

Seleção de Sequências de Espalhamento e Desempenho de Sistemas DS/CDMA

Sequence Selection and Performance in DS/CDMA Systems

Jefferson S. Ambrosio¹, Francisco A. Scannavino Jr²., Taufik Abrão³

Resumo

Neste trabalho são discutidos conceitos fundamentais relativo à comunicação de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA). Especificamente, analisa-se o impacto da seleção de sequências de espalhamento sobre o desempenho e capacidade, em termos de número máximo de usuários suportados, em sistemas CDMA por sequência direta (DS/CDMA), considerando ambientes com ruído branco Gaussiano, carregamento de sistema variável e múltiplas antenas (MISO-CDMA).

Palavras-chave: CDMA. Sequências de spalhamento. Detector convencional. Filtro casado. Desempenho. Espalhamento espectral.

Abstract

In this work key concepts on coding division multiple access (CDMA) communication systems have been discussed. The sequence selection impact on the performance and capacity of direct sequence CDMA (DS/CDMA) systems under AWGN and increasing system loading, as well as under multiple antennas channels was investigated.

Keywords: CDMA. Spreading sequences. Matched filter. Performance. Spread spectrum.

¹ Aluno de graduação do Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina. E-mail: jeffersonmg@gmail.com

² Professor adjunto da UTFPR-Cornélio Procópio. E-mail: franschico@gmail.com

³ Docente do Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina (DEEL-UEL). E-mail: taufik@uel.br

Introdução

Sistemas de comunicação por espalhamento espectral constituem um método de transmissão no qual a energia do sinal transmitido ocupa uma largura de banda muito maior que a banda de informação e cujo espalhamento é obtido por meio de um código independente da informação (GOLDSMITH, 2005; VITERBI, 1995; ZIGANGIROV, 2004). Basicamente, o espalhamento espectral caracteriza-se por: a) largura de banda ocupada pelo sinal muito maior do que a mínima necessária para a transmissão da informação do sinal; b) utilização de códigos de espalhamento independente dos dados do sinal, capaz de identificar univocamente o usuário de interesse; c) desespalhamento do sinal no receptor é feito pela multiplicação temporal do sinal recebido com uma cópia sincronizada da sequência de espalhamento originalmente empregada no transmissor.

O desempenho destes tipos de sistemas depende de uma escolha adequada da sequência de espalhamento. Martinez (MARTINEZ, 1997) discutiu os efeitos que a escolha de uma sequência de espalhamento gera no sistema e concluiu que para se ter precisão no critério de escolha é necessário uma análise mais aprofundada das técnicas lineares, não-lineares e a aplicabilidade de seus resultados. Na maioria das vezes é analisada a taxa de erro de bit (BER) em função do incremento da interferência de múltiplo acesso (MAI), dado pelo número de usuários interferentes ativos no sistema (LEHNERT; PURSLEY, 1987; RAPPAPORT, 2001). Deste modo, é possível verificar o efeito da MAI, uma vez que a mesma depende de vários fatores relacionados às sequências de espalhamento, como correlação cruzada, auto correlação, correlação cruzada parcial, e atraso (no caso de sistemas síncronos ou assíncronos) (ZIGANGIROV, 2004).

Alguns outros fatores também contribuem para o incremento da interferência, como potência transmitida, relação sinal-ruído (SNR) e ganho na antena de recepção, porém este trabalho será focado nas propriedades das sequências de espalhamento

em si, mais especificamente, o efeito da auto correlação e correlação cruzada (MARTINEZ, 1997; KURAMOTO; ABRÃO; JESZENSKY, 2002) sobre o desempenho de um sistema DS/CDMA equipado com única antena, bem como com múltiplas antenas no transmissor e receptor. As principais sequências abordadas no trabalho são as sequências pseudoaleatórias (PN), as sequências de máximo comprimento (SMC) e sequências de Gold (HENRIQUEZ et al., 2004; KURAMOTO; ABRÃO; JESZENSKY, 2002; MARTINEZ, 1997; SHARMAN; MATHUR, 2012; VITERBI, 1995; ZIGANGIROV, 2004). A partir destes trabalhos pode-se obter uma metodologia de construção/geração de sequências de espalhamento, bem como determinar as funções de correlação cruzada e de auto correlação. Finalmente, tais cálculos permitem verificar e comparar os resultados de desempenho para as diferentes famílias de sequências de espalhamento.

Nas seções subsequentes deste trabalho são discutidos, primeiramente, na seção 2 o modelo de sistema DS/CDMA síncrono, em seguida, a seção 3 apresenta uma análise relativa à interferência de múltiplo acesso (MAI) em um sistema CDMA, levando-se em consideração a escolha da sequência de espalhamento. A construção dos diferentes conjuntos de sequências de espalhamento é desenvolvida na Seção 4. Resultados numéricos de desempenho de sistemas SISO e MISO DS/CDMA são apresentados na seção 5. As principais conclusões são expostas na seção 6.

Modelo de Sistema

Em um sistema DS/CDMA, um sinal de informação com largura de banda B utiliza uma largura de banda $B_s \gg B$ para ser transmitido. Se tomarmos um conjunto de sinais linearmente independentes $S_i(t), i = 1, 2, \dots, M$, com a largura de banda B e tempo de duração T , o mesmo pode ser representado da seguinte maneira:

$$s_i(t) = \sum_{k=1}^N s_{ik} \Phi_k(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1)$$

sendo $\Phi_j(t)$ uma base de funções ortonormais que gera um espaço N -dimensional. Um destes sinais é transmitido a cada T segundos para transmitir $\log_2 M/T$ bits por segundo (GOLDSMITH, 2005).

Desde que $\{s_i(t)\}_{i=1}^M$ sejam linearmente independentes, isso implica em $M \approx 2BT$. Supondo que sejam gerados sinais $s_i(t)$ usando sequências randômicas, onde cada coeficiente tem média 0 e variância E_s/N , assim os sinais $s_i(t)$ vão ter sua energia distribuída uniformemente ao longo do sinal de dimensão N . Considere uma interferência ou sinal de *jamming* dentro do espaço do sinal, essa interferência pode ser representada da seguinte maneira:

$$I(t) = \sum_{j=1}^N I_j \phi_j(t), \quad (2)$$

com a energia total ao longo de $[0, T]$, dada por:

$$\int_0^T I^2(t) dt = \sum_{j=1}^N I_j^2 = E_j, \quad (3)$$

sendo $s_i(t)$ o sinal transmitido. Ignorando o ruído, o sinal recebido será a soma do sinal transmitido e a interferência

$$x_i(t) = s_i(t) + I(t). \quad (4)$$

A saída do dispositivo de correlação no i -ésimo ramo do receptor será:

$$x_i = \int_0^T x(t) s_i(t) dt = \sum_{j=1}^N (s_{ij}^2 + I_{ij}^2), \quad (5)$$

a qual segue a relação sinal-interferência SIR, sendo definida por:

$$SIR = \frac{E_s}{E_j} \frac{N}{M}. \quad (6)$$

Este resultado é independente da distribuição de energia do sinal de interferência de dimensão N , em outras palavras, como a potência da interferência será espalhada em uma dimensão N que é maior que a M necessária para representação do sinal, a SIR aumenta pelo fator denominado *ganho de processamento ou fator de espalhamento*:

$$G = \frac{N}{M}. \quad (7)$$

Na prática, o ganho de processamento costuma variar de 10 até 1000. Uma vez que $N \leq 2B_s T$ e $M \leq 2BT$, temos $G \leq B_s/B$, que é a razão entre a banda do sinal espalhado pela banda de informação do sinal, o que praticamente nos dá o ganho entre um sinal com espalhamento espectral e um sinal não espalhado com a presença de interferência.

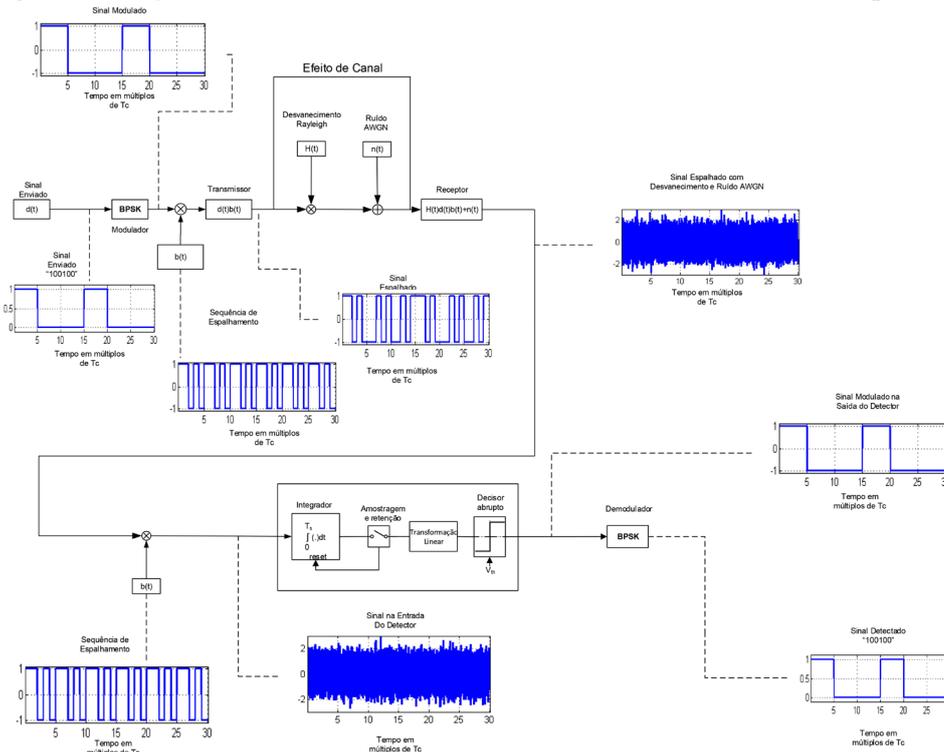
Na maioria das aplicações práticas encontradas comercialmente, o espalhamento espectral é implementado utilizando dois métodos ou mesmo a combinação destes, a saber, método de sequência direta (DS -- *Direct Sequence*) e método por salto em frequência (FH -- *Frequency Hopping*). No espalhamento espectral por sequência direta (DS/CDMA) o sinal de dados $d(t)$ é modulado e multiplicado por um código de espalhamento $b(t)$, conforme indicado no diagrama de blocos do sistema de comunicação DS/CDMA em banda-base, Figura (1). Na prática, a sequência de espalhamento $b(t)$ apresenta amplitudes bipolarizada, i.e., assume valores 1 ou -1, assim como o sinal transmitido após passar pelo bloco do modulador BPSK. Tais valores de código de espalhamento usualmente são identificados como chips, cuja duração é T_c , sendo $R_c = T_c^{-1}$ a taxa de *chip*. Neste diagrama de blocos o sistema DS/CDMA, representado em

banda-base, opera em canal sem linha de visada, i.e., com desvanecimento Rayleigh e ruído aditivo AWGN. Por simplicidade, foi considerado ganho de processamento $G=5$ e formatação de pulso retangular de duração T_c . Assim, uma vez que $G = T/T_c$, logo, $T = 5T_c$, i.e., a 5 períodos de *chip* equivalem a um período de bit.

Após passar pelo bloco do modulador, o sinal é multiplicado pela sequência de espalhamento e depois enviada ao receptor através de canal de rádio móvel, o qual introduz distorções (módulo e fase) no sinal DS/CDMA. Por simplicidade, não foi incluído o bloco de multiplicação (misturador) do sinal pela portadora senoidal (sinal banda-passante). Neste ponto, o sinal equivalente espalhado em banda-base é $d(t)b(t)$, sendo que, $d(t)$ e $b(t)$ são a informação transmitida e a sequência de espalhamento,

respectivamente. Em seguida, na transmissão, o sinal sofre o efeito de desvanecimento do canal e do ruído AWGN, $h(t)d(t)b(t) + n(t)$, onde $h(t)$ é o coeficiente complexo de canal, assumido constante em todo o período de símbolo, T , porém é alterado a cada período T_c ; o ruído AWGN é representado por $n(t)$. Em seguida, o sinal em banda-passante recebido é então multiplicado pela sequência de espalhamento, gerando o sinal recebido desespalhado $hd(t)b^2(t) + n(t)b(t) = hd(t) + n(t)b(t)$. Nesta etapa temos o sinal desespalhado, porém, ainda sofrendo efeito do ruído. Então os sinal passam pela última etapa do filtro casado, i.e. integrador (i.e., o filtro passa-baixas) seguido por um decisor que irá identificar se o bit é 1 ou -1 ; por fim, este sinal passará por um de-mapeador BPSK para que seja obtido o sinal binário detectado 0 ou 1 .

Figura 1: Diagrama de blocos de um sistema DS/CDMA em banda-base equivalente.



Fonte: o próprio autor.

O processo de espalhamento traz vantagens com relação à interferência tanto de múltiplo acesso (banda-larga) quanto de banda estreita intencionais (*jamming*) ou não. Caracterizam interferência de

banda estreita aquelas interferências do tipo tonal ou ainda interferências inter-simbólicas (*ISI - inter-symbol interference*), devido às condições de atraso e distorção introduzidas pelo canal. A

Fig. (2) exemplifica o processo de rejeição de uma interferência jamming do tipo sinc, identificado por $I(f)$. As frequências estão representadas em múltiplos de BW, que é a largura de banda do sinal de informação original $d(t)$. Pode-se verificar no primeiro gráfico o espectro do sinal original, $D(f)$. O segundo plot temos o sinal transmitido espalhado pela sequência de espalhamento no domínio da frequência, $D(f) \otimes B(f)$ representado em azul, sendo \otimes o operador convolução; aqui, o *jamming* tem largura de banda BW , representado em vermelho. E por último, temos o sinal desespalhado $D(f)$ em azul e o *jamming* espalhado em vermelho. Ao chegar ao receptor, o sinal DS/CDMA é multiplicado por uma réplica em fase da sequência de espalhamento do transmissor, desespalhando sinal de interesse e simultaneamente ocorrerá o espalhamento do *jamming*, reduzindo substancialmente seu efeito interferente sobre o sinal de interesse.

Análise de interferência em sistemas DS/CDMA

A partir do exemplo da seção anterior, pode-se afirmar que o sistema CDMA é uma aplicação direta do conceito de espalhamento espectral, onde a energia do sinal ocupa uma largura de banda muito maior do que a da informação, sendo cada usuário identificado através de um código ou sequência de espalhamento. Esta seção está baseada em (MARTINEZ, 1997) e faz uma análise matemática do efeito da interferência de múltiplo acesso, i.e., o efeito dos sinais dos outros usuários sobre o usuário de interesse, sobre o desempenho do sistema DS/CDMA.

A interferência de múltiplo acesso (MAI) afeta profundamente o desempenho de sistemas DS/CDMA. Para analisar a MAI, começaremos com um diagrama mostrando o funcionamento de um típico sistema CDMA. Neste sistema temos o sinal transmitido (RAPPAPORT, 2001):

$$s_1(t) = Ad(t)b(t) \cos(\omega_c t + \theta), \quad (8)$$

porém, este $s_1(t)$ identifica o sinal do primeiro usuário; para K usuários compartilhando o mesmo canal de comunicação, resulta:

$$s(t) = \sum_{k=1}^K A_k d_k(t) b_k(t) \cos(\omega_c t + \theta_k), \quad (9)$$

Com isto o sinal no receptor será:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) + \eta(t) \quad (10) \\ &= \eta(t) + \sum_{k=1}^K A_k d_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k), \end{aligned}$$

sendo $\phi_k = \theta_k + \omega_c \tau_k$ e o termo $\eta(t)$ se refere ao ruído AWGN com PSD igual a $N_0/2$. Já na etapa de detecção do i -ésimo usuário tem-se a respectiva variável de decisão Z_i , obtida na saída do filtro casado à respectiva sequência de espalhamento:

$$Z_i = \int_0^T r(t) b_i(t) \cos(\omega_c t) dt, \quad (11)$$

assumindo $\theta_i = \tau_i = 0$ e

$$\eta_i = \int_0^T \eta(t) b_i(t) \cos(\omega_c t) dt, \quad (12)$$

temos:

$$Z_i = \eta_i + \sum_{k=1}^K A_k \int_0^T s_k(t - \tau_k) b_i(t) \cos(\omega_c t) dt, \quad (13)$$

Caso a frequência da portadora seja muito maior do que a taxa de informação, i.e., $\omega_c \gg T^{-1}$, e assumindo por simplicidade que todos os sinais apresentem a mesma amplitude $A_k = A, \forall k$, podemos reescrever a Equação (13) da seguinte maneira:

$$Z_i = \eta_i + \frac{1}{2} A \int_0^T d_i(t) dt + \quad (14)$$

$$I_{k,i}(d_k, \tau, \phi) = T^{-1} \left[d_{-1}^{(k)} R_{k,i}(\tau) + d_0^{(k)} \hat{R}_{k,i}(\tau) \right] \cos(\phi). \quad (19)$$

$$\sum_{k=1}^K \frac{1}{2} A [f_{k,i}(\tau_k) + \hat{f}_{k,i}(\tau_k)] \cos(\phi_k),$$

Finalmente, podemos expressar a Eq. (14) em termos da MAI normalizada e portanto das *correlações cruzadas parciais*:

com

$$f_{k,i}(\tau_k) = d_{-1}^{(k)} \int_0^{\tau} a_k(t - \tau) a_i(t) dt, \quad (15)$$

$$\hat{f}_{k,i}(\tau_k) = d_0^{(k)} \int_{\tau}^T a_k(t - \tau) a_i(t) dt, \quad (16)$$

sendo $d_{-1}^{(k)}$ e $d_0^{(k)}$ o valor do bit da sequência k no primeiro e no segundo subintervalos de integração do dado $d_0^{(k)}$ a ser demodulado, respectivamente. A partir destes resultados obtém-se as funções de *correlação cruzada parciais de tempo contínuo*:

$$R_{k,i}(t) = \int_0^{\tau} a_k(t - \tau) a_i(t) dt, \quad (17)$$

$$\hat{R}_{k,i}(t) = \int_{\tau}^T a_k(t - \tau) a_i(t) dt. \quad (18)$$

Tendo o conhecimento das funções de correlação cruzada parciais, é possível calcular a *interferência normalizada do usuário k sobre o usuário i* em um sistema DS/CDMA assíncrono:

$$Z_i = \eta_i + \frac{1}{2} AT \left[d_0^{(k)} \sum_{k=1}^K I_{k,i}(d_k, \tau_k, \phi_k) \right], \text{ para } i = 1, \dots, K; \quad k \neq i. \quad (20)$$

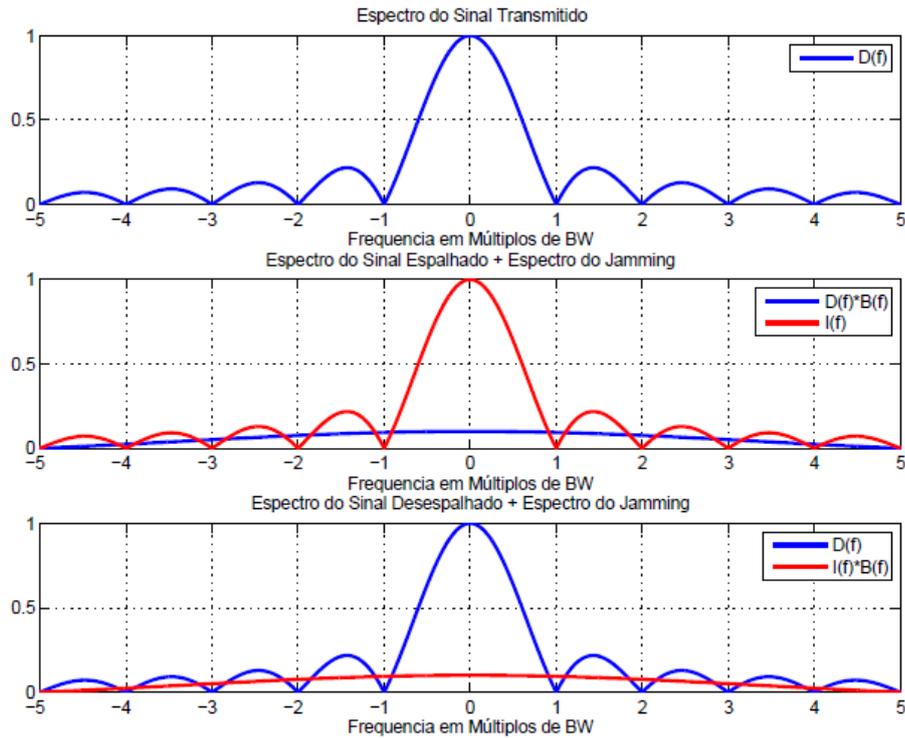
Sendo a primeira parcela devida ao AWGN, a segunda identifica o sinal que se deseja demodular e a última representa a interferência de múltiplo acesso dos $K-1$ usuários restantes.

A medida de desempenho considerada neste trabalho é a *probabilidade de erro de bit* ou *taxa de erro de bit* (BER). Pode-se escrever esta probabilidade como uma função Gaussiana da relação sinal/ruído dependente da correlação cruzada discreta entre as sequências. Desta forma, pode-se mostrar como a escolha de uma sequência de espalhamento afeta o desempenho do sistema DS/CDMA. Assim, o desempenho do sistema DS/CDMA em canal AWGN pode ser obtido por:

$$BER = Q(\sqrt{SNR}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{\sqrt{SNR}}^{\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} dy, \quad (21)$$

sendo $Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \right]$, onde a função $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ é a função erro Gaussiana e $\operatorname{erfc}(x)$ é a função erro complementar.

Figura 2: Exemplo de Rejeição de interferência de banda-estreita (jamming do tipo sinc) sobre o sistema.



Fonte: o próprio autor.

Análise de interferência de múltiplo acesso

Podemos definir a equação da correlação cruzada de tempo contínuo como sendo:

$$\mathfrak{R}_{k,i}(\tau) = \int_0^T a_k(t - \tau) a_i(t) dt, \quad (22)$$

sendo que $T = NT_c$ e $-\infty < \tau < \infty$. Com isso segue-se:

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) + R_{k,i}(\tau) = \int_0^T a_k(t - \tau) a_i(t) dt = \mathfrak{R}_{k,i}(\tau), \quad 0 < \tau < T, \quad (23)$$

onde $\hat{R}_{k,i}$ e $R_{k,i}$ são denominadas *correlação cruzada parcial de tempo contínuo*. Portanto,

se retornamos a equação a Eq. (19), podemos determinar os seguintes casos:

a) $d_1^{(k)} = d_1^{(k)}$ Para este caso temos:

$$I_{k,i}(b_k, \tau, \phi) = [T^{-1} b_0^{(k)} \cos(\phi)] \mathfrak{R}_{k,i}(\tau), \quad (24)$$

e com isso podemos definir um limite máximo para interferência, que será:

$$|I_{k,i}(b_k, \tau, \phi)| \leq |I_{k,i}(b_k, \tau, 0)| = T^{-1} |\mathfrak{R}_{k,i}(\tau)|. \quad (25)$$

b) $d_1^{(k)} \neq d_1^{(k)}$. Sendo assim, podemos simplificar a Equação (19):

$$I_{k,i}(b_k, \tau, \phi) = [T^{-1} b_0^{(k)} \cos(\phi)] \{ \hat{R}_{k,i}(\tau) - R_{k,i}(\tau) \}, \quad (26)$$

temos ainda que:

$$\begin{aligned} \widehat{\mathfrak{R}}_{k,i}(\tau) &= \widehat{R}_{k,i}(\tau) - R_{k,i}(\tau), \\ 0 &\leq \tau < T. \end{aligned} \quad (27)$$

Logo, podemos reescrever a Eq. (26):

$$\begin{aligned} I_{k,i}(b_k, \tau, \phi) &= \left[T^{-1} b_0^{(k)} \cos(\phi) \right] \\ \widehat{\mathfrak{R}}_{k,i}(\tau), \end{aligned} \quad (28)$$

com isso, o limite será:

$$\begin{aligned} |I_{k,i}(b_k, \tau, \phi)| &\leq |I_{k,i}(b_k, \tau, 0)| \\ &= T^{-1} |\widehat{\mathfrak{R}}_{k,i}(\tau)|. \end{aligned} \quad (29)$$

Agora, se analisarmos o vetor de informações em vez da variável ϕ , podemos obter a seguinte expressão:

$$\begin{aligned} \max\{|I_{k,i}(b_k, \tau, \phi)|\} &= T^{-1} \\ |\cos(\phi)| \max\{|\widehat{\mathfrak{R}}_{k,i}(\tau)|, |R_{k,i}(\tau)|\} \\ &= T^{-1} |\cos(\phi)| \max\{|\widehat{R}_{k,i}(\tau)| + \\ |R_{k,i}(\tau)|\}, \end{aligned} \quad (30)$$

e observando a variável b_k , podemos encontrar um limite inferior:

$$\begin{aligned} I_{k,i}(b_k, \tau, \phi) &= -T^{-1} |\cos(\phi)| \\ \{|\widehat{R}_{k,i}(\tau)| + |R_{k,i}(\tau)|\}. \end{aligned} \quad (31)$$

Logo, podemos obter a seguinte relação:

$$\begin{aligned} -T^{-1} |\cos(\phi)| \{|\widehat{R}_{k,i}(\tau)| + |R_{k,i}(\tau)|\} \\ \leq I_{k,i}(b_k, \tau, \phi) \leq T^{-1} |\cos(\phi)| \\ \{|\widehat{R}_{k,i}(\tau)| + |R_{k,i}(\tau)|\}. \end{aligned} \quad (32)$$

A partir daí podemos determinar os limites para a MAI em função das variáveis do argumento. A próxima etapa será fazer esta análise em função das funções de correlação cruzada, e com isso conseguir determinar a probabilidade de erro de bit máxima e consequentemente, seu desempenho. Segue:

$$\mathfrak{R}_{max} = \max\{|\widehat{R}_{k,i}(\tau)| + |R_{k,i}(\tau)| : 0 \leq \tau \leq T\} \quad (33)$$

ou

$$\mathfrak{R}_{max} = \max\{|\widehat{R}_{k,i}(\tau)|, |R_{k,i}(\tau)| : 0 \leq \tau \leq T\}. \quad (34)$$

Neste ponto, faz-se necessário algumas definições: $\mathbb{E}\{\cdot\}$ é o operador esperança estatística, enquanto $\mathbb{E}\{X\}$ e $\mathbb{E}\{X^2\}$ são o primeiro ($n = 1$) e o segundo ($n = 2$) momentos estatísticos da variável aleatória X , definidos como:

$$\mathbb{E}\{X^n\} = \int_{-\infty}^{\infty} x^n f_x(x) dx, \quad (35)$$

sendo $f_x(x)$ a função densidade de probabilidade da v.a. X . Adicionalmente, a variância é definida como $\sigma_x^2 = VAR\{X\} = \mathbb{E}\{X^2\} - (\mathbb{E}\{X\})^2$.

Admitindo que a informação binária apresenta distribuição uniforme discreta bipolarizar e equiprovável, i.e., $d_k \in \{-1; +1\}$, a fase uma distribuição uniforme contínua $\phi_k \sim \mathcal{U}[-\pi; \pi]$ e finalmente o atraso também uma distribuição uniforme contínua $\tau_k \sim \mathcal{U}[0; T]$, a partir de (MARTINEZ, 1997) pode-se concluir a respeito da média e variância da interferência de múltiplo acesso do sistema DS/CDMA:

$$\mathbb{E}\{I_{k,i}(b_k, \tau_k, \phi_k)\} = 0; \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{k,i}^2 &= \text{VAR}\{I_{k,i}(b_k, \tau_k, \phi_k)\} \\ &= \frac{T^{-3}}{2} \int_0^T [\hat{R}_{k,i}^2(\tau) + R_{k,i}^2(\tau)] dt. \end{aligned} \quad (37)$$

Assim, a relação sinal-ruído recebida do i -ésimo usuário (de interesse) é definida por:

$$SNR_i = \frac{P_i}{P_n + P_{MAI}} \equiv \frac{(\mathbb{E}\{Z_i | b_0^{(i)} = +1\})^2}{\text{VAR}\{Z_i | b_0^{(i)} = +1\}}. \quad (38)$$

Com as devidas simplificações, pode-se reescrever a Eq. (38) como:

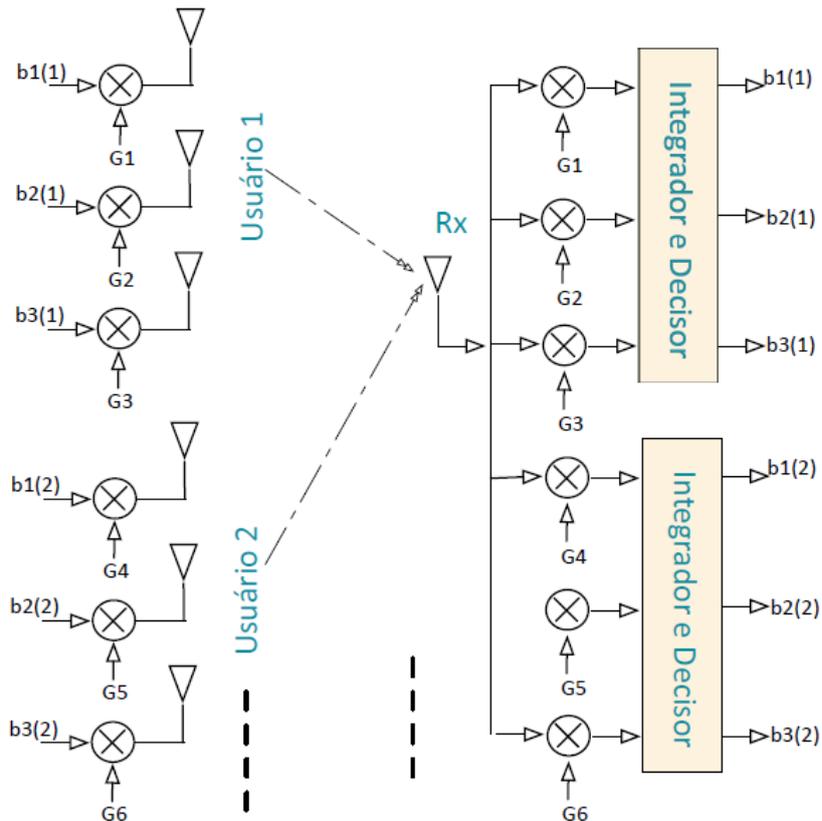
$$\sqrt{SNR_i} = \left\{ \frac{N_0}{A^2 T} + \sum_{k \neq 1} \sigma_{k,i}^2 \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (39)$$

A Eq. (39) indica que a SNR do usuário de interesse em um sistema DS/CDMA é fortemente afetada pela MAI.

Transmissão MISO-CDMA

Após a verificação das propriedades de correlação das principais famílias de sequências de espalhamento lineares e a observação do efeito da escolha das sequências sobre o desempenho de um sistema DS/CDMA de única antena no transmissor e receptor (SISO), sugere-se investigar outras duas configurações de sistemas DS/CDMA: a) a primeira quando o transmissor de cada usuário móvel (uplink) estiver equipado com múltiplas antenas (MISO) e um nível de espalhamento, conforme exemplificado na Fig. (3); b) quando o transmissor de cada usuário móvel (uplink) estiver equipado com múltiplas antenas porém com dois níveis de espalhamento e uma única antena na estação rádio base (MISO), conforme ilustrado na Fig. (4).

Figura 3: Diagrama de um sistema MISO DS/CDMA operando no modo uplink.



Fonte: o próprio autor.

Na Fig. (3), observa-se um sistema MISO com um nível de espalhamento espectral, três antenas de transmissão por usuário e uma antena no receptor, o qual foi analisado numericamente na seção de resultados - via método de simulação Monte-Carlo (MCS) -- empregando-se seqüências de Gold de comprimento $N_g = 31$. O segundo sistema MISO DS/CDMA da Fig. (4), mantém a mesma configuração de antenas, porém, com dois níveis de espalhamento espectral. O primeiro nível consiste de um espelhamento feito por uma seqüência ortogonais de Walsh-Hadamard (W-H) e o segundo nível é feito por meio de uma seqüência de Gold estendida por usuário.

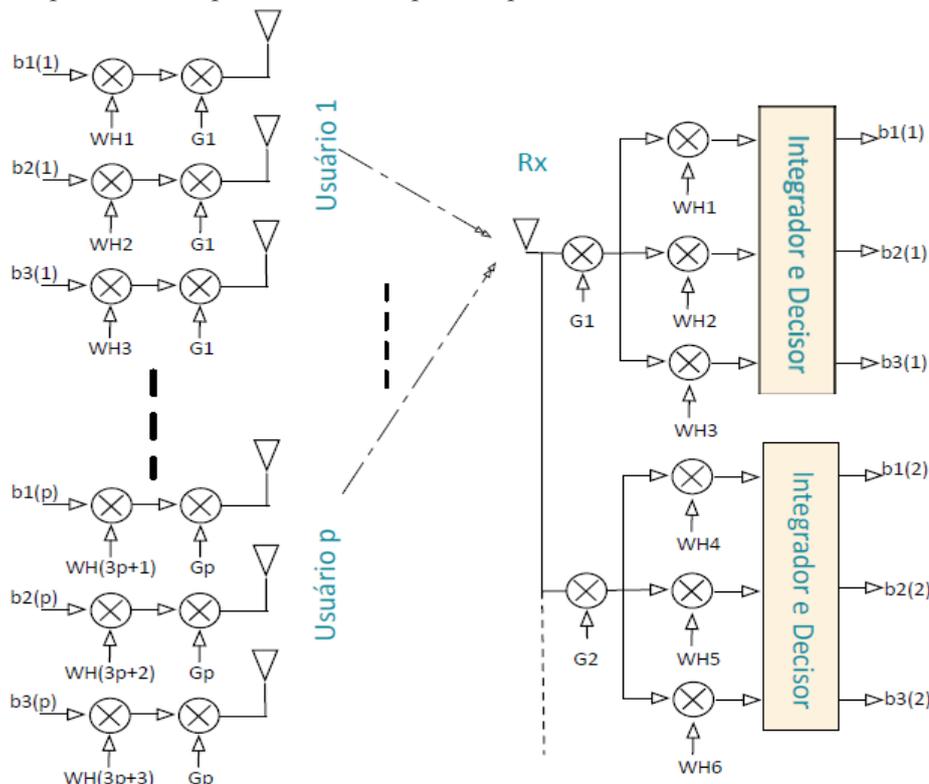
Observe-se que por simplicidade e tendo em vista destacar o efeito da escolha da topologia de transmissão/recepção sobre o desempenho BER, ambas as configurações DS/CDMA com múltiplas antenas, Fig. (3) e (4), foram simuladas e analisadas

na seção de resultados considerando apenas o efeito do canal aditivo AWGN e do detector por filtro casado.

Construção e Propriedades dos Conjuntos de Sequências de Espalhamento

Uma questão importante sobre as seqüências de espalhamento refere-se ao método de geração. A análise e as simulações a seguir são baseadas na construção de seqüências pseudoaleatórias (PN) e seqüências ortogonais de Walsh-Hadamard (W-H), seqüências de máximo comprimento (SMC), seqüências de Gold (G), sendo as seqüências de Gold as mais utilizadas devido suas boas características de correlação cruzada e auto correlação (KURAMOTO; ABRÃO; JESZENSKY, 2002). Porém ainda existem outros tipos de seqüências, tais como as de Barker, Kasami, bem como os conjuntos de seqüências de espalhamento de geração não-linear.

Figura 4: Diagrama de um sistema MISO DS/CDMA, modo uplink, com dois níveis de espalhamento espectral, definidos pelas seqüências de Walsh-Hadamard e Gold.



Fonte: o próprio autor.

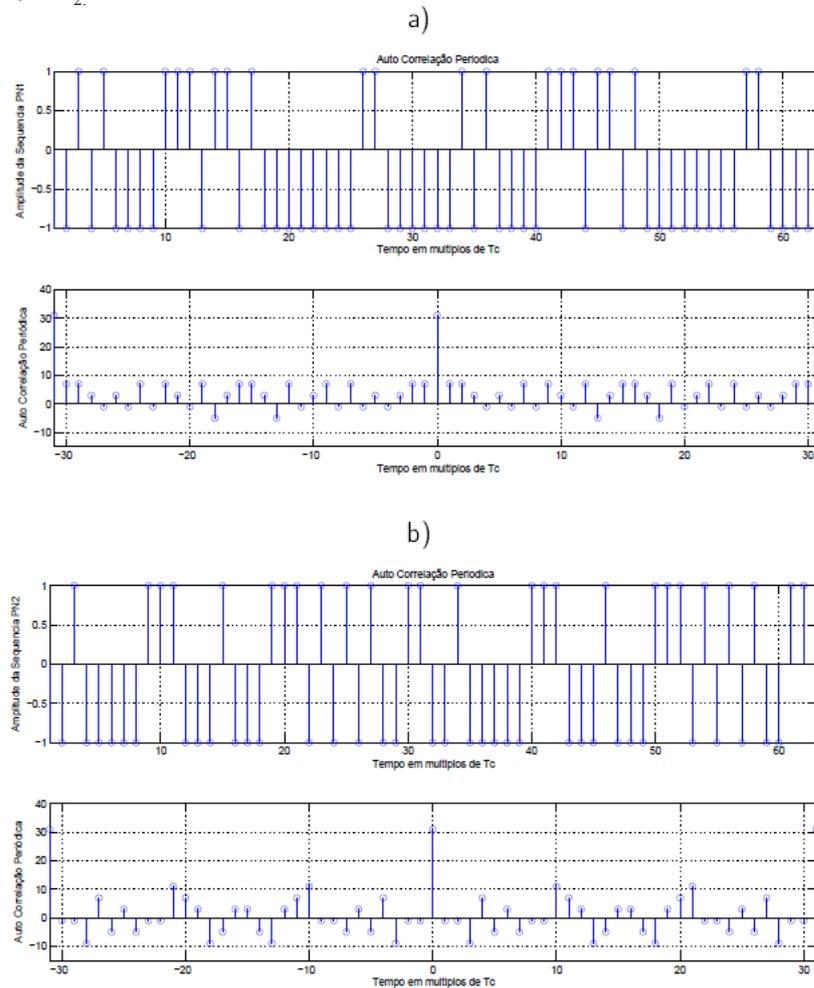
Sequências Pseudoaleatórias

As sequências pseudoaleatórias (PN) são diferenciadas de sequências verdadeiramente aleatórias por terem um período de repetição igual a NT_c , isto significa tomar uma sequência aleatória com distribuição uniforme, truncá-la em uma janela temporal igual a NT_c e fazer concatenações durante toda a duração da mensagem. A cada chip, a probabilidade da mesma assumir o valor -1 ou 1 , deve

ser a mesma (características equiprobabilidade), tendo em vista geração de sequências balanceadas.

Uma vez que na prática sequências PN apresentam propriedades de sequência aleatórias, não podemos determinar valores pré-determinados de auto correlação e correlação cruzada. A Fig. (8) apresenta a amostra de duas de sequências PN e respectivas funções de auto correlação (AC). Observe-se que não há regularidade no comportamento da função AC em função do atraso discreto nT_c , $n \in \mathbb{Z}$.

Figura 5: Auto correlação de sequências pseudoaleatórias de comprimento 31:
a) PN_1 ; b) PN_2 .



Fonte: o próprio autor.

Sequências de Walsh-Hadamard

As sequências de Walsh-Hadamard (WH) são baseadas na matriz de Walsh-Hadamard H_N . As

sequências são obtidas por recursão, sendo todas as sequências ortogonais na fase preferencial. Logo, em um sistema sincronizado a correlação cruzada será identicamente igual a zero para quaisquer pares

de seqüências WH (GOLDSMITH, 2005).

No processo de construção por recursão dos conjuntos WH, número de seqüências será sempre igual ao comprimento das mesmas, conforme mostrado a seguir.

$$H_1 = \pm 1; \quad (40)$$

$$H_{2^n} = \begin{bmatrix} H_{2^{n-1}} & H_{2^{n-1}} \\ H_{2^{n-1}} & -H_{2^{n-1}} \end{bmatrix}.$$

Por exemplo, os conjuntos de seqüências de Walsh-Hadamard de comprimento 2, 4, 8, 16 e 32 podem ser geradas recursivamente a partir da semente $H_1 = [1]$ conforme indicado abaixo. Função de auto correlação WH típica é indicada na Fig. (6); as funções de correlação cruzada na figura (7). Note-se que conforme veremos a seguir e diferentemente das seqüências de máximo comprimento (SMC) e seqüências de Gold (SG), as funções de auto correlação e de correlação cruzada do conjunto WH não apresentam um comportamento específico.

$$H_1 = [1];$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{bmatrix};$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix};$$

$$H_8 = \begin{bmatrix} H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 \end{bmatrix};$$

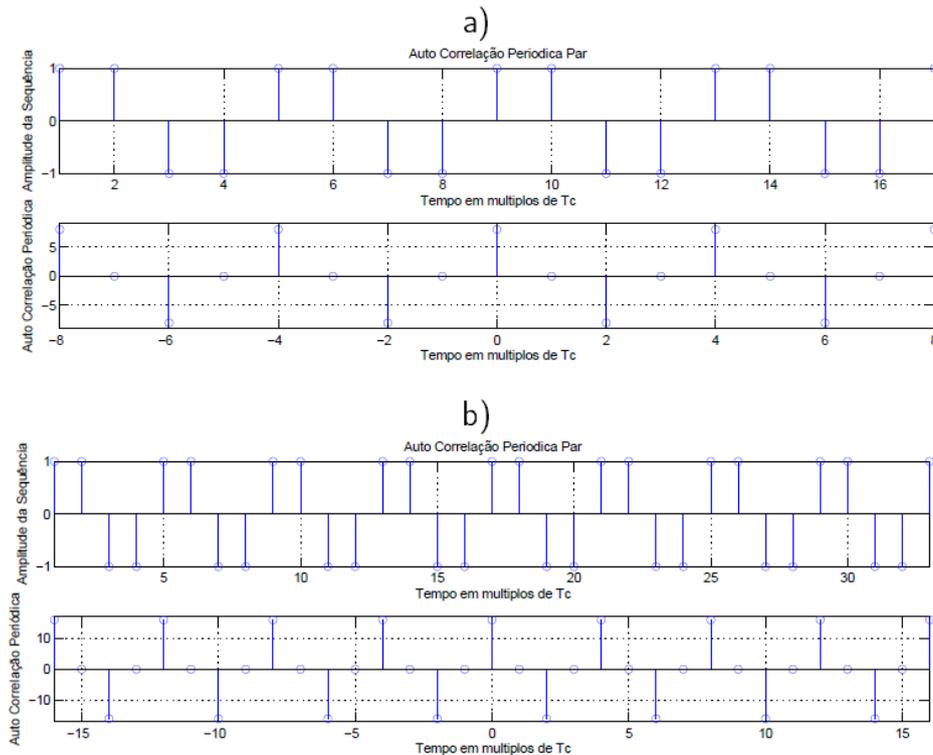
$$H_{16} = \begin{bmatrix} H_8 & H_8 \\ H_8 & -H_8 \end{bmatrix};$$

$$H_{32} = \begin{bmatrix} H_{16} & H_{16} \\ H_{16} & -H_{16} \end{bmatrix}.$$
(41)

Seqüências de Máximo Comprimento

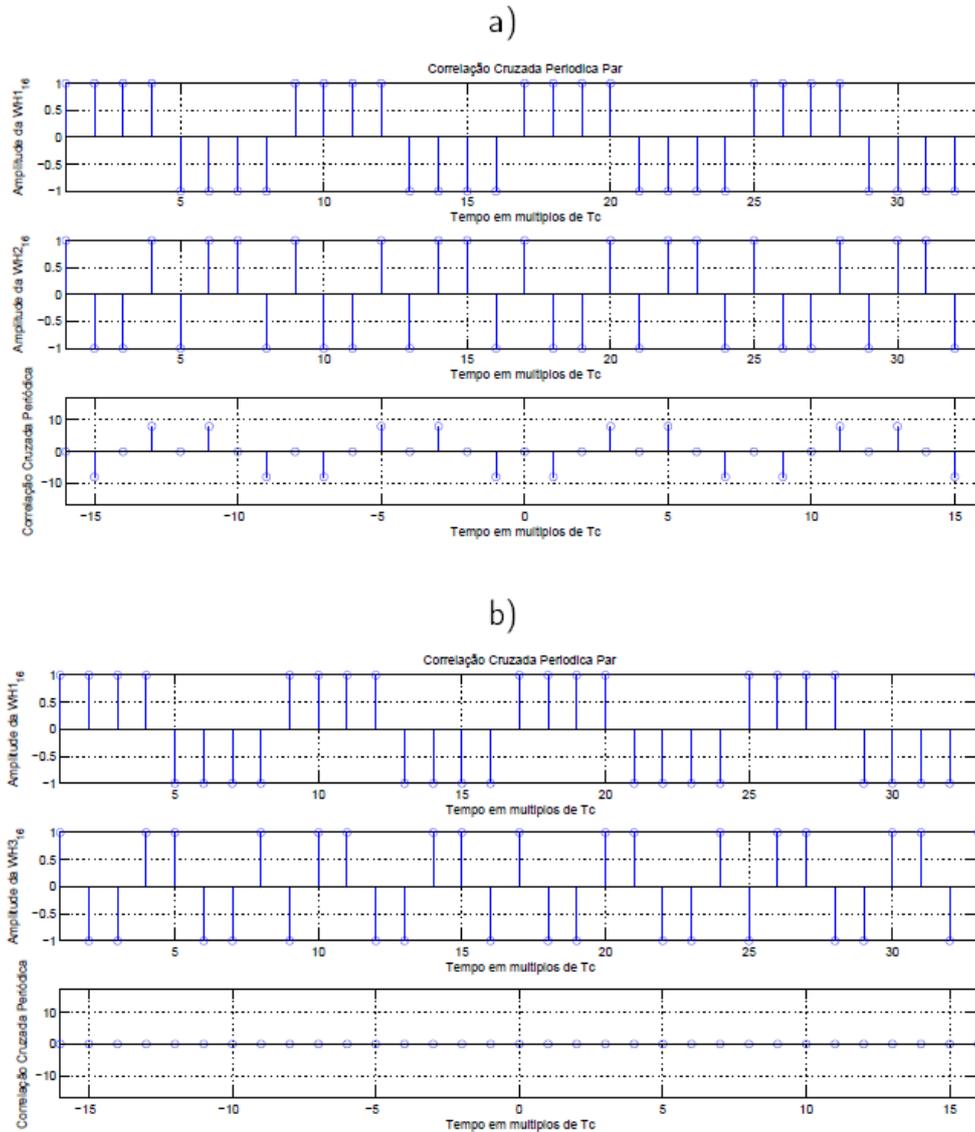
As seqüências de espalhamento de máximo comprimento ou SMC são casos específicos de seqüências PN. Para gerar SMCs utilizamos um conjunto de registradores de deslocamento com

Figura 6: Função de auto correlação típica para seqüências de Walsh-Hadamard de comprimento 8 e 16: a) WH_8 ; b) WH_{16} .



Fonte: o próprio autor.

Figura 7: Correlação cruzada entre seqüências de Walsh-Hadamard de comprimento 16: a) WH_{16} e $WH_{2_{16}}$; b) WH_{16} e $WH_{3_{16}}$.



Fonte: o próprio autor.

realimentações lineares, isso faz com que a seqüência tenha um comprimento de até $N \leq 2^n - 1$, sendo n o número de registradores de deslocamento.

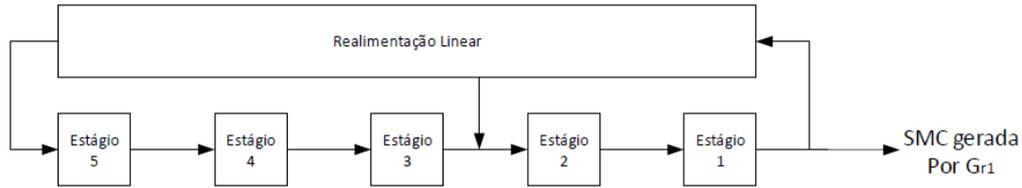
Para a geração das seqüências, são utilizados polinômios geradores, os quais garantem geração de seqüências de máximo comprimento, i.e., $N = 2^n - 1$. Dados por:

$$G_{r1}(x) = G_0x^n + G_1x^{n-1} + \dots + G_{n-1}x + G_n,$$

sendo $G_0 = G_n = 1$.

A equação do polinômio gerador indica quais elementos do registrador de deslocamento será realimentado, sabendo-se que para qualquer SMC, o primeiro e o último elementos do registrador sempre são realimentados.

Figura 8: Diagrama de blocos do circuito gerador de uma SMC.



Fonte: o próprio autor.

Por exemplo, o polinômio $G_{r1}(x)$ usado na simulação para gerar uma SMC com período igual a 31 é $x^5 + x^2 + 1$. Porém, na literatura (ZIGANGIROV, 2004) também pode ser representado como o número binário [1 0 0 1 0 1] onde cada número 1 indica a ocorrência de uma realimentação. A Fig. (10) ilustra três SMCs geradas através dos seguintes polinômios primitivos:

$$a) G_{r1} = x^5 + x^2 + 1$$

$$b) G_{r2} = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

$$c) G_{r3} = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$$

bem como suas respectivas funções de Auto correlação. Na Fig. (11) são indicados as funções de correlação cruzada entre as sequências SMCs a) 1 e 2; b) 1 e 3.

Esse tipo de sequência apresenta melhores características de auto correlação e correlação cruzada quando comparadas às sequências PN. Logo, o desempenho em termos de taxa de erro de bit (BER) do sistema operando sob sequências SMC apresenta melhoria substancial; porém, a etapa de sincronismo pode tornar-se mais complexa. Dito de outra forma, sistemas DS/CDMA operando com sequências de espalhamento do tipo SMC suportarão um maior número de usuários que aqueles com sequências PN para mesmo nível de interferência I_k .

Sequências de Gold

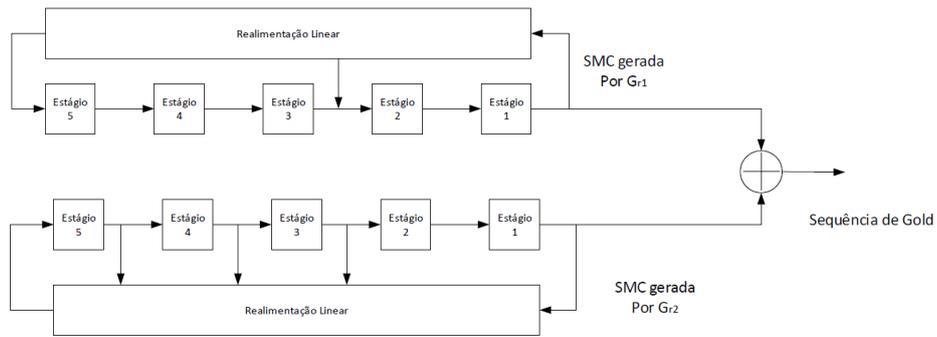
As sequências de Gold são construídas a partir de dois polinômios geradores de máximo

comprimento. Assim os dois polinômios SMCs G_{r1} e G_{r2} da seção anterior podem ser escolhidos para a construção de um conjunto de Gold por constituírem um *par preferencial* de polinômios geradores. Um conjunto de sequências de Gold assim construído, de período $N = 2^n - 1$, conterá $N + 2$ sequências. Note-se que a família de Gold apresenta excelente propriedades de correlação cruzada e de auto correlação, além da disponibilização de um bom número de sequência por conjunto. Sua construção a partir de duas SMCs apropriadas é descrita a seguir. Primeiro são considerados dois polinômios geradores, $h(x)$ e $g(x)$ que são um par de polinômios primitivos *preferenciais* de grau n e os mesmos geram as SMCs u e v , respectivamente (GOLD, 1968). Um conjunto de sequências de Gold é definido de forma compacta por

$$G(u, v) = \{u, v, u \oplus v, u \oplus T v, u \oplus T^2 v, \dots, u \oplus T^{N-1} v\}.$$

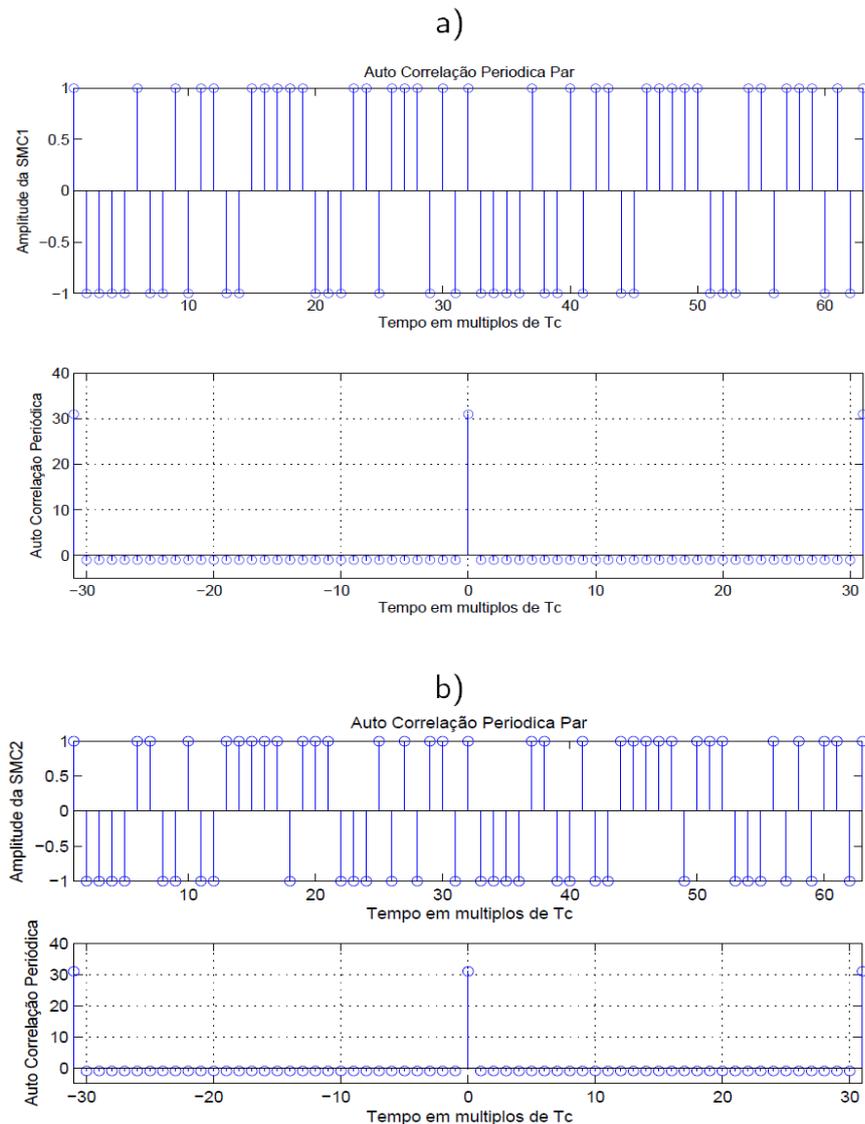
sendo \oplus o operador "OU Exclusivo". Assim, através dos polinômios G_{r1} e G_{r2} , ambos de grau 5, da seção anterior é possível construir um conjunto de sequências de Gold contendo $N = 31$ sequências de comprimento $L = 31$ conforme topologia contendo dois registradores de deslocamento da Fig. (9). A Fig. (12) ilustra a função de auto correlação de duas sequências deste conjunto G31, escolhidas aleatoriamente, e a respectiva função de correlação cruzada.

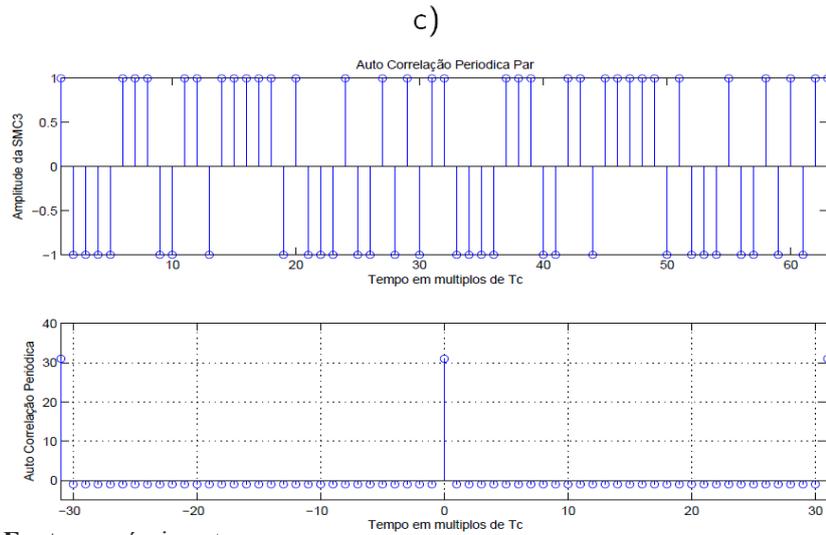
Figura 9: Diagrama de blocos do circuito gerador de uma sequência de Gold.



Fonte: o próprio autor.

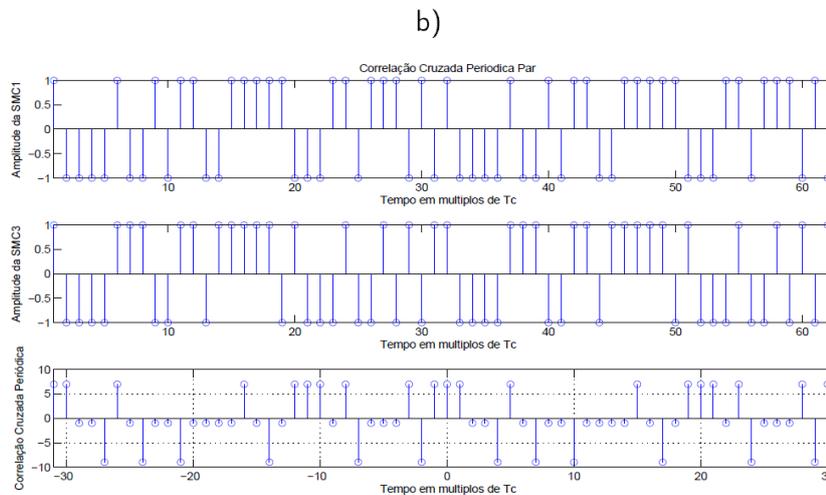
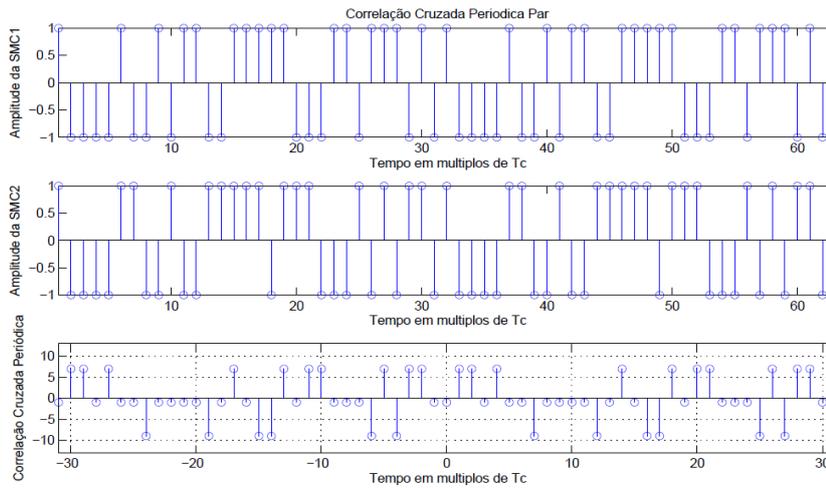
Figura 10: Três SMCs e respectivas auto correlações geradas a partir dos polinômios primitivos G_{r1} , G_{r2} e G_{r3} .





Fonte: o próprio autor.

Figura 11: Correlações cruzadas entre a) SMC1 e SMC2; b) SMC1 e SMC3.



Fonte: o próprio autor.

Comparação das Funções de Correlação para Sequências de PN, SMC e Gold

Avaliando-se numericamente todas as possíveis funções de auto correlação e correlação cruzada para os conjuntos PN, SMC e Gold é possível verificar que o conjunto de SMC apresenta as melhores propriedades de auto correlação e de correlação cruzada. No entanto, como o número de sequências é muito reduzido (por exemplo, para $N = 31$ há 6 sequências SMC disponíveis), o conjunto de sequências de Gold torna-se a melhor alternativa em termos do compromisso tamanho do conjunto *versus* boas propriedades de correlação do conjunto, sendo então, neste caso limitado ainda a $2^n + 1$ sequências. Já as sequências pseudoaleatórias não apresentam tal limitação; porém, resultam em piores propriedades de correlação cruzada e auto correlação.

A Fig. (13). a) mostra a variação da amplitude da correlação cruzada cíclica em relação ao número de usuárióseo atraso (assumido múltiplo de T_c); verifica-se facilmente que as funções de correlação cruzada das sequências de Gold apresentam amplitudes menores que as da sequências pseudoaleatórias, auxiliando na redução da interferência de múltiplo acesso (MAI). Um histograma com a contagem de ocorrências para as amplitudes das correlações cruzadas correspondente é mostrado na Fig. (13). b), indicando que no conjunto de Gold existem apenas três valores de amplitudes para correlação cruzada, enquanto no conjunto PN, as amplitudes de CC estão distribuição ao longo de uma faixa maior.

Sequências de Gold Estendidas

Sequências de Gold e SMCs apresentam comprimento $2^n - 1, n \in \mathbb{z}_+$. Como visto anteriormente, estas sequências apresentam boas propriedades de auto correlação e de correlação cruzada. Porém, em sistema de comunicação DS/CDMA multitaxa síncrono torna-se muito conveniente o uso de sequências de comprimento 2^n

. Por isso, a partir de uma SMC com $N = 2^n - 1$ é possível gerar uma SMC estendida de tamanho 2^n e a partir de sequências de Gold é possível gerar um conjunto de sequências de Gold estendidas.

A geração das sequências SMC e Gold estendidas é obtida simplesmente adicionando convenientemente um "1" na sequência de SMC ou Gold "convencionais", tendo em vista a obtenção de balanceamento perfeito entre o número de "0"s e "1"s. Note-se que uma das propriedades das SMCs e Gold é que o número de "1" supera em uma unidade o número de "0". Na geração da SMC estendidas, adicionamos um bit "0" em uma SMC para obter uma sequência balanceada e de tamanho 2^n . Para isto, basta adicionar um elemento "0" antes de algum elemento "1" da sequência. A geração das sequências de Gold estendidas é feita de forma análoga a partir de uma sequência de Gold "convencional".

A Fig. (14) ilustra o comportamento da funções de auto correlação e de correlação cruzada para sequências de Gold Estendidas (E-Gold) de comprimento $L = 31$ escolhidas aleatoriamente em um conjunto com $N = 33$ sequências. Quando comparado às sequências de Gold convencionais é possível verificar que mesmo alterando marginalmente o comprimento da sequência em uma unidade, o comportamento da função de auto correlação e da correlação cruzada de uma sequência de Gold estendida ainda é bem próximo ao do conjunto de sequências de Gold "convencional". Porém, as E-Gold apresentam níveis de correlação cruzada levemente alterados, as quais geram níveis de interferência de múltiplo acesso (MAI) levemente maiores (piores).

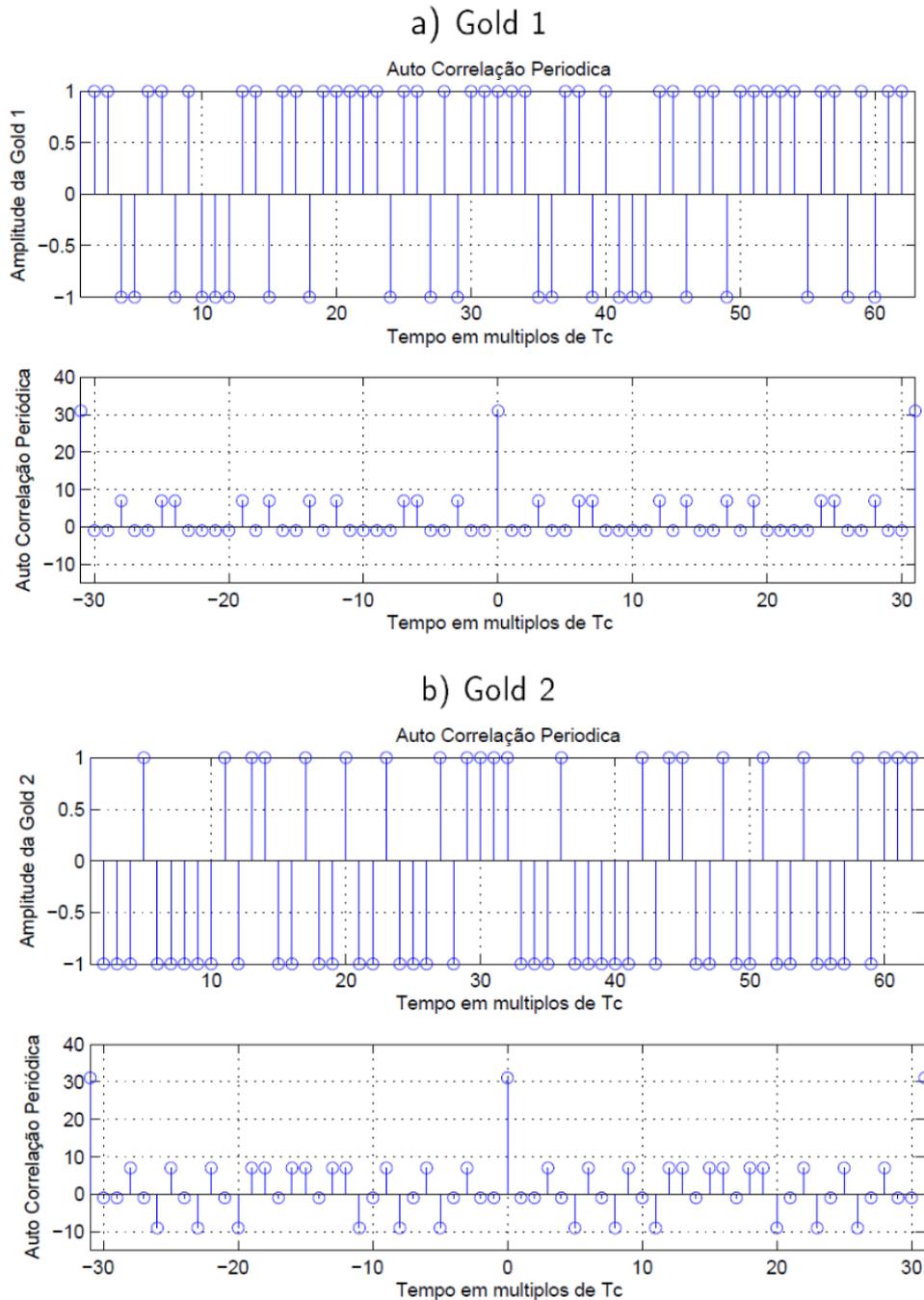
Desempenho do Sistema DS/CDMA

A interferência de múltiplo acesso (MAI) afeta profundamente o desempenho de sistemas DS/CDMA (LEHNERT; PURSLEY, 1987). Resultados numéricos obtidos via simulação Monte-Carlo (MCS) (LANDAU; BINDER, 2005) desta seção

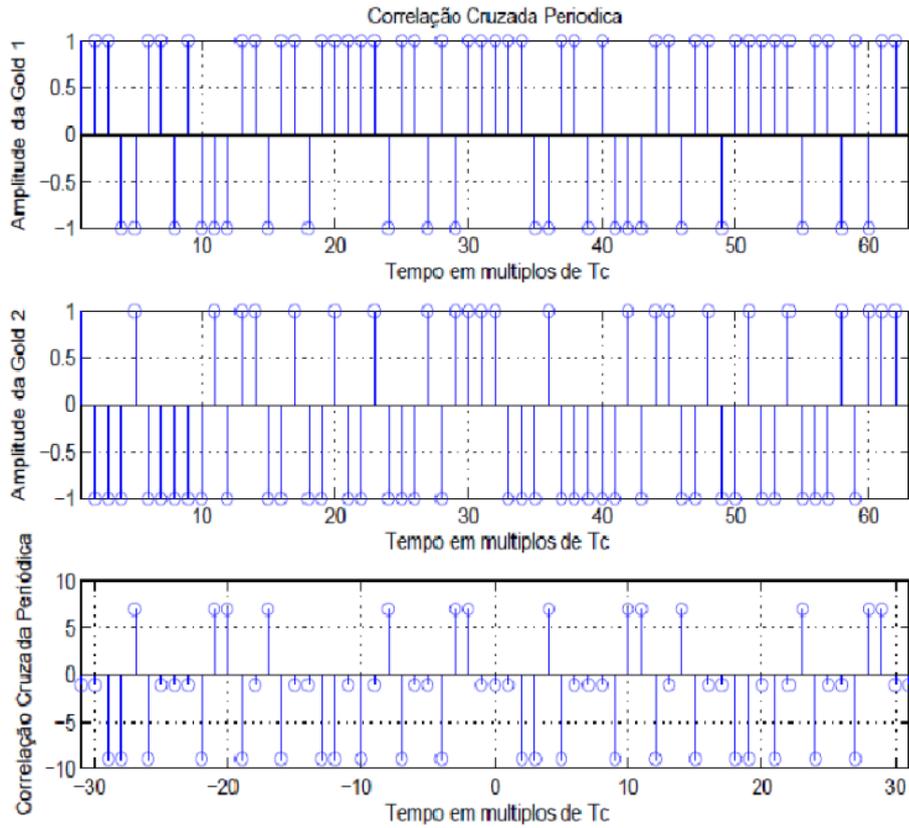
evidenciam a degradação do desempenho do sistema DS/CDMA com ganho de processamento $G = 31$; modulação BPSK, seqüências de Gold versus seqüências PN, para um número de usuários crescente, i.e., $K = 5; 10; 25; 31$.

Adota-se potência de recepção idêntica para todos os usuários, i.e., controle perfeito de potência, $A_i = A_j = A, \forall i, j$, sendo portanto o efeito *near-far* resultante $NFR = 0\text{dB}$. A Tabela (1) sumariza os principais valores de parâmetros adotados.

Figura 12: Auto correlação e correlação cruzada de seqüências de Gold de comprimento 31 escolhidas aleatoriamente em um conjunto de 33 seqüências.



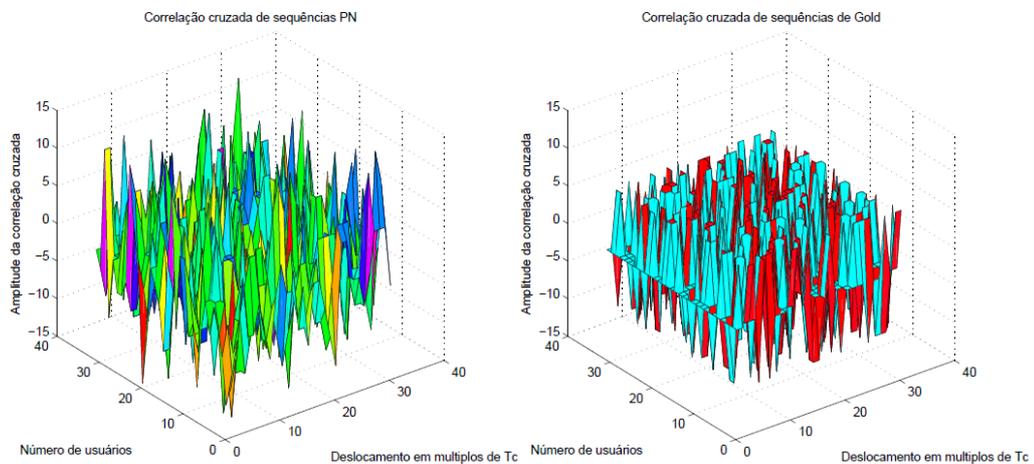
c) Correlação cruzada entre Gold1 e Gold2

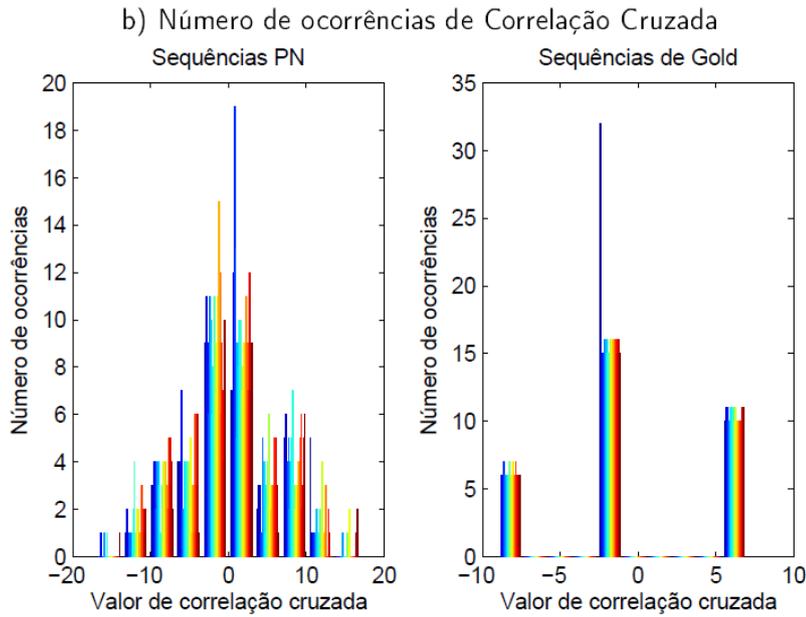


Fonte: o próprio autor.

Figura 13: a) Valores de correlação cruzada para conjuntos de sequências i) PN; ii) Gold; B) Número de ocorrência para valores de correlação cruzada.

a) Correlação Cruzada





Fonte: o próprio autor.

Tabela 1: Parâmetros do sistema DS/CDMA e de canal adotados nas simulações MCS.

Parâmetro	Valor
Conjunto de Sequências	Gold e PN
Ganho de Processamento	$G = 31$
Número de Usuários	$K \in \{1; 5; 10; 25\}$
Relação Sinal-Ruído	$SNR \in \{1: 20\}$ dB
Efeito Near-far	$NFR = 0$ dB
Canal	AWGN
Modulação	BPSK
Detector	Filtro Casado (MF)

Fonte: o próprio autor.

Os parâmetros de simulação adotados incluem:

- Probabilidade de erro analítica para um único usuário ativo no sistema (SuB, $K = 1$):

$$BER_{sub} = Q(\sqrt{2SNR}); \quad (43)$$

- Sinal transmitido gerado através de uma sequência PN com distribuição uniforme (informação de máxima entropia). A ordem de modulação em fase empregada é binária (BPSK);
- As sequências de espalhamento foram

geradas usando sequência PN e sequências de Gold. O sinal foi multiplicado pela sequência de espalhamento e adicionado ruído AWGN, gerando assim o sinal recebido imerso em ruído aditivo e sujeito à interferência de múltiplo acesso;

- Já na detecção, o sinal recebido é multiplicado por uma matriz de sequências de espalhamento, sendo equivalente ao filtro casado; após isso, a decisão é feita passando por um decisor abrupto que indicará se o bit estimado é 1 ou -1 . Por fim é feita o demapeamento $-1 \rightarrow 0$ e $+1 \rightarrow 1$;

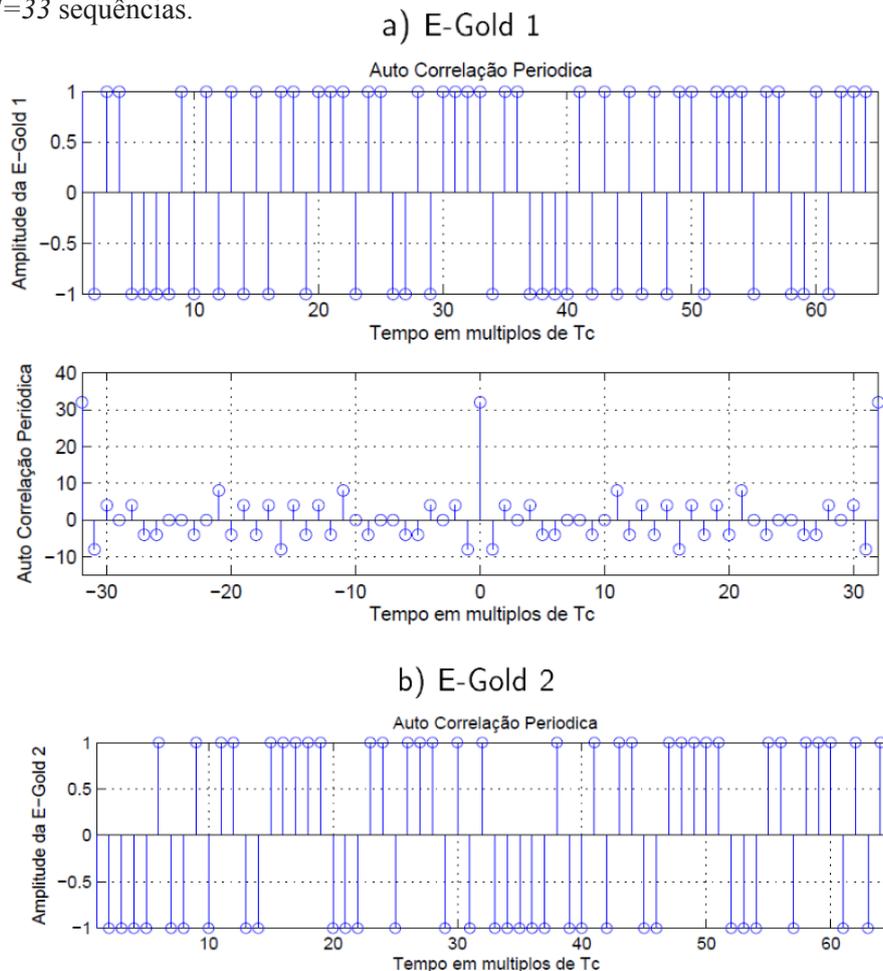
- A avaliação numérica para o desempenho BER é obtida comparando-se o *stream* de bits demodulados ao transmitido, realizando-se a contagem daqueles incorretamente detectados.

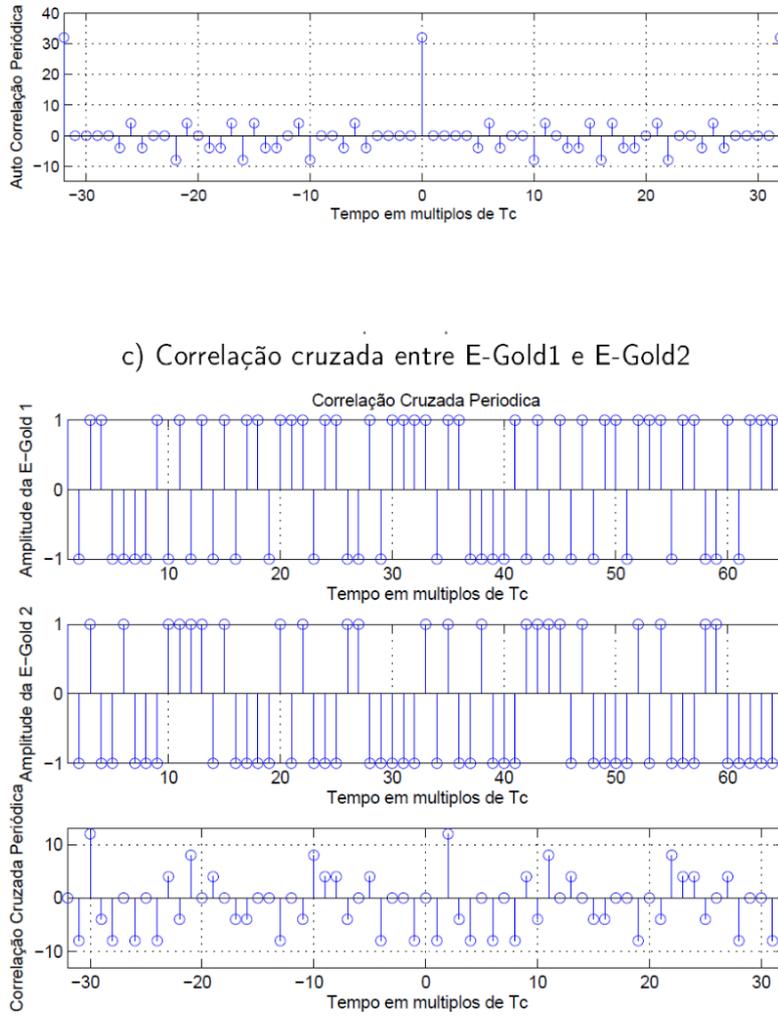
A Fig. (15) mostra o desempenho do sistema DS/CDMA, obtido numericamente via simulação Monte-Carlo. É imediato verificar que sob mesma MAI (número de usuários interferentes) o sistema usando sequência de Gold apresenta melhor desempenho em relação àquele operando sob sequências pseudoaleatórias; isto corrobora a análise das propriedades de correlação cruzada e auto correlação desenvolvida anteriormente, sendo portanto possível obter um ganho de desempenho

ou de forma equivalente uma redução na potência total de transmissão dos usuários ativos do sistema. Também é possível verificar que quando o número de usuários aumenta, a MAI torna-se substancial e predominante no sistema, isso resulta em uma saturação de desempenho mesmo com o aumento da SNR.

O efeito da predominância da MAI sobre o ruído de fundo AWGN em sistemas DS/CDMA é indicado na Fig. (16); a SNR foi fixada em 8dB, enquanto o número de usuários é incrementado, gerando um carregamento de sistema $\mathcal{L} \in \left[\frac{1}{31}; \frac{33}{31} \right]$. Com isso é possível verificar o aumento da interferência de múltiplo acesso.

Figura 14: Auto correlação e correlação cruzada de sequências de Gold Estendidas (E-Gold) de comprimento $L=31$ escolhidas aleatoriamente em um conjunto com $N=33$ sequências.



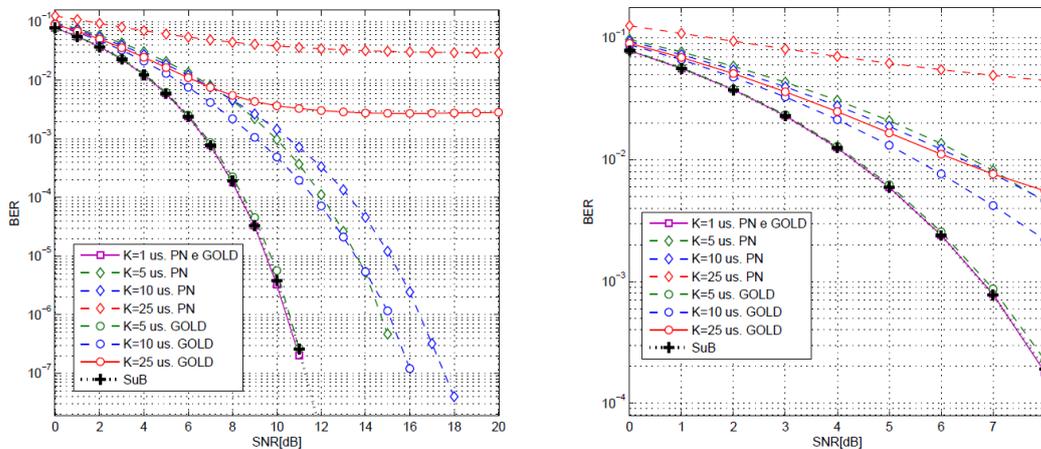


c) Correlação cruzada entre E-Gold1 e E-Gold2

$L=31$ escolhidas aleatoriamente em um conjunto com $N=33$ seqüências.

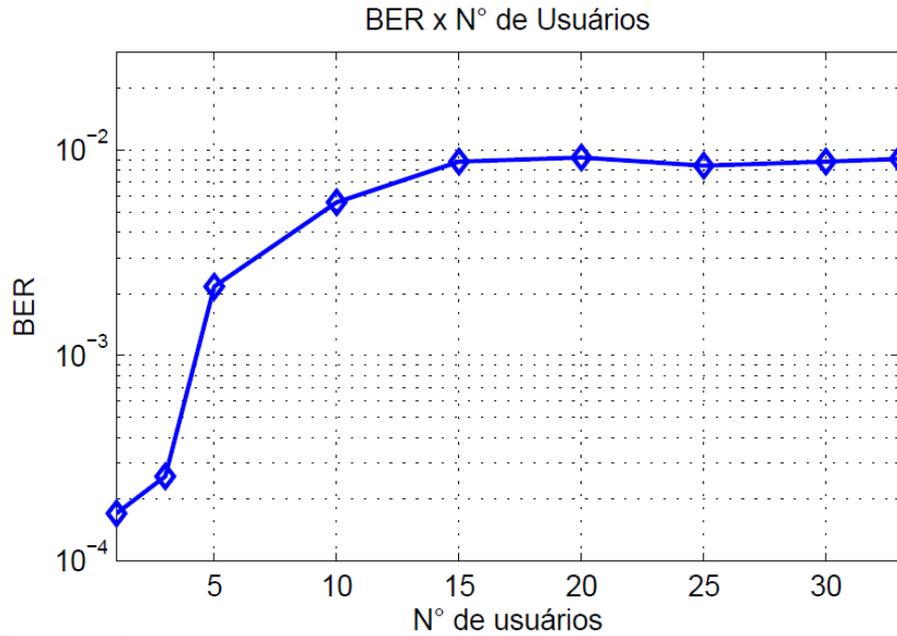
Fonte: o próprio autor.

Figura 15: Desempenho BER de um sistema SISO DS/CDMA com seqüências PN e Gold.



Fonte: o próprio autor.

Figura 16: BER x K, sendo SNR=8 [dB] e K=1, 3, 5, 10, 15, 20, 25, 30 e 33 usuários.



Fonte: o próprio autor.

Desempenho Topologias MISO DS/CDMA

Resultados de simulação MCS para configuração MISO da Fig. (3) e parâmetros de sistema e de

canal conforme Tabela (2) são apresentados nesta subseção.

Tabela 2: Parâmetros do sistema e de canal MISO DS/CDMA adotados nas simulações MCS.

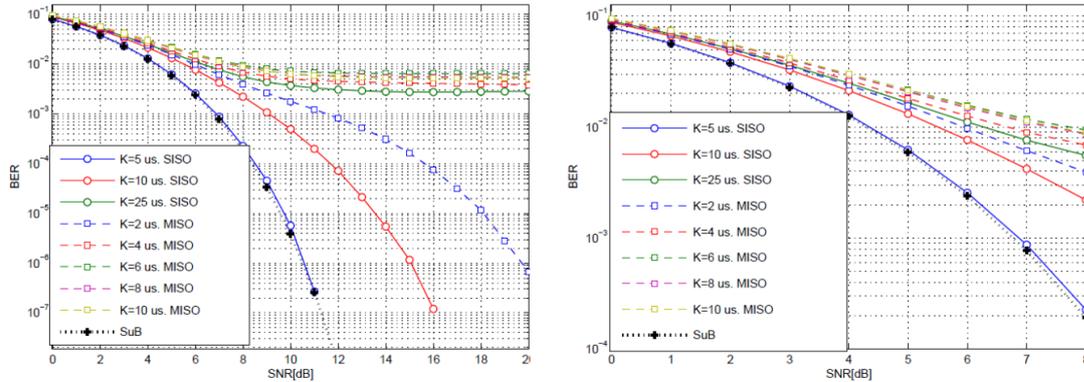
Parâmetro	Valor
Conjunto de Sequências	Gold
Ganho de Processamento	$G = 31$
Número de Usuários	$K \in \{2; 4; 6; 8; 10\}$
Relação Sinal-Ruído	$SNR \in \{1; 20\}$ dB
Efeito Near-far	$NFR = 0$ dB
Canal	AWGN
Modulação	BPSK
Detector	Filtro Casado (MF)
Configuração MISO	Tx: 3; Rx 1 antenas

Fonte: o próprio autor.

Apresenta-se na Fig. (17) o desempenho BER para o sistema DS/CDMA com de topologia SISO versus MISO sugerido pela Fig. (3). É possível verificar, por exemplo, que no sistema MISO, o desempenho do sistema tende a ser inferior. Como há múltiplas antenas

de transmissão para cada usuário, há mais interferência de múltiplo acesso (MAI). Porém, com o aumento do número de antenas, há um aumento na taxa de transmissão, já que cada antena transmite uma informação diferente (VBLAST) (FOSCHINI, 1996).

Figura 17: Sistema DS/CDMA síncrono em canal AWGN s seqüências de Gold31.



Fonte: o próprio autor.

O desempenho do sistema MISO DS/CDMA da Fig. (4) foi analisado numericamente a partir do uso de seqüência de Walsh-Hadamard de comprimento $N_{WH} = 8$ no primeiro nível de espalhamento e uma seqüência de Gold estendida de comprimento $N_{GS} = 32$ no segundo nível de espalhamento. Uma vez que a primeira seqüência tem um número de *chips* menor do que a segunda, esta seqüência é repetida até

a equivalência do número de *chips* com a segunda, i.e., a seqüência de WH de comprimento 8 é repetida 4 vezes, coincidindo com os $N_{GS} = 32$ *chips* da seqüência de Gold estendida. Já para o segundo cenário topológico, as duas seqüências de espalhamento no primeiro e segundo níveis apresentam o mesmo comprimento, $N_{GS} = N_{WH} = 32$. Parâmetros estão indicados na Tabela (3).

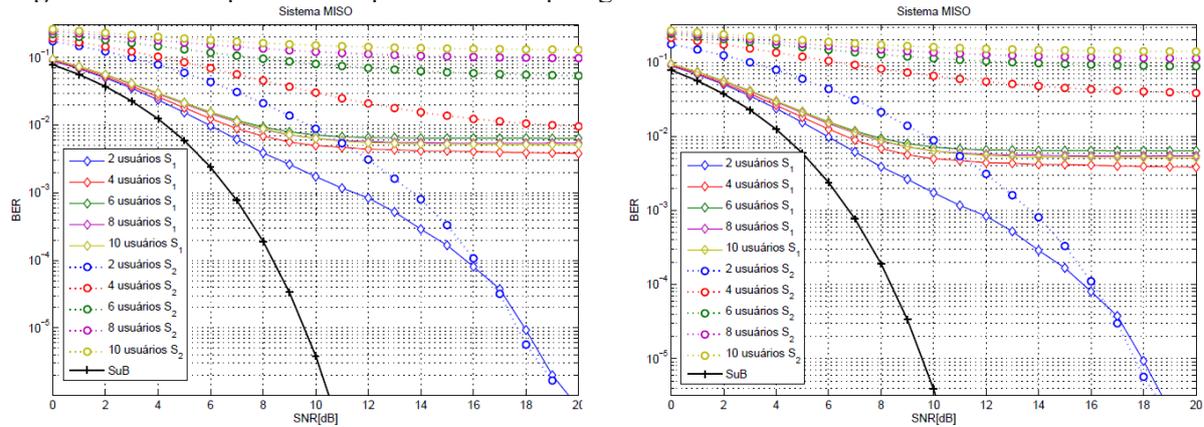
Tabela 3: Parâmetros do sistema e de canal MISO DS/CDMA adotados nas simulações MCS.

Parâmetro	Valor
Conjunto de Seqüências	WH e Gold
Ganho de Processamento	$N_{GS} = 32; N_{WH} = 32$ ou $N_{WH} = 8$
Número de Usuários	$K \in \{2; 4; 6; 8; 10\}$
Relação Sinal-Ruído	$SNR \in \{1; 20\}$ dB
Efeito Near-far	$NFR = 0$ dB
Canal	AWGN
Modulação	BPSK
Detector	Filtro Casado (MF)
Configuração MISO	Tx: 3; Rx 1 antenas

Fonte: o próprio autor.

Na Fig. (18) compara-se o desempenho das duas topologias MISO DS/CDMA. A topologia do sistema S_1 é descrita pela Fig. (3) enquanto a topologia S_2 é indicada pela figura (4). Adicionalmente, a topologia MISO S_2 utiliza seqüências WH de comprimento $N_{WH} = 8$ na Fig. (18). a) e $N_{WH} = 32$, na Fig. (18). b). Verifica-se que o sistema com topologia S_1 (espalhamento em único nível), apresenta desempenho superior à topologia S_2 (espalhamento em dois níveis), quando o número de seqüências disponíveis é suficiente para atender todos os

usuários (sem reuso de seqüências). Isso ocorre porque o sistema 1 usa uma seqüência de Gold para cada usuário, e cada usuário móvel está equipado com três antenas de transmissão. Finalmente, observe-se que ao compararmos o desempenho da topologia S_2 utilizando $N_{WH} = 8$ versus $N_{WH} = 32$, verifica-se que a maior diferença entre as curvas de desempenho BER ocorre para $K = 4$ usuários; para os demais casos, o desempenho é similar para os dois comprimentos de seqüências WH analisados.

Figura 18: Desempenho BER para as duas topologias MISO DS/CDMA.

 a) S_1 (Fig. 3) and S_2 (Fig. 4) com $N_{WH} = 8$

 b) S_1 (Fig. 3) and S_2 (Fig. 4) com $N_{WH} = 32$
Fonte: o próprio autor.

Conclusões

A partir dos resultados numéricos de desempenho para o sistema DS/CDMA com diferentes quantidade de usuários foi possível identificar o impacto da escolha do conjunto de sequência de espalhamento sobre a taxa de erro de bit (BER), a partir do incremento da MAI (número de usuários). Verificou-se que o sistema apresenta uma melhoria significativa na BER usando um conjunto de sequências de Gold quando comparado ao mesmo sistema equipado com sequências de espalhamento PN. Também foi possível verificar a troca de desempenho por taxa de transferência em um sistema MISO.

Com estes resultados foi possível verificar como a escolha do conjunto de sequências de espalhamento pode afetar direta e significativamente o desempenho e a capacidade do sistema DS/CDMA equipado com detector convencional filtro casado, indicando claramente que a análise das propriedades de correlação das sequências de espalhamento escolhidas constituem uma das partes fundamentais no projeto do sistema DS/CDMA SISO e MIMO.

Referências

FOSCHINI, G. J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Bell Labs Technical Journal*, New York, v. 1, n. 2, p. 41-59, 1996.

GOLD, R. Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross correlation functions. *IEEE Transaction on Communications*, New York, v. 14, n. 1, p. 154-156, Jan. 1968.

GOLDSMITH, A. *Wireless communications*. New York: Cambridge University Press, 2005.

HENRIQUEZ, F. R. et al. *Generation of sequences with applications to spread spectrum systems*. 2004. Disponível em: <<http://delta.cs.cinvestav.mx/~francisco/arith/GenGoldSeqFinCuba.pdf>>. Acesso em: 14 out. 2015.

KURAMOTO, A. S. R.; ABRÃO, T.; JESZENSKY P. J. E. Comparação de sequências de espalhamento aplicáveis a sistemas QS-CDMA. *Semina: Exatas e Tecnológicas*, Londrina, n. 1, p. 27-40, jan./jun. 2002.

LANDAU, D. P.; BINDER, K. *A guide to Monte Carlo simulations it statistical physics*. USA: Cambridge University Press, 2005.

LEHNERT, J. S; PURSLEY, M. B. Error probabilities for binary direct-sequence spread spectrum communications with random sequence signatures. *IEEE Transactions on Communications*, New York, v. 35, n. 1, p. 87-98, Jan. 1987.

MARTINEZ, A. A. G. *Sequências de códigos para uso em comunicação por espalhamento espectral*. 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo, São Paulo, 1997.

RAPPAPORT, T. S. *Wireless communications: principles and practice*. USA: Prentice Hall, 2001.

SHARMAN, M.; MATHUR, R. A method to generation and simulation of PN sequence in MATLAB. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, [S. l.], v. 2, n. 7, p. 1-18, July 2012.

VITERBI, A. J. *CDMA: principles of spread spectrum communication*. USA: Addison-Wesley, 1995.

ZIGANGIROV, K. S. *Theory of code division multiple access communication*. USA: IEEE-Wiley, 2004.

Recebido em 24 Setembro, 2014 – Received on September 24, 2014
Aceito em 28 Outubro, 2015 – Accepted on October 28, 2015