

# TRANSMISSÃO DE SERVIÇOS DE MULTIMÍDIA NUM SISTEMA MÓVEL CELULAR CDMA DE BANDA LARGA

Massaud, Eduardo Meirelles e Jeszensky, Paul Jean Etienne

## Resumo

Para tornar viável a transmissão de documentos de multimídia, são analisados sistemas CDMA de banda larga, com espalhamento espectral por seqüências diretas (DS-CDMA) e transmissão de múltiplos canais paralelos para um mesmo usuário, possibilitando assim taxas mais altas de transmissão de dados. Limitações da quantidade de códigos de Walsh em relação à qualidade de transmissão dos serviços de multimídia requerida são abordadas e simuladas para determinados casos.

## 1-Introdução

Devido a 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, conhecidos como IMT-2000 (International Mobile Communication for the year 2000) tem como principal característica o atendimento de altas taxas de transmissão, que em determinadas condições poderão chegar a 2 Mbps para um único usuário [1] em ambientes "indoor". Pode-se observar dois padrões principais em desenvolvimento para atender aos requisitos desejados, ambos estão baseados no CDMA: o W-CDMA (Wideband CDMA) e o CDMA2000. Para implementação de sistemas (3G), existem diversas propostas para possibilitar a transmissão de serviços 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). 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.

## 2 - Modelo para Transmissão de Objetos de Multimídia em Múltiplos Canais Virtuais

Os sistemas 3G estão sendo planejados para possibilitar que as conexões entre o servidor de multimídia (via ERB) e os usuários possam ser formadas por múltiplos canais (MC – multiple channels) com uso da técnica de múltiplos códigos CDMA ("multi-code CDMA"). Nos sistemas que utilizam essa técnica, quando o usuário necessita N vezes a taxa básica de transmissão, o documento de multimídia do usuário em questão é convertido, com uso de multiplexador, em N canais virtuais de taxa básica ( $\gamma$ ), codificando cada um com um código de Walsh diferente. Esses códigos são feitos ortogonais entre si para evitar a auto-interferência entre canais de um mesmo usuário [9], [14]. A quantidade necessária de novos códigos,  $N_k$ , para o objeto  $O_i$  pode ser obtida por:

$$N_k = \sum_{i=1}^{l_c} \lceil |O_i| / \gamma \rceil \quad (2.1)$$

onde  $\lceil \cdot \rceil$  significa o menor inteiro maior que o valor obtido,  $l_c$  é o número de objetos concorrentes e  $\gamma$  é a taxa básica do canal. O total de códigos de Walsh designados para todos os usuários K do sistema, no intervalo  $I_{kj}$ , é dado por, [6], [9], [10], [11], [12].

$$M = \sum_{k=1}^K N_{kj} \quad (2.2)$$

Devido a 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. As seqüências ortogonais binárias utilizadas são as seqüências de Walsh-Hadamard, as quais possuem correlações cruzadas iguais a zero para atraso nulo entre elas.

A modelagem tratada nesse capítulo para análise da capacidade do sistema, se baseia num sistema unicelular, multi-usuário, onde se tenha um perfeito controle de potência no link. Portanto, o desenvolvimento é feito para o link direto (ERB-Móvel). Para os sistemas 3G, que possuirão um canal piloto associado ao link 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:

$$S_{km}(t) = \sqrt{2P} \cdot a_{km}(t) \cdot b_{km}(t) \cos(\omega_c t + \theta_{km}) \quad (2.3)$$

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;  $\theta_{km}$  é a fase aleatória uniformemente distribuída entre 0 e  $2\pi$  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, onde  $a_{km}^{(i)} \in \{1, -1\}$ . Então o sinal total transmitido pela ERB para K usuários é dado por:

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} S_{km}(t) \quad t \in I_j = \bigcap_{k=1}^K I_{kj} \quad (2.4)$$

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 - é 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 visto o caso em que há apenas a adição do ruído branco no canal, caso esse que é aqui denominado de desvanecimento plano.

### 2.1 - Canal com Desvanecimento Plano

Para canais com desvanecimento plano, 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. A seguir é apresentado o modelo do receptor utilizado para esse tipo de canal.

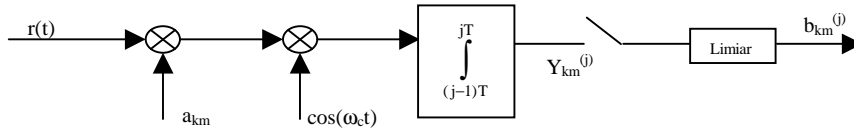


Figura 2.1 – Modelo do Receptor

Tem-se então que o sinal recebido é dado por [12]:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \tilde{S}_{km}(t - \tau) \exp(j\omega_c t) \right\} + n(t) \quad (2.5)$$

onde  $\tilde{S}(t)$  é o envelope complexo de  $S(t)$  e  $\tau$  é o atraso de propagação. Substituindo-se na equação (2.5) o envelope do sinal transmitido pelos  $K$  usuários dado pela equação (2.4), sendo  $\phi_{km} = -\omega_c \tau_{km} + \theta_{km}$  e  $n(t)$  é o ruído branco gaussiano, obtém-se:

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{km}) b_{km}(t - \tau_{km}) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_{km}) + n(t) \quad (2.6)$$

Para o receptor preparado para detecção coerente do primeiro canal virtual do primeiro usuário, sem perda de generalidade, adotando  $\phi_{11}=0$  e  $\tau_{11}=0$ , tem-se:

$$Y_{11}^{(j)} = \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}(t) + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=1}^K \sum_{m=2}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{km}) b_{km}(t - \tau_{km}) \cdot \cos(\phi_{km}) \cdot a_{11}(t) dt \quad (2.7)$$

Na equação (2.7), a primeira parcela representa o sinal de interesse recuperado, o segundo termo é o ruído térmico espalhado pela sequência local ( $a_{11}(t)$ ) e a terceira parcela é a interferência dos demais usuários sobre o sinal desejado. Esta terceira parcela pode ainda ser dividida em duas componentes:  $\text{Int}_1$  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  $\text{Int}_2$  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 (2.7), pode-se estabelecer  $\text{Int}_1$  e  $\text{Int}_2$ , na forma:

$$\text{Int}_1 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{kj}} b_{1m}^{(j)} \cdot \tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0) \quad (2.8)$$

onde a correlação cruzada entre os códigos dos canais paralelos do usuário, para  $n_1'$  sendo a fase inicial da sequência PN usada pelo usuário 1, é:

$$\tilde{R}_{1m,11}(n_1', \tau) = \int_{(j-1)T}^{jT} a_{1m}(t + n_1' T_c - \tau) \cdot a_{11}(t + n_1' T_c) dt \quad (2.9)$$

Devido ao uso de códigos ortogonais para os canais paralelos de um mesmo usuário, tem-se que a correlação cruzada  $\tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)$  é sempre igual a zero. Dessa forma a parcela de interferência ( $\text{Int}_1$ ), relativa a interferência entre os canais virtuais de um mesmo usuário, é igual a zero.

Para se calcular  $\text{Int}_2$ , considera-se a interferência dos canais dos demais usuários do sistema no canal em análise, isto é, no canal que está sendo demodulado pelo receptor em questão, conforme segue:

$$\text{Int}_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \left\{ \cos(\phi_{km}) \times \left[ b_{km}^{(j-1)} \tilde{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau) \right] \right\} \quad (2.10)$$

onde, para  $n_k'$  sendo a fase inicial da sequência PN usada pelo  $K$ -ésimo usuário, as correlações cruzadas parciais são:

$$R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) = \int_{(j-1)T}^{\tau} a_{km}(t + n_k' T_c - \tau) a_{11}(t + n_1' T_c) dt$$

$$\hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau) = \int_{\tau}^{jT} a_{km}(t + n_k' T_c - \tau) a_{11}(t + n_1' T_c) dt \quad (2.11)$$

Conforme visto, o sinal na saída do integrador para recepção do canal do usuário em análise pode ser calculado por:

$$Y_{11}^{(j)} = \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)} + \text{Int}_2 + N_j \quad (2.12)$$

onde  $N_j$  é ainterferência devido a presença do ruído térmico.

Para cálculo das interferências causadas pelos demais usuários e pelo ruído térmico, deve-se calcular a variância de  $Y_{11}^{(j)}$  para  $\phi_{km}$  e  $\tau_{km}$  distribuindo-se uniformemente e de forma independente nos intervalos  $[0, 2\pi[$  e  $[0, T[$ , respectivamente. Admite-se, adicionalmente, probabilidades idênticas para as possibilidades  $\pm 1$  (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 a variância, [3], de cada uma das parcelas de  $\text{Var}[Y_{11}^{(j)}]$  tem-se:

$$\text{Var}[N_j] = \sum_{i=0}^{N_c-1} a_{11}(k) \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} n(t) \cos(\omega_0 t) dt = N \left( 0, \frac{N_0 T}{4} \right) \quad (2.13)$$

$$\text{Var}[\text{Int}_2] = \frac{PT^2}{4} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} E \left\{ \frac{[b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau)]^2}{T^2} \right\} \quad (2.14)$$

Conforme demonstrado em, [14]:

$$k^2 = E \left\{ \frac{[b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau)]^2}{T^2} \right\} = \frac{2}{3N_c} \quad (2.15)$$

E com esse resultado pode-se rescrever a equação (2.14):

$$\text{Var}[\text{Int}_2] = \frac{PT^2}{4} k^2 \cdot \left\{ \sum_{k=2}^K N_{kj} \right\} = \frac{\bar{E}_b T}{4} k^2 \cdot \{M - N_{1j}\} \quad (2.16)$$

Sendo  $\bar{E}_b = PT$  a energia do sinal recebido por bit e  $M = \sum_{k=1}^K N_{kj}$ , a quantidade de códigos de Walsh (canais virtuais) usado pelo sistema no intervalo considerado.

Então o valor médio da relação sinal – ruído, considerando-se  $M \gg N_{1j}$ , é [6]:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{T \bar{E}_b}{2}}{\frac{T \bar{E}_b k^2}{4} \cdot [M - N_{1j}] + \frac{N_0 T}{4}} \approx \left[ \frac{2}{3} \frac{M}{N_c} + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (2.17)$$

Pode-se definir um fator  $\alpha$  de atividade de apresentação de um documento de multimídia como [6]:

$$\alpha = f_{\text{vídeo}} \times \alpha_{\text{vídeo}} + f_{\text{áudio}} \times \alpha_{\text{áudio}} + f_{\text{texto}} \times \alpha_{\text{texto}} + f_{\text{imagem}} \times \alpha_{\text{imagem}} \quad (2.18)$$

onde  $f_0$  é o fator de ocorrência do objeto dentro do documento ( $\sum f_0 = 1$ ) e  $\alpha_0$  é o fator de atividade de cada objeto de multimídia. A interferência diminui por esse fator  $\alpha$ , dessa forma,  $\bar{\gamma}_b$  pode ser incrementado da seguinte maneira:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[ \frac{2M}{3N_c} \alpha + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (2.19)$$

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 [13] pode ser escrita:

$$P_e = P_e(\bar{\gamma}_b) = Q(\sqrt{2\bar{\gamma}_b}) \quad (2.20)$$

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

$$BER_{\text{mult}}(\text{dB}) = f_{\text{vídeo}} \times BER_{\text{vídeo}} + f_{\text{áudio}} \times BER_{\text{áudio}} + f_{\text{texto}} \times BER_{\text{texto}} + f_{\text{imagem}} \times BER_{\text{imagem}} \quad (2.21)$$

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:

$$M^{(k)} = \frac{3N_c}{2\alpha} \left[ \frac{1}{p_e^{-1} \left\{ 10^{\left( \frac{BER_{mult}}{10} \right)} \right\}} - \frac{N_0}{E_b} \right] \quad (2.22)$$

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.

### Aplicação do Modelo

Segue exemplo para avaliar o desempenho de um sistema de canais formados por códigos múltiplos CDMA. Nesse exemplo serão analisadas duas OCPNs, as quais são formadas por objetos de voz e vídeo. Seja a voz originada de uma fonte com taxa de 8 kb/s e o vídeo de uma fonte com taxa de 128 kb/s. As BERs desejadas para voz e vídeo foram estabelecidas como  $10^{-3}$  e  $10^{-4}$ , respectivamente. Com o uso da equação (2.21) e sendo  $f_{voz}=f_{vídeo}=0,5$ , 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  $\alpha_{voz} = \alpha_{vídeo} = 3/8$ ; na situação 2, tem-se um fator de atividade de apresentação de vídeo maior,  $\alpha_{vídeo} = 0,8$ , sendo o fator da voz é mantido igual ao da situação 1,  $\alpha_{voz}=3/8$ .

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 (2.22) assumindo-se  $N_0/\bar{E}_b$  desprezível quando comparado com a interferência de multi-usuário, onde para cálculo da probabilidade de erro utiliza-se a equação (2.20).

Será analisado também o desempenho do sistema com o uso de codificação para correção de erros. Com a codificação BCH (Bose – Chaudhuri – Hocquenghem) pode-se obter uma melhora, isto é, uma diminuição das probabilidades de erro observadas nos exemplos anteriores. 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),[13].

Representam-se a seguir as curvas obtidas para as situações 1 e 2 do exemplo, ambas com e sem codificação corretora de erro BCH (15,7).

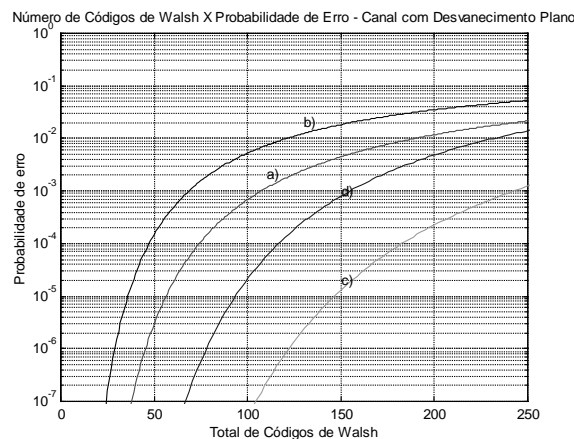


Figura 2.2 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento plano, onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

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.

## 2.2 - 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 é dada por [13], [6]:

$$h_{km}(t) = \sum_{q=1}^{L_{km}} \beta_{qkm} \delta(t - \tau_{qkm}) e^{j\phi_{qkm}} \quad (2.23)$$

onde  $\beta_{qkm}$  é o q-ésimo ganho Rayleigh aleatoriamente distribuído;  $\phi_{qkm}$  é a q-ésima fase aleatória uniformemente distribuída em  $[0, 2\pi]$ ;  $\tau_{qkm}$  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 do apresentado para canais com desvanecimento plano e possui em sua entrada:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h_{km}(\tau) \tilde{S}_{km}(t - \tau) \exp(j\omega_c t) d\tau \right\} + n(t) \quad (2.24)$$

onde  $h_{km}(t)$  é a resposta ao impulso do m-ésimo canal virtual e  $\tilde{S}(t)$  é o envelope complexo de  $S(t)$ , que pode ser reescrito como, com  $\phi_{qkm} = -\omega_c \tau_{qkm} + \phi_{qkm} + \theta_{qkm}$ :

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cos(\omega_c t + \phi_{qkm}) + n(t) \quad (2.25)$$

Executando o mesmo tratamento anterior, calcula-se para o primeiro caminho do primeiro canal do primeiro usuário, na saída do integrador.

$$\begin{aligned} Y_{11}^{(j)} = & \beta_{q11} \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}(t) + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt + \\ & + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{km}} \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cdot \cos(\phi_{qkm}) \cdot a_{11}(t) dt \end{aligned} \quad (2.26)$$

Na equação (2.26), a primeira parcela representa o sinal de interesse recuperado, o segundo termo é o ruído térmico espalhado pela sequência local ( $a_{11}(t)$ ) e a terceira parcela é a interferência dos demais usuários sobre o sinal desejado. Esta terceira parcela pode ser dividida em três componentes:  $\text{Int}_1$ , que é a interferência interna a um usuário: é a interferência introduzida pelos outros canais paralelos do próprio usuário, no canal em análise, para usuários com mais de um canal paralelo simultâneo;  $\text{Int}_2$ , que é a interferência entre os caminhos múltiplos: analisando-se um caminho de um canal (com diversidade) de um determinado usuário, esta interferência é causada pelos múltiplos caminhos deste canal no caminho em análise e  $\text{Int}_3$ , que é a interferência causada pelos demais usuários do sistema. Pode-se separar a interferência explicitada no último termo da equação (2.26) nessas três parcelas definidas, da seguinte forma:

$$\text{Int}_1 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{1j}} \beta_{q1m} b_{1m}^{(j)} \tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0) = 0 \quad (2.27)$$

$$\text{Int}_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=1}^{N_{1j}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{1m}} \left\{ \beta_{q1m} \cos(\phi_{q1m}) \cdot [b_{1m}^{(j-1)} R_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) + b_{1m}^{(j)} \hat{R}_{1m,11}(n_1', n_1', \tau)] \right\} \quad (2.28)$$

$$\text{Int}_3 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} \left\{ (\beta_{qkm} \cos \phi_{qkm}) \cdot [b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau)] \right\} \quad (2.29)$$

onde as correlações cruzadas parciais são as mesmas definidas para o canal com desvanecimento plano.

Seguindo o mesmo raciocínio para cálculo das variâncias das parcelas relativas a interferências, tem-se:

$$\text{Var}[Y_{11}^{(j)}] = \text{Var}[\text{Int}_2] + \text{Var}[\text{Int}_3] + \text{Var}[N_j] \quad (2.30)$$

com  $\text{Var}[N_j]$  igual a equação (2.13) e  $\text{Var}[\text{Int}_2]$  e  $\text{Var}[\text{Int}_3]$ :

$$\text{Var}[\text{Int}_2] = \frac{PT^2}{4} k^2 N_{1j} \cdot \left\{ \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_1} \bar{\beta}_{q1}^2 \right\} \quad (2.31)$$

$$\text{Var}[\text{Int}_3] = \frac{PT^2}{4} k^2 \cdot \left\{ \sum_{k=2}^K N_{kj} \sum_{q=1}^{L_k} \bar{\beta}_{qk}^2 \right\} \quad (2.32)$$

para

$$\bar{\beta}_{qkm}^2 = \bar{\beta}_{qk1}^2 = \bar{\beta}_{qk}^2 = \bar{\beta}_1^2 \quad \text{e} \quad L_{km} = L_{k1} = L_k = L \quad (2.33)$$

com  $1 \leq m \leq N_{kj}$  e  $1 \leq k \leq K$ . Isso pode ser assumido, pois a distância e o número de caminhos entre o receptor e o transmissor é a mesma para todos os canais de um mesmo usuário e  $\bar{\beta}_{qkm}^2$  é uma variável aleatória [6]. Somando-se as variâncias de  $\text{Int}_2$  e de  $\text{Int}_3$ , com a simplificação de notação dada em (2.33), obtém-se:

$$\text{Var}[\text{Int}_2] + \text{Var}[\text{Int}_3] = \frac{\bar{E}_b T k^2}{4} \{M \cdot L - N_{1j}\} \quad (2.34)$$

Sendo  $\bar{E}_b = \bar{\beta}_1^2 PT$  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. Sendo ainda  $L = \sum_{q=1}^L \bar{\beta}_q^2 / \bar{\beta}_1^2$ , a somatória normalizada das médias quadráticas dos ganhos (em relação ao q-ésimo caminho tomado como referência) dos L caminhos percorridos pelo sinal. Sendo a parcela de interesse do sinal recebido,  $\beta_{q11} \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}$ , a potência do mesmo é  $\bar{\beta}_1^2 \frac{PT^2}{2} = \frac{T\bar{E}_b}{2}$ .

Assim, o valor médio da relação sinal – ruído, com o uso do resultado da equação (2.15) é, para  $M.L \gg N_{1j}$  [6]:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[ \frac{2}{3} \frac{ML}{N_c} + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (2.35)$$

Analogamente ao caso do canal com desvanecimento plano, fazendo-se as mesmas considerações para o fator  $\alpha$  de atividade de apresentação de um documento de multimídia (definido em 2.18).

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[ \frac{2ML}{3N_c} \alpha + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (2.36)$$

As expressões para a probabilidade de erro (BER) para um receptor coerente sem diversidade e para um receptor com combinador MRC (Maximal Ratio Combiner) com diversidade  $L_d$ , podem ser escritas como [13]:

$$P_e = P_e(\bar{\gamma}_b) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right] & \text{para receptor sem diversidade} \\ \left( \frac{1 - \mu}{2} \right)^{L_d} \cdot \sum_{s=0}^{L_d} \binom{L_d - 1 + s}{s} \left( \frac{1 + \mu}{2} \right)^s & \text{para diversidade de ordem } L_d \end{cases} \quad (2.37)$$

$$\text{onde } \mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}}.$$

Nas expressões para a probabilidade de erro de bit (equação 2.37), deve-se atentar para o fato que  $L_d$  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 (2.21) 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:

$$M^{(k)} = \frac{3N_c}{2\alpha L} \left[ \frac{1}{p_e^{-1} \left\{ 10^{\left( \frac{BER_{mult}}{10} \right)} \right\}} - \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right] \quad (2.38)$$

Tomando o mesmo exemplo utilizado para o canal com desvanecimento plano, calcula-se analogamente para o desvanecimento do tipo Rayleigh sem e com diversidade (para  $L_d=4$  e  $L_d=8$ ) as curvas que mostram a quantidade de códigos de Walsh em relação a probabilidade de erro de bit:

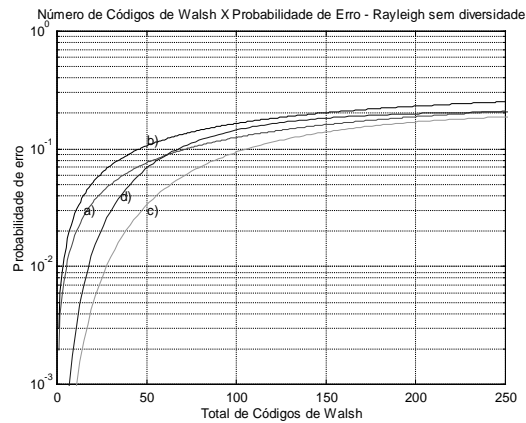


Figura 2.3 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento do tipo Rayleigh sem diversidade, onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

Comparativamente ao exemplo do canal com desvanecimento plano, pode-se observar uma queda grande na performance no modelo com desvanecimento do tipo Rayleigh sem diversidade. 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 bem mais próximo da realidade do que o modelo de desvanecimento plano. O uso desse modelo sem levar em conta a diversidade, contribui mais acentuadamente para a queda de desempenho, pois só se está analisando um caminho de um sinal aleatório que trafega por multi-caminhos e portanto a probabilidade de erro é maior.

Tendo em vista esses fatores, espera-se que, com a utilização da diversidade na análise de um canal com desvanecimento do tipo Rayleigh, o desempenho seja melhor, pois se estará combinando mais de um caminho de propagação do sinal para sua detecção, como pode ser visto nas curvas apresentadas a seguir para  $L_d=4$  e  $L_d=8$ .

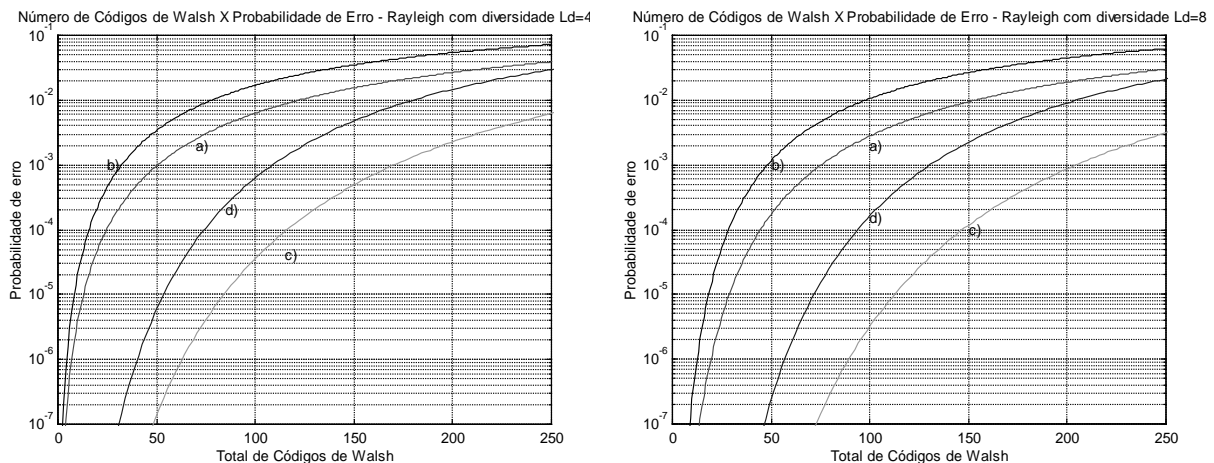


Figura 2.4 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento do Tipo Rayleigh com diversidade  $L_d=4$  e  $L_d=8$ , onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

Conforme esperado, considerando-se a diversidade no canal com desvanecimento do tipo Rayleigh houve uma melhora no desempenho em comparação a modelagem sem diversidade. Embora tenha havido uma sensível melhora, pode-se observar que o desempenho para as curvas “a” e “b”, que não possuem códigos corretores de erro, é prejudicado para transmissão de documentos de multimídia que requerem uma probabilidade de erro menor que  $10^{-3,5}$ .

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  $L_d=8$ , obtêm-se 55 e 35 códigos respectivamente para as situações 1 e 2 sem codificação e 170 e 110 códigos para as mesmas situações com uso de codificação. O aumento da quantidade de sinais combinados na recepção aumenta a performance do sistema. Porém para diversidades de valores maiores, os ganhos com aumento dessa são cada vez menores, às expensas de um grande aumento na complexidade do receptor.

### 2.3 - Canal com desvanecimento do tipo Rice

O modelo de canal com desvanecimento do tipo Rice para interface aérea pode ser dividido em duas componentes: uma componente fixa, também conhecida como componente especular do sinal e uma componente randômica, com o mesmo comportamento de um canal com desvanecimento 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 [13], [7]:

$$h_{km}(t) = \sum_{q=1}^{L_{km}} (\alpha_{qkm} e^{j\psi_{qkm}} + \beta_{qkm} e^{j\phi_{qkm}}) \delta(t - \tau_{qkm}) \quad (2.39)$$

onde  $\alpha_{qkm}$  é a amplitude e  $\psi_{qkm}$  a fase da componente fixa do q-ésimo caminho, do m-ésimo canal do k-ésimo usuário do sistema;  $\beta_{qkm}$  e  $\phi_{qkm}$  são variáveis aleatórias, onde  $\beta_{qkm}$  obedece a distribuição Rayleigh e  $\phi_{qkm}$  é a fase uniformemente distribuída entre 0 e  $2\pi$ . Nota-se também na equação anterior  $\tau_{qkm}$ , 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 randômica num determinado caminho q em análise.  $L_{km}$  é o número de caminhos recuperáveis do canal m do usuário k. Conforme visto  $\alpha_{qkm}$  é a amplitude da componente fixa do sinal. Pode-se definir também  $2\sigma_{qkm}^2$  como o valor médio quadrático da componente randômica 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 randômica 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 randômica 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 randômica é praticamente nula em relação a componente especular. Para o mesmo modelo de receptor usado nos canais anteriores, tem-se na entrada [13], [7]:

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} (\alpha_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cos(\omega_c t + \xi_{qkm}) + \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cos(\omega_c t + \phi_{qkm})) + n(t) \quad (2.40)$$

onde:  $\xi_{qkm} = -\omega_c \tau_{qkm} + \theta_{qkm} + \psi_{qkm}$   
 $\phi_{qkm} = -\omega_c \tau_{qkm} + \theta_{qkm} + \phi_{qkm}$

Supondo que o receptor esteja preparado para demodular o primeiro caminho do primeiro canal virtual do primeiro usuário, todos os demais canais são vistos como interferência para o sistema [13] e [7]. Assim, pode-se escrever para o sinal na saída do integrador do receptor que é capaz de recuperar coerentemente as fase  $\phi_{qkm}$  e  $\xi_{qkm}$  e o atraso  $\tau_{qkm}$  para o q-ésimo caminho, sem perda de generalidade, adota-se  $\phi_{q11} = 0$ ,  $\xi_{q11} = 0$  e  $\tau_{q11} = 0$ ,:

$$Y_{11}^{(j)} = (\alpha_{q11} + \beta_{q11}) \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}(t) + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1, q \neq 1, k=m=1}^{L_{km}} (\alpha_{qkm} \cos(\xi_{qkm}) + \beta_{qkm} \cos(\phi_{qkm})) \cdot a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cdot a_{11}(t) dt \quad (2.41)$$

Essa terceira parcela pode ainda ser dividida em três componentes equivalentes as componentes vistas para os canais com desvanecimento do tipo Rayleigh, sendo elas:

$$Int_1 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{k1}} (\alpha_{q1m} + \beta_{q1m}) b_{1m}^{(j)} \cdot \tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0) \quad (2.42)$$

$$Int_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=1}^{N_{1j}} \sum_{q=1, q \neq 1, k=m=1}^{L_{1m}} (\alpha_{q1m} \cos(\xi_{q1m}) + \beta_{q1m} \cos(\phi_{q1m})) \cdot [b_{1m}^{(j-1)} R_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) + b_{1m}^{(j)} \hat{R}_{1m,11}(n_1', n_1', \tau)] \quad (2.43)$$

$$Int_3 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} (\alpha_{qkm} \cos(\xi_{qkm}) + \beta_{qkm} \cos(\phi_{qkm})) \cdot [b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau)] \quad (2.44)$$

onde as correlações cruzadas parciais são as mesmas definidas anteriormente.

Para se analisar as interferências causadas pelas demais usuários e pelo ruído térmico, deve-se calcular a variância de  $Y_{11}^{(j)}$  da seguinte forma:

$$\text{Var}[Y_{11}^{(j)}] = \text{Var}[Int_2] + \text{Var}[Int_3] + \text{Var}[N_j] \quad (2.45)$$

A Var  $[N_j]$  já foi calculada em (2.13). O cálculo de Var  $[Int_2]$  e Var  $[Int_3]$  resulta:

$$\text{Var}[Int_2] = \frac{PT^2}{4} k^2 N_{1j} \cdot \left\{ \sum_{q=1, q \neq 1, k=m=1}^{L_1} (\bar{\alpha}_{q1}^2 + \bar{\beta}_{q1}^2) \right\} \quad (2.46)$$



$$\text{Var}[\text{Int}_3] = \frac{PT^2}{4} k^2 \cdot \left\{ \sum_{k=2}^K N_{kj} \sum_{q=1}^{L_k} (\bar{\alpha}_{qk}^2 + \bar{\beta}_{qk}^2) \right\} \quad (2.47)$$

Da mesma maneira que para canais do Rayleigh, tem-se que  $\bar{\alpha}_{qkm}^2 = \bar{\alpha}_{qkl}^2 = \bar{\alpha}_{qk}^2 = \bar{\alpha}_l^2$ ,  $\bar{\beta}_{qkm}^2 = \bar{\beta}_{qkl}^2 = \bar{\beta}_{qk}^2 = \bar{\beta}_l^2$  e  $L_{km} = L_{kl} = L_k = L$  para  $1 \leq m \leq N_{kj}$  e  $1 \leq k \leq K$ . Somando-se as variâncias de  $\text{Int}_2$  e de  $\text{Int}_3$  e usando a simplificação das notações, pode-se escrever:

$$\text{Var}[\text{Int}_2] + \text{Var}[\text{Int}_3] = \frac{PT^2 k^2}{4} \cdot \left\{ N_{1j} \cdot \sum_{q=1}^{L_1} (\bar{\alpha}_{q1}^2 + \bar{\beta}_{q1}^2) - N_{1j} (\bar{\alpha}_{11}^2 + \bar{\beta}_{11}^2) + \sum_{k=2}^K N_{kj} \cdot \sum_{q=1}^{L_k} (\bar{\alpha}_{qk}^2 + \bar{\beta}_{qk}^2) \right\} = \frac{\bar{E}_b T k^2}{4} \{M \cdot L - N_{1j}\} \quad (2.48)$$

Sendo  $\bar{E}_b = (\bar{\alpha}_1^2 + \bar{\beta}_1^2)PT$  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 (canais virtuais) do sistema em análise. Sendo ainda  $L = \sum_{q=1}^L (\bar{\alpha}_q^2 + \bar{\beta}_q^2) / (\bar{\alpha}_1^2 + \bar{\beta}_1^2)$ , a

somatória normalizada das médias quadráticas dos ganhos das partes especular e randômica (em relação ao  $l$ -ésimo caminho tomado como referência) dos  $L$  caminhos percorridos pelo sinal. Sendo a parcela de interesse do sinal

recebido,  $(\alpha_{q11} + \beta_{q11}) \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}$ , a potência do mesmo é  $(\bar{\alpha}_1^2 + \bar{\beta}_1^2) \frac{PT^2}{2} = \frac{T\bar{E}_b}{2}$ .

Dessa forma, o valor médio da relação sinal – ruído é, com o uso da equação (2.15) e  $M \cdot L \gg N_{1j}$ :

$$\bar{\gamma}_b = \left[ \frac{2}{3} \frac{ML}{N_c} + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (2.49)$$

Analogamente as modelagens anteriores, pode-se acrescentar à equação (2.98) um fator  $\alpha$  de atividade de apresentação de um documento de multimídia (definido em (2.18)):

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[ \frac{2ML}{3N_c} \alpha + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (2.50)$$

As expressões para o cálculo da probabilidade de erro (BER) para um receptor coerente sem diversidade num canal modelado com desvanecimento do tipo Rice [7], são dadas por:

$$P_{e1} = P_{e1}(\bar{\gamma}_b) = Q(u, w) - \frac{1}{2} \left[ 1 + \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right] \cdot \exp\left(-\frac{u^2 + w^2}{2}\right) I_0(uw) \quad (2.51)$$

onde

$$u = \sqrt{\frac{y^2 [1 + 2\bar{\gamma}_b - 2\sqrt{\bar{\gamma}_b(1 + \bar{\gamma}_b)}]}{2(1 + \bar{\gamma}_b)}} \quad (2.52)$$

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

e  $Q(u, w)$  é a função de Marcum (Marcum Q-function), definida em [13], [7]:

$$Q(u, w) = \exp\left(-\frac{u^2 + w^2}{2}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{u}{w}\right)^n I_n(uw) \quad (2.53)$$

onde  $I_n(x)$  é a função de Bessel de ordem  $n$  de  $x$ . Para um receptor coerente, com diversidade  $L_d$ , num canal modelado com desvanecimento do tipo Rice, a probabilidade de erro é [7]:

$$P_{eL} = P_{eL}(\bar{\gamma}_b) = P_{e1} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \cdot \sum_{q=2}^{L_d} \binom{2q-2}{q-1} \cdot \left(\frac{1}{4 + 4\bar{\gamma}_b}\right)^{q-1} \cdot \exp\left(-\frac{\bar{\gamma}_b H}{1 + \bar{\gamma}_b}\right) \cdot F\left(\frac{1}{2}, q; \frac{-H}{1 + \bar{\gamma}_b}\right) \quad (2.54)$$

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 definida por:

$$F(a, c; z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(a)_n}{(c)_n} \frac{z^n}{n!} \quad \text{com} \quad (b)_n = \frac{\Gamma(b+n)}{\Gamma(b)} \quad (2.55)$$

onde  $\Gamma(x)$  é a função gamma de  $x$ .

Conforme visto nas modelagens do canal de desvanecimento do tipo Rayleigh para documentos de multimídia, tem-se que  $BER_{mult}$  é a BER requerida para fornecer a qualidade de apresentação desejada, que pode ser calculada conforme a equação (2.21).

Pode-se então calcular o número máximo de códigos de Walsh durante o intervalo  $I_j$ , da forma apresentada na equação (2.38). Tomando o mesmo exemplo utilizado para as modelagens anteriores, para que se possa comparar o desempenho, seguem as curvas 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 e sem diversidade, para valores de  $y^2$  diferentes (0.1, 1, 4 e 9).

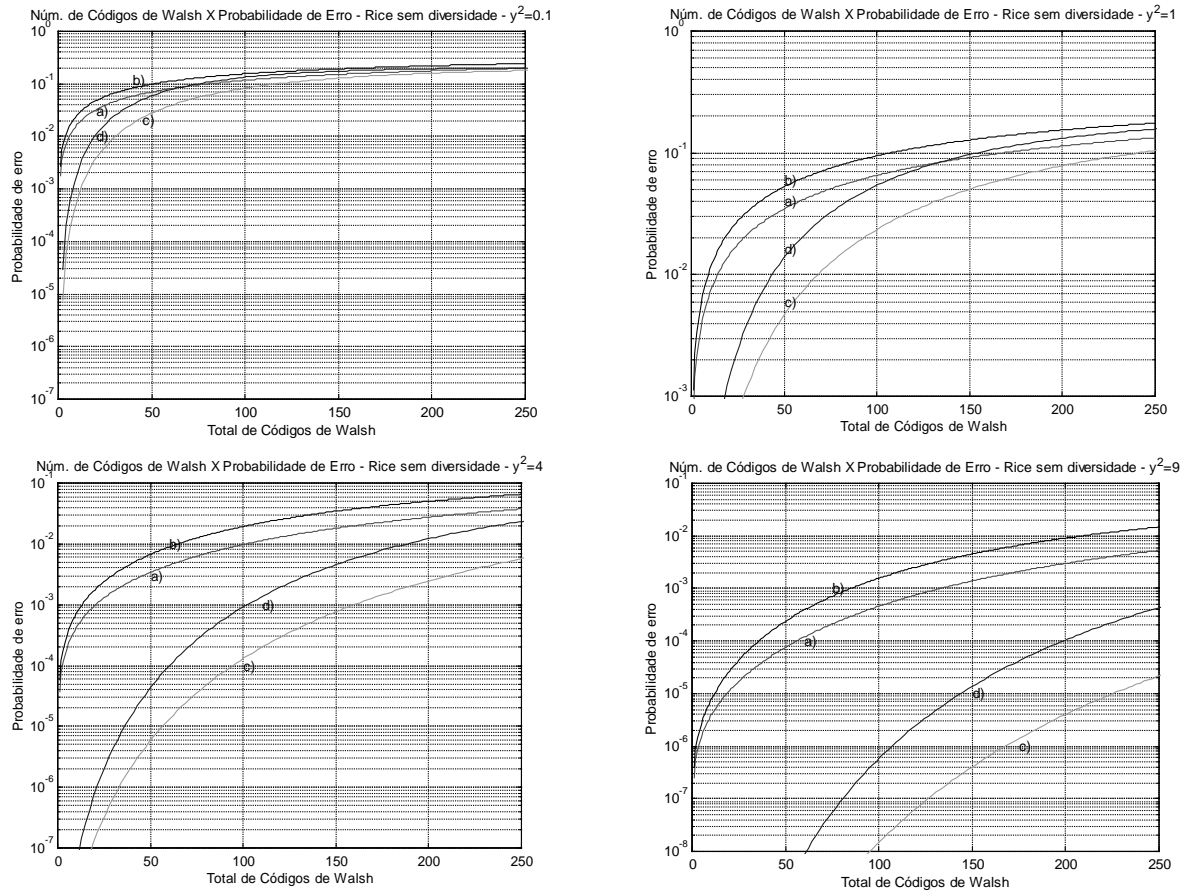
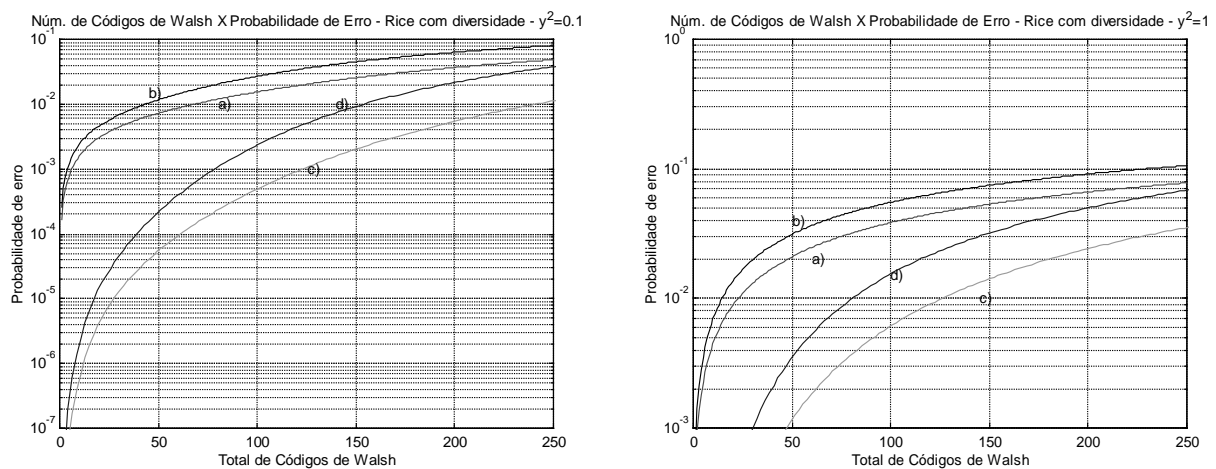


Figura 2.5 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento do Tipo Rice, sem diversidade, com diferentes valores de  $y^2$ , onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

Dando seqüência a análise do modelo Rice, pode-se verificar a seguir as curvas que representam a relação entre a quantidade de códigos de Walsh e a probabilidade de erro para as situações 1 e 2 para o receptor com diversidade. São apresentadas também as curvas nas situações 1 e 2, com e sem códigos corretores de erro e para os mesmos 4 valores de  $y^2$  (0.1, 1, 4 e 9).



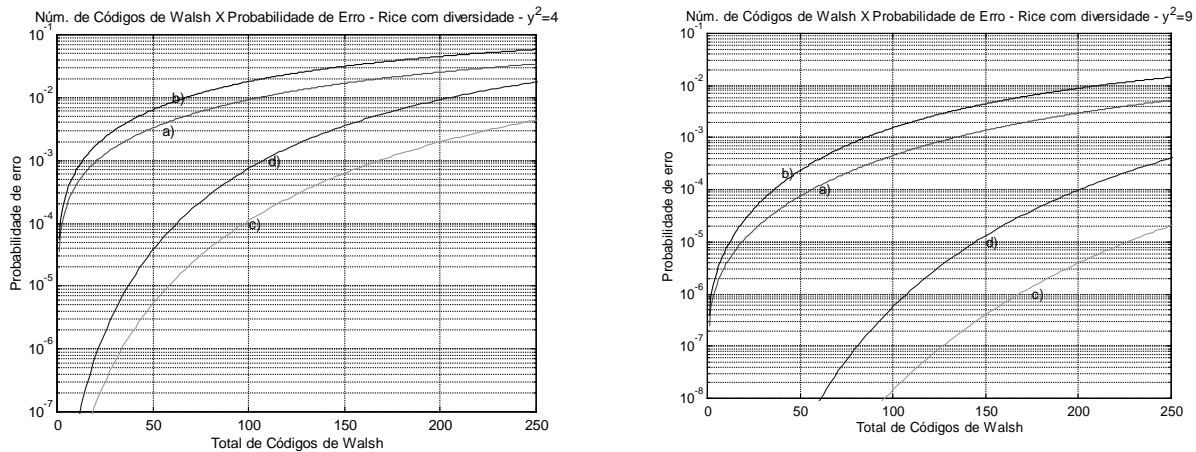


Figura 2.6 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento do Tipo Rice, com diversidade ( $L_d=4$ ), com diferentes valores de  $y^2$ , onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

É importante notar no modelo de desvanecimento do tipo Rice, que para um receptor sem diversidade, 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 para um receptor sem diversidade, pois com o aumento da parte especular em relação a parte randômica 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.

Para receptores com diversidade e valores de  $y^2 \geq 1$ , onde a componente especular passa a ser maior que a randômica, ocorre uma melhora no desempenho do sistema com o crescimento de  $y^2$ . É importante também observar que, nessa situação, a influência da diversidade no desempenho do sistema é cada vez menor, fato este que é justificado pela presença mais forte da componente especular (linha de visada) em relação a randômica, isto é, altas relações sinal-ruído.

A tabela 5.1 compara os vários 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 codificação | com codificação | sem codificação | com codificação |
| Desvanecimento Plano  | 85              | 210             | 55              | 130             |
| Desvanecimento Rayleigh; $L_d=4$ <sup>(1)</sup>                       | 35              | 140             | 22              | 90              |
| Desvanecimento Rice; sem diversidade e $y^2=4$ <sup>(2)</sup>         | 10              | 125             | 5               | 75              |
| Desvanecimento Rice; com diversidade $L_d=4$ e $y^2=4$ <sup>(3)</sup> | 12              | 127             | 7               | 80              |

Tabela 5.1 – Tabela comparativa das modelagens analisadas

- (1) A modelagem Rayleigh necessita de diversidade para o seu possível uso, pois as capacidades obtidas sem diversidade são muito pequenas, mesmo com emprego de códigos corretores.
- (2) A modelagem Rice, sem diversidade e  $y^2=4$  foi tabelada como um possível exemplo do caso de se ter visada direta. Observa-se aqui, no entanto, a necessidade do emprego de códigos corretores para o seu uso.
- (3) Observa-se na modelagem Rice com diversidade e  $y^2=4$ , um comportamento muito similar ao anterior (Rice sem diversidade), conforme já explanado no texto.

Da tabela 5.1 conclui-se ser possível garantir uma taxa mínima, com emprego de códigos corretores BCH(15,7), de 75 vezes a taxa básica 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 2,88 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.

### 3 - 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 ou não 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 que é possível a obtenção de uma taxa mínima de 75 vezes a taxa básica do canal para uma  $BER_{mult}$  de  $10^{-3.5}$ .

## BIBLIOGRAFIA

- [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] LITTLE, T.D.C. and GHAFOR, A., "Synchronization and Storage Models for Multimedia Objects, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 8, no. 3, pp.413-427, April 1990.
- [3] LITTLE, T.D.C. and GHAFOR, A., "Multimedia Synchronization Protocols for Broadband Integrated Services, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 9, pp.1368-1382, December 1991.
- [4] WOO, M., QAZI, N., and GHAFOR, A., "A Synchronization Framework for Communication of Preorchestrated Multimedia Information", IEEE Network, vol. 8, pp.52-61, January / February. 1994.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] JESZENSKY, Paul Jean E. , "Notas de Aula do Curso de Comunicação por Espalhamento Espectral: Uma motivação para o estudo de Sequências de Códigos", Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade de São Paulo, Fevereiro 1992.
- [10] JESZENSKY, Paul Jean E. , "Notas de Aula Sobre a Determinação da Capacidade de Sistemas CDMA", Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade de São Paulo, Novembro 1995.
- [11] JESZENSKY, Paul Jean E., Tópicos sobre Telefonia Móvel Celular Digital, Departamento de Engenharia Eletrônica da EPUSP- Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 1999.
- [12] JESZENSKY, Paul Jean E. , "Notas de Aula do Curso de Comunicação por Espalhamento Espectral: Teoria Básica sobre Sequências de Códigos", Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade de São Paulo, Março 1994.
- [13] PROAKIS, John G., "Digital Communications", Mc-Graw-Hill International Editions, Electrical Engineering Series, Third Edition, 1995.
- [14] PURSLEY, Michael B., Spread-Spectrum Multiple Access Communication, New Concepts in Multi-user Communication, NATO Advanced Study Institutes Series, pp.139-199, 1981.
- [15] LATHI, B.P., "Modern Digital and Analog Communication Systems", Oxford University Press, Third Edition, 1998.