

# UM NOVO ESQUEMA DE AQUISIÇÃO DE SEQUÊNCIAS PN COM MODULAÇÃO DE DADOS

José Sindi Yamamoto<sup>1</sup>(\*), Omar Carvalho Branquinho(\*), José Reynaldo Formigoni Filho(\*\*) Helen Luci Antonioli(\*\*), Rodrigo Kiyoto Semeghini(\*\*)

(\*) Fundação CPqD/Universidades São Francisco

(\*\*) Universidade São Francisco

e-mail : sindi@cpqd.com.br

## RESUMO

Neste trabalho é apresentado um novo método de aquisição de seqüências diretas de códigos de espalhamento de espectro cujo desempenho é pouco influenciado pela modulação das seqüências com os dados de informação. O método foi implementado e testado por simulação e em hardware utilizando-se DSP's TMS320C50 da TI. Adicionalmente, tem sido utilizado em um sistema de comunicação sem fio a baixas taxas por espalhamento de espectro entre dois micro-computadores. Resultados de simulação em termos de probabilidades de detecção correta e detecção falsa com modulação e sem modulação da seqüência de espalhamento demonstram as vantagens do método proposto neste trabalho.

## 1. INTRODUÇÃO

A figura 1 ilustra o processo de espalhamento de espectro por seqüências diretas de códigos em um sistema BPSK (Binary-Phase-Shift-Keying). O sinal de dados,  $d(t)$ , consiste de uma seqüência binária  $\{d_n\}$  de taxa  $R_b$  bps, onde :

$$d_n = \begin{cases} 1, & \text{com probabilidade igual a } 1/2 \\ -1, & \text{com probabilidade igual a } 1/2 \end{cases} \quad (1)$$

O espalhamento do sinal de dados,  $d(t)$ , é realizado utilizando-se como seqüência direta de código de espalhamento uma seqüência binária pseudo-aleatória (PN),  $\{c_k\}$ , cujos elementos tem valores  $\pm 1$ . A seqüência PN é gerada por um gerador PN a uma taxa  $N$  vezes maior do que a taxa de dados de informação,  $R_b$ . Assim, a duração de um símbolo binário PN, denominado *chip*, é igual a :

$$T_c = \frac{T_b}{N} \quad (2)$$

onde  $T_b = 1/R_b$ .

O sinal BPSK espalhado pode ser expresso como :

$$x(t) = c(t)d(t)\sqrt{2S} \cos \omega_0 t \quad (3)$$

onde :

$$d(t) = d_n, \quad nT_b \leq t < (n+1)T_b \quad (4)$$

$$c(t) = c_k, \quad kT_c \leq t < (k+1)T_c \quad (5)$$

para todos os valores inteiros de  $n$  e  $k$ .

O sinal BPSK resultante,  $x(t)$ , ocupa uma faixa de freqüências muito maior do que a faixa original e igual a largura de banda,  $W$ , da seqüência PN. Define-se como *ganho de processamento*,  $G$ , a razão entre a largura de banda da seqüência PN e a taxa de dados  $R_b$  [1]:

$$G = \frac{W}{R_b} \quad (6)$$

Quanto maior é o ganho de processamento, maior será a imunidade do sistema às interferências.

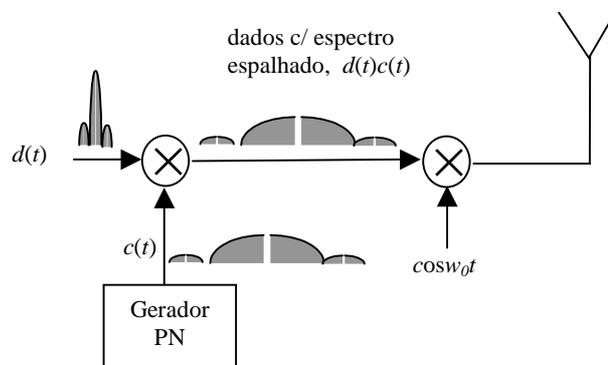


Figura 1. Processo de espalhamento de espectro

A figura 2 ilustra o processo de desespalhamento, onde  $c_r(t)$  é o sinal da seqüência de espalhamento PN local no receptor,  $r(t) = d(t + \xi T_c)c(t + \xi T_c)$  é o sinal de dados recebido com espectro espalhado e  $\xi T_c$  é a fase da seqüência PN recebida. Assumindo-se que a fase da portadora é conhecida ( $\theta=0$ ), o gerador da seqüência PN local no receptor está sincronizada com a do transmissor, isto é,  $c_r(t) = c(t + \xi T_c)$ , e lembrando-se que :

$$c^2(t) = 1 \quad \text{para qualquer } t, \quad (7)$$

obtém-se :

$$c_r(t)r(t) = d(t) \quad (8)$$

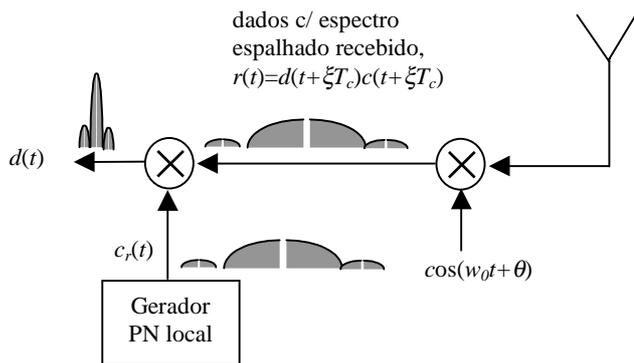


Figura 2. Processo de desespalhamento de espectro

Na prática, portanto, torna-se necessária a determinação da fase,  $\xi T_c$ , da seqüência PN recebida, cujo processo é conhecido como *aquisição* da seqüência PN. Após a aquisição, a sincronização de fase das duas seqüências PN é mantida através de um processo chamado *rastreamento* ("tracking"). O rastreamento corresponde a uma manutenção do sincronismo através de um ajuste fino contínuo da fase da seqüência de espalhamento local com a da seqüência recebida, de modo que as duas seqüências são sempre mantidas na mesma fase, isto é, sincronizadas indefinidamente.

Na maioria dos esquemas de aquisição de seqüências diretas de códigos de espalhamento de espectro, supõe-se que a seqüência não está modulada com os dados de informação [2-9]. Entretanto, em algumas aplicações, a seqüência de espalhamento encontra-se modulada com dados e o desempenho dos esquemas de aquisição é significativamente afetada quando da presença de dados [10,11]. No presente trabalho, dois micro-computadores PC comunicam-se através da comunicação serial assíncrona RS-232C. Na figura 3 é mostrado um sentido de transmissão deste sistema. No transmissor, os dados assíncronos são espalhados no bloco modulador SS. Assim, no bloco demodulador SS do receptor, a seqüência PN recebida encontra-se modulado com o sinal de dados. O sinal recebido é dado por :

$$z(t) = r(t) + n(t) \quad (9)$$

onde  $n(t)$  é o ruído gaussiano branco aditivo com densidade espectral de potência  $N_0$ . Assim, o desempenho dos sistemas de aquisição também dependem da relação  $E_b/N_0$ , onde  $E_b$  é a energia de bit do sinal de dados.

Neste artigo, é apresentado um novo método de aquisição de seqüências diretas de códigos de espalhamento de espectro cujo desempenho independe do fato de as seqüências estarem ou não moduladas com os dados de informação. O artigo encontra-se assim organizado : na seção 2 é apresentado o problema que surge na aquisição de seqüências PN quando as mesmas encontram-se moduladas com dados e uma rápida revisão da técnica de aquisição usando-se filtros casados digitais. O novo método de aquisição de seqüências PN é apresentado na seção 3. Na seção 4 são apresentados os resultados de desempenho do método de aquisição proposto em termos de probabilidade de detecção correta e detecção falsa em função de  $E_b/N_0$ . Na seção 5 são apresentados alguns

detalhes de implementação do método de aquisição proposto realizado em hardware

utilizando-se DSP's. Finalmente, as principais conclusões são apresentadas na seção 6.

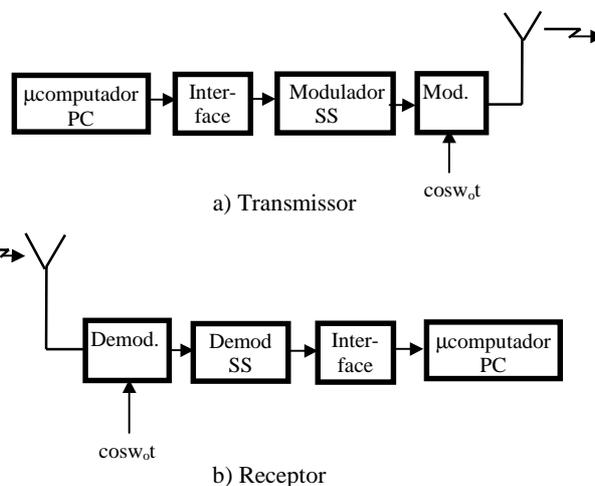


Figura 3. Comunicação sem fio assíncrona RS-232C por espalhamento de espectro entre dois microcomputadores PC.

## 2. O EFEITO DA MODULAÇÃO DE DADOS

### 2.1. Introdução

Nos sistemas de aquisição, utiliza-se um correlator que correlaciona o sinal recebido,  $x(t)$ , com o sinal da seqüência PN local,  $c(t)$ , sobre um determinado intervalo de tempo,  $T_0$ . Sem a modulação da seqüência PN e ignorando-se o ruído,  $x(t) = c(t)$  e a saída do correlator é igual a :

$$\int_0^{T_0} c(t - \xi T_c) c(t - \epsilon T_c) dt$$

onde  $\xi T_c$  e  $\epsilon T_c$  são as fases dos sinais das seqüências PN recebida e local, respectivamente. Quando as duas seqüências estão sincronizadas, isto é, quando  $\xi = \epsilon$ , então a saída do correlator é igual a  $T_0$ . Contudo, se o sinal recebido estiver modulado com o sinal de dados, isto é,  $x(t) = c(t)d(t)$ , então, a saída do correlator torna-se igual a :

$$\int_0^{T_0} c(t - \xi T_c) d(t - \xi T_c) c(t - \epsilon T_c) dt$$

Neste caso, se a polaridade do sinal de dados mudar durante o intervalo de integração  $T_0$ , então a magnitude da saída do correlator será menor do que  $T_0$ . No pior caso, se a polaridade do sinal de dados mudar na metade do período de integração, a saída do correlator será igual a 0 (zero). Assim, os sistemas de aquisição de seqüências PN projetados assumindo-se sem modulação de dados, resulta em baixo desempenho em aplicações onde a seqüência PN encontra-se modulado com dados.

### 2.2. Aquisição de seqüências PN utilizando-se filtros casados

Na figura 4 é mostrado o princípio de aquisição de seqüências PN baseado em filtros casados digitais [13]. Nesta figura,  $D_j$  é

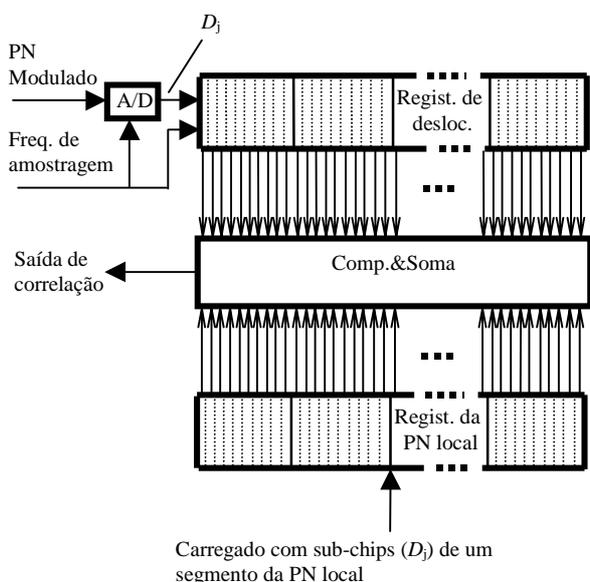
a polaridade do  $j$ -ésimo sub-chip que está relacionado com a polaridade do  $n$ -ésimo chip,  $d_n$ , isto é :

$$D_{(n-1)M+i} = d_n \begin{cases} i = 1, 2, \dots, M \\ n = 1, 2, \dots, L_s \end{cases} \quad (10)$$

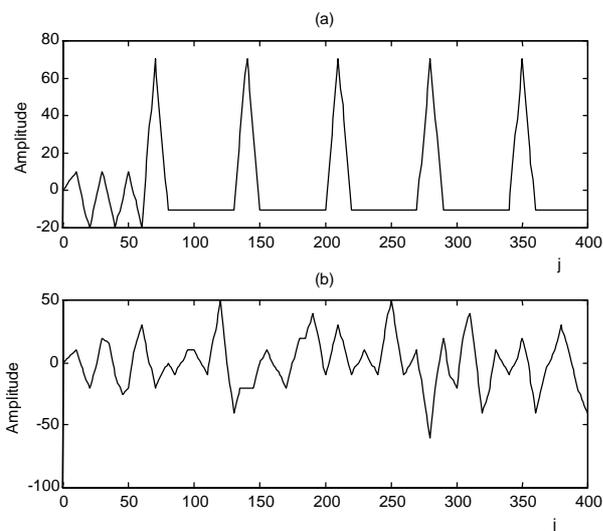
onde :  $L_s$ =comprimento do segmento da seqüência PN em número de chips armazenada no registrador da PN local.

$M$ =número de sub-chips dentro de um chip.

O *registrador de deslocamento* recebe amostras de 1-bit por sub-chip da seqüência PN. O *registrador PN local* armazena permanentemente um segmento fixo da seqüência e cada estágio armazena 1 sub-chip. O conteúdo destes dois registradores é correlacionado comparando-os estágio por estágio (i.e., sub-chip por sub-chip). Esta comparação resulta em “+1” se os dois sub-chips forem de mesma polaridade e “-1” se forem de polaridades diferentes. A correlação é, então, obtida somando-se o conjunto de “-1” e “+1” resultante da comparação. A figura 5(a) mostra a saída do correlator assim implementado. Idealmente, a aquisição da seqüência PN é atingida quando o pico da saída do correlator é maior do que um certo limiar,  $th$ . O desempenho deste esquema de aquisição de seqüências PN é muito sensível à modulação pelo sinal de dados. Como pode ser visto na figura 5(b), os valores de picos na saída do correlator são muito menores do que na figura 5(a) (caso de PN sem modulação) e nem sempre correspondem aos instantes corretos de fase das duas seqüências PN. Assim, a modulação da seqüência PN pelo sinal de dados causa uma diminuição na probabilidade de detecção correta de aquisição (probabilidade de indicar corretamente que a aquisição ocorreu quando as seqüências PN estiverem de fato alinhadas) e um aumento na probabilidade de detecção falsa de aquisição (probabilidade de indicar que a aquisição ocorreu quando as seqüências PN não estiverem alinhadas) [13].



**Figura 4 :** Aquisição de seqüências de PN com filtro casado digital



**Figura 5.** Saída do correlator : a) Seqüência PN sem modulação; b) Seqüência PN com modulação

### 3. DESCRIÇÃO DO MÉTODO DE AQUISIÇÃO PROPOSTO

A figura 6 ilustra o método de aquisição de seqüências PN proposto neste trabalho. O método consiste em estimar uma nova seqüência PN,  $c'(t)$ , a partir do sinal recebido,  $x(t) = c(t - \xi T_c)d(t - \xi T_c)$ , conforme a seguinte expressão :

$$c'_j(t) = \partial_j c_j(t - \xi T_c) d_j(t - \xi T_c) \quad (11)$$

onde :

$$\partial_j = \begin{cases} \partial'_j & \text{se } \partial'_j = \partial'_{j-1} = \partial'_{j-2} = \dots = \partial'_{j-J}, \quad 1 \leq J < M \\ \partial'_{j-(J+1)} & \text{para outros casos.} \end{cases} \quad (12)$$

$$\partial'_j = c_j(t - \xi T_c) d_j(t - \xi T_c) c_j(t - \varepsilon T_c) \quad (13)$$

$\xi T_c$  e  $\varepsilon T_c$  são as fases dos sinais das seqüências PN recebida e local, respectivamente.

Observe-se que se  $\xi = \varepsilon$ , então :  $\partial_j = \partial'_j = d_j(t - \xi T_c)$  e  $c'_j(t) = c_j(t - \xi T_c)$ . Portanto, quando a fase da seqüência PN recebida torna-se igual à fase da PN local, tem-se que : i) a seqüência PN gerada no transmissor e modulada pelo sinal de dados é recuperada no receptor. ii)  $\partial'(t)$  é o sinal de dados despalhado. O processo de aquisição é, assim, realizada

sobre a seqüência PN recuperada,  $c'(t)=c(t)$ , isto é, como se não houvesse modulação.

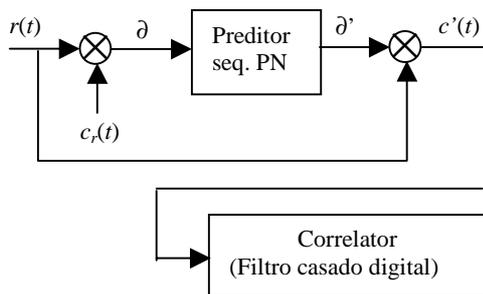


Figura 6. Predição da seqüência PN.

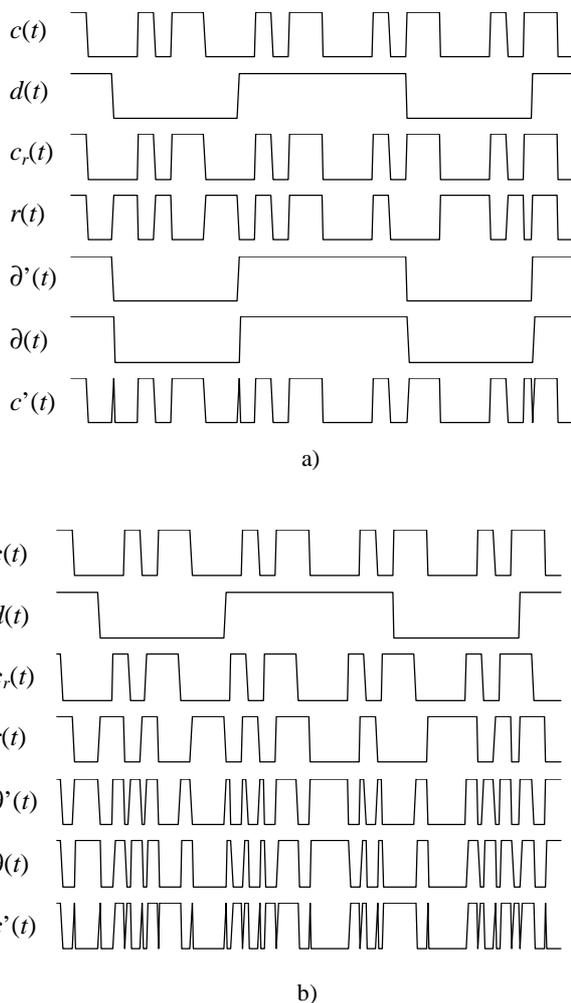


Figura 7. Formas de onda geradas durante a predição da seqüência PN : a) Caso  $\xi=\epsilon$ ; b) Caso  $\xi\neq\epsilon$

A figura 7.a) ilustra as formas de onda de  $\delta(t)$ ,  $\delta'(t)$  e  $c'(t)$ , em relação às formas de onda da seqüência PN,  $c(t-\xi T_c)$ , e de dados,  $d(t-\xi T_c)$ , ambos contidos no sinal de dados espalhado recebido,  $r(t)=c(t-\xi T_c)d(t-\xi T_c)$ , no caso em que  $\xi=\epsilon$ ,  $M=10$  e  $J=3$ . A figura 7.b) ilustra as formas de onda dos mesmos sinais no caso em que  $\xi\neq\epsilon$ . Observa-se que quando  $\xi=\epsilon$ ,  $c'(t)=c(t)$

exceto nos instantes de transição do sinal de dados. Desta forma, a saída do correlator digital resulta em um alto valor de pico, facilitando a realização da aquisição da seqüência PN. Por outro lado, quando  $\xi\neq\epsilon$ , tem-se que  $c'(t)\neq c(t)$  em todos os instantes de transição do sinal de dados espalhado,  $r(t)$ , e da seqüência PN local,  $c_r(t)$ , o que resulta em baixos valores de correlação e evita-se, desta forma, a ocorrência de detecção falsa. Na figura 8, é mostrada a saída do correlator digital quando a seqüência PN estimada,  $c'(t)$ , é obtida conforme as expressões (11) a (13) para  $M=10$  e  $J=3$ . Observa-se, então, que a influência da modulação de dados é praticamente eliminada, isto é: os picos na saída do correlator nos instantes em que as duas seqüências PN entram em fase é mantida e, quando fora de fase, a correlação apresenta apenas pequenos lóbulos. Os picos destes lóbulos são muito inferiores aos valores de pico de correlação que ocorrem quando as seqüências estão em fase.

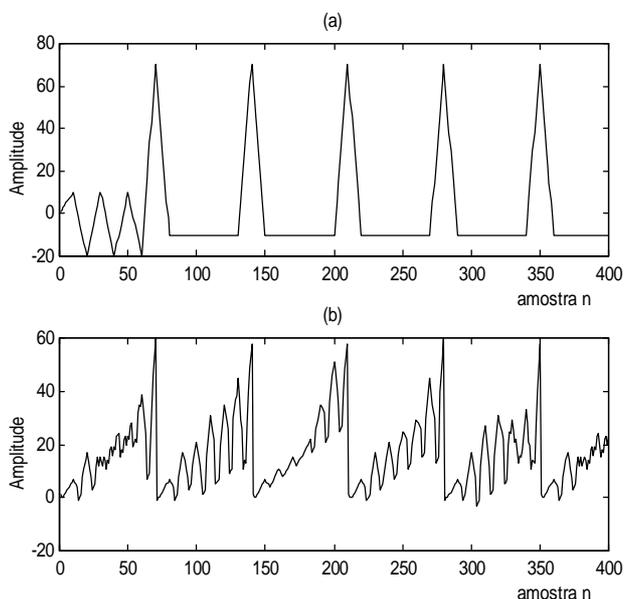


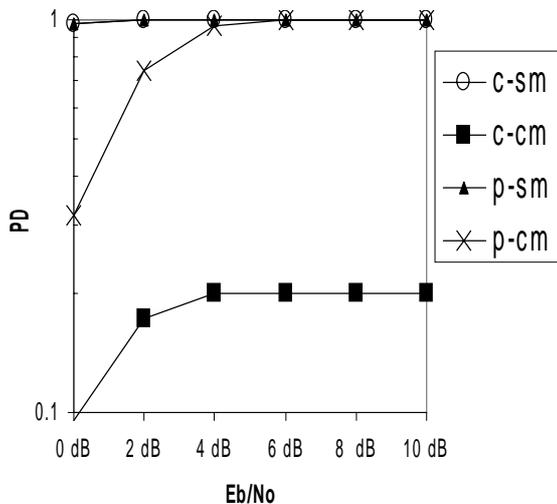
Figura 8. Saída do correlator : a) Seqüência PN sem modulação no método convencional. b) Seqüência PN com modulação no método proposto.

#### 4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

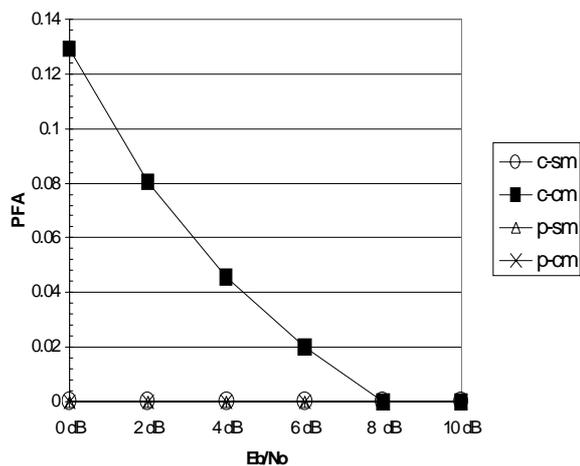
Simulações do método proposto de aquisição de seqüências PN tem sido realizadas usando-se o pacote de software MATLAB, com o objetivo de compará-lo em termos de probabilidades de detecção correta,  $P_D$ , e de detecção falsa,  $P_{FA}$ , com o método convencional baseado em filtros casados digitais. Nas simulações tem-se considerado um canal com ruído aditivo gaussiano branco, um segmento de 7 chips ( $L_c=7$ ) da seqüência PN armazenada no filtro casado digital e 10 sub-chips por chip ( $M=10$ ). Um sinal de dados assíncrono com bits de 25 sub-chips de duração ( $G=T_b/T_c=2,5$ ) tem sido utilizado para a modulação da seqüência PN. Adicionalmente, tem-se assumido que os dados são coerentemente e idealmente demodulados no receptor, de modo que as simulações tem sido realizadas em banda base.

## 5. IMPLEMENTAÇÃO HARDWARE

Um esquema completo de sincronização de seqüências PN, ilustrado na figura 10, foi implementado em hardware visando a sua utilização no sistema de comunicação sem fio por espalhamento mostrado na figura 3. A implementação foi realizada em um único DSP TMS320C50 da TI. O processo de aquisição consiste do método proposto neste trabalho, e o processo de rastreamento é baseado em [12]. Os registradores do filtro digital casado consistem de 70 estágios cada um, pois cada chip consiste de 10 sub-chips ( $M=10$ ). Uma vez atingida a aquisição, o processo de rastreamento é iniciado habilitando-se o gerador PN local já sincronizado com o gerador PN distante no transmissor. O sinal de correlação é sempre comparado com um limiar pré-determinado. Quando o valor de pico do sinal de correlação tender a diminuir, ora adianta-se o gerador PN local de 1 sub-chip caso seja detectado uma tendência de atraso de fase, ora atrasa-se a fase por 1 sub-chip em caso contrário.



a)

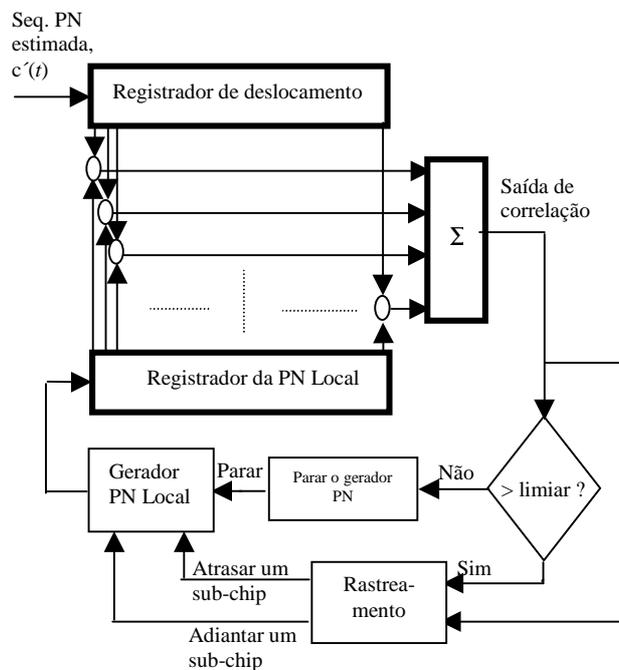


b)

*c-sm* : método convencional sem modulação de dados  
*c-cm* : método convencional com modulação de dados  
*p-sm* : método proposto sem modulação de dados  
*p-cm* : método proposto com modulação de dados

**Figura 9.** a) Probabilidade de detecção correta ( $P_D$ )  
 b) Probabilidade de detecção falsa ( $P_{FA}$ )

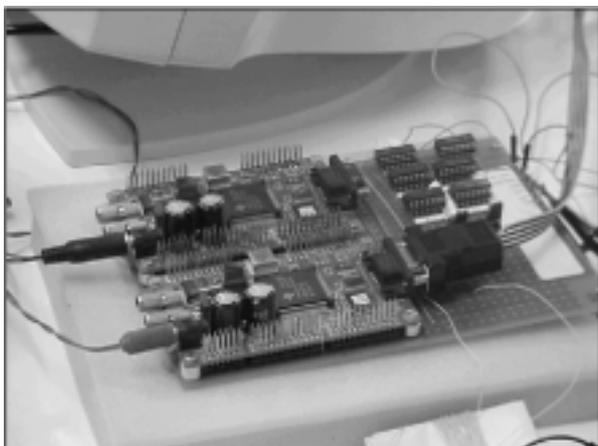
Na figura 9.a) são mostrados os resultados de probabilidade de detecção correta,  $P_D$ . De acordo com estes resultados, o desempenho do método proposto de aquisição independe da modulação da seqüência PN para valores de  $E_b/N_0$  até 4 dB, enquanto que o desempenho do método convencional é fortemente influenciado mesmo para altos valores de  $E_b/N_0$ . Na figura 9.b) são mostrados os resultados de probabilidade de detecção falsa,  $P_{FA}$ . Estes resultados mostram que a modulação da seqüência PN não causa detecções falsas no método proposto, enquanto que no método convencional ocorrem detecções falsas a partir de valores de  $E_b/N_0$  menores do que 8dB.



**Figura 10.** Esquema completo de sincronização de seqüências PN implementado em tempo real.

Nos testes com o hardware implementado não foram realizadas medidas de  $P_D$  e  $P_{FA}$  devido a não disponibilidade de instrumentos adequados. Ao invés disto, os testes realizados consistiram de transmissão de caracteres ASCII através da interface RS-232C, conforme mostrado na figura 3, em um ambiente indoor na faixa de 400 MHz. A seqüência PN é modulada com os bits correspondentes aos caracteres ASCII transmitidos aleatoriamente. A implementação realizada no DSP permite a aquisição e o rastreamento de seqüências PN de 7 chips de comprimento a 1 kchips, modulado com dados assíncronos de até 300 bps tal que não haja erro de bits ou caracteres recuperados erroneamente no receptor. Na figura 11

é mostrada uma foto da implementação hardware do processamento em banda base no transmissor (gerador de seqüências PN, espalhamento de espectro), realizado em um DSP320C50, e no receptor (aquisição, rastreamento e desespalhamento), realizado em um outro DSP, do sistema de comunicação sem fio por espalhamento de espectro da figura 3.



**Figura 11.** Foto da implementação hardware gerador PN, espalhamento de espectro, aquisição, rastreamento e desespalhamento de espectro.

## 6. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi introduzido um novo método de aquisição de seqüências de códigos de espalhamento de espectro. A principal vantagem deste método em relação aos outros métodos existentes, consiste em eliminar o problema de aquisição de seqüências PN quando os mesmos encontram-se modulados com os dados de informação. Os resultados de simulação confirmam o seu bom desempenho mesmo na presença de modulação da seqüência PN com os dados de informação. A implementação em tempo real do método proposto mostra a sua baixa complexidade e viabilidade de aplicação prática.

## 7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Pickholtz, D. Schilling, and L. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications- A tutorial", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-30, pp. 855-844, May 1982.
- [2] A. Weinberg, "Generalized analysis for the evaluation of search strategy effects on PN acquisition performance", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-31, pp. 37-49, Jan. 1983.
- [3] W.R. Braun, "Performance analysis for the expanding search PN acquisition algorithm", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-30, p.p. 424-435, Mar. 1982.
- [4] J.K. Holmes and C.C. Chen, "Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems", IEEE Trans. Commun. Vol. COM-25, pp. 778-783, Aug. 1977.
- [5] D. M. DiCarlo and C.L. Weber, "Statistical performance of single-dwell serial synchronization systems", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-28, pp. 1382-1388, Aug. 1980.
- [6] D. M. DiCarlo and C.L. Weber, "Multiple-dwell serial search: performance and application to direct sequence code acquisition", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-31, pp. 650-659, May 1983.
- [7] A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition- Part I : general theory", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-32, pp. 542-549, May 1984.
- [8] A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition- Part II : a matched-filter receiver", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-32, pp. 550-560, May 1984.
- [9] M. Salih and Tantaratana, "A Closed-Loop Coherent Acquisition Scheme for PN Sequences Using an Auxiliary Sequence", IEEE J. Selected Areas on Commun., pp. 1653-1659, Oct. 1996.
- [10] Jianlin Li e Sawasd Tantaratana, "Optimal and Suboptimal Coherent Acquisition Schemes for PN Sequences with Data Modulation", IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, no. 2/3/4, Fevereiro/Março/Abril de 1995.
- [11] Unjeng Cheng, "Performance of a Class of Parallel Spread-Spectrum Code Acquisition Schemes in the Presence of Data Modulation", IEEE Transactions on Communications, Vol. 36, no. 5, Maio de 1988.
- [12] J. Sindi Yamamoto and Ryuji Kohno, "Dynamic Digital Matched Filter Acquisition of DS Receiver", anais do IEEE Fourth International Symposium on Spread Spectrum Techniques&Applications - IEEE ISSSTA'96, 22-25 de setembro de 1996, Mainz, Alemanha.
- [13] Simon M.K., Omura J.K., Scholtz R. A. and Levitt B.K., "Spread Spectrum Communications", Vol. III, Computer Science Press, 1985.