entirely digital technique of synchronization and detection for the PCM signals. This technique uses an extended Kalman Filter. It is applied to a large bandwidth channel communication system and the intersymbol-interference is neglected. This signal is supposed to be embedded in a Gaussian white noise.

The computer simulations have shown that the filter is quasi-optimal for the synchronization and the detection. Future studies should determine the performances resulting from the implementation of this technique with microprocessors.



SYNCHRONISATION ET DETECTION DE SIGNAUX NUMERIQUES
PAR FILTRAGE DE KALMAN ETENDU

I - INTRODUCTION

La détection des signaux numériques nécessite une base de temps synchronisée avec le signal reçu. Pour ce faire, un système optimal doit extraire la phase du signal reçu à partir des signaux d'information, le débit numérique étant supposé connu.

Deux approches ont été envisagées :

Celle fondée sur l'association d'un élément non-linéaire avec une boucle à verrouillage de phase [1], [2] et [3], celle fondée sur l'utilisation du filtrage non-linéaire [4] ou d'une formulation à l'aide de variables d'état [5].

Cette dernière approche présente sur la précédente les avantages suivants :

- a) elle s'applique à un signal quelconque,
- b) elle prend en compte une éventuelle gigue et/ou l'effet Doppler,
- c) elle utilise les données statistiques des symboles reçus et fonctionne avec un seuil de détection plus faible que celui d'une boucle à verrouillage de phase,
- d) la synchronisation et la détection simultanée assurent une optimalité globale.

La méthode présentée dans cet article constitue une adaptation au cas de la transmission d'un signal par un canal de transmission à large bande de la formulation initialement proposée en 1977 par Hirschler et Perronnet [5]. Cette méthode présente sur celle de Lee et Komo [4] l'avantage d'une complexité de calculs réduite permettant l'emploi d'un dispositif à base de microprocesseurs. Par ailleurs, on a pu constater que la formulation par variables d'état confère à cette méthode une grande adaptabilité.

II - POSITION DU PROBLEME

On considère dans la suite des signaux numériques NRZ-L (figure 1).

Hirschler et Perronnet [5] ont proposé la formulation suivante en l'absence d'effet Doppler :

Equation d'observation :

$$y_n = A \text{sign}(x_n) \psi(\theta_n; n) + b_n \quad (1)$$

où n est le $n^{\text{ième}}$ échantillon, $\psi(\theta_n; n)$ la forme d'onde du signal et b_n une suite de variables aléatoires indépendantes Gaussiennes, centrées et de variance V_b modélisant le bruit du canal de transmission.

Equations dynamiques :

$$\begin{aligned} \theta_{n+1} &= \theta_n + V_n \\ x_{n+1} &= x_n [1 - f_1(\theta_n; n)] + f_1(\theta_n; n) W_n \end{aligned} \quad (2)$$

où

l'équation (2) modélise la gigue, V_n étant une suite de variables aléatoires indépendantes, Gaussiennes, centrées de variance V_v et l'équation (3) modélise la nature aléatoire du signal reçu :

$f_1(\theta_n; n)$ est une fonction du type logique prenant les valeurs "1" ou "0" suivant qu'il y a une transition ou non entre les instants $n \Delta t$ et $(n+1) \Delta t$, Δt étant le pas d'échantillonnage.

W_n est une suite de variables aléatoires indépendantes, Gaussiennes, centrées, de variance V_w .

Les simulations montrent que cette formulation, compte tenu du choix particulier de la fonction $\psi(\theta_n; n)$ est bien adaptée au cas d'un canal de Nyquist [6]. Lorsque le signal est transmis en large bande, on constate une divergence dont l'origine est la formulation choisie pour la fonction $\psi(\theta_n; n)$ qui constitue alors une approximation trop éloignée de la forme d'onde réelle. Une nouvelle formulation est donc proposée ci-dessous. Elle s'efforce simultanément d'atteindre à une simplification des calculs.

III - LA FORMULATION PROPOSEE

III - 1 Les équations du modèle

Equation d'observation :

$$y_n = a_n \psi(\theta_n; n) + b_n \quad (4)$$

Equations dynamiques :

$$\theta_{n+1} = \theta_n + V_n \quad (5)$$

$$a_{n+1} = a_n [1 - f_1(\theta_n; n)] + f_1(\theta_n; n) W_n \quad (6)$$

SYNCHRONISATION ET DETECTION DE SIGNAUX NUMERIQUES
PAR FILTRAGE DE KALMAN ETENDU

où W_n est un processus aléatoire à valeurs dans $\{-A, A\}$ avec $Pr(A) = Pr(-A) = \frac{1}{2}$ et $V_w = A^2$; $\Psi(\theta; n)$ est la forme d'onde du signal (figure 2).

III - 2 Equations du filtrage

En linéarisant au premier ordre les équations (4) et (6) autour de la moyenne conditionnelle, on obtient :

Matrice de covariance :

$$\alpha_{n+1/n} = \alpha_n + V_v \quad (7)$$

$$\beta_{n+1/n} = \beta_n [1 - f_1(\hat{\theta}_{n+1/n})] \quad (8)$$

$$\gamma_{n+1/n} = \gamma_n [1 - f_1(\hat{\theta}_{n+1/n})] + f_1(\hat{\theta}_{n+1/n}) V_w \quad (9)$$

$$\alpha_{n+1/n} = \frac{(h_1)^2 \text{Det } V_{n+1/n} + \alpha_{n+1/n} \cdot V_b}{D_{n+1/n}} \quad (10)$$

$$\beta_{n+1/n} = \frac{-h_1 \cdot h_2 \cdot \text{Det } V_{n+1/n} + \beta_{n+1/n} \cdot V_b}{D_{n+1/n}} \quad (11)$$

$$\gamma_{n+1/n} = \frac{(h_2)^2 \text{Det } V_{n+1/n} + \gamma_{n+1/n} \cdot V_b}{D_{n+1/n}} \quad (12)$$

où $V_{n+1/n} = \begin{bmatrix} \alpha_{n+1/n} & \beta_{n+1/n} \\ \beta_{n+1/n} & \gamma_{n+1/n} \end{bmatrix}$

$$D_{n+1/n} = (h_1)^2 \alpha_{n+1/n} + 2 h_1 h_2 \beta_{n+1/n} + (h_2)^2 \gamma_{n+1/n} + V_b \quad (13)$$

$$h_1 = \frac{\partial \Psi(\hat{\theta}_{n+1/n}; n)}{\partial \hat{\theta}_{n+1/n}} \cdot \hat{\alpha}_{n+1/n} \quad (14)$$

$$h_2 = \Psi(\hat{\theta}_{n+1/n}; n) = 1 \quad (15)$$

Equations du gain :

$$K_{n+1}(\theta) = \frac{1}{V_b} [\alpha_{n+1/n} \cdot h_1 + \beta_{n+1/n} \cdot h_2] \quad (16)$$

$$K_{n+1}(a) = \frac{1}{V_b} [\beta_{n+1/n} \cdot h_1 + \gamma_{n+1/n} \cdot h_2] \quad (17)$$

Prédiction à court terme :

$$\hat{\theta}_{n+1/n} = \hat{\theta}_n \quad (18)$$

$$\hat{\alpha}_{n+1/n} = \hat{\alpha}_n [1 - f_1(\hat{\theta}_{n+1/n})] \quad (19)$$

Equations du filtrage :

$$\hat{\theta}_{n+1} = \hat{\theta}_{n+1/n} + K_{n+1}(\theta) [y_{n+1} - \hat{\alpha}_{n+1/n} \cdot \Psi(\hat{\theta}_{n+1/n})] \quad (20)$$

$$\hat{\alpha}_{n+1} = \hat{\alpha}_{n+1/n} + K_{n+1}(a) [y_{n+1} - \hat{\alpha}_{n+1/n} \cdot \Psi(\hat{\theta}_{n+1/n})] \quad (21)$$

III - 3 Traitement des nonlinéarités

$\Psi(\theta; n)$ n'étant pas dérivable, on considère l'approximation suivante :

$$\frac{\partial \Psi(\theta; n)}{\partial \theta} \approx \frac{\Psi(\theta_n + \Delta\theta; n) - \Psi(\theta_n - \Delta\theta; n)}{2 \Delta\theta} \quad (22)$$

qui résulte de

$$\frac{\partial \Psi(\theta; n)}{\partial \theta} = \lim_{\Delta\theta \rightarrow 0} \frac{\Psi(\theta_n + \Delta\theta; n) - \Psi(\theta_n - \Delta\theta; n)}{2 \Delta\theta} \quad (23)$$

La figure 3, qui illustre (22) montre que

$\frac{\partial \Psi(\theta; n)}{\partial \theta}$ est un signal à 3 niveaux.

D'autre part, $\frac{\partial f_1(\theta; n)}{\partial \theta} \approx 0$ est une approxima-

tion réaliste dans l'hypothèse d'une gigue faible.

III - 4 Propagation des variances

En l'absence de la gigue ($V_v = 0$), on peut montrer que α_n constitue une suite positive, décroissante et donc en régime permanent α_n devient très petit. Le filtre se comporte alors comme un filtre adapté. En effet :

$$\alpha_{n+1} - \alpha_n = \frac{-(h_1 \alpha_n + h_2 \beta_n)^2}{D_{n+1/n}} \leq 0 \quad (24)$$

et on atteint le régime permanent lorsque α_n et β_n sont quasi nuls ; il vient, d'après (12) :

$$\gamma_n^L = \frac{A^2 \cdot V_b}{n A^2 + V_b} \quad (25)$$

où n désigne le n^{ième} échantillon du L^{ième} symbole avec n = 1 pour $f_1 = 1$. Par récurrence, il vient :

$$\hat{\alpha}_N^L = \frac{A^2}{N A^2 + V_b} [y_1 + y_2 + \dots + y_N] \quad (26)$$



SYNCHRONISATION ET DETECTION DE SIGNAUX NUMERIQUES

PAR FILTRAGE DE KALMAN ETENDU

où N est le nombre d'échantillons par symbole.

La détection qui consiste à examiner le signe du dernier échantillon estimé $\hat{\alpha}_N$ revient donc à examiner le signe du signal en sortie d'un filtre adapté.

IV - SIMULATIONS

Un ensemble de simulations de Monte Carlo a été réalisé sur ordinateur en considérant $N = 8$, soit 8 échantillons par symbole. Des essais successifs ont montré qu'une valeur optimale de $\Delta\theta$ dans l'approximation de la dérivée de $\psi(\theta_n; n)$ est :

$$\Delta\theta = 2\Delta t$$

IV - 1 Acquisition

Le temps d'acquisition T_{acq} est défini comme le temps écoulé entre le moment où le signal est appliqué à l'entrée du filtre et le moment où l'erreur de synchronisation $\theta - \hat{\theta}$ devient inférieure au pas d'échantillonnage Δt .

Les simulations ont été effectuées en considérant pour chaque valeur du rapport E/N_0 , où E est l'énergie d'un symbole et N_0 la densité spectrale de bruit, un ensemble de 100 simulations. Chaque simulation comporte l'introduction d'une séquence différente de symboles choisie aléatoirement. La densité de transition entre deux symboles différents est fixée à 0,5. La figure 4.1 indique, en l'absence de gigue, la valeur maximale du temps d'acquisition observé pour chacune des 100 simulations en fonction de E/N_0 . Sur cette même figure sont portés les résultats obtenus par Houston et al [7] en simulant une réalisation numérique d'un synchronisateur du type DTTL (Digital Data Transition Tracking Loop).

La figure 5 montre la variation de α_n en fonction du temps pour différentes valeurs de E/N_0 et confirme la décroissance rapide de la variance d'erreur de synchronisation (expression (24)). Chaque point de cette figure est la valeur moyenne de 50 simulations différentes.

Des sauts de cycles ont été observés pendant la phase d'acquisition. Ils disparaissent une fois l'acquisition terminée.

IV - 2 Détection

La performance importante dans cette phase est la probabilité d'erreur de détection. Les simulations ont été effectuées en considérant pour chaque valeur de E/N_0 , un ensemble de 10 séquences différentes de 100 000 symboles, l'acquisition étant assurée. La figure 6 montre le rapport du nombre moyen d'erreurs observées au nombre de symboles de la séquence. Compte tenu du nombre élevé de symboles (100 000) ce rapport constitue une mesure de la probabilité d'erreur de symbole. La courbe 1 montre le résultat en l'absence de gigue. La dégradation par rapport à la courbe théorique de probabilité d'erreur d'un filtre adapté, donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} [1 - \text{Erf}(\sqrt{\frac{E}{N_0}})]$$

est inférieure à 0,1 dB.

La courbe 2 montre le résultat pour une gigue dont l'écart type $\sqrt{V_g} = 0.01$. La dégradation est de l'ordre de 1 dB par rapport à la courbe 1.

Les résultats (courbe 1) montrent une dégradation inférieure à celle constatée à l'aide de filtres adaptés commandés par un synchronisateur associant une non linéarité à une boucle à verrouillage de phase. Cet avantage résulte de la définition du filtre qui répond à un critère de minimum de variance pour l'erreur de synchronisation.

V - CONCLUSION

Les résultats obtenus par simulations montrent la quasi-optimalité du filtre dans les phases d'acquisition et de poursuite. Le critère de minimum de variance d'erreur assure une optimalité globale qui confère au filtre les performances d'un filtre adapté en régime permanent.

La formulation proposée semble adaptée à une réalisation sur microprocesseurs. Il reste à étudier l'effet d'un préfiltrage générateur d'interférence-intersymbole.



SYNCHRONISATION ET DETECTION DE SIGNAUX NUMERIQUES

PAR FILTRAGE DE KALMAN ETENDU

VI - REFERENCES

- [1] A.L. BRIDE, A.P. SAGE "Optimum estimation of bit synchronization" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol AES-5, N°3 Mai 1969, pp 525-536
- [2] W.C. LINDSEY, R.C. TAUSWORTHE "Digital Data Transition Tracking Loops" Vol 3, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, Space Programs Summary 37-50, Avril 1968, pp 272-276
- [3] W.C. LINDSEY "Bit synchronization system performance Characterization, Modeling and Trade-off study" NTIS Naval Missile Center, Septembre 1973 AD-766-794
- [4] GARY M.LEE and JOHN.J. KOMO "PCM Bit Synchronization and Detection by Nonlinear Filter Theory" IEEE Transactions on Communication Technology, Vol COM-18, N° 6, Décembre 1970, pp 757-762
- [5] P.R. HIRSCHLER et J.P. PERONNET "Synchronisation d'un signal Numérique par Filtrage non-linéaire Récuratif" GRETSI 1977, pp 91/1 - 91/6
- [6] P.R. HIRSCHLER et J.P. PERONNET "Simultaneous Detection and Timing Recovery with an adaptive Filter" International Conference on Information Theory and System Theory in digital Communication. Berlin Septembre 18-20 1978
- [7] S.W. HOUSTON, D.R. MARTIN and L.R. STINE "Micro-processor Bit Synchronizer for Shuttle Payload Communications" IEEE Transactions on Communications Vol COM-26 N° 11, Nov 1978, pp 1594-1603

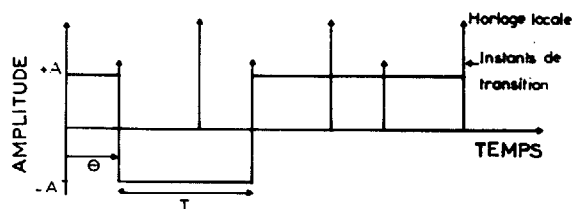


Figure 1

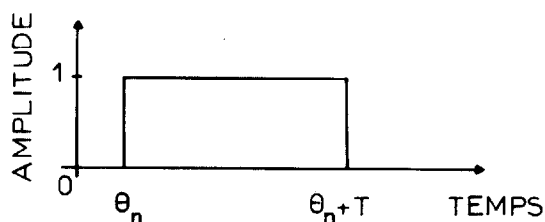


Figure 2

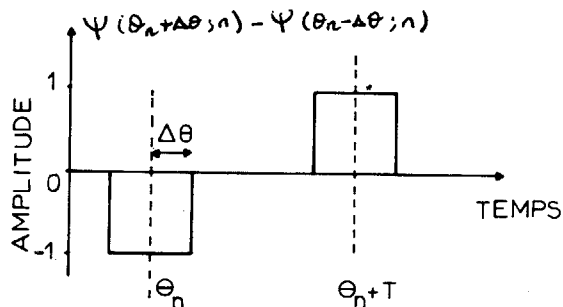


Figure 3



SYNCHRONISATION ET DETECTION DE SIGNAUX NUMERIQUES
PAR FILTRAGE DE KALMAN ETENDU

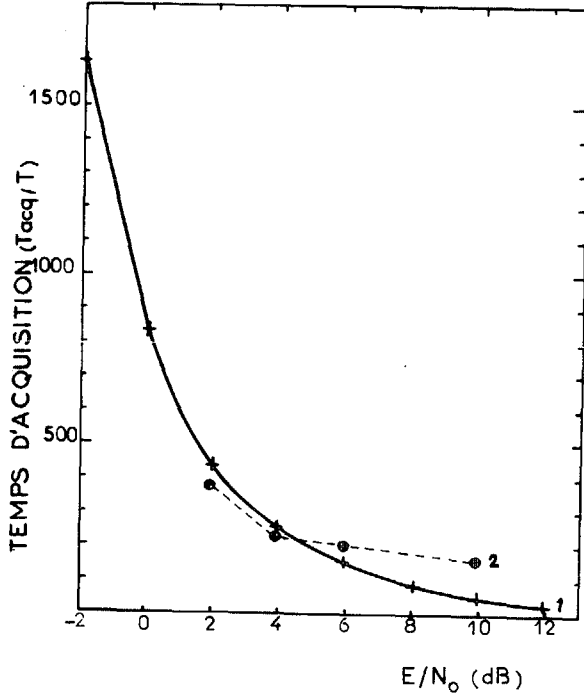


Figure 4

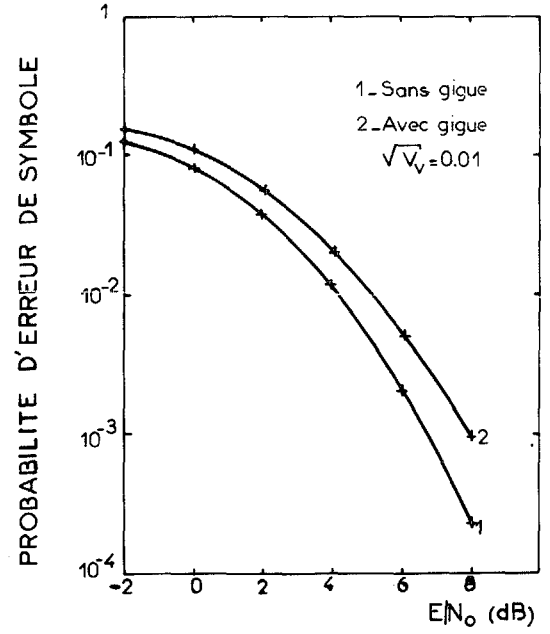


Figure 6

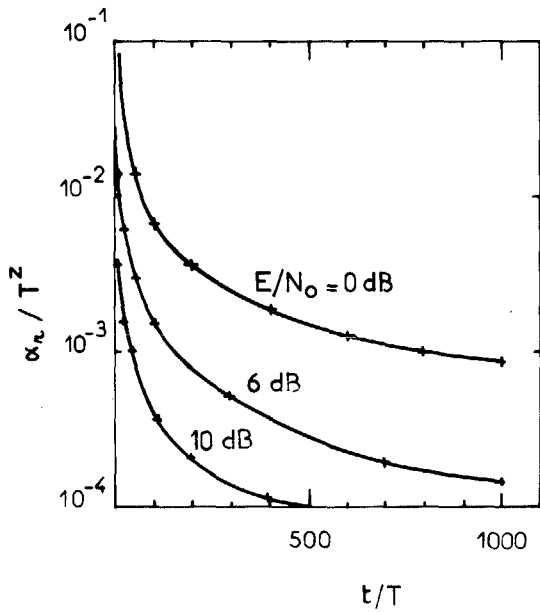


Figure 5