

Capítulo 4

Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa

Sistemas de comunicação com esquemas de acesso de múltipla taxa possibilitam atender serviços variados, tais como comunicação de dados, serviços de voz e a transmissão de imagens. Sistemas de comunicação móveis 3G disponibilizarão brevemente serviços com distintas taxas de dados e requisitos de qualidade de serviço (QoS), tais como máxima taxa de erro de bit ou quadro tolerada por tipo de serviço e tolerância a atrasos.

Basicamente existem quatro estratégias para se obter sistemas com transmissão de dados de múltipla taxa, além de variações e combinações destas, aplicáveis a sistemas de comunicação móveis:

1. MM, esquema de acesso de múltipla taxa baseado em vários formatos de modulação (*MultiModulation Scheme*)⁵⁵;
2. MC, método de acesso de múltipla taxa com códigos de espalhamento múltiplos (*Multicode Scheme*)⁵⁶;
3. VPG, ganho de processamento variável e taxa de chip fixa (*Variable Processing Gain*) ou ganho de processamento múltiplo inteiro (*MPG, Multiple Processing Gain*) ou ainda comprimento da seqüências de espalhamento variáveis (*VSL, Variable Spreading Length*);
4. VCR, ganho de processamento fixo e taxa de chip variável (*Variable Chip Rate*).

A estratégia VCR apresenta dificuldades de implementação, pois o receptor deve estar sincronizado a uma específica taxa de chip R_c , além do sistema necessitar de planejamento de frequência adicional devido à desigual largura de banda de espalhamento dos diferentes usuários. Já a estratégia de acesso de múltipla taxa VPG necessita de hardware simples para a construção da interface para sistema DS/CDMA de múltipla taxa. No entanto, deve-se associar detecção MuD a este esquema, uma vez que com detecção SuD resultará em degradação de desempenho para taxas de bits crescentes.

Na estratégia de acesso de múltipla taxa por código múltiplo, MC, todos os usuários multiplexam seus bits de informação utilizando várias seqüências de espalhamento de baixa taxa, transmitindo os bits de informação em paralelo. Cada usuário transmite na mesma *taxa básica* e mesmo formato de

⁵⁵ Também denominado *Modulação Mista*

⁵⁶ Também denominado *Canais Paralelos*

modulação, por exemplo QPSK. Portanto, para variar a sua taxa de dados, R_k , permite-se ao usuário enviar, simultânea e sincronamente, utilizando-se da quantidade de canais paralelos necessária para atender a uma taxa de dados específica. Todos os usuários terão o mesmo ganho de processamento, possibilitando a obtenção de um conjunto de seqüências de espalhamento com ótimas propriedades de correlação cruzada, já que para este tipo de acesso pode resultar um grande número de sinais interferentes, caso a diferença da menor para a maior taxa do sistema seja elevada. Para análise de sistemas DS/CDMA com detecção SuD que utilizam esquemas de múltipla taxa, em canais AWGN e com desvanecimento de multipercurso do tipo Rayleigh, veja [Ottosson 95], cap. 2.

Finalmente, a estratégia que emprega múltiplos formatos de modulação (MM) utilizará diferentes esquemas de modulação para atender aos usuários com distintas taxas de dados. Normalmente, para acomodar as múltiplas taxas de bits emprega-se o esquema de modulação M-ário QAM com diferentes níveis de modulação, M_k . Tem-se todos os usuários com o mesmo ganho de processamento, uma vez que o período de símbolo é constante para todos os formatos de modulação, porém as amplitudes dos sinais variam conforme o nível de modulação. Para a mesma SNR /*bit* tem-se diferentes potências transmitidas para usuários com distintas taxas. Em um sistema DS/CDMA com detecção SuD combinado a multitaxa MM, usuários com altas taxas de dados transmitem, com altas potências, causando severos problemas de *near-far* para os usuários de baixas taxas relativas. A principal vantagem deste esquema está na simplicidade de implementação.

Vale dizer que é sempre possível obter um esquema de múltipla taxa híbrido, que combine duas ou mais estratégias de acesso de múltipla taxa, além das possibilidades de variação dos esquemas básicos, tais como o esquema denominado Combinação Paralela (PC/SS) e o VCR de frequência deslocada (VCRFS), discutidos brevemente nas seções 4.1.1 e 4.4.1.

A seguir, descrevem-se os principais esquemas de múltipla taxa encontrados na literatura. Para os esquemas MM, MC e MPG assume-se que todos os usuários tenham a mesma taxa de chip, R_c , e utilizam a mesma largura de banda. Para o k -ésimo usuário a taxa de dados e a energia média por bit de informação são, R_k e E_{bk} , respectivamente. Para os esquemas MM e MC, o ganho de processamento é constante e igual para todos os usuários ($N_k = N$ e portanto $T_k = T$).

4.1 Esquema de Múltipla Taxa por Código Múltiplo, MC

Na estratégia de acesso de múltipla taxa por código múltiplo todos os usuários multiplexam seus bits de informação utilizando várias seqüências de espalhamento, transmitindo seus bits de

informação paralela e sincronamente empregando modulação binária, figura 4.1. Cada usuário transmite na mesma *taxa básica* e mesmo formato de modulação, por exemplo BPSK ou QPSK⁵⁷. Portanto, para variar a sua taxa de dados, permite-se ao usuário enviar, simultanea e sincronamente, uma quantidade necessária de canais paralelos para atender sua taxa de dados específica. Assim, todos os canais paralelos de um determinado usuário terão as mesmas características de canal, tais como desvanecimento e atrasos de propagação, esquematizado na figura 4.2. Todos os usuários terão o mesmo ganho de processamento, possibilitando o uso de um conjunto de seqüências de espalhamento com ótimas propriedades de correlação cruzada⁵⁸, já que para este tipo de acesso pode resultar em um grande número de sinais interferentes. No entanto, para sistemas de múltipla taxa DS/CDMA com detecção SuD combinado ao esquema MC tanto o móvel quanto a ERB necessitam de amplificadores extremamente lineares, uma vez que a envoltória do sinal transmitido varia significativamente devido à composição do sinal transmitido, soma de muitos sinais modulados BPSK (ou QPSK) independentes. Em [Johansson 96], Cap.4 e [Johansson 98], Cap.II.A e II.B, investigou-se a abordagem de múltipla taxa cujos usuários transmitem sobre *um ou vários canais paralelos*, de acordo com seu requisito de taxa de dados.

Os bits transmitidos sobre os $m_k = \frac{R_k}{R}$ códigos paralelos são:

$$\mathbf{b}_k(i) = [b_{k,1}(i), b_{k,2}(i), \dots, b_{k,m_k}(i)]^T \quad (4.1)$$

com R_k = taxa de dados e R = taxa básica (menor taxa de dados, admitida aqui submúltipla inteira de R_k). A figura 4.1 apresenta o caso particular para três usuários com modulação BPSK e razão de taxa $m_1 = 1$; $m_2 = 2$ e $m_4 = 4$.

Assumindo-se que o k -ésimo usuário emprega modulação BPSK sobre as m_k formas de ondas alocadas para a transmissão de sua respectiva taxa de dados, R_k , o sinal transmitido pode ser expresso por:

$$u_k(t) = A_k \sum_i \mathbf{b}_k^T(i) \tilde{\mathbf{s}}_k(t - iT_k) \quad (4.2)$$

com $\tilde{\mathbf{s}}_k(t) = [\tilde{s}_{k,1}(t), \tilde{s}_{k,2}(t), \dots, \tilde{s}_{k,m_k}(t)]^T$, vetor forma de onda das seqüências de espalhamento normalizado e definido por:

$$\tilde{s}_k(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} s_k(t) \cos(\omega t + \phi_k) \quad (4.3)$$

⁵⁷ Resulta em pequena melhoria na taxa de erro de bit em relação à modulação BPSK.

⁵⁸ Por exemplo, emprega-se conjunto de seqüências de espalhamento ortogonais, como as Walsh-Hadamard e OVVSF em sistemas 3G.

com $s_k(t)$ dado por (2.5).

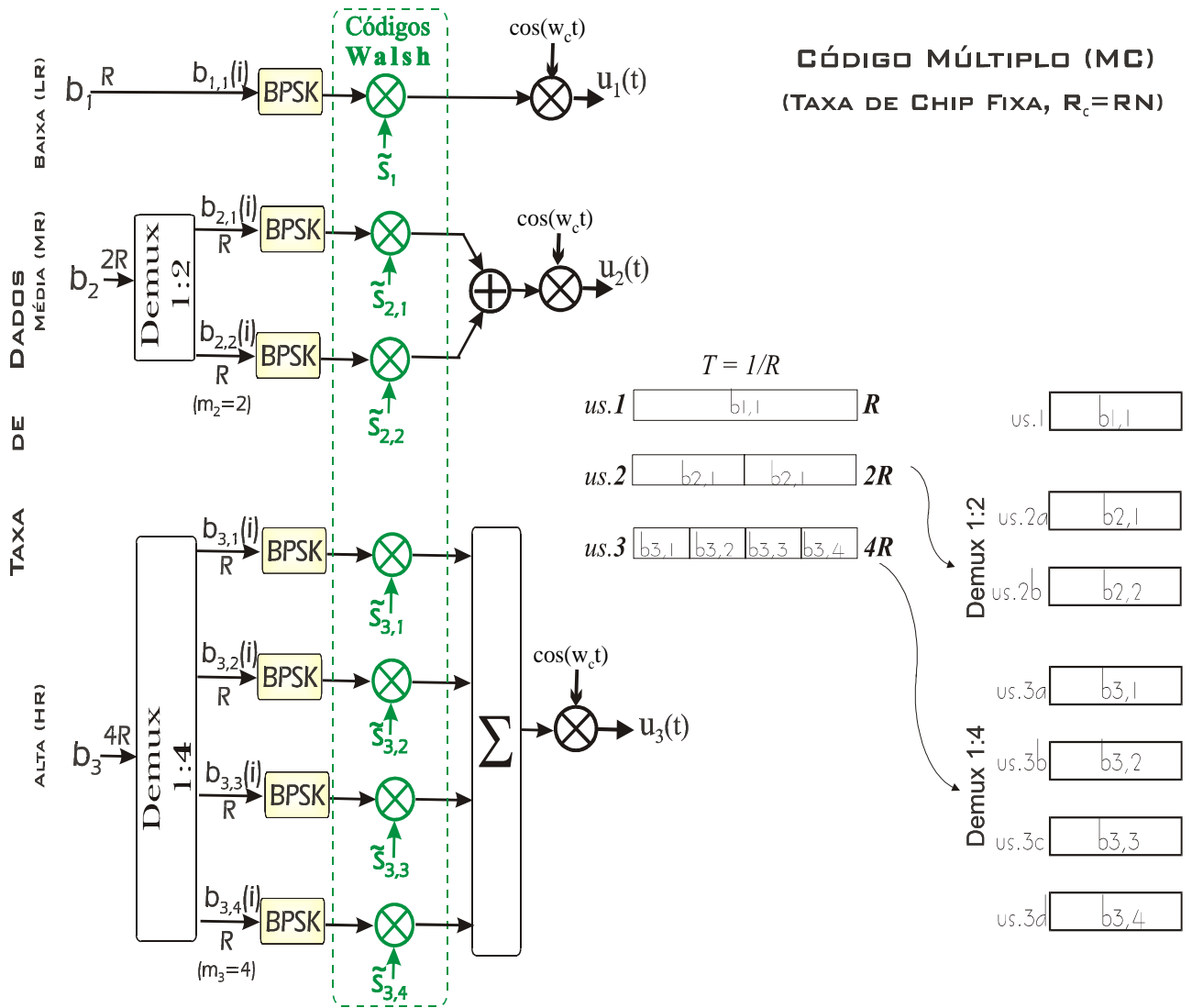


Figura 4.1. Esquema de acesso de múltipla taxa por código múltiplo (MC) considerando 3 usuários com razões de taxa $m_3 = 4$ ($R_3 = 4R$); $m_2 = 2$ ($R_2 = 2R$), onde R = taxa de bits básica.

Ressalte-se apenas que o vetor de chips em (2.5) poderá ser designado a partir de um conjunto de seqüências de espalhamento ortogonais obtido de um conjunto de seqüências de Walsh-Hadamard (ou Silvester) ou de Gold Ortogonais⁵⁹, ou ainda códigos OVSF, descritos na seção 4.5. A escolha de um conjunto de seqüências ortogonais será particularmente vantajosa caso seja possível manter o sincronismo entre os sinais de todos os usuários, como por exemplo no canal direto ou em sistema S-CDMA ou QS-CDMA. Mantida a condição de fase preferencial para o conjunto de seqüências ortogonais, a interferência de múltiplo acesso gerada será virtualmente zero. No entanto, fora da fase preferencial, as propriedades de correlação cruzada para estes conjuntos tornam-se piores que as

⁵⁹ Os códigos de Gold Ortogonais podem ser construídos adicionando-se um chip " + 1" ou " - 1" ao final de cada seqüência de Gold "tradicional".

das seqüências determinísticas "tradicionais", como as de Gold e Kasami; considerações adicionais a respeito de seqüências para sistemas 3G são feitas na seção 4.6.

Um problema que afeta normalmente o esquema multitaxa MC é a variação na envoltória do sinal. O desempenho de sistemas multitaxa MC pode ser afetado devido à grande variação na envoltória do sinal transmitido, gerando distorções não lineares no amplificador final de potência (HPA). Este problema é mais acentuado no canal reverso, especialmente devido à limitação de tamanho e energia das baterias do terminal móvel. Em geral, as técnicas empregadas no combate do efeito das não linearidades do HPA em um esquema MC tentam melhorar o desempenho dos sistemas MC através da redução da variação do sinal transmitido ou, de forma equivalente, aumentando-se a eficiência de utilização do HPA. Algumas técnicas incluem:

- pré-distorção;
- redução do número de canais paralelos em conjunção ao detector de quase máxima verossimilhança (Q-ML) [Guo 00b];
- Esquema modificado com envoltória constante associado à tecnica anterior [Guo 00b]. Este esquema não suporta aplicações com altíssima taxa de dados.

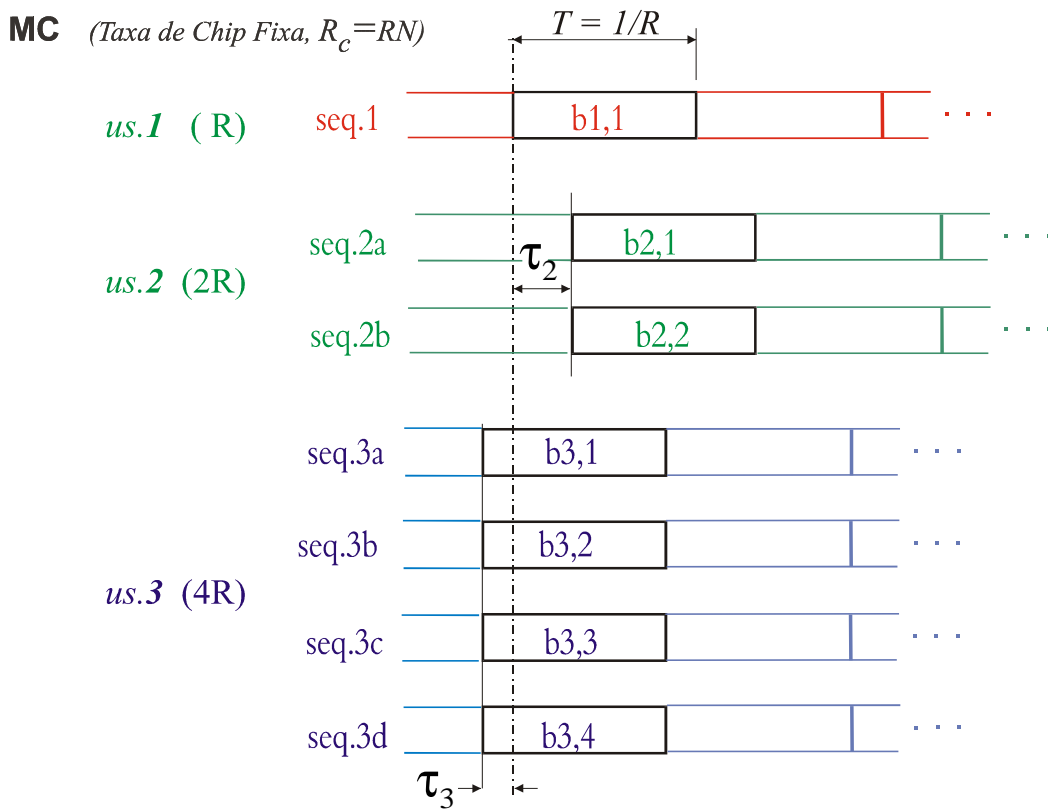


Figura 4.2. Atrasos relativos experimentados pelos sinais recebidos dos 3 usuários multitaxa MC da figura 4.1; canal AWGN.

4.1.1 Esquema Combinação Paralela (PC/SS)

O esquema de múltipla taxa Combinação Paralela (PC/SS *Parallel Combinatory Spread Spectrum*), figura 4.3, é uma variação do esquema Código Múltiplo. Designa-se um conjunto de P seqüências de espalhamento para cada usuário e emprega-se o k -ésimo bit de dados para selecionar r das P seqüências e então um número fixo de bits, r , modula (BPSK) estas seqüências, segundo a relação [Ottosson 97]:

$$k = r + \log_2 \binom{P}{r} \quad (4.4)$$

para o número de bits de entradas. A principal vantagem deste esquema é a elevada eficiência de BW. Assumindo-se, por exemplo, número de seqüências de espalhamento igual ao fator de espalhamento ($P = N = 30$) e $r = \frac{2N}{3}$, obtém-se $k \approx 1,5N$, indicando que o sistema é capaz de transmitir mais bits que o comprimento das seqüências. Portanto, o esquema PC/SS é apropriado para a transmissão eficiente de dados de alta taxa. Desvantagens: alta complexidade de implementação devido à necessidade de se ter P filtros casados para cada usuário; suporta poucos usuários e números de taxas de dados, uma vez que cada usuário requer grande número de seqüências de espalhamento.

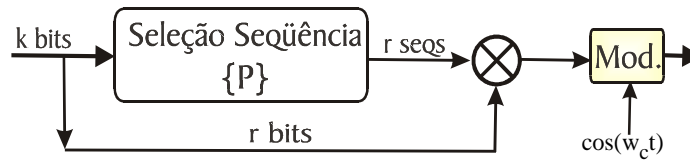


Figura 4.3. Variação para o esquema de múltipla taxa MC: Combinação Paralela.

Em [Frenger 99], Cap. B, propõe-se um sistema de múltiplo acesso ortogonal por divisão de Frequência, OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) baseado no esquema de múltipla taxa Combinação Paralela, denominado PC-OFDM (*Parallel Combinatory-OFDM*).

4.2 Esquema de Múltipla Taxa de Modulação Mista, MM

Um vez que o ganho de processamento é uma medida de quão bem o sistema por espalhamento espectral consegue suprimir a interferência externa, pode-se atribuir a todos os usuários, independente de suas respectivas taxas de bits de informação, a mesma capacidade de supressão de interferência externa. Neste esquema todos os usuários terão distintos formatos de modulação, dependendo da taxa de dados, idêntico ganho de processamento, isto é para o k -ésimo usuário, $N_k = N$, e o mesmo período de símbolo, $T_k = T$, sendo constante para todos os formatos de modulação. Assim, para se

obter taxas de bits crescentes, pode-se aumentar os níveis na modulação PAM ou QAM, resultando em amplitudes dos sinais variáveis. Para a mesma relação sinal-ruído por bit ter-se-ão diferentes potências transmitidas para usuários com taxas de dados distintas.

A estratégia de múltipla taxa MM empregará diferentes esquemas de modulação para atender a usuários com distintas taxas de dados, figura 4.4. Normalmente, para acomodar as múltiplas taxas de bits utiliza-se o esquema de modulação M-ário QAM com diferentes níveis de modulação, M . Restringindo a análise para constelações de modulação QAM quadráticas, com taxas de símbolos, R_s , o número de *níveis de modulação* (número de pontos na constelação) para o k -ésimo usuário será simplesmente:

$$M_k = 2^{R_k/R_s} \quad (4.5)$$

com $\frac{R_k}{R_s}$ inteiro devido à hipótese de constelação quadrada. Assim, afim de se comparar as diversas formas de modulação, toma-se a energia de bit transmitida, E_b , idêntica para todos os usuários, independente do formato de modulação empregado; para M-ário QAM, resulta:

$$E_0 = E_b \frac{3 \log_2 M}{2(M-1)} \quad (4.6)$$

onde $2E_0$ = energia do sinal com menor amplitude em uma constelação M-ária QAM. Evidentemente, para modulação BPSK, $E_0 = E_b$.

Em um sistema DS/CDMA Convencional combinado a modulação mista, usuários com altas taxas de dados transmitirão com altas potências, causando severos problemas de *near-far* para os usuários de baixa taxas relativas. Em [Johansson 96], Cap.4 e 6, e [Johansson 98], Cap.II.A e II.B, foi investigado a abordagem de múltipla taxa MM combinando esquemas de modulação BPSK, QPSK e 16-QAM. Neste esquema, usuários de alta taxa geram mais interferência no sistema que os de baixa taxa, devido aos símbolos com amplitudes elevadas. Modulações QAM são menos eficientes do ponto de vista de potência que modulações binárias e um detector para QAM necessita estimar as amplitudes para estabelecer o espaço de decisão. Duas vantagens para o esquema de múltipla taxa com modulação mista são a simplicidade do esquema, pois o ganho de espalhamento é constante para todos os tipos de modulação⁶⁰ e cada usuário utiliza apenas uma seqüência de espalhamento.

Johansson caracterizou sistemas DS/CDMA síncronos e assíncronos com detecção multiusuário do tipo SIC em canal AWGN e com desvanecimento Rayleigh Plano associados aos esquemas multitaxa por modulação e códigos múltiplos [Johansson 96], [Johansson 98]

⁶⁰ Resultando em baixa complexidade do receptor: utilização de uma única taxa de chip e de amostragem.

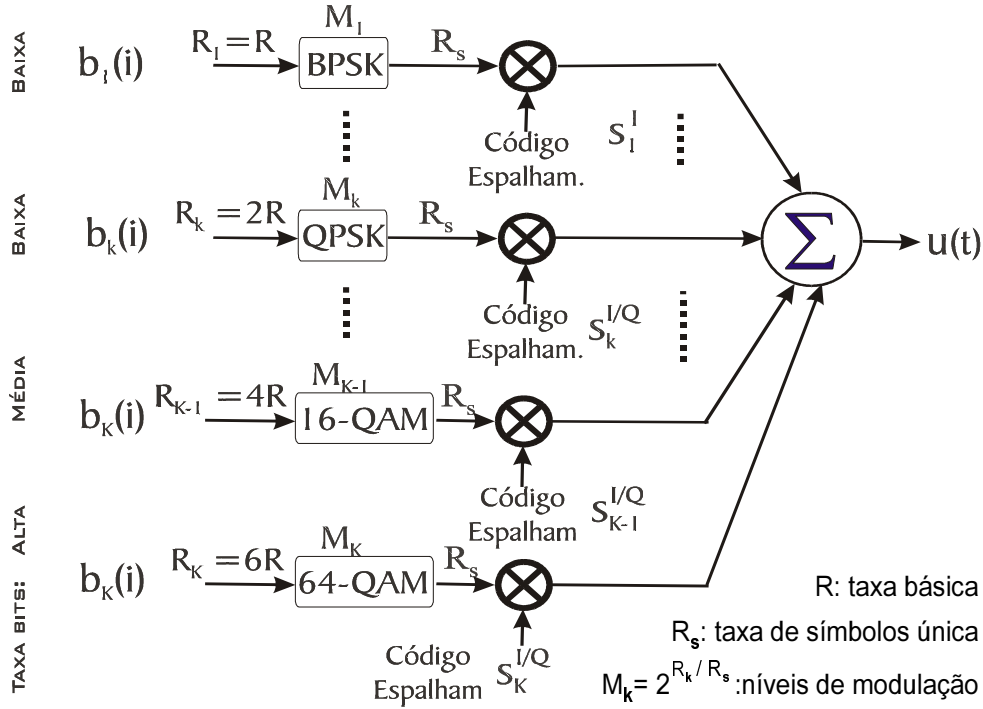


Figura 4.4. Esquema de acesso multitaxa com modulação múltipla genérico, considerando formatos de modulação BPSK, QPSK e M-QAM, para usuários com baixa, média e alta taxa de dados.

4.3 Esquema de Múltipla Taxa de Comprimento de Sequência Variável, VSL, MPG ou VPG

Também denominado esquema de múltipla taxa com ganho de processamento múltiplo (MPG, *Multiple Processing Gain*) ou Variável (VPG, *Variable Processing Gain*), o esquema de múltipla taxa de comprimento de sequência variável (VSL, *Variable Spreading Length*), diferentemente dos esquemas MM e MC, permite a obtenção de distintas taxas de bits em um sistema DS/CDMA através da mudança dos ganhos de processamento, mantendo-se constante a taxa de chip, R_c , garantindo o espalhamento de todos os sinais em uma mesma largura de banda, independentemente de suas respectivas taxas de bits.

O ganho de processamento para o k -ésimo usuário será determinado por

$$N_k = \frac{1}{R_k T_c} = \frac{R_c}{R_k} \quad (4.7)$$

com N_k = inteiro e em muitos casos potência de 2 afim de explorar características dos (de)multiplexadores digitais em esquemas híbridos. O desenvolvimento subsequente assumirá que usuários MPG de grupos distintos terão relação de taxa expressa na forma de potência de 2. O ganho

de processamento para o g -ésimo grupo de usuários, N_g , com taxa de bits R_g relaciona-se ao ganho de processamento básico (máximo), N , pela razão de taxa:

$$m_g = \frac{N}{N_g} \quad (4.8)$$

Para um MPG de taxa dupla, os dois grupos de usuários, usuários de baixa taxa ($g = LR$) e alta taxa ($g = HR$), compartilham a taxa de chip, porém são designadas seqüências de espalhamento de comprimento distintos. As seqüências neste esquema podem ser escritas a partir de (2.5), respectivamente, por:

$$s_k^{LR}(t) = \sqrt{\frac{m_g}{NT_c}} \sum_{n=0}^{N_{LR}-1} c_{n,k}^{LR} p_{T_c}(t - nT_c) \quad (4.9)$$

$$s_k^{HR}(t) = \sqrt{\frac{m_g}{NT_c}} \sum_{n=0}^{N_{HR}-1} c_{n,k}^{HR} p_{T_c}(t - nT_c) \quad (4.10)$$

onde os índices LR e HR designam grupos de usuários de baixa e alta taxa de dados, LR e HR, respectivamente; $p_{T_c}(\cdot)$ = pulso retangular de amplitude unitária no intervalo $[0, T_c)$; a seqüência de espalhamento para o k -ésimo usuário é $\{c_{n,k}^{(\cdot)}\}_{n=0}^{N_{(\cdot)}-1}$; o intervalo de chip T_c é comum para ambos os tipos de usuários e os ganhos de processamento distintos estão relacionados pela razão de taxa, m : $N_{LR} = mN_{HR}$.

A figura 4.5 mostra um esquema de múltipla taxa MPG que emprega modulação BPSK para todos os usuários com 3 diferentes taxas de dados. Assume-se menor taxa de dados igual a R e ganho de processamento máximo igual a N , sendo as demais taxas múltiplas inteiras de R , isto é iguais a $2R$ e $4R$, resultando em razão de taxa $m_{MR} = 2$ e $m_{HR} = 4$.

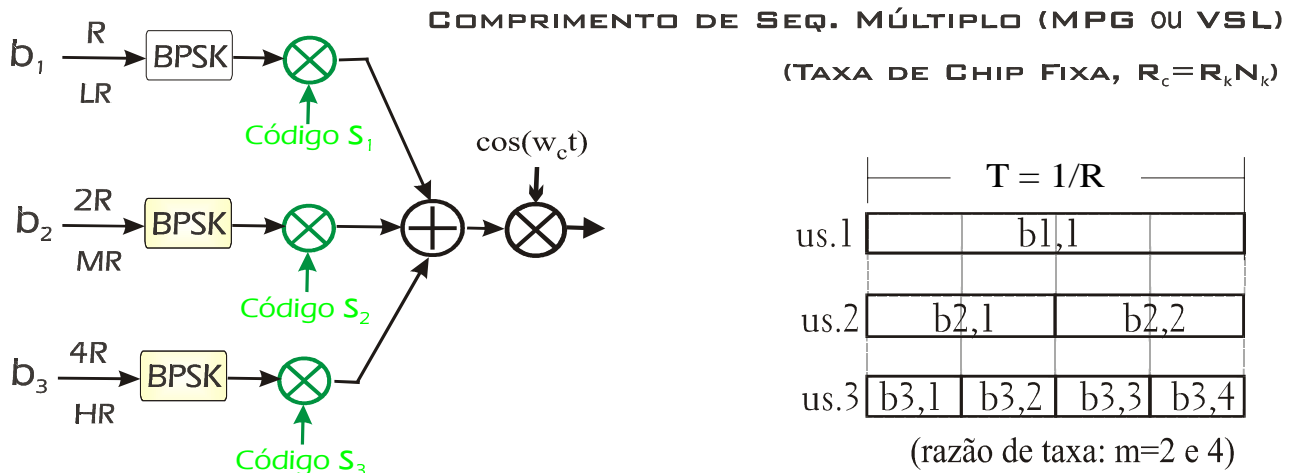


Figura 4.5. Esquema de acesso de múltipla taxa com comprimento de seqüência múltiplo (MPG) considerando 3 taxas de dados: $R_{HR} = 4R$; $R_{MR} = 2R$; $R_{LR} = R$, com R = taxa básica de bits.

Desta forma, o esquema MPG gera usuários virtuais devido aos ganhos de processamento distintos. A relação temporal e matemática para as seqüências dos usuários virtuais, considerando as relações de taxa LR, MR e HR anteriores está mostrada, respectivamente, na figura 4.6 e pelas equações:

$$\begin{aligned}
 s_1(t) &= \sqrt{\frac{1}{NT_c}} \sum_{n=0}^{N-1} c_{n,1} p_{T_c}(t - nT_c) \\
 s_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{NT_c}} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} c_{n,2} p_{T_c}(t - nT_c) \\
 s_3(t) &= \sqrt{\frac{2}{NT_c}} \sum_{n=\frac{N}{2}}^{N-1} c_{n,2} p_{T_c}(t - nT_c - T/2) \\
 s_4(t) &= \sqrt{\frac{4}{NT_c}} \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} c_{n,3} p_{T_c}(t - nT_c) \\
 s_5(t) &= \sqrt{\frac{4}{NT_c}} \sum_{n=\frac{N}{4}}^{\frac{N}{2}-1} c_{n,3} p_{T_c}(t - nT_c - T/4) \\
 s_6(t) &= \sqrt{\frac{4}{NT_c}} \sum_{n=\frac{N}{2}}^{\frac{3N}{4}-1} c_{n,3} p_{T_c}(t - nT_c - T/2) \\
 s_7(t) &= \sqrt{\frac{4}{NT_c}} \sum_{n=\frac{3N}{4}}^{N-1} c_{n,3} p_{T_c}(t - nT_c - 3T/4)
 \end{aligned}$$

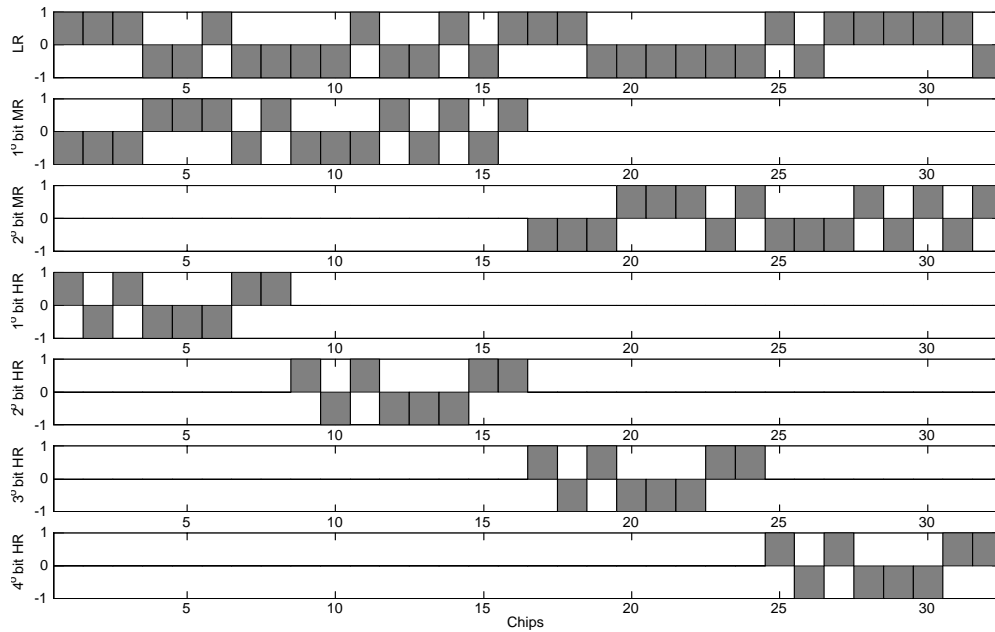


Figura 4.6. Seqüência de espalhamento para o primeiro usuário LR, MR e HR de taxa R , $2R$ e $4R$, respectivamente, em um sistema multitaxa MPG com $N_{LR} = 32$.

A padronização para o W-CDMA propõe a utilização dos esquemas multitaxa MPG e MC. Por exemplo, no canal reverso a estrutura do frame com 10ms de duração permite a utilização de 7 ganhos de processamento (taxa de chip constante $R_c = 3,84\text{Mchip/s}$): $N = 4, 8, 16, \dots, 256$, possibilitando taxas de dados de 15Kb/s a 960Kb/s. A duração de símbolo de dados dos usuários HR é menor que a dos usuários LR, resultando na transmissão de uma maior quantidade de bits de alta taxa. Esta configuração conduz a uma interferência não-Gaussiana devido ao pequeno ganho de processamento dos usuários HR em comparação ao ganho do usuário LR. Afim de manter a energia de bit constante para todas as taxas de bits de dados, a potência transmitida dos usuários HR deverá ser necessariamente maior que a potência transmitida dos usuários de baixa taxa, uma vez que ganhos de processamentos altos/baixos implicam em taxas de dados baixas/altas, mantida a duração de chip constante. Uma vez que todas as seqüências de espalhamento são normalizadas em energia unitária, a cada duplicação da taxa de dados transmitida (por exemplo $R \rightarrow 2R$) implica no aumento de $\sqrt{2}$ na amplitude em relação ao sinal transmitido anterior. Esta situação cria um indesejado efeito *near-far* entre usuários de taxas distintas, sendo que para usuários com maior taxa resultam maiores amplitudes transmitidas, gerando maior interferência MAI. Este conceito está ilustrado na figura 4.7.a.

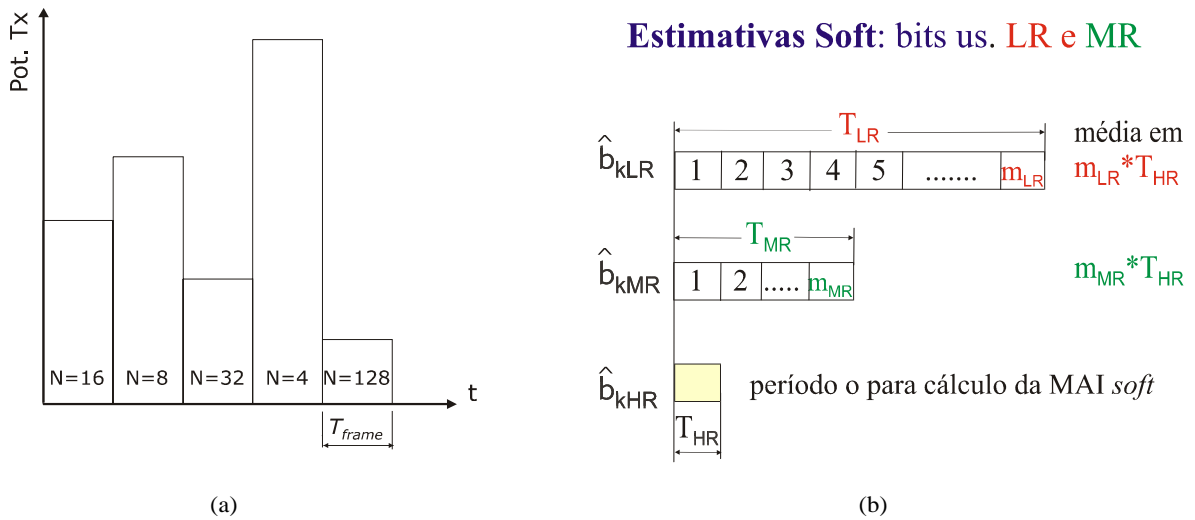


Figura 4.7. (a) relação entre as potências médias transmitidas em um esquema multitaxa MPG em função do ganho de processamento, N ; (b) estimativas soft na detecção de dados multitaxa MPG.

Em resumo, as principais desvantagens para o esquema de acesso multitaxa MPG são:

- nível de supressão de interferência externo não é constante, devido justamente aos distintos PG, resultando na redução progressiva de desempenho para os usuários de taxas crescentes;
- símbolos de diferentes usuários terão comprimentos distintos, tornando mais complexo a implementação de detectores MuD uma vez que na detecção multiusuário deve-se manipular distintos períodos de integração dos sinais.

Uma estratégia para se lidar com períodos de integração distintos consiste na realização de estimativas *soft* para os sinais dos usuários com taxas de dados menores que a taxa máxima, realizando-se então a decisão *hard* final de bits para estes usuários após $m_g = N/N_g$ períodos de integração. Este procedimento melhora sensivelmente o desempenho global do conjunto de usuários multitaxa. Por exemplo, quando se utiliza canceladores de interferência subtrativos paralelos associado à detecção de sinais multitaxa MPG a reconstrução da MAI será feita utilizando-se uma base de integração na etapa de detecção igual ao período de bit dos usuários de maior taxa presente no sistema. Desta forma estimativas e cancelamentos "soft" para a MAI são realizadas no menor período de dados (usuários de maior taxa) e decisões *hard* para os bits em um determinado estágio são obtidas integrando-se as decisões parciais (*soft*) dos usuários com taxas menores que a máxima, figura 4.7.b. Esta solução é utilizada na avaliação de desempenho de detectores PIC ponderado por grupo MPG de tripla taxa, seção 5.3.

Em [Saqib 98] analisou-se a detecção multiusuário do tipo Decorrelator combinada ao esquema de dupla taxa MPG, tendo os usuários duas taxas de dados, alta múltipla da baixa, considerando apenas canal AWGN. Em [Boariu 98] analisou-se o detector MuD de múltipla taxa MPG baseado na decomposição de Cholesky iterativo⁶¹ em canal AWGN síncrono com diferentes bases de integração. Já em [Madkour 98] e [Madkour 00], códigos ortogonais são adotados em um esquema multitaxa MPG e então a detecção dos sinais em canal Rayleigh seletivo é realizada empregando-se RAKE-Decorrelator; a seção 4.5.2.2 descreve a composição de sinais multitaxa com duplo espalhamento a partir da utilização de códigos de canalização ortogonais em um sistema DS/CDMA de terceira geração.

4.4 Esquema de Múltipla Taxa de Chipping Variável, VCR

No esquema com taxa de chip variável, VCR⁶² (*Variable Chip Rate*), para os usuários de distintas taxas tem-se seqüências de espalhamento de mesmo comprimento e diferentes taxas de chips, resultando na ocupação de uma menor largura de banda para os usuários de menor taxa. Considerando um sistema com usuários restritos a duas taxas, alta (HR), múltipla da baixa (LR), resulta em ganho de processamento idêntico $N^{(l)} = N^{(h)} = N$, e taxa de chip múltipla dada por $R_c^{(h)} = mR_c^{(l)}$, figura 4.8. As seqüências de espalhamento para os dois grupos de usuários, HR e LR, são dadas a partir de (2.5) por:

⁶¹ Uma variação para o detector ZF-DF.

⁶² Também denominado taxa de chipping múltipla, MCR (*Multiple Chipping Rate*),

$$s_k^{(h)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_{n,k}^{(h)} p_{T_c^{(h)}}(t - nT_c^{(h)}) \quad (4.12)$$

$$s_k^{(l)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_{n,k}^{(l)} p_{T_c^{(l)}}(t - nT_c^{(l)}) \quad (4.13)$$

TAXA DE CHIPPING VARIÁVEL (VCR)

(Ganho de Processamento Único, $N = R_{c_k} / R_k$)

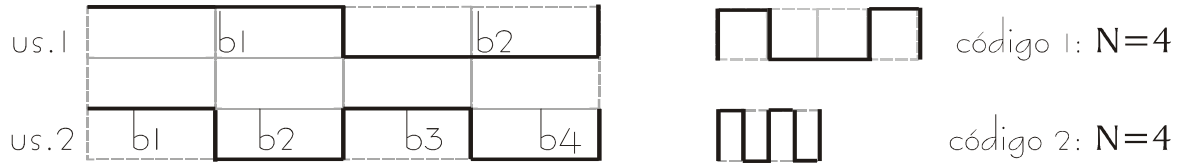


Figura 4.8. Relação temporal entre dados e chips para o esquema multitaxa com taxa de chip variável (VCR) considerando relação de taxa de chip entre dois usuários $m = 2$, isto é: $R_c^{(h)} = 2R_c^{(l)}$.

4.4.1 Taxa de Chipping Variável com Frequência Deslocada, VCRFS

Em um esquema VCR devido às larguras de banda distintas para usuários com taxas de bits diferentes é possível separar espectralmente as portadoras dos usuários de taxas distintas, reduzindo a interferência mútua entre estes usuários. Esta idéia resulta em um método de acesso denominado taxa de chip variável com frequência deslocada, VCRFS (*VCR Frequency Shifted*). Considerando usuários com dupla taxa, a sequência de espalhamento para o k -ésimo usuário de baixa taxa será dada por:

$$s_k^{(l)}(t) = \left(\sum_{n=0}^{N-1} c_{n,k}^{(l)} p_{T_c^{(l)}}(t - nT_c^{(l)}) \right) e^{j2\pi f^{(l)} t} \quad (4.14)$$

e a sequência para o k -ésimo usuário de alta taxa será definida como em (4.12). Aqui, novamente, o ganho de processamento é comum para ambos os grupos LR e HR, N , e o intervalo de chip múltiplo, $T_c^{(l)} = mT_c^{(h)}$, com m razão de taxa. O parâmetro $f^{(l)}$ é a frequência de *offset* entre as portadoras dos sinais dos usuários de baixa e alta taxa,

$$f^{(l)} = \frac{1}{T_c^{(h)}} - \frac{1}{T_c^{(l)}} = R_c^{(h)} - R_c^{(l)}, \quad (4.15)$$

de tal forma que a lóbulo principal da transformada de Fourier das seqüências assinantes dos usuários de baixa taxa está inteiramente contida na faixa de frequência ocupada pelo lóbulo principal da transformada de Fourier das seqüências assinantes dos usuários de alta taxa.

Comparando-se os esquemas de acesso de múltipla taxa MPG, VCR e VCRFS, associados ao detector linear multiusuário MMSE, [Buzzi 98] mostrou, a partir de simulações Monte Carlo, o melhor desempenho alcançado com o esquema de dupla taxa VCRFS. É possível obter esquemas de acesso VCRFS de múltipla taxa ao invés de apenas duas taxas se as taxas de dados dos usuários forem múltiplas inteiras da taxa básica, resultado em processamento invariante no tempo.

4.4.2 Taxa de Chipping Variável com separação de usuários empregando filtros Wiener, VCR-Wiener

A filtragem em RF no receptor é capaz de realizar a separação dos usuários de taxas distintas. Em [Srinivasan 98a], [Sabharwal 99b], [Srinivasan 99] são considerados alguns filtros para supressão de interferência⁶³ aplicados a sistemas de múltipla taxa. Possíveis filtros para separação dos usuários de múltipla taxa baseados em frequência incluem filtro Passa-Baixas, Passa-Altas e Wiener. Em um esquema de acesso de dupla taxa VCR, os usuários LR agem como interferentes de banda estreita para os usuários HR, principalmente quando a relação de taxa m for elevada. Genericamente, em VCR com separação de usuários via filtragem em RF com filtros Wiener (VCR-Wiener), obtém-se a separação dos G grupos de usuários de taxas distintas empregando-se filtros com função de transferência $H_g(f)$, um para cada grupo de usuários, seguidos de detector MuD ou SuD de taxa única, figura 4.9.

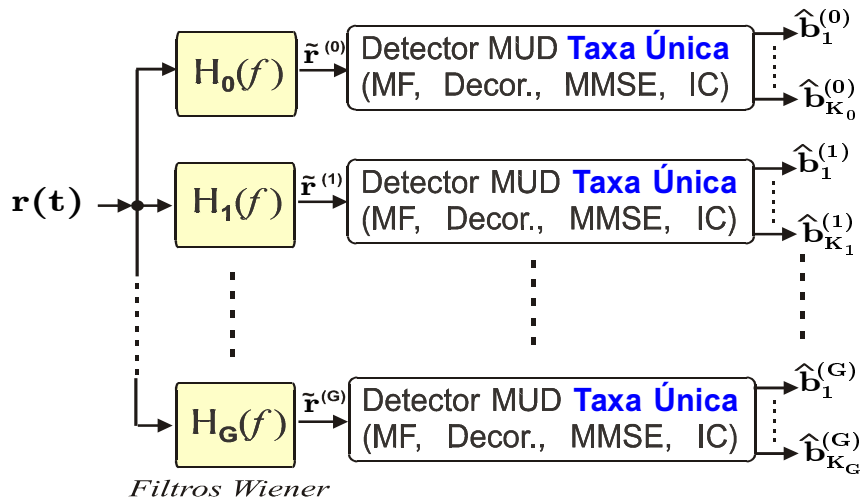


Figura 4.9. Estrutura receptora genérica para um sistema multitaxa com G grupos de taxas distintas utilizando separação de usuários por frequência a partir de filtros de Wiener.

⁶³ Os resultados bem estabelecidos da área de *supressão de interferência em banda estreita* são diretamente aplicáveis aqui.

4.4.2.1 Filtros Passa-Baixas e Passa-Altas para esquema de acesso VCR de Dupla Taxa.

A diferença em banda dos usuários de taxas distintas sugere o uso de filtros simples na separação dos usuários LR e HR. A frequência de corte é dada por:

$$f_{cut-off} = \frac{1 + \alpha}{T_c^{(l)}} \quad (4.16)$$

onde α = fator de *roll-off*; $T_c^{(l)}$ = duração de chip dos usuários LR. No entanto, geralmente filtros introduzem interferência ISI. Para limitar a ISI dos bits adjacentes deve-se dimensionar adequadamente a largura do filtro em relação à taxa dos usuários HR.

4.4.2.2 Filtros WIENER para esquema de acesso VCR de Múltipla Taxa.

A função de transferência em um *filtro Wiener*, independente da razão de taxa e das amplitudes⁶⁴ dos usuários em um sistema de *dupla taxa*, será dada por:

$$H_g(f) = \frac{\Psi_g(f)}{\alpha_l \Psi_l(f) + \alpha_h \Psi_h(f) + \alpha_N \Psi_N(f)} \quad g = l \text{ (us. LR); } \quad g = h \text{ (us. HR)} \quad (4.17)$$

com $\alpha_l, \alpha_h, \alpha_N$ = constantes; $\Psi_N(f) = \sigma_n^2$, variância do ruído, $\forall f$ e $\Psi_g(f)$ = densidade espectral de potência (PSD) do sinal de cada usuário de taxa $g = \{LR, HR\}$. Para *múltipla taxa*, figura 4.9, resulta:

$$H_g(f) = \frac{a_g m_g \Psi_g(f)}{\sum_{i=0}^{G-1} a_i m_i \Psi_i(f) + \Psi_N(f)} \quad (4.18)$$

com razão de taxa para o i -ésimo grupo multitaxa: $m_i = \frac{R_i}{R} = \frac{\text{Taxa do } i\text{-ésimo grupo}}{\text{Taxa básica do sistema}}$ e $a_g = \sum_{k=1}^{K_g} a_{k,g}^2$ é a amplitude quadrática efetiva de todos os usuários de taxa g [Srinivasan 98a], [Srinivasan 99], [Srinivasan 98b], [Sabharwal 99b]. Devido à hipótese i.i.d para os bits de dados e da independência dos chips com variância unitária, a PSD de cada usuário de taxa g será dada pela magnitude quadrática da transformada de Fourier do pulso formatado, $p_{T_g}(t)$ associado ao usuário de taxa g : $\Psi_g(f) = |\mathfrak{F}\{p_{T_g}(t)\}|^2$.

O esquema multitaxa VCR e variações deste não serão considerados na análise de desempenho das estruturas IC–Multitaxa propostas no capítulo 5 deste trabalho.

⁶⁴ Não havendo a necessidade de estimar as amplitudes dos usuários recebidos.

4.5 Códigos de Canalização Ortogonais em esquemas Multitaxa MC e MPG

No padrão de terceira geração W-CDMA há dois níveis de espalhamento dos sinais, tanto no canal direto quanto no reverso, realizados por códigos de canalização e embaralhamento. Códigos de canalização são normalmente ortogonais de comprimento igual à potência de 2 do tipo Walsh-Hadamard, Gold ortogonais ou ainda os *códigos ortogonais de ganho de processamento variável* (OVSF = *Orthogonal Variable Spreading Factor*), podendo ser empregados tanto no esquema multitaxa MC quanto no MPG na etapa de canalização antes da aplicação do código de embaralhamento final. Uma vez que a largura de banda do sinal espalhado deve ser a mesma para todos os usuários MPG ou MC, a transmissão multitaxa necessita, nos canais físicos, de fatores de espalhamento múltiplos para o esquema MPG ou ainda um único N para o esquema MC, porém com $M = 2^m$ seqüências ortogonais para cada usuário de taxa de dados $2^m R$. Um método para obter códigos OVSF tal que preserve a ortogonalidade entre taxas e PG distintos baseado em matrizes de Hadamard modificadas é apresentado em [Adachi 97] e descrito a seguir.

4.5.1 Códigos Ortogonais de Walsh–Hadamard

Funções ortogonais são empregadas para melhorar a eficiência de banda em sistemas de espectro espalhado. Cada usuário móvel normalmente usa uma seqüência de um conjunto de funções ortogonais para mapear um conjunto de símbolos a ser transmitido. Embora existam muitas seqüências que possam ser empregadas na geração de um conjunto de funções ortogonais, as seqüências de Walsh-Hadamard são as mais versáteis para sistemas CDMA. As funções ortogonais têm a seguinte característica:

$$\sum_{k=0}^{N-1} \chi_i(k\tau) \chi_j(k\tau) = 0, \quad i \neq j \quad (4.19)$$

onde $\chi_i(k\tau)$ e $\chi_j(k\tau)$ o i - e o j -ésimo membro do conjunto de funções ortogonais, N = comprimento do conjunto e τ = duração de símbolo.

As funções de Walsh–Hadamard diferem das seqüências determinísticas tradicionais de comprimento $2^n - 1$ pelo fato de apresentar comprimento par e pela forma de construção não baseada em registradores de deslocamento e/ou polinômio característico. Elas são geradas mapeando-se convenientemente linhas (palavras de código) de matrizes quadradas especiais denominadas matrizes de Hadamard.

As principais características das matrizes de Hadamard são ortogonalidade na condição de fase preferencial e facilidade de construção. As matrizes de Hadamard são denotadas por H_m , onde o número de linhas (ou colunas) é dada por 2^m . As de ordem 2^m podem ser geradas recursivamente, sendo conhecidas por matrizes de Hadamard–Sylvester⁶⁵:

$$H_{m+1} = \begin{bmatrix} H_m & H_m \\ H_m & -H_m \end{bmatrix}$$

onde

$$H_1 \in \{\pm D_1; \pm D_2; \pm D_3; \pm D_4\}$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}; D_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}; D_3 = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}; D_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Por exemplo, adotando-se $H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$, tem-se $H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$, e assim por diante.

Estas matrizes contém uma linha com todos os elementos iguais a "1" e as linhas restantes possuem idêntico número de "1" e "−1". Cada linha de H_m representa uma função de Walsh. Estas funções exibem ortogonalidade perfeita apenas para a condição de fase preferencial (atraso entre as linhas igual a 0) e mesmo para correlação cruzada parcial esta desejada condição é perdida. Como resultado, a vantagem da utilização destes códigos em sistemas CDMA de espalhamento único é perdida quando os usuários não estão sincronizados ou quando existir desvanecimento multipercurso acentuado.

4.5.2 Códigos de Canalização OVSF

Os códigos de canalização no padrão W-CDMA espalham os dados dos usuários multitaxa utilizando uma taxa de chip de $T_c = 3,84 Mc/s$. A principal função desta operação consiste no auxílio da manutenção da ortogonalidade entre os diferentes canais físicos de um mesmo usuário no canal reverso. Tomando-se uma matriz de dimensão $N \times N$, sendo N o conjunto de códigos de espalhamento binários e tamanho igual a N chips, $\{C_N(n)\}_{n=1,2,\dots,N}$, onde C_N é um vetor linha de

⁶⁵ Às vezes esta construção é encontrada com o nome de matrizes de Walsh-Hadamard ou Walsh; qualquer uma destas denominações pode ser considerada correta, pois matrizes de Walsh são um caso particular das matrizes de Hadamard [Jeszensky 98].

N elementos, com $N = 2^n$; este conjunto pode ser gerado a partir do conjunto $C_{\frac{N}{2}}$ de forma análoga à geração das matrizes de Hadamard, como

$$C_N = \begin{bmatrix} C_N(1) \\ C_N(2) \\ C_N(3) \\ \vdots \\ C_N(N-1) \\ C_N(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\frac{N}{2}}(1) & \overline{C_{\frac{N}{2}}(1)} \\ C_{\frac{N}{2}}(1) & \overline{C_{\frac{N}{2}}(1)} \\ C_{\frac{N}{2}}(2) & \overline{C_{\frac{N}{2}}(2)} \\ C_{\frac{N}{2}}(2) & \overline{C_{\frac{N}{2}}(2)} \\ \vdots & \vdots \\ C_{\frac{N}{2}}(N/2) & \overline{C_{\frac{N}{2}}(N/2)} \\ C_{\frac{N}{2}}(N/2) & \overline{C_{\frac{N}{2}}(N/2)} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Como resultado, os códigos OVFSF podem ser obtidos recursivamente conforme a estrutura em árvore da figura 4.10. Aqui, um conjunto de 2^k seqüências de espalhamento de comprimento 2^k chips é gerado no k -ésimo nível, isto é o número de códigos OVFSF para um particular fator de espalhamento, ditos códigos de mesmo nível, é igual ao próprio PG, sendo todos ortogonais entre si. Note-se de (4.20) que os códigos gerados no mesmo nível constituem um conjunto de funções Walsh, sendo todos ortogonais entre si, embora as linhas de C_N não estejam na mesma ordem das matrizes de Hadamard-Silvester. Além disto, os códigos OVFSF possuem a característica de ortogonalidade para quaisquer pares de códigos gerados em níveis distintos, desde que um dos códigos não seja código-raiz do outro; por exemplo, na figura 4.10, os códigos $C_8(4)$, $C_4(2)$, $C_2(1)$ são códigos-raiz do $C_{16}(7)$ e portanto não são ortogonais a ele. Portanto, um código poderá ser empregado em um canal físico se e apenas se nenhum outro código pertencente ao caminho entre o específico código até a raiz da árvore, $C_1(1)$, ou à sub-árvore gerada pelo código específico (nível maior) for empregado no mesmo canal físico. Assim, caso $C_8(1)$ seja designado a um usuário, todos os códigos $\{C_{16}(1), C_{16}(2), C_{32}(1), \dots, C_{32}(4), C_{64}(1), \dots, C_{64}(8), C_{128}(1), \dots\}$ gerados a partir deste código não poderão ser designados a outros usuários multitaxa com taxas de dados mais baixa em um esquema MPG; além disto, os códigos raiz do código $C_8(1)$, $\{C_4(1), C_2(1)\}$ também não poderão ser designados a outros usuários multitaxa MPG de maior taxa.

Portanto, na etapa de canalização em W-CDMA utilizam-se códigos OVFSF de mesmo nível (mesmo PG) em um esquema MC, enquanto que no esquema MPG a designação das seqüências ortogonais são obtidas empregando-se códigos gerados em níveis distintos e inversamente proporcionais à taxa de dados. Assim, para ambos os esquemas multitaxa, o número de códigos disponíveis não é fixo e depende do fator de espalhamento (PG ou nível) e taxa de dados do usuário de cada canal físico.

Infelizmente, os códigos OVFS não apresentam boas propriedades de correlação fora da fase preferencial; a ortogonalidade é perdida mesmo para correlação cruzada parcial de seqüências perfeitamente síncronas e fase preferencial. Além disto, o pico de auto-correlação não é estreito e único, como nas seqüências de Gold e SMC, figura 4.11; como consequência, a etapa de sincronismo no receptor pode-se tornar uma tarefa difícil.

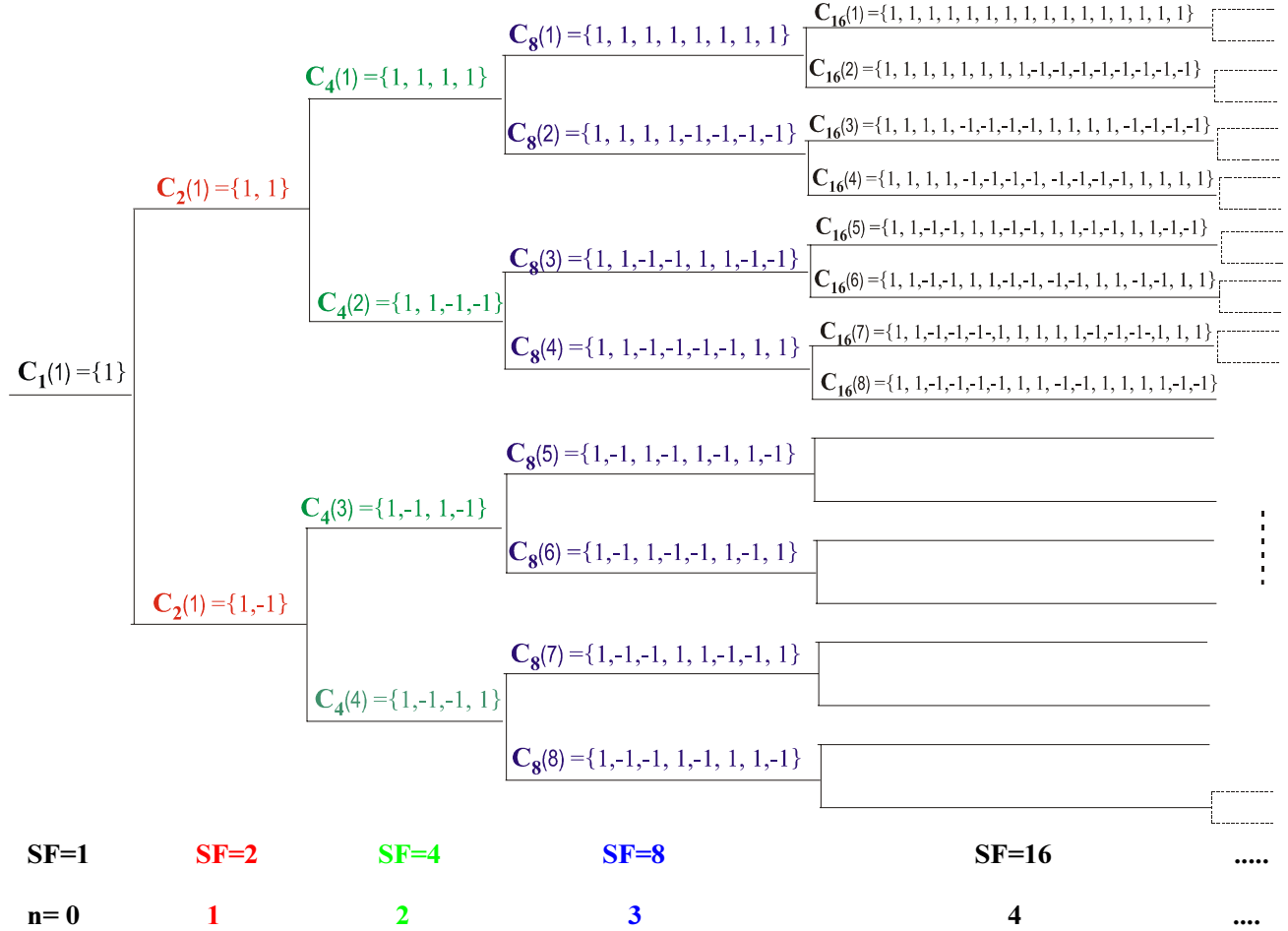


Figura 4.10. Geração recursiva para códigos ortogonais de comprimento variável; fatores de espalhamento $SF = 1$ a 16.

4.5.2.1 Códigos de Canalização OVFS em esquemas Multitaxa MC

No padrão W-CDMA o primeiro espalhamento é realizado por códigos de canalização OVFS visando a manutenção da ortogonalidade dos sinais MC gerados por um mesmo usuário. A figura 4.12 esquematiza a composição de sinais em um transmissor de múltipla taxa do tipo canais paralelos e duplo espalhamento. Os dados do k -ésimo usuário multitaxa são separados em m_k canais paralelos⁶⁶ os quais são espalhados pelos códigos de canalização OVFS ou, alternativamente, por

⁶⁶ Por motivo de utilização plena dos demultiplexadores digitais, faz-se com que a razão de taxa m_k seja potência de 2.

códigos de Gold ortogonais ou ainda por códigos de Walsh. A seguir, cada conjunto de canais paralelos espalhados de um mesmo usuário é somado e novamente espalhado por um código de embaralhamento, constituído de uma sequência de um conjunto de Gold, Kasami ou outro conjunto com boas propriedades de correlação cruzada e auto correlação. No canal reverso assíncrono do padrão W-CDMA japonês e europeu designa-se para cada usuário uma única sequência do enorme conjunto de códigos de Kasami-VL256 (estendido), o qual resulta em mais de um milhão de códigos distintos.

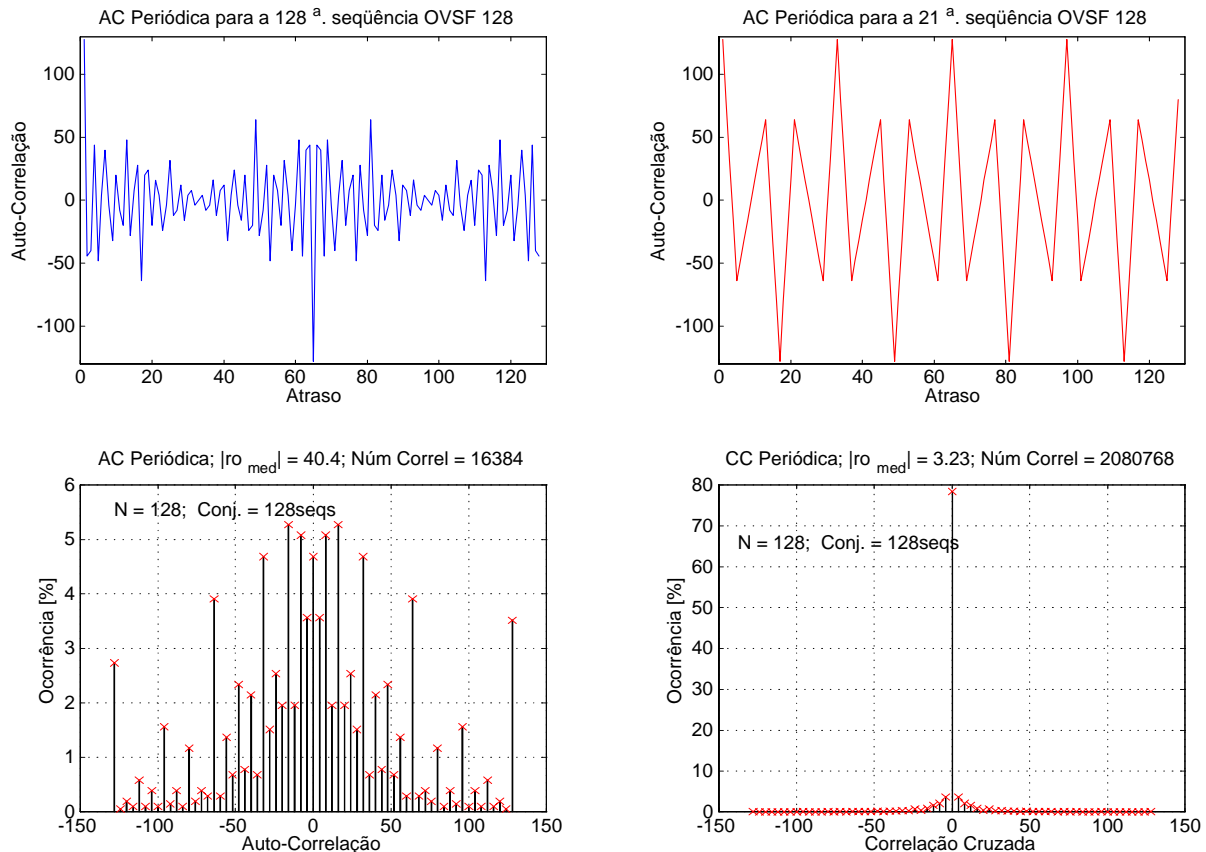


Figura 4.11. Comportamento da autocorrelação periódica para duas sequências OVSF com $N = 128$ (superior); valores percentuais para todas as ocorrências de autocorrelação periódica (inferior esquerda) e de correlação cruzada periódica (inferior direita).

Opcionalmente para canais síncronos pode-se ter uma única sequência de embaralhamento PN para todos os usuários porém com distintos atrasos bem controlados; esta sequência é gerada a partir do truncamento de uma sequência de Gold extra longa, $N = 2^{18} - 1$ para o canal direto ou $N = 2^{41} - 1$ para o reverso no W-CDMA síncrono (norte-americano). Assim, cada transmissão é uma combinação única de códigos de canalização e embaralhamento. Finalmente, o sinal resultante deste duplo espalhamento de cada usuário modula uma portadora com frequência angular ω_c . O sinal DS/CDMA total recebido será a soma de todos os sinais dos usuários multitaxa individuais após passarem por distorções e atenuações de canal.

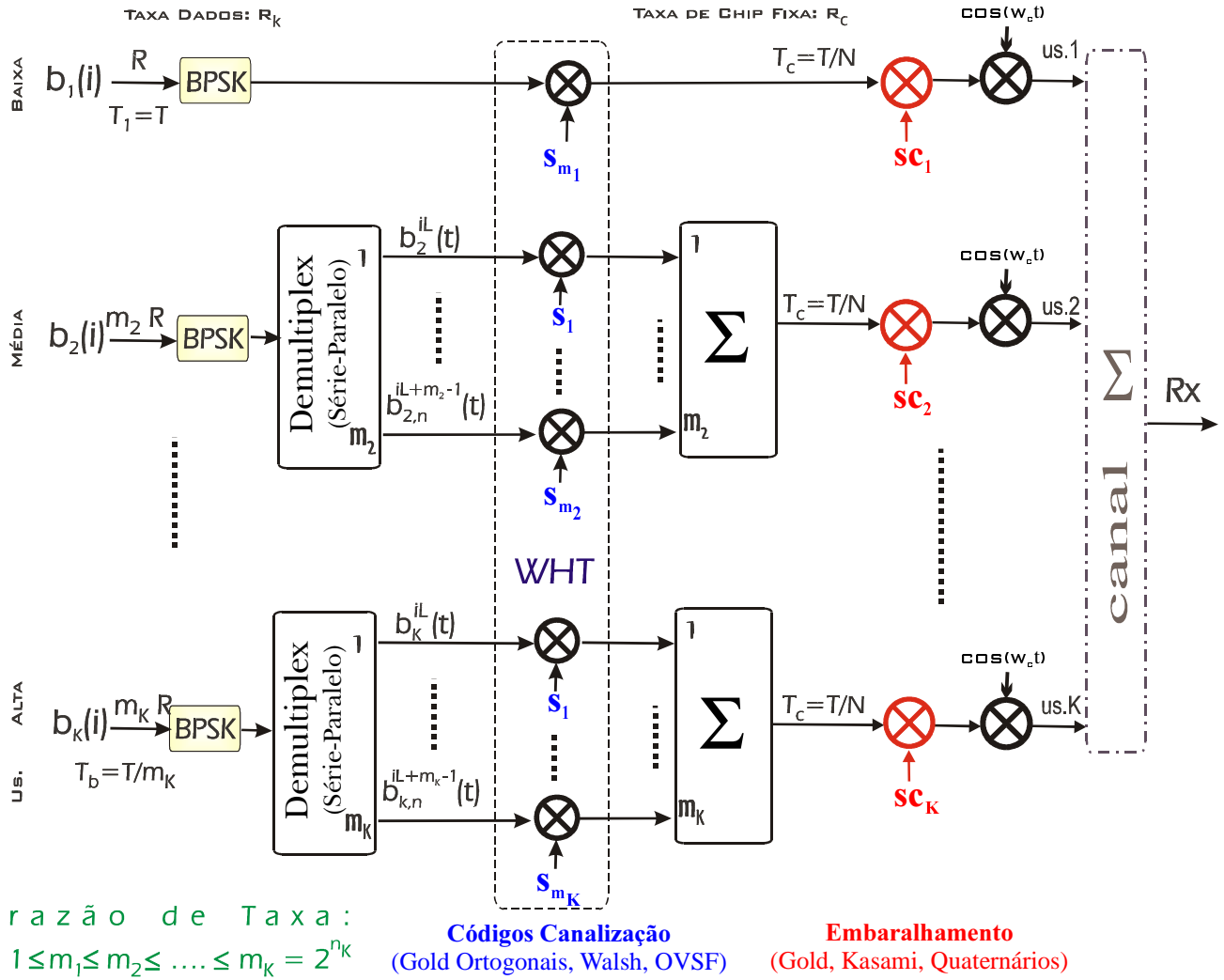


Figura 4.12. Esquema genérico para o transmissor CDMA multitaxa MC com duplo espalhamento do sinal multitaxa: códigos de canalização e de embaralhamento empregado em sistemas 3G W-CDMA

4.5.2.2 Códigos de Canalização OVFS em esquemas Multitaxa MPG

Códigos de canalização OVFS também podem ser utilizados na etapa de canalização dos sinais multitaxa MPG, figura 4.13. Nesta figura, os dados dos usuários de alta taxa passam por um demultiplexador, gerando m_k canais paralelos com razão de taxa feita igual à potência de dois, $m_k = 2^{n_k}$, como em um esquema MC. Estes dados são ortogonalizados empregando-se códigos de canalização OVFS ou matriz de Walsh; a partir de uma matriz de Walsh variável $m_k \times m_k$ ou OVFS aplica-se uma transformação linear a estes subcanais, removendo qualquer correlação que por ventura possa existir entre os diferentes subcanais. Esta transformação faz o mapeamento de m_k bits dos canais paralelos em m_k linhas da matriz de Walsh de dimensão n_k . As m_k saídas ortogonais entre si são espalhadas uma segunda vez (*scrambling codes*) empregando-se códigos de Gold ou Kasami

estendidos (com N potência de dois) em um esquema MPG com modulação serial, isto é toma-se m_k segmentos da sequência de embaralhamento, resultando em sub-sequências agora com ganhos de processamento iguais a N/m_k e ortogonais no tempo, isto é, fora do intervalo são zero, e os transmite serialmente; portanto o resultado final é um esquema MPG com utilização de uma única sequência espalhamento para cada usuário, independente da taxa de bits ou razão de taxa entre os usuários.

A vantagem de se utilizar uma única sequência na transmissão de sinais dos usuários de alta taxa é que se evita grandes variações da envoltória do sinal transmitido, inerente ao esquema multitaxa MC, evitando a necessidade de amplificadores HPA extremamente lineares, limitação prática e econômica nos terminais móveis devido ao peso, volume e custo das baterias necessárias à obtenção de HPA lineares (classe A ou AB, de menor eficiência de conversão). Como desvantagem, a transmissão serial necessita de bons circuitos na etapa de *tracking* e sincronismo.

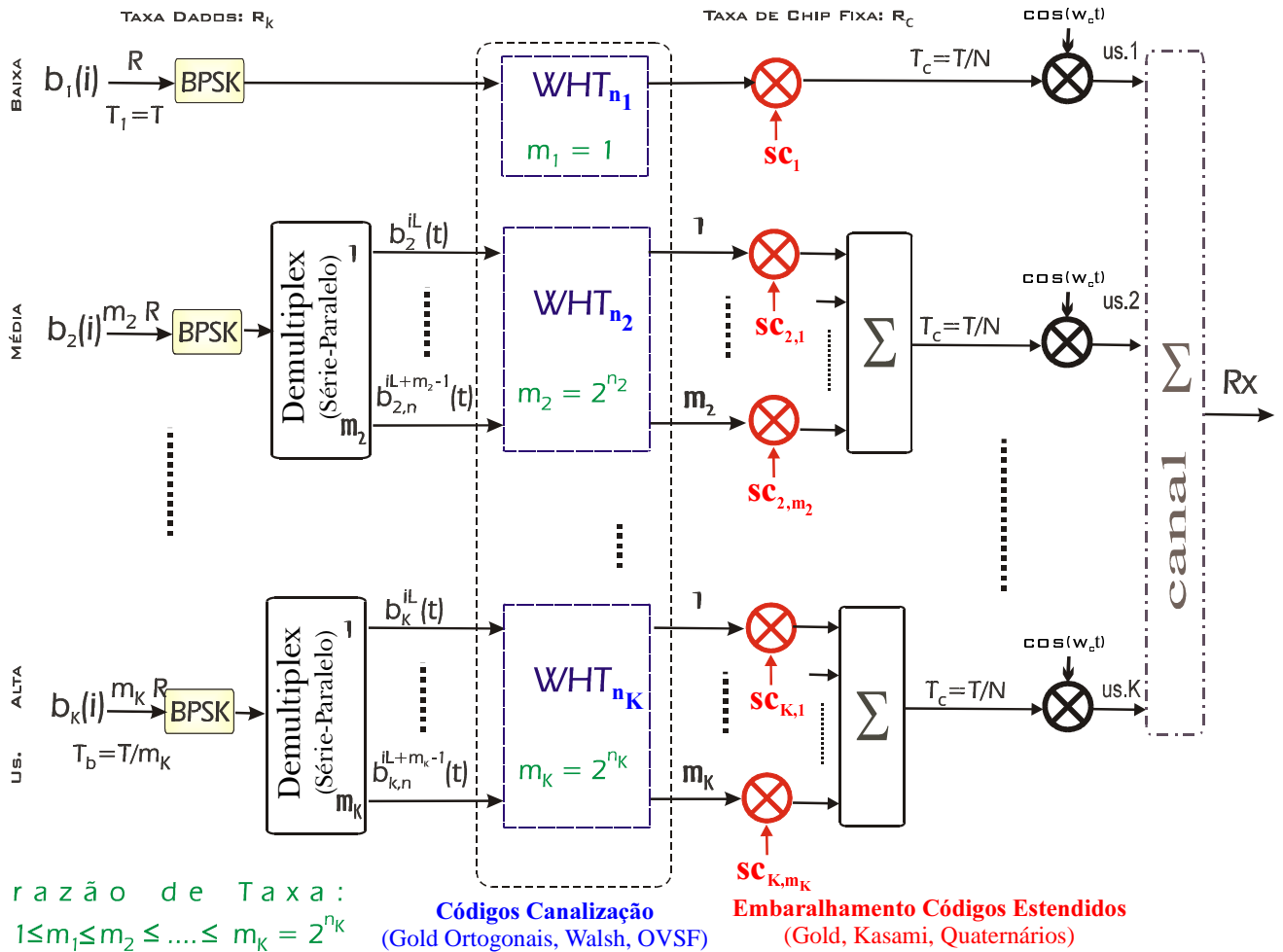


Figura 4.13. Esquema multitaxa MPG com emprego de códigos ortogonais de canalização seguido pela etapa de embaralhamento com utilização de um único código por usuário, independente de sua taxa de dados ou número de canais paralelos gerados.

Em [Madkour 98] e [Madkour 00] foi analisado um esquema multitaxa MPG com canalização via transformação Walsh e modulação serial. Considerou-se o detector linear de Descorrelação associado ao receptor RAKE na detecção destes sinais em canal Rayleigh seletivo em frequência.

4.6 Seqüências de Espalhamento para Sistemas 3G Multitaxa – Algumas Considerações

No sistema de terceira geração W-CDMA o período da seqüência de embaralhamento é feita igual à duração de frame ($T_{frame} = 10ms$) devido à opção multitaxa MPG, quer seja empregando-se uma seqüência de Gold longa truncada em T_{frame} para se obter este período, resultando em seqüência PN, porém não puramente randômica, pois através de simulação escolhe-se as seqüências com menores correlações cruzadas; ou toma-se a família de seqüências binárias de Kasami-VL255⁶⁷ estendido ($N = 256$). A tabela 4.1 compara as características dos códigos de espalhamento utilizados no canal direto e reverso nos padrões IS-95 e W-CDMA.

Padrão	Canal	Canalização	Embaralhamento
IS-95	direto (sínc.)	Walsh ortogonal, $N^{chn} = 64$	1º espalhamento em quadratura (antes do Walsh): duas SMC de $N = 2^{15} - 1$ estendida de 1 chip, resultando em $N_{I,Q}^{scrb} = 32.768$ chips (única seqüência para todos os usuários da mesma célula e distintos atrasos). 2º espalhamento: seqüência SMC longa de $N_{longo}^{scrb} = 2^{42} - 1$ chips e mascarada de forma distinta afim de identificar cada usuário.
	reverso (assínc.)	Walsh específico e de N^{chn} variável.	1º espalhamento em quadratura: idem ao canal direto, duas PN em quadratura com $N_{I,Q}^{scrb} = 32.768$ chips, seguido por espalhamento de um código de Walsh específico e variável. 2º espalhamento: seqüência SMC longa mascarada de $N_{longo}^{scrb} = 2^{42} - 1$ chips, resultando em distintos atrasos (sistema assíncrono) no receptor da ERB.
W-CDMA	direto (sínc.)	O V S F, $N^{chn} = 2^{9-k}$	seqüência Gold de $N^{scrb} = 2^{18} - 1$ chips truncada em 10 ms, resultando única seq. PN para todos os usuários da mesma célula
	reverso (sínc./assínc)	O V S F, $N^{chn} = 2^{8-k}$, $k = 0, \dots, 6$	Conjunto de seqüências Kasami-VL Estendida de $N^{scrb} = 256$ (código curto). Opcionalmente, uma seqüência Gold de $N^{scrb} = 2^{41} - 1$ chips truncada em 10 ms, resultando única seq. PN para todos os usuários da mesma célula

Tabela 4.1. Características das seqüências de espalhamento no padrão IS-95 e W-CDMA.

No canal direto do padrão W-CDMA trunca-se o período de uma seqüência determinística extra-longa: uma seqüências de Gold de $N = 2^{18} - 1 = 262.143$ chips truncada em 10ms; como a taxa de chip é de 3,84 Mchips/sec, resultam exatos 38.400 chips neste intervalo ou aprox.14,65% de N ; isto transforma a Gold determinística em uma seqüência randômica. No canal reverso do W-CDMA, há duas opções para as seqüências de espalhamento. Recomenda-se a utilização de códigos curtos (estendido) quando na BS houver detecção MuD (IC), que é o caso sob investigação neste trabalho;

⁶⁷ Família Kasami-VL (Very Large)

quando o detector na BS não for avançado (receptor RAKE), deve-se optar pelo código longo que consiste de uma Gold com $N = 2^{41} - 1$ chips truncada em 10 ms ou 38.400 chips. No caso de detecção MuD, sugere-se empregar código curto estendido do tipo Kasami-VL255 Estendido (inserção de um chip em alguma posição, normalmente a última), resultando em família com 1.048.576 códigos!

Em nosso estudo, esta última possibilidade no padrão W-CDMA é empregada, com algumas simplificações. Em síntese, nas simulações MCS em canal AWGN e Rayleigh Plano assíncrono adotamos seqüências determinísticas estendidas principalmente as de Gold pela facilidade de geração, comprimentos compatíveis com tempos de simulação para os algoritmos mais complexos da ordem de $T_{run} \approx 100 \text{ hs}^{68}$; isto resulta em seqüências de Gold e/ou Kasami Estendidas com $N = 32, 64$ ou 128 , dependendo das condições de simulação.

Na presente investigação optou-se pela adoção de seqüências determinísticas estendidas ($N = 2^n$) do tipo Gold com último chip determinístico (-1) ou randômico sendo uniformemente distribuído em $\{\pm 1\}$; para o esquema MPG, a adição de um chip resulta no ajuste exato entre os períodos de bits de informação e os períodos e sub-períodos dos códigos: em um período de bit de alta taxa ter-se-á $N/2, N/4, \dots, N/2^n$, conforme a taxa de bits de informação aumente. As matrizes geradas no processo de simulação MC, mesmo para canal assíncrono, são facilmente manipuláveis. Este procedimento, embora não seja ótimo do ponto de vista das correlações cruzadas, resulta em uma comparação de desempenho mais realista entre os esquema MPG e MC.

Nas simulações Monte Carlo o acréscimo de um chip à última posição das seqüências tradicionais implica na perda de algum desempenho dos detectores MuD, uma vez que, como será mostrado nesta seção, as propriedades de correlação para este tipo de seqüências são inferiores àquelas obtidas com as de Gold e Kasami tradicionais ($N = 2^n - 1$). Melhor seria adotar seqüências determinísticas do tipo Gold ou Kasami; no entanto, os períodos de bits de informação em um esquema multitaxa VPG não seriam sub-múltiplos inteiros dos períodos das seqüências de espalhamento. Assim, seqüências de espalhamento determinísticas "tradicionais" não atendem aos requisitos multitaxa MPG⁶⁹. Para códigos longos, o modelo de simulação torna-se muito complexo, implicando na manipulação de matrizes com número de colunas muito maiores, crescendo ainda mais para canais assíncronos, sendo por este motivo descartado neste estudo.

⁶⁸ Plataforma: Pentium III 800MHz; MatLab5.0 em Window NT4.0

⁶⁹ Caso fosse adotado seqs. determinísticas "tradicionais" – com boas propriedades de correlação – com $N = 2^n - 1$ (ao invés de $N = 2^n$ das estendidas) em um esquema MPG (aqui torna-se VPG), no cálculo da MAI e na detecção de bits dever-se-á integrar, por exemplo para $N = 127$, em 127 chips para dados de us. LR (taxa R), em 63,5 chips para dados de us. MR (taxa 2R) e em 31,75 chips para us. HR (taxa 4R). Isto implica, necessariamente, amostrar os chips em pelo menos $T_c/4$, para um canal síncrono e assíncrono, resultando em complexidade adicional nas etapas de aquisição e sincronismo e na implementação dos circuitos do receptor MuD.

4.6.1 Sequências com Comprimento Potência de 2 para 3G

A obtenção de um conjunto de sequências de comprimento N igual à potência de 2 é importante na aplicação de sistemas DS/CDMA de múltipla taxa do tipo comprimento de sequência múltiplo (MPG), uma vez que as sequências empregadas no espalhamento dos bits de usuários de taxa alta poderão ter comprimento submúltiplo das sequências dos usuários de menor taxa de dados. Impondo esta condição e assumindo-se a utilização de códigos curtos, torna-se mais simples o processo de detecção e cancelamento dos sinais multiusuário multitaxa, resultando em períodos de integração múltiplos do menor período de dados (menor ganho de processamento). No capítulo 5 deste trabalho conjuntos de sequências de espalhamento com ganhos de processamento igual à potência de dois com razoáveis propriedades de correlação serão empregados em sistemas multitaxa do tipo MPG e MC. Deve-se assim buscar conjuntos de sequências com boas propriedades de correlação e que resultem em picos de correlação cruzada os menores possíveis.

Para efeito de comparação, a tabela 4.2 sintetiza as características mais comuns das principais famílias de sequências determinísticas binárias e quaternárias de período $N = 2^m - 1$ encontradas na literatura e largamente utilizadas em sistemas CDMA. Características e propriedades para as famílias quaternárias do tipo $S(1)$, $S(2)$ e $S(3)$ podem ser encontradas em [Kumar 96], [Shanbhag 96].

Família (Período, $N = 2^m - 1$)	Tamanho	Valores de θ	$ \theta_{Max} $	Límite p/ $ \theta_{Max} $
SMC	$<< 2^m - 1$	≥ 3 valores distintos	–	N
Gold, m ímpar	$2^m + 1$	$-1; \pm 2^{\frac{m+1}{2}} - 1$	$\sqrt{2(N+1)} + 1$	$\sqrt{2N}$
Gold, m par ($\neq 0 \bmod 4$)	$2^m + 1$	$-1; \pm 2^{\frac{m+2}{2}} - 1$	$2\sqrt{N+1} + 1$	$2\sqrt{N}$
Kasami-S, m par	$2^{\frac{m}{2}}$	$-1; \pm 2^{\frac{m}{2}} - 1$	$\sqrt{N+1} + 1$	\sqrt{N} (Ótima)
Kasami-L, $m = 2 \bmod 4$	$2^{\frac{3m}{2}} + 2^{\frac{m}{2}}$	$-1; \pm 2^{\frac{m}{2}} - 1;$	$2\sqrt{N+1} + 1$	$2\sqrt{N}$
Kasami-L, $m = 0 \bmod 4$	$2^{\frac{3m}{2}} + 2^{\frac{m}{2}} - 1$	$\pm 2^{\lfloor \frac{m+2}{2} \rfloor} - 1$	$2\sqrt{N+1} + 1$	$2\sqrt{N}$
Kasami-VL	$2^{\frac{3m}{2}}$	–	$4\sqrt{N+1} + 1$	$4\sqrt{N}$
$S(0)$ (Quaternária)	$2^m + 1$	–	$\sqrt{N+1} + 1$	\sqrt{N}
$S(1)$ (Quaternária)	$\geq 2^{2m} + 2^m$	–	$2\sqrt{N+1} + 1$	$\sqrt{2, 62N}$
$S(2)$ (Quaternária)	$\geq 2^{3m} + 2^{2m}$	–	$4\sqrt{N+1} + 1$	$\sqrt{4, 35N}$

Tabela 4.2. Características das principais famílias de códigos de espalhamento determinísticas

com $\theta_{a,b}$ = correlação cruzada periódica (ou cíclica) discreta não-normalizada entre duas sequências binárias quaisquer de período N da mesma família e $C_{a,b}$ = correlação cruzada aperiódica (ou parcial) discreta não-normalizada (3.29), dadas formalmente por [Pursley 77]:

$$\theta_{a,b}(\ell) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i b_{i+\ell}, \quad \ell \in Z; \quad b_{i+\ell} \triangleq b_{[i+\ell] \bmod N}$$

$$C_{a,b}(\ell) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{N-i-\ell} a_i b_{i+\ell} & 0 \leq \ell < N \\ \sum_{i=-\ell}^{N-1} a_i b_{i+\ell+N} & -N \leq \ell < 0 \\ 0 & |\ell| \geq N \end{cases}$$

Resultados para o cálculo das auto-correlações (AC) e correlações cruzadas (CC) periódicas e parciais não-normalizadas das famílias de Gold e Kasami-S são apresentados nas figuras 4.14, 4.15, 4.16 e 4.17. Apesar das menores correlações cruzadas periódica e parcial observadas em qualquer conjunto de Kasami-S em relação à família de Gold correspondente, o número de seqüências disponíveis em um conjunto Kasami-S é muito menor, inviabilizando sua utilização principalmente em sistemas com carregamentos médios ou altos.

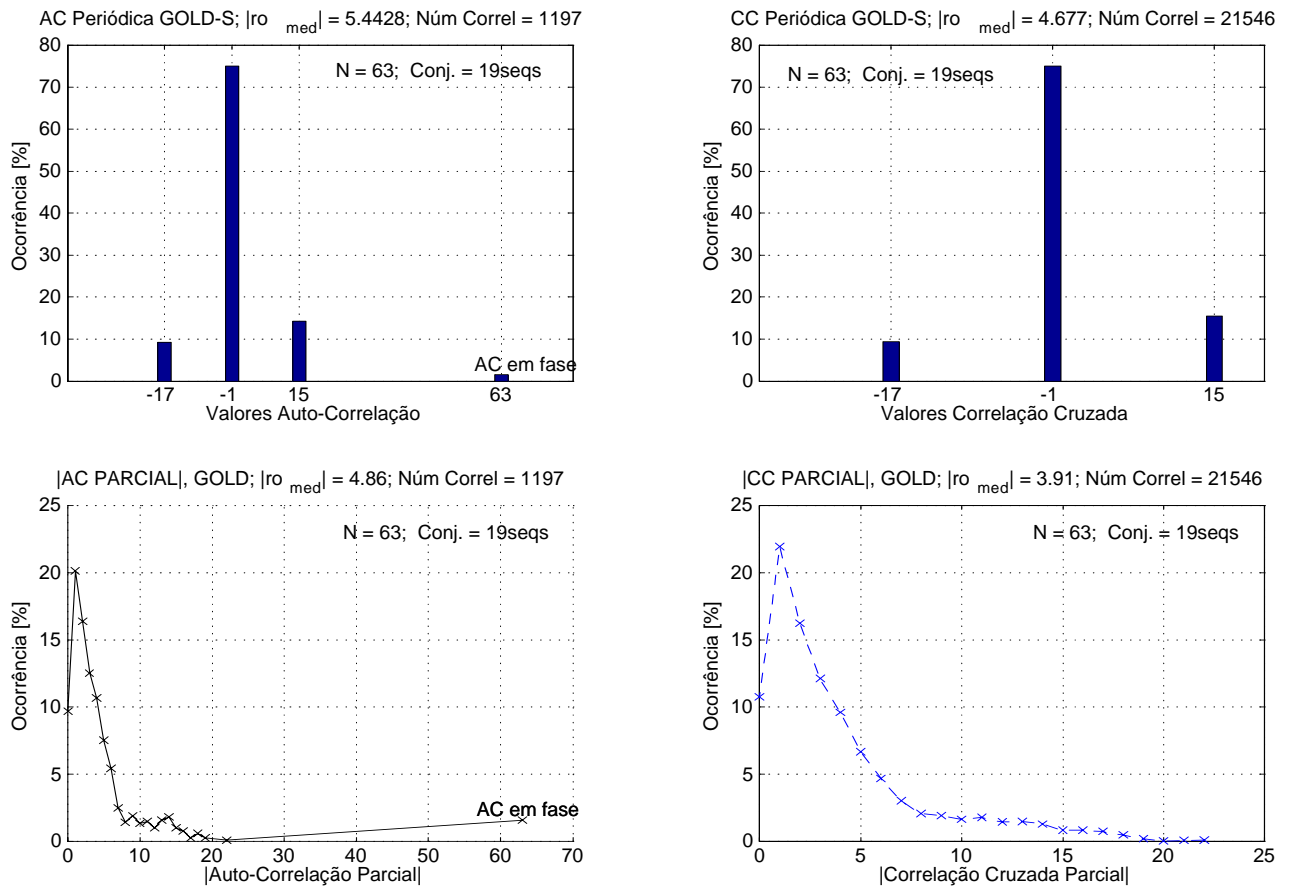


Figura 4.14. Todos os possíveis valores e respectivas percentagens de ocorrência para a autocorrelação (AC) e correlação cruzada (CC) periódica e parcial das 65 seqüências de Gold63.

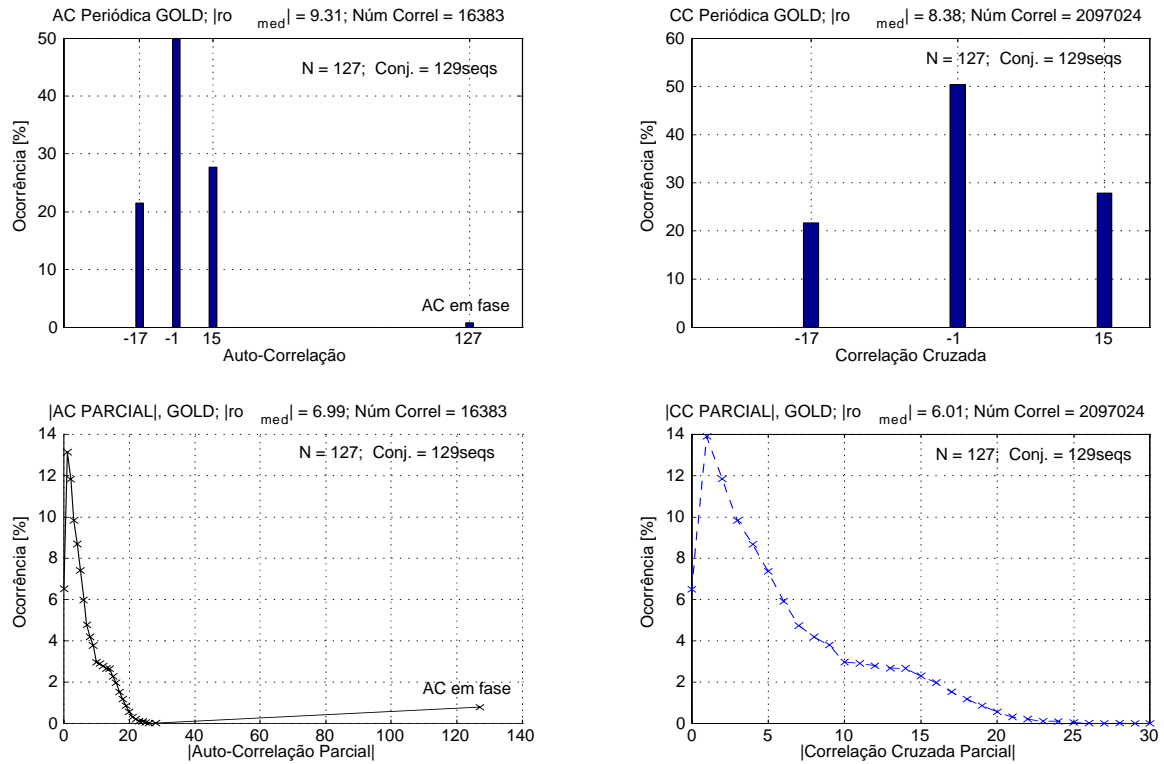


Figura 4.15. Todos os valores possíveis e respectivas percentagens de ocorrência para a autocorrelação (AC) e correlação cruzada (CC) periódica e parcial em um conjunto de Gold127.

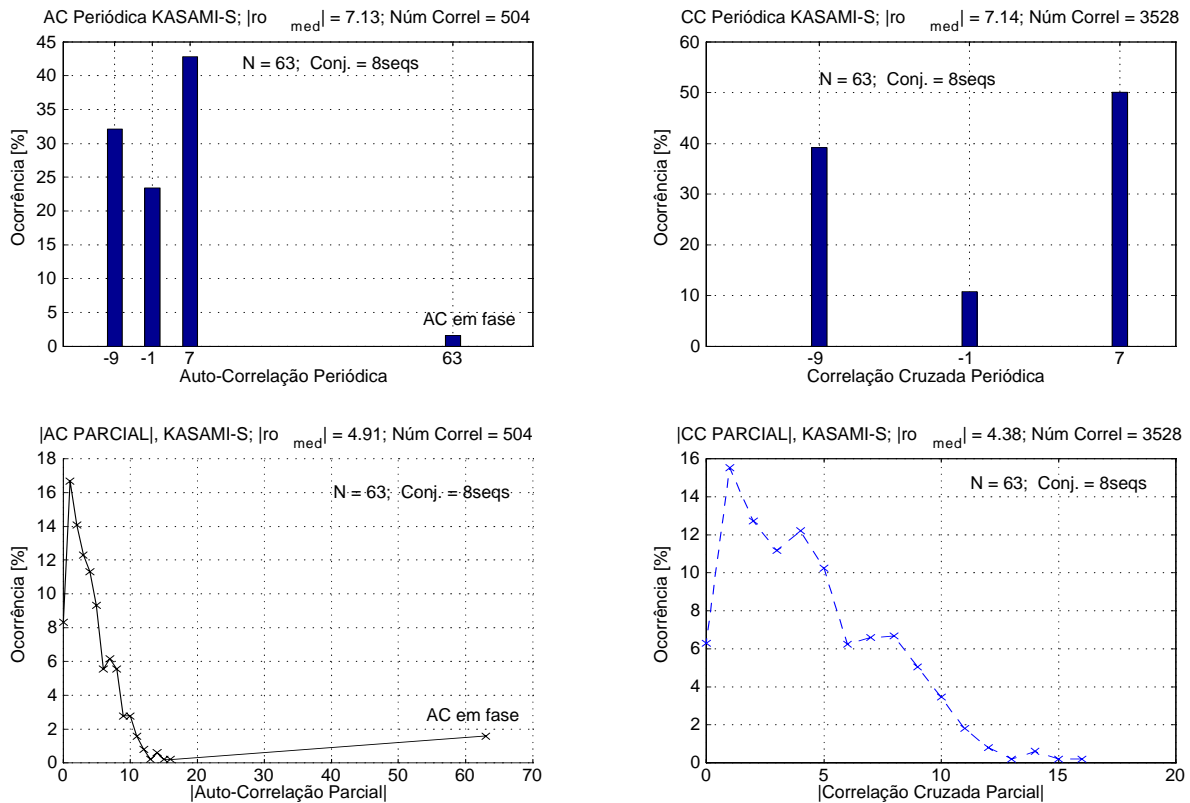


Figura 4.16. Todos os valores possíveis e respectivas percentagens de ocorrência para a autocorrelação (AC) e correlação cruzada (CC) periódica e parcial em um conjunto Kasami-S63.

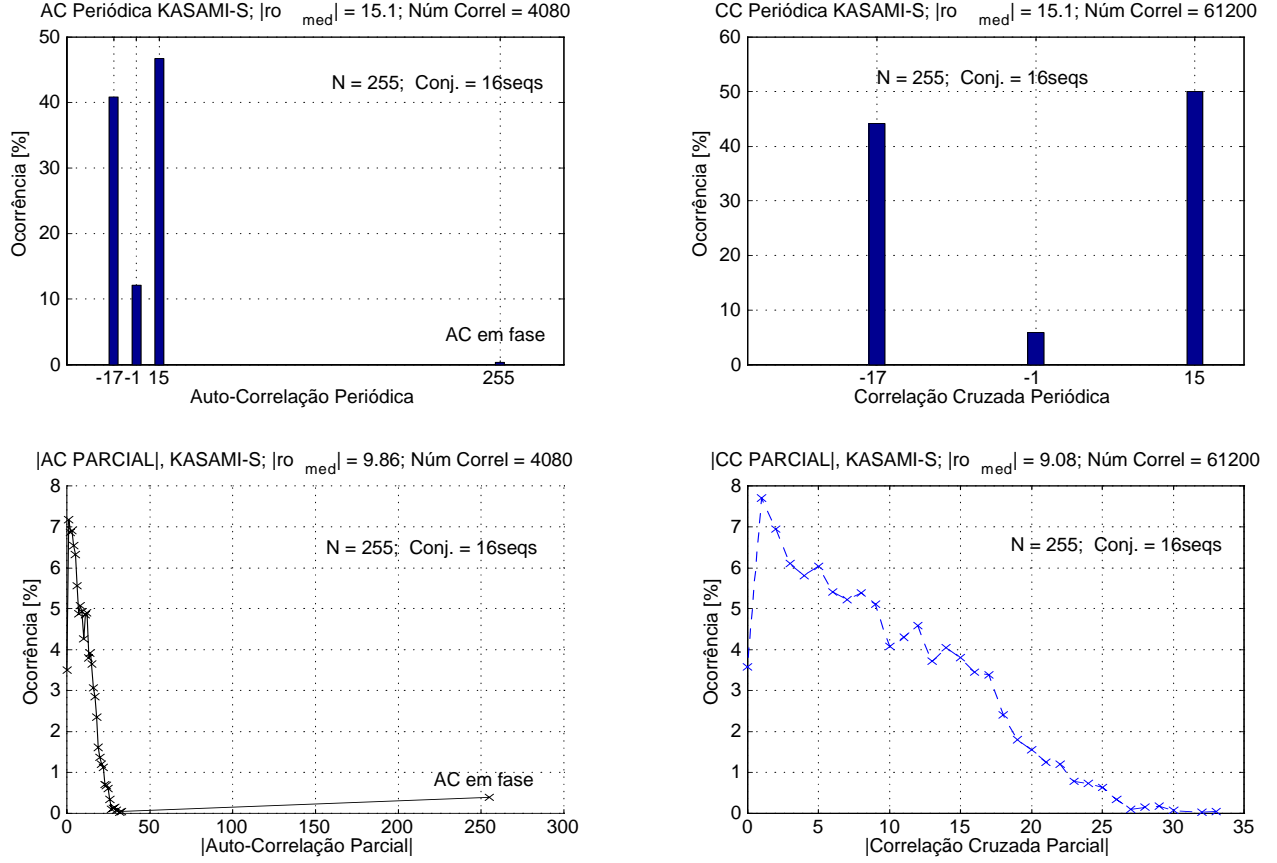


Figura 4.17. Todos os valores possíveis e respectivas percentagens de ocorrência para a autocorrelação (AC) e correlação cruzada (CC) periódica e parcial em um conjunto Kasami-S255.

Note-se que apesar dos valores de correlação cruzada para as seqüências de Gold calculados anteriormente estarem de acordo com a teoria, as correspondentes percentagens para $|\rho_{\text{max}}|$ e $|\rho_{\text{med}}|$ não. As percentagens foram obtidas exatamente, computando todos os possíveis atrasos, para os casos de $N = 31; 63$ e 127 e por amostragem, tomando-se $Trial$ realizações para os atrasos, uniformemente distribuídos no intervalo $[0; N - 1]$. As discrepâncias para as ocorrências dos valores de correlação de Gold em relação aos encontrados na literatura se deve ao fato de que os 3 valores teóricos de correlação (25%, 25% e 50% para m ímpar e 12, 5%, 12, 5% e 75 % para m par) serem obtidos para m assintótico e portanto, quando m é pequeno como nos casos calculados há um desvio para menos na percentagem de ocorrência do valor do maior módulo de correlação cruzada, $|\theta_{\text{Max}}|$. Isto pode ser constatado observando os valores de $|\theta|$ e as respectivas percentagens de ocorrência na tabela 4.3. Note-se que aumentando-se o $m = 5$ para $m = 9$, as ocorrências para as correlações cruzadas aproximam-se dos valores teóricos, mesmo reduzindo-se o número de realizações ($Trial$) para os atrasos entre duas seqüências quaisquer.

Família GOLD	m	$Trial$	Ocorrência para os 3 valores de θ normaliz.		
(Período, $N = 2^m - 1$) Núm. Seqs, $K = N + 2$	ímpar	$todos \tau = KN(K-1)$	$\left -2^{\frac{m+1}{2}} - 1 \right / N$ 25%	$\left 2^{\frac{m+1}{2}} - 1 \right / N$ 25%	$ -1 / N$ 50%
Gold31	5	$todos \tau$	0,2903 18,14%	0,2258 30,24	0,0323 51,61
Gold127	7	200	0,1339 21,75%	0,1181 27,87%	0,0079 50,38%
Gold511	9	5	0,0646 23,30%	0,0607 26,54%	0,0020 50,16%
		15	0,0646 23,42%	0,0607 26,51%	0,0020 50,07%
Gold63	6 (par)	$todos \tau$	0,2698 9,23%	0,2381 15,38%	0,0159 75,40%

Tabela 4.3. Percentagens de ocorrências das correlações cruzadas para algumas famílias de Gold.

4.6.1.1 Seqüências de Gold e Kasami Estendidos

Um procedimento imediato para se obter seqüências estendidas de comprimento $N = 2^m$ consiste em tomar as seqüências determinísticas "tradicionais" bipolarizadas, acrescentar à última posição de todo o conjunto um chip de valor 1 ou -1 ou ainda valores $\{\pm 1\}$ uniformemente distribuídos. A adoção do último chip randômico justifica-se pelo fato do acréscimo aleatório de um único chip pouco alterar as propriedades de correlação do conjunto original; no entanto, esta observação é verdadeira apenas quando o ganho de processamento tende ao infinito, $N \rightarrow \infty$. O resultado do acréscimo de um chip para N pequenos e médios são seqüências com propriedades de correlação não tão boas quanto as das seqüências originais. Para o caso de fase preferencial e tomando-se a família Gold como exemplo, os conjuntos de seqüências assim obtidos resultam ortogonais, isto é $|\rho_{i,j}|_{\max} = 0$, $\forall i, j$, nos casos de acréscimo de um chip igual a 1 ou -1 , resultando nos conjuntos Gold ortogonais; a matriz de correlações será dada simplesmente por $\mathbf{R} = \mathbf{I}$, figura 4.18 superior. O conjunto módulo das correlações cruzadas foi obtido ordenando-se todos os elementos da matriz superior (ou inferior), sem a diagonal principal, das 1000 matrizes de correlações $\mathbf{R}_{K \times K}$

Para o caso do último chip com valores $\{\pm 1\}$ uniformemente distribuídos, figura 4.18 inferior, resulta em correlações com valor máximo $|\rho_{\max}| = 2/N$, bem menor que o obtido com seqüências puramente randômica, figura 4.19. Note-se que a correlação média para estes dois conjuntos também favorece as seqüências de Gold estendido com valores $\{\pm 1\}$.

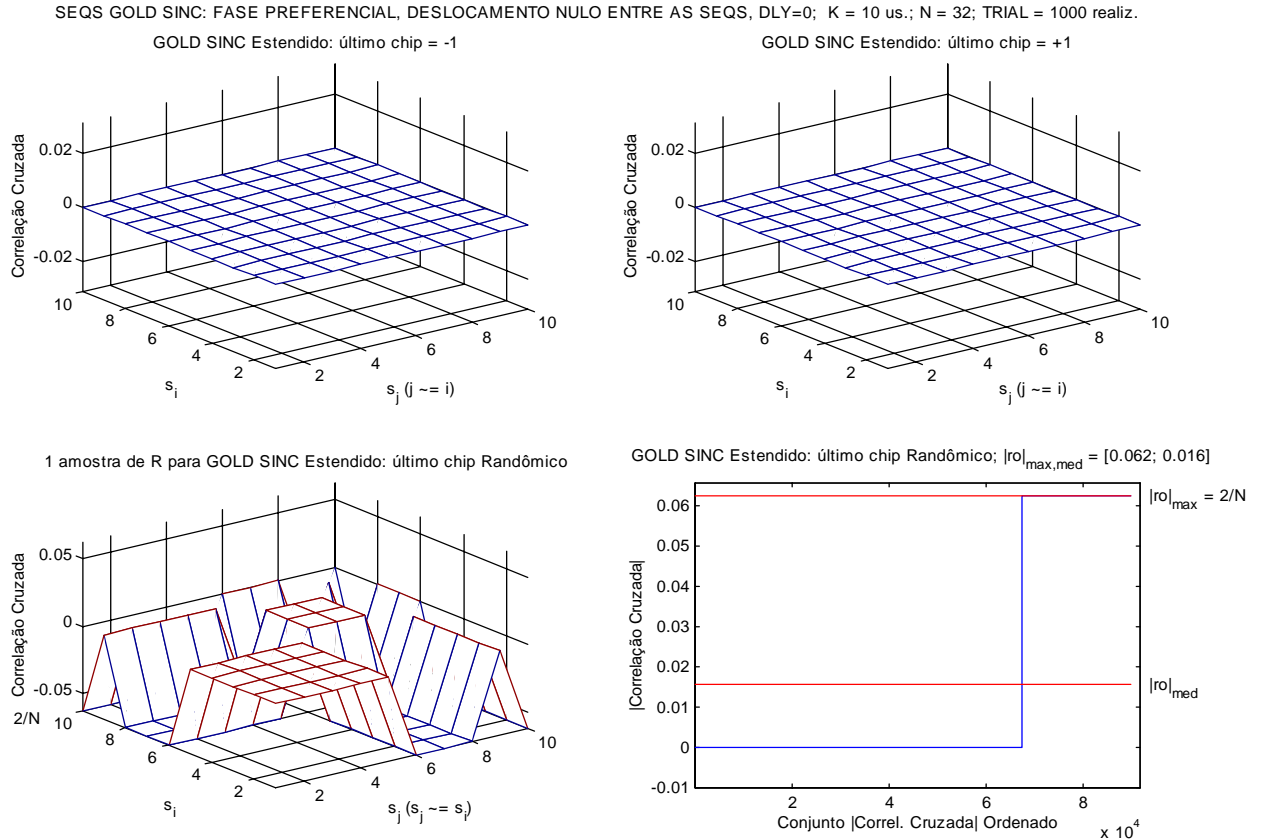


Figura 4.18. Correlações para 1000 realizações de seqüências de Gold31 estendida de um chip de valor -1 e $+1$ (superior) e randômico (inferior), resultando em $N = 32$. Seqüências com fase preferencial.

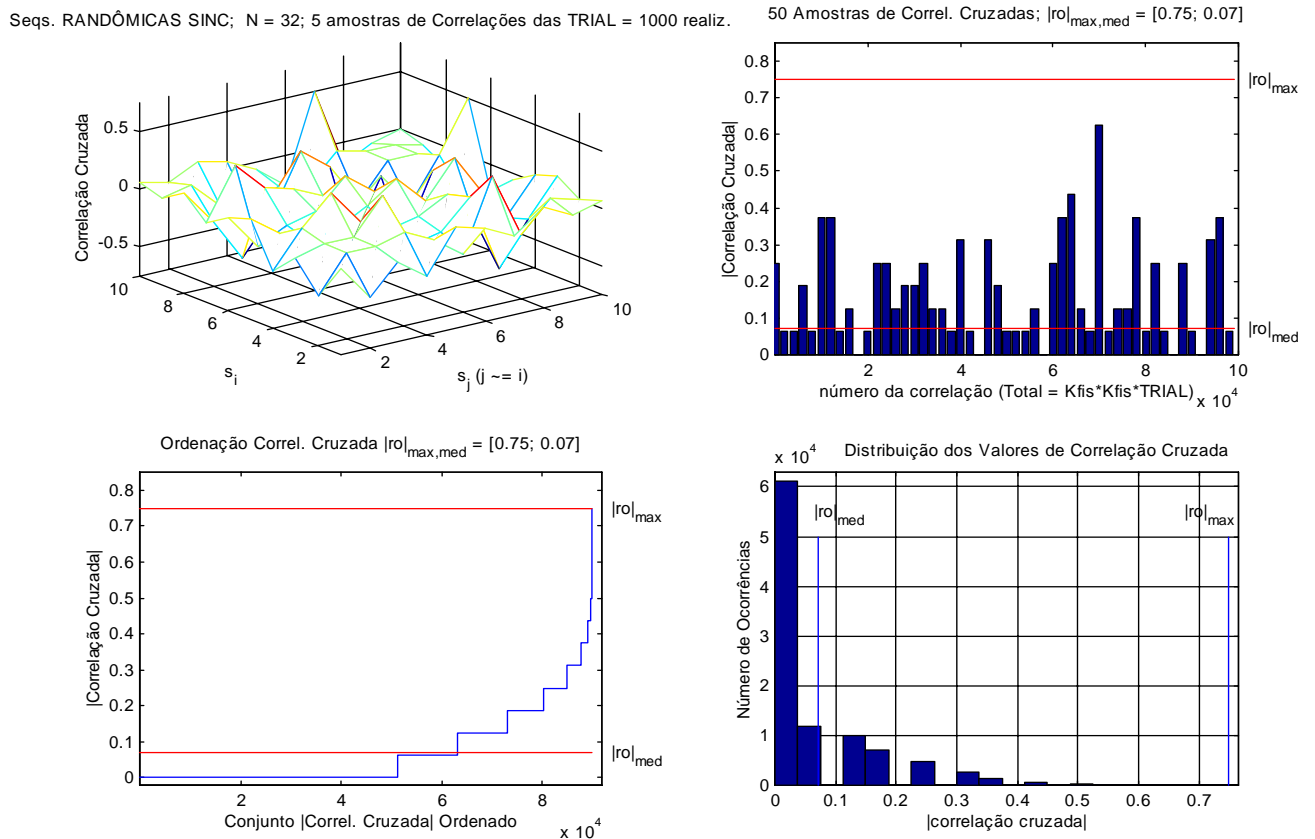


Figura 4.19. Correlações para 1000 realizações de seqüências PN com $N = 32$. Sistema síncrono.

No entanto, para a maioria dos casos práticos de interesse, os sistemas são assíncronos. Mesmo assim, o conjunto de seqüências estendidas, admitidos atrasos entre os códigos introduzidos pelo canal com distribuição uniforme⁷⁰ no $[0; N - \frac{1}{N_s}]$, apresentará picos de correlação cruzada máximos menores que aqueles obtidos com seqüências puramente randômicas; para a família Gold31, compare-se os valores de correlação cruzada máxima e média obtidos nos respectivos gráficos inferiores das figuras 4.20 e 4.21 com aqueles do gráfico inferior esquerdo da figura 4.19. Note-se que nestas figuras foram tomadas 100 realizações para as matrizes de correlação dos 4 tipos de seqüências, Gold31 estendido com último chip +1, Gold31 estendido com último chip -1, Gold31 estendido com último chip randômico e PN, todas com $N = 32$ e $K = 10$ seqüências. Observe-se que a correlação cruzada máxima $|\rho|_{\max}$ para os dois primeiros conjuntos é levemente menor que para o Gold31 Estendido com último chip randômico, 0,50 contra 0,56 enquanto mantém as respectivas correlações cruzadas médias em torno de 0,067. Estes 3 conjuntos apresentam menores $|\rho|_{\max}$ quando comparados ao conjunto de seqüências puramente randômicas (0,50 e 0,56 contra 0,62), enquanto mantém suas correlações cruzadas médias praticamente iguais.

Assim, pode-se concluir que para canais assíncronos, conjuntos de seqüências Gold Estendido apresentam melhores propriedades de correlação que as seqüências puramente randômicas. Pode-se concluir que entre os conjuntos de seqüências de Gold Estendido, os conjuntos com o último chip +1 ou -1 resultam em mesma correlação cruzada máxima e pouco menor que o conjunto Gold Estendido com último chip randômico.

As principais limitações do procedimento apresentado para a obtenção de seqüências determinísticas com $N = 2^m$ consiste na deterioração das propriedades de correlação sem que haja um aumento na quantidade de códigos disponíveis em relação à família determinística "tradicional" correspondente de período $N = 2^m - 1$. Enquanto as seqüências puramente randômicas disponibilizam um grande quantidade de códigos, apesar das piores propriedades de correlação, os conjuntos de códigos de espalhamento determinísticos com boas propriedades de correlação são bem mais restritos. No entanto, existem algumas famílias com grande número de códigos e razoáveis propriedades de correlação, como o conjunto de seqüências binárias Kasami-L, Kasami-VL (*very large*) e o conjunto de seqüências quaternárias $S(1)$, como apresentado na tabela 4.2. Por exemplo, no canal reverso do padrão W-CDMA há a alternativa de utilização da família Kasami-VL255 estendida com mais de 1 milhão de códigos disponíveis ($2^{\frac{5m}{2}} = 1.048.576$ seqüências).

⁷⁰ Com N_s = número de amostras/chip determinando a discretização do assincronismo entre os códigos.

SEQS GOLD ASSÍNCRONO: DESLOCAMENTOS RANDÔMICOS ENTRE AS SEQS, uniformemente distribuídos em $[0, N]T_c$; $N = 32$; TRIAL = 100 realiz.

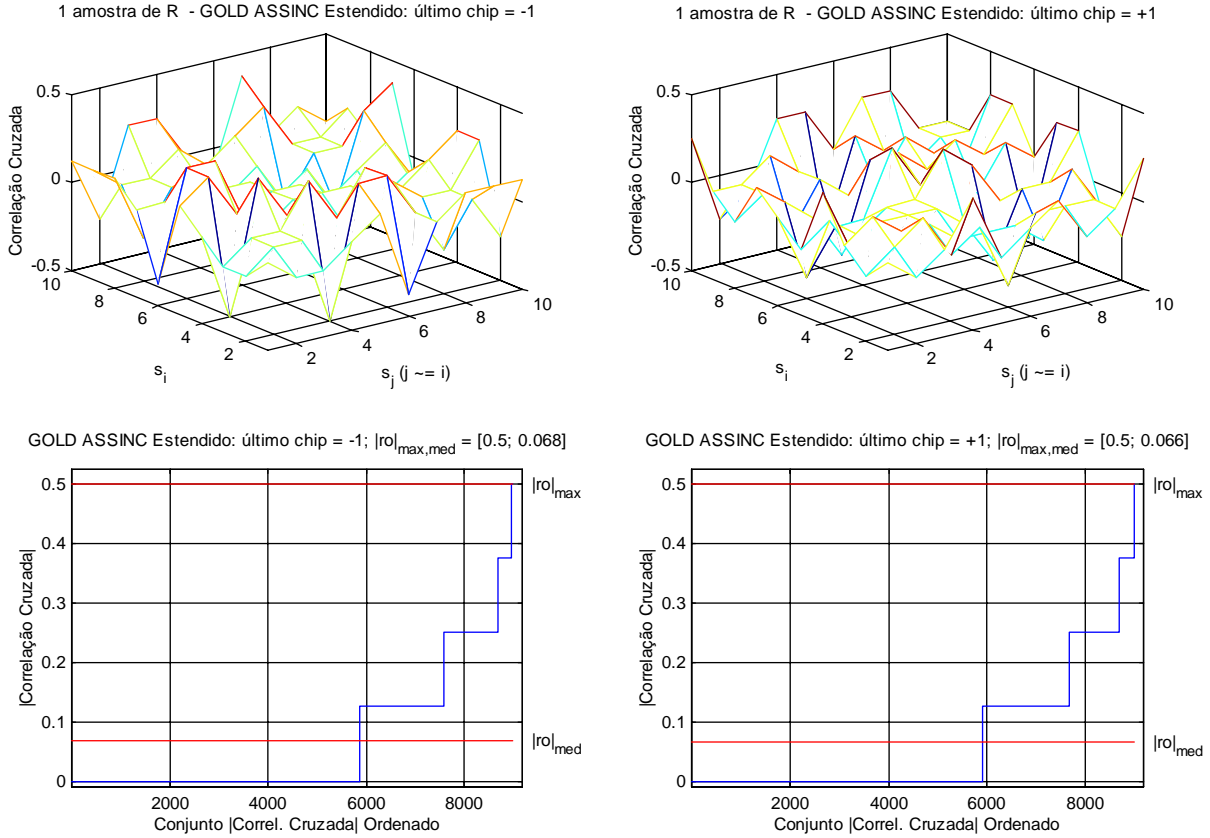


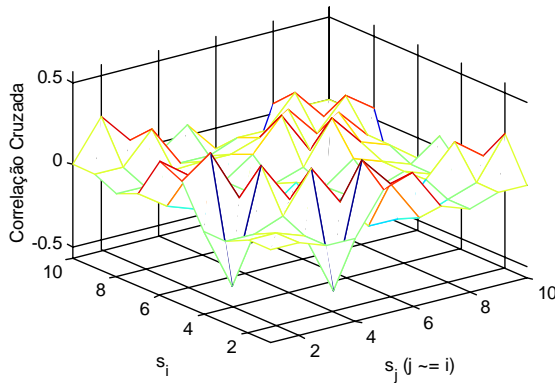
Figura 4.20. Correlações para 100 realizações de seqüências de Gold31 estendidas de um chip de valor -1 (esquerda); $+1$ (direita) e respectivos sub-conjuntos de valores do módulo de correlação cruzada; sistema assíncrono com $N = 32$.

Famílias do tipo Quaternária $S(1)$ [Kumar 96], [Shanbhag 96] assumem mais de 4 valores e apesar de resultarem em melhores características de correlação e um maior número de seqüências no conjunto que a maior parte das famílias binárias conhecidas, não serão empregadas neste trabalho, uma vez que implicam em complexidade adicional no processo de geração, modulação e detecção.

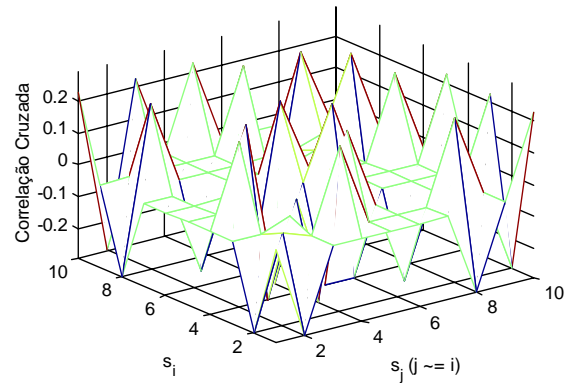
Seqüências ortogonais de comprimento $N = 2^m$ como as de Hadamard, as de Gold Ortogonais geradas acrescentando-se um chip na última posição do conjunto de Gold, as de Kasami-S estendidas ou ainda as OVFS apresentam ótimas propriedades de correlação cruzada na condição de fase preferencial resultando sempre em um conjunto com seqüências ortogonais entre si. No entanto, o pico de correlação cruzada fora da fase preferencial é bastante elevado para estes conjuntos de seqüências, sendo da ordem de 50% para o Gold estendido, chegando a 75% para o conjuntos PN. Estes resultados indicam um desempenho inferior na codição assíncrona em relação às seqüências de Gold de comprimento $2^m - 1$.

SEQS GOLD ESTEND. ASSÍNC. DESLOC. RANDÔMICOS entre SEQS, uniform. distrib. em $[0, N]T_c$; ÚLTIMO CHIP RANDÔMICO; $N = 32$; TRIAL = 100 realiz.

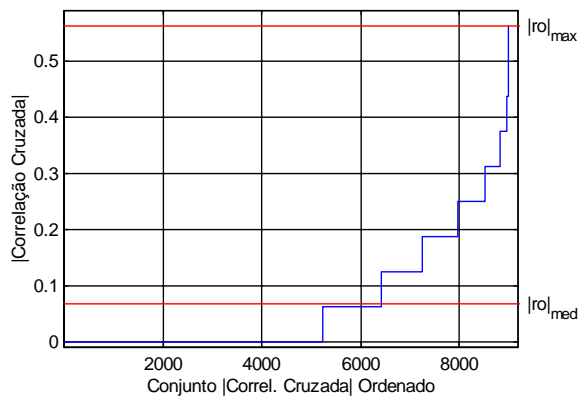
1 Amostra de R - GOLD ASSÍNCRONO Estendido: último chip randômico



1 amostra de R - GOLD PURO ASSÍNCRONO, $N = 31$



GOLD ASSINC Estendido: último chip randômico; $|r_{o}|_{\max, \text{med}} = [0.56; 0.068]$



GOLD PURO ASSINC $|r_{o}|_{\max, \text{med}} = [0.29; 0.07]$

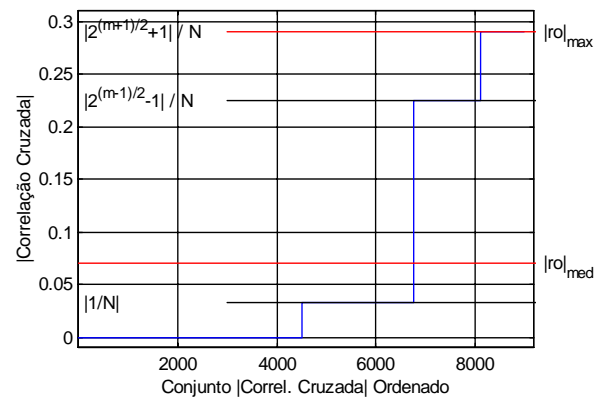


Figura 4.21. (Esq.:) amostra de correlação cruzada em 100 realizações de Gold31 Estendido com último chip randômico e conjuntos de valores ordenados para o módulo de correlação cruzada. Sistema assíncrono com $N = 32$. (Dir.:) valores das correlações cruzadas em um conjunto de Gold31.

4.7 Comparação de Esquemas de Acesso de Múltipla Taxa

Uma síntese comparativa para os principais esquemas de múltipla taxa em sistemas SuD é mostrada na tabela 4.4. Não foram considerados o incremento no desempenho devido à detecção MuD e a codificação de canal. Um esquema em evidência é o que emprega códigos múltiplos para a transmissão de sinais de usuários com taxas variáveis justamente pela simplicidade no projeto dos sinais e implementação.

Parâmetro	MC	PC/SS	MM	MPG	VCR
Desempenho	médio	alto	baixo	médio	médio
Complexidade do Projeto dos Códigos Espalhamento	baixo	médio	baixo	alto	baixo
Complexidade do Receptor (SuD)	médio	alto	baixo	baixo	alto
Número de Taxas suportado	alto	baixo	médio	alto	médio

Tabela 4.4. Comparação de alguns requisitos de esquemas multitaxa.

Em [Ottosson 97], cap.2, foram analisados sistemas DS/CDMA com detecção SuD associados a esquemas de múltipla taxa do tipo MC e MM em canais AWGN e com desvanecimento multipercurso do tipo Rayleigh. Estas análises consideraram isoladamente esquemas de múltipla taxa, na ausência de codificação de canal ou detecção MuD. Entre os quatro esquemas básicos multitaxa analisados, as análises mostraram que o esquema MC resulta em melhor compromisso desempenho \times número de taxas suportados, combinado à facilidade do projeto das seqüências de espalhamento. O desempenho para o esquema modulação mista (MM) é inferior para os usuários de alta taxa. Embora o esquema de múltipla taxa com ganhos de processamento variável (VPG, MPG ou VSL) possa suportar ampla faixa de taxas de bits, resulta em um projeto de códigos de espalhamento relativamente complexo.

É possível obter um esquema de múltipla taxa híbrido combinando-se duas ou mais estratégias de acesso de múltipla taxa. A figura 4.22 apresenta um sistema de múltipla taxa híbrido que combina MM e MC afim de atender uma ampla faixa de taxa de dados, de alguns kb/s a unidades de Mb/s [Ottosson 94], uma vez que esquemas de múltipla taxa básicos são incapazes de suportar simultaneamente baixa, média e alta taxa de bits, sem degradar o desempenho. O esquema MM é utilizado na transmissão dos sinais dos usuários com taxas baixas e médias enquanto que sinais dos usuários de alta taxa são transmitidos empregando-se canais paralelos.

Melhoria adicional no desempenho é obtida associando-se o esquema de múltipla taxa à detecção multiusuário [Johansson 98], [Saquib 98] e à codificação de canal [Madkour 00]. Em [Johansson 98] foi proposto uma estrutura MuD do tipo SIC com esquema de múltipla taxa MC e MM. Análise de desempenho considerando Decorrelator e esquema MPG de dupla taxa em canais AWGN foi realizada em [Saquib 98]. No próximo capítulo serão considerados e comparados sistemas DS/CDMA com usuários de múltipla taxa do tipo MC e MPG e detecção MuD baseados no cancelamento de interferência subtrativo multiestágio.

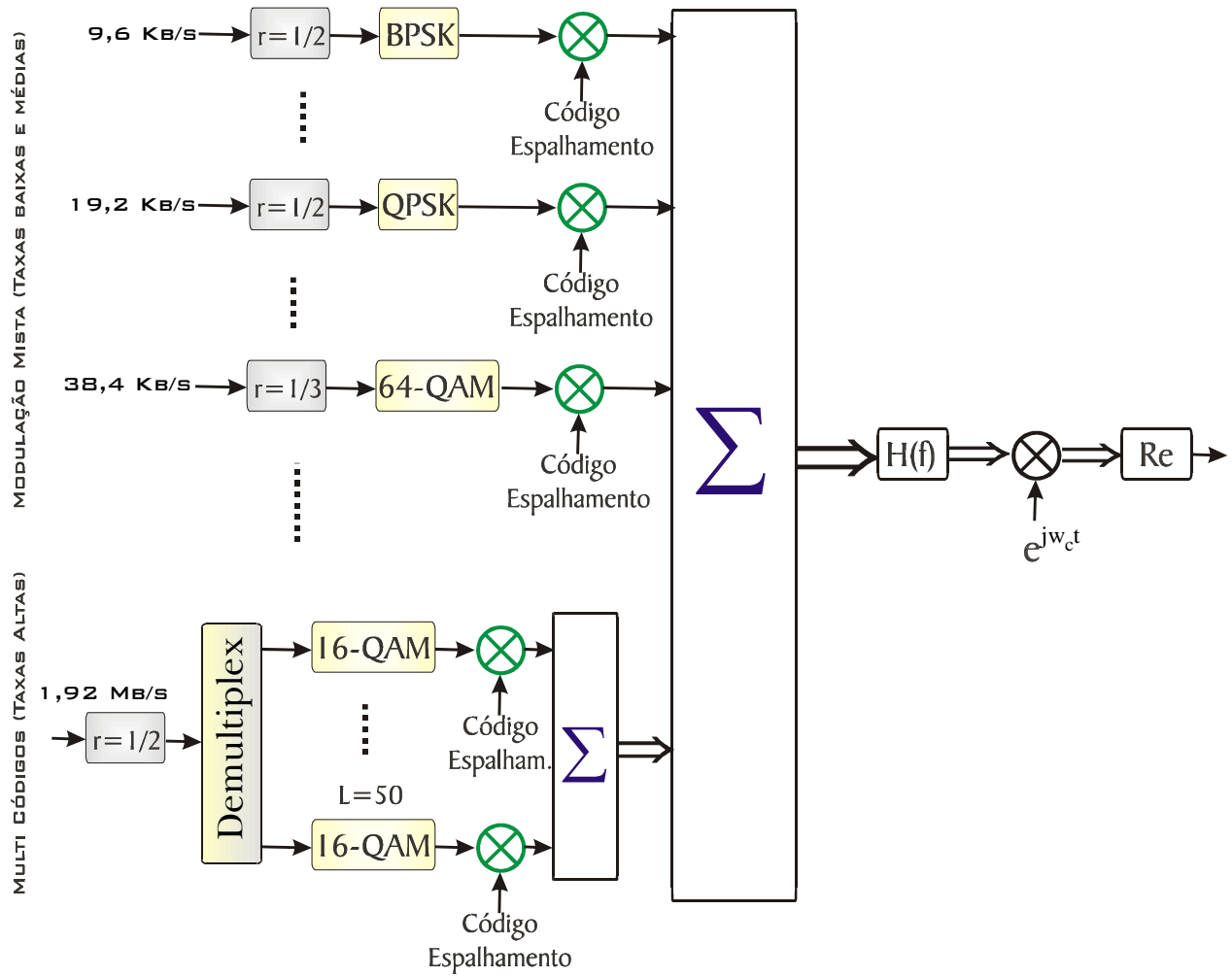


Figura 4.22. Esquema multitaxa híbrido combinando modulação mista e canais paralelos.