4. CONTROLE DE POTÊNCIA EM SISTEMAS CDMA

O controle de potência no enlace reverso de um sistema CDMA é fundamental para o funcionamento adequado deste sistema, pois cada usuário transmite sua mensagem através de uma portadora distinta, o que causa um efeito conhecido como *near-far*. Este efeito consiste da variação aleatória do nível de potência do sinal de cada usuário ao chegar à estação base, causada pela variação da posição dos usuários, e pelas condições de propagação do canal. Se as potências dos sinais não forem equalizadas, haverá uma redução da capacidade do sistema, determinada pelo desempenho do enlace, cujo sinal chega à estação base com menor potência. Para este enlace, o efeito da desigualdade de potências é duplamente nocivo, pois enquanto a potência do sinal desejado diminui, a interferência dos outros sinais aumenta. A função do controle de potência é equalizar as potências na estação base, maximizando a capacidade do sistema.

177

Marie Control

No enlace direto, a transmissão é feita através de uma única portadora, e neste caso, a atenuação será a mesma para todos os usuários. Isto em princípio dispensaria a utilização do controle de potência, e bastaria dividir igualmente a potência transmitida entre todos os usuários. No entanto, no caso de um sistema composto por múltiplas células, além da interferência dos usuários que compartilham a mesma portadora, haverá também, a interferência das portadoras provenientes de outras células. Tal fato provocará um desbalanceamento na razão sinal ruído de cada usuário, a menos que seja modificada a distribuição da potência transmitida. Assim, a principio, o controle de potência no enlace direto de um sistema CDMA é opcional, tendo como objetivo equalizar a razão sinal ruído dos usuários, de modo que cada usuário receba a mínima quantidade de potência para um desempenho aceitável. Este procedimento minimiza a interferência gerada pelos usuários, maximizando a capacidade do sistema. Recentemente testes de campo e simulações demonstraram que em presença de *soft-handoffs* o enlace direto é o limitante da capacidade do sistema, o que torna o controle de potência no enlace direto um fator importante na determinação desta capacidade. Apesar disso, a padronização IS-95 não específica uma

metodologia para a realização do controle de potências no enlace direto, deixando a realização deste para as operadoras do serviço.

Neste capítulo será estudado o controle de potência em sistemas CDMA. Inicialmente será discutida a implementação do controle de potência. A seguir, será avaliada a degradação na capacidade dos enlaces direto e reverso causada por imperfeições no controle de potência e pela transmissão de informação de realimentação para o controle de potência a malha fechada. Será então obtida uma solução analítica para o controle de potência no enlace direto e analisada a aplicação desta solução, avaliando-se o erro causado por mudanças nas condições de interferência e propagação mais rápidas que os ajustes das potências. Por fim, será proposto um algoritmo de minimização do erro médio quadrático para a realização do controle de potência no enlace direto, caso a solução analítica não possa ser aplicada.

4.1 Formas de Controle de Potência

Usualmente utilizam-se 3 formas de controle de potência em sistemas CDMA: a malha aberta, a malha fechada, ou ainda através de uma combinação desses 2 métodos. O controle de potência a malha aberta é um processo de 3 etapas executado pela estação móvel, no caso do enlace reverso, ou pela estação base, no caso do enlace direto. Na primeira etapa deste controle de potência é feita uma transmissão; na segunda, coleta-se uma medida no receptor; e na terceira, utiliza-se esta medida para definir a potência de transmissão. O controle de potência a malha fechada é um processo semelhante, executado em conjunto pela estação móvel e estação base, no qual a medida colhida no receptor é transmitida ao transmissor para o ajuste da potência de transmissão, fechando-se assim a malha.

Basicamente 3 fatores influenciarão o nível de potência na recepção: a posição da estação móvel, os desvanecimentos lentos e os desvanecimentos rápidos. Observa-se que existe uma diferença de 45 MHz, para os sistemas celulares, e de 80 MHz, para os sistemas PCS, entre as freqüência de transmissão dos enlaces direto e reverso, e que esta faixa de freqüência é, com grande probabilidade, maior que a faixa de coerência do canal. Neste caso, os desvanecimentos rápidos ocorrerão de forma independente nos enlaces direto e reverso. Deste modo, embora o controle de potência a malha aberta seja bastante rápido, ele não é suficientemente preciso, pois não consegue eliminar o efeito do desvanecimento rápido. Para

eliminar-se este tipo de desvanecimento é necessário um controle de potência a malha fechada. Observa-se que a realização do controle de potência poderia ser feita utilizando-se apenas o controle a malha fechada, mas isto aumentaria o tempo necessário para aproximar-se a potência transmitida do seu valor ideal, reduzindo a precisão do controle de potência. Esta precisão dependerá não somente da técnica de controle de potência usada, mas também da velocidade com a qual o controle de potência é realizado, e afetará diretamente a capacidade do sistema, como será visto na seção 4.3.

Para a realização do controle de potência é necessário a determinação de uma métrica. No controle de potência a malha aberta pode usar como métrica a estimativa de potência do sinal recebido, e a variação da potência de transmissão deve ser inversamente proporcional a esta estimativa. No caso do controle de potência a malha fechada, pode-se utilizar a taxa de erro de bit, taxa de erro de quadro, o valor de E_b/I_o, ou a potência do sinal recebido, como métrica. Uma vez escolhida a métrica, compara-se o seu valor com um limiar, com o objetivo de aumentar ou diminuir a potência de transmissão. No enlace reverso, esta comparação poderá ser feita na estação base envolvendo a métrica dos outros móveis, ou na própria estação móvel, sendo que a informação resultante ou a métrica coletada deverá ser transmitida para a estação móvel. No enlace direto, a métrica coletada na estação móvel deve ser transmitida integralmente para a estação base, que relacionará esta métrica com a métrica recebida das outras estações móveis e com a sua disponibilidade de recursos para realizar a distribuição de potência. A transmissão desta realimentação pode ser feita de várias formas, como a utilização de mensagens especificas, protocolos de recebimento, bits reservados, e a substituição de bits de tráfego por bits de controle de potência. A decisão da melhor métrica e do tipo de realimentação a ser usado depende da velocidade de controle de potência necessária, da precisão desejada e do impacto do aumento de informação de sinalização no sistema.

Um refinamento do controle de potência é a utilização de um *outer-loop*, cuja função é permitir a variação da qualidade do sinal para diferentes usuários do sistema. Nos sistemas de terceira geração, a necessidade de transmissão de diversos tipos de tráfego, como dados, voz, vídeo e áudio, sugere a utilização deste *outer-loop* para controlar a potência de cada tipo de tráfego de forma diferenciada. A implementação de algoritmos de *outer-loop*, bem como o desempenho de um sistema deste tipo é discutida em [24] e [25].

4.2 Desempenho das Técnicas de Controle de Potência

Na prática, observa-se que o desempenho do controle de potência depende de 3 fatores: erros na estimativa dos parâmetros, erros introduzidos durante a transmissão dos bits de controle de potência, e o atraso entre a geração da métrica e a efetiva utilização desta informação. Para avaliar este desempenho, foram realizados testes de campo, que demonstram que o controle de potência padronizado pela IS-95 apresenta erros com desvio padrão da ordem de 1.5 dB a 2.5 dB [3].

Para diminuir os efeitos dos erros de bits de controle de potência várias técnicas foram propostas: a utilização de preditores na recepção dos bits de controle de potência [26]; algoritmos mais eficientes para determinação da variação da potência transmitida [27]; estimativas mais precisas das métricas [28]. Observa-se em [26] que a utilização de preditores na recepção dos bits de controle de potência diminui o valor da razão sinal ruído requerida para uma taxa de erro de bits aceitável em 1 dB. Em [28] e [29] verifica-se que a eficiência do controle de potência aumenta com a ordem de diversidade do sistema. Por outro lado, observa-se que o atraso máximo entre a geração da métrica e a efetiva utilização desta informação deve ser igual ao inverso do dobro da máxima freqüência Doppler, ou equivalentemente, à metade do tempo de coerência do canal. A freqüência Doppler depende da velocidade com a qual o usuário está se movimentando na célula, e para uma velocidade de 110 Km/h, este intervalo será da ordem de 2.5 mseg.

4.3 Impacto de Erros do Controle de Potência na Capacidade

Como foi discutido, o controle de potência é fundamental para maximizar a capacidade do sistema CDMA. Avaliações da capacidade são usualmente feitas considerando um controle de potência perfeito, mas na realidade, sempre ocorrerão imprecisões neste controle. Nesta seção será analisado o impacto provocado pelas imperfeições do controle de potência na capacidade do sistema CDMA nos enlaces direto e reverso.

4.3.1 Enlace Reverso

Nesta seção será analisado o controle de potência com imperfeições no enlace reverso, considerando inicialmente uma única célula e a seguir múltiplas células.

Célula Única

No caso de uma única célula, se o controle de potência for perfeito, os sinais de todos os usuários chegarão à estação base com exatamente a mesma potência S. No caso, de um controle de potência com imperfeições, a potência do sinal de cada usuário na estação base pode ser representada por:

$$S_i = S\varepsilon_i \tag{4.1}$$

onde ϵ_i é o erro relativo ao controle de potências. Considerando que a distribuição de ϵ_i seja tal que as probabilidades de S_i ser maior ou menor que S são iguais, defini-se a razão E_b/I_o como:

$$\frac{E_b}{I_o} = \frac{\frac{S}{R}}{\frac{\eta}{W} + \sum_{i=1}^{N_u-1} \varepsilon_i \chi_i \frac{S}{W}}$$
(4.2)

onde E_b é a energia por bit mediana na recepção; $I_o/2$ é a densidade espectral de interferência incluindo o ruído; R é a taxa de bits; η é a potência de ruído térmico; W é a faixa total do sinal transmitido; N_u é o número de usuários na célula; χ_i é uma variável aleatória de Bernoulli, que representa a possibilidade do usuário estar ativo ou não, podendo assumir os valores 1 e 0 com probabilidade α e 1- α respectivamente.

Define-se a capacidade de um sistema como o número de usuários, tal que a probabilidade de queda de enlace seja igual a um determinado valor p, e a probabilidade de queda de enlace como a probabilidade da razão E_b/I_o estar abaixo de um determinado limiar. Tomando este limiar como 7 dB, a probabilidade de queda de enlace será:

$$P\left(\frac{E_b}{I_o} < 5\right) = P\left(\sum_{i=1}^{N_u-1} \varepsilon_i \chi_i > \frac{W_R}{5} - \frac{\eta}{S}\right)$$
(4.3)

Observa-se que o limiar para a razão E_b/I_o é escolhido de modo que a taxa de erro de bit em, operação normal, seja inferior a 10^{-3} . Considerando que o número de usuários seja suficientemente grande, utilizou-se o teorema do limite central para aproximar a soma das variáveis $\epsilon_i \chi_i$ por uma variável aleatória gaussiana. Considerando também que a distribuição das variáveis aleatórias χ_i e ϵ_i independem do usuário, pode-se determinar a capacidade do sistema a partir da expressão:

$$p = P\left(\frac{E_b}{I_o} < 5\right) = Q\left(\frac{\gamma - (N_u - 1)E[z_i]}{\sqrt{(N_u - 1)Var[z_i]}}\right)$$
(4.4)

onde
$$\gamma = \frac{W}{5} - \frac{\eta}{S}$$

 $Z_i = \varepsilon_i \chi_i$

$$Q(x) = \int_{x}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx$$

Pode-se observar da expressão (4.4) que quanto maior a média, ou a variância de z_i menor a capacidade. Considerando que ϵ_i e χ_i sejam variáveis aleatórias independentes, a média e a variância da variável z_i serão dadas por:

$$E(z_i) = E(\varepsilon_i)E(\chi_i)$$
 (4.5)

$$Var(z_i) = E(\varepsilon_i^2)E(\chi_i^2) - [E(\varepsilon_i)E(\chi_i)]^2$$
(4.6)

Assumindo que a variável aleatória ε_i apresenta distribuição log-normal [3], e que o valor médio desta variável aleatória em dB é zero, tem-se que:

$$E(\varepsilon_i) = \exp\left[\frac{var(\varphi_i)}{2k^2}\right]$$
 (4.7)

$$E(\varepsilon_i^2) = \exp\left[\frac{2 \operatorname{var}(\varphi_i)}{k^2}\right] \tag{4.8}$$

onde
$$k = \frac{10}{\ln(10)}$$

$$\varphi_i = 10 \log(\epsilon_i)$$

Se o controle de potência for perfeito, o erro ε_i assumirá um valor determinístico e igual a 1. Neste caso, para ilustrar a aproximação gaussiana, tem-se na Figura 4.1 a capacidade do enlace reverso com uma única célula obtida usando esta aproximação para o somatório das variáveis χ_i , e a obtida utilizando-se a distribuição binomial, que é a distribuição exata.

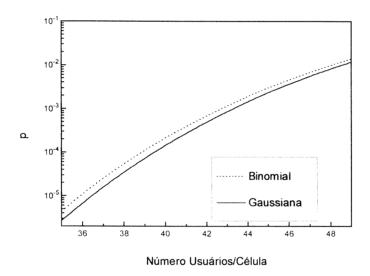


Figura 4.1 - Capacidade do enlace reverso com uma única célula e controle de potência ideal, utilizando-se a distribuição binomial e a aproximação gaussiana.

Até agora considerou-se um valor mediano para E_b , desprezando as flutuações do controle de potência no sinal desejado. Porém é mais realista considerar o valor de E_b instantâneo. Assim, tem-se que a expressão para a razão E_b/I_o será dada por:

$$\frac{E_b}{I_o} = \frac{\varepsilon_o \frac{S}{R}}{\frac{\eta}{W} + \sum_{i=1}^{N_u-1} \varepsilon_i \chi_i \frac{S}{W}}$$
(4.9)

onde ε_0 é o erro de controle de potência do sinal desejado. Manipulando a expressão acima, tem-se que:

$$\frac{E_b}{I_o} = \frac{\frac{S}{R}}{\frac{\eta}{\varepsilon_o W} + \sum_{i=1}^{N_o - 1} \frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_o} \chi_i \frac{S}{W}}$$
(4.10)

Considerando que as variáveis ε_i e ε_o sejam estatisticamente independentes e tenham a mesma distribuição de probabilidade, pode-se demonstrar que a variável aleatória $\varepsilon_i/\varepsilon_o$ também terá uma distribuição log-normal, e o valor médio e médio quadrático desta variável será dado por:

$$E\left(\frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_o}\right) = \exp\left[\frac{\operatorname{var}(\varphi_i)}{k^2}\right] \tag{4.11}$$

$$E\left(\frac{\varepsilon_{i}^{2}}{\varepsilon_{o}^{2}}\right) = \exp\left[\frac{4 \operatorname{var}(\varphi_{i})}{k^{2}}\right]$$
 (4.12)

onde $\varphi_i = 10 \log(\epsilon_i)$

Considerando que a parcela relativa ao ruído térmico pode ser desprezada, o cálculo da probabilidade de queda de enlace será idêntico ao caso anterior, para uma variância do erro em dB 2 vezes maior. A Figura 4.2 mostra a capacidade do enlace reverso, para uma única célula, em função da probabilidade de queda de enlace para diversos valores da variância do erro. Para esse cálculo, utilizou-se um ganho de espalhamento de 128 e fator de atividade da voz de 0,375.

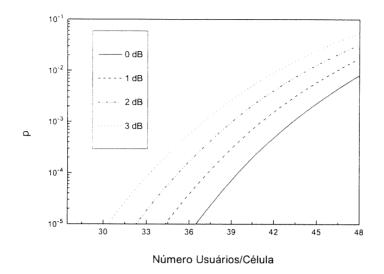


Figura 4.2 - Capacidade do enlace reverso, com uma única célula, para uma variância de erro de 0 dB, 1 dB, 2 dB e 3 dB.

Múltiplas Células

Considerando um sistema celular com múltiplas células, tem-se erros no controle de potência tanto para os usuários na célula de interesse, quanto para os outros usuários do sistema. Neste caso, define-se a razão E_b/I_o como:

$$\frac{E_{b}}{I_{o}} = \frac{\frac{S}{R}}{\frac{\eta}{W} + \frac{V}{W} + \sum_{i=1}^{N_{u}-1} \varepsilon_{i} \chi_{i} \frac{S}{W}}$$
(4.13)

onde V é a interferência introduzida por usuários de outras células, considerando que o controle de potência nas outras células também é imperfeito. Deste modo, tem-se que a probabilidade da queda de enlace será dada por:

$$P\left(\frac{E_b}{I_o} < 5\right) = P(T > \gamma) \tag{4.14}$$

onde
$$\gamma = \frac{W_R}{5} - \frac{\eta}{S}$$

e T é uma variável aleatória definida como:

$$T = \frac{V}{S} + \sum_{i=1}^{N_u - 1} \chi_i \varepsilon_i \tag{4.15}$$

Usando novamente a hipótese gaussiana, a probabilidade de queda de enlace e a capacidade serão dadas por:

$$p = P\left(\frac{E_b}{I_o} < 5\right) = Q\left(\frac{\gamma - E(T)}{\sqrt{Var(T)}}\right)$$
(4.16)

Para o cálculo da estatística da variável T, observa-se que valor médio, e médio quadrático da variável V são dados por:

$$E(V) = E(I)E(\varepsilon) \tag{4.17}$$

$$E(V^{2}) = E(I^{2})E(\varepsilon^{2})$$
(4.18)

onde I é a interferência introduzida por usuários de outras células, considerando que o controle de potência é perfeito. A variável aleatória I pode ser aproximada por uma variável gaussiana com média e variâncias obtidas através de um programa de simulação [3]. O modelo usado para a simulação assume que o canal provoca um desvanecimento log-normal com desvio padrão de 8 dB e que existe um conjunto de 24 células interferentes. Usando estes resultados, e a estatística de χ_iε_i obtida em (4.5) e (4.6), determina-se a capacidade do sistema em função da probabilidade de queda de enlace na Figura 4.3, para diversos valores da variância do erro. A Figura 4.4 mostra o número de usuários versus a variância do erro em dB, para uma probabilidade de queda de enlace de 1% e 2%. Observa-se, a partir da Figura 4.4, uma redução de apenas 6% na capacidade do sistema, para um controle de potência que apresenta erros com um desvio padrão de 1 dB, comparativamente com um controle de potência ideal. Esta redução será de 15% para um desvio padrão de 1,5 dB e de 30 % para um desvio padrão de 2,5 dB. Para esse cálculo, utilizou-se um ganho de espalhamento de 128 e fator de atividade da voz de 0,375.

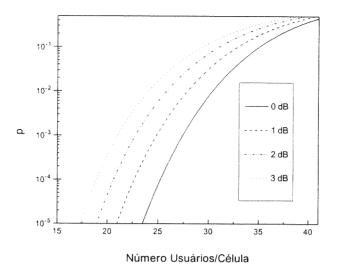


Figura 4.3 - Capacidade do enlace reverso, com múltiplas células, para uma variância de erro de 0 dB, 1 dB, 2 dB e 3 dB.

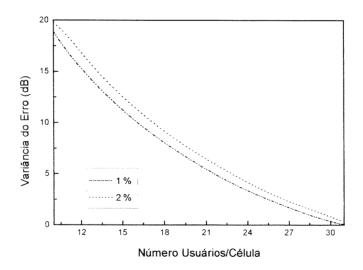


Figura 4.4 - Número de usuários versus o desvio padrão do erro do controle de potências em dB, para uma probabilidade de queda de enlace de 1% e 2%.

4.3.2 Enlace Direto

No enlace direto só haverá a necessidade de um controle de potência se for considerado um sistema com múltiplas células. Neste caso, os usuários estarão expostos a diferentes níveis de interferência, dependendo da localização deles na célula e das condições do canal, desbalanceando a razão sinal ruído, e tornando proveitosa a utilização de um controle de potência. O objetivo do controle de potência neste enlace será a equalização da razão sinal ruído dos diversos usuários no sistema, de modo que cada usuário receba a mínima quantidade de potência para um desempenho aceitável. Assim, o controle de potência consistirá da adequada distribuição da potência transmitida pela estação base a cada uma das estações móveis. No caso de um controle de potência não ideal, a distribuição ótima de potência será afetada por erros. Modela-se esta imperfeição no controle de potência através de uma variável aleatória erro ε_i, definida como:

$$\varepsilon_i = \frac{\phi_i}{\phi_i^*} \tag{4.19}$$

onde ${\varphi_i}^*$ é a fração ótima de potência transmitida pela estação base para o usuário i; ${\varphi_i}$ é a fração efetiva de potência transmitida pela estação base para o usuário i. Para caracterização da razão E_b/I_o será adotada a hipótese de que a potência de transmissão das estações base é constante [3]. Assim, o valor de $(E_b/I_o)_i$ recebido na estação móvel i é dado por:

$$\left(\frac{E_b}{I_o}\right)_i = \frac{\beta \varepsilon_i \phi_i^* \frac{S_{i,l}}{R}}{\frac{\eta}{W} + \left(1 - \beta \varepsilon_i \phi_i^*\right) \frac{S_{i,l}}{W} + \sum_{j=2}^K \frac{S_{i,j}}{W}}$$
(4.20)

onde E_b é a energia por bit correspondente à mensagem endereçada ao usuário i; β é a fração da potência total transmitida pela estação base para o sinal piloto, que será detalhadamente discutido no apêndice A; $S_{i,j}$ é a potência recebida pelo usuário i proveniente da estação base j; K é o número de células consideradas. Observe-se que a estação base com a qual o usuário se comunica é aquela cuja atenuação, causada pela distância e pelas condições de propagação do canal é mínima, ou seja:

$$S_{i,1} = \max_{j=1}^{-1} S_{i,j}$$
 (4.21)

Considerando que a potência destinada para cada usuário seja pequena relativamente à potência total, pode-se aproximar o valor de $(E_b/I_o)_i$ visto pelo usuário i por:

$$\left(\frac{E_b}{I_o}\right)_i \cong \frac{\beta \varepsilon_i \phi_i^* \frac{S_{i,1}}{R}}{\frac{\eta}{W} + \sum_{i=1}^K \frac{S_{i,j}}{W}}$$
(4.22)

Para o cálculo da probabilidade da queda do enlace também será usada a hipótese de que a potência de transmissão das estações base é constante. Neste caso, a queda do enlace ocorrerá se houver a necessidade da estação base transmitir uma potência maior que a disponível para proporcionar um desempenho aceitável a todos os usuários do sistema. Deste modo, a probabilidade de queda de enlace é dada pela expressão:

$$P\left(\sum_{i=1}^{N_u} \varepsilon_i \phi_i^* \chi_i > 1\right) \tag{4.23}$$

onde
$$\gamma = \frac{\beta W_R}{3,16} - \frac{\eta}{S_{i,1}}$$

Observa-se que foi considerado na expressão acima que o valor de E_b/I_o necessário para um desempenho aceitável é 5 dB. Manipulando as expressões (4.22) e (4.23) obtém-se que:

$$P\left(\sum_{i=1}^{N_u} \varepsilon_i \phi_i^* \chi_i > 1\right) = P\left(\sum_{i=1}^{N_u} \varepsilon_i f_i \chi_i > \gamma\right)$$
(4.24)

onde
$$f_i = \sum_{i=1}^K \frac{S_{i,j}}{S_{i,1}}$$

Supondo a hipótese gaussiana, tem-se que a probabilidade de queda de enlace e a capacidade serão dadas por:

$$p = P\left(\sum_{i=1}^{N_u} \varepsilon_i \phi_i^* \chi_i > 1\right) = Q\left(\frac{\gamma - N_u E[z_i]}{\sqrt{N_u Var[z_i]}}\right)$$
(4.25)

onde $z_i = f_i \epsilon_i \chi_i$. Considerando que ϵ_i , f_i e χ_i são variáveis aleatórias estatisticamente independentes, os valores médio e médio quadrático da variável z_i são dadas por:

$$E(z_i) = E(f_i)E(\chi_i)E(\varepsilon_i)$$
 (4.26)

$$E(z_i^2) = E(f_i^2)E(\chi_i^2)E(\epsilon_i^2)$$
(4.27)

A estatística de f_i foi obtida através de um programa de simulação [30], cujo modelo assume que o canal provoca um desvanecimento log-normal com desvio padrão de 8 dB e que existem 18 células interferentes dispostas em 2 camadas circulares. O cálculo da capacidade no enlace direto para diversos valores da variância de erro, em função da probabilidade de queda de enlace é mostrada na Figura 4.5. A Figura 4.6 mostra o número de usuários versus a variância do erro em dB, para uma probabilidade de queda de enlace de 1% e 2%. Como anteriormente, utilizou-se um ganho de espalhamento de 128 e fator de atividade da voz de 0,375.

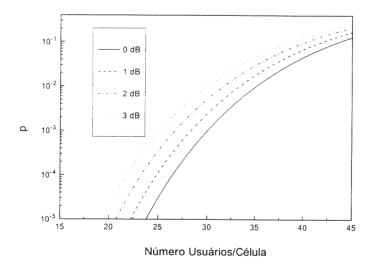


Figura 4.5 -Capacidade do enlace direto para uma variância de erro de 0 dB, 1 dB, 2 dB e 3 dB.

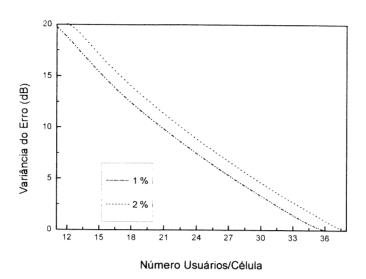


Figura 4.6 - Número de usuários versus o desvio padrão do erro do controle de potência em dB, para uma probabilidade de queda de enlace de 1% e 2%.

Observa-se na Figura 4.6 uma redução de apenas 5% na capacidade do sistema, para um controle de potência que apresenta erros com um desvio padrão de 1 dB, comparativamente com um controle de potência ideal. Esta redução será de 11% para um desvio padrão de 1,5 dB e de 25% para um desvio padrão for de 2,5 dB.

4.4 Impacto da Realimentação na Capacidade

Como será discutido no apêndice A, o sinal de voz está ativo, em média, durante 0,375 do tempo, mas a utilização de codificadores de taxa variável aumenta este fator para 0,4033. A transmissão da realimentação para a realização do controle de potência a malha fechada aumenta ainda mais este fator, diminuindo a capacidade do sistema, como será visto nesta seção. Esta redução da capacidade depende da métrica escolhida, e do modo como a realimentação é transmitida, e para a avaliar utilizou-se como base a padronização IS-95.

O controle de potência no padrão IS-95 é realizado de forma diferenciada para o conjunto de taxas de codificação 1 e 2 discutidos no apêndice A, tanto no enlace direto,

quanto no enlace reverso. O controle de potências para o enlace direto, utilizando-se o conjunto de taxas 1, é feito através da utilização de mensagens específicas, transmitidas através do canal de tráfego do enlace reverso, e considerando o pior caso, o fator de atividade da voz aumenta para 0,4245. No caso do conjunto de taxas 2, o controle de potências é feito através da utilização de um bit específico, transmitido a cada quadro do sinal de tráfego reverso, e neste caso, o fator de atividade da voz é 0,4043. A degradação na capacidade causada pela realimentação por bits reservados é desprezível, mas, no caso de uma realimentação por mensagens específicas, observa-se da Figura 4.7 que para uma probabilidade de queda de enlace de 1%, esta degradação é de 8,2%. Esta figura mostra também uma degradação de 5% na capacidade causada pela utilização de codificadores de taxa variável, em comparação com o fator de atividade da voz ideal 0,375.

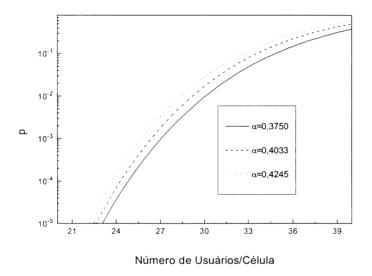


Figura 4.7 - Capacidade do enlace reverso, com controle de potência ideal, e fator de atividade da voz 0,3750, 0,4033 e 0,4245

O controle de potência para o enlace reverso, é realizado através da transmissão de bits roubados do quadro do sinal de voz transmitido no enlace direto. Neste caso, para o conjunto de taxas 1, o fator de atividade da voz é 0,453, e para o conjunto de taxas 2, 0,4282. A Figura 4.8 mostra a capacidade no enlace direto variando o fator de atividade da voz. Desta figura, observa-se que tem-se uma redução na capacidade, para uma probabilidade de queda de enlace de 1%, da ordem de 10,7%, causada pela transmissão da realimentação, para o conjunto

de taxas 1 e de 6,15 %, para o conjunto de taxas 2. A Figura 4.8 mostra também uma degradação de 7% na capacidade causada pela utilização de codificadores de taxa variável, em comparação com o fator de atividade da voz ideal 0,375.

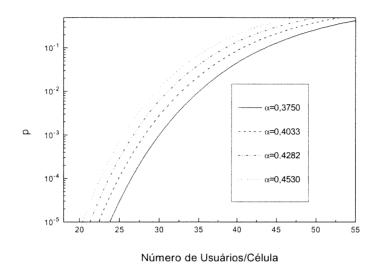


Figura 4.8 - Capacidade no enlace direto, com controle de potência ideal, e fator de atividade da voz 0,3750, 0,4033, 0,4282 e 0,453.

4.5 Análise do Controle de Potência no Enlace Direto

Nesta seção será feita a análise de um esquema de controle de potência no enlace direto sem limitação da potência transmitida pela estação base, propondo uma solução teórica, e uma possível forma de implementação. Para tanto, considerou-se uma célula de referência com N_u usuários e mais um sinal piloto. Cada um dos usuários receberá um sinal com uma dada razão $(E_b/I_o)_i$, definida como:

$$\left(\frac{E_{b}}{I_{o}}\right)_{i} = \frac{\frac{S_{i}\alpha_{i}}{R}}{\frac{\eta}{W} + \sum_{j=2}^{K} \frac{S_{i,j}}{W} + \sum_{j=1}^{N_{u}+1} \frac{S_{j}\alpha_{i}}{W}} \qquad i = 1, 2, ... N_{u} + 1$$
(4.28)

onde S_i é a potência do sinal transmitido pela estação base de referência para o usuário i; α_i é a atenuação no enlace entre a estação base de referência e o usuário i. Manipulando a expressão (4.28), obtém-se:

$$\left(\frac{E_{b}}{I_{o}}\right)_{i} = \frac{S_{i} \frac{W}{R}}{\frac{\eta}{\alpha_{i}} + \sum_{j=2}^{K} \frac{S_{i,j}}{\alpha_{i}} + \sum_{\substack{j=1\\i \neq j}}^{N_{u}+1} S_{j}}$$
(4.29)

Para simplificar a expressão acima, defini-se uma variável ρ_i como a razão entre a soma das potência do ruído térmico e da interferência externa à célula, e a atenuação no enlace entre a estação móvel i, e a estação base de referência, ou seja:

$$\rho_i = \frac{\eta}{\alpha_i} + \sum_{j=2}^K \frac{S_{i,j}}{\alpha_i}$$
 (4.30)

Observa-se que esta razão pode ser interpretada como a soma da potência do ruído e interferência externa à célula, vista pela estação móvel i, refletida na estação base de referência. Assim, a expressão para a razão $(E_b/I_o)_i$ será dada por:

$$\left(\frac{E_{b}}{I_{o}}\right)_{i} = \frac{S_{i}N}{\rho_{i} + \sum_{\substack{j=1 \ j \neq i}}^{N_{u}+1} S_{j}}$$
(4.31)

O sinal piloto é tratado como um outro sinal a ser transmitido para um dos usuários do sistema. Para garantir a recepção do sinal piloto com desempenho mínimo estabelecido por todos os usuários do sistema, deve-se escolher um usuário equivalente como sendo aquele cujo receptor observa o maior valor de interferência ρ_i .

Observa-se que não foi estabelecido qualquer restrição para a potência total transmitida pela estação base. No modelo descrito são designados os valores de S_i, para todo i, sendo necessário determinar o valor da potência total transmitida pela estação base. Esse valor pode ser expresso como:

$$P = \sum_{i=1}^{N_u+1} S_i$$
 (4.32)

De acordo com o modelo descrito, o problema de controle de potência no enlace direto consiste em determinar um conjunto de valores S_i , de modo que os valores de $(E_b/I_o)_i$ observados nas estações móveis sejam iguais a valores pré estabelecidos γ_i , que possibilitem um desempenho adequado. Este modelo é adequado no caso da transmissão de diversos tipos de tráfego, como voz, dados, vídeo e áudio. Porém, tipicamente tem-se que γ_i é igual para todos os usuários, com a possível exceção do sinal piloto, que por sua grande importância, poderá ter o valor de γ_i maior que a destinada aos usuários. De início, porém, é feito o tratamento mais geral, considerando que os valores γ_i sejam diferentes para todo i. Assim, igualando o valor de $(E_b/I_o)_i$ na estação móvel i ao valor γ_i desejado, para os usuários e para o sinal piloto, obtém-se um conjunto de N_u+1 equações da forma:

$$S_{i}N - \gamma_{i} \sum_{\substack{j=1\\i\neq j}}^{N_{u}+1} S_{j} = \gamma_{i}\rho_{i}$$

$$(4.33)$$

Para obter o conjunto de potências S_i , $i \in [1, N_u+1]$, deve-se resolver o conjunto das N_u+1 equações acima. Este conjunto de equações pode ser expresso em notação matricial como:

$$\mathbf{AS} = \mathbf{B} \tag{4.34}$$

onde A é uma matriz de ordem $(N_u+1)x(N_u+1)$ dada por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{N} & -\gamma_1 & \cdots & -\gamma_1 \\ -\gamma_2 & \mathbf{N} & \cdots & -\gamma_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\gamma_{N_u+1} & -\gamma_{N_u+1} & -\gamma_{N_u+1} & \mathbf{N} \end{bmatrix}$$
(4.35)

B é um vetor de ordem $(N_u+1)x1$ formado pelos valores de $\gamma_i \rho_i$:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \gamma_1 \rho_1 \\ \gamma_2 \rho_2 \\ \vdots \\ \gamma_{N_u+1} \rho_{N_u+1} \end{bmatrix}$$
 (4.36)

e S é um vetor de ordem (N_u+1)x1 formado pelas potências S_i:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 \\ \mathbf{S}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{N_u+1} \end{bmatrix} \tag{4.37}$$

Se a matriz A for inversível, o sistema de equações (4.33) terá solução, e esta será dada pela expressão:

$$\mathbf{S} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} \tag{4.38}$$

onde a matriz A⁻¹ é a inversa da matriz A. A matriz A será inversível se, e somente se, o determinante desta matriz for diferente de zero. Assim, para investigar a existência de uma solução para o sistema de equações (4.33), calculou-se o determinante da matriz A recursivamente, chegando-se à seguinte expressão:

$$\det(\mathbf{A}) = \prod_{i=1}^{N_u} \left(N + \gamma_i \right) \left[N - \left(N + \gamma_{N_u + 1} \right) \sum_{i=1}^{N_u} \left(\frac{\gamma_i}{N + \gamma_i} \right) \right]$$
(4.39)

Uma vez que N e γ_i são valores positivos, observa-se da expressão (4.39) que o determinante da matriz A será diferente de zero, se a seguinte condição for satisfeita:

$$\sum_{i=1}^{N_u} \frac{\gamma_i}{\left(N + \gamma_i\right)} \neq \frac{N}{\left(N + \gamma_{N_u + 1}\right)} \tag{4.40}$$

Deste modo, observando-se a condição (4.40), haverá uma solução possível para o problema de distribuição de potência. Neste caso, utilizou-se o método de Gauss-Jordan para

calcular a inversa da matriz A. Após longa manipulação algébrica chegou-se ao seguinte resultado:

$$\mathbf{A}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{z_{1}} + \frac{z_{N_{u}+1}\gamma_{1}}{x z_{1}^{2}} & \frac{z_{N_{u}+1}\gamma_{1}}{x z_{1}z_{2}} & \frac{z_{N_{u}+1}\gamma_{1}}{x z_{1}z_{3}} & \cdots & \frac{yz_{N_{u}+1}\gamma_{1}}{x z_{1}\gamma_{N_{u}+1}} - \frac{\gamma_{1}}{z_{1}\gamma_{N_{u}+1}} \\ \frac{z_{N_{u}+1}\gamma_{2}}{x z_{1}z_{2}} & \frac{1}{z_{2}} + \frac{z_{N_{u}+1}\gamma_{2}}{x z_{2}^{2}} & \frac{z_{N_{u}+1}\gamma_{2}}{x z_{2}z_{3}} & \cdots & \frac{yz_{N_{u}+1}\gamma_{2}}{x z_{2}\gamma_{N_{u}+1}} - \frac{\gamma_{2}}{z_{1}\gamma_{N_{u}+1}} \\ \frac{z_{N_{u}+1}\gamma_{3}}{x z_{1}z_{2}} & \frac{z_{N_{u}+1}\gamma_{3}}{x z_{2}z_{3}} & \frac{1}{z_{3}} + \frac{z_{N_{u}+1}\gamma_{3}}{x z_{3}^{2}} & \cdots & \frac{yz_{N_{u}+1}\gamma_{3}}{x z_{3}\gamma_{N_{u}+1}} - \frac{\gamma_{3}}{z_{2}\gamma_{N_{u}+1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\gamma_{N_{u}+1}}{x z_{1}} & \frac{\gamma_{N_{u}+1}}{x z_{2}} & \frac{\gamma_{N_{u}+1}}{x z_{3}} & \cdots & \frac{y}{x} \end{bmatrix}$$

$$(4.41)$$

onde $z_i = N + \gamma_i$

$$y = 1 - \sum_{i=1}^{N_u} \left(\frac{\gamma_i}{N + \gamma_i} \right)$$

$$x = N - \left(N + \gamma_{N_u+1}\right) \sum_{i=1}^{N_u} \left(\frac{\gamma_i}{N + \gamma_i}\right)$$

Considerando que os valores de γ_i sejam iguais para todo i, obtém-se a partir de (4.40) a seguinte condição para que o determinante da matriz A seja diferente de zero:

$$\gamma \neq \frac{N}{N_{u}} \tag{4.42}$$

Considerando a hipótese de γ ser igual a N/N_u, o sistema de equações (4.33) não terá solução, a não ser que a interferência ρ_i seja nula para todo i, ou seja tem-se a situação de uma única célula na ausência de ruído térmico. Neste caso, as potências S_i serão iguais, e terão valor indeterminado. Assim, a escolha de γ como N/N_u representa um valor de E_b/I_o maior que o sistema permite, uma vez que este valor é igual à razão E_b/I_o para uma única célula, na ausência de ruído térmico. Deste modo, pode-se inferir que embora o sistema de equações matemáticas (4.33) apresente solução, para valores de γ maiores que N/N_u, esta não será viável

fisicamente, como será discutido posteriormente. Observa-se que, para valores típicos do ganho de espalhamento, do número de usuários e de γ , a desigualdade (4.42) será satisfeita.

Embora seja possível, a partir de (4.41) obter a solução analítica quando os valores de yi são diferentes, esta situação não é de fácil interpretação. Assim, será utilizado, como ilustração, um sistema com ganho de espalhamento 128, e analisado o comportamento de alguns parâmetros do modelo numericamente. Inicialmente, supondo 10 usuários ativos na célula de referência, e que o valor de γ_i seja 5 dB para estes usuários, variou-se o valor de γ_{Nu+1} para o sinal piloto e obtém-se na Figura 4.9 a razão entre as potências transmitidas para o sinal piloto e para os usuários. Cálculos feitos com vários valores de interferência e do número de usuários mostram que a razão entre as potências transmitidas para o piloto e para os usuários não é sensível à variações da interferência ρ, ou do número de usuários. Na Figura 4. 10 temse a razão entre a potência total transmitida pela estação base e a interferência o em relação ao número de usuários da célula de referência, e observa-se que não só a potência total transmitida pela estação base aumenta conforme aumenta-se o número de usuários na célula de referência, como também a flutuação dessa potência aumenta com o aumento da margem de potência do sinal piloto. Observa-se que o limite para o número de usuários é o limite para um sistema com uma única célula, uma vez que não foi imposta restrição para a potência total transmitida pela estação base. Para ilustrar o impacto da interferência na distribuição de potências, considerou-se um sistema com 10 usuários ativos, e variou-se a razão p/S de um dos usuários na célula de referência, mantendo a razão ρ_i vista pelos outros usuários constante. Como pode ser observado na Figura 4.11, para os usuários que são mantidos com a interferência constante, a potência transmitida permanece praticamente constante, mesmo quando p/S assume valores elevados. Observa-se que uma vez que o piloto está sempre submetido à pior situação de interferência, a potência transmitida para ele acompanha a maior potência transmitida pela estação base.

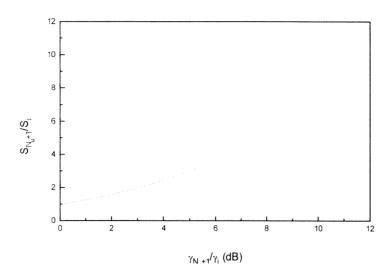


Figura 4.9 - Razão entre as potências S_{Nu+1}/S_i versus γ_{Nu+1}/γ_i

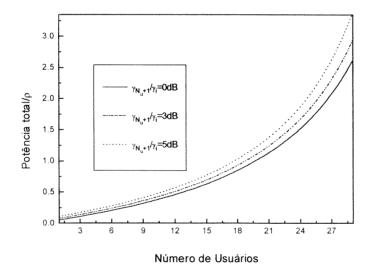


Figura 4. 10 - Razão entre a potência total transmitida pela estação base e a interferência ρ em relação ao número de usuários.

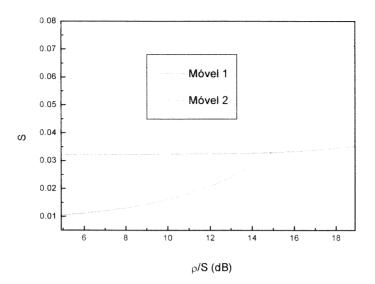


Figura 4.11 - Potência transmitida pela estação base para as estações móveis, em relação a razão ρ/S de um dos usuários.

Considerando que os valores γ_i sejam iguais para todo i, obtém-se, a partir da matriz (4.41) a seguinte matriz inversa de **A**:

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{\gamma}{(N+\gamma)(N-\gamma N_u)} \begin{bmatrix} \frac{N-\gamma N_u+\gamma}{\gamma} & 1 & \cdots & 1\\ 1 & \frac{N-\gamma N_u+\gamma}{\gamma} & \cdots & 1\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ 1 & 1 & \cdots & \frac{N-\gamma N_u+\gamma}{\gamma} \end{bmatrix}$$

(4.43)

Neste caso, os valores de S_i para os usuários e para o sinal piloto do sistema podem ser obtidos através da seguinte expressão:

$$S_{i} = \frac{\gamma}{(N+\gamma)(N-\gamma N_{u})} \left((N-\gamma N_{u}+\gamma) \rho_{i} + \gamma \sum_{\substack{j=1\\i\neq j}}^{N_{u}+1} \rho_{j} \right)$$
(4.44)

Pode-se comprovar a afirmativa de que o sistema de equações (4.33) terá uma solução inviável fisicamente, para valores de γ maiores que N/N_u, a partir da matriz inversa (4.43), e da expressão (4.44). Observa-se que neste caso, todos os elementos da matriz (4.43) fora da diagonal serão negativos. Além disso, se o módulo de N- γ N_u for menor ou igual a γ , os elementos da diagonal da matriz serão negativos ou nulos, respectivamente. Neste caso, todos os valores obtidos para S_i serão negativos. Se o módulo de N- γ N_u for maior que γ , os elementos da diagonal da matriz serão positivos. Neste caso, pelo menos um dos valores de S_i será negativo.

Para avaliar a ordem de grandeza dos valores que serão assumidos pelas potências S, além de supor que os valores γ_i , são iguais, para todo i, considera-se também que os valores de ρ_i , sejam iguais, para todo i. Observa-se que, neste caso, os valores dos potências serão iguais, e proporcionais a ρ . Esta situação é semelhante ao caso de uma única célula, e a potência transmitida pela estação base será:

$$S = \frac{\rho}{\frac{N}{\gamma} - N_u}$$
 (4.45)

Obviamente, esta solução se aplica se $N_u < N/\gamma$, o que define a capacidade de uma única célula. Se $N_u = (N/\gamma)-1$, a potência S deve ser igual a potência interferente ρ , e a medida que o número de usuários diminui, a potência S necessária no receptor, em relação a ρ também diminui.

Implementação da Solução Teórica

Para aplicar a solução teórica em sistemas práticos, a estação base deve conhecer a matriz inversa A^{-1} e o vetor B para poder determinar o vetor S. A matriz A^{-1} é formada por parâmetros do sistema, conhecidos pela estação base. Porém, para determinação do vetor B necessita-se não apenas dos parâmetros do sistema, mas também da razão ρ_i . A estação base poderá estimar esta razão, se for informada dos valores de $(E_b/I_o)_i$ observados nas estações móveis. Deste modo, as estações móveis devem coletar a razão $(E_b/I_o)_i$ e transmitir esta informação para a estação base. A partir da informação a respeito dos valores de $(E_b/I_o)_i$,

observados nas estações móveis, e da potência transmitida pela estação base para cada usuário, a estação base obtém a razão ρ_i, através da seguinte expressão:

$$\rho_{i}(t) = \frac{NS_{i}(t)}{R_{i}(t)} - \sum_{\substack{j=1\\j\neq i}}^{N_{u}+1} S_{j}(t) \quad i = 1, 2, \dots N_{u} + 1$$
(4.46)

onde
$$R_i = \left(\frac{E_b}{I_o}\right)_i$$

Obviamente haverá uma diferença de tempo Δt entre o momento no qual os valores de $(E_b/I_o)_i$ são coletados pela estação móvel, e o momento no qual a estação base efetivamente utilizará esta informação. Uma vez estimado o valor de ρ_i no instante t, pode-se calcular os valores de S_i para os usuários do sistema no instante $t+\Delta t$, através da seguinte equação:

$$S_{i}(t + \Delta t) = \sum_{k=1}^{N_{u}+1} a_{i,k} \gamma_{k} \rho_{k}(t)$$
 (4.47)

onde $a_{i,k}$ é o elemento da i-ésima linha e k-ésima coluna da matriz inversa A^{-1} , previamente armazenado na estação base. A razão $(E_b/I_o)_i$ obtida a partir da distribuição de potência realizada pela estação base no instante $t+\Delta t$ é dada por:

$$R_{i}(t + \Delta t) = \frac{NS_{i}(t + \Delta t)}{\rho_{i}(t + \Delta t) + \sum_{\substack{j=1 \ i \neq i}}^{N_{u}+1} S_{j}(t + \Delta t)}$$

$$(4.48)$$

Porém, como o cálculo dos potências basearam-se nos valores da interferência ρ_i no instante t, o objetivo γ_i será obtido através da seguinte expressão:

$$\gamma_{i} = \frac{NS_{i}(t + \Delta t)}{\rho_{i}(t) + \sum_{\substack{j=1\\i\neq j}}^{N_{u}+1} S_{j}(t + \Delta t)}$$

$$(4.49)$$

Observa-se que caso o tempo de coerência do canal seja menor que a diferença de tempo Δt , ocorrerão erros no processo de distribuição de potência, ou seja, a razão R_i que será

observada nas estações móveis não será igual ao objetivo γ_i . Defini-se o erro causado no processo de ajuste do controle de potência da seguinte forma:

$$\varepsilon = \frac{1}{R_i(t + \Delta t)} - \frac{1}{\gamma_i} \tag{4.50}$$

Substituindo (4.47), (4.48), e (4.49) em (4.50), tem-se que:

$$\varepsilon = \frac{\rho_i(t + \Delta t) - \rho_i(t)}{N \sum_{k=1}^{N_u+1} a_{i,k} \gamma_k \rho_k(t)}$$
(4.51)

Para obter a variância do erro, considera-se que o erro pode ser aproximado pela seguinte expressão:

$$\varepsilon \approx \frac{\rho_{i}(t + \Delta t) - \rho_{i}(t)}{E\left[N \sum_{k=1}^{N_{u}+1} a_{i,k} \gamma_{k} \rho_{k}(t)\right]}$$
(4.52)

Observa-se que como tem-se o somatório de $a_{i,k}\gamma_k\rho_k(t)$ no denominador da expressão (4.51), a flutuação destes valores no tempo será pequena, se o número de usuários for grande, tornando a aproximação (4.52) razoável. Considerando que o processo aleatório $\rho_i(t)$ seja estacionário, para todo i, obtém-se a seguinte expressão para o valor médio quadrático do erro:

$$E(\varepsilon^{2}) = \frac{2\nu_{i}^{2}(1-\lambda_{i})}{\left(N\sum_{k=1}^{N_{u}+1} a_{i,k} m_{k} \gamma_{k}\right)^{2}}$$
(4.53)

onde m_i , e ${v_i}^2$ são a média, e a variância do processo aleatório $\rho_i(t)$; λ_i é o coeficiente de correlação cruzada entre as variáveis $\rho_i(t)$ e $\rho_i(t+\Delta t)$. Se o coeficiente de correlação, para um intervalo Δt , for unitário, ou seja se $\rho_i(t)$ e $\rho_i(t+\Delta t)$ forem iguais, tem-se que o valor médio quadrático do erro será nulo. Por outro lado, se o coeficiente de correlação, para um intervalo Δt for nulo, ou seja se $\rho_i(t)$ e $\rho_i(t+\Delta t)$ forem descorrelacionados, tem-se que o valor médio quadrático do erro será:

$$E(\varepsilon^{2}) = \frac{2v_{i}^{2}}{\left(N\sum_{k=1}^{N_{u}+1} a_{i,k} m_{k} \gamma_{k}\right)^{2}}$$
(4.54)

4.6 Controle de Potência por Mínimo Erro Médio Quadrático

Visando a obtenção de um procedimento para o controle de potência no enlace direto mais geral que o proposto na seção 4.5, que se adapte a diferente modelos e admita restrições, investigou-se a aplicação do método da minimização do erro médio quadrático. O erro médio quadrático é definido como:

$$\xi = E \left[\sum_{i=1}^{N_u+1} (R_i - \gamma_i)^2 \right]$$
 (4.55)

Para minimizar a expressão (4.55) deve-se derivá-la parcialmente em relação a cada um dos valores S_i e igualar este resultado a zero. Assim, tem-se um sistema de N_u +1 equações:

$$2E\left[\sum_{i=1}^{N_{u}+1} \left(R_{i} - \gamma_{i}\right) \frac{\partial R_{i}}{\partial S_{j}}\right] = 0$$
(4.56)

onde $\partial R_i/\partial S_j$ representa a derivada parcial de $(E_b/I_o)_i$ em relação a S_j . Como o sistema de equações acima não é linear, deve-se utilizar um algoritmo numérico, como por exemplo o algoritmo do gradiente para resolver este problema. A recursão utilizada no método do gradiente é dada por:

$$S_j^{t+1} = S_j^t - \mu \frac{\partial \xi}{\partial S_j} \Big|_{S_j = S_j^t}$$
(4.57)

onde S_j^{t+1} é a potência transmitida pela estação base para o usuário j no instante t+1; e μ é uma constante positiva. Esta recursão deve ser aplicada a cada um dos N_u usuários. Assim, tem-se que:

$$S_{j}^{t+1} = S_{j}^{t} - 2\mu E \left[\sum_{i=1}^{N_{u}+1} (R_{i} - \gamma_{i}) \frac{\partial R_{j}}{\partial S_{j}} \right]_{S_{j} = S_{j}^{t}} \quad j = 1, 2, \dots N_{u} + 1$$
 (4.58)

onde
$$\frac{\partial R_i}{\partial S_i} = \frac{\frac{W}{R}}{\frac{\eta}{S_{i,1}} + \sum_{j=2}^{K} \frac{S_{i,j}}{S_{i,1}} + \sum_{\substack{j=1 \ i \neq j}}^{N_u+1} S_j}$$

$$\frac{\partial R_{i}}{\partial S_{j}} = -\frac{S_{i} \frac{W}{R}}{\left[\frac{\eta}{S_{i,1}} + \sum_{j=2}^{K} \frac{S_{i,j}}{S_{i,1}} + \sum_{\substack{j=1 \ i \neq j}}^{N_{u}+1} S_{j}\right]^{2}}$$

Para implementar a recursão (4.58), a operação de valor esperado deverá ser substituída por uma estimativa temporal da correlação cruzada nesta equação. Na verdade, como é usual, pode-se usar o valor instantâneo desta correlação cruzada.

A minimização do erro médio quadrático também pode ser realizada para valores da razão E_b/I_o expressos em dB. Deste modo, tem-se:

$$\xi = E \left[\sum_{i=1}^{N_u+1} \left(10 \log \frac{R_i}{\gamma_i} \right)^2 \right]$$
 (4.59)

Neste caso, as derivadas parciais necessárias ao cálculo da recursão (4.58) serão dadas por:

$$\frac{\partial \mathbf{R}_{i}}{\partial \mathbf{S}_{i}} = \frac{10}{\mathbf{S}_{i}} \tag{4.60}$$

$$\frac{\partial R_{i}}{\partial S_{j}} = -\frac{10}{\frac{\eta}{S_{i,l}} + \sum_{j=2}^{K} \frac{S_{i,j}}{S_{i,l}} + \sum_{\substack{j=1\\i \neq j}}^{N_{u}+1} S_{j}}$$
(4.61)

Foram implementados os algoritmos para minimização do erro médio quadrático, para razões E_b/I_o expressas em dB, e em valores absoluto, e verificou-se que a convergência do algoritmo para razões E_b/I_o expressas em dB é muito mais rápida.

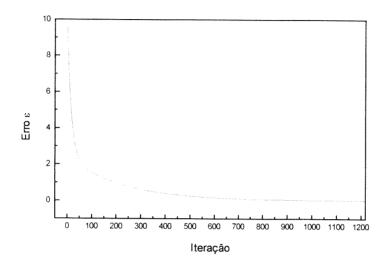


Figura 4.12 - Erro médio quadrático com valores de E_b/I_o expressos em valor absoluto, para um sistema com 3 usuários.

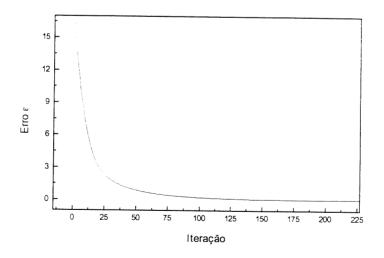


Figura 4.13 - Erro médio quadrático com valores de E_b/I_o expressos em dB, para um sistema com 3 usuários.

As figuras 5.10 e 5.11 representam o número de iterações versus o erro médio quadrático, para uma célula de referência com 3 usuários, e ilustram o fato de que a convergência do algoritmo para razões E_b/I_o expressas em dB é mais rápida, que em valores absolutos, em termos do número de iterações necessárias. Observa-se, que utilizou-se como critério de convergência, para os dois métodos, que o erro médio quadrático fosse menor que 10^{-2} .

Aplicação a Canais com Multipercursos

Considerando a existência de múltiplos percursos de propagação, e a utilização de receptores *RAKE*, deve-se determinar a potência transmitida pela estação base para cada estação móvel, através do seguinte conjunto de condições:

$$\sum_{j=1}^{L} R_{i,j} = \gamma_i \quad i = 1, 2, ... N_u + 1$$
 (4.62)

onde $R_{i,j}$ é a razão E_b/I_o na estação móvel i proveniente do j-ésimo percurso de propagação, devidamente ponderada de acordo com o método de combinação do receptor *RAKE*. Observase que, o sistema de equações acima não será linear. Neste caso, para solucionar o problema de distribuição de potências, pode-se utilizar o algoritmo da minimização do erro médio quadrático. Considerando um sistema com 3 usuários e usando um receptor *RAKE* com 2 braços, obtém-se os gráficos para os valores das potências S_i e das razões $(E_b/I_o)_i$, onde i=1,2,3, através do algoritmo do gradiente. Estes gráficos são mostrados na Figura 4.14, e Figura 4.15.

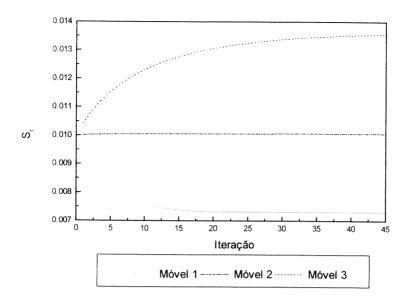


Figura 4.14 - Potências S_i versus Iteração para as 3 estações móveis.

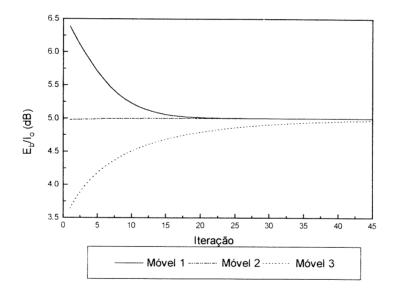


Figura 4. 15 - Razão E_b/I_o versus Iteração para as 3 estações móveis.

5. CONCLUSÃO

O padrão CDMA IS-95 para telefonia móvel celular incorpora sofisticadas técnicas e a avaliação de desempenho deste complexo sistema é um desafio. Este trabalho consiste de um esforço, na medida do possível, em fazer uma análise integrada do padrão IS-95. Inicialmente, no capítulo 2, discutimos alguns aspectos básicos do problema de transmissão digital com espalhamento espectral. Mostramos a equivalência das formas de recepção digital e analógica para sinais espalhados espectralmente. Discutimos a melhor forma de se realizar as operações de espalhamento e deteção. E por fim, utilizando resultados conhecidos da literatura, avaliamos o desempenho da transmissão digital com espalhamento espectral em canais corrompidos por desvanecimento seletivo, usando receptores *RAKE*.

O capítulo 3, foi dedicado ao sistema CDMA propriamente dito. Em relação ao capítulo anterior, isto significa a inclusão no modelo da interferência entre usuários. Demonstramos neste capítulo que o sistema de modulação em fase e quadratura utilizado na padronização IS-95 elimina a dependência da potência interferente com as fases das portadoras. Como existe uma grande variação da potência interferente para pequenas variações do atraso de propagação, a influência destes atrasos na interferência deverá ser analisada através de valores médios. Deste modo, considerando que os atrasos são variáveis aleatórias uniformemente distribuídas e que os intervalos sejam múltiplos de Tc, verificamos que a potência interferente média será constante. Porém, no caso do intervalo ser [0, qT_c], onde $0 \le q \le 1$, demostramos que para filtros de amplitude constante e limitados em T_c , a interferência média será mínima se q for 3/4. Demostramos também que, em sistemas assíncronos, a interferência multiusuário média dependerá da forma dos filtros, sendo que a utilização de filtros do tipo raiz quadrada de coseno levantado produzirá a mínima interferência média dentre os filtros limitados em faixa, e que esta interferência média diminui linearmente com o aumento do roll-off. Por fim, verificamos que a interferência multiusuário em sistemas síncronos é igual a interferência multiusuário média em sistemas assíncronos, cujos atrasos são modelados como variáveis aleatórias uniformes, utilizando filtros limitados em faixa.

sabe-se que os sistemas CDMA são extremamente sensíveis a erros no controle de potência. No capítulo 4 abordamos este problema, calculando de início, a degradação na capacidade causada por estes erros e verificamos que esta degradação é maior no enlace reverso que no enlace direto. Discutimos também a transmissão da realimentação para o controle de potências a malha fechada e verificamos que esta operação também provocará uma redução da capacidade do sistema, que pode ser avaliada através da variação do fator de atividade da voz. Em seguida, na tentativa de contribuir para a solução de um problema ainda não devidamente analisado, estudamos o problema de controle de potência no enlace direto e obtemos, com algumas simplificações, uma solução analítica para este problema A solução analítica mostra que os valores ótimos para as potências transmitidas pela estação base são obtidos através de combinações lineares do produto dos valores estabelecidos para a razão sinal ruído e dos níveis de interferência. Discutimos a possível implementação dessa solução, e o erro na implementação foi calculado analiticamente em função da média e variância do processo aleatório que caracteriza ruído, interferências externas e condições de propagação. Para situações mais gerais foi proposto o método da minimização do erro médio quadrático em conjunto com o algoritmo do gradiente para distribuir as potências da estação base. Embora tenhamos considerado a restrição de que a potência transmitida pela estação base é limitada no cálculo da degradação na capacidade causada por imperfeições do controle de potência, não consideramos esta restrição no cálculo da distribuição de potências pela estação base. Caso seja necessário obedecer esta restrição, pode-se utilizar o método para minimização do erro médio quadrático, associado a um algoritmo que suporte restrições, como o algoritmo de Lagrange. Por outro lado, se não for necessário obedecer esta restrição, deve-se estabelecer outro critério para o calculo da probabilidade da queda de enlace. Uma das simplificações feitas para obtenção da solução analítica é a de que o controle de potência no enlace direto pode ser realizada em cada estação base, independentemente das demais. Esta consideração é razoável, se considerarmos que vários aspectos aleatórios, como condições de propagação e a movimentação dos usuários influenciam no cálculo da interferência. Porém, em trabalhos futuros deve-se considerar a presença de múltiplas células para avaliação do controle de potência. Uma outra sugestão para futuros trabalhos é a simulação do processo que caracteriza a interferência e as condições de propagação do canal.

Acreditamos que o entendimento da estrutura de transmissão da padronização CDMA IS-95 é uma importante contribuição, uma vez que este padrão é um dos candidatos para o

serviço de comunicação móvel celular digital a ser implementado no Brasil. No apêndice A descrevemos diversos aspectos relativos ao sistema de transmissão da padronização IS-95. Esta padronização apresenta soluções bastante inteligentes, embora complexas, que foram discutidas e elucidadas. Baseados nos resultados obtidos neste trabalho, propomos uma estrutura de recepção para os enlaces direto e reverso e analisamos simplificadamente o desempenho destes receptores.

A. TRANSMISSÃO, RECEPÇÃO E DESEMPENHO DA IS-95

Neste apêndice serão descritos e discutidos diversos aspectos relativos ao sistema de transmissão da padronização CDMA IS-95 - *Mobile Station - Base Station Compatibility Standard for Wideband Spread Spectrum Cellular System*. Esta padronização não especifica os receptores, o que significa liberdade para implementações específicas do explorador do serviço. Assim, será proposta uma estrutura de recepção para os sinais transmitidos nos enlaces direto e reverso, e analisado o desempenho destes receptores, considerando um canal seletivo em freqüência e a utilização de receptores *RAKE*.

A.1 Estrutura de Transmissão da Padronização IS-95

Será apresentada a seguir a estrutura de sinalização, operação e transmissão do sinal de tráfego nos enlaces direto e reverso do padrão IS-95. A forma de codificação e modulação deste sinal será detalhadamente analisada, explicando-se as funções de cada operação.

A.1.1 Transmissão no Enlace Direto

A padronização IS-95 especifica que tanto no enlace direto, quanto no enlace reverso, cada canal CDMA ocupa uma faixa de freqüências de 1,23 MHz. A escolha desta faixa foi determinada por 3 fatores: a restrição de que o sistema utilizasse apenas uma pequena fração do espectro disponível para comunicação móvel, permitindo a continuidade do serviço analógico; a restrição de que o número de canais CDMA seja igual para as 2 empresas com permissão para explorar o serviço, uma vez que a distribuição da faixa de freqüência para cada exploradora é descontínua; e por fim, a restrição de que o ganho de espalhamento seja suficientemente grande para possibilitar um significativo aumento da capacidade. No enlace direto, um canal CDMA significa uma única portadora CDMA, que ocupa a faixa de 1,23 MHz, e é compartilhada por um conjunto de até 64 sinais, transmitidos simultaneamente pela estação base. Estes sinais são distribuídos da seguinte forma:

- um sinal piloto.
- até um sinal de sincronização.
- até sete sinais de paging.
- sinais de tráfego até completar o máximo de 64 sinais.

O sinal piloto é usado para auxiliar a estação móvel a adquirir o canal CDMA e a realizar o *handoff*. Além disso, este sinal fornece a referência de fase, possibilitando a utilização de esquemas de modulação coerentes, e amplitude. O sinal de sincronização é utilizado para refinar a sincronização de tempo do sistema. Os sinais de *paging* servem para transmitir informações de supervisão e controle e mensagens específicas para as estações móveis. O sinal de tráfego é usado para transmissão do sinal de voz do usuário e/ou sinais de controle durante uma chamada.

A codificação para o espalhamento de cada sinal não é feita por um único código. Temse na verdade 3 operações de codificação. Inicialmente o sinal digital é somado (módulo 2) por uma das 64 seqüências ortogonais de Walsh de período 64, mostradas na tabela 1, a taxa de 1,2288 Mcps. A seguir o sinal é somado (módulo 2) com a seqüência $\{c^l_k\}$, em fase e com a seqüência $\{c^Q_k\}$, em quadratura, a taxa de 1,2288 Mcps. As seqüências $\{c^l_k\}$ e $\{c^Q_k\}$ são obtidas através da adição de um bit 0 após uma seqüência de 14 bits 0 nas seqüências de comprimento máximo geradas pelos seguintes polinômios:

$$P^{1}(x) = x^{15} + x^{13} + x^{9} + x^{8} + x^{7} + x^{5} + 1$$

$$P^{Q}(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^{6} + x^{5} + x^{4} + x^{3} + 1$$
(A.1)

onde $P^I(x)$ é o polinômio gerador da seqüência $\{c^I_k\}$; $P^Q(x)$ é o polinômio gerador da seqüência $\{c^Q_k\}$. Deste modo, as seqüências $\{c^I_k\}$ e $\{c^Q_k\}$ tem período 2^{15} , e como este período é pequeno, relativamente às seqüências usadas para o espalhamento do sinal no enlace reverso, estas seqüências são conhecidas como seqüências de período curto. Nota-se que a soma módulo 2 pelas seqüências $\{c^I_k\}$ e $\{c^Q_k\}$ introduzirá espalhamento apenas para os sinais espalhados por seqüências de Walsh que não utilizem toda a faixa disponível. Por exemplo, o sinal piloto será somado (módulo 2) pela seqüência de Walsh de índice 0 e pelas seqüências de período curto. Como a seqüência de Walsh de índice 0 é uma seqüência composta apenas de zeros, este sinal é espalhado apenas pelas seqüências de período curto.

1																	
2	0	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	-0000	0000	0000
3																	
1																	
S 101 1010 0101 1010																	
6																	
R																	1100
8 9000 9000 1111 111																	1001
10 0011 0011 1000 1100 0011 0011 1100 1100 0011 0011 1100 1100 1010 0011 0011 1001 10																	1111
11 10 10 10 10 10 10 10	9	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010
12 1000 1111 1111 1110 1100 1100 1101 11	10	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100
13	11	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001
14 100 1100 1001 1010 1011 1100 1100 101		0000	1111	1111	0000								0000	0000			0000
15 10 10 100 100 100 101 101 100 100 100 100 100 101 100 101 100 101 1																	0101
16 0000 0000 0000 0000 1111 1111 1111 1111 1000 0000 0000 0000 1111 1111 1111 11																	
17 1010 10																	
18 2011 20																	
19 10 10 10 10 10 10 10																	
20																	
22 0.001 1.010 0.001 0.010 0.010 0.010 1.010 0.011 0.010 0.010 1.010 0.010 1.010 0.010 1.010 0.011 0.011																	0000
23 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 0110 01	-																0101
23 0110 0001 0110 1001 1001 1010 1010 0110 0110 1001 1010 10	-																0011
25 0000 0000 0111 1111 1111 1111 1111 0000 0000 0000 0000 1111 1111 1111 1111 1111 0000 0011 010 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0102 0101 0102 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0102 0102 0011 0102 0101 0102 0101 0102 0101 0102 0102 0011 0012 0102 001										 		 					0110
25 0011 0011 1010 1100 1100 1100 1010 0011 0011 0011 0011 1010 1100 1100 1010 011 011 0110 27 0110 0110 1011 1011 1011 1011 1011 1011 1001 1001 1001 1010	24	0000	0000				1111	0000	0000	0000	<u> </u>		1111	1111	1111	0000	0000
27 0110 0110 0101 0001 0001 0001 0001 0100 0110 0110 0110 0101 0001 0101 0101 0101 0102 0200 02		0101	0101	1010			1010	0101	0101	0101	0101	1010	1010	1010	1010	0101	0101
28 0000 1111 1111 0000 1111 0000 0000 1111 0000 1111 1111 0000 1111 0000 0000 1111 1111 1000 1010 10	-	 															0011
29											 	 					0110
30		-								 			}				
31												 					
32 0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000 0000 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 133 3101 010													 		+		
33 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1001 10											 	 		 	+		
34 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 13									<u> </u>	+							1010
35 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0101 10			+	_													1100
37 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 10	-										4						1001
38 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 1010 1001 0110 1001 0110 1001 0110 1001 0110 1001 0110 1001 0110 1001 0101 0	36	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000
39	37	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010	1010	0101	1010	0101		0101		0101
40 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 1111 1111 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1110 0100 1010 1	38	0011	1100		1100	0011	1100	0011	+	+	0011	1100	0011				0011
41 0101 0101 1010 1010 0101 0101 0101 1010 1					<u> </u>							+			- 		0110
42 0011 0011 1100 1100 0011 1100 1100 1100 1100 1010 1010 1010 0011 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1010 1			+								+		 				0000
43 0110 0110 1001 1001 0110 0110 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1010 1010 1010 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 1100 1010 1	-	+	+				 		+		+	+					
44 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 111 1111 0000 0000 111 1111 0000 0000 111 1110 0101 1010 1010 1010 1010 1011 1010 1010 1010 1011 1010 1011 1010										+		 		·			+
45 0101 1010 1010 0101 0101 1010 1010 1010 0101 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1011 1010 1010 1010 1010 1010 1011 1010 1																	1111
46 0011 1100 1100 0011 011 1100 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 1100 1100 0011 1100 11			-								+	+		-		-	1010
47 0110 1001 1001 0110 0110 1001 1001 1001 1001 1001 0110 1001 1001 0110 1001 1001 0110 0110 0101 0101 0110 0110 0110 0101 0110 0110 0101 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0		+									+	+					1100
49 0101 0101 0101 0101 0101 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 100 1000 1000 1000 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1001 10		+		+													1001
50 0011 0011 0011 0011 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1001 1001 0011 0	48	0000	0000	0000	0000	1111	1111	1111		1111	1111	1111		0000	0000	+	0000
51 0110 0110 0110 0110 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0111 0111 000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 0001 1111 0000 0111 1000 0010 1111 0000 0011 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 10		0101	0101	0101	0101	1010							-	+	+	+	0101
52 0000 1111 0000 1111 1111 0000 0011 1100 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 1100 1101 1100 1101 1101 1				+			+		+		+	+	+			+	0011
53 0101 1010 0101 1010 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0101 1010 0011 1010 0011 1010 0011 1010 0011 1010 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0010 0011 1100 1100 0011 1100 1100 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1101 1												-					0110
54 0011 1100 0010 0010 0010 0011 1101 0010 0010 0011 1111 1111 1111 1111 1111 0000 0000 1111 1111 1111 1111 0000 0000 1111 1111 1111 1111 0000 0000 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1					·	 	·		-				+				1111
55 0110 1001 0110 1001 1001 1010 1001 1010 1001 1010 1001 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1011 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1010 1	-				+						-		+	+		+	1010
56 0000 0000 1111 1111 1111 1111 0000 0000 1111 1111 1111 1111 0000 0000 1111 1111 100 100 0000 1111 1111 0000 0000 0000 0000 0000 0000 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1000 0000 1111 1111 1001 1010 101														+		+	+
57 0101 0101 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1011 1010 1011 1010 1011 1010 1011 1010 1011 1010 1011 1010 1011 1	-					+	+			_					-	+	1111
58 0011 0011 1100 1100 1100 0011 0011 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0101 1001 1					4			 			+				-		1010
59 0110 0110 1001 1001 1001 1001 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 1001 1001 60 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0111 1111 000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1110 0010 1111 1110 0010 <td></td> <td></td> <td>-</td> <td></td> <td></td> <td></td> <td></td> <td> </td> <td></td> <td></td> <td>+</td> <td>+</td> <td></td> <td></td> <td></td> <td></td> <td>1100</td>			-					 			+	+					1100
60 0000 1111 1111 0000 1111 0000 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 0000 1111 1111 1010 1												+				+	1001
61 0101 1010 1010 0101 1010 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101 1010 0101 0101 0101 1010 0101 1010 1010 010 0010 0011 1010 0010 0010 0011 1010 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 1100 0011 00	-								+	+		+		-	+	+	0000
}				-		+	+	+			+	+	+			+	0101
162 0110 1001 1001 0110 1001 0110 1001 1001 0110 1001 1001 1001 1001 1001 1001	62	0011	1100	1100	0011	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	0011	1100	1100	0011
[0.3 0.110 1.001 1.001 0.110 1.001 0.110 1.100 1.001 0.110 1.001 0.110 1.001 1.001 0.110	63	0110	1001	1001	0110	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	0110	1001	1001	0110

Tabela A.1 - Seqüências de Walsh.

Os sinais transmitidos pelas diversas estações base são diferenciados através de diferentes atrasos das seqüências {c¹k} e {c⁰k}. Entretanto, deve-se tomar o cuidado de que estes atrasos sejam maiores que os atrasos entre os multipercursos, evitando a possibilidade do receptor confundir um multipercurso do sinal de uma estação base com o sinal de outra estação base. Testes de campo [22] mostram que a ocorrência de multipercursos com atrasos maiores que 60 vezes a duração de um *chip* tem probabilidade nula. Deste modo, o mínimo atraso entre as seqüências de período curto, é de 64 *chips*, o que possibilita 512 possíveis atrasos dentro do período de 2¹⁵ destas seqüências. Além de identificar as várias estações base, ou equivalentemente, os vários sinais pilotos, os diferentes atrasos da seqüência de período curto possibilitam a redução da interferência dos sinais provenientes de outras estações base. Por outro lado, a utilização das seqüências de período curto para o espalhamento possibilita a redução da interferência causada pelos múltiplos percursos do sinal. Por fim, a utilização das seqüências de Walsh para o espalhamento possibilita a identificação do sinal dos usuários, transmitidos pela estação base e a rejeição total da interferência dos usuários desta estação base no percurso com o qual o receptor está sincronizado.

Em uma conversação telefônica, o sinal de voz é intermitente, estando ativo, em média, durante 37,5% do tempo. Pode-se aproveitar esta característica do sinal de voz usando um codificador que funcione apenas quando o usuário estiver efetivamente falando. Este tipo de codificação diminui a interferência média gerada pelos usuários do sistema, mas não apresenta uma boa qualidade do sinal de voz codificado. A padronização IS-95 utiliza codificadores de voz a taxa variável, pois estes codificadores apresentam um melhor desempenho que os codificadores que funcionam apenas quando o usuário está efetivamente falando e também permitem a redução da interferência média gerada pelos usuários do sistema. Obviamente, o fator médio de redução da potência interferente obtida com o codificador de taxa variável é maior que 0,375, e será calculado posteriormente.

O sinal de tráfego no enlace direto da padronização IS-95 é dividido em quadros de 20 mseg. Estes quadros são codificados a taxas variáveis: 8,6 kbps, 4,0 kbps, 2,0 kbps ou 0,8 kbps. A cada quadro adiciona-se 8 bits de cauda. Adiciona-se também 12 bits de CRC (*Cyclic Redundancy Check*) para quadros codificados a taxa de 8,6 kbps e 8 bits de CRC para quadros codificados a taxa de 4,0 kbps. Após a adição de bits de cauda e CRC, tem-se as taxas: 9,6 kbps, 4,8 kbps, 2,4 kbps ou 1,2 kbps. Estes bits serão codificados convolucionalmente a taxa 1/2, e dependendo da taxa de codificação do sinal, os bits na saída do codificador

convolucional serão repetidos 0, 1, 3 ou 7 vezes até atingir-se a taxa de 19,2 kbps. Os bits codificados serão entrelaçados a cada quadro e embaralhados com uma seqüência de comprimento máximo decimada. O conjunto de bits codificados resultante será espalhado por uma seqüência de Walsh e pelas seqüências $\{c^l_k\}$ e $\{c^Q_k\}$ e a seguir será modulado para transmissão. A estrutura de codificação e modulação deste sinal é mostrada na Figura A.1 e na Figura A.2, respectivamente. Observa-se que o símbolo + nestas figuras indica a soma módulo 2. Os bits codificados, pertencentes a quadros de taxas de codificação mais baixas serão transmitidos com menor energia, possibilitando a redução da interferência média gerada pelo sistema. Deste modo, quadros de taxa de codificação 9,6 kbps serão transmitidos com energia $E_b/2$; quadros de taxa 4,8 kbps serão transmitidos com energia $E_b/4$, e assim por diante.

O desempenho do codificador de voz utilizado originalmente não foi satisfatório, tendo sido necessário projetar-se um codificador de voz de melhor qualidade. Este codificador opera a taxas de 14,4 kbps, 7,2 kbps, 3,6 kbps e 1,8 kbps, após a adição de bits de cauda e CRC. Para manter a taxa de bits codificados inalterada, a taxa da codificação convolucional foi aumentada para 3/4. O codificador convolucional de taxa 3/4 foi projetado a partir do codificador convolucional de taxa 1/2. Deste modo, pode-se utilizar o mesmo codificador e decodificador para os 2 conjuntos de taxas, facilitando a implementação de sistemas que possam operar em qualquer um destes 2 conjuntos de taxas.

A operação de embaralhamento consiste da soma módulo 2 da seqüência de bits codificados com uma seqüência de comprimento máximo decimada. Observa-se que esta operação não introduz espalhamento, pois as taxas das duas seqüências são iguais a 19,2 kbps, ou redundância, mas modificará o sinal transmitido, dificultando a recepção não autorizada, ou fraudes. A seqüência de comprimento máximo usada para o embaralhamento é gerada pelo seguinte polinômio:

$$P(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^{7} + x^{6} + x^{5} + x^{3} + x^{2} + x^{1} + 1$$
(A.2)

Esta seqüência é conhecida como seqüência de período longo, pois seu período é 2⁴²-1. A fase desta seqüência é determinada por uma seqüência de 42 bits, baseada na permutação do ESN (*Eletronic Serial Number*) da estação móvel, e conhecida como a máscara do sinal de tráfego

Após a operação de embaralhamento, bits do sinal de tráfego do enlace direto serão substituídos por bits de controle da potência de transmissão do enlace reverso. Esta operação é realizada de forma diferenciada para o conjunto de taxas 1 e 2. A cada intervalo de 1,25 mseg 2 bits codificados serão substituídos por 1 bit de controle de potência, no caso do conjunto de taxas 1, e no caso do conjunto de taxas 2, apenas 1 bit codificado será substituído por 1 bit de controle de potência. O procedimento de substituir bits codificados por bits de controle de potência introduzirá erros na seqüência codificada, reduzindo o ganho obtido com a codificação convolucional, mas agilizará o processo de controle de potência. Como os bits de controle de potência não são codificados ou entrelaçados, eles ficam mais suscetíveis a erros no canal, por isso, estes bits serão transmitidos com energia máxima E_b/2. Cada bit de controle de potência indicará um aumento ou redução na potência de transmissão do enlace reverso.

Taxa de Informação	9,6 kbps	4,8 kbps	2,4 kbps	1,2 kbps
Taxa de Chips	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps
Taxa de Codificação	1/2	1/2	1/2	1/2
Repetição	1	2	4	8
Chip/Bit	128	256	512	1024
Chip/Bit Codificado	64	64	64	64
Energia de Transmissão	E _b /2	E _b /4	E _b /8	E _b /16

Tabela A.2 - Parâmetros do sinal de tráfego no enlace direto, para o conjunto de Taxas 1.

Taxa de Informação	14,4 kbps	7,2 kbps	3.6 kbps	1,8 kbps
Taxa de Chips	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps	1,2288 Meps	1,2288 Mcps
Taxa de Codificação	3/4	3/4	3/4	3/4
Repetição	1	2	4	8
Chip/Bit	85,33	170,67	341,33	682,67
Chip/Bit Codificado	64	64	64	64
Energia de Transmissão	E _b /2	E _b /4	E _b ∕8	E _b /16

Tabela A.3 - Parâmetros do sinal de tráfego no enlace direto, para o conjunto de Taxas 2.

Os codificadores de taxa variável permitem a redução da interferência média gerada pelos usuários do sistema, e esta redução dependerá da energia com a qual os *chips* serão transmitidos, determinada pelas taxas de codificação. Assim, tem-se que o fator médio de redução da potência interferente no caso do conjunto de taxas 1, é dado por:

$$\alpha = \frac{11}{12} \left(P_1 + \frac{P_2}{2} + \frac{P_3}{4} + \frac{P_4}{8} \right) + \frac{1}{12}$$
 (A.3)

onde P₁, P₂, P₃ e P₄ são as probabilidades do sinal de voz ser codificado respectivamente à taxa de 9,6 kbps, 4,8 kbps, 2,4 kbps e 1,2 kbps. Os valores destas probabilidades obtidos pela QUALCOMM são respectivamente: 29,11%, 3,88%, 7,24%, 59,77%. Observa-se que as razões de 11/12 e 1/12 representam a razão entre a transmissão de bits de informação e bits de controle de potência. A partir da expressão (A.3) obtém-se que o fator de atividade da voz para o conjunto de taxas 1 é 0,4530. Realizando-se um procedimento idêntico para o conjunto de taxas 2, obtém-se que o fator de atividade da voz será de 0,4282.

A adição de bits de cauda tem a finalidade de reajustar o codificador convolucional ao término de cada quadro, tornando a operação de decodificação de quadros sucessivos independente. A adição de bits de CRC nos quadros do sinal de tráfego a taxas de 9,6 kbps e 4,8 kbps tem 2 finalidades: a primeira é a verificação se um quadro do sinal de voz na recepção apresenta erros ou não; e a segunda é auxiliar no processo de determinação da taxa de codificação de cada quadro. Esta última função decorre da necessidade da determinação da taxa de codificação de cada quadro na recepção, sem transmissão de informação extra.

A padronização IS-95 utiliza a codificação convolucional para os sinais de sincronização, de *paging* e de tráfego no enlace direto, para aumentar a confiabilidade na transmissão da informação. O código convolucional utilizado neste enlace tem memória de 9 bits, taxa 1/2, ou 3/4, e funções geradoras 753 e 561. O desempenho destes códigos encontrase na referência [3]. Observa-se que este é o melhor código de taxa 1/2 no sentido da mínima probabilidade de erro, mas ressalta-se que a padronização IS-95 não aproveita a potencialidade do sistema CDMA para transmissão de informação redundante, pois utiliza códigos com taxas relativamente altas.

A maioria dos códigos desenvolvidos são efetivos apenas quando os erros causados pelo canal são estatisticamente independentes. Mas, em canais típicos de comunicações móveis, caracterizados por desvanecimentos, poderão ocorrer erros em blocos. Para solucionar

este problema utiliza-se o entrelaçamento, de modo que erros em blocos sejam transformados em erros independentes. A padronização IS-95 utiliza o entrelaçamento de bits em blocos de duração 20 mseg, através de uma matriz de 24 por 16. Observa-se que a técnica de entrelaçamento introduz atrasos e que quanto mais lento o desvanecimento, maior deve ser o conjunto de bits necessário para o entrelaçamento, e portanto maior o atraso.

Uma vez que o canal de tráfego direto foi estabelecido, toda sinalização será feita através deste canal. A sinalização pode ser realizada de 2 formas: na primeira, a estação base força o codificador de voz a gerar um quadro composto por zeros e introduz os bits de sinalização no quadro até atingir-se 192 bits; na segunda, a estação base força o codificador de voz a gerar quadros a taxas inferiores a 9,6 kbps e preenche o quadro com os bits de sinalização até atingir-se 192 bits. Para o futuro, prevê-se a transmissão de tráfego secundário simultaneamente com o tráfego primário. Neste caso, o procedimento a ser adotado será o de forçar o codificador de voz a gerar quadros a taxas inferiores a 9,6 kbps e preencher o quadro com os bits de tráfego secundário até atingir-se 192 bits.

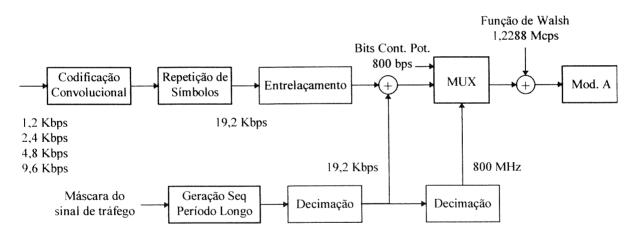


Figura A.1 - Estrutura de codificação do sinal de tráfego transmitido no enlace direto.

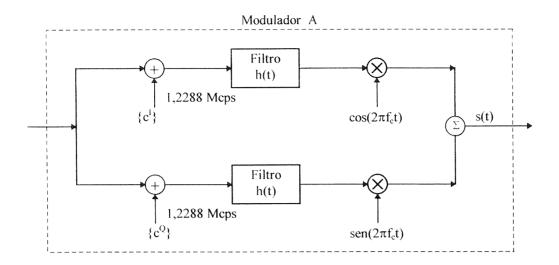


Figura A.2 - Estrutura de modulação do enlace direto.

A.1.2 Transmissão no Enlace Reverso

No enlace reverso, um canal CDMA significa várias portadoras CDMA, correspondendo aos diversos usuários, que ocupam uma faixa de 1,23 MHz. As estações móveis utilizarão esta faixa para transmitirem sinais de acesso e sinais de tráfego. O sinal de acesso é usado pela estação móvel para iniciar a comunicação com a estação base e para responder a mensagens enviadas pelo sinal de *paging*. O sinal de tráfego é usado para transmissão do sinal de voz do usuário e/ou de sinais de controle para a estação base durante uma chamada.

Como no enlace direto, a codificação para o espalhamento de cada sinal não é feita por um único código. Inicialmente, o sinal digital é somado (módulo 2) e espalhado, por uma das diversas fases da seqüência de comprimento máximo de período longo, a taxa 1,2288 Mcps. A seguir o sinal previamente espalhado é somado (módulo 2) pelas seqüências {c¹k} e {c⁰k} com atraso nulo, a taxa 1,2288 Mcps. A identificação dos sinais do enlace reverso é feita através das fases das seqüências de período longo, determinadas pela máscara do sinal de tráfego. Esta operação pode gerar atrasos próximos entre 2 estações móveis e estes atrasos somados aos diferentes atrasos introduzidos pelo canal de propagação podem resultar no mesmo atraso total para as 2 estações móveis, alinhando as seqüências de período longo. Caso o sinal não fosse codificado pelas seqüências de período curto também, o receptor confundiria estes sinais.

Assim, é essencial a codificação pelas sequências de período curto, pois estas sequências evitam o alinhamento das sequências código de diferentes estações móveis.

O sinal de tráfego do enlace reverso da padronização IS-95 é dividido em quadros de 20 mseg. A taxa de codificação de cada quadro do sinal de voz é variável: 8,6 kbps, 4,0 kbps, 2,0 kbps e 0,8 kbps. A cada quadro adiciona-se 8 bits de cauda. Adiciona-se também 12 bits de CRC para quadros codificados a taxa de 8,6 kbps e 8 bits de CRC para quadros codificados a taxa de 4,0 kbps. Após a adição de bits de cauda e CRC, tem-se as taxas: 9,6 kbps, 4,8 kbps, 2,4 kbps ou 1,2 kbps. Estes bits serão codificados convolucionalmente a taxa 1/3, e dependendo da taxa de codificação do sinal, serão repetidos 0, 1, 3 ou 7 vezes até atingir a taxa de 28,8 kbps. Os bits codificados serão então entrelaçados a cada quadro e modulados por uma dentre 64 següências de Walsh. Os bits codificados resultantes serão chaveados, de modo a transmitir cada bit codificado uma única vez, embora eles tenham sido repetidos, e transmitidos com energia constante, independentemente da taxa de codificação do sinal de voz. Assim, se a taxa de bits for 9,6 kbps todos os bits codificados serão transmitidos, gerando um ciclo de transmissão de 100%, se a taxa for 4,8 kbps apenas a metade dos bits codificados serão transmitidos, gerando um ciclo de transmissão de 50%, e assim por diante. Esta operação é realizada pelo randomizador de surtos de informação e possibilita a redução da interferência gerada pelos usuários do sistema. O conjunto de bits codificados resultante será então espalhado por uma sequência de comprimento máximo de período longo e codificado pelas seqüências $\{c^l_{\ k}\}$ e $\{c^Q_{\ k}\}$ com atraso nulo. A estrutura de codificação e modulação deste sinal é mostrada na Figura A.3 e na Figura A.4, respectivamente.

Taxa de Informação	9,6 kbps	4,8 kbps	2,4 kbps	1,2 kbps
Taxa de Chips	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps
Taxa de Codificação	1/3	1/3	1/3	1/3
Repetição	1	2	4	8
Taxa de Transmissão	100%	50%	25%	12,5%
PN Chip/Bit Codificado	42,67	42,67	42,67	42,67
PN Chip/Walsh Chip	4	4	4	4

Tabela A.4 - Parâmetros do sinal de tráfego no enlace reverso, para o conjunto de taxas 1.

Taxa de Informação	14,4 kbps	7,2 kbps	3,6 kbps	1,8 kbps
Taxa de Chips	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps
Taxa de Codificação	1/2	1/2	1/2	1/2
Repetição	1	2	4	8
Taxa de Transmissão	100%	50%	25%	12,5%
PN Chip/Bit Codificado	42,67	42,67	42,67	42,67
PN <i>Chip</i> /Walsh <i>Chip</i>	4	4	4	4

Tabela A.5 - Parâmetros do sinal de trafego no enlace reverso, para o conjunto de taxas 2.

A redução da potência interferente é obtida através da redução dos ciclos de transmissão, determinados pelas taxas de codificação. Assim, tem-se que o fator médio de redução da potência interferente é dado por:

$$\alpha = P_1 + \frac{P_2}{2} + \frac{P_3}{4} + \frac{P_4}{8} \tag{A.4}$$

Da expressão (A.4), o fator de atividade da voz obtido é 0,4033. A transmissão de informação extra para o controle de potências do enlace direto também será realizado de forma diferenciada para o conjunto de taxa de codificação 1 e 2. No caso do conjunto de taxas 1, este controle será feito através de mensagens específicas serão transmitidas através do canal de tráfego reverso, cuja extensão varia de 44 a 82 bits, dependendo do número de estações base registradas como possíveis candidatas para o *handoff*, e cuja periodicidade dependerá do operador do sistema. No caso do conjunto de taxas 2, o controle de potências será feito através da utilização de um bit reservado, transmitido a cada quadro do sinal de tráfego reverso. Deste modo, pode-se calcular um novo fator de atividade da voz, considerando a transmissão de informação para o controle de potências. Para o conjunto de taxas 1, considerando o pior caso, ou seja, considerando o número máximo de estações base registradas como possíveis candidatas para o *handoff* e que a periodicidade seja a mínima possível, o fator de atividade da voz é de 0,4245. No caso do conjunto de taxas 2, o novo fator de atividade da voz é dado por 0,4043.

Observa-se que tanto a transmissão em ciclos, quanto a transmissão de bits repetidos com menor energia, possibilitam a redução da potência média interferente. Porém, a

transmissão em ciclos, permite a coleta mais rápida da razão E_b/I_o na recepção que a transmissão de bits repetidos com menor energia. Este fator é importante no enlace reverso, pois o controle de potência para este enlace utiliza a razão E_b/I_o como métrica, e deve ser extremamente rápido para poder acompanhar as variações rápidas do canal.

A estrutura de modulação para transmissão padronizada pela IS-95 para o enlace reverso é igual à do enlace direto, com exceção de que a transmissão dos sinais em fase e quadratura são defasadas de meio intervalo de *chip*. A utilização deste esquema possibilita a redução da variação da envoltória do sinal quando este passar por não linearidades, sendo mais importante no enlace reverso, pois neste caso as estações móveis tem transmissores pequenos que possivelmente operarão na sua região de saturação.

Para manter a taxa de transmissão inalterada no caso da utilização do conjunto de taxas 2, o codificador convolucional de taxa 1/3 foi substituído por um de taxa 1/2. A padronização IS-95 utiliza a codificação convolucional para codificar os canais de acesso e de tráfego no enlace reverso. O código convolucional utilizado neste enlace tem memória de 9 bits e taxa 1/3 ou 1/2, e funções geradoras 557, 663 e 711. Observa-se que este é o melhor código de taxa 1/3 no sentido da máxima distância livre possível. No enlace reverso, a padronização IS-95 utiliza o entrelaçamento de bits em blocos de duração 20 mseg, com uma matriz de 32 por 18.

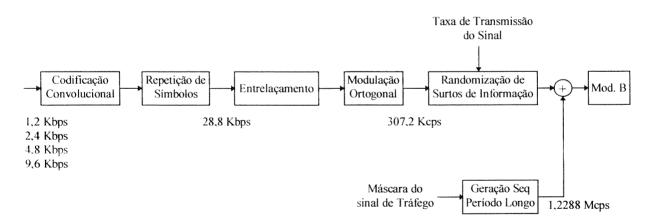


Figura A.3 - Estrutura de codificação do sinal de tráfego transmitido no enlace reverso.

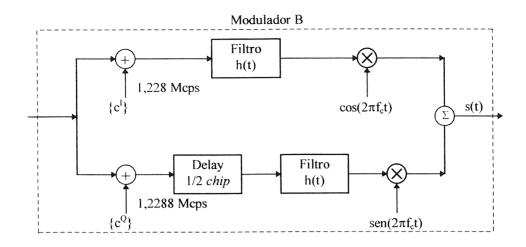


Figura A.4 - Estrutura de modulação do enlace reverso.

A.2 Estrutura de Recepção da Padronização IS-95

A padronização IS-95 não especifica a estrutura dos receptores, o que significa liberdade para implementações específicas do explorador do serviço. Assim, nesta seção será proposta uma estrutura de recepção para os canais CDMA nos enlaces direto e reverso e analisada a operação destes receptores.

A.2.1 Recepção no Enlace Direto

Ao ligar-se uma estação móvel, esta deve obter um canal CDMA, ou seja, deve escolher a melhor estação base para se comunicar, e sincronizar-se com as sequências de período curto transmitidas por esta estação base. Como foi discutido, os pilotos transmitidos pelas diversas estações base do sistema são espalhados por sequências de período curto com diferentes atrasos, e podem ser identificados através da correlação destas sequências com o sinal recebido. O piloto com maior potência, ou seja, o máximo da função de correlação, corresponderá à melhor estação base para a estação móvel. Os outros picos da função de correlação serão, provavelmente, multipercursos ou as futuras melhores estações base. Deste modo a estação móvel é capaz de obter o canal CDMA e de realizar o handoff, quando necessário. Ao escolher a melhor estação base para se comunicar, a estação móvel adquire, automaticamente, a sincronização no tempo com as sequências de comprimento curto da estação base escolhida.

Uma vez escolhida a estação base e obtida a sincronização inicial com as seqüências de período curto, a estação móvel deverá refinar sua sincronização no tempo, através das informações contidas no sinal de sincronização. Ao sincronizar as seqüências de período curto, a estação móvel poderá sincronizar e demodular o sinal de sincronização, pois os quadros deste sinal são transmitidos alinhadamente com as seqüências de período curto e tem duração igual ao período destas seqüências. Uma vez demodulado o sinal de sincronização, a estação móvel poderá transmitir e/ou receber mensagens de sinalização e tráfego.

O processo de demodulação de um sinal de tráfego, representado na Figura A.5, começa com a conversão para baixas freqüências e com a filtragem por um filtro casado ao pulso de transmissão. Deve-se então, multiplicar o sinal pelas seqüências $\{c^i_k\}$ e $\{c^Q_k\}$ correspondentes à estação base escolhida. Após esta operação, obtém-se o sinal piloto, que não está mais espalhado, um conjunto de sinais espalhados pelas seqüências de Walsh e interferência. Observa-se que o sinal piloto é transmitido continuamente pela estação base, mas não carrega bits de informação. Logo, pode-se obter a portadora a partir deste sinal. Deve-se entretanto, limpar a referência de fase e magnitude, contida na portadora. A forma mais simples de realizar esta operação é através da média das amostras do sinal sobre um número arbitrário de *chips* nas componentes em fase e quadratura, pois deste modo elimina-se a parcela interferente, obtendo-se na componente em fase $\alpha\cos(\theta)$, onde α e θ são respectivamente a atenuação e a fase do sinal, e na componente em quadratura $\alpha sen(\theta)$. O número de *chips*, para o qual a média será calculada, é escolhido de modo que no intervalo correspondente a estes *chips* a fase e a atenuação permaneçam constantes. Utiliza-se então a referência de fase obtida para demodular coerentemente os sinais CDMA.

Após a multiplicação pelas seqüências de período curto e a obtenção da fase da portadora, deve-se separar os diversos sinais enviados neste enlace a partir da correlação com as seqüências de Walsh. Para os sinais de tráfego, deve-se, inicialmente, separar os bits de controle de potência dos bits de informação do sinal de voz. Os bits de controle de potência irão diretamente para o dispositivo de decisão. No caso dos bits do sinal de voz deve-se retirar o embaralhamento, através da multiplicação com a adequada seqüência de período longo decimada, desentrelaçar os bits resultantes e utilizar um decodificador de Viterbi para decodificação dos bits. A última operação a ser realizada é a determinação da taxa de codificação de cada quadro. Para determinar-se esta taxa, sem a transmissão de informação extra, deve-se realizar o processo de decodificação de Viterbi nas 4 possíveis taxas de

codificação. As métricas obtidas a partir do processo de decodificação e CRC serão comparadas para escolha da taxa de codificação.

Como o canal típico de comunicações móveis é caracterizado pela presença de multipercursos, utiliza-se receptores *RAKE*, cujos braços devem ser sincronizados com os multipercursos mais potentes, ou equivalentemente com os máximos da função de correlação. Como o receptor pondera as saídas do *RAKE* pela correspondente atenuação, a combinação na Figura A.5 é simplesmente, a soma das diversas saídas do *RAKE*. A procura por multipercursos e pilotos mais potentes deve ser realizada continuamente, e desta forma, um dos braços do receptor *RAKE* deve ser reservado para realizar esta procura. O procedimento de procura de pilotos e seus multipercursos é realizado em uma janela de tempo determinado pela estação base, sendo da ordem de algumas dezenas de *chips*, pois a máxima dispersão por multipercurso é da ordem de 60 *chips*. Observa-se que o receptor da Figura A.5 mostra apenas um dos braços do receptor *RAKE*.

Observa-se que enquanto na transmissão a operação de espalhamento é feita através da soma módulo 2 das seqüências original e de espalhamento, na recepção a operação inversa é feita através da multiplicação destas seqüências. Esta diferença ocorre em função do fato de que as seqüências de comprimento máximo são seqüências de amplitudes 0 e 1, mas estas amplitudes ao serem moduladas, serão mapeadas em amplitudes 1 e -1. Assim, enquanto na transmissão tem-se uma seqüência de amplitudes 0 e 1, na recepção tem-se uma seqüência de amplitudes 1 e -1. Como a soma módulo 2 de seqüências de amplitudes 0 e 1 equivale à multiplicação de seqüências equivalentes de amplitudes 1 e -1, utiliza-se a soma módulo 2 para o espalhamento e a multiplicação para executar a função inversa.

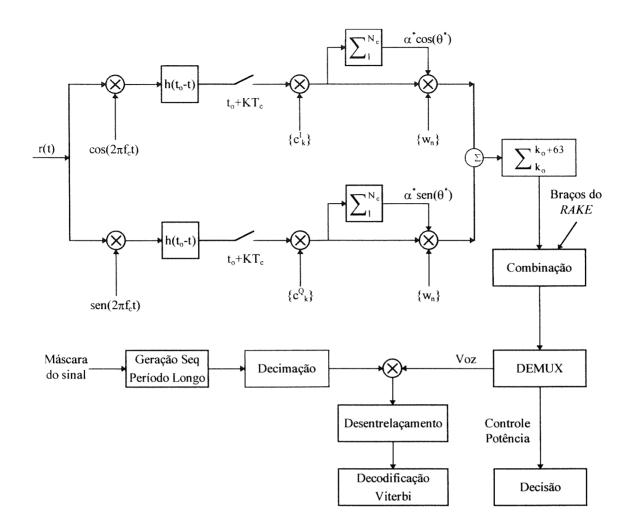


Figura A.5 - Um braço do receptor *RAKE* proposto para demodulação do sinal de tráfego do n-ésimo usuário transmitido no enlace direto.

A.2.2 Recepção no Enlace Reverso

Embora seja possível a implementação de um esquema de modulação coerente no enlace reverso, através da utilização de um sinal piloto para cada sinal transmitido neste enlace, esta abordagem reduziria a eficiência em pelo menos 50%. Por isto, a modulação utilizada na padronização IS-95 é uma modulação M-ária ortogonal não coerente, com M=64, que utiliza as 64 funções ortogonais de Walsh. Como foi visto no capítulo 2, este tipo de modulação apresento desempenho superior ao DPSK, para valores de M maiores que 8, em canais corrompidos por ruído aditivo gaussiano branco e para valores de M maiores que 32, em canais corrompidos por desvanecimento seletivo.

A operação de demodulação a ser realizada pela estação base, representada na Figura A.6, deve começar com a conversão para baixas freqüências e com a filtragem por um filtro casado ao pulso de transmissão. A seguir realiza-se a correlação do sinal recebido com as sequências de espalhamento. Ou seja, realiza-se a correlação do sinal recebido com o produto das sequências de período curto de fase nula, em fase e quadratura, e da sequência de período longo do sinal que se deseja demodular. Este produto de sequências é representado na Figura A.6 por $\{a_{k,n}^{\ l}\}$ e $\{a_{k,n}^{\ l}\}$. Após esta operação, deve-se fazer a demodulação ortogonal, o desentrelaçamento e a decodificação, através de um decodificador de Viterbi. A decodificação de Viterbi deve ser feita nas 4 possíveis taxas de codificação, e utilizam-se as métricas obtidas, pela decodificação e pelo CRC, para decidir a respeito da taxa de codificação.

Como foi explicado no capítulo 2, o receptor ótimo para a modulação ortogonal 64-ária não coerente é um receptor de correlação, composto por 64 correlacionadores não coerentes, cada um associado a uma das 64 funções de Walsh. A decisão deve ser feita através da verificação da maior saída do receptor, associando-se ao índice desta saída os 6 bits correspondentes. Observa-se que uma abordagem mais apropriada à utilização de códigos corretores de erro, deveria gerar entradas analógicas para o decodificador de Viterbi. Neste caso, deve-se utilizar a razão de máxima verossimilhança para obtenção das métricas de cada um dos bits transmitidos [3].

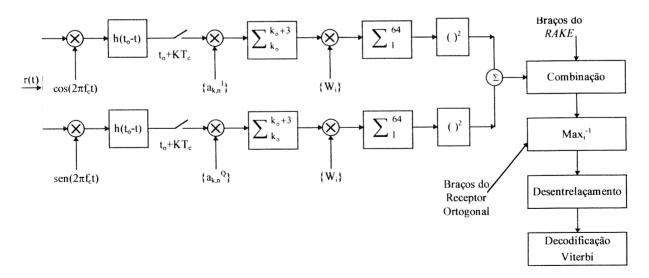


Figura A.6 - I-ésimo ramo, dentre os 64, em cada braço do receptor *RAKE* proposto para demodulação do sinal de tráfego do n-ésimo usuário transmitido no enlace reverso.

A presença de multipercursos em um canal de comunicações móveis pode ser explorada através da utilização de um receptor *RAKE*. Assim, deve-se combinar as saídas de cada um dos 64 correlacionadores associadas aos diversos percursos do sinal, para decisão do símbolo transmitido. No caso da modulação ortogonal não coerente, deve-se simplesmente, somar as saídas dos braços do receptor *RAKE*, uma vez que o próprio receptor se encarrega de ponderar as saídas do *RAKE* pela atenuação em cada percurso.

A.3 Desempenho da Padronização IS-95

Nesta seção será discutido o desempenho dos sinais transmitidos no enlace direto e reverso da padronização IS-95, em um canal seletivo em frequência, utilizando-se receptores *RAKE*, cujas saídas são ponderadas através do método da máxima razão sinal ruído.

A.3.1 Desempenho no Enlace Direto

Como foi detalhadamente discutido nas seções anteriores, as operações realizadas no sinal de tráfego do enlace direto são: a adição de bits de cauda e CRC, a codificação convolucional, a repetição de bits, o entrelaçamento, o embaralhamento, a adição de bits de controle de potência, o espalhamento espectral e a modulação em fase e quadratura. As operações de adição de bits de cauda e CRC, repetição de bits e embaralhamento não afetam o desempenho, mas as operações de codificação convolucional, entrelaçamento, adição de bits de controle de potência e modulação afetam.

A operação de repetição dos bits codificados a taxas inferiores a 9,6 kbps, associada à transmissão com energia diferenciada para cada taxa de codificação, não influenciará no desempenho do sinal de tráfego. Por exemplo, os bits codificados a uma taxa de 4,8 kbps serão repetidos uma vez e transmitidos com a metade da energia dos bits codificados a taxa máxima. Na recepção, a razão E_b/I_o obtida para cada um dos bits será a metade da obtida para um bit codificado a taxa de 9,6 kbps. Porém, deve-se somar o sinal proveniente do bit original e do bit repetido, e desta forma, a razão E_b/I_o se manterá constante para qualquer taxa de codificação, de modo que o desempenho do sinal de tráfego independe da taxa de codificação. A operação de embaralhamento não introduzirá redundâncias ou espalhará o sinal, apenas modificará o sinal a ser transmitido, não influenciando o desempenho do sistema. A adição de bits de cauda

tem a finalidade de reajustar a codificação convolucional, e embora exista uma melhoria no desempenho ao adicionar-se os bits de cauda, esta melhoria é muito pequena, se comparada com o caso no qual utiliza-se uma longa seqüência de bits para decisão da seqüência transmitida.

A operação de codificação convolucional associada à operação de entrelaçamento introduzirá redundâncias, reduzindo o valor de E_b/I_o necessário para um desempenho adequado. A referência [3] analisa o desempenho dos codificadores convolucionais usados na IS-95. A partir destes dados, observa-se que o codificador convolucional de taxa 1/2 apresenta um ganho de 4 dB, para uma taxa de erro de bit de 10^{-3} , e que ao diminuir-se a taxa de erro de bit, aumenta-se o ganho obtido com a codificação convolucional. A modificação do codificador convolucional de taxa 1/2 para um codificador de taxa 3/4 causará uma redução no ganho de aproximadamente 1 dB [31]. A substituição de bits de informação por bits de controle de potência introduzirá erros na seqüência codificada, reduzindo o ganho obtido com a codificação convolucional, e pode ser vista como uma redução da distância livre do código causada pelo apagamento de alguns dos bits [32].

Como já foi discutido, os bits de controle de potência do enlace reverso não serão codificados ou entrelaçados, sendo mais suscetíveis a erros no canal. Para melhorar o desempenho destes bits, eles serão transmitidos duas vezes e com energia máxima $E_b/2$. Deste modo a razão E_b/I_o necessária para um desempenho adequado dos bits de controle de potência será 3 dB menor que a razão E_b/I_o necessária para os bits de informação.

A estrutura de modulação em fase e quadratura utilizada na padronização IS-95 apresenta o mesmo desempenho e a mesma eficiência espectral que a modulação BPSK, e a vantagem deste tipo de modulação, como foi demonstrado no capítulo 3, é tornar a interferência multiusuário independente das fases relativas de cada portadora. A Figura A.7 mostra o desempenho deste modulador em função da razão E_b/I_o , para receptores *RAKE* de 2, 3, 4 ou 5 braços, em presença de desvanecimento Rayleigh seletivo em freqüência, considerando que o valor médio quadrático das atenuações é uma constante independente do percurso. Observa-se na Figura A.7 que para um desempenho aceitável, ou seja para uma taxa de erro de bit de 10^{-3} , a razão E_b/I_o deve ser 9 dB, para um receptor *RAKE* com 4 braços. Considerando que o sinal foi codificado e entrelaçado, deve-se diminuir o ganho obtido com estas operações da razão E_b/I_o . Deste modo, a razão E_b/I_o necessária será 5 dB.

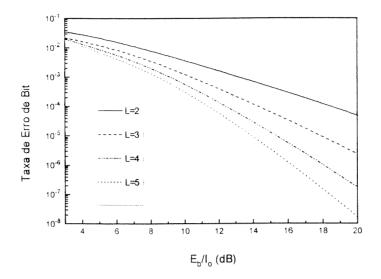


Figura A.7 - Desempenho no enlace direto, usando um receptor *RAKE* com 2, 3, 4 ou 5 braços, em canal seletivo em frequência.

A.3.2 Desempenho no Enlace Reverso

Como foi detalhadamente discutido nas seções anteriores, as operações realizadas no sinal de tráfego do enlace reverso são: a adição de bits de cauda e CRC, a codificação convolucional, a repetição de bits, o entrelaçamento, a modulação ortogonal, a randomização de surtos de informação, o espalhamento espectral e a modulação em fase e quadratura. As operações de adição de bits de cauda e CRC, repetição de bits e a randomização de surtos de informação não afetam o desempenho, mas as operações de codificação, entrelaçamento, espalhamento espectral e modulação afetam.

A operação de repetição dos bits codificados a taxas inferiores a 9,6 kbps, associada à randomização dos bits de informação, não influenciará no desempenho do sinal de tráfego. Por exemplo, os bits codificados a uma taxa de 1,2 kbps serão repetidos 7 vezes, mas serão transmitidos uma única vez, e com energia constante independentemente da taxa de codificação, durante 25% do ciclo de transmissão do quadro. A operação de codificação convolucional associada à operação de entrelaçamento feita pelo codificador de taxa 1/3, padronizado pela IS-95, é responsável por um ganho de 4,3 dB, para uma taxa de erro de bit de 10⁻³ [3].

A Figura A.8 mostra o desempenho do esquema de modulação do enlace reverso em função da razão E_b/I_o para um receptor *RAKE* com 2, 3, 4 ou 5 braços, em um canal com desvanecimento de Rayleigh seletivo em freqüência, considerando que o valor médio quadrático das atenuações independem do percurso. Observa-se na Figura A.8 que a razão E_b/I_o necessária, para uma taxa de erro de 10^{-3} é 11,9 dB, para um receptor *RAKE* com 4 braços. Com a codificação convolucional a razão E_b/I_o necessária poderá ser reduzida para um valor próximo a 7 dB, que é o valor tipicamente assumido.

A referência [3] utiliza uma abordagem diferente para recepção dos sinais ortogonais. Neste caso, obtém-se uma métrica para cada bit transmitido, a partir das saídas dos correlacionadores do receptor *RAKE*, gerando-se entradas analógicas para o decodificador de Viterbi. Esta alternativa é mais adequada ao uso de códigos corretores de erro, podendo introduzir uma melhoria de até 2 dB [31].

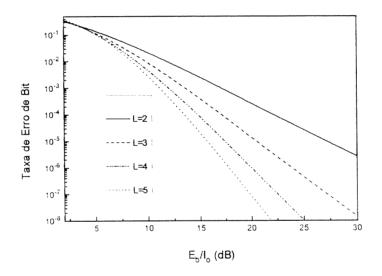


Figura A.8 - Desempenho no enlace reverso, usando um receptor *RAKE* com 2, 3, 4 ou 5 braços, em canal seletivo em freqüência.

B. CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS

O canal de um sistema de comunicações móveis é extremamente complexo, pois as características ambientais variam aleatoriamente com o tempo devido à movimentação dos usuários e dos outros espalhadores. Além disso, o sinal transmitido sofre reflexões e difrações de modo que este sinal chega ao receptor através de múltiplos percursos. Uma das principais características de um canal com multipercursos é o espalhamento no tempo, ou seja, transmitindo-se um pulso de duração muito curta, um impulso idealmente, obtém-se na recepção um trem de pulsos. A representação do sinal recebido associa a cada percurso de propagação um atraso $\tau_n(t)$ e um fator de atenuação $\alpha_n(t)$. Estes atrasos causarão o aparecimento de fases aleatórias $\theta_n(t)$, onde $\theta_n(t)=2\pi f_c\tau_n(t)$. Assim tem-se na recepção o sinal [5]:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{Np(t)} \alpha_n(t) x[t - \tau_n(t)] e^{-j\theta_n(t)}$$
(B.1)

onde x(t) representa o sinal transmitido; N_p(t) é o número de percursos distinguíveis do canal. Dois percursos do canal serão distinguíveis se a duração do pulso de transmissão for menor que o atraso relativo entre estes percursos. Considerando que cada percurso distinguível do sinal é composto por um grande número de percursos não distinguíveis, associados a reflexões ou difrações do sinal, pode-se modelar a resposta impulsional de cada percurso do canal como um processo gaussiano. Se este processo tiver média nula, a envoltória em qualquer instante é modelada por uma distribuição de Rayleigh, caso contrário por uma distribuição de Rice.

A caracterização de um canal variante no tempo com multipercursos é feita através da faixa de coerência e do tempo de coerência do canal. A faixa de coerência do canal fornece a medida da dispersão no tempo causada pelos multipercursos e é dada por:

$$\Delta f_c \approx \frac{1}{T_m}$$
 (B.2)

onde T_m é o máximo atraso de multipercurso. O tempo de coerência do canal, ou seja, o tempo no qual a resposta impulsional do canal permanece constante, fornece a medida de variação no tempo causada pela movimentação dos usuários e é dado por:

$$\Delta t_c \approx \frac{1}{B_d}$$
 (B.3)

onde B_d é o espalhamento de freqüências Doppler e é dado pela expressão:

$$B_{d} = \frac{V}{\lambda} \cos(V) \tag{B.4}$$

onde v é a velocidade do usuário; λ é o comprimento de onda; v é o angulo entre as antenas transmissora e receptora.

A variação aleatória do canal no tempo e a presença de multipercursos provocarão a variação da potência do sinal recebido, ou seja, o desvanecimento. Dependendo das características do sinal transmitido, como a faixa ocupada e a duração de um símbolo, e das características do canal de propagação, como a faixa de coerência do canal e o tempo de coerência do canal, o sinal sofrerá diferentes tipos de desvanecimento. Estes desvanecimentos podem ser classificados de acordo com o modo que afetam o espectro do sinal, como seletivo ou não seletivo em frequência, ou de acordo com a velocidade de ocorrência, como lento, ou rápido. O desvanecimento seletivo em frequência afetará diferenciadamente o espectro do sinal, enquanto que o plano, ou não seletivo em frequência, afetará igualmente o espectro do sinal. A seletividade em frequência é determinada pela faixa de coerência do canal. Se a faixa de frequência do sinal for maior que a faixa de coerência do canal, o desvanecimento será seletivo, caso contrário, plano. Observa-se que a faixa de coerência do canal equivale à faixa de frequências na qual o desvanecimento é plano, e que o efeito de multipercurso determinará a seletividade. Os desvanecimentos serão rápidos se a resposta impulsional do canal mudar durante o intervalo de um símbolo, ou equivalentemente, se a duração de um símbolo for maior que o tempo de coerência do canal, caso contrário, os desvanecimentos serão lentos. Deste modo, o efeito Doppler determinará se o desvanecimento é rápido ou lento. Observa-se que o fato do canal apresentar desvanecimentos rápidos ou lentos, não adiciona nenhuma informação a respeito da seletividade em frequência do canal e vice versa.

Até agora, discutiu-se o desvanecimento em pequena escala, causado pelos efeitos de multipercurso e Doppler. Porém, deve-se lembrar que variações no canal causadas pelo terreno de propagação causarão um desvanecimento em grande escala. Este efeito é chamado de sombreamento e é caracterizado por uma distribuição log-normal com desvio padrão tipicamente entre 8 e 10 dB.

Embora as características de propagação sejam qualitativamente as mesmas para qualquer sinal, elas diferem quantitativamente em função da freqüência da portadora, da faixa do sinal e do ambiente de propagação. Em relação aos sistemas celulares, o sistema CDMA é considerado um sistema de faixa larga, pois ocupa uma faixa de 1,23 MHz, enquanto a faixa do GSM é 270,83 kHz. Ainda não existe um modelo para caracterizar os canais faixa larga, com freqüência da portadora entre 800 MHz e 2000 MHz, e nas referências [6] e [7] utilizouse o modelo de canal estabelecido pelo ETSI (*European Telecommunications Standard Institute*) para o sistema GSM. Neste modelo, o canal é caracterizado por 6 percursos e cada percurso por uma atenuação e um atraso. Na tabela B.1 encontram-se os valores destes parâmetros em 3 ambientes de propagação: urbano, rural e montanhoso.

Área U	J rbana	Área	Rural	Área Montanhosa		
Atraso	Atenuação	Atraso	Atenuação	Atraso	Atenuação	
(µs)	(dB)	(µs)	(dB)	(µs)	(dB)	
0	-3	0	0	0	0	
0.2	0	0.1	-4	0.2	-2	
0.5	-2	0.2	-8	0.4	-4	
1.6	-6	0.3	-12	0.6	-7	
2.3	-8	0.4	-16	15	-6	
5	-10	0.5	-20	17.2	-12	

Tabela B.1 - Atrasos e atenuações para os ambientes de propagação padronizados pela ETSI.

REFERÊNCIAS

- [1] US Wireless Industry's Vision for IMT 2000 FPLMTS, Documento de entrada ITU-R 8-1/110-E, Genebra, Outubro 1996.
- [2] "TIA/EIA/IS-95 Mobile Station Base Station Compatibility Standard for Dual Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System", Telecommunications Industry Association, Julho 1993.
- [3] A. Viterbi, "CDMA Principles of Spread Spectrum Communications", Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [4] L. Gibsom, "Mobile Communications handbook", CRC Press, 1996.
- [5] J. Proakis, "Digital Communications", Mc Graw Hill, 1989.
- [6] L. Levi, F. Muratore, V. Palestine, G. Romano, "Performance of a DS-CDMA System in a Multipath Fading Environment", pp. 28-32, ICUPC 1993.
- [7] U. Goni, A. Turkmani "BER Performance of a Direct Sequence CDMA System in Multipath Fading Mobile Radio Channels with Rake Reception". pp. 747-751, VTC 1994.
- [8] S. Verdú, "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-32, No.1, pp. 85-96, Janeiro, 1986.
- [9] R. Lupas, S. Verdú, "Near far Resistance of Multi-user Detectors in Asynchronous Channels", IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-38, No. 4, pp.496-508, Abril, 1990.
- [10] M. Varanasi, "Multistage Detector in Asynchronous Code Division Multiple Access Channel", IEEE Transactions on Communication, Vol. 38, No. 4, pp. 509-519, Abril, 1990.

- [11] R. Lupas, S. Verdú, "Linear Multi-user Detectors for Synchronous Code Division Multiple-Access Channels", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 35, No.1, pp. 123-136, Janeiro, 1989.
- [12] S. Vembu, A. J. Viterbi, "Two Different Philosophies in CDMA A Comparison", pp. 869-873, VTC 1996.
- [13] S. Haykin, "Digital Communications", John Willey & Sons Inc., 1988.
- [14] D. Sarwate, M. Pursley. "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", Proceedings of the IEEE, Vol. 68, No. 5, Maio, 1980, pp, 593-619.
- [15] V. Silva, E. Sousa "Performance of Orthogonal CDMA Codes for Quasi-Synchronous Communication Systems", ICUPC, pp. 995-999, 1993.
- [16] M. Pursley "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread Spectrum Multiple-Access Communication-Part I: System Analysis" IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-25, No. 8, pp. 795-799, August, 1977.
- [17] M. Pursley, D. Sarwate "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread Spectrum Multiple-Access Communication-Part II: Code Sequence Analysis" IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-25, No. 8, pp. 800-803, August, 1977.
- [18] M. Pursley, H. Roefs "Numerical Evaluation of Correlation Parameters for Optimal Phases of Binary Shift-Register Sequences." IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, No. 10, pp. 1597-1604, Outubro, 1979.
- [19] A. Viterbi, S. Vembu, "Theorical and Pratical Limits of Wireless Multiple Access Systems, URSI Commsphere 1995.
- [20] E. Parzen, "Modern Probability Theory and Its applications", John Wiley & Sons Inc., 1960.
- [21] R. Morrow Jr., J. Lehnert, "Bit-τo-Bit Error Dependence in Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signature Sequences", IEEE Transactions on Communication, Vol.37, No.10, pp. 1052-1060, Outubro, 1989.

- [22] T. Rappaport, "Wireless Communications", Prentice Hall Inc., 1996.
- [23] M. Pursley, D. Sarwate, W. E. Stark, "Error Probability for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communications-Part I: Upper and Lower Bounds", IEEE Transactions on Communication, Vol. COM-30, pp. 183-191, Maio, 1982.
- [24] L. Yun, D. Messerschmitt, "Variable Quality of Service in CDMA Systems by Statistical Power Control", ICC, pp. 713-719, 1995.
- [25] J. Wu, E. Geraniotis, "Power Control in Multi-Media CDMA Networks", VTC, pp. 785-793, 1996.
- [26] Q. Shen, W. Krzymien, "Performance Improvement of Closed-Loop Power Control in CDMA Cellular Mobile Communication Systems", VTC, pp. 56-60, 1996.
- [27] C. Lee, R. Steele, "Closed-Loop Power Control in CDMA systems" IEE Proceedings on Communications, Vol 143, No. 4, pp. 231-240, Agosto, 1996.
- [28] A. Chockalingam, L. Milstein, "Capacity of DS-CDMA Network on Frequency Selective Fading Channels with Open Loop Power Control", VTC, pp. 703-707, 1996.
- [29] A. Jalali, P. Mermelstein "Power Control and Diversity for the Downlink in CDMA Systems", VTC, pp. 980-984, 1996.
- [30] A. Barreto, J. Brandão, "Análise da Capacidade em Sistemas DMA", Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Pontificia Uniersidade Católica do Rio de Janeiro, 1996.
- [31]G. Clark, J. Cain, "Error Correcting Coding for Digital Communications", Plenum Press, 1981.
- [32] R. Blahut, "Theory and Practice of Error Control Codes", Addison-Wesley Publishing Company, 1983.

Análise de Sistemas CDMA, incluindo o Controle de Potência

Dissertação de Mestrado apresentada por Alexandra Silva de Almeida em 28 de abril de 1997 ao Departamento de Engenharia Elétrica da Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro, e aprovada pela comissão julgadora formada pelos seguintes membros:

Prof. João Célio Barros Brandão (Orientador)
CETUC/PUC-Rio

Prof. Marcelo Sampaio de Alencar
UFPb

Prof. José Roberto Boisson de Marca

CETUC/PUC-Rio

Prof. Raimundo Sampaio Neto

CETUC/PUC-Rio

Prof. Marco Antônio Grivet Matoso Maia

CETUC/PUC-Rio

Visto e permitida a impressão Rio de Janeiro, 30/04/97

Prof. Maria Augusta M. Davidovich Coordenadora dos Programas de Pós Graduação do

Helia a Dan don't

Centro Técnico Científico