

UNE TECHNIQUE D'AIDE A L'ACQUISITION POUR SYNCHRONISATION
DE PORTEUSE DANS LES SYSTEMES DE TRANSMISSION NUMERIQUE

H. Sari et G. Karam

Société Anonyme de Télécommunications
41, rue Cantagrel, 75631 Paris Cédex 13

RÉSUMÉ

Nous présentons une nouvelle technique d'aide à l'acquisition permettant d'augmenter considérablement la plage d'acquisition des boucles de récupération de porteuse à retour de décision. Elle consiste à incorporer dans la boucle un estimateur d'écart de fréquence en parallèle avec le comparateur de phase. Par rapport aux comparateurs phase/fréquence précédemment proposés comme une technique d'aide à l'acquisition celle-ci réduit le temps d'acquisition et élimine le besoin d'un détecteur d'accrochage/décrochage.

I. INTRODUCTION

L'une des fonctions de base du récepteur dans les systèmes de communications numériques est de régénérer une porteuse locale synchrone avec la porteuse du signal émis. Cette fonction, appelée synchronisation de porteuse ou récupération de porteuse, joue un rôle primordial dans les performances globales du système. La boucle de récupération de porteuse doit avoir une bande suffisamment faible pour satisfaire les performances en gigue à l'état permanent, et aussi une plage d'acquisition suffisamment grande pour qu'elle puisse se verrouiller même en présence de grands écarts de fréquence entre les oscillateurs utilisés à l'émission et à la réception. Il s'agit là de deux contraintes antagonistes difficiles à satisfaire dans de nombreux cas pratiques.

La solution la plus couramment utilisée consiste à fixer les paramètres de boucle de façon à satisfaire les performances à l'état permanent et d'augmenter la plage d'acquisition par une technique d'aide à l'acquisition [1]. Une technique d'aide à l'acquisition particulièrement attrayante est de remplacer le comparateur de phase de la boucle par un comparateur phase/fréquence (CPF) se comportant comme un comparateur de phase à l'état permanent et comme un comparateur de fréquence pendant l'acquisition (tant que la boucle n'est pas verrouillée en fréquence). Dans [2] et [3], on trouve la description de deux CPF obtenus par une simple transformation d'un comparateur de phase traditionnel.

Un deuxième aspect important des boucles de récupération de porteuse est le mode de réalisation qui peut être analogique ou numérique. L'état de l'art dans les faisceaux hertziens à grande ou à moyenne capacité, est de réaliser la boucle sous une forme analogique. Or, maintenant que la technologie le permet, il y a un intérêt certain (aussi bien du point de vue coût que du point de vue performances) à numériser cette fonction. Dans [4], nous avons étudié la réalisation numérique de la boucle de récupération de porteuse et utilisé les CPF précédemment proposés dans [2] et [3] pour étendre la plage d'acquisition.

L'objet du présent article est de décrire une nouvelle technique d'aide à l'acquisition pour les boucles de récupération de porteuse numériques. Celle-ci élimine certains problèmes inhérents aux techniques

ABSTRACT

We present a new acquisition-aiding technique which considerably increases the acquisition range of decision-feedback carrier recovery loops in digital communication systems. It consists of incorporating a frequency offset estimator in parallel with the loop phase detector. With respect to the phase and frequency detectors previously proposed as an acquisition-aiding technique, the new technique reduces the acquisition time and eliminates the need for a frequency-lock detector.

précédemment proposées. Avant de décrire cette technique au paragraphe III, nous rappelons brièvement au paragraphe II les boucles numériques à retour de décision et les CPF utilisés dans [4]. L'analyse des performances de la nouvelle technique et sa comparaison aux techniques précédentes sont présentées au paragraphe IV.

II. BOUCLES A RETOUR DE DECISION

Considérons un système de transmission MAQ (modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature) avec un égaliseur en bande de base. Le signal complexe démodulé, que nous notons $x(t)$, est échantillonné à la cadence d'émission des symboles pour fournir des échantillons $x_k = x(kT + \tau)$, où T désigne la durée d'un symbole et τ l'instant d'échantillonnage. Ces échantillons entrent dans un égaliseur numérique dont les échantillons de sortie sont notés y_k . Ces échantillons entrent à leur tour dans un circuit de décision qui fournit les estimées \hat{a}_k des symboles complexes a_k émis ainsi que le signal d'erreur instantané $e_k = y_k - \hat{a}_k$.

Une boucle à retour de décision est basée sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM) $J = E(|e_k|^2)$ par rapport à la phase de la porteuse θ . L'opérateur $E(\cdot)$ dans l'expression de l'EQM désigne la moyenne d'ensemble par rapport aux données et au bruit. Le gradient de l'EQM par rapport à la phase θ est donné par

$$g_k = E\{ \text{Im}(y_k^* e_k) \} = E\{ y_k e_k^* - y_k^* e_k \} \quad (1)$$

où $\text{Re}(\cdot)$ et $\text{Im}(\cdot)$ désignent respectivement partie réelle et partie imaginaire et $y_k^* = \text{Re}(y_k) - j \text{Im}(y_k)$, $e_k^* = \text{Re}(e_k) - j \text{Im}(e_k)$.

En éliminant l'opérateur E de l'expression de g_k , on obtient un signal de commande que l'on peut utiliser pour commander un oscillateur local après filtrage passe-bas. En pratique, on utilise souvent un signal de commande de type signe donné par

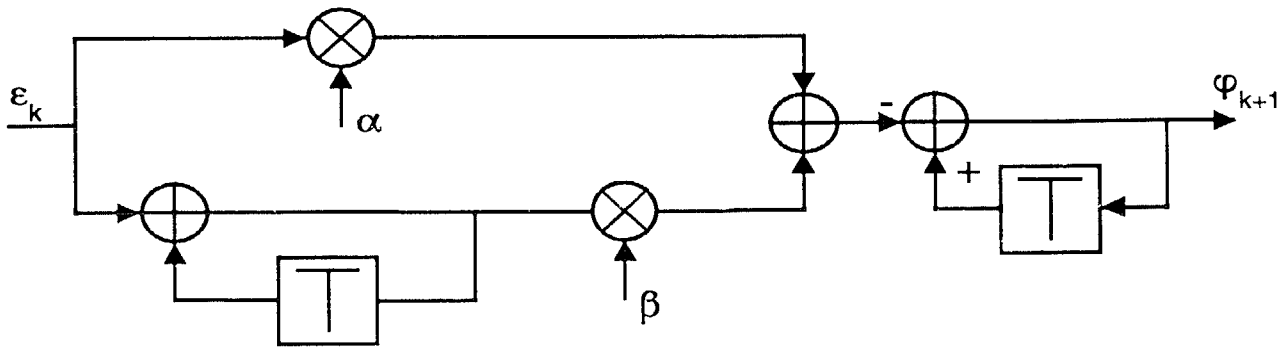


Fig. 1 : Schéma synoptique d'une boucle de second ordre

$$\varepsilon_k = \text{sgn}(y_k) \text{sgn}(e_k) - \text{sgn}(y_k) \text{sgn}(e_k) \quad (2)$$

Dans une boucle à retour de décision conventionnelle seul le comparateur de phase est numérique, le filtre de boucle et l'oscillateur commandé par tension (OCT) étant analogiques. En exploitant les équations de boucle, nous avons donné dans [4] la boucle numérique équivalente pour les boucles du second ordre les plus usuelles. Nous nous contenterons de rappeler ici la boucle numérique équivalente à la boucle du second ordre avec filtre actif [1] qui constitue la boucle du second ordre idéale. Il est important de souligner que cette boucle souvent écartée dans les réalisations analogiques à cause de sa difficulté de mise en oeuvre devient simple à réaliser en numérique.

La phase de l'OCT dans une boucle analogique est régie par une équation différentielle de type

$$\dot{\theta}(t) = \Omega - K_0 f(t) * \varepsilon(t) \quad (3)$$

où Ω désigne sa pulsation libre, K_0 son gain, $f(t)$ la réponse impulsionnelle du filtre de boucle et $\varepsilon(t)$ le signal de commande donné par

$$\varepsilon(t) = \sum \varepsilon_k \text{Rect}_T(t - kT) \quad (4)$$

On obtient une équation aux différences régissant la phase de la boucle numérique équivalente en intégrant (3) sur l'intervalle $[kT, (k+1)T]$ et en laissant tomber le terme Ω (ce qui implique une conversion en bande de base préalable à l'aide d'un oscillateur libre)

$$\theta_{k+1} = \theta_k - K_0 \int_{kT}^{(k+1)T} (f(t) * \varepsilon(t)) dt \quad (5)$$

La fonction de transfert du filtre dans une boucle avec un filtre actif est

$$F(s) = \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1 s} \quad (6)$$

On démontre dans [4] que pour ce type de boucle, l'équation (5) devient

$$\theta_{k+1} = \theta_k - \alpha \varepsilon_k - \beta \sum_{j \leq k} \varepsilon_j \quad (7)$$

avec

$$\alpha = K_0 T \left[F_0 - \frac{T}{2\tau_1} \right] \quad (8)$$

et

$$\beta = K_0 T^2 / \tau_1 \quad (9)$$

où $F_0 = \tau_2 / \tau_1$.

Le schéma synoptique de cette boucle est donné à la figure 1. Le gain en continu (à la fréquence zéro) de cette boucle est infini, mais cela ne résout pas en pratique le compromis habituel entre la plage d'acquisition et la bande de bruit. Pour augmenter la plage d'acquisition, nous avons utilisé dans [4] les deux CPF précédemment proposés dans [2] et [3]. Nous rappelons ici brièvement ces comparateurs, appelés par la suite CPF1 et CPF2 respectivement.

Le plus simple des deux comparateurs, le CPF2 est obtenu par la transformation suivante du comparateur de phase d'origine :

$$u_k = \gamma_k \varepsilon_k + (1 - \gamma_k) u_{k-1} \quad (10)$$

avec

$$\gamma_k = \begin{cases} 1 & \text{si } y_k \in W \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

où W désigne un ensemble de fenêtres centrées sur des points de la constellation et u_k la sortie du CPF. Autrement dit, CPF2 est obtenu en validant la sortie du comparateur de phase lorsque l'échantillon y_k appartient à l'une de ces fenêtres et en inhibant la sortie courante et reconduisant la sortie précédente dans le cas contraire.

Le CPF1 aussi est obtenu par la transformation (10), mais avec la définition suivante pour γ_k

$$\gamma_k = \begin{cases} 1 & \text{si } y_k \in W, \text{sgn}(\varepsilon_k) = -\text{sgn}(\varepsilon_{k-1}) \text{ et } \varepsilon_k \neq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Une boucle utilisant l'un de ces deux comparateurs donne de bonnes performances en terme de plage d'acquisition, mais l'utilisation d'un CPF à la place d'un comparateur de phase augmente la gigue à l'état permanent. Une solution consiste à rebasculer vers le comparateur de phase d'origine dès que l'acquisition a eu lieu, mais cela nécessite un détecteur d'accrochage/décrochage dont la fiabilité est très affectée par le bruit additif et les distorsions du signal. Dans le paragraphe suivant, nous présentons une technique d'aide à l'acquisition éliminant ce problème.

III. NOUVELLE TECHNIQUE D'AIDE A L'ACQUISITION

Cette technique est basée sur une estimation de l'écart entre l'oscillateur d'émission et l'oscillateur libre utilisé pour la conversion en bande de base du signal reçu. Le schéma synoptique d'une boucle utilisant cette technique est donné à la figure 2. L'entrée de l'accumulateur figurant dans ce schéma est la somme de deux signaux. Le premier est la sortie du filtre de boucle et correspond au signal de commande d'une boucle conventionnelle. Le second est la sortie filtrée d'un estimateur de fréquence fournissant à

l'instant n , $\psi_n = 2\pi \Delta f_n \cdot T$ où Δf_n désigne l'estimée à cet instant de l'écart de fréquence Δf . Le filtrage placé en sortie de cet estimateur est détaillé à la figure 3. Sa fonction de transfert en z est

$$G(z) = \frac{1-\lambda}{1-\lambda z^{-1}} \quad (11)$$

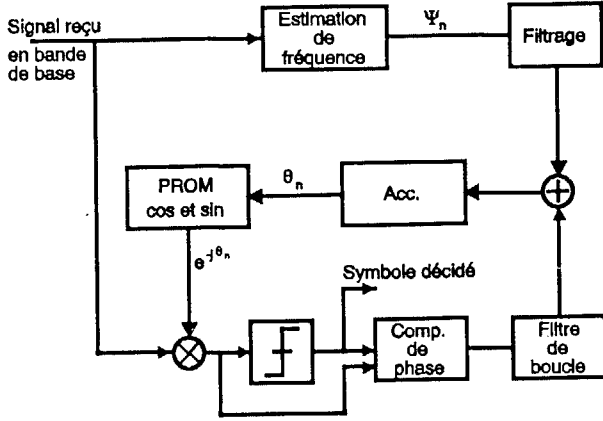


Fig. 2 : Schéma synoptique de la nouvelle technique d'aide à l'acquisition

où a_n désigne le symbole émis à l'instant n et φ_n désigne l'erreur de phase que l'on cherche à compenser. Avec un écart de fréquence Δf entre l'oscillateur d'émission et l'oscillateur libre de réception, nous avons

$$\Psi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1} = 2\pi \Delta f \cdot T \quad (15)$$

Toutefois, ψ_n n'est mesurable qu'à $\pi/2$ près, car les symboles émis ne sont pas connus du récepteur et l'erreur de phase est mesurée en pratique par rapport au symbole décidé par le récepteur. La phase ψ_n mesurée appartient donc à l'intervalle $(-\pi/4, +\pi/4)$ et la valeur maximale de la quantité $\Delta f \cdot T$ que l'on peut mesurer sans ambiguïté est de 0.125.

D'après (14), l'écart de fréquence fait tourner les points de la constellation sur un cercle. Lorsqu'un point traverse l'un des deux axes de la constellation, l'erreur de phase mesurée change de signe et fausse l'estimée instantanée de l'écart de fréquence. Une première stratégie pour éliminer ce problème consiste à inhiber l'estimée de l'écart de fréquence lorsque φ_n et φ_{n-1} sont de signes opposés. Plus précisément

$$\Psi_n = \begin{cases} \varphi_n - \varphi_{n-1} & \text{si } \text{sgn}(\varphi_n) = \text{sgn}(\varphi_{n-1}) \\ \Psi_{n-1} \sinon . \end{cases} \quad (16)$$

Par la suite, cet estimateur sera appelé estimateur A. Un second estimateur, que nous appelons estimateur B, consiste à faire les opérations suivantes :

$$\Psi_n = \begin{cases} \varphi_n - \varphi_{n-1} & \text{si } -\pi/4 < \varphi_n - \varphi_{n-1} < \pi/4 \\ \varphi_n - \varphi_{n-1} + \pi/2 & \text{si } \varphi_n - \varphi_{n-1} < -\pi/4 \\ \varphi_n - \varphi_{n-1} - \pi/2 & \text{si } \varphi_n - \varphi_{n-1} > \pi/4 \end{cases} \quad (17)$$

Examinons maintenant de plus près l'estimateur A. Il est évident que celui-ci est sans biais en l'absence de bruit (et de distorsions). Par contre, en présence de bruit, un biais se produit à la traversée des axes I et Q de la constellation. Ce biais se produit dans le sens que l'écart de fréquence estimé est plus petit (en valeur absolue) que l'écart réel. D'autre part, le biais se produit quelque soit Δf et il ne dépend que du rapport signal à bruit (S/B).

Quant à l'estimateur B, il est en l'absence de bruit sans biais jusqu'à $|\Delta f| \cdot T = 0.125$. Par contre, en présence de bruit, l'estimateur est biaisé même avec des écarts de fréquence plus faibles. La différence principale de l'estimateur précédent est que dans celui-ci le biais est fonction de l'écart de fréquence. Nous verrons dans le paragraphe suivant que l'estimateur B est plus performant que l'estimateur A. Il est à noter que le biais de l'estimateur est précisément la part de l'écart de fréquence restant à la charge de la partie conventionnelle de la boucle.

IV. ANALYSE DES PERFORMANCES

Nous commençons par illustrer les performances respectives des estimateurs A et B pour différentes valeurs du rapport S/B. Les figures 4 et 5 montrent la valeur moyenne de l'écart de fréquence estimé en fonction de l'écart réel pour l'estimateur A et l'estimateur B, respectivement. Les résultats de la figure 4 permettent d'écrire

$$E(\Delta f) \cong C \Delta f$$

où C est une constante inférieure ou égale à 1 dont la valeur est entièrement déterminée par le rapport S/B, ce qui confirme les affirmations du paragraphe précédent. On remarque que l'estimateur A est sensiblement biaisé pour $S/B \leq 20$ dB, tandis que l'estimateur B reste quasiment non biaisé à $S/B = 15$ dB tant que $|\Delta f| \cdot T < 0.08$.

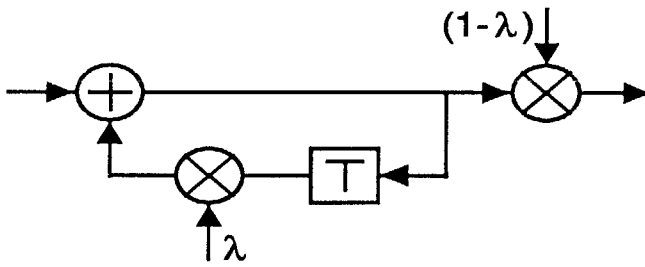


Fig. 3 : Schéma synoptique du filtrage $G(z)$

La phase θ_n fournie par l'accumulateur est donnée par

$$\theta_n = H_1(z) \cdot \varepsilon_n + H_2(z) \cdot \Psi_n \quad (12)$$

avec

$$H_1(z) = \frac{F(z)}{1 - z^{-1} + F(z)} \quad (13a)$$

et

$$H_2(z) = \frac{G(z)}{1 - z^{-1} + F(z)} \quad (13b)$$

Pour réduire le bruit d'estimation de l'écart de fréquence, il faut réduire la bande du filtre $G(z)$, ce qui conduit à $\lambda \sim 1$. Dans ce cas, la bande de bruit de la boucle permet de compenser de grands écarts de fréquence tout en garantissant une faible gigue de phase.

Regardons à présent de plus près l'estimateur de l'écart de fréquence. Nous supposons une modulation à 4 états de phase (MDP4) pour simplifier la présentation, mais le principe se généralise aisément aux modulations MDP-N et aussi aux modulations MAQ à plus grand nombre d'états en limitant le traitement uniquement à certains points de la constellation.

En l'absence de bruit et de distorsions, le signal y_n est de la forme

$$y_n = a_n \cdot e^{j\varphi_n} \quad (14)$$

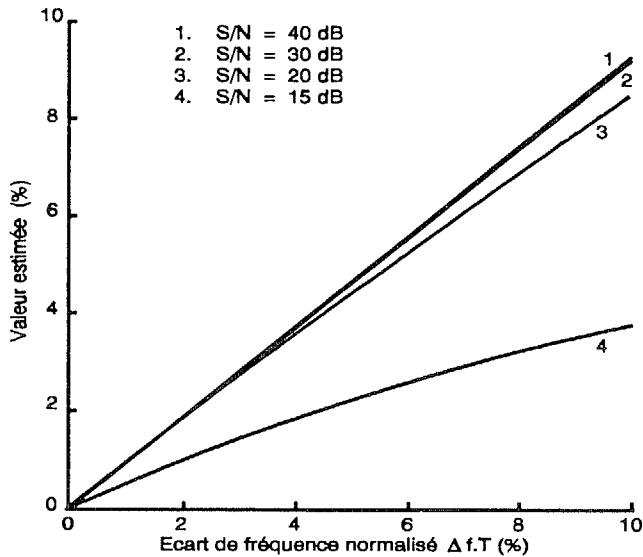


Fig. 4 : Ecart de fréquence estimé en fonction de l'écart réel pour l'estimateur A

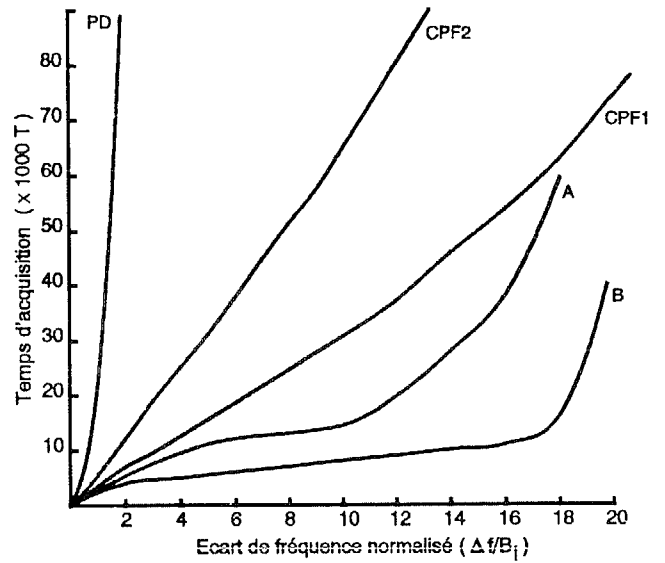


Fig. 6 : Temps d'acquisition en fonction de l'écart de fréquence

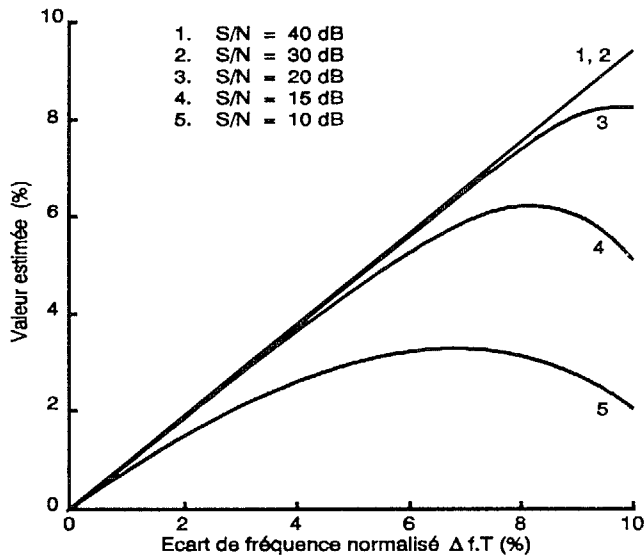


Fig. 5 : Ecart de fréquence estimé en fonction de l'écart réel pour l'estimateur B

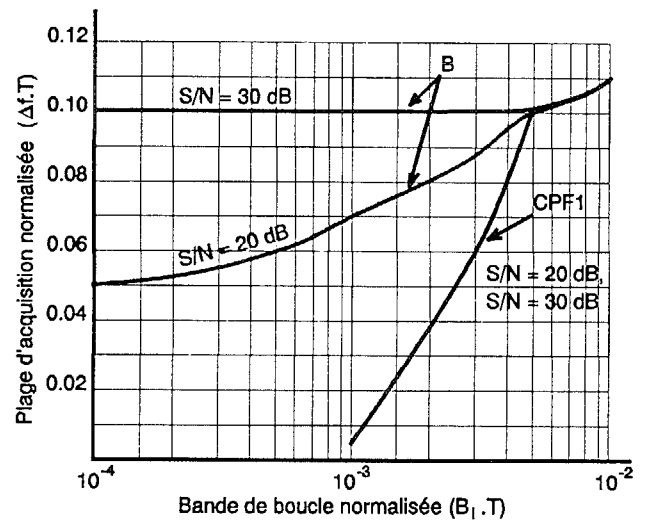


Fig. 7 : Plage d'acquisition en fonction de la bande de boucle

Ensuite, nous donnons des résultats comparatifs entre des boucles utilisant un CPF et des boucles incorporant un estimateur d'écart de fréquence. La figure 6 montre le temps d'acquisition en durées symbole en fonction de l'écart de fréquence normalisé par rapport à la bande de boucle ($\Delta f/B_1$). Les résultats sont donnés pour le comparateur de phase (CP) d'origine, les comparateurs phase/fréquence CPF1 et CPF2, ainsi que pour les estimateurs A et B. Les caractéristiques de boucle utilisées sont $B_1 T = 5 \times 10^{-3}$ (bande de boucle), $\zeta = 1$ (coefficient d'amortissement) et $\lambda = 0.99937$ et le rapport $S/B = 20$ dB. La figure montre que la plage d'acquisition d'une boucle incorporant l'un des estimateurs A et B est comparable à celle d'une boucle utilisant CPF1 mais les estimateurs A et B réduisent notablement le temps d'acquisition.

Il est à noter que contrairement aux CPF, les estimateurs A et B sont indépendants de la bande de boucle. Avec des bandes de boucle plus faibles, on obtient des plages d'acquisition plus grandes avec les estimateurs A et B qu'avec les CPF. Pour des rapports S/B de 20 et 30 dB, $\zeta = 1$ et $\lambda = 0.99937$, la figure 7 montre la plage d'acquisition en fonction de la bande de boucle pour CPF1 et l'estimateur B.

V. CONCLUSIONS

Nous avons présenté une technique d'aide à l'acquisition pour les boucles de récupération de porteuse à retour de décision, basée sur l'estimation directe de l'écart de fréquence entre émission et réception. Par rapport aux comparateurs phase/fréquence précédemment proposés, cette technique a l'avantage de réduire le temps d'acquisition et de ne pas nécessiter un détecteur d'accrochage/décrochage.

REFERENCES

- [1] F.M. Gardner, "Phaselock Techniques", 2nd Edition, John Wiley & Sons, New York, 1979.
- [2] P. Vandamme, G. Verdot, A. Leclert, Brevet Français n° 83 15794, déposé en Octobre 1983.
- [3] H. Sari and S. Moridi, "New phase and frequency detectors for carrier recovery in PSK and QAM signal sets", IEEE Trans. Communications, vol. 36, n° 9, pp. 1035-1043, Sept. 1988.
- [4] G. Karam et al., "All-digital implementation of the carrier recovery loop in digital radio systems", ICC'91 Conf. Rec., vol. 1, pp. 175-179, Juin 1991, Denver, Colorado.