

TRANSMISSÃO DE OBJETOS DE MULTIMÍDIA NUM SISTEMA MÓVEL CELULAR CDMA DE BANDA LARGA

Eduardo Meirelles Massaud e Paul Jean Etienne Jeszensky
EPUSP-PTC-LCS

massaud@lcs.poli.usp.br e pjj@lcs.poli.usp.br

RESUMO

Para a transmissão de documentos de multimídia são analisados sistemas CDMA de banda larga com espalhamento espectral por seqüências diretas (DS-CDMA) e com transmissão de múltiplos canais para um mesmo usuário, possibilitando assim altas taxas de transmissão de dados. Limitações deste sistema devido ao compromisso entre a quantidade de códigos de Walsh, QoS (*Quality of Service*) e tráfego são modeladas e analisadas.

1-INTRODUÇÃO

Devido à crescente demanda por serviços de banda larga (multimídia), um grande esforço tem sido feito no desenvolvimento e padronização dos sistemas celulares de terceira geração (3G). Esses novos sistemas estão baseados nos requerimentos definidos no IMT-2000 (*International Mobile Telecommunication for the year 2000*) [1] e possuem como principal característica o atendimento a altas taxas de transmissão, que em determinadas condições poderão chegar a 2 Mbps para um único usuário em ambientes *indoor*, sem mobilidade. As taxas previstas para usuários em movimento são de até 384 Kbps. Pode-se encontrar na literatura diversos padrões buscando atender aos requisitos do IMT2000 onde pode-se destacar dois, ambos baseados no CDMA: o W-CDMA (*Wideband CDMA*), conhecido como o padrão para o UMTS e o CDMA2000, que é uma evolução do padrão atual IS-95.

A principal característica dos sistemas 3G é o tráfego de documentos multimídia, os quais são formados por objetos de taxa de transmissão bastante variadas, que requerem uma alta QoS, isto é, são bastante sensíveis às características intrínsecas de sistemas de alto tráfego, dentre as quais destacam-se: atrasos, limitações de bandas de transmissão e desvanecimento do sinal. Como exemplo de documentos multimídia, destacam-se os seguintes objetos (BER: *Bit Error Rate*): voz (BER_{max}=10⁻³; sensível a atraso); imagem estática (BER_{max}=10⁻⁴; não sensível a atraso); dados assíncronos (BER_{max}=10⁻⁹; não sensível a atraso) e Vídeo de Baixa Resolução (BER_{max}=10⁻⁵; sensível a atraso). Para implementação de sistemas (3G), encontram-se na literatura diversas propostas (técnicas multi-taxas) para possibilitar a transmissão de objetos de banda larga, dentre as quais pode-se destacar: sistemas com ganho de processamento múltiplo ou variável (MPG); sistemas com múltiplas taxas de chip (MTC); sistemas com multi-modulação (MM) e sistemas com múltiplos canais paralelos (MC). A técnica MPG possui uma limitação que é a não existência de um nível constante para supressão de interferências externas devido aos múltiplos ganhos utilizados. A técnica MTC possui também uma limitação uma vez que, caso empregada, seriam necessárias bandas de larguras diversas para as múltiplas taxas a serem transmitidas. Já a técnica de MM é limitada pelo efeito *near far* que ocorre principalmente no canal reverso, onde os sinais são recebidos com diferentes potências, dificultando a recepção de usuários transmitindo a baixa potência

devido a alta interferência causada pelos usuários transmitindo a alta potência. Pelo fato da técnica de múltiplos canais apresentar um bom desempenho e facilidade de implementação, bem como facilidade de compatibilização com os sistemas 2G, ela será usada para as modelagens apresentadas nesse trabalho [3].

2 - MODELO PARA TRANSMISSÃO DE OBJETOS DE MULTIMÍDIA EM MÚLTIPLOS CANAIS

Nos sistemas que utilizam a técnica MC, quando o usuário necessita N vezes a taxa básica de transmissão, o documento de multimídia do usuário em questão é convertido em N canais virtuais de taxa básica (R_o), codificando cada um com um código de Walsh diferente. Esses códigos são feitos ortogonais entre si [1] para evitar a auto-interferência entre canais de um mesmo usuário. A quantidade necessária de novos códigos, N_k, para um

determinado objeto O_i pode ser obtida por:
$$N_k = \sum_{i=1}^{l_c} \lfloor O_i / R_o \rfloor,$$

onde [.] significa o menor inteiro maior que o valor obtido, l_c é o número de objetos concorrentes e R_o é a taxa básica do canal. O total de códigos de Walsh designado para todos os K usuários

do sistema, no intervalo I_{kj}, é dado por,
$$M = \sum_{k=1}^K N_{kj}, \quad [3].$$

Devido à ortogonalidade requerida, o número máximo de códigos ortogonais por usuário é N_c, que é a razão da taxa do canal pela taxa da seqüência de Walsh usada na modulação. N_c é o ganho de espalhamento (tipicamente igual a 128 para os sistemas em implementação). As seqüências ortogonais binárias utilizadas são as seqüências de Walsh-Hadamard, que possuem correlações cruzadas iguais a zero para atraso nulo entre elas. A modelagem tratada aqui para análise da capacidade do sistema, baseia-se num sistema unicelular, multi-usuário, onde se tem um perfeito controle de potência no canal. Portanto, a análise é feita para o canal direto (ERB-Móvel). Para os sistemas 3G, que possuem um piloto associado ao canal reverso e um controle de potência otimizado no mesmo, essa modelagem também poderá ser aplicada. Pode-se expressar o sinal BPSK, S_{km}(t), do m-ésimo canal virtual pertencente ao k-ésimo usuário, durante o j-ésimo intervalo I_{kj} como [3]:

$$S_{km}(t) = \sqrt{2P} \cdot a_{km}(t) \cdot b_{km}(t) \cos(\omega_c t + \theta_{km}) \quad (2.1)$$

para $t \in I_{kj}; 1 \leq m \leq N_{kj} \leq N_c; 1 \leq k \leq K$, onde P é a potência de transmissão do sinal pela ERB; θ_{km} é a fase aleatória uniformemente distribuída em $[0, 2\pi[$ introduzida pelo modulador; $b_{km}(t)$ é o sinal de dados, onde $b_{km}^{(i)} \in \{1, -1\}$ e $a_{km}(t)$ é o código de espalhamento concatenado, sendo

$a_{km}^{(i)} \in \{1, -1\}$. Então o sinal total transmitido pela ERB para K usuários é dado por:

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} S_{km}(t) \quad t \in I_j = \bigcap_{k=1}^K I_{kj} \quad (2.2)$$

onde I_j é o j -ésimo intervalo, no qual há interseção de N_{kj} canais paralelos de cada um dos K usuários do sistema. O ambiente de rádio móvel pode ser modelado por: modelo Rayleigh - genericamente utilizado para descrever ambientes com propagação multipercurso; modelo Rice - genericamente utilizado para descrever ambientes com propagação multipercurso (inclui portanto o de Rayleigh) associados à presença de linha de visada direta; modelo Log-normal - genericamente utilizado para descrever ambientes com sombreamento e outros (como modelo Nakagami, Suzuki, Rice Sombreado, Nakagami Sombreado etc.) que englobam, ou complementam, os anteriores. Nesse trabalho serão considerados apenas os dois primeiros modelos descritos, na presença de um ruído branco aditivo com distribuição gaussiana de amplitudes (AWGN-Additive White Gaussian Noise). Adicionalmente, será examinado o caso em que há apenas a adição de ruído branco no canal, caso esse que é aqui denominado de desvanecimento plano. Com estas análises procura-se obter as limitações de um sistema MC para 3G, no que diz respeito ao compromisso capacidade (incluindo-se limitações de códigos) e QoS necessária para transmissão de objetos multimídia [2].

3 – MODELOS DE PROPAGAÇÃO

3.1-Canais com Desvanecimento Plano

Para estes canais, o sinal é corrompido apenas pela adição de ruído branco gaussiano. Não há diversidade para essa modelagem de canal, isto é, supõe-se um único caminho entre o transmissor e o receptor. Tem-se então que o sinal recebido é dado por [6]:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \tilde{S}_{km}(t - \tau) \exp(j\omega_c t) \right\} + n(t) \quad (3.1)$$

onde $\tilde{S}(t)$ é o envelope complexo de $S(t)$ e τ é o atraso de propagação. O envelope do sinal transmitido pelos K usuários, dado pela equação (2.2), é:

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{km}) b_{km}(t - \tau_{km}) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_{km}) + n(t) \quad (3.2)$$

sendo $\phi_{km} = -\omega_c \tau_{km} + \theta_{km}$ e $n(t)$ o ruído branco gaussiano.

Para o receptor preparado para detecção coerente do primeiro canal virtual do primeiro usuário, sem perda de generalidade, adota-se $\phi_{11}=0$ e $\tau_{11}=0$ e tem-se a expressão (3.3), onde primeira parcela representa o sinal de interesse recuperado, o segundo termo é o ruído térmico espalhado pela seqüência local ($a_{11}(t)$) e a terceira parcela é a interferência dos demais usuários sobre o sinal desejado.

$$Y_{11}^{(j)} = \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}(t) + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt + \quad (3.3)$$

$$\sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=1}^K \sum_{m=2}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{km}) b_{km}(t - \tau_{km}) \cdot \cos(\phi_{km}) \cdot a_{11}(t) dt$$

Esta terceira parcela pode ainda ser dividida em duas componentes: Int_1 , que é a interferência interna a um usuário, isto é, a interferência introduzida pelos outros canais paralelos do próprio usuário, no canal em análise e Int_2 que é a interferência causada pelos múltiplos canais dos demais usuários do sistema. Analisando-se as parcelas que formam a interferência representada pelo último termo da equação (3.3), pode-se escrever:

$$\begin{aligned} \text{Int}_1 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{kj}} b_{1m}^{(j)} \cdot \tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0) \\ \text{Int}_2 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \left\{ \cos(\phi_{km}) \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde $\tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)$ é a correlação cruzada entre os códigos dos canais paralelos do usuário, sendo n_1' a fase inicial da seqüência PN (Pseudo Noise) usada pelo usuário 1, $R_{km,11}(n_k', n_1', \tau)$ e $\hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau)$ são correlações cruzadas parciais, onde n_k' é a fase inicial da seqüência PN usada pelo K -ésimo usuário. Devido ao uso de códigos ortogonais para os canais paralelos de um mesmo usuário, tem-se que $\tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)$ é sempre igual a zero [3], e dessa forma a interferência Int_1 é igual a zero. Para cálculo das interferências causadas pelos demais usuários e pelo ruído térmico, deve-se calcular a variância de $Y_{11}^{(j)}$ para ϕ_{km} e τ_{km} distribuindo-se uniformemente e de forma independente nos intervalos $[0, 2\pi]$ e $[0, T]$, respectivamente. Admite-se, adicionalmente, probabilidades idênticas para as possibilidades ± 1 (sinal bipolar) dos dados $b_{km}(-1)$ e $b_{km}(1)$. Pode-se calcular as variâncias como $\text{Var}[Y_{11}^{(j)}] = \text{Var}[\text{Int}_2] + \text{Var}[N_j]$. Analisando separadamente cada uma das parcelas de tem-se [3], [6]:

$$\begin{aligned} \text{Var}[N_j] &= \sum_{i=0}^{N_c-1} a_{11}(k) \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} n(t) \cos(\omega_0 t) dt = \frac{N_0 T}{4} \\ \text{Var}[\text{Int}_2] &= \frac{PT^2}{4} k^2 \cdot \left\{ \sum_{k=2}^K N_{kj} \right\} = \frac{\bar{E}_b T}{4} k^2 \cdot \{M - N_{1j}\} \end{aligned} \quad (3.5)$$

onde, conforme demonstrado em [3],

$$k^2 = E \left\{ \frac{\left[b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau) \right]^2}{T^2} \right\} = \frac{2}{3N_c} \quad (3.6)$$

onde $\bar{E}_b = PT$ é a energia do sinal recebido por bit e

$$M = \sum_{k=1}^K N_{kj}, \text{ a quantidade de códigos de Walsh (canais virtuais)}$$

usado pelo sistema no intervalo considerado. Então o valor médio da relação sinal/ruído, considerando-se $M \gg N_{ij}$, é [3], [6]:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2}{3} \frac{M}{N_c} + \frac{N_0}{E_b} \right]^{-1} \quad (3.7)$$

Pode-se definir um fator α de atividade de apresentação de um documento de multimídia como [3]:

$$\alpha = f_{\text{vídeo}} \times \alpha_{\text{vídeo}} + f_{\text{áudio}} \times \alpha_{\text{áudio}} + f_{\text{texto}} \times \alpha_{\text{texto}} + f_{\text{imagem}} \times \alpha_{\text{imagem}} \quad (3.8)$$

onde f_0 é o fator de ocorrência do objeto dentro do documento ($\sum f_0 = 1$) e α_0 é o fator de atividade de cada objeto de multimídia. A interferência diminui por esse fator α , dessa forma, $\bar{\gamma}_b$ pode ser incrementado da seguinte maneira:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2M}{3N_c} \alpha + \frac{N_0}{E_b} \right]^{-1} \quad (3.9)$$

Com o objetivo de se calcular o valor máximo para M (quantidade de códigos de Walsh máxima no sistema), a probabilidade de erro (BER) para um receptor coerente de um sinal BPSK num canal com desvanecimento plano [6] pode ser escrita:

$$P_e = P_e(\bar{\gamma}_b) = Q\left(\sqrt{2\bar{\gamma}_b}\right) \quad (3.10)$$

Para documentos de multimídia BER_{mult} é a BER requerida para fornecer a qualidade de apresentação desejada. O valor da BER_{mult} (em dB) pode ser calculado considerando-se a participação de cada objeto na formação do documento:

$$BER_{\text{multi}} \text{ (dB)} = f_{\text{vídeo}} \times BER_{\text{vídeo}} + f_{\text{áudio}} \times BER_{\text{áudio}} + f_{\text{texto}} \times BER_{\text{texto}} + f_{\text{imagem}} \times BER_{\text{imagem}} \quad (3.11)$$

onde BER_0 é o BER requerida por objeto e f_0 é o fator de ocorrência do objeto no documento de multimídia. $BER_0 = 10 \log_{10} P_e(\bar{\gamma}_b)$ (dB). Pode-se então calcular o número de códigos de Walsh durante o intervalo I_j , para o k -ésimo usuário, como:

$$M^{(k)} = \frac{3N_c}{2\alpha} \left[\left(P_e^{-1} \left\{ 10^{\left(\frac{BER_{\text{mult}}}{10} \right)} \right\} \right)^{-1} - \frac{N_0}{E_b} \right] \quad (3.12)$$

Verifica-se que $M^{(k)}$ cresce a medida que BER_{mult} cresce, isto é, a medida que qualidade de apresentação decresce. Em contra partida, se há uma diminuição da BER_{mult} do objeto, a quantidade máxima de códigos disponíveis $M^{(k)}$ decresce. Segue um exemplo para avaliar o desempenho de um sistema com usuários com canais formados por múltiplos códigos CDMA. Nesse exemplo os documentos de multimídia são formados por voz e vídeo. Seja a voz originada de uma fonte com taxa de 8 Kbits/s e o vídeo de uma fonte com taxa de 128 Kbits/s com as BERs desejadas para voz e vídeo estabelecidas como 10^{-3} e 10^{-4} , respectivamente. Com o uso da equação (3.11) e sendo $f_{\text{voz}}=f_{\text{vídeo}}=0,5$, calcula-se que a BER_{mult} é igual a $10^{-3,5}$. O ganho

de processamento utilizado é $N_c=128$. Duas situações com valores diferentes da atividade de voz e vídeo serão usadas no exemplo: na situação 1, tem-se um vídeo-fone com $\alpha_{\text{voz}} = \alpha_{\text{vídeo}} = 3/8$; na situação 2, tem-se um fator de atividade de apresentação de vídeo maior, $\alpha_{\text{vídeo}} = 0,8$, e o fator da voz é mantido igual ao da situação 1, ou seja $\alpha_{\text{voz}} = 3/8$. Para elaboração das curvas que relacionam número de códigos de Walsh com a probabilidade de erro de bit, calcula-se $\bar{\gamma}_b$ (valor médio da relação sinal/ruído) em função de M , conforme descrito na equação (3.9). Assumindo-se N_0/E_b desprezível quando comparado com a interferência de multi-usuário, calcula-se a probabilidade de erro em função de M utilizando-se a equação (3.12). Será analisado também o desempenho do sistema com o uso de codificação para correção de erros. Com uma codificação BCH (Bose–Chaudhuri–Hocquenghem) pode-se obter uma diminuição das probabilidades de erro. Para o exemplo aqui abordado, será analisada uma codificação BCH (n,k), onde tem-se que “k” dígitos de informação são codificados em “n” dígitos, que são transmitidos no mesmo intervalo de tempo e com a mesma potência dos k dígitos de informação originais, de forma que $\bar{\gamma}_b$ (valor médio da relação sinal/ruído) é alterada (diminuída) de um fator k/n. Para esse exemplo, será usada uma codificação BCH (15,7), [6]. Representam-se na figura 1 as curvas obtidas para as situações 1 e 2 do exemplo, ambas com e sem codificação corretora de erro BCH (15,7). Pode-se observar que, para um mesmo valor de M , a probabilidade de erro na curva “b” é maior que na curva “a”, pois tem-se um fator de atividade maior para o vídeo na situação 2, isto é, o vídeo da curva “b” (situação 2) é transmitido a uma taxa maior que na curva “a” (situação 1), o que leva o sistema a errar mais, quando se mantém a mesma quantidade de códigos de Walsh (mesma capacidade). Pode-se observar no gráfico que o ganho no sistema com uso de codificação BCH (15,7) é expressivo. Por exemplo, para a situação 1, uma probabilidade de erro de $10^{-3,5}$ proporciona aproximadamente 80 canais sem uso de codificação (curva a). Após a codificação BCH(15,7), pode-se verificar que o número de códigos disponíveis é de, aproximadamente, 220.

3.2-Canal com desvanecimento do tipo Rayleigh

Esses canais possuem respostas aleatórias ao impulso e variantes no tempo. Seja a resposta ao impulso para o m -ésimo canal do k -ésimo usuário dada por [6], [5]:

$$h_{km}(t) = \sum_{q=1}^{L_{km}} \beta_{qkm} \delta(t - \tau_{qkm}) e^{j\phi_{qkm}} \quad (3.13)$$

onde β_{qkm} é o q -ésimo ganho Rayleigh aleatoriamente distribuído; ϕ_{qkm} é a q -ésima fase aleatória uniformemente distribuída em $[0, 2\pi]$; τ_{qkm} é o q -ésimo atraso aleatório, variando entre 0 e o período de um bit de dados e L_{km} é o número de caminhos recuperáveis, isto é, que contribuem para formação do sinal do usuário k . O receptor utilizado possui a mesma estrutura apresentada para canais com desvanecimento plano. Executando o mesmo raciocínio anterior, para o modelo de propagação Rayleigh, a interferência devido aos demais usuários do sistema pode ser dividida em três componentes: Int_1 é a interferência interna, pois é introduzida pelos outros canais paralelos do próprio usuário, no canal em análise; Int_2 é a interferência causada pelos múltiplos caminhos deste canal no caminho em

análise (sistemas com diversidade L_d) e Int_3 , que é a interferência causada pelos demais usuários do sistema e seus múltiplos canais e caminhos. Essas três parcelas podem ser definidas da seguinte forma:

$$\text{Int}_1 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{kj}} \beta_{q1m} b_{1m}^{(j)} \tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0) = 0 \quad (3.14)$$

$$\text{Int}_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq l, k=m=1}}^{L_{1m}} \beta_{q1m} \cos(\varphi_{q1m}) \cdot \quad (3.15)$$

$$\left[b_{1m}^{(j-1)} R_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) + b_{1m}^{(j)} \hat{R}_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) \right] \\ \text{Int}_3 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} \left\{ \beta_{qkm} \cos \varphi_{qkm} \right\} \cdot \quad (3.16)$$

$$\left[b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau) \right]$$

onde as correlações cruzadas parciais são as mesmas definidas para o canal com desvanecimento plano. Somando-se a variância das parcelas das interferências descritas nas equações anteriores com a variância do ruído branco adicionado no canal, calcula-se o valor médio da relação sinal/ruído para canal com desvanecimento Rayleigh, através de [3]:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2ML}{3N_c} \alpha + \frac{N_0}{E_b} \right]^{-1} \quad (3.17)$$

onde $\bar{E}_b = \bar{\beta}_1^2 PT$ é a energia do sinal recebido por bit no q -ésimo caminho e $M = \sum_{k=1}^K N_{kj}$, a quantidade de códigos de

Walsh (canais virtuais) do sistema em análise; $L = \left(\sum_{q=1}^L \bar{\beta}_q^2 \right) / \bar{\beta}_1^2$,

a somatória normalizada das médias quadráticas dos ganhos (em relação ao q -ésimo caminho tomado como referência) dos L caminhos percorridos pelo sinal e onde α é o fator de atividade de apresentação de um documento de multimídia (definido na equação 3.8). As expressões para a probabilidade de erro (BER) para receptor com combinador MRC (*Maximal Ratio Combiner*) com diversidade L_d , podem ser escritas como [6]:

$$P_e = P_e(\bar{\gamma}_b) = \left(\frac{1-\mu}{2} \right)^{L_d} \cdot \sum_{s=0}^{L_d} \binom{L_d-1+s}{s} \left(\frac{1+\mu}{2} \right)^s e^{-\mu} = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1+\bar{\gamma}_b}} \quad (3.18)$$

Nestas expressões para a probabilidade de erro de bit, L_d é a diversidade do receptor e portanto pode ser diferente de L que representa os múltiplos caminhos de propagação do sinal no canal. Evidentemente deve-se ter $L_d \leq L$. De maneira análoga ao discutido no caso de canais com desvanecimento plano, para documentos de multimídia, considerar-se-á que BER_{mult} é dada por (3.11) e corresponde a BER requerida para fornecer a qualidade de apresentação desejada. Pode-se então calcular o número de códigos de Walsh durante o intervalo I_j , da seguinte forma:

$$M^{(k)} = \frac{3N_c}{2\alpha L} \left[\left(p_e^{-1} \left\{ 10^{\left(\frac{\text{BER}_{\text{mult}}}{10} \right)} \right\} \right)^{-1} - \frac{N_0}{E_b} \right] \quad (3.19)$$

Tomando o mesmo exemplo utilizado para o canal com desvanecimento plano, calcula-se para o canal do tipo Rayleigh com diversidade $L_d=4$ as curvas representadas na figura 2 que mostram a quantidade de códigos de Walsh em relação a probabilidade de erro de bit. Comparativamente ao exemplo do canal com desvanecimento plano, pode-se observar uma queda no desempenho no modelo com desvanecimento do tipo Rayleigh. O modelo de canal com desvanecimento plano é bastante simplificado, prevendo apenas o acréscimo do ruído branco na transmissão do sinal, sem levar em consideração fatores importantes como desvanecimento, reflexões do sinal etc. No modelo de desvanecimento multi-caminho do tipo Rayleigh, onde o sinal transmitido possui respostas aleatórias ao impulso e variantes no tempo, a queda de desempenho é esperada, pois está se adotando um modelo mais próximo da realidade do que o modelo de desvanecimento plano. Como exemplo, para uma probabilidade de erro de $10^{-3.5}$ obtêm-se, aproximadamente, 35 e 22 códigos respectivamente para as situações 1 e 2 sem o uso da codificação BCH e com o uso da codificação BCH (15,7), obtêm-se um ganho expressivo resultando em, aproximadamente, 140 e 90 códigos de Walsh para as situações 1 e 2 respectivamente, para $L_d=4$. Para maiores diversidade os ganhos de desempenho são cada vez menores, às expensas de um grande aumento na complexidade do receptor.

3.3-Canal com desvanecimento do tipo Rice

O modelo deste canal para interface aérea pode ser dividido em duas componentes: uma componente fixa, também conhecida como componente especular do sinal e uma componente aleatória, com o mesmo comportamento de um canal do tipo Rayleigh. Tem-se então que a resposta ao impulso para o m -ésimo canal do k -ésimo usuário da interface aérea modelada com desvanecimento do tipo Rice é dada por [4], [6]:

$$h_{km}(t) = \sum_{q=1}^{L_{km}} \left(\alpha_{qkm} e^{j\psi_{qkm}} + \beta_{qkm} e^{j\phi_{qkm}} \right) \delta(t - \tau_{qkm}) \quad (3.20)$$

onde α_{qkm} é a amplitude e ψ_{qkm} a fase da componente fixa do q -ésimo caminho, do m -ésimo canal do k -ésimo usuário do sistema; β_{qkm} e ϕ_{qkm} são variáveis aleatórias, onde β_{qkm} obedece a distribuição Rayleigh e ϕ_{qkm} é a fase uniformemente distribuída em $[0, 2\pi[$. Nota-se também na equação anterior τ_{qkm} , q -ésimo atraso aleatório, varia entre 0 e o período de um bit de dados e possui o mesmo valor para as componentes especular e aleatória num determinado caminho q em análise. L_{km} é o número de caminhos recuperáveis do canal m do usuário k . Conforme visto α_{qkm} é a amplitude da componente fixa do sinal. Pode-se definir também $2\sigma_{qkm}^2$ como o valor médio quadrático da componente aleatória do sinal para o q -ésimo caminho, do m -ésimo canal do k -ésimo usuário em análise. Com esses dois valores define-se $y_{qkm}^2 = \alpha_{qkm}^2 / 2\sigma_{qkm}^2$ que é uma medida da participação da componente especular em relação à aleatória na formação do

sinal recebido. Se a razão y_{qkm}^2 se aproximar de zero, a componente especular do sinal é desprezível em comparação com a componente aleatória e tem-se o modelo de desvanecimento do tipo Rayleigh. Em contra partida, se a razão $y_{qkm}^2 \gg 1$, significa que a componente aleatória é praticamente nula em relação a componente especular. Para o mesmo modelo de receptor usado anteriormente, pode-se calcular a variância do sinal na entrada do receptor e então calcular o valor médio da relação sinal/ruído, da seguinte forma:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2ML}{3N_c} \alpha + \frac{N_0}{E_b} \right]^{-1} \quad (3.21)$$

onde $\bar{E}_b = (\bar{\alpha}_1^2 + \bar{\beta}_1^2)PT$ a energia média por bit do sinal recebido

via o q-ésimo caminho e $M = \sum_{k=1}^K N_{kj}$, a quantidade de códigos

de Walsh do sistema em análise. Sendo ainda

$$L = \sum_{q=1}^L \frac{(\bar{\alpha}_q^2 + \bar{\beta}_q^2)}{(\bar{\alpha}_1^2 + \bar{\beta}_1^2)},$$
 a somatória normalizada das

médias quadráticas dos ganhos das partes especular e aleatória (em relação ao l-ésimo caminho tomado como referência) dos L caminhos percorridos pelo sinal. As expressões para o cálculo da probabilidade de erro (BER) para um receptor coerente sem diversidade num canal modelado com desvanecimento do tipo Rice [4], são dadas por:

$$P_{e1} = P_{e1}(\bar{\gamma}_b) = Q(u, w) - \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right] \cdot \exp\left(-\frac{u^2 + w^2}{2}\right) I_0(uw) \quad (3.22)$$

onde:

$$u = \sqrt{\frac{y^2 [1 + 2\bar{\gamma}_b - 2\sqrt{\bar{\gamma}_b(1 + \bar{\gamma}_b)}]}{2(1 + \bar{\gamma}_b)}}; \quad w = \sqrt{\frac{y^2 [1 + 2\bar{\gamma}_b + 2\sqrt{\bar{\gamma}_b(1 + \bar{\gamma}_b)}]}{2(1 + \bar{\gamma}_b)}};$$

$Q(u, w)$ é a função de Marcum (Marcum Q-function) e $I_n(x)$ é a função de Bessel de ordem n de x. Para um receptor coerente, com diversidade L_q , num canal modelado com desvanecimento do tipo Rice, a probabilidade de erro é dada por [4]:

$$P_{eL} = P_{eL}(\bar{\gamma}_b) = P_{e1} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \cdot \sum_{q=2}^{L_q} \binom{2q-2}{q-1} \left(\frac{1}{4 + 4\bar{\gamma}_b} \right)^{q-1} \quad (3.23)$$

$$\exp\left(-\frac{\bar{\gamma}_b H}{1 + \bar{\gamma}_b}\right) \cdot F\left(\frac{1}{2}, q; \frac{-H}{1 + \bar{\gamma}_b}\right)$$

onde H é definido por: $H = \sum_{j=1}^q y^2$, com $y^2 = \frac{\alpha^2}{2\sigma^2}$ e $F(a, c; z)$ é a

função de confluência hipergeométrica. Tomando o mesmo exemplo anterior, para que se possa comparar o desempenho, seguem as curvas, das figuras 3 a 5, que mostram a quantidade de códigos de Walsh em relação a probabilidade de erro de bit para o canal com desvanecimento do tipo Rice, com diversidade $L_q=4$, para valores de y^2 diferentes (0.1, 4 e 9). No modelo de desvanecimento do tipo Rice, à medida que se aumenta o valor de y^2 , isto é, da influência da parte especular no sinal como um todo, há uma melhora no desempenho do sistema. Isso ocorre

porque com o aumento da parte especular em relação a parte aleatória do sinal, parte esta que possui resposta aleatória ao impulso e variante no tempo, o receptor passa a ter em sua entrada uma amostra do sinal menos interferida pelo canal, de forma que possibilita menores taxas de erro na recepção. Observa-se também que a influência da diversidade no desempenho do sistema é cada vez menor a medida que se aumenta y^2 , fato este que é justificado pela presença mais forte da componente especular (linha de visada) em relação a aleatória, isto é, altas relações sinal/ruído.

A tabela a seguir compara os resultados para uma probabilidade de erro de bit $10^{-3.5}$ ($3,1 \times 10^{-4}$) proposta para os objetos de multimídia do exemplo em questão.

Modelagem	Situação 1		Situação 2	
	sem BCH	com BCH	sem BCH	com BCH
Plano	85	210	55	130
Rayleigh; $L_q=4$	35	140	22	90
Rice; $L_q=4$ e $y^2=4$	12	127	7	80

Da tabela conclui-se ser possível garantir uma taxa mínima, com emprego de códigos corretores BCH(15,7), de 80 vezes a taxa básica do canal nas modelagens simuladas. Um sistema com largura de banda $W= 5,0$ MHz, conservando o mesmo ganho de processamento empregado no IS-95, permitiria uma taxa mínima de aproximadamente 3 Mbps para os usuários da célula, para atender uma $BER_{mult}=10^{-3.5}$. Evidentemente pode-se empregar códigos corretores mais eficientes para se obter melhores resultados.

4 - CONCLUSÕES

Foram apresentadas as limitações da quantidade de canais disponíveis na interface aérea, através da obtenção de curvas que relacionam a quantidade de códigos de Walsh disponíveis com a probabilidade de erro de bit, para 3 tipos de canais modelados: com desvanecimento plano; com desvanecimento do tipo Rayleigh e com desvanecimento do tipo Rice. Nesses 3 tipos de canais, observou-se a variação dos resultados de acordo com a BER_{mult} dos objetos transmitidos; a variação com a presença de diversidade na modelagem e as variações com o aumento da variável y^2 para canais do tipo Rice. Verificou-se que com emprego dessas modelagens é possível a obtenção de uma taxa mínima de 80 vezes a taxa básica do canal para uma BER_{mult} de $10^{-3.5}$ (para detalhes adicionais ver [8]).

REFERÊNCIAS

- [1] ITU, Radio Communication Study Group, "Working Document Towards Submission of RTT Candidate to ITU-R, IMT-2000 Process "The cdma2000 RTT Candidate Submission", Document 2, June 1998.
- [2] WOO, M., PRABHU, N. and GHAFOR, A., "Dynamic Resource Allocation for Multimedia Services in Mobile Communication Environments", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 13, no. 5, pp.913-922, June. 1995.
- [3] CHANG, P. R. and LIN, C. F., "Design of Spread Spectrum Multi-Code CDMA Transport Architecture for Multimedia Services", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.18, no.1, pp.99-111, January 2000.

[4] LINDSEY, William C., "Error Probabilities for Rician Fading Multichannel Reception of Binary and N-ary Signals", IEEE Transaction Information Theory, vol. IT-10, 339-350, October 1964.

[5] LINDSEY, William C., "Asymptotic Performance Characteristics for the Adaptive Coherent Multireceiver and Noncoherent Multireceiver Operating through the Rician Fading Multichannel", IEEE Transaction on Communication and Electronics, vol.84, pp.64-73, January 1964.

[6] PROAKIS, John G., "Digital Communications", Mc-Graw-Hill International Editions, Electrical Engineering Series, Third Edition, 1995.

[7] PURSLEY, Michael B., Spread-Spectrum Multiple Access Communication, New Concepts in Multi-user Communication, NATO Advanced Study Institutes Series, pp.139-199, 1981.

[8] MASSAUD, Eduardo Meirelles, "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, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle da EPUSP, Junho 2000.

FIGURAS

Legenda para as figuras: curva "a"–situação 1; curva "b"–situação 2, ambos com códigos corretores; curva "c"–situação 1 e curva "d"–situação 2, ambos com códigos corretores.

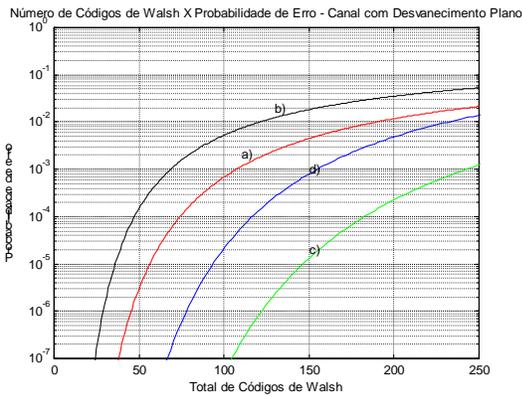


figura 1

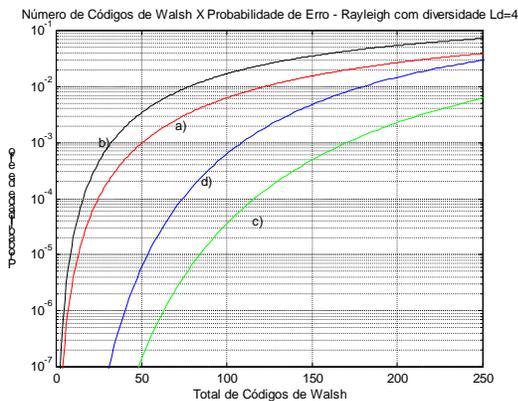


figura 2

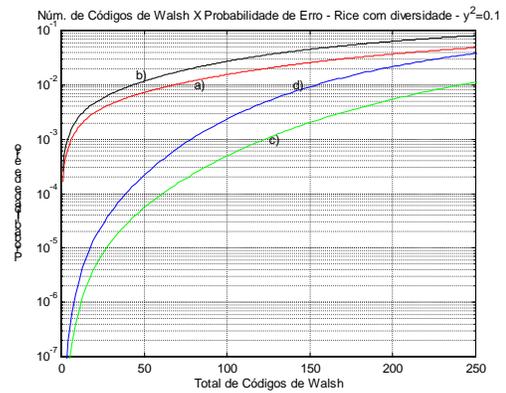


figura 3

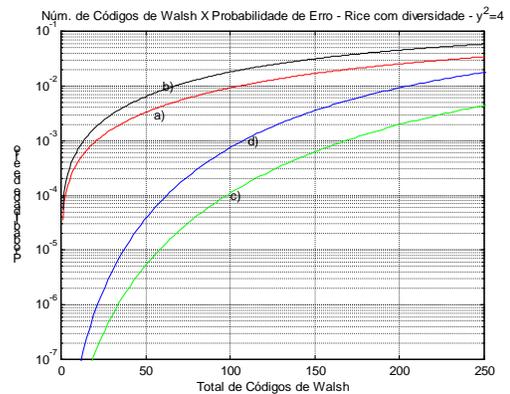


figura 4

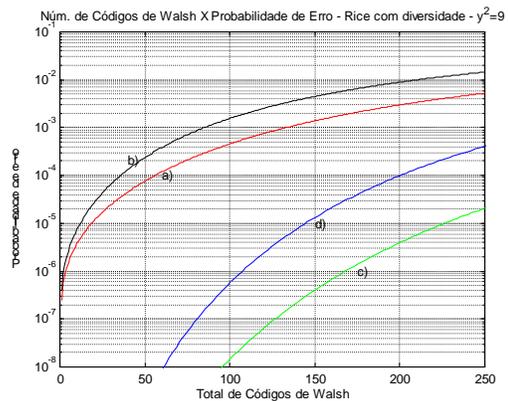


figura 5