

2 Fundamentos de sistemas WCDMA/UMTS

2.1. Conceitos Básicos

O CDMA (técnica de acesso por divisão em códigos) é uma tecnologia de acesso que habilita múltiplos acessos baseados em um sistema de espalhamento espectral. A seqüência de dados transmitida é espalhada no espectro através de uma codificação correlacionada a uma largura de banda maior. Cada código é associado a apenas um usuário (para canais dedicados) e conduz a um espalhamento de banda. No WCDMA (CDMA-Banda Larga, *wideband* CDMA), a informação é espalhada no espectro quando combinada a um código com periodicidade equivalente à banda de 5 MHz. Essa seqüência de alta taxa (informação combinada com código) é relacionada ao termo *chip*, enquanto sua “taxa” é relacionada à *Chip_Rate*. À razão entre *Chip_Rate* e *Symbol_Rate* (Informação original) denominamos *spreading_factor* (SF, fator de espalhamento).

Para que seja possível a decodificação do lado do receptor, o mesmo deve ter conhecimento do código de espalhamento utilizado pelo usuário transmissor. Desta forma, induz-se que haja legibilidade do sinal apenas ao UE (*User Equipment* – Estação Móvel) que conhecer o código correto. Aos demais móveis, a informação espalhada se mostra como ruído. Em DS-CDMA (direct-sequence CDMA, CDMA por seqüência direta) todos os usuários dividem a mesma banda no tempo e utilizam diferentes códigos para entender o canal.

A figura 2.1 ilustra o processo como um todo: A seqüência de dados (informação útil) passa por uma codificação de canal e posteriormente por uma codificação de espalhamento:

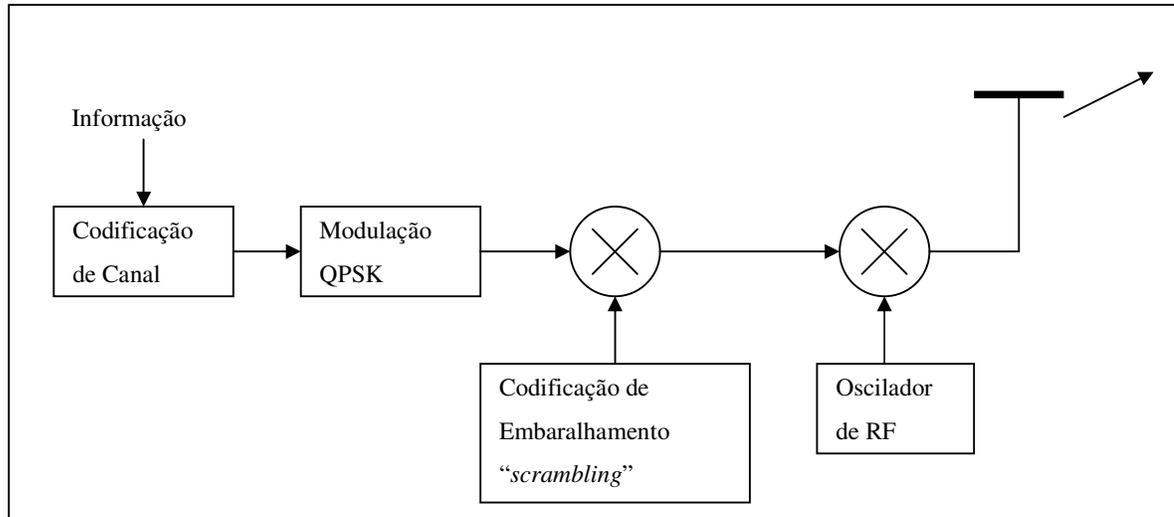


Figura 2.1 - Modulador CDMA básico

De forma análoga, para a recepção, o sistema realiza a decodificação da informação original, inicialmente “desembaralhando” a informação e posteriormente extraindo as informações através do código de canal. A figura 2.2 ilustra o demodulador CDMA com sua estrutura fundamental :

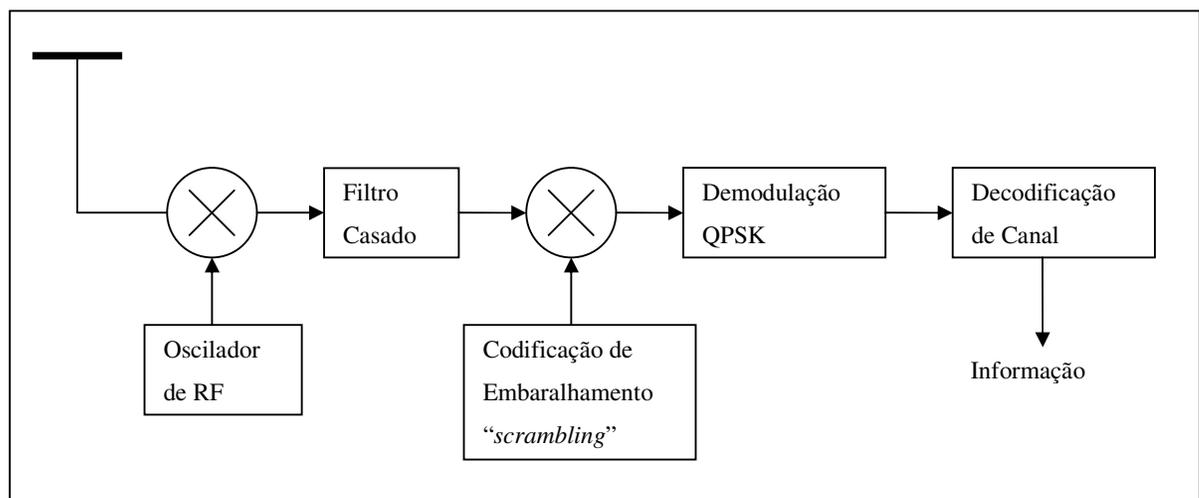


Figura 2.2 - Demodulador CDMA básico

Segue abaixo um exemplo de processo de codificação e decodificação, considerando um fator de espalhamento (*spreading factor*, SF) igual a 8 (SF=8) :

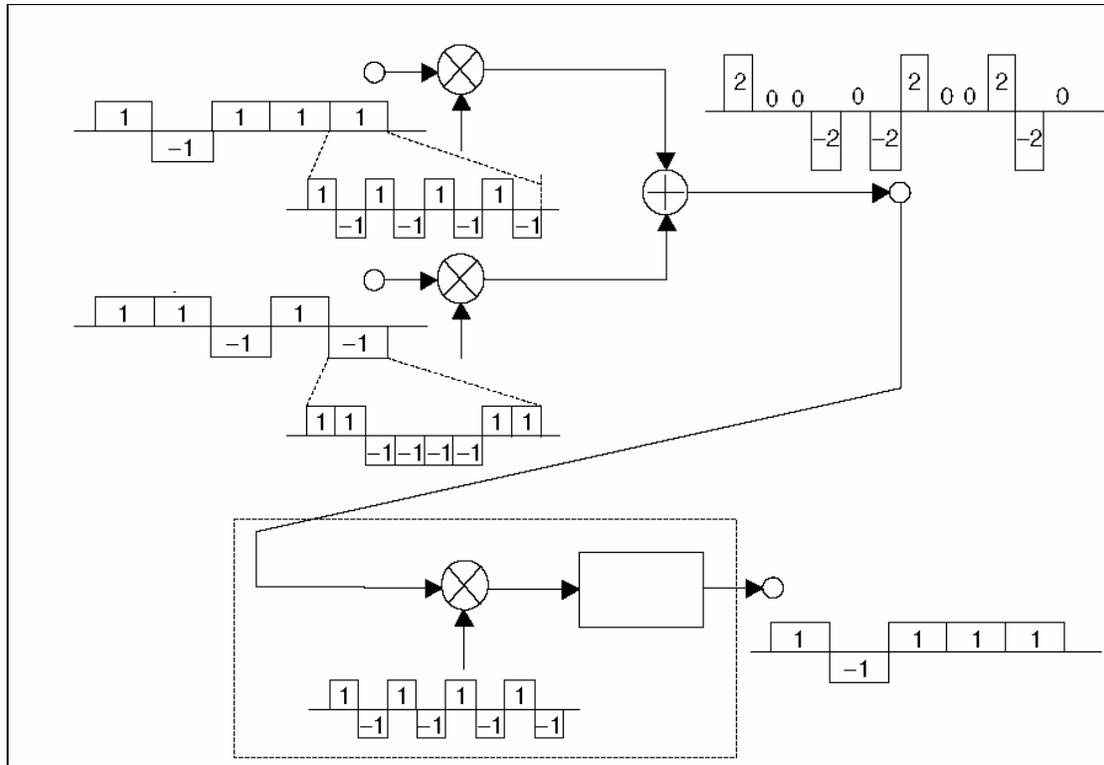


Figura 2.3 – Composição do código de espalhamento

O exemplo da figura 2.3 ilustra a forma com a qual um bit de período T_b é espalhado através de um código baseado em um período de *chip* (T_c), onde $T_c \ll T_b$ (neste caso, $T_b = 8 \cdot T_c$)

A seqüência ilustrada no canal (soma dos 2 usuários) foi formada com a seguinte combinação :

$$C1 = \{1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1\}$$

$$C2 = \{1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1\}$$

$$S[\text{bit de informação } 1] = C1[1] + C2[1] = \{2, 0, 0, -2, 0, -2, 2, 0\}$$

Uma vez que a informação seja recebida, é iniciado o processo de reconstrução da informação original através de 2 passos : decodificação e integração (conforme veremos à seguir).

Para que seja feita uma abordagem um pouco mais formal, denotaremos algumas convenções.

Sejam $d_k(t)$ e $c_k(t)$ os dados do usuário e a sequência codificadora respectivamente, faremos a aproximação dos mesmos como:

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_k(i) u \left[\frac{t}{T_s} - i \right] \quad (2.1)$$

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} e^{j\Phi_k(i)} u \left[\frac{t}{T_s} - i \right] \quad (2.2)$$

$$c_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p(i) u \left[\frac{t}{T_c} - i \right] \quad (2.3)$$

Nas equações acima, T_s e T_c representam respectivamente as durações tanto do símbolo (informação útil) quanto do *chip* (código espalhador), onde pode-se ver que o fator de espalhamento (*spreading factor*) pode ser representado por $SF = T_s/T_c$ (para $t > 0$). A função $u(t)$ é o degrau unitário.

Paralelamente $p_k(i)$ é um código de espalhamento onde $\text{MOD}[p_k(i)] = 1$, enquanto $b_k(i)$ é referente à sequência de “dados” da informação do código. Assumindo que será feita modulação QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), a fase de modulação será uma dentre o universo abaixo:

$$\phi(i) \in \left\{ k \cdot \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}; k = 0,1,2,3 \right\} \quad (2.4)$$

Num ambiente de telecomunicações baseado em rádio propagação, é bastante comum considerarmos a existência de multipercursos entre TX (transmissor) e RX (receptor), que são devidos geralmente reflexões no canal de comunicação. De forma mais efetiva, podemos concluir que existe a formação de um cenário onde a composição de ondas é de natureza randômica (efeito denominado *fading* - desvanecimento).

Se considerarmos ainda que cada “raio” entre TX e RX interage de forma independente com o meio (atenuações e atrasos diferentes) podemos concluir que dependendo da frequência que consideramos, haverá um comportamento não-homogêneo do canal com relação às frequências, o que levará a uma perda de propagação também de caráter variável em função da frequência.

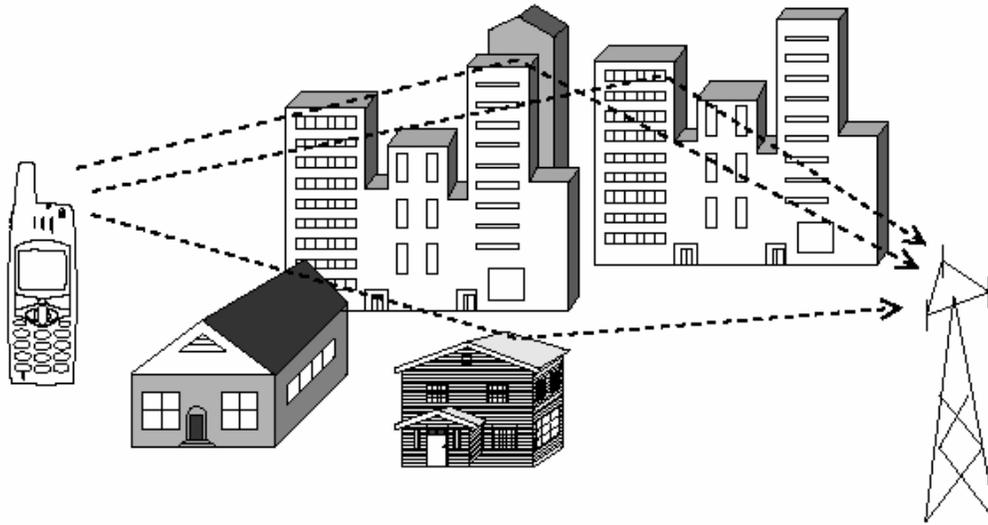


Figura 2.4 - Ilustração de ocorrência de multipercursos para 1 usuário

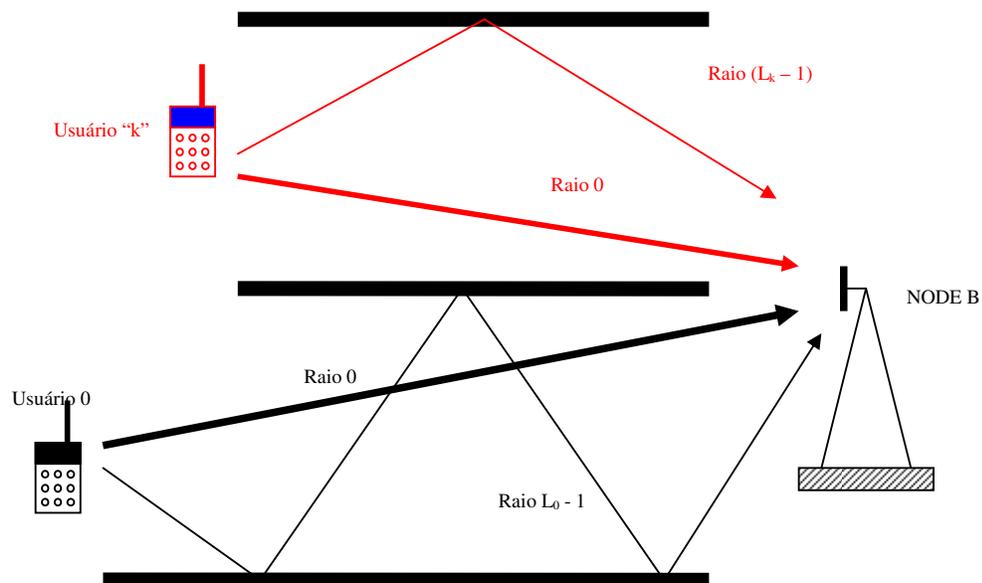


Figura 2.5 – Ilustração de ocorrência de multipercursos

O sinal recebido pode ser então modelado em função do número simultâneo de usuários no UL e no diferente número de “raios” provenientes de cada interferente:

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{2S_k} \sum_{l=0}^{L_k-1} \langle \xi_{k,l}(t) c_k(t - \tau_{k,l}) + \omega(t) \rangle \quad (2.5)$$

Onde:

S_k : potência de TX do usuário k

$\xi_{k,l}$: ganho complexo do canal (*fading complex envelope*) para os multipercursos referentes aos “raios” do usuário k

$\tau_{k,l}$: atraso do canal para os multipercursos referentes aos “raios” do usuário k

$$e \ c_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_s} - i\right)$$

A variável $\omega(t)$ representa a parcela gaussiana do ruído com densidade de $N_0/2$. Para ao “raio” $l=0$ do usuário $k=0$, o sinal pode ser representado por um resultado de sua convolução com um filtro casado ao código gerador. Para efeito de simplificação, assumiremos que

$$0 \leq \tau_{0,0} \leq \tau_{k,l} (k \neq 0, l \neq 0) \leq T_s \quad (2.6)$$

A decodificação do símbolo “m” no raio direto do usuário 0 pode então ser representada pela equação :

$$Z_{0,0}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_a^b r(t) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \quad (2.7)$$

que pode ser decomposta em

$$Z_{k,l}(t) = \alpha(t) + \beta(t) + \varphi(t) + \varepsilon(t) \quad (2.8)$$

Onde :

$$\alpha(t) = \sqrt{2S_0} \cdot \zeta_{0,0}(m)b_0(m) \quad (2.9)$$

que é o termo correspondente à informação original.

$$\beta(t) = \sqrt{\frac{2S_0}{T_s}} \cdot \sum_{l=1}^{L_0-1} [A + B] \quad (2.10)$$

que é o termo correspondente às interferências obtidas por multipercursos do mesmo usuário.

$$\varphi(t) = \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{\frac{2S_k}{T_s}} \sum_{l=0}^{L_k-1} [X + Y] \quad (2.11)$$

$$X = \zeta_{k,l}(m-1)b_k(m-1) \cdot \int_g^h \Gamma(t, \tau) dt$$

$$Y = \zeta_{k,l}(m)b_k(m) \cdot \int_i^j \Delta(t, \tau) dt$$

$$g = mT_s + \tau_{0,0}$$

$$h = mT_s + \tau_{k,l}$$

$$i = mT_s + \tau_{k,l}$$

$$j = (m+1)T_s + \tau_{0,0}$$

que é o termo correspondente às interferências obtidas por múltiplos acessos (MAI), e

$$\varepsilon(t) = \frac{1}{T_s} \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} \omega(t) \cdot c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \quad (2.12)$$

que é o termo correspondente à adição do ruído gaussiano do canal.

Em um ambiente sujeito a desvanecimento por multipercursos é geralmente difícil prevenir a interferência proveniente de outros usuários, ou seja, deve-se investir bastante na tentativa de obtenção de códigos perfeitamente ortogonais, mesmo quando considerarmos as diferentes interações dos “raios” provenientes dos diversos usuários da rede. Quando não há sincronismo entre os acessos, esta particularidade fica ainda mais difícil de ser atendida.

Como pode-se ver na expressão 2.8, a decodificação da informação passa a ser fortemente dependente do nível de interferência por multipercursos e pelos demais acessos provenientes dos usuários da rede .

Quanto mais usuários tentarem utilizar a mesma portadora, maior será a interferência (denotada pelo segundo termo). A maior interferência aceitável do ponto de vista da rede será dada pela relação Sinal/Interferência (SIR) que é relativa ao pior desempenho de BER (*bit error rate*, taxa de erro de bit) ou BLER (*block error rate*, taxa de erro de bloco) definidos.

Conclusivamente, pode-se perceber que o número máximo de usuários que uma portadora WCDMA pode suportar depende, basicamente, do ambiente de RF (rádio-frequência) e das características do canal móvel daquele cenário.

2.2.Códigos de canalização e “embaralhamento”

Conforme mencionado no capítulo anterior, o espalhamento do sinal original sobre os canais físicos é feito em duas etapas distintas:

a) Canalização: Códigos de canalização transformam um bit de informação em vários *chips*. O número de *chips* gasto para cada bit da informação original é denominado *Spreading_Factor (SF)*.

b) Scrambling (“Embaralhamento”) : Durante o processo de *scrambling* um código complexo (parte real para o ramo I e imaginária para o ramo Q) é aplicado ao sinal já espalhado pelo código de canalização. Este código é utilizado para identificar o UE originador no UL e a célula no DL.

Como estes códigos variam com muita frequência entre 1 e -1, pode-se intuir que eles sejam responsáveis pelo aumento de demanda de banda. Os códigos de canalização fazem o espalhamento para a taxa de 3,84Mcps, porém não são responsáveis pelo aumento da banda proporcionalmente para 3.84MHz. Uma taxa de *chip* de 3,84Mcps somente levaria a uma banda de 3,84MHz se houvesse uma alternância de sinal entre todos os *chips* da sequência, o que não é necessariamente verdade.

2.2.1. Códigos de canalização

Códigos OVSF (Códigos ortogonais com fator de espalhamento variável, *Orthogonal Variable Spreading Factor*) são utilizados como códigos adequadores para canal, o que garante viabilidade de acesso aos móveis utilizando a mesma portadora de RF (frequência).

Estes códigos de canalização possuem comprimento variável e, por isso, podem oferecer SFs variáveis entre 4 e 256. Neste sentido, pode-se induzir que é viável a implementação de canais com taxa variável, de acordo com o SF adotado.

Os códigos da família OVSF são mutuamente ortogonais, desde que sua recepção seja sincronizada. Como a sincronização dos móveis no UL (enlace reverso, *uplink*) não é possível, estes códigos acabam não sendo perfeitamente ortogonais na prática.

Para o DL, caso o canal de propagação fosse ideal, existiria condição de perfeita ortogonalidade. Mas, uma vez que também o canal de DL (enlace direto, *downlink*) não é perfeito, a existência de multipercursos acaba induzindo à espúrios de não-ortogonalidade.

A figura seguinte mostra a composição de uma árvore de código OVSF, que é obtida através da regra ($C_{NEW,UPPER_BRANCH} = + C_{old} + C_{old}$) E ($C_{NEW,LOWER_BRANCH} = + C_{old} - C_{old}$):

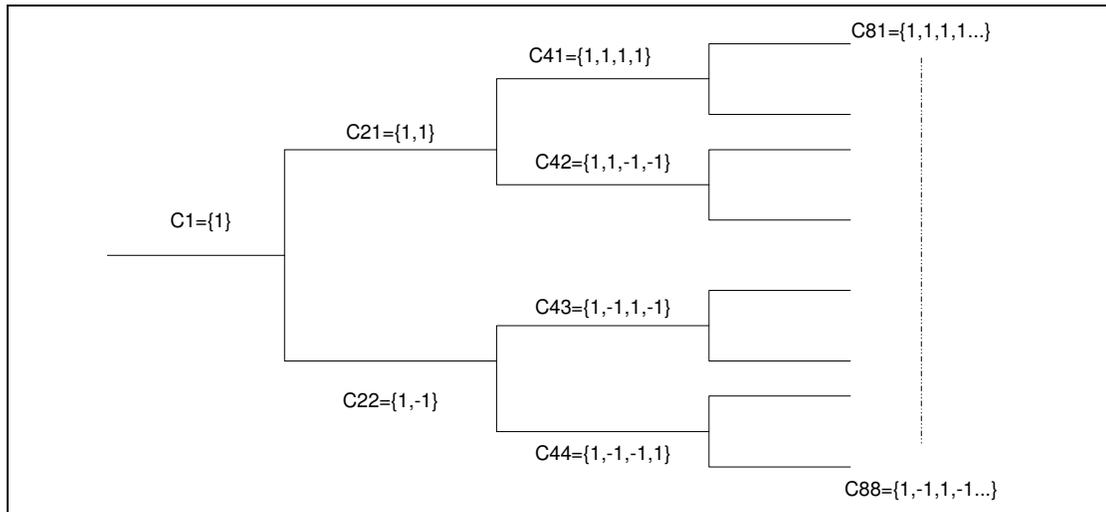


Figura 2.6 – Árvore de Códigos para o código OVSF

A árvore de códigos define o comprimento de código necessário a cada SF. Os usuários de serviços que demandam altas taxas acabam sendo relacionados com códigos mais curtos e, conseqüentemente, SF menores.

Para os códigos denominados $C[M \times N]$, M é o SF e N o número do código dentro do universo de codificação

O UE pode utilizar um determinado código (que for a ele designado pelo sistema) desde que abaixo dele na árvore não exista nenhum usuário. Os códigos de SF maior são “pais” de todos os códigos dele derivados e, portanto, a condição de ortogonalidade não se respeita entre os mesmos. Exemplo:

- $C22 \perp C21$
- $C41 \perp C42 \perp C43 \perp C44$
- $C44$ é derivado de $C22$, portanto: $C44 \text{ not}(\perp) C22$

2.2.2. Códigos de embaralhamento

Para o embaralhamento, existe a opção entre códigos curtos e longos. Os códigos dito “curtos” são utilizados nos casos onde o *NodeB* (estação rádio-base no 3G) seja capaz de realizar detecção multiusuário para efeito de alívio do esforço computacional na composição das matrizes de correlação.

O código curto é um código composto complexo $C' = C_1 + j C_Q$, onde C_1 e C_Q são dois códigos diferentes derivados dos *Extended_Very_Large_Kasami* de comprimento 256. Os códigos longos são constituídos de segmentos de 10ms (= 38400 *chips*) baseados em um conjunto de seqüências *Gold* com período $2^{41} - 1$.

A figura 2.7 ilustra um esquema visando ilustrar melhor o mencionado acima:

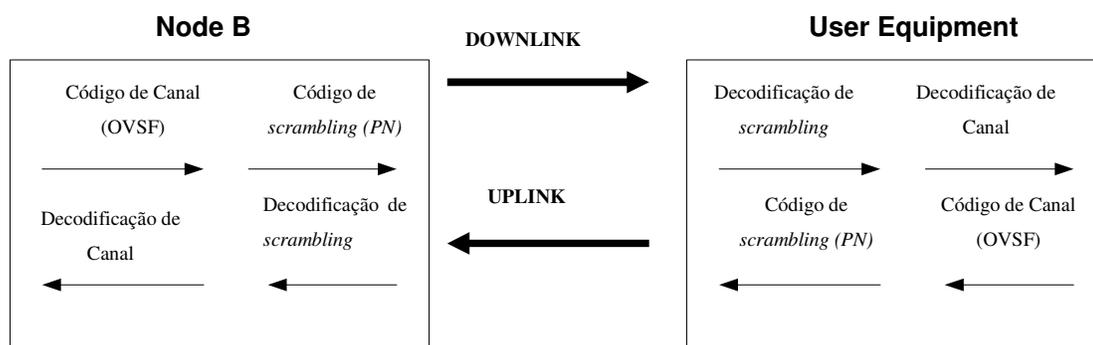


Figura 2.7 – Esquemas de Codificação

1. Como os códigos são sincronizados com o *NodeB*, códigos ortogonais são utilizados para prover baixa correlação.
2. Para prover uma pequena correlação para códigos não-sincronizados, PNs (códigos pseudo-aleatórios, *pseudo-noise*) são utilizados para o DL.
3. Como não há sincronismo no UL, os códigos OVSF são utilizados pois suportam facilmente alteração de taxa (com diferentes comprimentos). Não há sincronismo, portanto, não há compromisso com ortogonalidade perfeita.
4. Para prover uma pequena correlação cruzada entre códigos não-sincronizados, PNs são utilizados para *scrambling*.

2.3. Aplicação do WCDMA a sistemas celulares

As seguintes características inerentes aos sistemas de acesso baseados em WCDMA devem ser consideradas quando da avaliação de sua implementação em sistemas celulares:

2.3.1. Controle de potência no enlace reverso

Em sistemas de acesso WCDMA, múltiplos usuários tentam a todo tempo se comunicar com a estação rádio-base (*NodeB* - *NB*) utilizando a mesma banda de frequência. Logicamente, percebe-se então que a estação “escuta” simultaneamente várias tentativas de acesso. Se todos os usuários tentassem transmitir com a mesma potência, o receptor escutaria os acessos dos usuários mais próximos ao passo que esse sinal significaria uma interferência muito alta aos sinais provenientes de usuários distantes.

Para que esse problema (conhecido como *near-far*) não ocorra, é necessário que todos os UEs na rede transmitam com a potência mínima necessária para sensibilizar o receptor respeitando a condição de SIR (relação sinal-interferência) mínima demandada. Desta forma, usuários mais distantes podem transmitir com maior potência enquanto os mais próximos podem transmitir com menor potência. Este procedimento, denominado controle de potência, garante que todos os usuários sejam escutados pelo NB em teórica igualdade de condições, assim como que o patamar de ruído fixo da rede adicionado pelos diversos usuários seja o mínimo possível (o que vem também a melhorar o desempenho global, uma vez que o E_c/I_0 * médio passa a ser menor).

A figura 2.8 ilustra a interdependência dos processos necessários ao funcionamento do controle dinâmico de potência em UL :

Obs.: E_c/I_0 é equivalente à taxa de erro prevista nos sistema CDMA e significa a razão entre a Energia_por_chip e o ruído em banda. Como ruído “in_band” entende-se todo e qualquer ruído (térmico e interferência por múltiplos acessos).

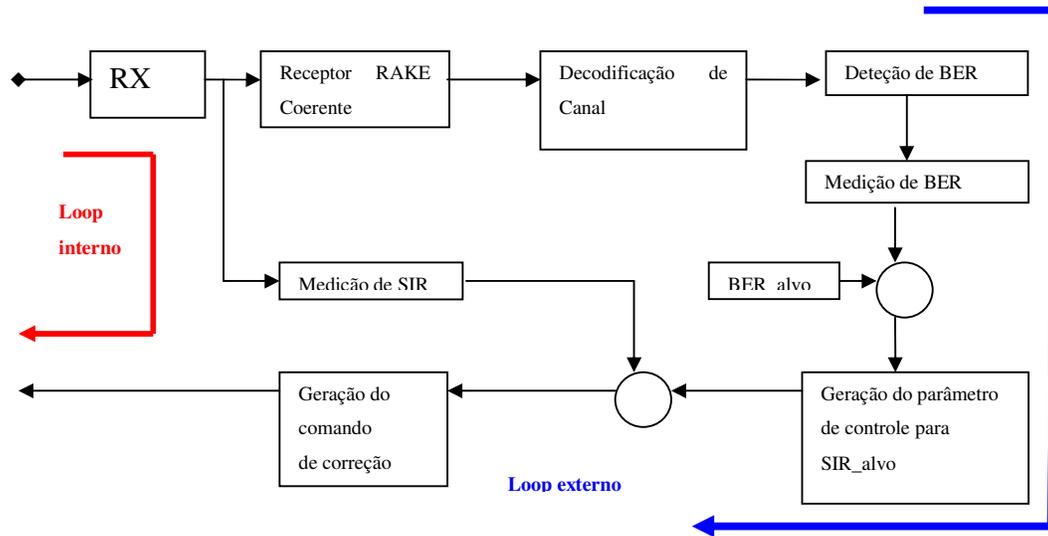


Figura 2.8 – Mecanismos de controle de potência

O Loop externo (*Outer_Loop*) se refere à geração do melhor limiar, enquanto o interno (*Inner_Loop*) trata da comparação do SIR medido com o referencial (*trigger*) e consequente envio dos *Power_Correction_Commands*.

Á composição entre *Loops* externo e interno denomina-se Loop_Fechado (*Closed_Loop*).

Segue abaixo, na figura 2.9, uma ilustração do escopo de cada etapa do controle de potência:

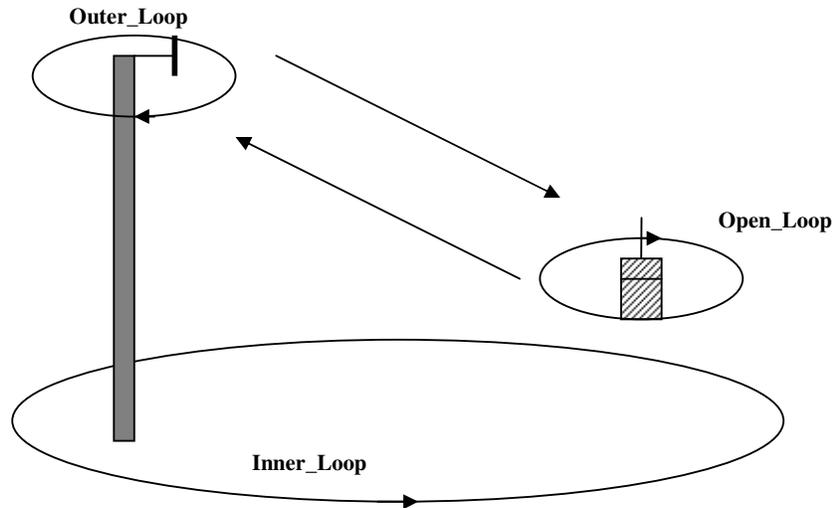


Figura 2.9 - Mecanismos de controle de potência em UL

O controle de potência de Loop Aberto (*Open_Loop*) é particularmente importante para canais físicos que suportam canais de transporte comuns. Na definição TS 25.214 V3.3.0 trata-se do UL_PRACH. Este canal é utilizado no UL pela estação móvel para estabelecimento de conexão, com o envio de pequenas rajadas de dados.

O Loop Aberto consiste na definição da potência inicial de transmissão através das perdas de canal medidas. No BCCH (canal de controle do GSM), o NB indica a potência de transmissão do canal PCCPCH (assim como a SIR requerida). Através da medição da potência recebida o UE consegue estimar a perda introduzida pelo canal (incluindo os termos de *fading*).

Desta forma, uma vez sabendo qual a perda estimada do canal, o nível de interferência do UL e a SIR requerida pelo NB, o UE faz sua primeira transmissão baseado no cálculo de enlace (*link budget*) que fornece a potência mínima requerida para que o acesso seja obtido com sucesso.

2.3.2.Planejamento de freqüências

Não há necessidade de planejamento de freqüências – a utilização da banda é feita em critério “1x1”-onde há reutilização de todas as freqüências do espectro.

Nos sistema WCDMA todos os usuários podem compartilhar a mesma banda, uma vez que a diferenciação se dá em nível de codificação (e não de alocação de freqüência)

2.3.3.Recepção de multipercursos

Há a necessidade de um receptor RAKE que consiga dissociar bem sinais provenientes de multipercursos

Em WCDMA os dados de informação são transmitidos codificados sobre uma base de código espalhador de alta-taxa. Este fato faz com que pequenas diferenças de percurso já sejam suficientes para defasar o sinal direto dos refletidos em mais de um *chip*.

Se tomarmos como um exemplo a duração básica de um *chip* (260.4 ns) e a velocidade de propagação da luz no vácuo (3E8), podemos ver que uma diferença espacial de 78m equivale a uma defasagem de um *chip*.

Os sinais direto e provenientes dos multipercursos devem ser recombinados “sincronizados e em fase” para que haja recepção coerente e de boa qualidade.

Uma grande vantagem que o receptor RAKE traz ao sistema WCDMA é a capacidade de adaptação ao canal de propagação através de ajuste dinâmico dos atrasos de multipercurso considerados nos ramos. Desta forma, pode-se inclusive, conseguir um “reforço” do sinal de alta correlação recebido através da sua composição com seus multipercursos que tenham sido integrados após batimento de freqüência. Esta característica em particular faz o WCDMA ser bastante indicado para ambientes urbanos densos, onde o grande número de multipercursos recebido é inerente.

O Número de ramos (*Rake Fingers*) não é definido pela norma e, desta forma, é definido por cada fabricante de acordo com a aplicação desejada.

A figura 2.10 ilustra um exemplo onde é possível ver a recepção do sinal em banda de RF, sua translação para a banda de filtragem, e a conseguinte integração para que o resultado final, que é composto por componentes de baixa e alta correlação, viabilize a subsequente recomposição da informação original:

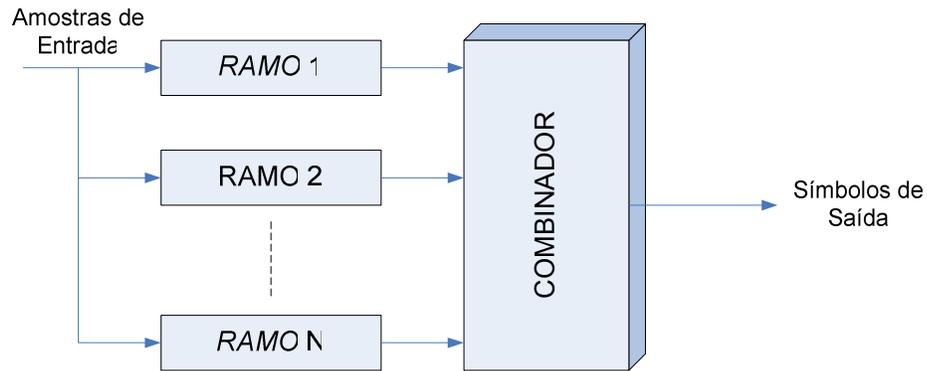


Figura 2.10 - Exemplo de receptor RAKE

2.3.4. Implementação de taxas de dados variáveis

Assumindo que a banda do sinal espalhador se mantenha constante (*chip_rate*) pode-se concluir que a taxa de informação pode ser inversamente proporcional ao fator de espalhamento (SF). Desta forma, induz-se que é possível a variação da adaptação da codificação à taxa de informação através de adoção de diferentes SFs.

No caso do WCDMA, considera-se SFs variando de 4 a 512.

2.3.5. Soft handoff

Uma vez que a banda de operação seja única, pode-se intuir que seja relativamente simples a implementação de um processo de HO (*handover*) onde o UE se comunique com mais de uma célula simultaneamente. A este processo denominamos *Soft_HO*. Contudo, deve ser feita diferenciação com relação ao *Softer_HO*, que se refere ao HO entre setores do mesmo *site* (estação).

Esta particularidade possibilita a execução de um HO com uma transição mais “suave” e maior probabilidade de sucesso (e menor impacto) para o usuário.