

Esquemas Multitaxa para Sistemas CDMA

Taufik Abrão, Elvis M. G. Stancanelli, André S. Kuramoto, André F. da Rocha, Bruno A. Angélico & Paul Jean E. Jeszensky

Resumo—Este trabalho faz uma revisão dos principais esquemas de transmissão multitaxa aplicáveis aos sistemas DS-CDMA (*Direct Sequence Code-Division Multiple-Access*), QS-CDMA (*Quasi-Synchronous DS-CDMA*) e MC-CDMA (*Multicarrier CDMA*) descrevendo seus princípios fundamentais, características peculiares e sua adoção em sistemas de comunicação móveis comerciais. Códigos de canalização ortogonais adequados para esquemas de múltipla taxa MC (múltiplos códigos) e MPG (múltiplos ganhos de processamento) são analisados e um eficiente método heurístico de seleção de seqüências apropriado para sistemas MPG QS-CDMA em canais realistas é descrito. O conceito de controle de potência em sistemas multitaxa é avaliado e os diversos esquemas são comparados sob o ponto de vista de desempenho, levando-se em conta o fator de equivalência de usuários (*FU*), o compromisso complexidade *versus* desempenho e o número de taxas suportado.

Palavras chave—Esquemas Multitaxa, DS-CDMA, QS-CDMA, MC-CDMA, Controle de Potência, QoS, 3G.

Abstract—This work makes a review of several multirate schemes applied to direct sequence code-division multiple-access (DS-CDMA), quasi-synchronous DS-CDMA (QS-CDMA) and multicarrier CDMA (MC-CDMA) systems, describing its fundamental principles, particular characteristics, and its adoption in commercial mobile communication systems. Orthogonal channelization codes suitable for multiple codes (MC) and multiple processing gains (MPG) are analyzed and an efficient heuristic method for sequences selection, adapted for MPG QS-CDMA systems in realistic channels, is described. The power control concept is evaluated and the multirate schemes are compared, being taken into account the factor of users' equivalence (*FU*), the complexity *versus* performance trade-off and the supported number of rates.

Index Terms—Multirate schemes, DS-CDMA, Quasi-Synchronous-CDMA, Multicarrier CDMA, Power Control, Quality of Service, 3G.

I. INTRODUÇÃO

Há cerca de uma década, os serviços de telefonia se resumiam basicamente a voz e fac-símile. A partir da integração da internet ao cotidiano em um contexto global, diversos outros serviços, como *e-mail*, áudio *Hi-Fi*, vídeo e dados de uma forma geral tornaram-se realidade. A facilidade de informação alcançada vem gerando novos ramos de atividades, surgindo uma poderosa alternativa para a informação, o comércio e o

entretenimento. Hoje já se têm exemplos de grandes empresas cujo principal produto é essencialmente virtual.

Os sistemas móveis celulares de terceira geração (3G), [1]–[7], prometem dar suporte a tais serviços, devendo acomodar transmissões¹ de taxas variadas, com distintas exigências de qualidade [2], [8]. A Tabela I sintetiza requisitos típicos para a transmissão dos principais serviços multimídia com qualidade mínima aceitável.

TABELA I
PRINCIPAIS APLICAÇÕES MULTIMÍDIA E SEUS RESPECTIVOS REQUISITOS [2]

APLICAÇÃO	TAXA DE		REQUISITOS	
	BIT [†]	TÍPICA	BER	Intolerância
		[kbps]	máxima	a Atrasos
voz	8	– 32	10^{-4}	✓
mensagens curtas	1,2	– 2,4	10^{-6}	
<i>e-mail</i>	1,2	– 64	10^{-6}	
acesso à base de dados	2,4	– 768	10^{-6}	
dados	64	– 1920	10^{-6}	
videoconferência	64	– 384	10^{-7}	✓

[†] No cdma2000, para uma canal de banda 3, 75 MHz, o limite superior (na condição de baixa mobilidade) para taxa de bits é de aproximadamente 1 Mbps, enquanto que, para uma banda de 7, 5 MHz é de cerca de 2 Mbps [4].

Portanto, os sistemas de comunicação móveis 3G devem acomodar usuários simultâneos, transmitindo a distintas taxas em canais com tráfego assimétrico (i.e., enlaces direto e reverso podem ser requisitados a trabalharem em taxas distintas), e ainda garantir as especificações mínimas de qualidade para cada um dos serviços em tráfego (QoS). Logo, uma significativa evolução das redes e sistemas atualmente em uso (entenda-se segunda geração, 2G) faz-se necessária visando atender a uma demanda crescente por aplicações multimídia.

Este trabalho tem como principal objetivo explorar as diferentes soluções propostas na literatura para a transmissão de informação com distintas taxas aplicáveis aos sistemas de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA). Estas soluções são denominadas esquemas de transmissão (ou de acesso) de múltipla taxa (ou multitaxa) e buscam viabilizar o tráfego de serviços multimídia com menor complexidade e máxima eficiência possíveis.

Na seção II são definidos os principais esquemas de múltipla taxa aplicáveis aos sistemas DS-CDMA [9]–[14], QS-CDMA [15], [16] e MC-CDMA [17]–[21], bem como esquemas derivados desses. Na seção III é analisado o problema da eficiência em potência dos sistemas 3G. A seção IV trata dos códigos

¹Na 3G, o modo de transmissão passa da comutação de circuitos para comutação de pacotes [6], implicando, para os usuários, em uma forma de cobrança dos serviços diferente da atual: a cobrança por tempo de conexão dará lugar à cobrança em função da quantidade de informação trafegada.

Manuscrito recebido em 01 de agosto de 2005; revisado em 13 de fevereiro de 2006.

Taufik Abrão (taufik@uel.br) é docente do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina - UEL, Londrina - PR - Brasil, 86051-990.

Elvis Miguel Galeas Stancanelli (emiguel@gtel.ufc.br), André S. Kuramoto (kuramoto@lcs.poli.usp.br), André F. da Rocha (andre.rocha@poli.usp.br), Bruno A. Angélico (angelico@lcs.poli.usp.br) e Paul Jean E. Jeszensky (pjj@lcs.poli.usp.br), PTC - Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, LCS - Laboratório de Comunicações e Sinais EPUSP. Av. Prof. Luciano Gualberto, travessa 3, No 158, 05508-900 São Paulo - SP - Brasil.

de canalização apropriados à transmissão de informação de múltipla taxa. A seguir são descritos e analisados sistemas QS-CDMA de múltipla taxas, seção V. Uma comparação justa dos principais esquemas multitaxa é feita na seção VI. Por fim, na seção VII são apresentadas as principais conclusões desta análise comparada de esquemas multitaxa aplicáveis a sistemas de comunicação móveis de terceira e quarta gerações.

II. ESQUEMAS MULTITAXA

É possível identificar seis estratégias básicas para se obter sistemas de comunicação CDMA com suporte à transmissão de dados multitaxa:

- 1) Ganho de processamento Múltiplo (*Multiple Processing Gain*, MPG); esquema baseado na realização de ganhos de processamento distintos (múltiplos) conforme a taxa do serviço requerida pelo usuário;
- 2) Múltipla Taxa de Chip (*Multiple Chipping Rate*, MCR); esquema em que diferentes taxas de serviços são tratadas espalhando-se os respectivos sinais CDMA utilizando-se distintas taxas de *chip*;
- 3) Códigos Múltiplos (*Multiple Code*, MC); neste esquema, os sinais de informação com diferentes taxas, superiores à taxa básica, são transmitidos utilizando-se uma quantidade de seqüências de espalhamento proporcional à taxa da informação;
- 4) Modulação Múltipla (*Multiple Modulation*, MM); esquema baseado no emprego de modulações com diferentes dimensões de constelação, visando atender às distintas taxas trafegadas;
- 5) Múltiplas Freqüências de Portadoras (*Multiple Carrier Frequency*, MCF); esquema em que um conjunto de bits pode ser transmitido simultaneamente através de diversas portadoras;
- 6) *Flocks* Múltiplos (*Multiflocks*, MF); trata-se de um esquema cuja taxa de transmissão é incrementada através do aumento da eficiência de espalhamento, onde bits de informação consecutivos são transmitidos em intervalos de tempo menores que o próprio período de bit.

É possível obter ainda esquemas de múltipla taxa híbridos, que combinem duas ou mais estratégias de transmissão, além das possibilidades de variação dos esquemas básicos, tais como o esquema denominado Combinação Paralela (PC/SS) e o MCR de freqüência deslocada (MCRFS), discutidos brevemente nas seções II-C.1 e II-D.2.

A seguir, descrevem-se com mais detalhes os seis esquemas básicos para a transmissão de dados de múltipla taxa. Inicialmente, define-se um modelo de sinais conveniente para os sistemas DS-CDMA e QS-CDMA multitaxa considerados. Para os esquemas MPG, MC, MM assume-se que todos os usuários tenham a mesma taxa de *chip*, R_c , e utilizam a mesma largura de banda, BW . Para o k -ésimo usuário, a taxa de dados e a energia média por bit de informação são, $R_k = \frac{1}{T_k}$ e E_{bk} , respectivamente. Para os esquemas MM, MC e MF, o ganho de processamento, parâmetro que define a capacidade de rejeição à interferência nos sistemas CDMA, é constante e igual para todos os usuários ($N_k = N$ e portanto $T_k = T = \frac{1}{R}$). O modelo de sinais para o terceiro sistema, MC-CDMA, é descrito diretamente na seção II-F.

A. Modelo de Sistema

A descrição dos sistemas DS-CDMA e QS-CDMA será feita a partir de um modelo de sinais em banda base equivalente para usuários com taxa de informação básica (mínima), R , consistindo da soma de sinais antipodais espalhados espectralmente. A descrição mais geral dos sistemas CDMA considera modulação BPSK em canais multiplicativos do tipo Rayleigh multipercurso. A seguir são feitas as simplificações necessárias para se obter um sistema em canal não seletivo (plano) e por fim AWGN.

Considere um sistema DS-CDMA com K usuários, todos transmitindo através de um canal com desvanecimento lento Rayleigh com L percursos independentes, imersos em AWGN; o sinal em banda-base² recebido na estação radio-base (canal reverso) pode ser escrito como:

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{j=1}^J \sum_{\ell=1}^L A_j b_j \mathbf{p}_j(t - \tau_{k,\ell}) + \sigma n(t), \quad t \in [0, T] \quad (1)$$

onde: $T = 1/R$ é o período dos bits de dados de taxa básica; $\{b_j\} \in \{1, -1\}$ é o conjunto de bits transmitidos, assumidos equiprováveis e independentes; $\{\mathbf{p}_j\}$ = conjunto de vetores com energia unitária, formado pela combinação dos efeitos de espalhamento e distorção do canal; $A_j = \sqrt{\frac{2E_{bj}}{T^{(g)}}} = \sqrt{2P_j}$ é a amplitude recebida para o j -ésimo sinal correspondente ao símbolo b_j , sendo $T^{(g)}$ o período de bit de dados de um usuário pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa e P_j a potência recebida para o j -ésimo sinal; J = número de vetores de sinais transmitidos, que compõem o sinal recebido no intervalo de interesse e $\tau_{k,\ell}$ representa o atraso aleatório associados ao k -ésimo usuário; este atraso leva em consideração tanto a natureza assíncrona da transmissão (canal reverso), d_k , quanto o atraso de propagação, $\Delta_{k,\ell}$ do k -ésimo usuário, ℓ -ésimo percurso, resultando em:

$$\tau_{k,\ell} = \Delta_{k,\ell} + d_k \quad (2)$$

Para DS-CDMA síncrono (S-CDMA) em canais não seletivos em freqüência ou aditivos, $J = K$ (número de usuários); em sistemas DS-CDMA assíncronos (A-CDMA), $J > K$ sendo: $J \leq 2K - 1$ para canais AWGN e não seletivos em freqüência, e $J \leq 2KL - 1$ para canais seletivos em freqüência. O ruído branco aditivo Gaussiano, $n(t)$, representa o ruído térmico e outras fontes de ruído não relacionadas aos sinais transmitidos, com densidade espectral de potência unitária e potência na banda de interesse, de largura BW , igual a $2\sigma^2 BW$. O termo $2\sigma^2$ é denotado freqüentemente por N_0 , densidade espectral do ruído unilateral.

Considerando recepção coerente, o conjunto de vetores formado pela combinação dos efeitos de espalhamento e distorção do canal pode ser expresso por:

$$\mathbf{p}_j = \mathbf{s}_j^{(g)} * h_j(t) \quad (3)$$

onde a resposta impulsiva complexa passa-baixas do canal para o k -ésimo usuário sobre o i -ésimo intervalo de bit (taxa básica)

²Admitindo filtragem passa-baixas ideal.

pode ser escrito como:

$$h_j(t) = \sum_{\ell=1}^L c_{k,\ell} \delta(t - \Delta_{k,\ell}) = \sum_{\ell=1}^L \beta_{k,\ell} e^{j\phi_{k,\ell}} \delta(t - \Delta_{k,\ell}) \quad (4)$$

onde $c_{k,\ell}$ é o coeficiente complexo do canal para o k -ésimo usuário, ℓ -ésimo percurso; admite-se que a fase de $c_{k,\ell}$ pode ser modelada por uma distribuição uniforme no intervalo $\phi_{k,\ell} \in [0, 2\pi)$ e as amplitudes dos coeficientes de canal, $\beta_{k,\ell}$, representam a envoltória do desvanecimento de pequena escala com distribuição Rayleigh, cuja função densidade de probabilidade (PDF) é dada por:

$$f(\beta) = \frac{2\beta}{\varsigma} e^{-\frac{\beta^2}{\varsigma}} \quad (5)$$

onde β é o módulo do coeficiente do canal e ς a potência média da componente multipercurso $\varsigma = \mathbb{E}[\beta^2]$. Adicionalmente, assume-se que o ganho de canal é normalizado para todos os usuários:

$$\mathbb{E} \left[\sum_{\ell=1}^L |c_{k,\ell}^{(i)}|^2 \right] = 1, \text{ para } k = 1, 2, \dots, K \quad (6)$$

Em canal Rayleigh plano, $L = 1$; para canal AWGN, a resposta impulsiva do canal reduz-se a $h_j(t) = 1$.

Em (3), a seqüência empregada no espalhamento do símbolo b_j pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa é definida por:

$$s_j^{(g)}(t) = \sum_{i=0}^{N^{(g)}-1} c_{i,j}^{(g)} = \sum_{i=0}^{N^{(g)}-1} \underline{c}_{i,j}^{(g)} p_{T_c}(t - iT_c) \quad (7)$$

onde $\underline{c}_k^{(g)} = \{c_{i,j}^{(g)}\}$ constitui o vetor de chips formatado, cujos elementos $\underline{c}_{i,k}^{(g)} \in \{\pm 1\}$ com duração T_c , são empregados no intervalo de chip definido por i ; $p_{T_c}(\cdot)$ = formatação de pulso, definido no intervalo $[0, T_c)$.

O correspondente vetor amostrado à saída do filtro casado, empregado na detecção do i -ésimo símbolo transmitido, pode ser descrito por [22]:

$$\mathbf{r}[i] = \sum_{j=1}^J A_j b_j[i] \mathbf{p}_j + \mathbf{n}[i], \quad (8)$$

onde $\mathbf{r}[i] \in \mathbb{R}^N$, com N = comprimento do filtro receptor e, no caso de códigos curtos, igual ao ganho de processamento ($N = T/T_c$); $\mathbf{n}[i]$ = amostras de ruído, dimensão N . Para sistemas DS-CDMA multitaxa com códigos curtos, o ganho de processamento básico será dado por N e os demais ganhos de processamento para usuários com taxa de dados maiores, e geralmente múltiplas da taxa básica, denotar-se-á $N^{(g)}$.

Definindo-se a matriz espalhamento-distorção:

$$\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1 \mathbf{p}_2 \dots \mathbf{p}_{2KL-1}] \quad (9)$$

Para o caso de canal AWGN ou Rayleigh plano síncronos ($L = 1$ e $J = K$), as matrizes diagonais de energia e amplitude são simplesmente dadas por:

$$\mathbf{E} = \frac{2}{T} \times \text{diag} [E_1^{(1)}, \dots, E_{K_g}^{(g)}, \dots, E_{K_G}^{(G)}] \quad (10a)$$

$$\mathbf{A} = \sqrt{\mathbf{E}} \quad (10b)$$

$$= \text{diag} [A_1^{(1)}, \dots, A_{K_1}^{(1)}, \dots, A_{K_g}^{(g)}, \dots, A_{K_G}^{(G)}]$$

e o vetor de símbolos transmitidos no intervalo de interesse,

$$\mathbf{b} = [b_1^{(1)}, \dots, b_{K_1}^{(1)}, \dots, b_1^{(g)}, \dots, b_{K_g}^{(g)}, \dots, b_1^{(G)}, \dots, b_{K_G}^{(G)}]^T \quad (11)$$

onde G = número de grupos multitaxa ativos no sistema e K_g = número de usuários ativos no g -ésimo grupo multitaxa. Empregando-se a notação vetorial, o vetor sinal multitaxa recebido pode ser reescrito como:

$$\mathbf{r} = \mathbf{P}\sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (12)$$

B. MPG - Múltiplos Ganhos de Processamento

Em sistemas CDMA, uma forma imediata para a geração de esquemas multitaxa consiste na transmissão dos mais distintos serviços adequando simplesmente o comprimento de suas seqüências de códigos ao período do símbolo transmitido [23], [24]. Com isto, as larguras de banda dos sinais espalhados são idênticas para os mais variados serviços; contudo, os ganhos de processamento não o são, figura 1. Na literatura, o esquema MPG também é denominado esquema de múltipla taxa com ganho de processamento variável, VPG (*Variable Processing Gain*) ou ainda comprimento de seqüência variável, VSL (*Variable Spreading Length*). Neste esquema, o ganho de

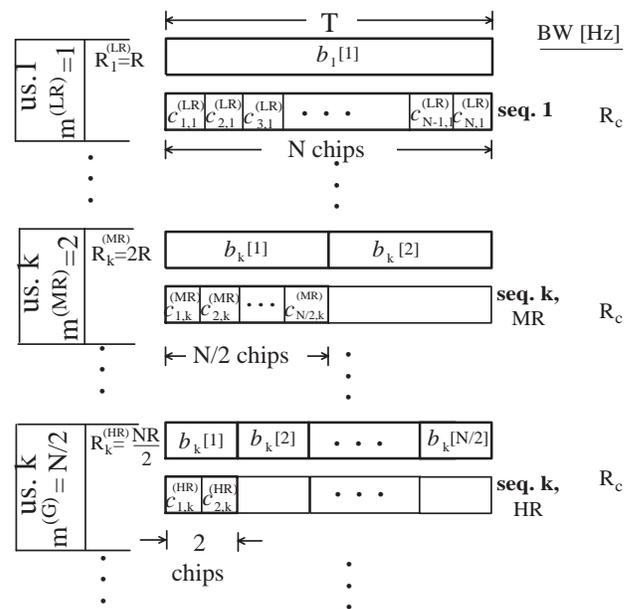


Fig. 1. Esquema MPG para K usuários com distintas taxas, múltiplas da taxa básica.

processamento para o k -ésimo usuário pertencente ao g -ésimo grupo será determinado por:

$$N_k^{(g)} = \frac{1}{R_k T_c} = \frac{R_c}{R_k} \quad (13)$$

sendo $N_k^{(g)}$ um número inteiro e geralmente potência de 2 a fim de explorar as características dos (de)multiplexadores digitais, facilitando o processamento dos sinais digitais, tanto no transmissor quanto no receptor. Assim, define-se a razão de taxa para o g -ésimo grupo:

$$m^{(g)} = \frac{N}{N^{(g)}} \quad (14)$$

Admitindo-se um esquema MPG de taxa dupla, os dois grupos de usuários, um de baixa taxa ($g = LR$) e outro de alta taxa ($g = HR$), utilizam a mesma taxa de chip, porém são designadas seqüências de espalhamento de comprimentos distintos; $m^{(g)}$ expressa a razão entre os ganhos de processamento dos usuários de taxa básica e aqueles pertencentes ao g -ésimo grupo com taxa de dados $R^{(g)}$ ou ainda, quantifica a capacidade de rejeição de interferência de múltiplo acesso do grupo g relativo ao obtido com os usuários de taxa básica. Neste caso, as seqüências de espalhamento para o k -ésimo usuário LR e HR podem ser escritas a partir de (7), respectivamente, por:

$$\mathbf{s}_k^{(LR)}(t) = \sqrt{\frac{m^{(g)}}{NT_c}} \sum_{n=0}^{N^{(LR)}-1} \underline{c}_{n,k}^{(LR)} p_{T_c}(t - nT_c) \quad (15)$$

$$\mathbf{s}_k^{(HR)}(t) = \sqrt{\frac{m^{(g)}}{NT_c}} \sum_{n=0}^{N^{(HR)}-1} \underline{c}_{n,k}^{(HR)} p_{T_c}(t - nT_c) \quad (16)$$

onde 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 : $N^{(LR)} = m \cdot N^{(HR)}$.

É evidente que 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 para um mesmo intervalo de tempo. Esta configuração conduz a uma interferência não-Gaussiana devido ao reduzido ganho de processamento dos usuários HR em comparação ao ganho e ao número de usuários LR .

Em um esquema MPG há basicamente duas formas de se gerar as seqüências de espalhamento para os usuários com taxas múltiplas da taxa básica: a) código geral, onde todos os usuários MPG terão seus símbolos de dados espalhados por seqüências distintas, pertencentes a um mesmo conjunto de seqüências com ganho de processamento N ; porém, usuários com taxa de dados maiores que a básica terão um número $m^{(g)}$ de símbolos de dados espalhados por uma mesma seqüência; b) utilizando-se repetição dos códigos; neste caso, os usuários com taxa $R^{(g)}$, terão seus bits espalhados pela repetição de uma seqüência de comprimento $N^{(G)}$; o número de repetições desta seqüência no intervalo $T^{(g)}$ será $\frac{N^{(g)}}{N^{(G)}}$ vezes, com G indicando o grupo de maior taxa no sistema. Para usuários de alta taxa, o desempenho alcançado com os dois métodos é o mesmo; porém para os usuários de baixa taxa não. Resultados de simulação em [25]–[27] indicaram que a designação de códigos repetidos para usuários MPG causa severa perda de desempenho nos usuários de baixa taxa. Esta degradação será tão maior quanto maior for a razão de taxa $m^{(G)}$.

A fim de manter a energia de bit balanceada para todos os usuários de taxas de bits de dados distintas, a potência transmitida dos usuários HR deverá necessariamente ser 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 as energias de todas as seqüências de espalhamento sejam normalizadas, 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 de múltiplo acesso (MAI). Por exemplo, a relação entre as potências médias transmitidas e os ganhos de processamento em um esquema multitaxa MPG hipotético constituído por quatro grupos de usuários, é indicada na tabela II.

TABELA II
RELAÇÃO ENTRE POTÊNCIA MÉDIA TRANSMITIDA E GANHO DE PROCESSAMENTO EM UM ESQUEMA MPG HIPOTÉTICO DE 4 TAXAS

$N^{(g)}$	128 (LR)	32 (MR_1)	8 (MR_2)	4 (HR)
$P_{Tx}^{(g)}$	P	$4P$	$16P$	$32P$

P = potência designada aos usuários LR .
Há dois grupos de média taxa: MR_1 e MR_2 .

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

- nível de supressão de interferência externo variável, devido justamente aos distintos ganhos de processamento, resultando na redução progressiva de desempenho para os usuários de taxas crescentes;
- símbolos de usuários com diferentes taxas terão comprimentos distintos, tornando mais complexa a implementação de detectores, principalmente quando se considera detecção multiusuário (MuD - *multiuser detection*), uma vez que para este tipo de detecção associado ao esquema MPG resultará no processamento de distintos períodos de integração dos sinais.

Uma estratégia para 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 $m^{(g)}$ 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 (PIC) 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 [14]. Desta forma, estimativas e cancelamentos suaves para a MAI são realizadas no menor período de dados (usuários de maior taxa) e decisões abruptas para os bits em um determinado estágio são obtidas integrando-se as estimativas parciais (suaves) dos usuários com taxas menores que a máxima, figura 2.

Em [23] analisou-se a detecção multiusuário do tipo Descorrelacionador combinada ao esquema MPG de dupla taxa: baixa e alta, múltipla da baixa, considerando canal AWGN. Em [28] analisou-se o detector MuD iterativo de múltipla taxa MPG baseado na decomposição de Cholesky³ em canal AWGN síncrono com diferentes bases de integração. Já em [29] e [30], códigos ortogonais são adotados em um esquema multitaxa MPG⁴ e então a detecção dos sinais em canal Rayleigh seletivo é realizada empregando-se RAKE-Descorrelacionador.

³Uma variação para o detector Zero-Forcing Decision Feedback, ZF-DF.

⁴Detalhes na seção IV-B.2.

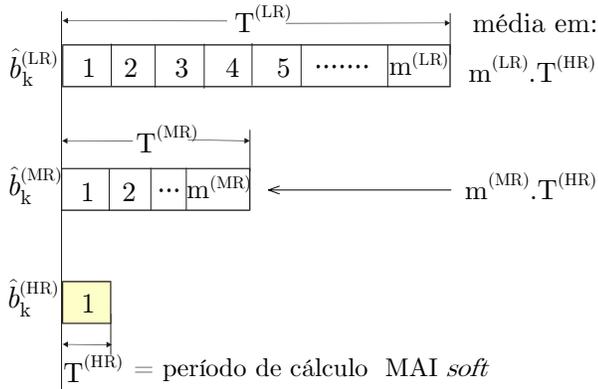


Fig. 2. Estimativas suaves na detecção de dados dos usuários de média e baixa taxas em um sistema MPG de com três taxas.

Em [26], [27] o esquema MPG de dupla taxa é associado à detecção multiusuário adaptativa do tipo mínimo erro quadrático médio (MMSE). Para contornar o problema da detecção em distintas janelas temporais de observação, i.e., quando se considera sinais DS-CDMA com distintos ganhos de processamento (taxas de dados distintas), os autores propuseram um esquema de espalhamento das seqüências em duas camadas, facilitando a obtenção de uma versão adaptativa de baixa complexidade para o detector multiusuário linear MMSE em sistemas de dupla taxa, sem que haja degradação significativa de desempenho dos usuários de baixa taxa, como ocorre com a adoção da repetição de códigos. O conceito de espalhamento em duas camadas introduzido em [26] nada mais é que uma simples modificação do método de geração das seqüências de espalhamento por repetição de códigos, descrito anteriormente, utilizando-se de um código-máscara. Considerando um sistema com duas taxas, LR e HR, inicialmente uma seqüência $\mathbf{v}_k^{(LR)} = [v_{k,1}^{(LR)}, \dots, v_{k,m^{(G)}}^{(LR)}]$ de comprimento $m^{(G)} = \frac{R^{(HR)}}{R^{(LR)}}$ é gerada independentemente para cada usuário LR. Este conjunto de seqüências aleatórias é então utilizado no mascaramento das seqüências de repetição dos usuários LR, resultando no seguinte código de espalhamento para o k -ésimo usuário LR:

$$\mathbf{s}_k^{(LR)} = [v_{k,1}^{(LR)} \mathbf{s}_k^{(HR)}, \dots, v_{k,m^{(G)}}^{(LR)} \mathbf{s}_k^{(HR)}] \quad (17)$$

onde $\mathbf{s}_k^{(HR)}$ é dado por (16).

No receptor, a etapa de remoção das máscaras dos usuários LR representa uma complexidade praticamente negligenciável. Finalmente, o conceito de espalhamento em duas camadas para esquemas MPG DS-CDMA é facilmente estendido para esquemas MPG multitaxa com $G > 2$.

C. Esquema de Múltipla Taxa de Chipping Variável, VCR

Uma solução alternativa ao problema da transmissão de dados com taxas distintas em sistemas DS-CDMA consiste na variação da taxa de chip das seqüências de espalhamento proporcional à taxa de transmissão do serviço [31]. Assim, no esquema com taxa de chip variável, VCR (*Variable Chip Rate*), também denominado taxa de chipping múltipla, MCR (*Multiple Chipping Rate*), para os mais variados serviços

multimídia, o ganho de processamento é mantido constante, figura 3, resultando em largura de banda ocupada pelo sinal CDMA, BW , diretamente proporcional à taxa de informação transmitida.

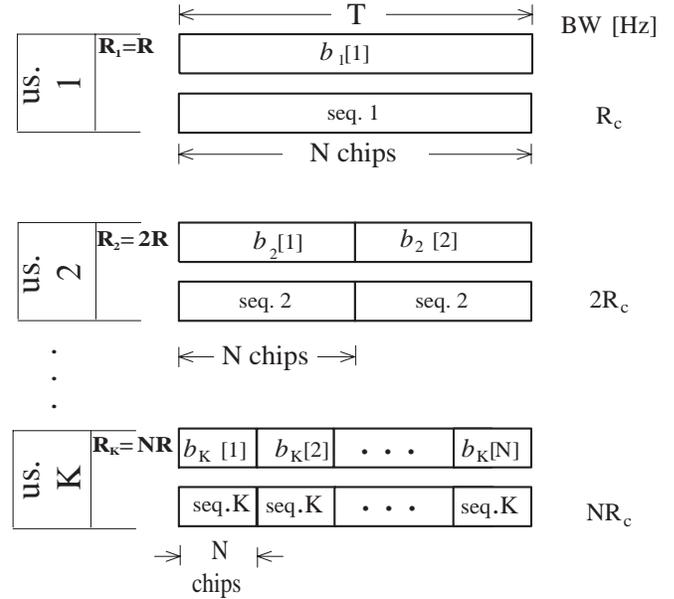


Fig. 3. Esquema MCR genérico.

Considerando um sistema com usuários restritos a duas taxas, alta e baixa, sendo a HR múltipla da LR, tem-se: ganho de processamento idêntico $N^{(LR)} = N^{(HR)} = N$, e taxa de chip múltipla dada por $R_c^{(HR)} = m \cdot R_c^{(LR)}$ ou ainda, períodos de chip múltiplos: $T_c^{(LR)} = m \cdot T_c^{(HR)}$. As seqüências de espalhamento para os dois grupos de usuários são dadas a partir de (7) por:

$$\mathbf{s}_k^{(HR)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \mathcal{C}_{n,k}^{(HR)} p_{T_c^{(HR)}}(t - nT_c^{(HR)}) \quad (18)$$

$$\mathbf{s}_k^{(LR)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \mathcal{C}_{n,k}^{(LR)} p_{T_c^{(LR)}}(t - nT_c^{(LR)}) \quad (19)$$

1) *Taxa de Chipping Variável com Frequência Deslocada, VCRFS*: Em um esquema multitaxa VCR, devido às larguras de banda distintas para usuários com taxas de bits diferentes, é possível separar espectralmente os sinais dos usuários de taxas distintas, reduzindo a interferência mútua. Esta idéia resulta em um método de acesso denominado taxa de chip variável com frequência deslocada, VCRFS (*VCR Frequency Shifted*) [32]. Considerando usuários com dupla taxa, a seqüência de espalhamento para o k -ésimo usuário de baixa taxa será dada por:

$$\mathbf{s}_k^{(LR)}(t) = \left(\sum_{n=0}^{N-1} \mathcal{C}_{n,k}^{(LR)} p_{T_c^{(LR)}}(t - nT_c^{(LR)}) \right) e^{j2\pi f^{(LR)} t} \quad (20)$$

e a seqüência para o k -ésimo usuário de alta taxa é definida por (18). Novamente, o ganho de processamento, N , é comum para ambos os grupos LR e HR; o intervalo de chip é múltiplo

de m , $T_c^{(LR)} = mT_c^{(HR)}$. O parâmetro $f^{(LR)}$ é a frequência de *offset* entre as portadoras dos sinais dos usuários de baixa e alta taxa, dada por:

$$f^{(LR)} = \frac{1}{T_c^{(HR)}} - \frac{1}{T_c^{(LR)}} = R_c^{(HR)} - R_c^{(LR)} \quad (21)$$

de tal forma que o 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 e Tulino [32] mostraram, a partir de simulações Monte Carlo, o desempenho superior alcançado com o esquema de dupla taxa VCRFS.

Observe que é possível obter esquemas de acesso VCRFS de múltipla taxa ao invés de apenas duas taxas, caso as taxas de dados dos usuários forem múltiplas inteiras da taxa básica, resultando em um processamento invariante no tempo.

2) *Taxa de Chipping Variável com Separação de Usuários Empregando Filtros Wiener*: É possível separar os sinais dos usuários de taxas distintas empregando-se filtragem adequada em banda-passante no receptor. Em [33]–[35] são considerados alguns filtros para supressão de interferência⁵ aplicados a sistemas de múltipla taxa. Possíveis filtros para separação dos usuários de múltipla taxa baseados em frequência incluem os filtros Passa-Baixas, Passa-Altas e Wiener. Em um esquema de acesso de dupla taxa VCR, os usuários LR atuam como interferentes de banda estreita para os usuários HR, principalmente quando a relação de taxa $m^{(HR)}$ for elevada, sugerindo o uso de filtros simples na separação dos usuários LR e HR. Neste caso, a frequência de corte do filtro será dada por:

$$f_{cut-off} = \frac{1 + \xi}{T_c^{(LR)}} \quad (22)$$

onde ξ = fator de *roll-off*. No entanto, geralmente, os filtros introduzem interferência intersimbólica (ISI); para limitar a ISI dos bits adjacentes deve-se dimensionar adequadamente a largura do filtro em relação à taxa de dados dos usuários HR.

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 um detector MuD ou convencional (SuD - *single-user detection*), de taxa única, esquematizado na figura 4.

A função de transferência do filtro Wiener, independente da razão de taxa e das amplitudes⁶ dos usuários em um sistema VCR de dupla taxa, é dada por:

$$H^{(g)}(f) = \frac{\Psi_g(f)}{a\Psi_{LR}(f) + p\Psi_{HR}(f) + \kappa\sigma_n^2(f)} \quad (23)$$

onde a , p e κ = constantes; σ_n^2 é a variância do ruído e $\Psi_g(f)$ = densidade espectral de potência (PSD) do sinal

⁵Os resultados bem estabelecidos da área de *supressão de interferência em banda estreita* são diretamente aplicáveis aqui.

⁶Não é necessário estimar as amplitudes dos usuários recebidos.

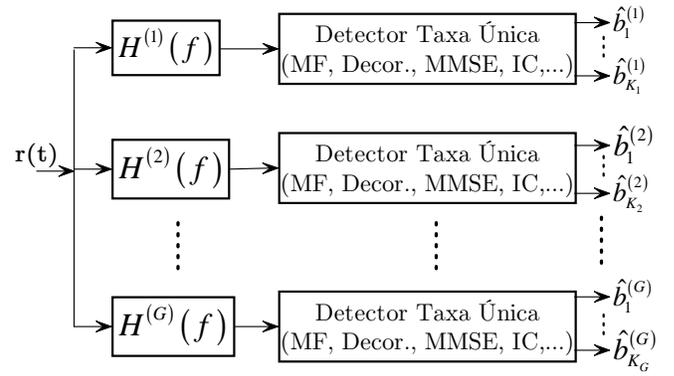


Fig. 4. Estrutura receptora genérica para um sistema multitaxa com G grupos de taxas distintas utilizando separação de usuários VCR por frequência a partir de filtros com função de transferência $H^{(g)}(f)$.

dos usuários de taxa $g = \{LR, HR\}$. Genericamente, para múltipla taxa, figura 4, resulta:

$$H^{(g)}(f) = \frac{a_g m^{(g)} \Psi_g(f)}{\sum_{i=0}^{G-1} a_i m^{(i)} \Psi_i(f) + \sigma_n^2(f)} \quad (24)$$

onde $a_g = \sum_{k=1}^{K_g} a_{k,g}^2$ é a amplitude quadrática efetiva de todos os usuários de taxa $R^{(g)}$ [33]–[36] e a razão de taxa para o i -ésimo grupo multitaxa VCR é dada por:

$$m^{(i)} = \frac{R^{(i)}}{R} = \frac{\text{Taxa do } i\text{-ésimo grupo}}{\text{Taxa básica do sistema}} \quad (25)$$

Devido à hipótese i.i.d. para os bits de dados e da independência dos chips de variância unitária, a PSD do sinal de cada usuário de mesma taxa será dada pela magnitude quadrática da transformada de Fourier do pulso de formatação $p_{T_g}(t)$ associado ao usuário do g -ésimo grupo: $\Psi_g(f) = |\mathfrak{F}\{p_{T_g}(t)\}|^2$.

D. Esquema de Múltipla Taxa por Código Múltiplo, MC

Na estratégia de acesso de múltipla taxa por código múltiplo, também denominada canais paralelos, todos os usuários multiplexam seus bits de informação utilizando várias seqüências de espalhamento, transmitindo seus bits de informação paralela e sincronamente, figura 5. Cada usuário transmite na mesma taxa básica e mesmo formato de modulação, por exemplo, BPSK ou QPSK. Portanto, para variar a sua taxa de dados, permite-se ao usuário enviar, simultânea e sincronamente, uma quantidade necessária de canais paralelos para atender sua taxa de dados específica. Assim, todos os canais paralelos de um determinado usuário estarão sujeitos às mesmas condições de canal, isto é estarão submetidos às mesmas condições de desvanecimento e de atrasos de propagação. Todos os usuários terão o mesmo ganho de processamento, possibilitando o uso de um conjunto de seqüências de espalhamento com ótimas propriedades de correlação⁷ cruzada⁸, amenizando o efeito da

⁷A correlação é a operação básica realizada nos principais receptores CDMA, desde os convencionais aos avançados.

⁸Por exemplo, emprega-se conjunto de seqüências de espalhamento ortogonais, como as Walsh-Hadamard e OVFS em sistemas 3G; veja seção IV.

elevada interferência de múltiplo acesso. No entanto, para sistemas de múltiplos códigos DS-CDMA (MC DS-CDMA com detecção SuD, tanto a unidade 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 independentes. Em [10], [37], investigou-se a abordagem de múltipla taxa cujos usuários transmitem através de um ou vários canais paralelos, de acordo com os seus requisitos de taxa de dados. Assim, os bits transmitidos pelo k -

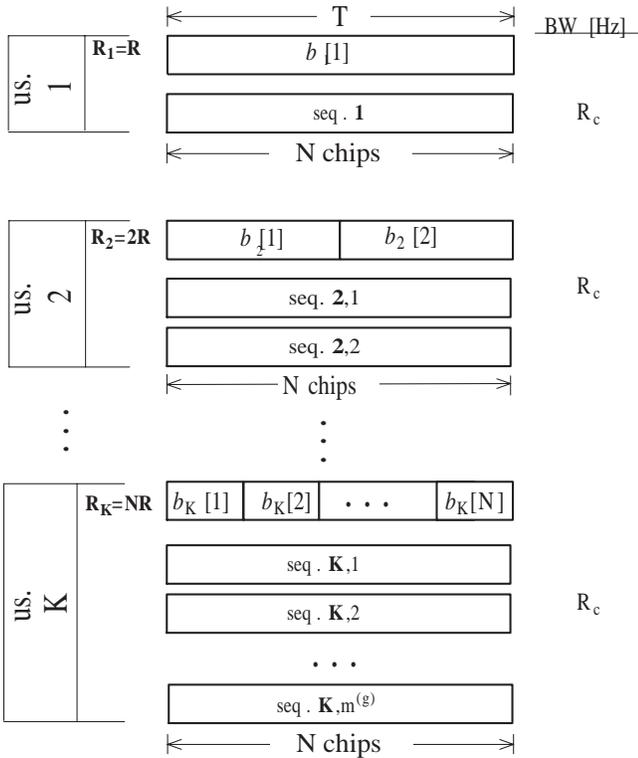


Fig. 5. Esquema MC genérico

ésimo usuário pertencente ao g -ésimo grupo MC, utilizando-se de $m^{(g)} = \frac{R^{(g)}}{R}$ códigos paralelos no intervalo T , são:

$$\mathbf{b}_k^{(g)} = [b_{k,1}, b_{k,2}, \dots, b_{k,m^{(g)}}]^T \quad (26)$$

Assumindo-se que o k -ésimo usuário MC emprega modulação BPSK sobre as $m^{(g)}$ formas de ondas, o sinal transmitido em banda base pode ser expresso por:

$$u_k^{(g)}(t) = A_k^{(g)} \sum_i \mathbf{b}_k^{(g)}(i) \tilde{\mathbf{s}}_k^{(g)}(t - iT) \quad (27)$$

onde o vetor forma de onda das seqüências de espalhamento normalizado para o k -ésimo usuário é definido por:

$$\tilde{\mathbf{s}}_k^{(g)}(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} [s_{k,1}^{(g)}(t), s_{k,2}^{(g)}(t), \dots, s_{k,m^{(g)}}^{(g)}(t)] \quad (28)$$

sendo $s_{k,i}^{(g)}(t)$ dado por (7). Ressalte-se apenas que o vetor de chips em (7) 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

Ortogonais⁹, ou ainda códigos OVSV. 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 um sistema CDMA síncrono (S-CDMA) ou quase-síncrono (QS-CDMA). Mantida a condição de fase preferencial para o conjunto de seqüências ortogonais, a MAI gerada será virtualmente zero. No entanto, fora da fase preferencial, as propriedades de correlação cruzada para estes conjuntos tornam-se piores que as das seqüências determinísticas "tradicionais", como as de Gold e Kasami.

Um problema que afeta normalmente o esquema multitaxa MC DS-CDMA é a quantidade de seqüência de espalhamento necessária para atender simultaneamente as diferentes classes de usuários, principalmente quando $m^{(g)} \gg 1$ e há muitos usuários de alta taxa ativos no sistema. Visando reduzir o número de códigos de espalhamento ortogonais em sistemas multitaxa MC DS-CDMA, vários esquemas alternativos foram propostos, entre os quais, em [38] a técnica de códigos sub-ortogonais¹⁰ é aplicada. Nesta técnica, após o espalhamento tradicional da informação nos diversos canais paralelos, os sinais dos $m_k^{(g)}$ canais paralelos correspondentes ao k -ésimo usuário são somados e re-espalhados por um código de Walsh de dimensão $\frac{m^{(g)}}{2}$ ou $\frac{m^{(g)}}{4}$.

Outro problema resultante do esquema de acesso MC DS-CDMA é a relativa variação na envoltória do sinal. O desempenho de sistemas multitaxa MC pode ser reduzido 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 das dimensões e capacidade das baterias do terminal móvel. Em geral, as técnicas empregadas no combate ao efeito das não linearidades do HPA em um esquema MC tentam melhorar o desempenho através da redução da variação da envoltória do sinal transmitido ou, de forma equivalente, aumentando-se a eficiência de utilização do HPA. Algumas técnicas incluem:

- pré-distorção [39];
- modulação PSK híbrida, resultando em melhores desempenhos que o obtido com QPSK e QPSK com *off-set* [40]; porém com um grande número de interferentes e de canais MC, a BER com a modulação PSK híbrida torna-se idêntica à obtida com a modulação QPSK;
- redução do número de canais paralelos em conjunção à utilização de detectores de quase máxima verossimilhança (Q-ML) [41];
- esquema modificado com envoltória constante associado à técnica anterior [41]. Este esquema não suporta aplicações com altas taxa de dados;
- adição de um código de canalização redundante, evitando flutuações excessivas na amplitude do sinal MC transmitido [42]; este esquema reduz a razão entre as potências de pico e média quando comparado aos esquemas de transmissão convencionais, porém acarreta perda de energia devido ao uso de bit redundante, resultando em uma

⁹Os códigos de Gold Ortogonais podem ser construídos adicionando-se um chip "+1" ou "-1" ao final de cada seqüência de Gold "tradicional".

¹⁰Para definição de ortogonalidade, veja seção II-D.1.

pequena perda de desempenho;

- envoltória constante para o sinal multitaxa MC transmitido é obtido combinando-se códigos de Walsh a um gerador de paridade [43]; diferentemente de outras estratégias, esta não utiliza um código de canalização redundante.

1) *MC Ortogonal*: Funções ortogonais são empregadas para melhorar a eficiência em banda de sistemas espectralmente espalhados. Cada usuário móvel normalmente utiliza uma seqüência de um conjunto de funções ortogonais para mapear um conjunto de símbolos a ser transmitido, sendo as funções de Walsh-Hadamard as mais comumente empregadas. Funções ortogonais satisfazem a propriedade:

$$\sum_{k=0}^{N-1} \chi_i(k\tau) \chi_j(k\tau) = 0, \quad i \neq j \quad (29)$$

onde $\chi_i(\cdot)$ e $\chi_j(\cdot)$ são a i -ésima e a j -ésima função do conjunto de funções ortogonais; N é o comprimento das seqüências do conjunto e τ a duração do símbolo de informação.

A seção IV descreve a utilização de códigos de canalização ortogonais em esquemas multitaxa MC e MPG aplicáveis a sistemas CDMA de terceira geração.

2) *Esquema Combinação Paralela (PC/SS)*: O esquema de múltipla taxa denominado combinação paralela de espectro espalhado (PC/SS *Parallel Combinatory Spread Spectrum*), ilustrado na figura 6, é uma variação do esquema MC. Neste esquema, 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 estas seqüências, sendo $r < R$, segundo a relação [44]:

$$k = r + \log_2 \binom{P}{r} \quad (30)$$

A principal vantagem deste esquema é a elevada eficiência em banda. Assumindo-se, por exemplo, um 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, paralela e simultaneamente, mais bits que o comprimento das seqüências. Portanto, o esquema PC/SS é apropriado para a transmissão eficiente de dados de alta taxa. As desvantagens são:

- 1) alta complexidade de implementação, devido à necessidade de se ter no receptor P filtros casados para cada usuário;
- 2) suportar poucos usuários e números de taxas de dados, uma vez que cada usuário requer um grande número de seqüências de espalhamento.

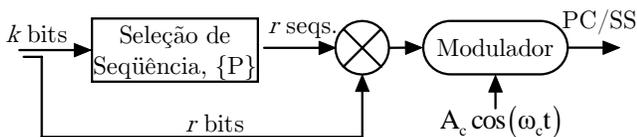


Fig. 6. Variante para o esquema MC: combinação paralela de espectro espalhado.

E. Esquema de Múltipla Taxa por Modulação Múltipla - MM

Outra solução possível consiste em adotar para cada usuário um formato de modulação cuja dimensão de constelação é função da razão entre as taxas de transmissão [45]. Isto resulta na coexistência de diferentes tipos de modulação, também denominado Modulação Mista.

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, idênticos ganhos de processamento, isto é para o k -ésimo usuário do g -ésimo grupo, $N_k^{(g)} = N$, e o mesmo período de símbolo, $T_k^{(g)} = T$, sendo constante para todos os formatos de modulação. Assim, para se obter taxas de bits crescentes, pode-se aumentar os níveis da modulação PAM ou QAM, resultando em amplitudes variáveis para os sinais modulados. Normalmente, para acomodar as múltiplas taxas de bits, utiliza-se o esquema de modulação M-ário QAM com diferentes níveis de modulação, M , figura 7. Assim, para a mesma relação sinal-ruído por bit ter-se-ão diferentes potências transmitidas para usuários com taxas de dados distintas.

Restringindo a análise para constelações QAM quadráticas, com taxas de símbolos R_s (idêntica para todos os usuários, figura 7), o número de níveis de modulação (número de pontos na constelação) para o k -ésimo usuário pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa MM será simplesmente:

$$M_k^{(g)} = 2^{R_k^{(g)}/R_s} \quad (31)$$

sendo a razão $\frac{R_k^{(g)}}{R_s}$ um número inteiro devido à hipótese de constelação quadrada. Assim, a fim de se comparar os diversos formatos de modulação, impor-se-á energia de bit transmitida, E_b , idêntica para todos os usuários, independente do formato de modulação empregado; para o k -ésimo usuário do g -ésimo grupo M -QAM, resulta:

$$E_0 = E_b \frac{3 \log_2 M_k^{(g)}}{2 (M_k^{(g)} - 1)} \quad (32)$$

onde $M_k^{(g)} \geq 4$ e $2E_0 =$ energia do sinal com menor amplitude em uma constelação M -QAM. Evidentemente, para modulação BPSK, deve-se fazer $E_0 = E_b$. Note-se que neste esquema, para as modulações com $M_k^{(g)} > 2$, emprega-se duas seqüências de espalhamento para cada sinal espectralmente espalhado, uma em fase (I) e outra em quadratura (Q), genericamente representadas na figura 7 por $s_k^{I/Q}$.

Em um sistema DS-CDMA multitaxa MM com detecção convencional, usuários com altas taxas de dados transmitirão com altas potências, causando severos problemas de *near-far* para os usuários de baixa taxas. Em [10], [37] foi investigado a abordagem de múltipla taxa MM combinando-se modulações 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

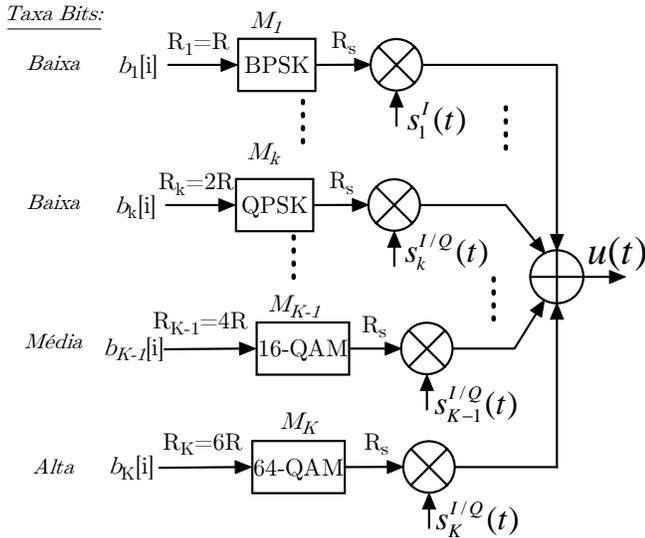


Fig. 7. Exemplo de um esquema de acesso multitaxa com modulação múltipla genérico, considerando formatos de modulação BPSK, QPSK e M-QAM, para usuários com baixa, média e alta taxa de dados.

as modulações binárias e um detector QAM necessita estimar as amplitudes para estabelecer o espaço de decisão. Como vantagens, o esquema resulta em simplicidade de processamento dos sinais MM no receptor, pois o ganho de espalhamento é constante para todos os tipos de modulação¹¹ e cada usuário utiliza apenas uma (ou duas) seqüência de espalhamento.

O esquema MM também pode ser facilmente associado à detecção multiusuário. Em [10], [37] foram caracterizados sistemas DS-CDMA síncronos e assíncronos com cancelamento de interferência sucessivo, SIC (*Successive Interference Cancellation*), em canal AWGN e com desvanecimento Rayleigh plano, associados aos esquemas multitaxa por modulação e códigos múltiplos.

F. Sistemas CDMA Multiportadora Multitaxa

Existem soluções para esquema multitaxa oriundas de sistemas MC-CDMA (*Multi Carrier - Code-Division Multiple Access*), as quais aproveitam as propriedades de sub-portadoras ortogonais da tecnologia OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) para aumentar a eficiência de uso da banda. Genericamente, no esquema MCF ocorre a transmissão paralela de símbolos consecutivos utilizando-se as diversas sub-portadoras existentes em um sistemas MC-CDMA.

Inicialmente proposta no começo da década de 90 por diversos autores [17], a combinação das técnicas OFDM e CDMA gerou os denominados sistemas CDMA Multiportadora. Existem na literatura, basicamente, três técnicas de múltiplo acesso oriundas dessa combinação: MC-CDMA (*Multi-Carrier CDMA*), MC-DS-CDMA (*Multi-Carrier Direct Sequence CDMA*) e MT-CDMA (*Multi-Tone CDMA*). A principal motivação para o surgimento desses sistemas se deve à possibilidade de obtenção de maiores taxas de transmissão e à redução dos efeitos nocivos da ISI, presentes em um

¹¹Resultando em baixa complexidade do receptor: utilização de uma única taxa de chip e de amostragem.

canal de rádio móvel seletivo em freqüência. Tais sistemas são categorizados em dois grupos. No primeiro, cada símbolo de transmissão é espalhado no domínio da freqüência, modulando diferentes subportadoras ortogonais, de forma que uma fração do símbolo transmitido correspondente a um *chip* modula diferentes subportadoras ortogonais. Já no outro grupo, os dados são convertidos para a forma paralela e espalhados no domínio do tempo, para então modularem diferentes subportadoras ortogonais, ou seja, em cada uma das subportadoras pode-se identificar um sistema DS-CDMA equivalente. No primeiro grupo, destaca-se o sistema MC-CDMA, ao passo que no segundo, enquadram-se os esquemas MC DS-CDMA e MT-CDMA.

Ao contrário do que ocorre com os sistemas DS-CDMA, há na literatura poucos trabalhos que associam sistemas CDMA multiportadora com esquemas de transmissão multitaxa. Essa seção traz algumas configurações de transmissão multitaxa aplicadas aos três sistemas CDMA multiportadora salientados.

1) *MC-CDMA Multitaxa*: as configurações dos sistemas MC-CDMA multitaxa aqui descritas foram apresentadas em [18]. De forma análoga aos esquemas anteriores, assume-se uma taxa básica de transmissão igual a $R = 1/T_s$, com T_s representando o período de símbolo; todas as taxas nesse sistema são dadas por um inteiro múltiplo da taxa de transmissão básica.

A) MÚLTIPLOS CÓDIGOS (MC-MC-CDMA). A seqüência de dados do k -ésimo usuário com taxa $R_k^{(g)}$ é multiplexada em $m^{(g)}$ seqüências, de tal forma que a taxa de transmissão em cada uma seja igual à taxa básica (R). Considerando que a taxa básica é relativamente alta, a informação do m -ésimo ramo $m = 1, \dots, m^{(g)}$, que pode ser interpretada como o m -ésimo usuário efetivo relativo ao k -ésimo usuário físico pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa, é submetida a um conversor série/paralelo, S/P, de P ramos. Posteriormente, efetuam-se N cópias da informação contida em cada ramo, com N representando o ganho de processamento constante do sistema, para que então cada uma das N cópias seja multiplicada por um *chip* da seqüência de espalhamento atribuída ao m -ésimo usuário efetivo, configurando o espalhamento no domínio da freqüência¹². Note que há $P \cdot N$ ramos paralelos para cada usuário efetivo. Tais ramos são transmitidos em $P \cdot N$ subportadoras ortogonais espaçadas de $\Delta f = 1/PT_s$. A figura 8 ilustra o esquema de transmissão no sistema MC-MC-CDMA considerado.

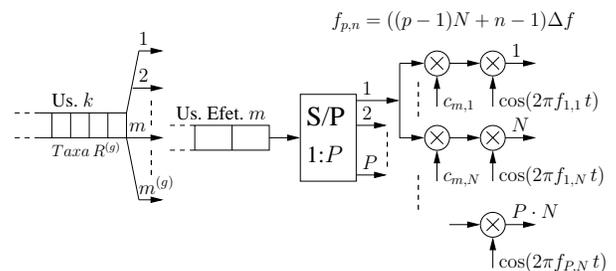


Fig. 8. Sistema MC-MC-CDMA.

¹²O espalhamento espectral no sistema MC-CDMA é dito no domínio da freqüência, pois cada *chip* da seqüência de espalhamento é multiplicado pelo sinal a ser transmitido em cada uma das subportadoras ortogonais.

O sinal em banda-base transmitido pelo k -ésimo usuário com taxa $R^{(g)}$ é dado pela expressão:

$$u_k^{(g)}(t) = \sum_{m=1}^{m^{(g)}} \sum_{p=1}^P A_m^{(g)} b_{m,p}^{(g)}(t) \times \sum_{n=1}^N c_{m,n}^{(g)} \cos(2\pi [(p-1)N + n - 1] \Delta f t), \quad 0 \leq t \leq PT_s \quad (33)$$

onde $A_m^{(g)}$, $b_{m,p}^{(g)}$ e $c_{m,n}^{(g)}$ representam, respectivamente, a amplitude do sinal transmitido, o p -ésimo símbolo de informação e o n -ésimo *chip* formatado da seqüência de espalhamento (definido de forma similar à eq. (7)), correspondente ao m -ésimo usuário efetivo do k -ésimo usuário e g -ésimo grupo.

B) MÚLTIPLOS GANHOS DE PROCESSAMENTO (MPG-MC-CDMA). A seqüência de dados a ser transmitida pelo k -ésimo usuário com taxa $R^{(g)}$ é inicialmente submetida a um conversor S/P de $m^{(g)} \cdot P$ ramos. A informação de cada ramo é replicada $N/m^{(g)}$ vezes, onde cada uma das réplicas multiplica um *chip* da seqüência de espalhamento de comprimento $N/m^{(g)}$, caracterizando o espalhamento na freqüência. Note que $N/m^{(g)}$ é obrigatoriamente um número inteiro. Dessa forma, independente da taxa de transmissão, há um total de $P \cdot N$ ramos paralelos para cada usuário efetivo, ou seja, o sinal resultante em cada ramo é modulado em $P \cdot N$ subportadoras ortogonais espaçadas de $\Delta f = 1/PT_s$. A figura 9 ilustra a transmissão no sistema MPG-MC-CDMA considerado.

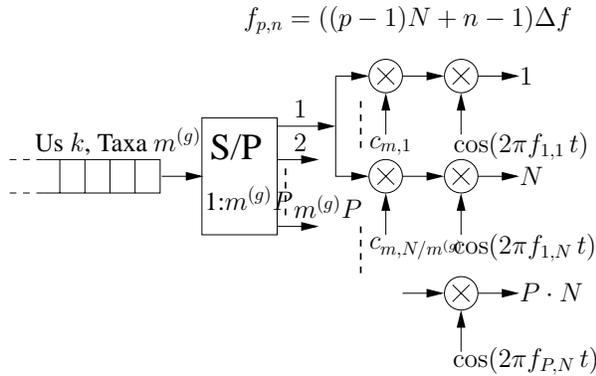


Fig. 9. Sistema MPG-MC-CDMA.

O sinal em banda-base transmitido pelo k -ésimo usuário com taxa $R^{(g)}$ é dado por:

$$u_k^{(g)}(t) = \sum_{p=1}^{m^{(g)} \cdot P} A_k^{(g)} b_{k,p}^{(g)}(t) \times \sum_{n=1}^{N/m^{(g)}} c_{k,n}^{(g)} \cos\left(2\pi \left[(p-1) \frac{N}{m^{(g)}} + n - 1\right] \Delta f t\right), \quad 0 \leq t \leq PT_s \quad (34)$$

onde $A_k^{(g)}$, $b_{k,p}^{(g)}$ e $c_{k,n}^{(g)}$ representam, respectivamente a amplitude do sinal transmitido, o p -ésimo símbolo de informação e o n -ésimo *chip* da seqüência de espalhamento correspondente ao k -ésimo usuário de taxa $R^{(g)}$.

2) *MC-DS-CDMA e MT-CDMA Multitaxa*: os esquemas MC-DS-CDMA e MT-CDMA Multitaxa considerados aqui foram propostos em [19], [20] respectivamente. Tanto no MC-DS-CDMA como no MT-CDMA os dados seriais a serem transmitidos são convertidos em N ramos paralelos, com N representando o número de subportadoras. Para um certo usuário, tem-se o espalhamento espectral efetuado no domínio do tempo, dado pela multiplicação de uma mesma seqüência de códigos (identificação do usuário) com a informação contida em cada um dos ramos. Logo após, o resultado dessa multiplicação modula N subportadoras ortogonais. No MC-DS-CDMA a ortogonalidade das subportadoras é mantida em relação ao período de *chip* da seqüência de espalhamento (tal sistema também é conhecido como MC-DS-CDMA Ortogonal), ao passo que no MT-CDMA, tal ortogonalidade é mantida apenas em relação ao período de símbolo de cada ramo paralelo. Dessa forma, após o espalhamento espectral, o critério mínimo de separação das subportadoras no MT-CDMA é violado e a condição de ortogonalidade em relação ao período de *chip* não é satisfeita.

Como consequência imediata da não ortogonalidade, o sistema MT-CDMA sofre interferência entre subportadoras, ICI (*Intercarrier Interference*), e apresenta uma maior sensibilidade a desvios de freqüência que, por ventura, possam ocorrer entre transmissor e receptor. Por outro lado, o ganho de processamento utilizado nesse sistema é relativamente maior (proporcional ao número de subportadoras) que nos demais esquemas, incluindo o DS-CDMA, o que proporciona uma maior rejeição à interferência de múltiplo acesso.

A) MÚLTIPLOS CÓDIGOS (MC-MC-DS-CDMA E MC-MT-CDMA). Em ambos os esquemas, a seqüência de dados do k -ésimo usuário com taxa $R^{(g)}$ é multiplexada em $m^{(g)}$ seqüências interpretadas como M usuários efetivos, de tal forma que a taxa de transmissão em cada uma seja igual à taxa básica ($1/T_s$). A informação do m -ésimo ramo, $m = 1, \dots, m^{(g)}$, é submetida a um conversor S/P de P ramos. Posteriormente, o sinal resultante no p -ésimo ramo é espectralmente espalhado no domínio do tempo, tal qual nos sistemas DS-CDMA, por uma seqüência de espalhamento, $s_m^{(g)}(t)$, com ganho de processamento constante igual a N , designada ao m -ésimo usuário efetivo, figura 10. Os sinais resultantes são transmitidos em P subportadoras. Nos dois sistemas, $T_c = P \cdot T_s/N$. No MC-MC-DS-CDMA as subportadoras são espaçadas de $\Delta f = 1/T_c$, mantendo a ortogonalidade em relação ao período de *chip*. Já no MC-MT-CDMA, o espaçamento entre subportadoras é dado por $\Delta f = 1/(P \cdot T_s)$, ou seja, a ortogonalidade é mantida apenas em relação ao período de símbolo. A figura 10 ilustra os esquemas de transmissão em banda base nos sistemas MC-MC-DS-CDMA e MC-MT-CDMA considerados.

O sinal em banda-base transmitido pelo k -ésimo usuário com taxa $R_k^{(g)}$ nos sistemas MC-MC-DS-CDMA e MC-MT-CDMA é dado por:

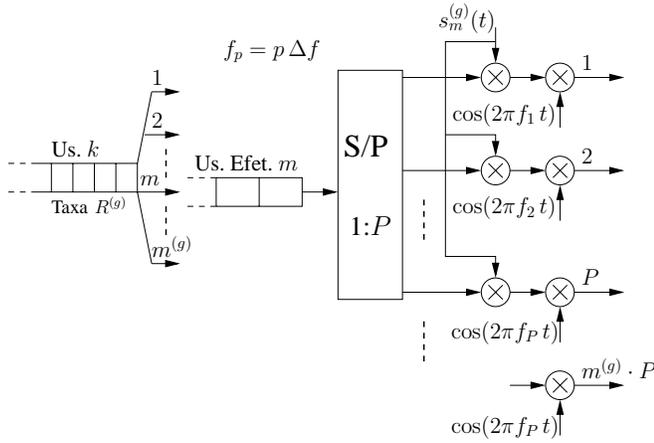


Fig. 10. Sistemas MC-MC-DS-CDMA e MC-MT-CDMA.

$$u_k^{(g)}(t) = \sum_{m=1}^{m^{(g)}} \sum_{p=1}^P A_k^{(g)} b_{m,p}^{(g)}(t) \times \sum_{n=1}^N c_{m,n}^{(g)} \cdot p_{T_c}(t - nT_c) \cdot \cos(2\pi p \Delta f t), \quad 0 \leq t \leq PT_s, \quad (35)$$

onde $p_{T_c}(t)$ representa a função formatação de pulso retangular com duração T_c , definida por:

$$\Delta f = \begin{cases} 1/T_c & , \text{ MC - MC - DS - CDMA} \\ 1/(P \cdot T_s) & , \text{ MC - MT - CDMA} \end{cases} \quad (36)$$

B) MÚLTIPLOS GANHOS DE PROCESSAMENTO (MPG-MC-DS-CDMA E MPG-MT-CDMA). Nesse esquema, a seqüência de dados a ser transmitida é inicialmente submetida a um conversor S/P de P ramos. A informação em cada ramo é então espalhada espectralmente por uma mesma seqüência de espalhamento, $s_k^{(g)}(t)$, de comprimento $N/m^{(g)}$ e transmitido em P subportadoras. No MPG-MC-DS-CDMA as subportadoras são espaçadas de $\Delta f = 1/T_c$, ao passo que no MPG-MT-CDMA, tal espaçamento é dado por $\Delta f = 1/(P \cdot T_s)$. A figura 11 ilustra os esquemas de transmissão nos sistemas MPG-MC-DS-CDMA e MPG-MT-CDMA considerado.

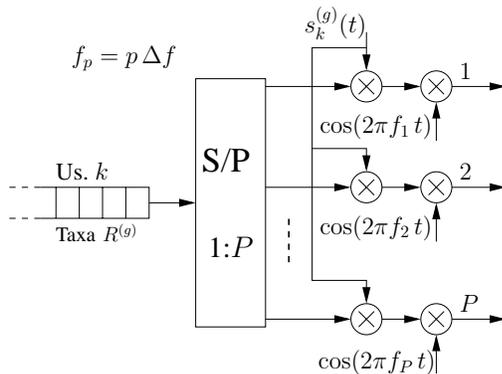


Fig. 11. Sistemas MPG-MC-DS-CDMA e MPG-MT-CDMA.

com taxa $R_k^{(g)}$ em ambos os sistemas é dado por:

$$u_k^{(g)}(t) = \sum_{p=1}^P A_k^{(g)} b_{m,p}^{(g)}(t) \times \sum_{n=1}^{N/m^{(g)}} c_{k,n}^{(g)} p_{T_c}(t - nT_c) \cdot \cos(2\pi p \Delta f t), \quad 0 \leq t \leq PT_s, \quad (37)$$

com Δf definido por (36).

G. MultiFlocks, MF

Outro esquema multitaxa introduzido em um contexto CDMA multiportadoras que, no entanto, pode ser generalizado para as demais técnicas CDMA, é o esquema *MultiFlocks*, MF. O esquema multitaxa MF foi introduzido na literatura usufruindo-se das boas propriedades de correlação, tanto auto quanto cruzada, das seqüências de códigos CC (*Complete Complementary*) [21], [46], [47]. A ortogonalidade dos códigos CC se baseia na assinatura de um conjunto ou *flock* de códigos para cada usuário ao invés de apenas um, de tal sorte que altos valores de correlação de um determinado código são cancelados pelos demais códigos do mesmo *flock*.

Devido ao aproveitamento das boas propriedades de correlação dos códigos de espalhamentos, o esquema MF resulta em uma melhoria na eficiência de espalhamento e consequentemente no aumento da taxa de dados total transmitida.

Basicamente, o esquema multitaxa MF consiste na transmissão de bits consecutivos em intervalos menores que o do período de bit, aumentando a eficiência de espalhamento e a taxa de transmissão, figura 12. O esquema MF oferece a facilidade da mudança da taxa de bit transmitida simplesmente alterando-se o *offset* temporal entre os códigos de um mesmo *flock*, sem a necessidade da procura de códigos apropriados com um específico fator de espalhamento¹³.

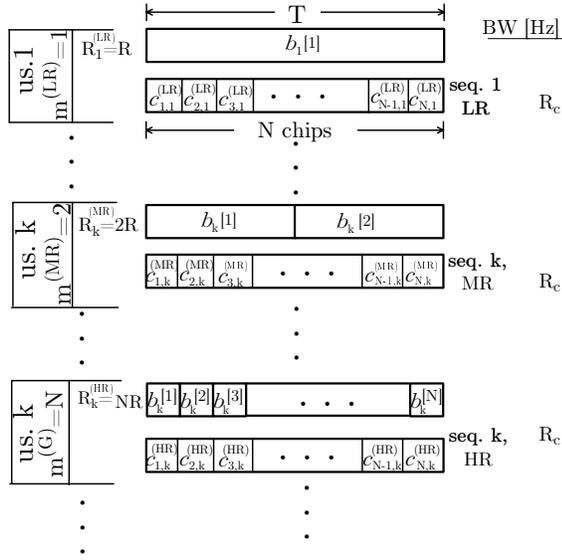
Observe-se que o ganho de processamento dos códigos CC, comumente empregado no esquema MF, é igual ao comprimento do *flock* formado pelos elementos de códigos CC. Para códigos CC de comprimento N , o ganho de processamento, o comprimento da família e o tamanho do *flock* são dados respectivamente por $\sqrt{N^3}$, \sqrt{N} e \sqrt{N} .

Portanto, no esquema MF há uma sobreposição com um pequeno deslocamento dos bits transmitidos. Assim, é essencial que as propriedades de correlação sejam as melhores possíveis. Nos códigos CC garante-se que a correlação cruzada e a autocorrelação fora de fase sejam exatamente zero para qualquer deslocamento relativo a dois códigos.

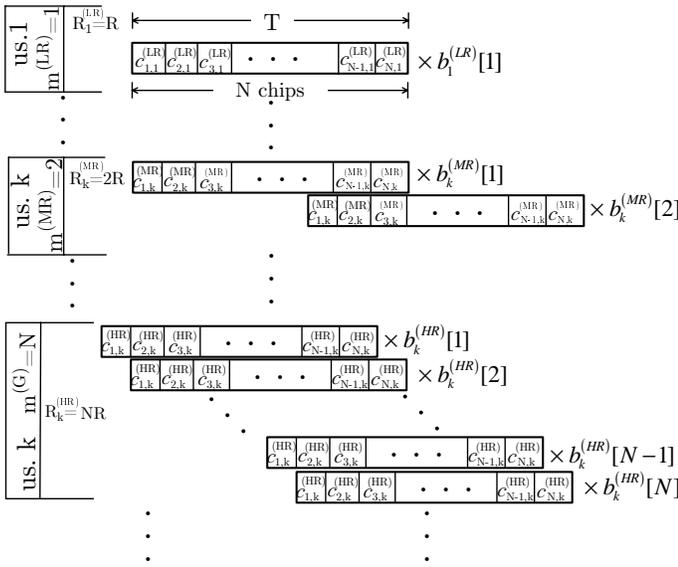
As principais limitações do esquema MF consistem na necessidade de complexos modems digitais multiníveis e na obtenção de conjuntos de seqüências com boas propriedades e que simultaneamente disponibilizem um grande número de seqüências. Por exemplo, os códigos CC resultam em conjuntos com número de seqüências relativamente pequeno. Assim, apesar do conceito do MF não estar necessariamente limitado ao emprego de códigos CC, faz-se necessário, no entanto, o emprego de seqüências com boas propriedades de correlação.

O sinal em banda-base transmitido pelo k -ésimo usuário

¹³Veja códigos de canalização OVSA, seção IV-B.



(a) Sinais de distintas taxas.



(b) Sinais transmitidos.

Fig. 12. Esquema MF.

III. CONTROLE DE POTÊNCIA MULTITAXA

Uma questão fundamental em sistemas de comunicações móveis é atender os requisitos mínimos dos serviços disponibilizados aos usuários com transmissão do menor nível de potência possível. Essa minimização das potências transmitidas visa reduzir a exposição dos usuários a campos eletromagnéticos intensos, abrandando dessa forma argumentos contrários ao uso do telefone celular [48], bem como maximizar a autonomia dos usuários móveis através da redução do consumo de bateria em seus terminais celulares.

Em [49] demonstra-se que para o canal reverso, a taxa de bits e o desempenho (probabilidade de erro de bit, por

exemplo) de um determinado usuário dependem da potência recebida desse usuário e da potência total interferente nesse receptor, causada pelos demais usuários do sistema (considerando MAI intra e inter-celular). Isso significa que para atender simultaneamente determinados requisitos de taxa de bits e desempenho especificados para um serviço, dado um nível de potência interferente, a potência do usuário que utiliza esse serviço deve ser ajustada através de técnicas apropriadas de controle de potência, que devem atuar sobre os transmissores de modo a também compensar os efeitos de atenuação no canal. Uma baixa razão entre a potência do sinal do usuário de interesse e a potência interferente total resulta em um grande número de erros na recepção, que se traduz em baixo desempenho. Por outro lado, o aumento da potência do usuário visando a melhoria do seu desempenho individual implica no aumento da interferência nos demais usuários e consequentemente em perda de desempenho global.

Nos sistemas de segunda geração [50], [51], todos os usuários utilizam um mesmo serviço com uma taxa de bits única, que é o serviço de voz. Nesse caso, é razoável admitir um mesmo desempenho para todos os usuários, o que pode ser obtido através do nivelamento da potência na recepção de todos os usuários da célula pelas técnicas de controle de potência. Dessa forma, garante-se que todos os usuários estão sujeitos ao mesmo nível de interferência, eliminando efeitos near-far indesejáveis, obtendo-se o mesmo desempenho para todos os usuários da célula.

Entretanto, para os sistemas de terceira geração, que suportam diversos serviços com diferentes requisitos de taxa de bits e desempenho, esses conceitos precisam ser reavaliados. Em primeiro lugar, as técnicas que nivelam a potência na recepção de todos os usuários de uma célula implicam que usuários que transmitem com taxas de bits mais altas apresentem desempenho inferior (maior probabilidade de erro de bit) que usuários com taxas mais baixas. Isso acontece porque a correlação resulta num sinal diretamente relacionado à energia do sinal recebido¹⁴ de modo que o desempenho no receptor seja determinado pela energia que se recebe do usuário, ou em outras palavras, da relação entre sua potência e sua taxa. Como para uma mesma potência, taxas mais altas implicam em menor energia, o desempenho é inferior para usuários com taxas mais altas.

Nos sistemas de segunda geração, o fato de se utilizar uma taxa única significa que potências iguais equivalem a energias iguais, o que justifica o controle de potência utilizado. Porém, para os sistemas de terceira geração, a adoção dessa mesma filosofia de controle de potência limitaria a flexibilidade do sistema em atender as mais variadas combinações de requisitos de taxas de bits e desempenho. Observando, por exemplo, os requisitos para os serviços de voz e dados descritos na Tabela I, verifica-se que o serviço de dados requer taxas de bits mais altas e desempenho superior (menor probabilidade de erro de bit máxima) que os exigidos para o serviço de voz. Esse cenário não poderia ser atendido se aplicássemos a esses sistemas os mesmos conceitos de controle de potência aplicados aos sistemas de segunda geração.

¹⁴A operação de integração no domínio do tempo concede ao resultado da correlação uma proporcionalidade à energia do sinal detectado.

Observada a relação entre desempenho e energia, uma segunda abordagem seria introduzir no canal reverso um controle das energias de modo que os sinais de todos os usuários na recepção apresentassem a mesma energia. Essa abordagem possibilita que o efeito das altas taxas de um usuário seja compensado por sua potência mais alta de modo que todos os usuários da célula apresentassem o mesmo desempenho. Essa consideração não se aplica porém aos sistemas MM onde o nivelamento das energias ainda não seria suficiente para que os usuários com altas taxas apresentassem o mesmo desempenho que os com baixas taxas em função dos diferentes níveis de modulação empregados [49]. Outro argumento contrário ao nivelamento das energias na recepção é que garantir o mesmo desempenho para todos os usuários pode significar desperdício de recursos e conseqüentemente sub-utilização da capacidade do sistema, uma vez que alguns serviços podem exigir requisitos menos rigorosos de desempenho que outros.

Uma terceira abordagem é utilizar as técnicas de controle de potência para “sintonizar” a potência dos usuários na recepção, dado um nível de potência interferente total, no valor necessário para atender os requisitos de taxa de bits e desempenho especificados para os serviços que utilizam em um determinado instante. Na realidade, essa proposta consiste em um controle de potências por serviço, ou seja, usuários que desenvolvem o mesmo serviço em um dado instante necessariamente devem apresentar a mesma potência na recepção. A partir dessa técnica torna-se possível atender diversos serviços com requisitos de taxa de bits e desempenho bastante variados e em qualquer combinação. Como exemplo, poderíamos atender simultaneamente serviços que requerem alta taxa e alto desempenho como o serviço de dados, baixa taxa e alto desempenho como o serviço de mensagens curtas, e também serviços com baixa taxa e baixo desempenho como o serviço de voz, cujo principal requisito é a intolerância a atrasos, sintetizados na Tabela I.

Em resumo, essa terceira abordagem interpreta o controle de potência em sistemas multitaxa como um instrumento que possibilita, através do ajuste das potências nos transmissores em níveis adequados, atender diferentes requisitos de desempenho nos enlaces de comunicação, viabilizando o atendimento de uma grande variedade de serviços. Em [6], [49] é feita uma breve análise sobre os controles de potência aplicáveis a sistemas 3G.

Avaliando mais especificamente os diversos esquemas de multitaxa, o controle de potências apresenta-se mais adequado quando se deseja para os usuários de baixa taxa um desempenho superior à que se obteria através do controle de energias. Em esquemas como MCR é interessante empregar o controle por potências a partir de quando se almejar uma menor disparidade às distintas taxas.

No entanto, para que se estabeleça uma forma de comparação entre os esquemas torna-se conveniente assumir o controle, seja ele por potência ou energia, realizado sobre o sinal efetivamente transmitido, como por exemplo, sinal dos usuários virtuais, para o MC e sinal modulado para o MM. Adicionalmente, as seqüências de códigos são admitidas com energia unitária.

Para o caso específico do MC, deve-se notar que não há ne-

cessidade em se realizar controle sobre todos os usuários efetivos, o que viria por incrementar a complexidade do sistema. Como na transmissão todos os usuários virtuais referentes ao mesmo usuário físico possuem mesma potência e energia, basta que se mantenha o controle sobre o usuário físico.

IV. CÓDIGOS DE CANALIZAÇÃO PARA ESQUEMAS 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, para este esquema, com $m^{(g)} = 2^n$ seqüências ortogonais para cada usuário de taxa de dados $R^{(g)}$. Um método para se obter códigos OVSF tal que preserve a ortogonalidade entre taxas e ganhos de processamento distintos baseado em matrizes de Hadamard modificadas é descrito a seguir [52]. Outro método para a geração de códigos ortogonais em canais síncronos baseia-se na teoria dos planos projetivos finitos [53], obtendo-se um método também recursivo. Para códigos de comprimento constante (adequado para o esquema MC), faz-se o mapeamento dos pontos dos conjuntos de planos projetivos variável em chips de amplitudes baixas/altas (“0”/“1”); enquanto que para códigos de comprimento variável (adequado para esquema MPG), o método recursivo anterior é aplicado em múltiplas camadas. Este último método traz vantagens sobre o proposto em [52], em termos de facilidade de sincronização e possibilidade de detecção cega dos usuários de distintas taxas.

A. Códigos Ortogonais de Walsh–Hadamard

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 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_n , onde o número de linhas (ou colunas) é 2^n . As de ordem

n podem ser geradas recursivamente, sendo conhecidas por matrizes de Hadamard–Sylvester¹⁵:

$$H_{n+1} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{bmatrix}$$

onde:

$$\begin{aligned} H_1 &\in \{\pm D_1; \pm D_2; \pm D_3; \pm D_4\} \\ D_1 &= \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}; D_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \\ D_3 &= \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}; D_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Por exemplo, adotando-se $H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$, tem-se :

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \text{ e assim por diante.}$$

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_n representa uma função de Walsh. Estas funções exibem ortogonalidade perfeita, porém 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.

B. Códigos de Canalização OVSF

Os códigos de canalização no padrão W-CDMA espalham os dados dos usuários multitaxa utilizando uma taxa de chip de $T_c = 3,84 \text{ Mchip/s}$. A principal função desta operação consiste no auxílio da manutenção da ortogonalidade entre os diferentes canais físicos de um mesmo usuário no canal reverso.

Denota-se $\{C_N(i)\}_{i=1,2,\dots,N}$ a matriz de dimensão $N \times N$, sendo N o número e o comprimento dos códigos de espalhamento binários disponíveis, onde C_N é um vetor linha de 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:

$$C_N = \begin{bmatrix} C_N(1) \\ C_N(2) \\ C_N(3) \\ \vdots \\ C_N(N-1) \\ C_N(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\frac{N}{2}}(1) & C_{\frac{N}{2}}(1) \\ C_{\frac{N}{2}}(1) & C_{\frac{N}{2}}(1) \\ C_{\frac{N}{2}}(2) & C_{\frac{N}{2}}(2) \\ C_{\frac{N}{2}}(2) & C_{\frac{N}{2}}(2) \\ \vdots & \vdots \\ C_{\frac{N}{2}}(N/2) & C_{\frac{N}{2}}(N/2) \\ C_{\frac{N}{2}}(N/2) & C_{\frac{N}{2}}(N/2) \end{bmatrix} \quad (38)$$

Os códigos OVSF podem ser obtidos recursivamente conforme a estrutura em árvore da figura 13. Aqui, um conjunto de

2^i seqüências de espalhamento de comprimento 2^i chips é gerado no i -ésimo nível, isto é o número de códigos OVSF para um particular fator de espalhamento, ditos códigos de mesmo nível, é igual ao próprio N , sendo todos ortogonais entre si. Note-se de (38) 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–Sylvester.

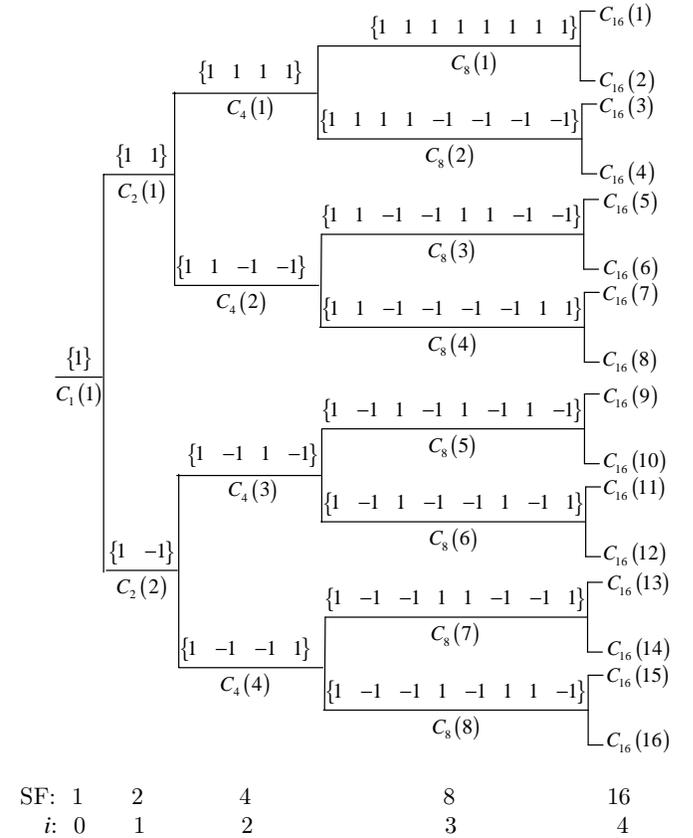


Fig. 13. Geração recursiva para códigos ortogonais de comprimento variável; são mostrados quatro níveis de recursão: $SF = 2$ a 16.

Os códigos OVSF 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 13, os códigos $C_8(4)$, $C_4(2)$ e $C_2(1)$ são códigos-raiz do $C_{16}(7)$ e portanto não são ortogonais a ele. Assim, 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 utilizado no mesmo canal físico. Desta forma, caso $C_8(1)$ seja designado a um usuário, todos os seguintes 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; pela mesma razão, 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 OVSF de mesmo nível (mesmo ganho de processa-

¹⁵ Às vezes esta construção é denominada 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 [54].

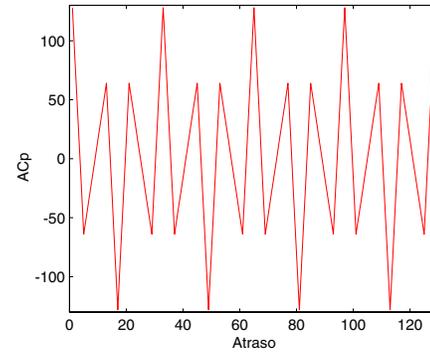
mento) em um esquema MC, enquanto que no esquema MPG a designação das seqüências ortogonais são obtidas empregando-se códigos gerados em níveis distintos e inversamente proporcionais à taxa de dados. Assim, para ambos os esquemas multitaxa, o número de códigos disponíveis não é fixo e depende do fator de espalhamento (N 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 no intervalo $0 \leq \tau < N$ (veja figuras 14.a e 14.b), como nas seqüências de Gold e SMC; como consequência, a etapa de sincronismo no receptor torna-se uma tarefa difícil.

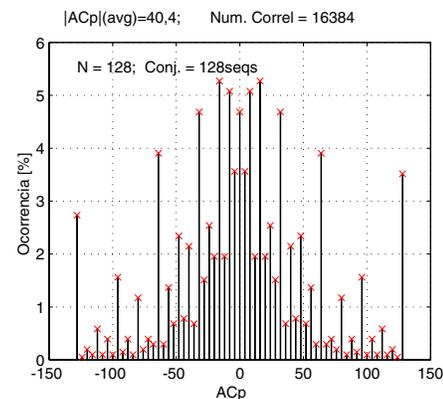
1) *Códigos de Canalização OVFS em Esquemas Multitaxa MC*: No padrão W-CDMA o primeiro espalhamento é realizado por códigos de canalização OVFS visando a manutenção da ortogonalidade dos sinais MC gerados por um mesmo usuário. A figura 15 esquematiza a composição de sinais em um transmissor de múltipla taxa do tipo canais paralelos e duplo espalhamento. Os dados do k -ésimo usuário multitaxa são separados em $m_k^{(g)}$ canais paralelos os quais são espalhados pelos códigos de canalização OVFS ou, alternativamente, por 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 seqüência 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 seqüência do enorme conjunto de códigos de Kasami-VL256 (estendido), o qual resulta em mais de um milhão de códigos distintos.

Opcionalmente para canais síncronos pode-se ter uma única seqüência de embaralhamento PN para todos os usuários porém com distintos atrasos bem controlados; esta seqüência é gerada a partir do truncamento de uma seqüência 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. 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.

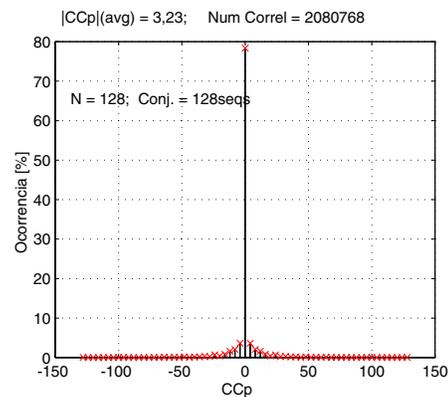
2) *Códigos de Canalização OVFS em Esquemas Multitaxa MPG*: Códigos de canalização OVFS também podem ser utilizados na etapa de canalização dos sinais multitaxa MPG, figura 16. Os dados dos usuários de alta taxa passam por um demultiplexador, gerando $m_k^{(g)}$ canais paralelos com razão de taxa feita igual à potência de dois, $m_k^{(g)} = 2^{n_k}$. Estes dados são ortogonalizados empregando-se códigos de canalização OVFS ou matriz de Walsh; a partir de uma matriz de Walsh variável $m_k^{(g)} \times m_k^{(g)}$ ou OVFS aplica-se uma transformação linear a estes subcanais (*Walsh Hadamard Transform, WHT*), removendo qualquer correlação que por ventura possa existir entre os diferentes subcanais. Essa transformação faz o mapeamento de $m_k^{(g)}$ bits dos canais paralelos em $m_k^{(g)}$ linhas da matriz de



(a) Auto-correlação periódica, ACp, típica de uma seqüências OVFS com $N = 128$.



(b) Ocorrência percentual para a auto-correlação periódica.



(c) Ocorrência percentual para a correlação cruzada periódica.

Fig. 14. Auto-correlação e correlação cruzada periódica para seqüências OVFS com $N = 128$.

Walsh de dimensão n_k . As $m_k^{(g)}$ saídas ortogonais entre si são espalhadas uma segunda vez (*scrambling codes*) empregando-

se códigos de Gold, Kasami etc estendidos (com N potência de dois) em um esquema MPG com modulação serial, isto é, toma-se $m_k^{(g)}$ segmentos da seqüência de embaralhamento, resultando em sub-seqüências agora com ganhos de processamento iguais a $N/m_k^{(g)}$ e ortogonais no intervalo de tempo $\frac{T_c N}{m_k^{(g)}}$ e os transmite serialmente; portanto o resultado final é um esquema MPG com utilização de uma única seqüência espalhamento para cada usuário, independente da taxa de bits ou razão de taxa entre os usuários.

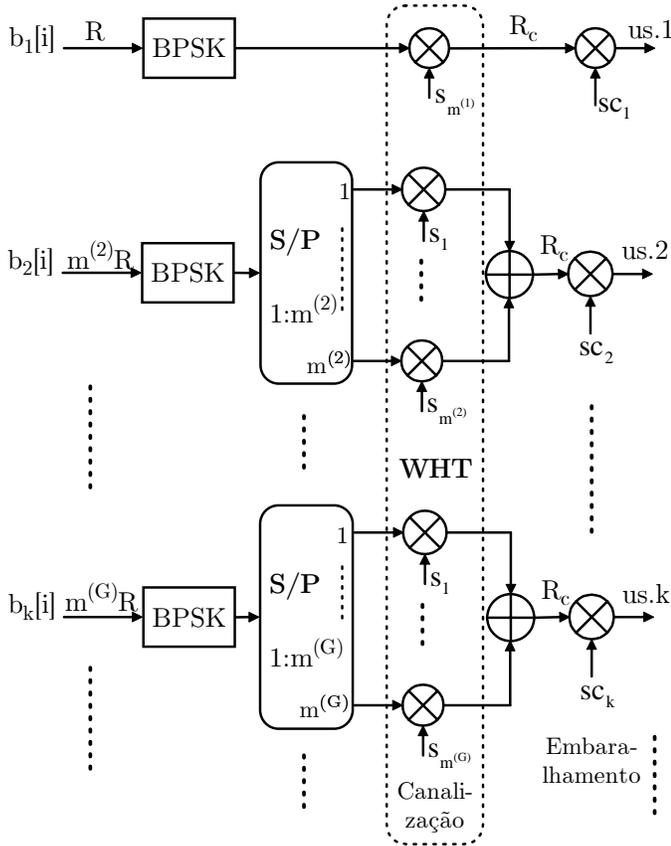


Fig. 15. Esquema genérico para o transmissor DS-CDMA multitaxa MC em banda base com duplo espalhamento do sinal multitaxa: códigos de canalização e de embaralhamento empregado em sistemas 3G W-CDMA.

A vantagem de se utilizar uma única seqüência na transmissão de sinais dos usuários de alta taxa é que se evita grandes variações da envoltória do sinal transmitido, problema inerente ao esquema multitaxa MC, evitando a necessidade de amplificadores HPA extremamente lineares, limitação prática e econômica nos terminais móveis devido ao peso, dimensões 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 elaborados circuitos na etapa de *tracking* e sincronismo.

Em [29], [30] foi analisado um esquema multitaxa MPG com canalização via transformação Walsh e modulação serial. Considerou-se o detector MuD linear de Descorrelação associado ao receptor RAKE na detecção destes sinais em canal Rayleigh seletivo em frequência.

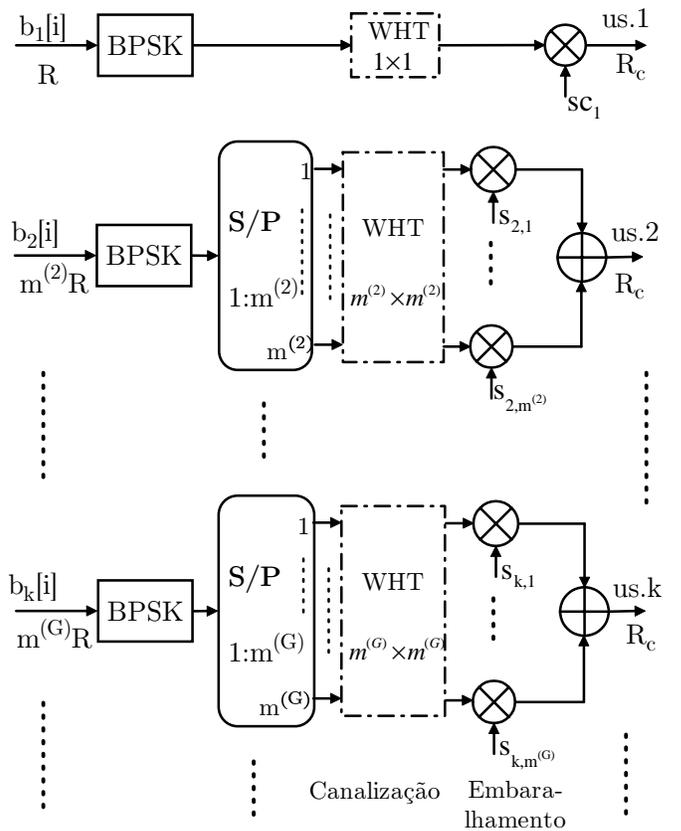


Fig. 16. Esquema multitaxa MPG em banda base empregando códigos ortogonais de canalização seguido da etapa de embaralhamento com utilização de um único código por usuário, independente de sua taxa de dados ou número de canais paralelos gerados.

V. SELEÇÃO DE SEQÜÊNCIAS PARA SISTEMAS QS-CDMA MULTITAXA

Em um sistema QS-CDMA, os usuários transmitem em sincronismo com um sinal de referência. Em consequência, os atrasos entre os sinais recebidos dos usuários ativos estão confinados em um intervalo de tempo, o qual pode ser muito menor que o período de símbolo de informação dependendo da características do canal. Assim, todas as seqüências de espalhamento estarão quase sincronizadas e, portanto, a MAI e a auto-interferência (*self-interference*, SI), as quais limitam o desempenho do sistema, podem ser substancialmente reduzidas escolhendo-se conjuntos de seqüências adequadas com boas propriedades de correlação.

No caso de se utilizar o esquema MC, o conjunto de seqüências deve disponibilizar mais seqüências que o número de usuários ativos, pois quanto maior a taxa dos usuários, mais canais (mais seqüências) serão utilizados. Porém, os conjuntos de seqüências adequados para sistemas QS-CDMA propostos na literatura possuem poucas seqüências disponíveis [55], [56].

Trabalhos disponíveis na literatura que sugerem seqüências com reduzidos valores de correlação para pequenos deslocamentos entre as seqüências [55], [56], estudam as funções de correlação entre seqüências de mesmo comprimento. Em sistemas que utilizam esquemas de taxa de dados variável do tipo MPG [44], as correlações envolvidas no processo

de detecção e recuperação da informação transmitida são realizadas entre: (i) seqüências de mesmo comprimento, caso o usuário interferente utilize a mesma taxa de dados do usuário de interesse; (ii) uma seqüência e um trecho de outra seqüência de comprimento maior, caso o usuário interferente utilize taxa de dados menor que a do usuário de interesse; (iii) uma seqüência e alguns períodos de outra seqüência de comprimento menor, caso o usuário interferente utilize taxa de dados mais elevada que o usuário de interesse. Nos dois últimos casos, as propriedades de correlação, na maioria das vezes não são conhecidas totalmente, mesmo na condição de pequenos deslocamentos entre seqüências. Para otimizar um sistema multitaxa do tipo MPG em termos de desempenho, os três casos apontados devem ser considerados. Existem poucos trabalhos sobre seleção de seqüências de espalhamento para este sistema, sendo que a maioria discute o problema para o caso síncrono (canal direto). Especificamente para sistemas QS-CDMA encontram-se pouquíssimas referências que tratam do assunto [15], [16]. Em [15], a modelagem do sistema considera canais de percurso único e sem desvanecimentos. Dessa forma, não há SI e, conseqüentemente, as auto-correlações entre as seqüências de espalhamento não são consideradas.

Em [16], foi apresentado um método de otimização de seqüências para MPG que consiste na procura por seqüências que resultam na maximização do parâmetro relação sinal-ruído-interferência (*signal-to-noise-to-interference ratio*, SNIR), o qual está intimamente relacionado com o desempenho do sistema. Consideram-se canais com desvanecimento multipercurso e, adicionalmente, receptor Rake. Observe-se que em canal com desvanecimento multipercurso não é razoável minimizar simplesmente a interferência na saída do correlacionador, como em [15], pois os componentes multipercurso sofrem atenuações distintas e, portanto, as interferências de múltiplo acesso MAI e SI podem ser mais significativas na saída de um correlacionador do Rake do que em outro. Maximizando-se a SNIR, indiretamente a MAI e a SI são minimizadas diferentemente para cada componente multipercurso, ou seja, componentes multipercurso mais atenuados tenderão a ter MAI e SI menos elevadas e componentes multipercurso menos atenuados tenderão a ter MAI e SI mais elevadas de forma que a SNIR é maximizada para ambos. Dessa forma, além da minimização da MAI e da SI, há também um melhor aproveitamento da diversidade Rake.

Assim, em [16] foi considerado um sistema de comunicação QS-CDMA multitaxa do tipo MPG com modulação BPSK que oferece G taxas de dados distintas. O maior atraso entre os sinais transmitidos pelos usuários quase sincronizados é dado por τ_{\max} . Cada taxa de dados $R^{(g)} = \frac{1}{T^{(g)}}$ é oferecida por meio de um serviço g . Em cada serviço g existem K_g usuários ativos. A SNIR na saída do ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário que utiliza o serviço g é dada por :

$$SNIR_{k,\ell}^{(g)} = \frac{E_b \mathbb{E}\{\beta_\ell^2\}}{\frac{2}{T^{(g)}} \left\{ \mathbb{E} \left\{ \left(I_{k,\ell}^{(g)} \right)^2 \right\} + \mathbb{E} \left\{ \left(SI_{k,\ell}^{(g)} \right)^2 \right\} \right\} + \frac{N_0}{2}} \quad (39)$$

onde $E_b = P^{(g)} \cdot T^{(g)}$; $P^{(g)}$ é a potência dos sinais transmitidos pelos usuários do serviço g ; $\mathbb{E}\{\beta_\ell^2\}$ é a potência do ℓ -ésimo componente multipercurso considerando um ca-

nal com perfil atraso-potência determinístico; $\mathbb{E} \left\{ \left(I_{k,\ell}^{(g)} \right)^2 \right\}$ e $\mathbb{E} \left\{ \left(SI_{k,\ell}^{(g)} \right)^2 \right\}$ são as potências da MAI e SI sobre o ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário que utiliza o serviço g , respectivamente.

Uma metodologia válida para seleção de seqüência MPG consiste em encontrar um conjunto de seqüências A do universo de todas as seqüências binárias que maximiza a SNIR do sistema [16]. Parte-se da definição de um objetivo para a maximização da SNIR, dado pela relação sinal-ruído-interferência mínima desejada, denominado aqui de SNIR alvo (*signal-to-noise-to-interference target*, SNIRT). Dessa forma, obteve-se em [16] o seguinte critério de seleção de seqüências para sistemas multitaxa MPG, considerando o k -ésimo usuário do g -ésimo grupo MPG em canal seletivo em freqüência com L percursos:

$$\frac{SNIRT_k^{(g)}}{SNIR_{k,\ell}^{(g)}} \leq 1, \quad \text{para todo } k, g \text{ e } \ell = 1, 2, \dots, D \quad (40)$$

onde D é a diversidade Rake; $SNIRT_k^{(g)}$ é a chamada SNIR alvo (SNIRT) para a $SNIR_{k,\ell}^{(g)}$, com $\ell = 1, 2, \dots, D$, ou seja, é o valor mínimo que se deseja obter para a SNIR de todos os correlacionadores do k -ésimo usuário que utiliza o g -ésimo serviço multitaxa MPG.

Define-se então uma função objetivo que quando minimizada faz com que o critério dado por (40) seja satisfeito. Para obter esta função objetivo, uma estratégia consiste em mapear cada $\frac{SNIRT_k^{(g)}}{SNIR_{k,\ell}^{(g)}}$ em uma função concava. Considerando a função côncava do tipo $f(x_1, x_2, \dots, x_V) = \left(\frac{x_1}{a_1}\right)^\lambda + \left(\frac{x_2}{a_2}\right)^\lambda + \dots + \left(\frac{x_V}{a_V}\right)^\lambda$, obteve-se em [16] a função objetivo:

$$f_O(A) = \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{K_g} \sum_{\ell}^L \left(\frac{SNIRT_k^{(g)}}{SNIR_{k,\ell}^{(g)}} \right)^\lambda \quad (41)$$

onde λ é a ordem da função objetivo. Assim, quando $f_O(A) \leq 1$ garante-se que $\frac{SNIRT_k^{(g)}}{SNIR_{k,\ell}^{(g)}} \leq 1$ para todo k, g e $\ell = 1, 2, \dots, D$.

Encontra-se na literatura diversos métodos heurísticos eficientes capazes de lidar com o problema da minimização da função objetivo (41), tais como algoritmos evolucionários genéticos (*Genetic Algorithm*, GA) [57], [58], programação evolucionária (*Evolutionary Programming*, EP) [59], algoritmos de busca local (*Local Search*, LS) [60] [61], recozimento simulado (*simulated annealing*, SA) [62], [63] etc. Como exemplo, foi empregado o método SA visando a otimização do sistema QS-CDMA multitaxa MPG (minimização de (41)) com características apresentadas na tabela III.

Admitindo que a MAI e a SI possuam funções densidade de probabilidade (*probability density function*, pdf) Gaussianas, obteve-se o desempenho médio para esse sistema em termos de taxa de erro de bit para cada serviço, figura 17. Nesta figura, foi adicionado o desempenho do sistema utilizando seqüências OVFS selecionadas ao acaso, porém, respeitando-se o critério de seleção de seqüências ortogonais discutido na seção IV-B.

TABELA III
PARÂMETROS DO SISTEMA QS-CDMA MPG COM SEQUÊNCIAS DE
ESPALHAMENTO OTIMIZADAS.

τ_{\max}	$2T_c$	K_1	5
D	3	K_2	3
G	3	K_3	2
$R^{(1)}$	60kb/s	$SNRIT_k^{(1)}$	8dB
$R^{(2)}$	120kb/s	$SNRIT_k^{(2)}$	8dB
$R^{(3)}$	240kb/s	$SNRIT_k^{(3)}$	8dB

Para efeito de comparação, foi incluída a curva de desempenho quando há apenas um único usuário ativo no sistema (*single-user bound*, SuB), o qual representa a condição de ausência de MAI e SI. Observa-se que utilizando o método de seleção de seqüências MPG baseado em SA [16] resulta em um elevado ganho de desempenho quando comparado com a utilização de seqüências OVSF em sistemas QS-CDMA.

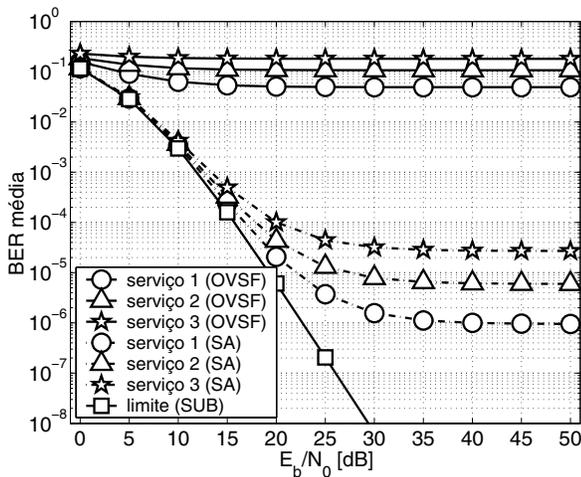


Fig. 17. BER média para o sistema analisado empregando seleção de seqüências pelo método SA e OVSF.

VI. COMPARAÇÃO DOS ESQUEMAS MULTITAXA

A estratégia de acesso de múltipla taxa MPG necessita de hardware simples para a construção da interface em sistema DS-CDMA de múltipla taxa. No entanto, deve-se associar detecção multiusuário a este esquema, uma vez que com SuD resultará em degradação de desempenho para taxas de bits crescentes, figura 17.

Do ponto de vista de processamento de sinais, 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.

Para se variar a sua taxa de dados R_k em um acesso de múltipla taxa por código múltiplo, MC, 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, viabilizando a utilização de um conjunto de seqüências de espalhamento determinística com propriedades

TABELA IV
PRINCIPAIS REQUISITOS EM ESQUEMAS MULTITAXA.

Parâmetro	MPG	VCR	MC	PC/SS	MM	MF
Desempenho	médio	médio	médio	alto	baixo	alto
Complexidade do Projeto	alta	baixa	baixa	média	baixa	média
Complexidade do Rx (SuD)	baixa	alta	média	alta	baixa	alta
Número Taxas Suportado	alto	médio	alto	baixo	médio	baixo

de correlação controladas (otimizadas), uma vez que para este tipo de acesso geralmente resulta um grande número de sinais interferentes, particularmente quando a diferença da menor para a maior taxa do sistema for elevada.

Finalmente, a estratégia que emprega múltiplos formatos de modulação (MM) utilizará diferentes esquemas de modulação para atender aos usuários com distintas taxas de dados. Têm-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. Em um sistema DS-CDMA com 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.

Uma síntese comparativa dos principais esquemas de múltipla taxa em sistemas SuD é mostrada na tabela IV. 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 [64]. Evidentemente, haverá um incremento no desempenho caso seja adotada detecção MuD e/ou codificação de canal. Um esquema em evidência é o que emprega códigos múltiplos, justamente pela simplicidade no projeto dos sinais e implementação.

Em [44] foram analisados sistemas DS-CDMA com detecção convencional (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 mesmo MuD. Entre os esquemas básicos multitaxa analisados (MC, MM, MPG, VSL), o esquema MC resulta em melhor compromisso desempenho \times número de taxas suportados, combinado à facilidade de seleção das seqüências de espalhamento¹⁶. O desempenho para o esquema de modulação mista (MM) é inferior para os usuários de altas taxas. Embora o esquema de múltipla taxa com ganhos de processamento variável (MPG) possa suportar uma ampla faixa de taxas de bits, resulta em um projeto de códigos de espalhamento relativamente complexo.

Do ponto de vista de desempenho, em [49] foram comparados os esquemas MC, MPG e MM para canais AWGN e canais com desvanecimento multipercurso Rayleigh, assumindo

¹⁶Basta utilizar um conjunto adequado de seqüências determinísticas, não havendo necessidade de otimização a qual deve ser feita para cada cenário de operação do sistema.

códigos de espalhamento longos (aleatórios) e receptores baseados em circuitos de correlação (SuD). Foi verificado através de desenvolvimentos analíticos para probabilidade de erro de bit que os sistemas MC e MPG apresentam desempenhos idênticos, ou seja, para um mesmo número de usuários por classe de serviço, usuários com a mesma taxa de bits e mesma potência na recepção apresentam a mesma probabilidade de erro de bit nos dois sistemas. Porém, esta conclusão é válida quando se utiliza códigos ortogonais no sistema MC, de modo que não haja interferência entre sinais paralelos de um mesmo usuário. Quando os sinais paralelos de um usuário interferem entre si, o aumento da potência total interferente implica em degradação de desempenho para o sistema MC; neste caso, o MPG torna-se mais vantajoso. A principal desvantagem dos sistemas MC é a elevada quantidade de seqüências necessárias para sua implementação. A somatória dos sinais paralelos de um usuário resulta em grandes variações de amplitude nos transmissores, que tornam bastante exigentes os requisitos de linearidade dos amplificadores de potência nos terminais móveis. A própria implementação dos transmissores em sistemas MC é mais complexa uma vez que na realidade correspondem a um conjunto de transmissores. A mesma dificuldade se verifica no projeto dos receptores MC DS-CDMA, uma vez que é necessária uma grande quantidade de circuitos de correlação para suportar altas taxas. Por outro lado, uma desvantagem importante apresentada pelos sistemas MPG é a interferência intersimbólica para usuários com altas taxas de bits, resultado da pequena duração de símbolo para esses usuários. Ao contrário dos sistemas MPG, onde a duração de símbolo é inversamente proporcional à taxa de bits, em sistemas MC a duração de símbolo é única para todos os usuários, o que garante a esses sistemas uma maior imunidade quanto à interferência intersimbólica. Outra desvantagem dos sistemas MPG é o baixo ganho de processamento para usuários com altas taxas, o que diminui o nível de privacidade para esses usuários em comparação com usuários em sistemas MC. Com relação aos sistemas MM, verifica-se que apresentam desempenho bastante inferior em relação aos sistemas MC e MPG para altas taxas de bits. Uma forma de comparar esse desempenho é através do fator de equivalência de usuários (FU) [49]. O FU corresponde a uma relação das potências entre usuários de serviços distintos em um sistema multitaxa. O fator de equivalência de usuários pode ser interpretado como o número de usuários de um serviço que pode ser substituído por um usuário de outro serviço sem que isso gere qualquer modificação no desempenho dos demais usuários do sistema, uma vez que o nível de potência interferente é mantido para todos esses demais usuários do sistema. A tabela V mostra os resultados obtidos para o FU assumindo-se canal AWGN, $R_1 = 14\text{kbps}$; $R_2 = 4R_1$ e taxa de chip $R_c = 3,6864\text{Mcps}$.

Verifique-se que o fator de equivalência é sempre maior em sistemas MM que em sistemas MC ou MPG, o que significa que a potência que um usuário de um serviço no sistema MM necessita para atender um determinado requisito de desempenho é maior do que caso seja adotado o esquema multitaxa MC ou MPG. Adicionalmente, note-se que esse fator aumenta quanto mais rigoroso for o requisito de desempenho (neste exemplo, a probabilidade de erro de bit, P_b).

TABELA V
FATOR DE EQUIVALÊNCIA DE USUÁRIOS PARA $R_2 = 4R_1$

$P_{b,2}$	FU (MC / MPG)			FU (MM)		
	$P_{b,1}$					
	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}
10^{-2}	3,92	2,23	1,55	8,56	4,88	3,39
10^{-3}	6,77	3,86	2,68	15,02	8,56	5,94
10^{-4}	9,60	5,47	3,80	21,08	12,01	8,34
10^{-5}	12,37	7,05	4,89	26,70	15,21	10,56
10^{-6}	15,05	8,57	5,95	31,87	18,16	12,61
10^{-7}	17,64	10,05	6,98	36,64	20,87	14,49
10^{-8}	20,14	11,47	7,97	41,04	23,38	16,23
10^{-9}	22,55	12,85	8,92	45,10	25,70	17,84

Em [65], [66] foram comparados o desempenho, em termos de BER, dos esquemas MC e MPG no canal reverso (*uplink*) de um sistema DS-CDMA de dupla taxa considerando modulação BPSK, canais AWGN [65], [66] e com desvanecimento multipercorso [66]. Resultados de simulação em [66] mostraram que o desempenho depende não só da razão sinal-interferência (SIR) mas também da distribuição estatística das interferências de múltiplo acesso (MAI) e da auto-interferência (SI). Em canal aditivo, o desempenho alcançado com esquema MPG para usuários HR é levemente superior ao obtido com o MC caso o número de usuários interferentes LR seja menor que um valor específico de limiar, figura 18. Caso contrário, os dois esquemas exibem desempenhos similares, pois quando o número de usuários cresce, a faixa da MAI para ambos os esquemas cresce suficientemente de forma que o teorema do limite central pode ser aplicado; neste caso, as duas BER tornam-se idênticas desde que os esquemas MPG e MC apresentem a mesma SIR. Observe-se ainda na figura 18 que para usuários LR o mesmo desempenho é atingido com os esquemas MPG e MC. Já em canal multiplicativo e recepção com diversidade Rake, o esquema MPG sofre maior interferência de múltiplo acesso total que usuários MC, caso o atraso de espalhamento do canal (*delay spread*, τ_m) seja pequeno, resultando em menores BER para usuários MC. Por outro lado, em ambientes metropolitanos, onde τ_m é elevado¹⁷, ocorre o oposto; mesmo havendo uma maior potência interferente no esquema MPG, usuários que empreguem este esquema terão melhor desempenho [66]. No entanto, para a maioria das condições de operação de sistemas celulares práticos os desempenhos alcançados com os esquemas MC e MPG serão similares.

Melhoria adicional no desempenho é obtida associando-se o esquema de múltipla taxa à detecção multiusuário [10], [23] e à codificação de canal [30]. Em [10] foi proposto uma estrutura MuD do tipo SIC com esquema de múltipla taxa MC e MM, enquanto que em [67] o esquema de acesso multitaxa MC é associado à detecção multiusuário do tipo cancelamento de interferência subtrativo sucessivo de grupos multistágios com decisão suave (tangente hiperbólica) nos estágios intermediários.

Análise de desempenho considerando Descorrelacionador e esquema MPG de dupla taxa em canais AWGN foi realizada

¹⁷Tipicamente, para canais VHF/UHF terrestres urbanos $\tau_m = 1$ a $4\mu\text{s}$; para canais suburbanos ou áreas rurais, $\tau_m < 1\mu\text{s}$.

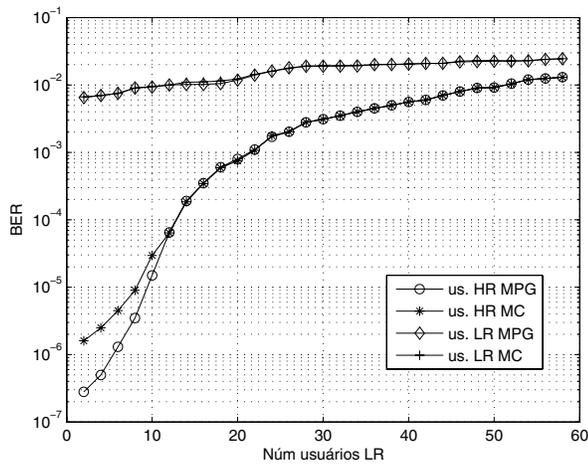


Fig. 18. Taxa de erro de bit média em função do número de usuários LR, considerando distribuição estatística da MAI em esquemas MPG e MC DS-CDMA em canal AWGN assíncrono; seqüências PN, $N = 128$, 1 usuário HR com $m^{(HR)} = 32$ e $E_b/N_0 = 12$ dB [66].

em [23]. Já em [68], os autores propõem uma modificação no detector multiusuário de Descorrelação multitaxa convencional [69] baseado no fato de que a matriz de correlação, parte integrante da matriz de covariância do ruído filtrado, não é diagonal. Esta modificação traz um ganho de desempenho sobre o Descorrelacionador convencional. Foram comparados os desempenhos de três esquemas multitaxa em canal AWGN: MM, MC e MPG, considerando o efeito conjunto da escolha da constelação de sinais e da MAI. Assim, quando o número de usuários multitaxa for elevado, o esquema MM atinge melhor desempenho que os esquemas MC e MPG, uma vez que o efeito do enriquecimento do ruído à saída do Descorrelacionador é mais danoso para os esquemas de acesso MC e MPG, principalmente sobre os usuários HR. Adicionalmente, a utilização da modulação 4-PSK, ao invés da BPSK, em esquemas MPG e MC traz um expressivo ganho de desempenho em termos de BER¹⁸, uma vez que os esquemas MC e MPG com modulação 4-PSK utilizam número menor de seqüências de espalhamento, e portanto sofrem menos interferência de múltiplo acesso caso fosse utilizado modulação BPSK.

Finalmente, observe-se que é possível obter um esquema de múltipla taxa híbrido combinando-se duas ou mais estratégias de acesso de múltipla taxa. Por exemplo, pode-se ter um sistema de múltipla taxa híbrido que combine MM e MC objetivando atender uma ampla faixa de taxa de dados, de alguns kb/s a unidades de Mb/s [24], 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 baixas e médias taxas, enquanto que sinais dos usuários de alta taxa são transmitidos empregando-se canais paralelos.

¹⁸Observe-se que o mesmo desempenho é atingido com o 4-PSK e 2-PSK antipodais na condição de usuário único [70].

VII. CONCLUSÃO

Este trabalho faz uma revisão dos principais esquemas de transmissão de dados de múltipla taxa aplicáveis a sistemas de múltiplo acesso CDMA de terceira e quarta geração. Foram descritos e comparados, sob diversos aspectos, os esquemas multitaxa básicos e seus variantes: ganho de processamento múltiplo (MPG), taxa de chip variável (VCR), códigos múltiplos (MC), modulação múltipla (MM), esquemas baseados em freqüências de portadoras múltiplas (MCF) e *Flocks* múltiplos (MF).

Foi apresentado um método heurístico de otimização de seqüências de espalhamento aplicável aos sistemas QS-CDMA multitaxa MPG para qualquer tipo de canal. Com a aplicação deste método o sistema multitaxa QS-CDMA otimizado atinge desempenhos significativamente superiores, para todos os serviços multimídias, em relação aos obtidos com a aplicação de códigos ortogonais OVFS quando se considera os efeitos da MAI e SI.

De uma forma geral, os esquemas multitaxa básicos MPG e MC resultam em mesmo desempenho. Com a utilização de detecção convencional, usuários de alta taxa do esquema de acesso MM terão desempenho inferior aos obtidos com o MPG e MC, tanto para ambiente AWGN quanto para canais com desvanecimento seletivo em freqüência. No entanto, quando se considera MuD de Descorrelação, resultados recentes indicaram que o efeito do AWGN enriquecido é mais prejudicial aos esquemas MPG e MC, conduzindo a um melhor desempenho do esquema MM na condição de elevado carregamento em canal AWGN.

Há várias abordagens para se realizar o controle de potência em sistemas de múltiplo acesso; no entanto, a mais apropriada para sistemas 3G consiste no controle de potência por serviço multimídia. Assim, esta abordagem de controle de potência em sistemas multitaxa ajusta as potências dos transmissores em níveis adequados, possibilitando o atendimento de diferentes requisitos de desempenho (QoS) nos enlaces de comunicação, viabilizando uma grande variedade de serviços.

Existem vantagens e desvantagens em cada um dos esquemas de tal sorte que a melhor solução visando a transmissão de uma ampla gama de taxas de dados consiste em combinar as vantagens de cada esquema, resultando em esquema multitaxa híbrido.

REFERÊNCIAS

- [1] <http://www.itu.int>.
- [2] Juha Rapeli. Umts: Targets, system concept, and standardization in a global framework. 20-28, *IEEE Personal Communications*, Fev, 1995.
- [3] Ramjee Prasad and Tero Ojanperä. An overview of cdma evolution. *IEEE Communications Surveys*, 1(1), 1998.
- [4] Douglas N. Knisely, Sarath Kumar, Subhasis Laha, and Sanjiv Nanda. Evolution of wireless data services: Is-95 to cdma2000. *IEEE Communications Magazine*, pages 140–149, Out 1998.
- [5] Martin Haardt and Werner Mohr. The complete solution for third-generation wireless communications: Two modes on air, one winning strategy. *IEEE Personal Communications*, pages 18–24, Dez 2000.
- [6] Malcolm W. Oliphant. Radio interfaces make the difference in 3g cellular systems. *IEEE Spectrum*, pages 53–58, Out 2000.
- [7] Qi BI, George I. Zysman, and Hank Menkes. Wireless mobile communications at the start of the 21st century. *IEEE Communications Magazine*, pages 110–116, Jan 2001.
- [8] Amitava Dutta-Roy. The cost of quality in internet-style networks. *IEEE Spectrum*, 37(9):57–62, Set 2000.

- [9] Tony Ottosson. Multirate schemes and multiuser decoding in ds/cdma systems. Technical Report 214L, Chalmers University of Technology, Göteborg, Suécia, Nov 1995.
- [10] A. L. Johansson. *Successive Interference Cancellation in DS-CDMA Systems*. PhD thesis, Department of Signals and Systems School of Electrical and Computer Engineering - Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 1998.
- [11] A.L. Johansson and A. Svensson. On multirate DS-CDMA schemes with interference cancellation. *Wireless Personal Communications*, 9(1):1–29, January 1999. Kluwer Academic Publishers.
- [12] Eduardo Meirelles Massaud. Estudo de técnicas de alocação dinâmica de recursos e sincronismo para serviços de multimídia num sistema móvel celular cdma de banda larga. Dissertação de mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Jun 2000.
- [13] Cyro Scarano Hemi. Análise de sistemas ds/cdma de múltipla taxa. Dissertação de mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Mar 2000.
- [14] Taufik Abrão. *Canceladores de Interferência Multiusuário Aplicados a Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa*. Tese de Doutorado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, São Paulo, Fevereiro 2001.
- [15] Yeonwoo Lee, Yang Ick Joo, and Kyun Hyon Tchah. Optimal sequences for a quasi-synchronous multi-rate VPG DS/CDMA system. *Telecommunications Review*, 11(1):144–160, 2001.
- [16] André Seichi Ribeiro Kuramoto, Taufik Abrão, and Paul Jean E. Jeszensky. Projetos de seqüências para sistemas qs-cdma multitaxa mpg. In Soc. Brasileira de Telecomunicações, editor, *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBT'04*, Anais em CD-ROM, Belém, PA, Setembro 2004.
- [17] R. Prasad and S. Hara. An overview of multi-carrier cdma. *IEEE Communications Magazine*, pages 126–133, December 1997.
- [18] Po-Wei Fu and Kwang-Cheng Chen. Multi-rate multi-carrier cdma with multiuser detection for wireless multimedia communications. *IEEE Wireless Communications and Networking (WCNC)*, 1:385–390, March 2003.
- [19] Po-Wei Fu and Kwang-Cheng Chen. Multi-rate mc-ds-cdma with multiuser detection for wireless multimedia communications. *55th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, 3:1536–1540, May 2002.
- [20] Po-Wei Fu and Kwang-Cheng Chen. Multi-rate multi-tone-cdma with multiuser detection for wireless multimedia communications. *13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 5:2014–2018, September 2002.
- [21] Hsiao-Hwa CHEN, Jun-Feng YEH, and Naoki Suehiro. A multicarrier cdma architecture based on orthogonal complementary codes for new generations of wideband wireless communications. *IEEE Communications Magazine*, Oct 2001.
- [22] T. Abrão and P. J. E. Jeszensky. Detectores multiusuários para DS-CDMA - canceladores de interferência. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, 16, Dezembro 2001.
- [23] M. Saquib. *Quality of Service for Multi-Rate DS/CDMA Systems with Multiuser Detection*. PhD thesis, The State University of New Jersey, New Brunswick Rutgers - Electrical and Computer Engineering, Jan 1998.
- [24] T. Ottosson and A. Svensson. Performance of different multi-rate schemes in DS/CDMA systems. *Proc. Nordic Radiosymposium on Radio Communication Networks*, pages 15–18, 1994.
- [25] Y. Yao; H. V. Poor. User capacity for synchronous multirate cdma systems with linear mmse receivers. In *IEEE 55th Vehicular Technology Conference, VTC 2001*, pages 1369–1373, Atlantic City, Oct. 2001.
- [26] Y. Yao; H. V. Poor. A new vsl scheme for multi-rate ds-cdma systems. In *IEEE 56th Vehicular Technology Conference, VTC 2002*, pages 1369–1373, Sept. 2002.
- [27] Y. Yao; H. V. Poor. A two-layer spreading code scheme for dual-rate ds-cdma systems. *IEEE Transactions on Communications*, vol.51, no.11, pages 873–879, June 2003.
- [28] A. Boariu. *Multiuser Detectors for Synchronous CDMA Comm Systems in Doubly Spread Channels*. PhD thesis, Dept of Electrical and Computer Eng., Univ. of Colorado, USA, Dec. 1998.
- [29] M. F. Madkour and S. C. Gupta. Multi-rate multi-code CDMA using FWT for mobile and personal communications. In *The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC '98, Boston, Massachusetts, USA*, Sept 1998.
- [30] M. F. Madkour and S. C. Gupta. Performance analysis of a wireless multirate DS-CDMA using fast walsh transformtion and decorrelating detection. *IEEE Transactions on Communications*, 48(8):1405–12, Aug. 2000.
- [31] Thit Minn and Kai-Yeung Siu. Variable chip rate cdma. In *Proceedings of Vehicular technology Conference*, pages 2267–2271. IEEE, 2000.
- [32] M. Lops S. Buzzi and A.M. Tulino. MMSE multiuser detection for asynchronous dual-rate direct sequence CDMA communications. In *The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 8–11, Sept 1998. Boston, Massachusetts, USA.
- [33] R. Srinivasan. Frequency-based detection schemes for multi-rate direct sequence code division multiple access systems. Master's thesis, The Ohio State University, Autumn 1998.
- [34] U. Mitra S. Sabharwal and R. Moses. Cyclic wiener filtering based multirate DS-CDMA receivers. Technical report, Dept. of Electrical Engineering, The Ohio State University, Columbus OH 43210, 1999.
- [35] U. Mitra R. Srinivasan and R. Moses. Design and analysis of receiver filters for multiple chip-rate DS-CDMA systems. *IEEE Journal on Selected Areas of Communication, issue on Global Spread-Spectrum Communications*, 17(12):2096–09, Dec. 1999.
- [36] U. Mitra R. Srinivasan and R. Moses. Frequency-based rate separation techniques for dual-rate CDMA systems. Conference on Information Sciences and Systems, March 1998. Princeton University.
- [37] A. L. Johansson. Interference cancellation for DS/CDMA systems in flat fading channels. Master's thesis, Department of Signals and Systems School of Electrical and Computer Engineering - Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, March 1996.
- [38] H.-Y. Kong, I.-S. Woo, and K.-C. Ho. Design of new multi-code cdma system based on soc technique. *IEICE Transactions on Fundamentals*, pages 3182–3186, Dec. 2001.
- [39] W. Jeon, K. Chang, and Y. Cho. An adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in ofdm systems. *IEEE Transactions on Communications*, pages 1167–1171, Oct 1997.
- [40] K. Laird, N. Whinnett, and S. Buljore. A peaktoaverage power reduction method for third generation cdma reverse links. In *IEEE 49th Vehicular Technology Conference, VTC'99*, pages 551–555, May 1999.
- [41] N. Guo and B.Milstein. Uplink performance evaluation of multicode DS/CDMA systems in the presence of nonlinear distortions. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(8):1418–28, Aug. 2000.
- [42] T. Wada, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa. A constant amplitude coding for orthogonal multicode cdma systems. *IEICE Transactions on Fundamentals*, pages 2477–2483, Dec. 1997.
- [43] S. Kim, G. Y. Jung, S. Y. Yoon, and H. S. Lee. Enhancement of constant amplitude coding for multicode wideband cdma systems. *IEICE Transactions on Communications*, pages 2550–2555, Nov. 2000.
- [44] T. Ottosson. *Coding, Modulation and Multiuser Decoding for DS-CDMA Systems*. PhD thesis, Department of Information Theory, School of Electrical and Computer Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, Nov. 1997.
- [45] Norihiko Morinaga, Masao Nakagawa, and Ryuji Kohno. New concepts and technologies for achieving highly reliable and high-capacity multimedia wireless. *IEEE Communications Magazine*, pages 34–40, Jan 1997.
- [46] Naoki Suehiro and Mitsutoshi Hatori. N-shift cross-orthogonal sequences. *IEEE Trans. Information Theory*, IT-34(1):143–146, Jan 1988.
- [47] H. H. Chen. A complementary codes based cdma architecture for future wideband mobile communications. In *TENCON'02, Proc. IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering*, pages 1052–1055, Oct. 2002.
- [48] R. Foster Keneth and John E. Moulder. Are the mobile phones safe? *IEEE Spectrum*, 37(8):23–28, Ago 2000.
- [49] André Fagundes da Rocha. Esquemas de multitaxa para sistemas cdma de banda larga. Dissertação de mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Setembro 2002.
- [50] Gordon L. Stüber. *Principles of Mobile Communication*. Kluwer Academic Publishers, 2ª edition, 2001.
- [51] Mark A. Earnshaw. *An Investigation into Improving Performance of Cellular CDMA Communications Systems with Digital Beamforming*. PhD thesis, Queen's University, Kingston - Canadá, Out 1997.
- [52] F. Adachi, M. Sawahashi, and K Okawa. Tree-structured generation of orthogonal spreading codes with different length for forward link of DS-CDMA mobile radio. *Electronics Letters*, 33(1):27–28, Jan 1997.
- [53] Tai-Kuo Woo. Orthogonal variable spreading codes for wideband cdma. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pages 700–709, July 2002.
- [54] P. J. E. Jeszensky. Teoria básica e aplicações das seqüências de códigos. Technical report, EPUSP Depto de Engenharia de Telecomunicações e Controle, Área de Sistemas Eletrônicos, 1998.

- [55] Xiaohu H. Tang and Pingzhi Z. Fan. A class of pseudonoise sequences over GF(P) with low correlation zone. *IEEE Transactions on Information Theory*, 47(4):1644–1649, May 2001.
- [56] P.Z. Fan, N.Suehiro N. Kuroyanagi, and X. M. Deng. Class of binary sequences with zero correlation zone. *Electronics Letters*, 35(10):777–779, 1999.
- [57] D. E. Goldberg. *Genetic Algorithms in Search Optimization and Machine Learning*. AddisonWesley, Nova York, 1989.
- [58] M. Mitchell. *An Introduction to Genetic Algorithms*. MIT Press, Nova York, 1998.
- [59] D. B. Fogel. An introduction to simulated evolutionary optimization. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 5:03–13, 1974.
- [60] M. C. Goldbarb; H. P. L. Luna. *Otimização Combinatória e Programação Linear*, volume 649 p. Campus, Rio de Janeiro, 2000.
- [61] F. Glover and M. Laguna. *Tabu Search*. Kluwer Academic Publishers, Boston MA, 1997.
- [62] S. Kirkpatrick, C. D. Gellat, and M. P. Vecchi. Optimization by simulated annealing. *Science*, 220(4598):671–681, May 1983.
- [63] P. J. E. Jeszensky and G. Stolfi. Cdma systems sequences optimization by simulated annealing. In *Proceedings of IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 706–708, Sept. 1998.
- [64] T. Ottosson. Multirate schemes and multiuser decoding in DS/CDMA systems. Master's thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 1995.
- [65] J. Ramakrishna and S. Holtzman. A comparison between single code and multicode transmission schemes in a cdma system. In *Proc. of VTC'98*, pages 791–795, 1998.
- [66] M. Fan, C. Hoffmann, and K.-Y. Siu. Error-rate analysis for multirate ds-cdma transmission schemes. *IEEE Trans. on Communications*, vol.51, no.11, pages 1897–1909, Nov. 2003.
- [67] T. Abrão and P. J. E. Jeszensky. Multistage hybrid interference canceller for asynchronous multirate ds-cdma systems in awgn and flat rayleigh channels. In *IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, ISSSTA'02*, pages 283–287, Sept. 2002.
- [68] Huang Lee and Kwang-Cheng Chen. Performance analysis and improvement of decorrelating detection for multi-rate ds/cdma. *IEEE Communications Letters*, pages 103–105, Feb. 2005.
- [69] J. Chen and U. Mitra. Analysis of decorrelator-based receivers for multirate ds/cdma communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pages 1966–1983, Nov. 1999.
- [70] John G. Proakis. *Digital Communications*. Electrical and Computer Engineering. WCB/McGraw-Hill, 3^a edition, 1995.

Taufik Abrão é graduado, mestre e doutor em Engenharia Elétrica em 1992, 1996 e 2001, respectivamente, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Atualmente é professor adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina, PR. Co-autor de cerca de 38 trabalhos técnicos, apresentados em congressos e revistas especializadas, nacionais e internacionais. Áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio, métodos de redução de interferência em sistemas de múltiplo acesso, detecção multiusuário, algoritmos heurísticos para detecção sub-ótima e técnicas de diversidade.

Elvis Miguel Galeas Stancanelli é graduado e mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Londrina (2002) e pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (2004), respectivamente. Desde 2004, atua como pesquisador junto ao Grupo de Pesquisa em Telecomunicações sem Fio (GTEL) da Universidade Federal do Ceará (UFC). As áreas de pesquisa de seu maior interesse concentram-se em comunicações móveis, técnicas de diversidade e detecção multiusuário.

André Seichi Ribeiro Kuramoto é graduado em Engenharia Elétrica, 2003, pela Universidade Estadual de Londrina e mestre em Engenharia Elétrica, 2005, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Suas áreas de interesse para pesquisa incluem: sistemas de comunicação sem fio, seqüências de espalhamento para sistemas DS/CDMA, detecção multiusuário, padrões GSM/EDGE e UMTS.

André Fagundes da Rocha é graduado em Engenharia Elétrica em 1994 pela Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, e Mestre em Engenharia Elétrica em 2002 pela Escola Politécnica da Universidade Estadual de Campinas. Atua desde 1994 na área de telefonia fixa e móvel, em empresas como Alcatel, Telefonica Celular e Trópico. Atualmente trabalha na Fundação CPqD e é aluno de Doutorado em Engenharia Elétrica na Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Suas áreas de interesse para pesquisa incluem: voz sobre IP, comunicações sem fio, sistemas de múltiplo acesso, e controle de admissão em sistemas celulares.

Bruno Augusto Angélico é graduado em Engenharia Elétrica, 2003, pela Universidade Estadual de Londrina, e mestre em Engenharia Elétrica, 2005, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

Paul Jean Etienne Jeszensky obteve os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica, Doutor em Engenharia Elétrica-Sistemas Eletrônicos e Livre Docente na área de Telecomunicações, pela Escola Politécnica da USP em 1972, 1981, 1989 e 1992, respectivamente. Autor do livro *Sistemas Telefônicos* (Editora Manole, 2004) e de cerca de 70 trabalhos técnicos/científicos, apresentados em Simpósios/Congressos/revistas especializadas, nacionais e internacionais. Professor da EPUSP desde 1978, concursado em 1984, em dedicação exclusiva a partir de 1990, na área de Telecomunicações. General Co-Chairmen do ITS'98-SBT/IEEE International Telecommunications Symposium, realizado em SP de 9 a 13/8/1998. Foi professor visitante da UPC-Universitat Politécnica de Catalunya, Barcelona-Espanha em 1995 e da TUB-Technical University of Budapest, Hungria em 2001. Suas áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio em geral, seqüências de códigos para uso em sistemas DS/CDMA, sistemas DS/CDMA quase síncronos e detecção multiusuário em DS/CDMA.