

4 Modelagem do Sistema de Transmissão Digital

Este capítulo apresenta uma modelagem detalhada do sistema de transmissão digital que corresponde ao enlace de descida do sistema WCDMA/HSDPA. A Seção 4.1 apresenta a modelagem do transmissor e a Seção 4.2 traz a caracterização do canal, bem como a modelagem do receptor convencional, adequado a canais não seletivos. Ao final do capítulo, na Seção 4.3, é feita a modelagem do receptor na presença de multipercursos, introduzindo-se o receptor Rake, com suas formas de combinação.

4.1. Modelagem do Transmissor

A primeira etapa no processo de transmissão do sistema WCDMA/HSDPA é a caracterização do canal físico. É nessa etapa que o transmissor recebe informação sobre o fator de espalhamento utilizado, o tamanho do quadro, quantos bits devem ser transmitidos por quadro, se a transmissão é feita por pacotes ou não, qual o tamanho dos pacotes, etc. Então, a seqüência de bits de informação para a transmissão é gerada e, a partir deles, a seqüência de símbolos complexos correspondente, representados por:

$$d(t) = d_I(t) + jd_Q(t). \quad (4.1)$$

Os sinais $d_I(t)$ e $d_Q(t)$ correspondem a uma seqüência de pulsos retangulares cuja duração T e cujas amplitudes (α, β) estão associadas à modulação utilizada de acordo com a Tabela 5.

O sinal $d(t)$ é multiplicado pelo código OVSF do usuário e em seguida por outra seqüência complexa, correspondente ao código de *scrambling*. Tanto os códigos ortogonais dos usuários, quanto os códigos de *scrambling*, estão abordados na Subseção 2.3.2.

Modulação	α	β	T
QPSK	± 1	± 1	$2T_b$
16-QAM	$\pm 1, \pm 3$	$\pm 1, \pm 3$	$4T_b$
64-QAM	$\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$	$\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$	$6T_b$
8-PSK	$\text{Cos}[(2i+1)\pi/8]$	$\text{Sen}[(2i+1)\pi/8]$	$3T_b$

Tabela 5 – Amplitudes e períodos associados às modulações

O sinal complexo resultante, após a filtragem, será a envoltória complexa do sinal modulado e pode ser expressa por:

$$s(t) = d(t) \cdot c_{OVSF}(t) \cdot c_{scr}(t), \quad (4.2)$$

onde $d(t) = d_I(t) + jd_Q(t)$, $c_{OVSF}(t)$ é o código de espalhamento e $c_{scr}(t)$ é o código de *scrambling* utilizado. Tanto $c_{OVSF}(t)$, como $c_{scr}(t)$ são seqüências de pulsos de duração T_c com amplitudes iguais a ± 1 .

Os filtros do transmissor e do receptor são configurados para transmissão ótima – sem interferência entre símbolos – em canal ideal. Isso significa que o espectro do pulso transmitido e a função de transferência do filtro de recepção têm a forma de raiz quadrada do cosseno levantado. A envoltória complexa do sinal transmitido está representada na equação abaixo.

$$s(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT_c), \quad (4.3)$$

onde a_k é uma seqüência de amplitudes complexas e $g(t)$ é a forma do pulso com espectro em raiz quadrada do cosseno levantado.

A densidade espectral de potência da envoltória complexa do sinal transmitido é dada por:

$$S_s(f) = \frac{\sigma_a^2}{T_c} \cdot |G(f)|^2, \quad (4.4)$$

onde $\sigma_a^2 = E[|a_k|^2]$.

Assim, a potência da envoltória complexa é dada por:

$$P_s = \frac{\sigma_a^2}{T_c} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df. \quad (4.5)$$

Definindo

$$|G(f)|^2 = Q(f), \quad (4.6)$$

onde $Q(f)$ tem a forma de um cosseno levantado, temos:

$$P_s = \frac{\sigma_a^2}{T_c} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 \cdot df = \frac{\sigma_a^2}{T_c} \cdot q(0). \quad (4.7)$$

A seguir, estão ilustradas as formas do cosseno levantado nos domínios do tempo (a) e da frequência (b):

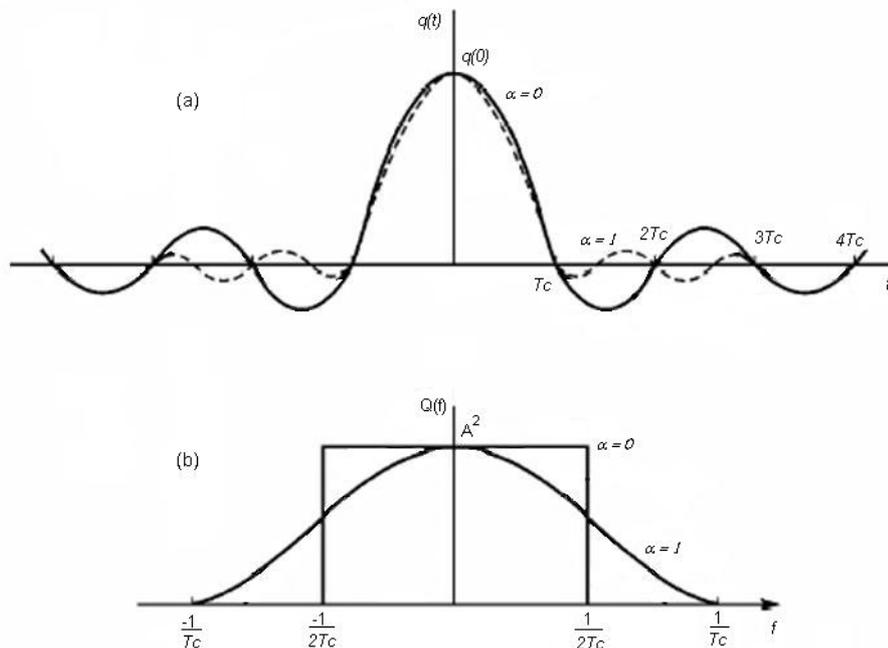


Figura 14 – Cosseno levantado: (a) no domínio do tempo; (b) no domínio da frequência

Pode-se verificar que a integral de $Q(f)$ da Figura 14 (b) leva a

$$q(0) = \frac{A^2}{T_c}, \quad (4.8)$$

e pode-se mostrar (Apêndice A) que

$$A = \frac{g(0) \cdot T_c}{1,06}. \quad (4.9)$$

Na simulação realizada, $g(0) = 0,474$, logo temos:

$$q(0) = 0,2 \cdot T_c, \quad (4.10)$$

e assim, podemos reescrever (4.7) como:

$$P_s = 0,2 \cdot \sigma_a^2. \quad (4.11)$$

4.2.

Caracterização do Canal e Modelagem do Receptor

Após ser gerado, o sinal é enviado através do canal. Em áreas urbanas, principalmente, a comunicação móvel se faz possível devido ao espalhamento do sinal nas superfícies de edificações e difrações ao redor delas. O sinal, em um sistema sem fio, chega ao receptor através de vários percursos, cada um deles caracterizados pela atenuação, pelo seu retardo e defasagem. No receptor, essas componentes de multipercursos se combinam vetorialmente, produzindo resultantes mais fortes ou mais fracas de forma aleatória, dependendo da posição do receptor. O deslocamento desse receptor faz com que ele receba um sinal com variações relativamente rápidas, caracterizando o chamado desvanecimento rápido. Na realidade, o desvanecimento é um fenômeno espacial que, num receptor móvel, é percebido temporalmente. Sempre que existir um movimento relativo entre o transmissor e o receptor, a frequência recebida será diferente da transmitida, pelo fenômeno chamado efeito Doppler. A frequência aparente recebida se manifesta na envoltória temporal do sinal recebido.

Na transmissão de uma informação, suas componentes de frequência podem ser afetadas pelo canal de duas formas. Quando a informação ocupa uma banda relativamente pequena de frequências, as componentes são igualmente afetadas pelo canal e diz-se que esse canal introduziu um desvanecimento plano na informação. À medida que a banda da informação aumenta, o desvanecimento

começa a atuar de modo diferente nas componentes dessa informação, ou seja, passa a haver descorrelação entre o desvanecimento produzido sobre componentes mais afastadas. Nesse caso, têm-se um desvanecimento seletivo em frequência.

Para um sinal transmitido com envoltória complexa $s(t)$, a envoltória complexa do sinal recebido pode ser expressa por:

$$x(t) = \sum_{l=1}^L v_l(t) \cdot s(t - \tau_l), \quad (4.12)$$

onde v_l e τ_l representam, respectivamente, a amplitude complexa e o retardo médio de cada percurso e L o número máximo de multipercursos. A amplitude complexa da l -ésima componente pode ser expressa como:

$$v_l(t) = \rho_l \cdot e^{j(2\pi f_l t + \psi_l)}, \quad (4.13)$$

onde ρ_l representa o ganho de percurso, f_l é a variação de frequência devido ao efeito Doppler e ψ_l é um deslocamento de fase fixo. As amplitudes $v_l(t)$ são usualmente modeladas como processos aleatórios Gaussianos complexos de média nula.

A densidade espectral de potência das amplitudes $v_l(t)$ é o espectro Doppler de cada componente. A função geralmente adotada para o espectro Doppler é obtida a partir de um modelo bastante simples devido a Gans [1]. Nesse modelo, um transmissor móvel se desloca no sentido da ERB a uma velocidade constante v_m e o sinal é recebido com ângulo de chegada uniformemente distribuído. A expressão do espectro Doppler é dada por:

$$S_\alpha(f) = \begin{cases} \frac{1,5}{\pi \cdot f_d \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_d}\right)^2}} & |f - f_c| < f_d \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.14)$$

onde f_c é a frequência da portadora, f_d é o desvio máximo do Espectro Doppler, dado por:

$$f_d = \frac{v_m}{\lambda}, \quad (4.15)$$

e λ é o comprimento de onda da portadora.

Inicialmente vamos considerar apenas a presença de um percurso ($L=1$). Omitindo por conveniência o subscrito 1, pode-se expressar o sinal recebido $x(t)$, sem a presença do ruído como:

$$x(t) = v(t) \cdot s(t). \quad (4.16)$$

Após sofrer desvanecimento e efeito Doppler, o sinal é corrompido por ruído aditivo Gaussiano branco (RAGB) na entrada do receptor, além de sofrer interferência de outros sinais na mesma faixa de frequência.

A Figura 15 representa um esquema simplificado do primeiro estágio do receptor, onde: $x(t)$ é a envoltória complexa do sinal modificado pelo desvanecimento; $v(t)$ é um processo aleatório Gaussiano complexo de média nula, que representa a atenuação aleatória do canal e também a sua variação no tempo; $s(t)$ é a envoltória complexa do sinal transmitido, dada por (4.3); $n(t)$ é a envoltória complexa do ruído branco gerado na entrada do receptor; $h(t)$ representa a resposta equivalente em baixa frequência do filtro de recepção; $x'(t)$, $n'(t)$ e $r'(t)$ representam as envoltórias dos seus respectivos sinais após o filtro.

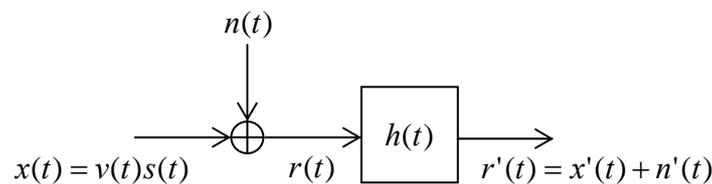


Figura 15 – Esquema simplificado do receptor

4.2.1.**Determinação da Potência do Sinal de Entrada do Receptor**

Considerando um intervalo de tempo onde $v(t)$ é aproximadamente constante, pode-se escrever:

$$x(t) = v \cdot s(t) = v \cdot \sum_k a_k \cdot g(t - kT_c), \quad (4.17)$$

onde v é o coeficiente de atenuação do canal. Fazendo $v_k = v \cdot a_k$, (4.17) fica:

$$x(t) = \sum_k v_k \cdot g(t - kT_c). \quad (4.18)$$

Analogamente a (4.4), a densidade espectral do sinal $x(t)$ pode ser escrita como:

$$S_x(f) = \frac{\sigma_v^2}{T_c} \cdot |G(f)|^2 = \frac{\sigma_v^2}{T_c} \cdot Q(f), \quad (4.19)$$

Onde $\sigma_v^2 = E[|v_k|^2]$. Obviamente, $\sigma_v^2 = v^2 \cdot \sigma_a^2$ e

$$P_x = \frac{\sigma_v^2}{T_c} \cdot q(0). \quad (4.20)$$

O sinal $x(t)$ é filtrado por um filtro com função de transferência $H(f)$, como ilustrado na Figura 15. Após o filtro, o sinal pode ser representado por:

$$x'(t) = x(t) * h(t) = \sum_k v_k \cdot p(t - kT_c), \quad (4.21)$$

onde $p(t) = g(t) * h(t)$ e $v_k = v \cdot a_k$.

Sendo o filtro de recepção do esquema da Figura 15 casado ao pulso $g(t)$, sua função de transferência $H(f)$ também é um pulso da forma raiz quadrada do cosseno levantado. Em particular, foi implementado um filtro satisfazendo a:

$$|H(f)| = \frac{5}{T_c} |G(f)|. \quad (4.22)$$

Nesse caso,

$$|P(f)| = |G(f) \cdot H(f)| = \frac{5}{T_c} \cdot |G(f)|^2 = \frac{5}{T_c} \cdot Q(f), \quad (4.23)$$

$$p(0) = \frac{5}{T_c} \cdot q(0) = 1. \quad (4.24)$$

e a potência da envoltória complexa do sinal na saída do filtro será dada por:

$$P_{x'} = \frac{25 \cdot \sigma_v^2}{T_c^3} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |Q(f)|^2 df. \quad (4.25)$$

Calculando a integral, obtemos:

$$P_{x'} = \sigma_v^2 \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right). \quad (4.26)$$

onde α é o fator de *roll-off* do cosseno levantado. A potência da envoltória complexa do ruído, na saída do filtro, será dada por:

$$P_{n'} = 2N_0 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cdot df = \frac{50}{T_c^2} N_0 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 \cdot df = \frac{50}{T_c^2} N_0 \cdot q(0). \quad (4.27)$$

Substituindo (4.10) em (4.27), obtemos:

$$P_{n'} = \frac{10 \cdot N_0}{T_c} = 10 \cdot N_0 \cdot R_c, \quad (4.28)$$

onde R_c é a taxa de *chips*.

4.2.2.

Determinação da Potência do Sinal de Entrada a partir das Amostras na Saída do Filtro

Como pode ser observado na equação (4.26), o cálculo da potência do sinal na entrada do filtro de recepção está relacionado ao cálculo das variâncias das

amplitudes σ_v^2 . Como $p(t) = q(t)$, onde $q(t)$ é um pulso de Nyquist, nos instantes de amostragem:

$$x'_k = v_k \cdot p(0). \quad (4.29)$$

Além disso, como $p(0) = 1$, então:

$$x'_k = v \cdot a_k. \quad (4.30)$$

Isto permite relacionar a potência do sinal na entrada do filtro de recepção às amostras na saída do filtro. Considerando o sinal simulado, temos a seguinte aproximação:

$$E\left[|x'_k|^2\right] \approx \frac{1}{n} \cdot \sum_k |x'_k|^2, \quad (4.31)$$

com n sendo número de amostras consideradas. Com isso, a variância das amostras do sinal é:

$$\sigma_v^2 \approx \frac{1}{n} \cdot \sum_k |x'_k|^2. \quad (4.32)$$

Substituindo em (4.20) obtém-se:

$$P_x = \frac{\frac{1}{n} \cdot \sum_k |x'_k|^2}{T_c} \cdot q(0), \quad (4.33)$$

que é a expressão da potência do sinal de entrada a partir das amostras na saída do filtro. Como já observado na Seção 4.1, no simulador implementado, $q(0) = 0,2 \cdot T_c$, assim:

$$P_x \approx 0,2 \cdot \sigma_v^2 = 0,2 \cdot \frac{1}{n} \cdot \sum_k |x'_k|^2. \quad (4.34)$$

A equação (4.34) foi obtida a partir do sinal $x(t)$, ou seja, o sinal sem ruído. Porém, na realidade, na entrada do filtro de recepção, o sinal está acompanhado de ruído. Considerando independência estatística, podemos escrever:

$$E\left[|r'_k|^2\right] = E\left[|x'_k|^2\right] + E\left[|n'_k|^2\right]. \quad (4.35)$$

Usando a mesma aproximação anterior, temos:

$$P_x \approx 0,2 \cdot \frac{1}{n} \cdot \sum_k |r'_k|^2 - 0,2 \cdot \frac{1}{n} \cdot \sum_k |n'_k|^2, \quad (4.36)$$

onde o último termo de (4.36) é a estimativa da potência da envoltória complexa do ruído na saída do filtro $P_{n'}$. Conhecendo-se o valor da densidade espectral de potência do ruído no canal, $N_0/2$ esta potência pode ser calculada através de (4.28).

4.2.3. Relação entre E_b/N_0 e a Variável de Decisão

A Figura 16 abaixo mostra um receptor mais completo que o ilustrado na Figura 15. Agora, estão representados a amostragem após o filtro, bem como as multiplicações pelos códigos de despalhamento e de *descrambling*. Com base nesta figura vamos obter a relação entre a variável de decisão, z_i e o valor de E_b/N_0 , dado por:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_x}{2 \cdot R_b \cdot N_0}, \quad (4.37)$$

onde E_b é a energia por bit do sinal na entrada do receptor, N_0 é a densidade espectral de potência do ruído no canal, P_x é a potência da envoltória do sinal na entrada do receptor e R_b é taxa de bits. Usando (4.28) pode-se escrever:

$$\frac{E_b}{N_0} = 5 \cdot N \cdot \frac{P_x}{P_{n'}}, \quad (4.38)$$

onde N é o fator de espalhamento e $P_{n'}$ é a potência da envoltória complexa do ruído na saída do filtro de recepção.

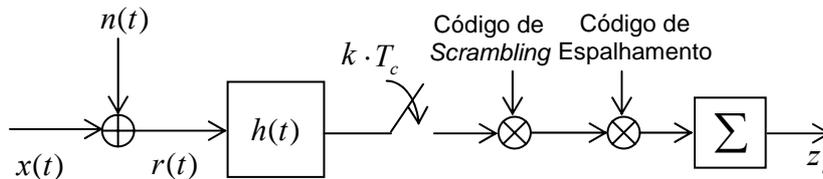


Figura 16 – Esquema do receptor com amostragem e multiplicação dos códigos

Inicialmente, observando (4.21) e notando que $p(0) = 1$ podemos escrever

$$x'(kT_c) = v \cdot a_k. \quad (4.39)$$

Notando-se que a amplitude $\{a_k\}$ é o resultado do produto da amplitude do sinal de informação $d(t)$ pela amplitude da combinação de códigos c_{OVSF} e c_{scr} , de acordo com (4.2) e (4.3). Chamando de $\{c_k\}$ a seqüência de amplitudes dessa combinação de códigos, temos:

$$a_k = d_i \cdot c_k, \quad (4.40)$$

onde d_i é a amplitude correspondente ao símbolo de ordem i . Então,

$$r'(kT_c) = r'_k = v \cdot d_i \cdot c_k + n'_k, \quad (4.41)$$

onde $n'_k = n'(kT_c)$. Após a multiplicação pelos códigos e o somatório, desprezando a interferência e notando que $|c_k|^2 = 1$, temos:

$$z_i = N \cdot v \cdot d_i + \sum_{k=1}^N n'_k, \quad (4.42)$$

$$E\left[|z_i|^2\right] = |N \cdot v \cdot d_i|^2 + N \cdot P_n. \quad (4.43)$$

Também temos que:

$$E\left[|x_k'|^2\right] = E\left[|v \cdot d_i|^2\right]. \quad (4.44)$$

Assim, na ausência de ruído:

$$E\left[|z_i|^2\right] = N^2 \cdot E\left[|x_k'|^2\right]. \quad (4.45)$$

Usando (4.34) para estimar $E\left[|x_k'|^2\right]$, temos:

$$E\left[|z_i|^2\right] = |N \cdot v \cdot d_i|^2 = 5 \cdot N^2 \cdot P_x. \quad (4.46)$$

Logo, tem-se, na ausência de ruído a seguinte relação:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E\left[|z_i|^2\right]}{N \cdot P_n} = \frac{E\left[|N \cdot v \cdot d_i|^2\right]}{N \cdot P_n}. \quad (4.47)$$

Com isso chegamos à seguinte propriedade para o nosso sistema, que, em geral, ocorre em sistemas binários com filtro de recepção casado e satisfazendo ao critério de Nyquist: “O E_b / N_0 é igual à razão entre o valor esperado do módulo ao quadrado da amostra do sinal na entrada do detetor e a variância das amostras do ruído neste mesmo ponto”.

4.3. Interferência de Multipercursos e Receptor Rake

Por ter uma banda de transmissão bem maior que os sistemas sem espalhamento, o canal de um sistema CDMA é tipicamente um canal sujeito a desvanecimento seletivo. Isso, em princípio, é uma desvantagem do sistema

CDMA. Por outro lado, uma característica fundamental é que, sendo a banda larga e conseqüentemente os pulsos sendo de curta duração, os multipercursos são resolvíveis, ou seja, o atraso entre eles é geralmente maior que a duração do intervalo de *chip*. Nesse caso, a utilização de um código que introduza ortogonalidade simplesmente a partir de uma defasagem no tempo (como os códigos de comprimento máximo) permite reduzir sensivelmente a interferência devida a multipercursos.

Porém, muito mais interessante que a redução da interferência, é a melhoria que pode ser obtida pela combinação dos multipercursos. Isto é feito através do receptor Rake, que se tornou uma técnica praticamente obrigatória para a operação eficiente em um canal com multipercursos. Esses tópicos são analisados nas próximas subseções.

4.3.1. Modelagem do Receptor na Presença de Multipercursos

Nas Subseções 4.2.1 a 4.2.3, o processamento do sinal recebido no primeiro estágio do receptor CDMA foi analisado considerando-se apenas a presença de um raio, ou seja, um único percurso. Nessa subseção, essa modelagem é estendida para o caso de dois raios (caso de estudo deste trabalho). Em particular, procura-se analisar a interferência resultante do multipercurso, após a aplicação dos códigos de desespalhamento e de *descrambling* no receptor mostrado na Figura 16.

Supondo a ocorrência de dois raios no canal, a expressão do sinal recebido será dada por (4.12) com $L = 2$. Nesse caso, o sinal que entra no receptor pode ser escrito como:

$$r(t) = v_1(t) \cdot s(t - \tau_1) + v_2(t) \cdot s(t - \tau_2) + n(t). \quad (4.48)$$

Considerando, como na Seção 4.2, um intervalo de tempo onde $v_1(t)$ e $v_2(t)$ são aproximadamente constantes, tem-se de forma análoga a (4.30):

$$x'(t) = \sum_k a_k \cdot v_1 \cdot p(t - kT_c - \tau_1) + \sum_k a_k \cdot v_2 \cdot p(t - kT_c - \tau_2). \quad (4.49)$$

Como mostra a Figura 16, a amostragem do sinal na saída do filtro é feita de forma sincronizada com o raio principal, arbitrariamente escolhido como o sinal de atraso τ_1 , isto é, $t_k = kT_c + \tau_1$. Assim, podemos escrever a seguinte expressão para a amostra de ordem k do sinal na saída do filtro:

$$x'_k = \sum_k a_k \cdot v_1 \cdot p[(k-n)T_c] + \sum_k a_k \cdot v_2 \cdot p[(k-n)T_c + \tau_1 - \tau_2]. \quad (4.50)$$

Como $p(t)$ é um pulso de Nyquist:

$$p[(k-n)T_c] = \begin{cases} 1; & n = k \\ 0; & n \neq k \end{cases}, \quad (4.51)$$

$$x'_k = a_k \cdot v_1 + \sum_k a_k \cdot v_2 \cdot p[(k-n)T_c + \tau_1 - \tau_2]. \quad (4.52)$$

Para facilitar a análise, vamos supor que a diferença entre os atrasos é um múltiplo de T_c , ou seja, $\tau_2 - \tau_1 = m \cdot T_c$. Neste caso, observando (4.51), podemos escrever:

$$x'_k = a_k \cdot v_1 + a_{k-m} \cdot v_2. \quad (4.53)$$

No receptor, as amostras $\{x'_k\}$ são então multiplicadas pela mesma combinação de códigos usada no transmissor. Utilizando (4.40), têm-se, então:

$$\begin{aligned} y'_k &= (a_k \cdot v_1 + a_{k-m} \cdot v_2) \cdot c_k = (d_i \cdot c_k \cdot v_1 + d_i \cdot c_{k-m} \cdot v_2) \cdot c_k \\ y'_k &= d_i \cdot v_1 + d_i \cdot c_{k-m} \cdot c_k \cdot v_2. \end{aligned} \quad (4.54)$$

Observamos, portanto, que após o produto pela combinação de códigos, obtém-se (fora o ruído) um termo constante correspondente à amplitude do símbolo e um termo aleatório correspondente à interferência de multipercursos.

A última etapa do receptor convencional consiste na implementação da soma das amostras, que nos dá o sinal z_i , onde o índice i corresponde ao símbolo

a ser detetado. Aqui, então, observa-se que, se o código apresentar descorrelação entre suas versões defasadas, como nos códigos de comprimento máximo,

$$\sum_{n=1}^N d_i \cdot c_{k-m} \cdot c_k \cdot v_2 \approx 0. \quad (4.55)$$

Nesse caso, a interferência do segundo raio será substancialmente reduzida e o sinal na saída do receptor pode ser expresso, de acordo com (4.42), por:

$$z_i = \sum_{n=1}^N d_i \cdot v_1 = N \cdot d_i \cdot v_1. \quad (4.56)$$

4.3.2. Receptor Rake

Uma discussão sobre comunicações móveis utilizando a tecnologia WCDMA estaria incompleta sem uma abordagem sobre o receptor Rake, que é uma técnica praticamente obrigatória para a operação eficiente em canal com multipercursos. Proposto originalmente em 1958, por R. Price e P. Green [10], o receptor Rake é uma implementação de diversidade temporal. Na diversidade temporal, réplicas da informação são enviadas em instantes de tempo distintos, sendo que o intervalo de separação entre essas réplicas deve ser superior ao tempo de coerência do canal. Isso faz com que as múltiplas repetições de sinal sejam recebidas em condições independentes de desvanecimento (descorrelatadas), proporcionando assim a diversidade [1].

No caso deste trabalho, apenas uma versão do sinal é transmitida, porém várias componentes do sinal transmitido chegam ao receptor, cada uma delas com um atraso diferente no tempo, associados aos multipercursos entre o transmissor e o receptor. Assim, o receptor Rake procura combater os efeitos dos multipercursos, utilizando um método de correlação para detetar individualmente as diversas componentes do sinal e então somá-las algebricamente [11].

Quando essas componentes de multipercursos estão atrasadas de um tempo que excede o período de um *chip* ($0,26 \mu s$), se a seqüência de espalhamento do WCDMA apresentar descorrelação entre suas versões defasadas, a interferência

entre os dois raios pode ser bastante reduzida como se mostra na seção anterior. Além disso, esta mesma propriedade permite, através da sincronização adequada do código de desespalhamento, a obtenção de réplicas do sinal no receptor. Assim, o receptor Rake consegue detetá-las e combiná-las coerentemente com o objetivo de melhorar a relação sinal-ruído.

Ao receber as componentes do sinal, o receptor Rake utiliza um número L de braços conectados em paralelo, operando de modo sincronizado para, separadamente, detetarem as L componentes de multipercurso mais fortes. O braço 1 se sincroniza com a componente mais forte do sinal transmitido $r_1(t)$, o braço 2 se sincroniza com $r_2(t)$, a segunda componente mais forte e atrasada em relação à $r_1(t)$ e assim por diante.

É importante observar que, no caso de um receptor com apenas um braço, se o sinal estiver corrompido por desvanecimento, a detecção ficará bastante comprometida com altas taxas de bits errados. Já com o receptor Rake, caso a saída de um braço esteja corrompida por desvanecimento, há uma boa probabilidade de que outras não estejam e, através de uma combinação adequada, pode-se fazer com que estas garantam a detecção com a probabilidade de erro desejada. As decisões baseadas na combinação de L saídas descorrelacionadas, proporcionadas pelo Rake, oferecem uma forma de diversidade, que pode compensar o desvanecimento e aprimorar a recepção WCDMA.

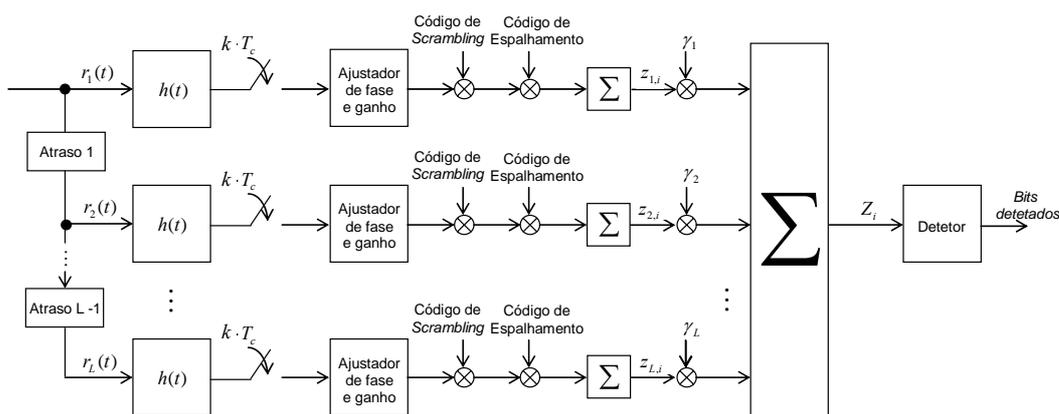


Figura 17 – Receptor Rake com L braços

Na Figura 17, temos um exemplo de receptor Rake com L braços. Primeiramente as versões atrasadas do sinal recebido são filtradas. Após serem

amostradas, elas sofrem um ajuste de fase e ganho e depois são multiplicadas pelos códigos de *scrambling* e de espalhamento. Então, as amostras das componentes são somadas e esse sinal resultante é ponderado de acordo com o método de combinação utilizado, abordado a seguir. Após este processo, os sinais de cada braço são somados e a resultante final Z_i está pronta para entrar no detetor.

Existem várias formas de combinar os sinais em um sistema com diversidade [1]. Duas dessas, denominadas EGC (*Equal Gain Combining*) e MRC (*Maximal Ratio Combining*), são explicadas a seguir.

4.3.2.1. Combinação com Ganhos Iguais (EGC)

A regra EGC simplesmente soma os sinais a serem combinados, ponderando-os com coeficientes iguais, dados pela equação (4.57).

No EGC, o fato de uma componente ter chegado ao receptor com maior potência que as outras, não é levado em consideração. Isto faz com que a eficiência dessa técnica fique comprometida nos casos em que chegam ao receptor, por exemplo, uma componente forte e outras bem fracas. O EGC considera todas as componentes com igual relevância.

A equação abaixo expressa o cálculo dos coeficientes γ_l , onde L é o número de braços do receptor Rake. Percebe-se que a soma de todos os coeficientes é igual à unidade.

$$\gamma_l = \frac{1}{L}. \quad (4.57)$$

4.3.2.2. Combinação de Máxima Razão (MRC)

A regra MRC, antes de somar os sinais a serem combinados, pondera suas amplitudes por um valor proporcional à relação entre o nível de tensão do sinal recebido e a potência de ruído associada. Essa regra de combinação é ótima para canais com desvanecimento Rayleigh, pois maximiza a razão sinal-ruído instantânea na saída do combinador e, portanto, minimiza a probabilidade de erro

na decisão posterior. Por isso, essa técnica de combinação é mais utilizada que o EGC.

No MRC, as L saídas dos braços do receptor, denotadas na Figura 17 por $z_{1,i}$, $z_{2,i}$, ... e $z_{L,i}$, são ponderadas pelos coeficientes $\gamma_1, \gamma_2, \dots$ e γ_L respectivamente. Esses coeficientes são calculados com base na potência ou na razão sinal-ruído de cada saída dos braços. As componentes com maior potência ou razão sinal-ruído recebem os maiores coeficientes. Os coeficientes γ_l são ainda normalizados de forma que a soma de todos os coeficientes seja igual à unidade, sendo expressos como:

$$\gamma_l = \frac{[z_{l,i}]^2}{\sum_{l=1}^L [z_{l,i}]^2}. \quad (4.58)$$

Após a soma das diversas componentes, o sinal resultante é dado por:

$$Z_i = \sum_{l=1}^L \gamma_l \cdot z_{l,i}. \quad (4.59)$$

Esse sinal resultante está pronto para entrar no detetor, de onde sairão os bits recebidos.