



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES - DECOM

Dissertação de Mestrado

Comparação do Desempenho de Técnicas CDMA para Comunicações sem Fio em Ambientes Interiores

Por

Cláudio Watanabe

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora :

Prof. Dr. Jaime Portugheis (Orientador) - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. César Kyn D 'Ávila - USF-SP

Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Renato Baldini Filho - FEEC/UNICAMP

Campinas, Julho de 2000.

Resumo

Este trabalho apresenta uma comparação de desempenho entre quatro técnicas de acesso múltiplo por divisão em código : uma técnica por salto em frequência e três técnicas multiportadoras. Para uma das técnicas multiportadora, um novo modelo de análise do desempenho foi proposto. Os desempenhos foram obtidos para um canal de ambiente interior com desvanecimento Rayleigh através de simulação computacional. Os resultados de simulação mostraram um desempenho superior da técnica por salto em frequência.

Abstract

This work shows a performance comparison among four code division multiple access techniques : a frequency hopping technique scheme and three multicarrier shemes. A new performance analysis model has been proposed for one of the multicarrier techniques. Performance was evaluated for indoor wireless radio channel with Rayleigh fading by computer simulation. Simulation results has shown superior performance for the frequency hopping technique.

À Deus acima de tudo,
aos meus pais, Joshihal e Massacó,
e meus antepassados sem os quais esta
dissertação não existiria.

Não basta ensinar ao homem uma especialidade, porque se tornará assim uma máquina utilizável, mas não uma personalidade. É necessário que adquira um sentimento, um senso prático daquilo que vale a pena ser empreendido, daquilo que é belo, do que é moralmente correto. A não ser assim, ele se assemelhará, com seus conhecimentos profissionais, mais a um cão ensinado do que a uma criatura harmoniosamente desenvolvida. Deve aprender a compreender as motivações dos homens, suas quimeras e suas angústias, para determinar com exatidão seu lugar preciso em relação a seus próximos e à comunidade.

Albert Einstein

Agradecimentos

Agradeço a todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para a realização desta dissertação de Mestrado.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Jaime Portugheis pela excelente orientação e paciência nesses anos de trabalho em conjunto.

Aos meus pais pelo investimento realizado e apoio irrestrito e espero que tenha correspondido às expectativas. Agradeço de coração a confiança depositada.

À minha namorada, Penélope Camilher Machado Brandão, pelo incentivo e pela compreensão dos momentos que não pudemos passar juntos para me dedicar aos estudos.

Aos colegas de república pelos momentos compartilhados.

Aos amigos da FEEC e da Unicamp por proporcionarem um ambiente de trabalho descontraído e produtivo.

Em especial Ruyther e Bruno pela amizade e companhia nesses anos juntos.

À CAPES, CNPQ e principalmente à FAPESP (Projeto 98/05025-0) pelo apoio financeiro.

E não poderia deixar de faltar o agradecimento à Universidade Estadual de Campinas e à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação pela oportunidade oferecida.

Capítulo 1

Introdução

Existe hoje uma demanda crescente por sistemas de comunicações sem fio eficientes. Tal demanda só poderá ser suprida com inovações tecnológicas. Estas inovações devem ser capazes de permitir o compartilhamento do espectro de frequências, um recurso cada vez mais escasso. O desenvolvimento de avançados sistemas de processamento de sinais assim como a sua efetiva miniaturização permitem hoje uma gama de equipamentos que podem ser desenvolvidos e manufaturados com um custo relativamente baixo. Vários sistemas que antes foram considerados inapropriados para uma implementação prática, hoje estão nas prateleiras das lojas, ou são até mesmo vendidos em supermercados (Por exemplo : telefones celulares CDMA).

Um sistema de comunicação sem fio de particular interesse é aquele utilizado em ambientes interiores. O uso crescente das redes de computadores dentro das empresas e o crescimento exponencial de usuários da internet alavancam a demanda por sistemas de redes sem fio. Os benefícios alcançados por meio do compartilhamento de informações e recursos pelas redes de computadores provaram estas serem imprescindíveis para uma empresa eficiente. Com as redes sem fio é possível o acesso a esses recursos sem a necessidade de um local fixo para conexão, além da possibilidade de se instalar ou aumentar redes sem a necessidade de instalar ou mover fios. Elas permitem ainda o acesso a esses recursos em locais antes totalmente impróprios, como nas linhas de montagem de fábricas ou em hospitais. Diversas empresas podem beneficiar-se com o uso de redes sem fio, dentre elas, atacadistas, fábricas,

lojas de departamento, hospitais, transportes, jornais etc.

O interesse nos sistemas de comunicação em ambiente interior foi tal que o IEEE (do inglês : *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) americano designou uma comissão para criar um padrão para redes locais sem fio. O objetivo desse padrão é resolver o problema de compatibilidade entre os diferentes fabricantes. Esse padrão é denominado IEEE 802.11 que é equivalente ao padrão IEEE 802.3 estabelecido para redes Ethernet. Neste padrão IEEE 802.11 foram definidos três tipos de acesso : Infravermelho Difuso (do inglês : *Diffused Infra-Red* - DFIR), Espalhamento Espectral por Sequência Direta (do inglês : *Direct Sequence Spread Spectrum* - DSSS) e Espalhamento Espectral por Salto em Frequência (do inglês : *Frequency Hopping Spread Spectrum* - FHSS) [Feh95, 426-430].

Um sistema sem fio proporciona as seguintes vantagens sobre as redes tradicionais cabeadas :

- **mobilidade** - pode-se ter acesso às informações em tempo real em qualquer parte da empresa e em situações onde uma rede tradicional não alcança.

instalação rápida - a instalação de uma nova estação de trabalho é simples e rápida e elimina a necessidade de passar cabos por paredes e telhados.

flexibilidade - permite a instalação em locais onde não é possível passar cabos além da possibilidade de adição, eliminação ou mudança de localização de um usuário, sem provocar perturbações ao sistema.

redução de custos - apesar do custo inicial maior, o custo final de instalação e reconfiguração podem ser bem menores para locais que ocorrem mudanças freqüentes na topologia da rede.

escalabilidade - as redes sem fio podem ser facilmente configuradas em diferentes topologias de acordo com a demanda. Podem ser facilmente reconfiguradas de redes ponto a ponto a redes ponto-multiponto que permitem o acesso em qualquer parte da empresa.

Entretanto, o ambiente interior gera uma grande degradação dos sinais devido ao mul-

tipercurso, não somente pelos obstáculos usuais como pelo movimento das pessoas neste ambiente. O fato do equipamento ser portátil impõe restrições quanto ao tamanho, à sua potência e à disponibilidade de energia. Devido à limitação de energia dos equipamentos devido ao uso de baterias e às transmissões se situarem em frequências de microondas, o simples aumento de potência não é uma solução aceitável pois poderia-se causar dano à saúde dos usuários. Faz-se necessário então estudar técnicas de acesso múltiplo e esquemas de modulação e codificação que combatam as degradações do canal multipercurso.

A capacidade dos sistemas de acessos com divisão por frequência (do inglês : *Frequency Division Multiple Access* - FDMA) e com divisão por tempo (do inglês : *Time Division Multiple Access* - TDMA) são limitados por largura de faixa, logo, para conseguirmos um aumento da capacidade do sistema só é possível com o aumento do número de frequências ou intervalos de tempo (do inglês : *time slots*) disponíveis. Ao contrário destes, o sistema com divisão por código (do inglês : *Code Division Multiple Access* - CDMA) é limitado por interferência, ou seja, a redução da quantidade de interferência no sistema reflete em um aumento no número de usuários permitidos no sistema. Em geral a capacidade é definida como o número de usuários permitidos para uma dada relação sinal-ruído (RSR).

Nos sistemas FDMA ou TDMA cada faixa de frequência ou intervalo de tempo é alocado para um usuário único, respectivamente. Durante o uso, somente aquele determinado usuário pode utilizar aquela faixa de frequência ou intervalo de tempo. Desta maneira, mesmo quando o usuário não esteja transmitindo informação aquele determinado canal não poderá ser utilizado por outro usuário do sistema. Em geral, para aumentar a capacidade do sistema são necessárias técnicas de alocação de canal como divisão por células, setorização e o uso de microcélulas.

Já no sistema CDMA todos os usuários transmitem na mesma faixa de frequência e no mesmo intervalo de tempo. Durante o uso, caso o usuário não esteja transmitindo informação, o equipamento pode desligar ou pelo menos reduzir sua potência nestes instantes de forma a reduzir a interferência no sistema. Na prática o sistema apenas reduz a taxa do codificador de voz (do inglês : *voice coder* - *vocoder*). Logo, uma das grandes vantagens dos sistemas

CDMA para telefonia celular é a possibilidade de uso do fator de atividade de voz, que em geral fica entre 35 e 50%.

Para um sistema de redes sem fio no entanto já não podemos confiar no fator de atividade de voz. No entanto, dependendo do uso que se faça da rede, pode-se utilizar um fator de atividade que pode exceder 50% caso o mesmo seja utilizado somente para navegação na internet por exemplo. O tráfego de páginas *web* é realizado em surtos e não a uma taxa constante. Mas, em geral, é necessário manter o fator de atividade próximo de 1 (100%) no cálculo da capacidade uma vez que o tráfego só poderá ser dimensionado de acordo com o uso do cliente.

Em [Pra97] é analisado o desempenho de diversas técnicas multiportadoras em um canal *Rayleigh* para um enlace síncrono direto (do inglês : *downlink*). O trabalho aqui apresentado por sua vez analisa o desempenho das técnicas multiportadoras para um enlace reverso (do inglês : *uplink*). Este enlace é, em geral, assíncrono e mais suscetível à interferência multi-usuário, uma vez que cada usuário encontra-se a uma distância diferente da estação rádio-base.

Para a técnica FH-CDMA assim como para a técnica MC-CDMA (do inglês : *MultiCarrier-CDMA*) considera-se que há sincronismo de chip entre os usuários simultaneamente ativos. Para as demais técnicas não se considera sincronismo de chip. Assim, foi necessário um cálculo detalhado e relativamente mais complicado resultando num estudo da correlação entre as seqüências pseudo-aleatórias de espalhamento. Para todas as técnicas é assumido um perfeito sincronismo de chip com o usuário de referência uma vez que sem tal premissa não é possível a recuperação do sinal do usuário já que a autocorrelação dos códigos de espalhamento não a permitiria.

A avaliação do desempenho de uma técnica de modulação digital geralmente é feita em termos de sua eficiência de potência e de sua eficiência de largura de faixa (ou eficiência espectral). Geralmente para se aumentar a imunidade ao ruído de um sistema de comunicação digital é necessário um aumento do nível de potência para obter-se uma probabilidade de erro aceitável. A eficiência de potência descreve a habilidade da técnica de modulação em

manter uma baixa potência de transmissão para um determinado nível de ruído sem alterar a probabilidade de erro na recepção. Na maioria das vezes essa eficiência de potência é expressa pela relação sinal ruído E_b/N_0 , ou seja, a relação entre a energia de bit (E_b) na entrada do circuito de decisão e a densidade espectral de potência do ruído branco (N_0) para uma dada probabilidade de erro de bit (P_b) fixa. Caso o esquema de modulação seja codificado é necessário converter E_s/N_0 para E_b/N_0 através da relação

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{R} \frac{E_s}{N_0},$$

onde R é a taxa de bits de informação e E_s é a energia média de símbolo de canal.

Já a eficiência espectral refere-se à habilidade que a técnica de modulação possui de manter a maior taxa de bits possível dentro de uma largura de faixa limitada. Como o aumento na taxa de bits de informação em geral implica numa redução proporcional na largura do pulso transmitido, aumentando-se assim a largura de faixa, é necessário esquemas de modulação que consigam aumentar a taxa de bits de informação sem o conseqüente aumento da largura de faixa. Para um transmissor cuja taxa de bits de informação é R bps, e W é a largura de faixa ocupada pelo sinal em Hz , a eficiência espectral é dada por R/W bps/Hz.

Para um canal com ruído aditivo gaussiano branco existe um limitante superior para R/W . Esse limitante é dado pelo Teorema de Shannon [Pro95, p. 14] que afirma que para uma dada probabilidade de erro arbitrária, a máxima eficiência espectral possível é limitada pela potência do ruído branco no canal e é dada pela fórmula :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{E_b}{N_0} \right). \quad (1.1)$$

Ou seja, para uma dada relação sinal ruído E_b/N_0 e uma faixa W , C é a máxima taxa de bits de informação possível de transmissão em um canal com ruído aditivo gaussiano branco (do inglês : *Additive White Gaussian Noise* - *AWGN*).

Para cada uma das técnicas de acesso múltiplo estudadas neste trabalho foram geradas as variáveis de decisão do receptor. Para todas estas técnicas, a componente de interferência

multi-usuário da variável de decisão foi considerada uma variável aleatória gaussiana de média nula cuja variância é uma função dos parâmetros do sistema correspondente à técnica considerada. Tal aproximação das variáveis de decisão por variáveis gaussianas não compromete a comparação entre técnicas de acesso múltiplo baseando-se no Teorema do Limite Central. A probabilidade de erro de bit (P_b) será então estimada pela frequência relativa dos erros na parte de informação.

O desempenho das diferentes técnicas CDMA são comparadas de acordo com parâmetros específicos de um sistema de comunicação sem fio em ambientes interiores, tais como, largura de faixa disponível, taxa de transmissão e potência de transmissão. Ou seja, para uma eficiência de potência e mesma eficiência espectral fixas. O desempenho comparado é basicamente a probabilidade de erro versus número de usuários ativos simultaneamente para uma dada relação sinal-ruído. A análise deste desempenho foi obtida através de simulações computacionais. Para fins de comparação os códigos de espalhamento assim como as seqüências de dados enviadas pelos usuários são considerados aleatórios e com símbolos equiprováveis. Conseguimos assim uma probabilidade de erro média das diferentes técnicas.

Conteúdo dos próximos capítulos :

O capítulo 2 apresenta conceitos teóricos básicos de sistemas com espalhamento espectral, assim como um estudo das seqüências pseudo-aleatórias utilizadas para o espalhamento. São apresentadas também as seqüências mais utilizadas nos sistemas práticos. Em seguida, é realizada uma análise de desempenho de um sistema DS-CDMA em um canal AWGN pois será de fundamental importância no cálculo do desempenho de algumas das técnicas estudadas posteriormente.

O capítulo 3 apresenta uma análise do desempenho de uma técnica FH-CDMA, onde os saltos em frequência são feitos a uma taxa maior que a taxa de símbolos da fonte de informação.

O capítulo 4 apresenta um estudo sobre diversas técnicas multportadoras. A primeira técnica é uma combinação de CDMA com OFDM (do inglês : *Orthogonal Frequency Division Multiplex*). A segunda é uma combinação de DS-CDMA com OFDM. E a terceira é uma

técnica com multiportadora onde há uma sobreposição quase total das subportadoras.

O capítulo 5 apresenta os resultados de simulação, indicando como foram implementadas as simulações e simplificações. O algoritmo de simulação também é testado quanto à sua validade. No final do capítulo é feito uma comparação entre as diversas técnicas de modulação CDMA em um canal de ambiente interior.

O capítulo 6 é a conclusão do trabalho indicando problemas enfrentados na comparação, e mostra propostas para trabalhos futuros que poderiam ajudar a realizar uma melhor comparação dos sistemas ou realizar melhorias nas técnicas.

Como principais contribuições o trabalho apresenta uma comparação original dos diferentes técnicas CDMA utilizando parâmetros específicos do modelo do canal de ambiente interior em um enlace reverso através de simulações computacionais. Apresentamos também um novo modelo de análise da técnica MT-CDMA (do inglês : *Multi-Tone CDMA*) baseado no desempenho médio da correlação das seqüências pseudo-aleatórias.

Capítulo 2

Conceitos Básicos

2.1 Sistemas com Espalhamento Espectral

Um sistema de comunicação digital deve apresentar como características mais importantes :

- alta taxa de transmissão,
- baixa probabilidade de erro,
- alta eficiência espectral e
- baixa potência de transmissão.

No entanto, nem sempre é possível conciliar todas essas características, sendo necessário então que o projetista do sistema de comunicação opte pelas características que considere mais importantes para um determinado modelo de canal rádio e uma determinada aplicação. Os sistemas com espalhamento espectral fazem exatamente isso ; sacrificam a eficiência espectral em prol de uma baixa probabilidade de erro combatendo o desvanecimento e a interferência no canal de transmissão.

A definição de espalhamento espectral é baseada em dois fatores :

- o sinal espalhado deve ocupar uma largura de faixa de frequência muito maior que a mínima necessária para a transmissão da informação ;

- o sinal de informação é espalhado por uma sequência independente dos bits de informação, ou seja, a largura de faixa total do sistema é aproximadamente independente dos bits de informação.

Ou seja, para que o sistema seja considerado espalhado espectralmente, não basta que ocupe uma largura de faixa muito maior do que a taxa de transmissão da informação como comumente se imagina. Técnicas de modulação de faixa larga como o sistema MC-CDMA estudado neste trabalho ocupam um espectro muito maior que o necessário, mas não são espalhados espectralmente (o espectro ocupado é dependente da taxa de informação). Codificação de fonte também pode aumentar consideravelmente a largura de faixa da transmissão, mas também não é considerado um sistema espalhado espectralmente, uma vez que a codificação depende da estatística da informação, sendo assim dependente dos bits de informação.

Há diversas forma de se conseguir espalhamento espectral de acordo com a aplicação desejada [Yac93, p. 405],[Feh95, p. 286]. Entre elas :

- **seqüência direta** (do inglês *direct sequence*) - o sinal de informação é modulado uma segunda vez por um código cuja taxa é muito maior que a da informação ;

salto em freqüência (do inglês *frequency hopping*) - a portadora do sinal salta de uma freqüência para outra de acordo com o código de espalhamento, incluindo aí o *fast frequency hopping (FFH)* onde há vários saltos de freqüência na duração de um símbolo e o *slow frequency hopping (SFH)* onde são transmitidos vários bits em cada freqüência de salto ;

salto no tempo (do inglês *time hopping*) - o transmissor é ligado ou desligado de acordo com o código ;

chirp - a portadora é deslocada varrendo uma largura de faixa larga ;

híbridos - diversas combinações entre seqüência direta, salto em freqüência e salto no tempo.

As vantagens do espalhamento espectral [Feh95, p. 285] podem ser resumidas em :

- baixa probabilidade de interceptação do sinal ;

- resistência a interferência de forma impulsiva ou de faixa larga ;
- possibilidade de acesso múltiplo ;
- invisibilidade do sinal pela aparência de ruído branco ;
- degradação suave do desempenho com o aumento do número de usuários simultaneamente ativos ;
- medição de distância com alta resolução.

2.2 Seqüências Pseudo-Aleatórias

Todos os sistemas espalhados espectralmente dependem de seqüências pseudo-aleatórias (PN) para realizar o espalhamento espectral. Estas são definidas como seqüências periódicas de bits e com bits equiprováveis, ou seja, com igual probabilidade de -1 e 1, ou 0 e 1. Para ocupar o espectro espalhado de maneira uniforme, é necessário que o espectro de potência de uma dada seqüência tenha a aparência de um ruído branco gaussiano. Por isso, as seqüências pseudo-aleatórias podem ser chamadas de pseudo-ruídos (do inglês PN - *pseudo noise*) também. Os motivos destas seqüências serem chamadas de pseudo-aleatórias é que elas devem parecer aleatórias, ou pelo menos passar em todos os testes estatísticos de aleatoriedade mas não devem ser totalmente aleatórias pois assim não teríamos como recuperar o sinal no receptor sendo necessário utilizar seqüências conhecidas. Além disso, elas são periódicas e devem possuir um longo período, ou pelo menos, um período que seja compatível com a aplicação.

Elas também são necessárias para distinguir os diversos usuários do sistema utilizando simultaneamente a mesma faixa de transmissão em um esquema de múltiplo acesso, ou seja, múltiplo acesso com divisão por código (CDMA). Logo essas seqüências devem observar certas propriedades de correlação. Para distinguir os diversos usuários do sistema, as seqüências (ou códigos) devem ser escolhidas de modo a possuir uma baixa correlação cruzada para qualquer deslocamento de tempo entre seqüências τ . Desta forma, reduz-se a interferência cocanal. Idealmente, a interferência gerada por todos os usuários do sistema deveria ser nula

uma vez que procuramos seqüências cuja correlação é zero para qualquer valor de τ .

Definimos assim as seguintes funções de correlação [Pur77] :

- Função de Autocorrelação, $R_f(\tau)$, é definida pela integral :

$$R_f(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} c_f(t) c_f(t - \tau) dt \quad (2.1)$$

onde $c_f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k^{(f)} \text{rect}_{T_c}(t - k T_c)$ é a forma de onda da seqüência pseudo-aleatória,

sendo que $c_k^{(f)}$ é o k -ésimo bit da seqüência, $\text{rect}_T(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T; \\ 0, & \text{fora.} \end{cases}$, T_c é o

tempo de chip da seqüência e τ é o deslocamento relativo entre as duas formas de onda.

Esta função $R_f(\tau)$ é uma medida da similaridade do sinal $c_f(t)$ e uma réplica do mesmo deslocado τ segundos. Em geral, $R_f(\tau)$ é uma função triângulo com valores pequenos e com valor máximo para $\tau = 0$. Utiliza-se esta propriedade então para o sincronismo do receptor com o transmissor.

- Função de Autocorrelação Discreta e Periódica, ϕ_{ff} , é definida por :

$$\phi_{ff}(j) = \phi_f(j) = \sum_{k=0}^{C-1} c_k^{(f)} c_{k+j}^{(f)} \quad (2.2)$$

onde C é o período da seqüência pseudo-aleatória.

- Função de Correlação Cruzada, $R_{fg}(\tau)$, é definida pela integral :

$$R_{fg}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} c_f(t) c_g(t - \tau) dt \quad (2.3)$$

onde $c_g(t)$ é a forma de onda de uma seqüência pseudo-aleatória diferente de $c_f(t)$.

A correlação cruzada é a medida da similaridade entre o sinal $c_f(t)$ e o sinal $c_g(t)$ deslocado de τ segundos. Idealmente essa função é zero para qualquer valor de τ . Na prática porém elas possuem valores diferentes de zero. Procura-se então seqüências que possuam os menores valores possíveis de correlação cruzada.

- Funções de Correlação Cruzada Parcial Contínuas no tempo, $R_{fg}(\tau)$ e $\hat{R}_{fg}(\tau)$, são

definidas pelas integrais :

$$R_{fg}(\tau) = \int_0^\tau c_f(t) c_g(t - \tau) dt, \quad (2.4)$$

$$\widehat{R}_{fg}(\tau) = \int_\tau^T c_f(t) c_g(t - \tau) dt, \quad (2.5)$$

para $0 \leq \tau \leq T$.

– Função de Correlação Cruzada Discreta e Periódica, ϕ_{fg} , definida por :

$$\phi_{fg}(j) = \sum_{k=0}^{C-1} c_k^{(f)} c_{k+j}^{(g)}. \quad (2.6)$$

– Função de Correlação Cruzada e Aperiódica, $C_{fg}(k)$, é definida como :

$$C_{fg}(k) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{C-1-k} c_j^{(f)} c_{j+k}^{(g)}, & 0 \leq k \leq C-1, \\ \sum_{j=0}^{C-1+k} c_{j-k}^{(f)} c_j^{(g)}, & 1-C \leq k \leq 0, \\ 0 & |k| \geq C. \end{cases} \quad (2.7)$$

Quando $g = f$, temos :

– Função de Autocorrelação Aperiódica, $C_f(k)$.

Em [Bor79] são encontrados os momentos das funções de autocorrelação aperiódica para seqüências binárias aleatórias. São eles :

$$E \{C_f(k)\} = \begin{cases} 0, & k \neq 0; \\ C, & k = 0. \end{cases} \quad (2.8)$$

$$E \{C_f^2(k)\} = \begin{cases} C - |k|, & k \neq 0; \\ C^2, & k = 0. \end{cases} \quad (2.9)$$

$$E \{C_f(k) C_g(k)\} = \begin{cases} 0, & k \neq 0, f \neq g; \\ C^2, & k = 0. \end{cases} \quad (2.10)$$

$$E \{C_f(k) C_g(k+1)\} = 0, \quad \forall f, g. \quad (2.11)$$

Existem diversos tipos de seqüências pseudo-aleatórias, entre elas podemos destacar as de máximo-comprimento (do inglês : *maximal length*), as Gold, as Kasami e as Walsh. As seqüências de máximo comprimento são as que apresentam as melhores características de autocorrelação e correlação cruzada, mas apesar disso, não são apropriadas para sistemas multi-usuários pois não possuem um grande número de seqüências com boas propriedades de correlação cruzada. Para sistemas multi-usuários são mais utilizadas as seqüências Gold, Kasami e Walsh.

2.2.1 Seqüências de Máximo Comprimento (*m-sequence*)

A seqüência pseudo-aleatória mais conhecida e mais estudada até hoje é com certeza a seqüência de máximo comprimento ou *m-sequence*. É gerada a partir de m registradores de deslocamento com realimentação linear (do inglês : *linear feedback shift register*). A seqüência é periódica com período C , onde C é definido por :

$$C = 2^m - 1. \quad (2.12)$$

É sempre possível encontrar um conjunto de ligações nos registradores de deslocamento de forma a se conseguir uma seqüência de máximo comprimento. Em [Pet95, p. 117] são apresentados alguns polinômios geradores. Para que se tenha uma seqüência de máximo comprimento o polinômio gerador deve ser primitivo. Há ainda várias possibilidades de ligação que possuem uma pequena correlação cruzada entre elas. O limite superior, s , para o

número de seqüências independentes é dado por :

$$s \leq \frac{C-1}{m}. \quad (2.13)$$

Existem exatamente 2^{m-1} valores 1 e $2^{m-1} - 1$ valores 0 em um período da seqüência de máximo comprimento, não sendo assim exatamente equiprovável.

Idealmente a função de autocorrelação de uma seqüência pseudo-aleatória calculada pela equação 2.2 deve ter as propriedades de $\phi(0) = n$ e $\phi(j) = 0$ para $1 \leq j \leq C-1$. Para o caso das seqüências de máximo comprimento, convertendo-se a seqüência bits de $\{0, 1\}$ para $\{-1, 1\}$, ela é dada por :

$$\phi(j) = \begin{cases} C, & j = 0, \\ -1, & 1 \leq j \leq C-1. \end{cases} \quad (2.14)$$

Sendo assim, para valores altos de C os valores de $\phi(j)$ em relação a $\phi(0)$ são muito pequenos e praticamente podem ser desprezados, $\phi(j)/\phi(0) = -1/C$. As seqüências de máximo comprimento são assim consideradas ideais em termos de autocorrelação sendo muito utilizadas para sincronização.

No entanto, a função de correlação cruzada entre pares de seqüência de máximo comprimento de igual período podem ter picos relativamente grandes. Apesar de ser possível selecionar um pequeno grupo que possua uma correlação cruzada com valores de pico pequenos, em geral, o número de seqüências é muito pequeno para aplicações CDMA.

2.2.2 Seqüências Gold

As seqüências Gold são derivadas das seqüências de máximo comprimento de forma a melhorar as características de correlação cruzada. As seqüências são geradas pela adição módulo 2 de uma seqüência de máximo comprimento e C versões deslocadas de uma outra seqüência de máximo comprimento de igual tamanho C . Temos então C seqüências periódicas, com um total de $C+2$ seqüências se incluirmos as originais. Tais seqüências são cuidadosamente escolhidas de forma a se obter as melhores propriedades de correlação, não sendo portanto es-

colhidas aleatoriamente. Entretanto, as seqüências assim geradas não possuem comprimento máximo.

As seqüências escolhidas são as que possuem correlação cruzada com três valores, dados por $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$, onde

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1, & m \text{ ímpar}, \\ 2^{(m+2)/2} + 1, & m \text{ par}. \end{cases} \quad (2.15)$$

Tais seqüências são chamadas seqüências preferidas.

Como exemplo podemos utilizar um sistema com $m = 10$. Temos então $t(m) = 2^{(m+2)/2} + 1 = 65$, logo os três valores da correlação cruzada para um par de seqüências de máximo comprimento são dados por $\{-1, -65, 63\}$. A correlação cruzada máxima é então $\phi_{máx} = 65$ para as 1025 seqüências, enquanto o pico para as 60 seqüências geradas por um registrador de deslocamento de 10 estágios é dado por $\phi_{máx} = 383$.

2.2.3 Seqüências Kasami

As seqüências Kasami são geradas de maneira similar às seqüências Gold. À partir de uma seqüência **a** geramos uma seqüência **b** retirando cada $2^{m/2} + 1$ bits de **a**. Temos então uma seqüência periódica com período $2^{m/2} - 1$. Ao se utilizar $n = 2^m - 1$ bits das seqüências **a** e **b**, formamos um novo conjunto de seqüências adicionando módulo 2 os bits de **a** e os bits de **b** e todas as $2^{m/2} - 2$ versões cíclicas de **b**. Incluindo **a** no conjunto, temos então $2^{m/2}$ seqüências.

As seqüências também possuem correlação cruzada com três valores, dados por $\{-1, -(2^{m/2} + 1), 2^{m/2} - 1\}$. Sendo assim a correlação cruzada máxima é dada por :

$$\phi_{máx} = 2^{m/2} + 1. \quad (2.16)$$

Para o exemplo acima, com $m = 10$, temos então $2^{m/2} = 32$ seqüências com um $\phi_{máx} = 2^{m/2} + 1 = 33$. Tais seqüências são consideradas ótimas [Pro95, p.729].

2.2.4 Seqüências Walsh

Apesar de apresentarem uma boa correlação cruzada e autocorrelação, as seqüências criadas a partir de registradores de deslocamento possuem comprimento $2^m - 1$, podendo somente criar seqüências de comprimento ímpar. Sendo assim, os códigos não possuem símbolos exatamente equiprováveis. Adicionalmente, caso os sistemas multiportadoras a serem estudados neste trabalho venham a ser implementados por meio da transformada rápida de Fourier (FFT), o comprimento do código deve ser múltiplo de 2, o que não é possível com seqüências pseudo-aleatórias. Podemos utilizar então as seqüências Walsh.

As seqüências Walsh-Hadamard são geradas por operações matriciais. A matriz básica é dada por :

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Os códigos Walsh de comprimento 2^C podem ser gerados de forma recursiva pela seguinte fórmula :

$$H_C = \begin{bmatrix} H_{C-1} & H_{C-1} \\ H_{C-1} & -H_{C-1} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Cada linha da matriz H_C fornece o código para um usuário. Pode ser verificado que esses códigos são perfeitamente ortogonais entre si de forma que o produto interno de quaisquer códigos distintos é zero. Como exemplo, podemos formar H_2 a partir de 2.17 e 2.18 :

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

e temos assim os respectivos códigos : $\{1, 1, 1, 1\}$, $\{1, -1, 1, -1\}$, $\{1, 1, -1, -1\}$, $\{1, -1, -1, 1\}$.

2.3 Modelo do Canal para Ambientes Interiores

2.3.1 Parâmetros do Canal

Para uma melhor avaliação do sistema de comunicação digital em um canal de multipercurso faz-se necessário o estudo de diversos parâmetros que nos forneçam informações acerca do comportamento do canal de acordo com a largura de faixa do sinal transmitido.

Dentre eles, os dois parâmetros mais utilizados para caracterizar um canal multipercurso são o espalhamento do atraso (do inglês : *delay spread*) e a largura de banda de coerência.

Quando um determinado sinal com um tempo de bit T_b é transmitido em um canal , o receptor recebe diversas réplicas desse sinal em intervalos de tempo distintos devido aos múltiplos percursos realizados pelo sinal. Este espalhamento temporal gerado pelos múltiplos caminhos é uma das formas de degradação sofridas pelo sinal. Estas componentes podem ser geradas no trajeto entre transmissor e receptor por reflexão, difração ou espalhamento.

O espalhamento do atraso, T_d , é uma medida do tempo total da resposta impulsiva do canal e é responsável pela interferência intersimbólica que degrada o sinal recebido. Em ambientes interiores o espalhamento do atraso máximo, T_m , é em geral pequeno com valores entre 10 e 50ns [Gan90].

A largura de banda de coerência é uma medida da correlação do desvanecimento entre determinadas frequências. A faixa de coerência de um canal é relacionada com o espalhamento do atraso por [Pro95] :

$$(\Delta_f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.20)$$

Duas frequências dentro da faixa de coerência provavelmente sofrerão um desvanecimento correlacionado. Logo, se a largura de faixa do sinal transmitido for menor que a largura de faixa de coerência do canal, o canal é considerado não seletivo em frequência, ou plano. Ou seja, o canal altera de maneira uniforme o sinal em toda a faixa de frequências. Caso contrário, o canal é considerado seletivo em frequência. O sinal transmitido é distorcido de maneira diferente para frequências distintas causando interferência intersimbólica. Assim

um canal que pode ser considerado plano para um determinado sinal transmitido pode ser seletivo em frequência para um outro com uma largura de faixa diferente.

Outros fatores de interesse são o espalhamento Doppler e o tempo de coerência do canal. O espalhamento Doppler é uma medida da variação da frequência da portadora em uma faixa B_d em frequência. Este espalhamento é causado pelo movimento relativo entre transmissor e receptor, ou mesmo pelo movimento dos objetos ou pessoas ao redor do transmissor e receptor como é o caso dos ambientes interiores. Um pequeno espalhamento Doppler implica que o canal varia pouco e é considerado com desvanecimento lento. Em ambientes interiores há medidas indicando que as variações Doppler são pequenas na ordem de 0,1 a 6,1 Hz [How90].

O recíproco do espalhamento Doppler é o tempo de coerência do canal [Pro95] :

$$(\Delta_t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.21)$$

Este parâmetro informa o intervalo de tempo durante o qual a resposta do canal pode ser considerada invariante, ou seja, um sinal cujo tempo de bit seja menor que o tempo de coerência do canal é considerado constante durante todo o intervalo de tempo de bit. Logo, o canal é considerado como com desvanecimento lento. Caso contrário é considerado um canal com desvanecimento rápido. É interessante para o projetista que o canal mantenha as suas características constantes entre dois símbolos transmitidos possuindo assim um desvanecimento lento, ou seja, $T \ll (\Delta_t)_c$. Assim como a seletividade em frequência, a velocidade do desvanecimento é relativo ao tempo de sinalização do sinal desejado.

2.3.2 Modelo do Canal

O modelo do canal para ambientes interiores a ser utilizado nas simulações é baseado nos modelos tradicionais de canais de multipercurso. Estes canais seletivos em frequência geram um contínuo de múltiplos caminhos do transmissor até o receptor. O número de caminhos

resolvíveis no receptor é dado por[Pro95] :

$$L = \left\lfloor \frac{T_m}{T_b} \right\rfloor + 1. \quad (2.22)$$

A resposta impulsiva do canal é dada por[Sou96] :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L g_l(t, \tau) \delta(t - \tau_l(t)), \quad (2.23)$$

onde $g_l(t, \tau) = \beta_l(t, \tau) e^{j\gamma_l(t, \tau)}$ representa as variações de amplitude(β) e fase(γ), τ_l representa os atrasos de propagação, l é o índice do caminho e $\delta(\cdot)$ é a função Delta de Dirac.

Para um sinal $u(t)$ limitado em frequência por $|f| < W/2$, pode-se representar o canal pelo modelo de linha de atraso com derivações (do inglês : *Tapped Delay Line*) [Pet95, pp. 507-512] mostrado na figura 2.1

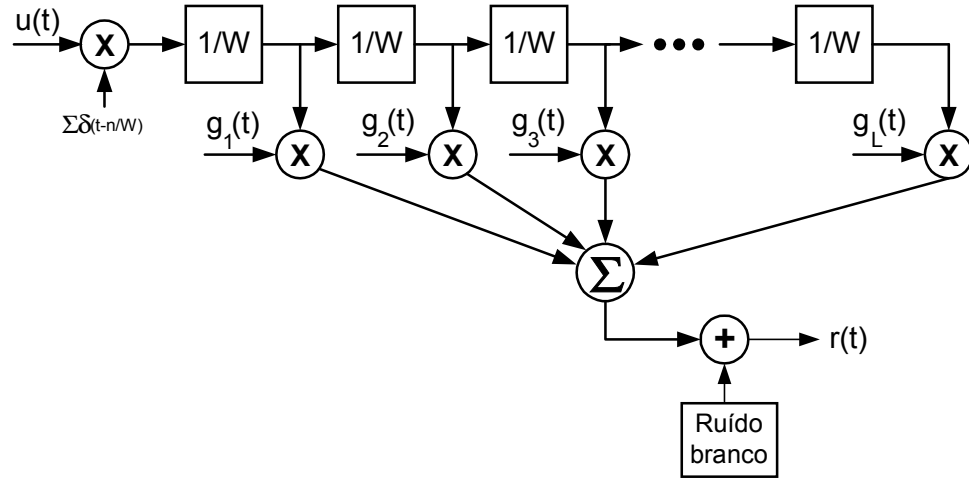


Figura 2.1: Modelo de linha de atraso com derivações. As caixas representam atrasos de $1/W$ segundos.

onde $\tau_l = \frac{n}{W}$, e n é o número de linhas de atraso.

Sendo assim, o receptor para sinais antipodais transmitidos por um canal seletivo em frequência pode ser representado pela figura 2.2, na sua versão onde a referência é atrasada. Este receptor é chamado de Receptor Rake, nome dado por seus inventores Price e Green devido à sua aparência similar aos ramos de um ancinho de jardim (do inglês : *garden rake*).

Apesar do canal ser um sistema linear variante no tempo, consideraremos que ele é *in-*

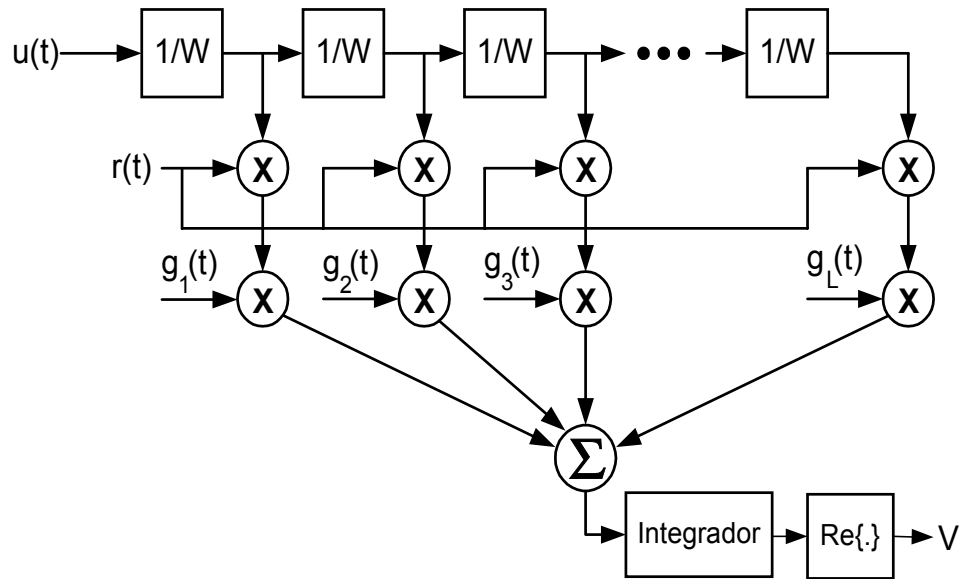


Figura 2.2: Modelo do Receptor Rake.

variante no tempo durante o intervalo de decisão, ou seja, $T \ll (\Delta_t)_c$ e o canal possui desvanecimento lento. A eficiência do receptor está relacionada à estimação dos parâmetros do canal, sendo que para efeito de verificação do desempenho é considerado que os ganhos $g_i(t)$ são conhecidos exatamente.

Sendo assim, o desempenho de um receptor Rake em um canal seletivo em frequência é idêntico ao de um combinador de máxima razão com igual diversidade em um canal seletivo no tempo [Pet95, p. 512], [Pro95, p. 801]. Ou seja, o receptor Rake é o combinador de máxima razão para diversidade por múltiplos caminhos.

Deve-se notar ainda que os atrasos no receptor são determinados pela largura de faixa W do sinal transmitido e não pelos parâmetros do canal.

2.3.3 Parâmetros do Desvanecimento

Há situações em que o usuário não possui linha de visada entre ele e a estação transmissora. Neste caso, o sinal recebido é formado pelas várias reflexões em objetos, e nenhum dos sinais refletidos é considerado predominante sobre os outros. Isto é muito comum em regiões urbanas e suburbanas devido à existência de construções altas. Estas componentes refletidas

podem chegar com pequenas diferenças de tempo, de amplitude e principalmente de fase. Para esta primeira situação, em que não há linha de visada, a envoltória do sinal modulado é modelada como um processo estocástico com amplitudes que têm densidade do tipo *Rayleigh*.

O ganho β_l possui então uma densidade de probabilidade *Rayleigh* e a fase θ_l tem uma densidade uniforme em $[0, 2\pi)$, sendo que os ganhos e atrasos de fase para diferentes caminhos e usuários são estatisticamente independentes. A função densidade de probabilidade de *Rayleigh* é dada por[Pro95] :

$$p_\beta(r) = \frac{r}{\sigma_\beta^2} \exp \left[-\frac{r^2}{2\sigma_\beta^2} \right], \quad r \geq 0, \quad (2.24)$$

onde $E[\beta] = \sqrt{\pi/2}\sigma_\beta$ e $E[\beta^2] = 2\sigma_\beta^2$.

Pode acontecer que, mesmo possuindo linha de visada direta, chegue ao receptor uma boa quantidade de sinais refletidos ou difratados por obstáculos ao longo do percurso. Estes sinais também podem chegar com diferentes fases, pequenos atrasos e diferentes amplitudes, resultando em uma degradação do sinal. Para este segundo caso, no qual além das componentes refletidas há também uma componente direta, com média diferente de zero, a envoltória deste sinal é modelada como um processo estocástico com amplitudes que tem uma densidade de *Rice*.

O ganho β_l possui então uma densidade de probabilidade *Rice* e a fase θ_l tem uma densidade uniforme em $[0, 2\pi)$, sendo que os ganhos e atrasos de fase para diferentes caminhos e usuários são estatisticamente independentes. A função densidade de probabilidade de *Rice* é dada por[Pro95] :

$$p_\beta(r) = \frac{r}{\sigma_\beta^2} \exp \left[-\frac{(r^2 + r_s^2)}{2\sigma_\beta^2} \right] I_0 \left(\frac{r r_s}{\sigma_\beta^2} \right) u(r). \quad (2.25)$$

Sendo $K = r_s^2/(2\sigma_\beta^2)$ chamado de parâmetro *Rice*, que representa a razão entre as potências das componentes direta e difusa do sinal e $I_0()$ é a função Bessel modificada de primeira espécie e ordem zero. Para o caso especial em que $r_s = 0$, a distribuição reduz-se à distribuição *Rayleigh*.

2.4 Desempenho de um Sistema DS-CDMA

O desempenho de um sistema DS-CDMA com uma única portadora [Pur77] será estudado pois o mesmo servirá de base para a análise posterior de alguns sistemas. Considere um sistema com M usuários ativos. Os dados do m -ésimo usuário $b_m(t)$ é uma seqüência de pulsos retangulares de duração T . Para cada usuário é designado um código de espalhamento $c_m(t)$ que também consiste em um trem de pulsos retangulares mas com duração T_c . Considera-se que o código ($c_{m,j} \in [-1, +1]$) do m -ésimo usuário tem período $C = T/T_c$.

A forma de onda dos dados do usuário m é representada por :

$$b_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_{m,k} p_T(t - kT) \quad (2.26)$$

onde $p_T(t - kT)$ é um pulso retangular unitário de duração T e $b_{m,k} \in [-1, +1]$.

A forma de onda do código do usuário m é representada por :

$$c_m(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_{m,j} p_{T_c}(t - jT_c) \quad (2.27)$$

Os dados do usuário são então modulados na portadora $a_m(t)$ que é dada por :

$$a_m(t) = \sqrt{2S} c_m(t) \cos(\omega_c t - \phi_m) \quad (2.28)$$

Logo, a forma de onda para o usuário m na saída do transmissor é dada por :

$$s_m(t) = \sqrt{2S} b_m(t) c_m(t) \cos(\omega_c t - \phi_m) \quad (2.29)$$

onde

- S é a potência comum do sinal,
- ω_c é a frequência central da portadora,
- ϕ_m é a fase da m -ésima portadora sendo considerada aleatória e uniformemente distribuída em $(0, 2\pi]$.

Para um sistema assíncrono, a forma de onda do sinal no receptor é dada por :

$$r(t) = \sqrt{2S} \sum_{m=1}^M b_{m,k}(t - \tau_m) c_m(t - \tau_m) \cos(\omega_c t - \varphi_m) + \eta(t) \quad (2.30)$$

onde $\varphi_m = \phi_m - \omega_c \tau_m$ e $\eta(t)$ representa o ruído do canal considerado como um ruído branco gaussiano com densidade espectral $N_0/2$. Como só estamos interessados em variações de fase relativas módulo 2π e atrasos relativos módulo T podemos considerar para um dado usuário n que $\phi_n = 0$ e $\tau_n = 0$ e considerar $0 \leq \tau_m \leq T$ e $0 \leq \phi_m \leq 2\pi$. Caso o sistema seja síncrono como, em geral, é o caso do enlace direto já que os transmissores trabalham com uma mesma base de tempo, então os atrasos τ_m podem ser omitidos.

A variável de decisão para o sinal recebido $r(t)$ passando por um filtro casado com $s_m(t)$ é dada por :

$$Z_n = \int_0^T r(t) c_n(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (2.31)$$

Substituindo-se todos os termos constitutivos de Z_n , temos :

$$\begin{aligned} Z_n &= \int_0^T \sqrt{2S} \sum_{m=1}^M b_{m,k}(t - \tau_m) c_m(t - \tau_m) \cos(\omega_c t - \varphi_m) c_n(t) \cos(\omega_c t) dt \\ &\quad + \int_0^T \eta(t) c_n(t) \cos(\omega_c t) dt \end{aligned} \quad (2.32)$$

A saída do receptor para $t = T$ é dada por :

$$\begin{aligned} Z_n &= \sqrt{2S} \left\{ b_{n,0} T + \sum_{m=1; m \neq n}^M \left[b_{m,-1} R_{m,n}(\tau_m) + b_{m,0} \hat{R}_{m,n}(\tau_m) \right] \cos(\varphi_m) dt \right\} \\ &\quad + \int_0^T \eta(t) c_n(t) \cos(\omega_c t) dt \end{aligned} \quad (2.33)$$

onde $R_{m,n}(\tau_m)$ e $\hat{R}_{m,n}(\tau_m)$ são definidas pelas equações 2.4 e 2.5.

Pode-se notar que $0 \leq k T_c \leq \tau_m \leq (k+1) T_c \leq T$. Então pode-se descrever $R_{m,n}(\tau_m)$ e $\hat{R}_{m,n}(\tau_m)$ utilizando-se a equação 2.7 como :

$$R_{m,n}(\tau) = C_{m,n}(k - C) T_c + [C_{m,n}(k + 1 - C) - C_{m,n}(k - C)] (\tau - k T_c) \quad (2.34)$$

$$\hat{R}_{m,n}(\tau) = C_{m,n}(k) T_c + [C_{m,n}(k+1) - C_{m,n}(k)] (\tau - kT_c) \quad (2.35)$$

Para realizar a análise do sistema, iremos considerar as mudanças de fase, atrasos e símbolos de dados como variáveis aleatórias e mutuamente independentes. Podemos considerar para um dado usuário n que $\phi_n = 0$ e $\tau_n = 0$. Por causa da simetria dos dados, podemos considerar $b_{n,0} = +1$.

A média e a variância da variável de decisão na saída do filtro casado são respectivamente :

$$E[Z_n] = \sqrt{2ST} \quad (2.36)$$

$$Var[Z_n] = \frac{S}{4T} \sum_{m=1; m \neq n}^M \int_0^T [R_{m,n}^2(\tau) + \hat{R}_{m,n}^2(\tau)] d\tau + \frac{N_0 T}{4} \quad (2.37)$$

onde os momentos da variável de decisão foram calculados em função das variáveis aleatórias mutuamente independentes φ_m , τ_m , $b_{m,-1}$ e $b_{m,1}$ para $1 \leq m \leq M$ e $m \neq n$. Considera-se que φ_m é uma variável aleatória uniformemente distribuída em $(0, 2\pi]$ e τ_m é uniformemente distribuída em $[0, T]$ e que os dados dos usuários assumem valores -1 e +1 com igual probabilidade para $m \neq n$.

Observando-se a figura 2.3 pode-se concluir que o cálculo das funções de correlação cruzada parciais envolvem o bit anterior e o atual dos outros usuários.

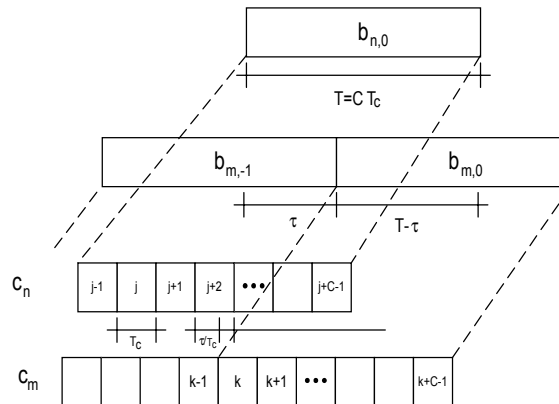


Figura 2.3: Defasagem entre as sequências de dados e dos códigos entre o usuário de referência e o m-ésimo usuário.

Para facilitar iremos alterar os limites de integração das funções de correlação cruzada parciais dentro de um período de chip e somando os vários chips até atingir o limite de integração original. Denominando novamente o deslocamento entre chips de τ , podemos escrever :

$$Var [Z_n] = \frac{S}{4T} \sum_{m=1; m \neq n}^M \sum_{k=0}^{C-1} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \left[R_{m,n}^2(\tau) + \hat{R}_{m,n}^2(\tau) \right] d\tau + \frac{N_0 T}{4} \quad (2.38)$$

Substituímos então $R_{m,n}^2(\tau)$ e $\hat{R}_{m,n}^2(\tau)$ da equação 2.34 e da equação 2.35 na equação acima, obtendo como resultado :

$$Var [Z_n] = \frac{ST^2}{12C^3} \sum_{m=1; m \neq n}^M r_{m,n} + \frac{N_0 T}{4} \quad (2.39)$$

onde $r_{m,n}$ é dado por :

$$\begin{aligned} r_{m,n} = & \sum_{k=0}^{C-1} \{ C_{m,n}^2(k-C) + C_{m,n}(k-C) C_{m,n}(k+1-C) + C_{m,n}^2(k+1-C) \\ & + C_{m,n}^2(k+1-C) + C_{m,n}(k) C_{m,n}(k+1) + C_{m,n}^2(k+1) \} \end{aligned} \quad (2.40)$$

Sendo que esta expressão pode ser escrita em função dos parâmetros de correlação cruzada $\mu_{m,n}(j)$ que é definido pela expressão :

$$\mu_{m,n}(j) = \sum_{j=1-C}^{C-1} C_{m,n}(k) C_{m,n}(k+j). \quad (2.41)$$

Logo, $r_{m,n} = 2\mu_{m,n}(0) + \mu_{m,n}(1)$.

Capítulo 3

Técnica FH-CDMA

3.1 FFH-CDMA

Dentre as diversas técnicas de espalhamento espectral por salto em frequência, a técnica FH-CDMA [God80],[Yue81] estudada neste trabalho é a que emprega modulação MFSK com detecção não-coerente e com saltos rápidos (do inglês FFH - *Fast Frequency Hop*), ou seja, que realiza mais de um salto de frequência no tempo de duração do símbolo da modulação. Ao contrário do sistema com saltos lentos (do inglês SFH - *Slow Frequency Hop*), onde os saltos de frequência duram mais do que um símbolo do modulador. Sendo assim, consegue-se um ganho de diversidade em frequência para cada símbolo transmitido. Utilizando-se códigos de espalhamento, ou endereços distintos para cada usuário, consegue-se a utilização da mesma faixa de frequência por vários usuários. Por causa do espalhamento espectral, o sistema pode ser resistente ao desvanecimento seletivo em frequência. No entanto, assim como o sistema DS-CDMA, ele é limitado pela interferência entre os usuários simultaneamente ativos.

Para uma modulação MFSK não-coerente é necessária uma largura de faixa que suporte pelo menos 2^k tons para cada $C\tau$ segundos. Supondo ortogonalidade entre as portadoras a largura de faixa total é dada por

$$W = \frac{2^k}{\tau} \quad (3.1)$$

onde k é o número de bits da mensagem, τ é o tempo de duração do símbolo. A taxa de

transmissão é dada por :

$$R = \frac{k}{C\tau}. \quad (3.2)$$

sendo C o comprimento do código ou o número de tons FSK. Logo, a eficiência espectral é dada por :

$$\frac{R}{W} = \frac{k}{2^k C}. \quad (3.3)$$

Em [God80] são escolhidos valores ótimos de k e C que maximizam o número de usuários simultaneamente ativos do sistema.

3.1.1 Transmissão

Os dados do usuário são inicialmente agrupados a cada T segundos em mensagens N -árias de comprimento $N = 2^k$. As seqüências de mensagens N -árias são definidas como sendo $\overline{X} = [x_0, x_1, \dots, x_{C-1}]$, onde $x_c \in \{0, 1, \dots, 2^k - 1\}$ e a matriz de endereçamento é $\overline{A} = [a_0, a_1, \dots, a_{C-1}]$, onde $a_c \in \{0, 1, \dots, 2^k - 1\}$. Para garantir a independência do desvanecimento de um chip para o outro $a_k \neq a_l$ para $k \neq l$.

O sinal transmitido é uma seqüência de C tons FSK selecionados através do resultado da adição módulo N de $\overline{X}$ e $\overline{A}$:

$$\overline{Y} = \overline{X} \oplus \overline{A} \quad (3.4)$$

Como exemplo podemos nos referir à figura 3.1. Para um sistema com uma matriz $N \times C$ com $N = 8$ e $C = 5$, a mensagem do usuário é $\overline{X} = [4, 4, 4, 4, 4]$, o endereço é dado por $\overline{A} = [0, 1, 2, 3, 4]$ resultando na palavra código $\overline{Y} = [4, 5, 6, 7, 0]$.

A forma de onda do sinal para o usuário m na saída do transmissor é dada por :

$$s_m(t) = \sum_{c=1}^C \sqrt{2S} \text{rect}_{\tau}(t - c\tau) \cos(2\pi[f_0 + b_{mc}/\tau] t) \quad (3.5)$$

onde

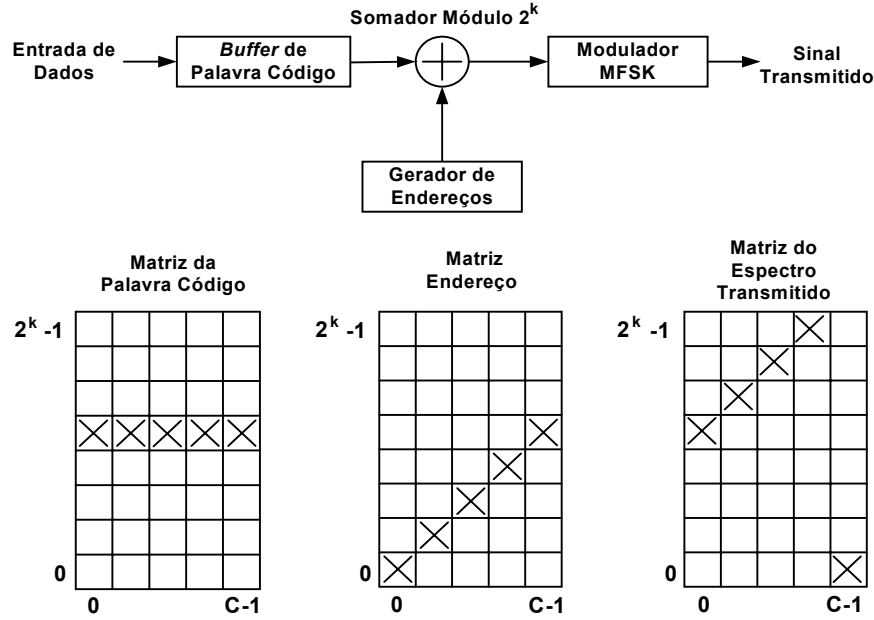


Figura 3.1: Diagrama de Blocos do Transmissor MFSK - FHCDMA

- $b_{mc} = (m + a_c) \bmod Q$, $c = 0, 1, \dots, C - 1$.
- $m \in \{1, 2, \dots, 2^k\}$,
- S é a potência das portadoras transmitidas,
- $rect_\tau(t)$ é um pulso de amplitude unitária e duração τ e
- C é o comprimento do código de espalhamento.

3.1.2 Recepção

Na recepção é feita a operação reversa, ou seja, o sinal recebido passa por um desespalhador (*dehopper*) e detectores de energia, que consistem em filtros casados sintonizados nas diferentes frequências. É feita a subtração módulo 2^k da matriz de endereçamento e a posterior detecção da palavra código através de um combinador com decisão por lógica majoritária, ou seja, a linha com maior número de sinais. A palavra código é a linha que contém o maior número de entradas.

Como exemplo podemos nos referir à figura 3.2 novamente. As cruzeiros indicam as frequências recebidas referente ao usuário e os círculos indicam a contribuição dos outros usuários.

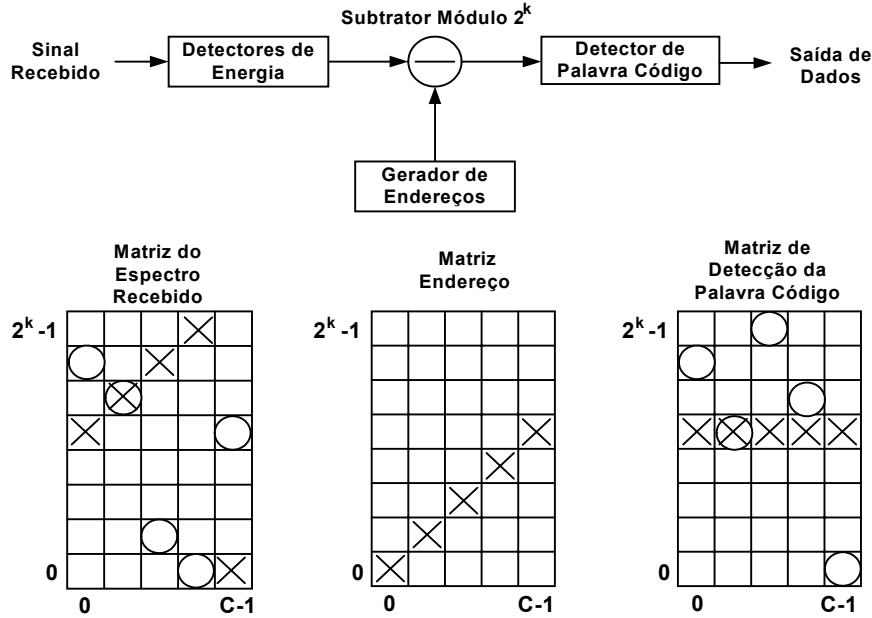


Figura 3.2: Diagrama de Blocos do Receptor MFSK- FHCDMA

O usuário interferente contribui com a palavra código $\overline{Y}_1 = [6, 5, 1, 0, 4]$ que na detecção resulta na palavra código $\overline{Z}_1 = [6, 4, 7, 5, 0]$. Aplicando a regra de decisão de lógica majoritária, vemos que a mensagem transmitida corresponde à palavra código $\overline{X} = [4, 4, 4, 4, 4]$ correspondendo à palavra código transmitida.

Assumimos que o espaçamento mínimo de frequência entre os saltos é maior que a largura de coerência do canal *Rayleigh*, e que $\beta_{m,c}$ possui uma densidade *Rayleigh* com $E[\beta_{m,c}] = 1$ e os ângulos de fases são uniformemente distribuídos entre 0 e 2π , com todas as variáveis aleatórias independentes entre si.

A forma de onda do sinal recebido é então dada por :

$$r(t) = \sum_{c=1}^C \sqrt{2S} \beta_{m,c} \text{rect}_{\tau}(t - c\tau) \cos(2\pi[f_0 + m/\tau]t + \theta_m) \quad (3.6)$$

Após o desespalhamento, conforme indica a figura 3.3 o sinal recebido é processado por N detectores de energia que consistem em filtros casados cujos quadrados das saídas irão representar as variáveis de decisão $R_{n,c}$.

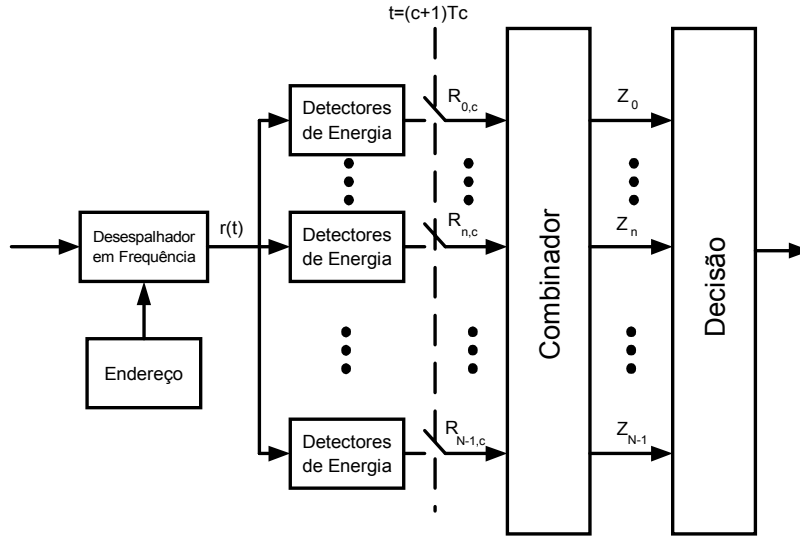


Figura 3.3: Diagrama de Blocos Detalhado do Receptor FH-CDMA

Cada variável de decisão é dada por :

$$R_{n,c} = X_{n,c}^2 + Y_{n,c}^2 \quad (3.7)$$

$$X_{n,c} = \beta_{m,c} \delta_{n,m} \cos \phi_c + \xi_{n,c} \quad (3.8)$$

$$Y_{n,c} = \beta_{m,c} \delta_{n,m} \sin \phi_c + \eta_{n,c} \quad (3.9)$$

onde $\delta_{n,m}$ é o Delta de Kronecker, $\xi_{n,c}$ e $\eta_{n,c}$ são variáveis aleatórias independentes gaussianas de média nula e variâncias dadas por :

$$\sigma^2 = \frac{\Gamma_{n,c} + d}{2}, \quad (3.10)$$

onde $d = N_0 / (S\tau)$ e $\Gamma_{n,c} = \sum_{j=1}^J \gamma_{j,n,c}$, sendo J o número de usuários interferentes.

Assumindo sincronismo de chip, $\gamma_{j,n,c}$ são variáveis aleatórias independentes para diferentes j , n e c , com função densidade de probabilidade dada por :

$$p_\gamma(x) = (1 - \mu) \delta(x) + \mu \delta(x - 1) \quad (3.11)$$

sendo $\mu = 1/N$. Utilizando tal modelo estamos assumindo que os dados dos usuários interferentes são variáveis aleatórias independentes e com símbolos equiprováveis. As frequências são também escolhidas aleatoriamente e independentemente entre os chips. Além disso, assumimos um controle de potência perfeito, ou seja, a potência média recebida de cada usuário é a mesma.

3.1.3 Regras de Decisão

Compararemos duas regras de decisão. A partir da equação 3.7 é calculada a variável de decisão Zn dada por :

$$Z_n = \sum_{c=0}^{C-1} R_{n,c}, \quad (3.12)$$

e a frequência correspondente ao maior Zn é escolhida como sendo a transmitida. Este esquema será denominado combinação linear. No caso de mais de uma linha possuir o mesmo valor de Zn , cada uma tem a mesma probabilidade de ser escolhida.

No esquema de combinação abrupta (*hard limited combining*) a saída dos detectores de energia é comparada com um limiar $\alpha^2 N_0 / 2S\tau$ e uma nova matriz $R_{n,c}$ é formada com elementos dados por :

$$\overline{R_{n,c}} = \begin{cases} 1, & R_{n,c} > \alpha^2 N_0 / 2S\tau \\ 0, & R_{n,c} \leq \alpha^2 N_0 / 2S\tau \end{cases}, e \quad (3.13)$$

$$\overline{Z_n} = \sum_{c=0}^{C-1} \overline{R_{n,c}}, \quad (3.14)$$

sendo a linha da matriz correspondente ao maior $\overline{Zn}$ escolhida como sendo a transmitida. O valor ótimo de α é apresentado em [God80].

Capítulo 4

Técnicas Multiportadoras

A seguir será apresentado um estudo de diversas técnicas multiportadoras, algumas utilizando multiplexação por divisão em frequências ortogonais (OFDM) sendo que algumas podem ou não apresentar ortogonalidade. A principal vantagem do uso de OFDM é a possibilidade de se transformar um canal seletivo em frequência em um canal não seletivo em frequência, dispensando assim, o uso de receptores Rake. O desenvolvimento de avançados processadores de sinais permitem hoje a construção de sistemas OFDM de baixo custo e facilmente implementáveis usando a transformada rápida de Fourier (FFT).

4.1 MC-CDMA

O sistema consiste em N ramos paralelos com bits idênticos sendo multiplicados por um chip do código de espalhamento de comprimento C e posteriormente modulados por portadoras de faixa estreita BPSK. Se o número e espaçamento entre as portadoras for cuidadosamente calculado, é improvável que todas portadoras sofram um desvanecimento correlacionado e conseqüentemente teremos uma diversidade em frequência. Como a duração de bit T_b é maior que o espalhamento do canal, o sistema consegue combater assim a interferência intersimbólica.

As portadoras são espaçadas de $1/T_b$ como demonstrado pela figura 4.1, logo são necessários $N + 1$ meios-lóbulos ocupando assim uma largura de faixa total :

$$W = \frac{N+1}{T_b} \quad (4.1)$$

com uma taxa de transmissão $R = 1/T_b$. A eficiência espectral é dada então por :

$$\frac{R}{W} = \frac{1}{(N+1)} \quad (4.2)$$

Para um sistema DS-CDMA com uma determinada largura de faixa de transmissão de tal forma que existam L caminhos, o receptor RAKE conseguirá implementar uma diversidade de ordem L . Para uma mesma largura de faixa, é possível conseguir diversidade em frequência de ordem L retransmitindo o sinal em L portadoras com separação entre elas igual ou maior que a largura de faixa de coerência do canal [Pro95, p. 719]. Logo, um sistema DS-CDMA com uma portadora e receptor RAKE em um canal com L caminhos equivale a um sistema MC-CDMA com L portadoras sem sobreposição de espectro.

4.1.1 Transmissão

A figura 4.1 mostra respectivamente a forma de onda da sequência de dados, do código de espalhamento e a forma do espectro transmitido. Como o espaçamento entre as portadoras e a duração do bit é de $1/T_b$, a sobreposição entre as portadoras é de 50% garantindo assim a ortogonalidade entre as portadoras.

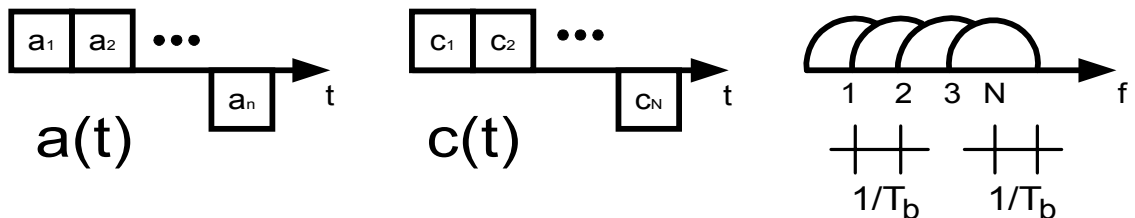


Figura 4.1: Forma de onda da sequência de dados ,do código de espalhamento e a forma do espectro transmitido.

A figura 4.2 representa o diagrama de blocos do transmissor.

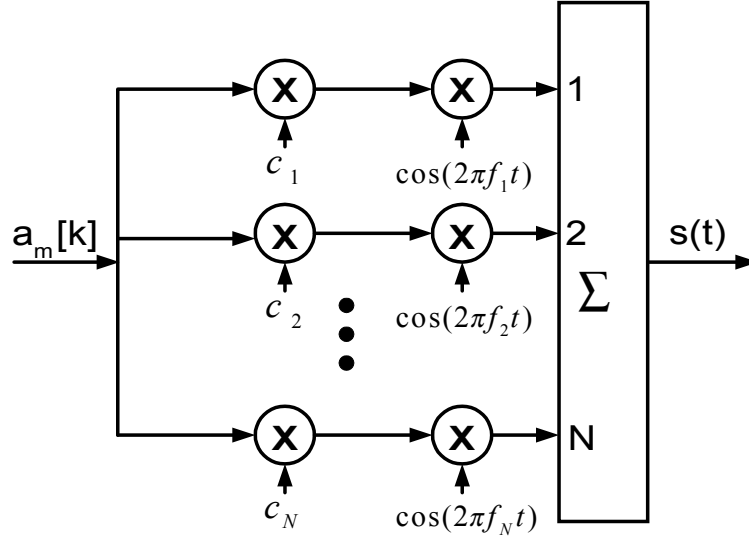


Figura 4.2: Diagrama de Blocos do Transmissor MC-CDMA.

A forma de onda para o usuário m na saída do transmissor é dada por :

$$s_m(t) = \sum_{i=1}^N c_{m,i} a_{m,i} \cos \left(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t \right) \text{rect}_{T_b}(t - cT_b) \quad (4.3)$$

onde,

- $c_{m,i} \in \{-1, 1\}$ é o i -ésimo chip do código de espalhamento do usuário m ,
- $a_{m,i} \in \{-1, 1\}$ é o i -ésimo bit de dado do usuário m ,
- f_c é a frequência de referência do sistema,
- F é o fator de separação entre portadoras sendo considerado 1 neste trabalho para utilizar a menor largura de faixa possível,
- $\text{rect}_{T_b}(t)$ é um pulso de amplitude unitária e duração T_b e
- C é o comprimento do código de espalhamento.

4.1.2 Recepção

Na recepção, a demodulação de cada portadora requer uma correção de fase que para nossa análise será considerada perfeita e um ganho de correção $d_{i,n}$ que depende do esquema de combinação utilizado para a detecção dos dados do usuário. Por simplicidade é considerada

uma sincronização perfeita com o usuário desejado e que o sistema é totalmente síncrono com todos os usuários utilizando a mesma referência temporal.

A figura 4.3 mostra o diagrama de blocos do receptor.

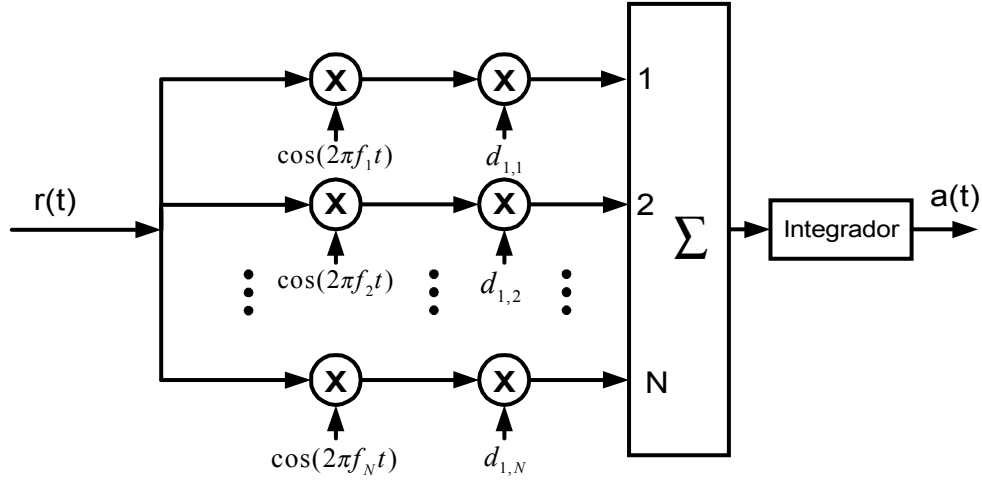


Figura 4.3: Diagrama de Blocos do Receptor MC-CDMA

O sistema a ser simulado é obtido através do modelo do receptor [Yee94], sendo incluído neste o modelo do canal utilizado. Para M usuários ativos e N subportadoras, o sinal recebido pelo receptor é :

$$r(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N \beta_{m,i} c_{m,i} a_{m,i} \cos \left(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \gamma_{m,i} \right) + \eta(t) \quad (4.4)$$

onde $\eta(t)$ é um ruído branco gaussiano aditivo (AWGN) de média zero e densidade espectral de potência $N_0/2$. O efeito do canal está incluído em $\beta_{m,i}$ e em $\gamma_{m,i}$, que são respectivamente a amplitude e a fase do canal para o m -ésimo usuário e i -ésima subportadora.

Para cada subportadora há um filtro casado que consiste de um oscilador com uma frequência correspondente à frequência da subportadora de interesse. Há também uma correção de fase correspondente à distorção de fase introduzida pelo canal, $\gamma_{m,i}$. Como o canal vai causar uma distorção no sinal, um ganho de equalização $d_{1,i}$ deve ser incluído para cada filtro

casado no receptor. A variável de decisão torna-se então :

$$Z_1 = \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N \beta_{m,i} c_{m,i} d_{1,i} a_{m,i} \frac{2}{T_b} \int_0^{T_b} \cos \left(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \gamma_{m,i} \right) \cos \left(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \gamma_{1,i} \right) dt + \eta(t) \quad (4.5)$$

Para a recepção por diversidade existem diversos métodos para a combinação dos diversos sinais. O método que vamos analisar é o Equal Gain Combining (EGC), onde todos os sinais são somados com o mesmo ganho.

O método pode ser simulado considerando-se o sinal recebido como soma do sinal desejado, interferência e ruído AWGN, ou seja, a variável de decisão se torna :

$$Z_1 = a_1 \sum_{i=1}^N \beta_{1,i} + I_1 + \eta \quad (4.6)$$

4.1.3 Equal Gain Combining

Com o EGC o ganho na i -ésima subportadora é dado por :

$$d_{1,i} = c_{1,i} \quad (4.7)$$

Neste caso, não é feita a equalização dos efeitos de distorção do canal, sendo um método simples de implementar. A variável de decisão para o usuário 1 torna-se então :

$$Z_1 = a_1 \sum_{i=1}^N \beta_{1,i} + \sum_{m=1}^M a_m \sum_{i=1}^N c_{m,i} c_{1,i} \beta_{m,i} \cos \hat{\gamma}_{m,i} + \eta \quad (4.8)$$

onde a primeira parcela representa os dados distorcidos pelo canal, a segunda parcela representa a interferência pelos outros usuários e a última parcela o ruído AWGN. Os termos $c_{1,i}$ e $c_{m,i}$ irão ser gerados a partir do código de espalhamento espectral. Os termos a_1 e a_m podem também ser simulados substituindo os bits de dados efetivos por bits codificados provindos de um código corretor de erros e $\hat{\gamma}_{m,i} = \gamma_{1,i} - \gamma_{m,i}$.

Se o código de espalhamento for aleatório, o termo de interferência I_1 pode ser modelado

por uma única variável gaussiana de média nula e variância :

$$\sigma_{I_1}^2 = (M - 1) \overline{p_m}, \quad (4.9)$$

onde $\overline{p_m}$ é a potência média do usuário m . Assumindo que a potência das subportadoras são iguais, temos $\overline{p_m} = N \overline{p_{m,i}}$.

A variância do ruído AWGN é dada por :

$$\sigma_\eta^2 = N \frac{N_0}{T_b} \quad (4.10)$$

4.2 DS-CDMA Multiportadora Modificado (MC-DSSS)

A técnica consiste na transformação da sequência de dados de série para P ramos paralelos, reduzindo-se assim a taxa de bits por conjunto de subportadoras [Sou96]. Dado que o tempo de bit original é T_b , o novo tempo de bit é $T = PT_b$. Estas sequências de dados paralelizadas são multiplicadas por um código de espalhamento de comprimento C e período de chip T_c , de modo que $T = CT_c$. Cada um desses P ramos paralelos são então modulados por N subportadoras ortogonais entre si e sobrepostas de um fator de 50%. Cada subportadora é separada o máximo possível, de forma a ser suscetível ao desvanecimento não seletivo em frequência, conseguindo-se assim diversidade em frequência.

Antes de serem moduladas pelas N subportadoras, os bits da saída do conversor série-paralelo são intercalados temporalmente (*interleaving*) de maneira que elas fiquem ξ segundos distantes. Esta intercalação será mais eficaz quanto menos correlacionadas forem as alterações provocadas pelo canal. Ou seja, este intervalo de tempo ξ deve ser escolhido de tal maneira que seja maior que o tempo de coerência do canal.

O objetivo principal das técnicas utilizando multiportadoras é aumentar o tempo de chip de maneira que não seja necessário o uso de receptores RAKE. No entanto, o uso de receptores RAKE em conjunto com esta técnica permite-nos um ganho considerável na taxa de bit do sistema para o mesmo número de usuários, logo o estudo a seguir será realizado de forma que seja válido tanto para o uso de receptores RAKE ou receptores convencionais.

A largura de faixa necessária para um sistema DS-CDMA com uma única portadora com esquema de modulação BPSK vale $W = 2C/T_b$. Para manter essa largura de faixa fixa para qualquer combinação de P e N , o comprimento do código C deve ser dado por :

$$C = \frac{2P}{PN + 1}C_1 \quad (4.11)$$

onde C_1 é o comprimento do código de espalhamento para o caso com uma única portadora. Sendo assim, para qualquer combinação de P e N , o comprimento do código C deve ser alterado de acordo com a equação 4.11 para manter fixa a largura de faixa de transmissão.

A partir da equação 2.22, substituindo T_b por T_c , temos que ajustar apropriadamente o valor de T_c para o cálculo do número de caminhos resolvíveis. Aplicando a equação 4.11, temos :

$$L = \left\lfloor \frac{2(L_1 - 1)}{PN + 1} \right\rfloor + 1 \quad (4.12)$$

onde L_1 é o número de caminhos resolvíveis para o caso $P = N = 1$, ou seja, o DS-CDMA normal. Logo, se o número total de portadoras PN satisfaz a relação

$$PN \geq 2L_1 - 2, \quad (4.13)$$

só existe um caminho resolvível de forma que é necessário apenas um filtro casado por portadora.

A largura de faixa total requerida é de $PN + 1$ meios lóbulos de valor $1/T_c$. Assim, a largura de faixa total requerida é dada por :

$$W = \frac{PN + 1}{T_c} = \frac{(PN + 1)C}{PT_b} \quad (4.14)$$

com uma taxa de transmissão $R = 1/T_b$. A eficiência espectral é dada então por :

$$\frac{R}{W} = \frac{P}{(PN + 1)C}. \quad (4.15)$$

4.2.1 Transmissão

A figura 4.4 mostra o diagrama de blocos do transmissor. Em um sistema prático seria útil a utilização de um entrelaçador temporal (*interleaver*) antes da modulação para manter os bits espaçados apropriadamente de forma a conseguir diversidade temporal. Para fins de simulação, no entanto, este efeito será desconsiderado.

A figura 4.5 mostra respectivamente a forma de onda da seqüência de dados, do código de espalhamento e a forma do espectro transmitido para um sistema com $P = 3$ e $N = 3$. As portadoras com o mesmo hachurado são relativas ao mesmo bit, sendo as outras portadoras referentes aos demais bits na saída do conversor série-paralelo.

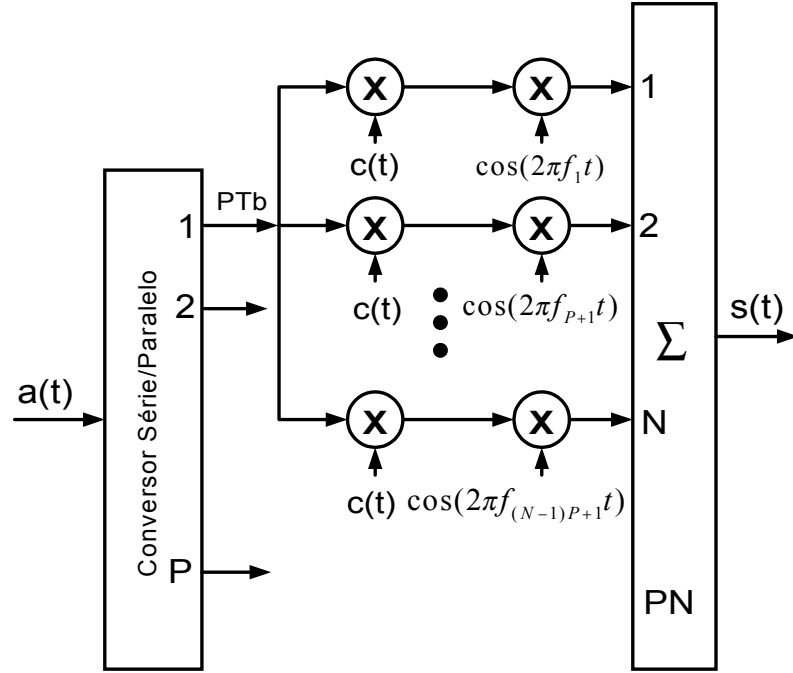


Figura 4.4: Diagrama de Blocos do Transmissor DS-CDMA Multiportadora Modificado.

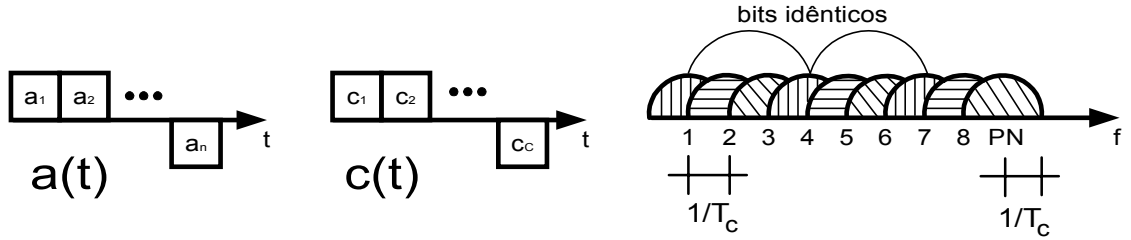


Figura 4.5: Forma de onda da sequência de dados ,do código de espalhamento e a forma do espectro transmitido.

A forma de onda para o usuário m na saída do transmissor é dada por :

$$s_m(t) = \sqrt{2S} \sum_{i=1}^{PN} b_{m,p}(t) c_m(t) \cos(\omega_i t - \phi_{m,i}) \quad (4.16)$$

onde

- $p = 1 + [(i - 1) \bmod P] \in \{1, 2, \dots, P\}$,
- S é a potência das subportadoras transmitidas,
- $b_{m,p}(t)$ é o fluxo de bits em cada grupo de subportadoras,

- $c_m(t)$ é o código de espalhamento do usuário m ,
- ω_i é a i -ésima frequência angular de subportadora,
- $i = p + P(v - 1)$, sendo $v = 1, 2, \dots, N$ o número relativo da subportadora dentro do grupo p ,
- $\phi_{m,i}$ é uma fase aleatória uniformemente distribuída em $[0, 2\pi]$.

Sendo assim, o número de saídas paralelas e o espaçamento entre subportadoras deve ser bem dimensionado de forma que não haja correlação entre as subportadoras dentro do mesmo grupo p .

4.2.2 Recepção

A seguir faremos algumas considerações acerca do modelo do canal devido ao uso de receptores Rake. O modelo do canal é dado pela equação 2.23, ou seja :

$$h_{m,i}(t) = \sum_{l=1}^L \beta_{m,i,l} \exp \{j\gamma_{m,i,l}\} \delta(t - \tau_{m,l}) \quad (4.17)$$

onde $\beta_{m,i,l} \exp \{j\gamma_{m,i,l}\}$ é uma variável complexa gaussiana de média nula e variância σ_l^2 e $\tau_{m,l} = (l - 1)T_c + \Delta_{m,l}$ é o atraso do l -ésimo caminho do m -ésimo usuário, sendo que consideramos que são iguais para todas as portadoras do mesmo usuário. Os atrasos $\Delta_{m,l}$ são variáveis aleatórias i.i.d. para qualquer m e l e com distribuição uniforme entre $[0, T_c)$. Os ganhos $\beta_{m,i,l} \exp \{j\gamma_{m,i,l}\}$ são independentes para diferentes usuários m , independentes para diferentes caminhos l e i.i.d. para diferentes usuários m e mesmo caminho l devido ao controle de potência. Eles são considerados correlacionados para diferentes portadoras e mesmo usuário e caminho. O entrelaçador temporal reduz a correlação entre os bits transmitidos em intervalos distintos, sendo que para fins deste estudo essa correlação será considerada nula, ou seja, a intercalação temporal será considerada perfeita em relação ao tempo de coerência do canal.

A figura 4.6 mostra o diagrama de blocos do receptor. O receptor do usuário m utiliza PN filtros casados, cada um sintonizado em uma das subportadoras. As saídas são somadas

e feita a detecção por zero para então ser feita a conversão paralelo/série.

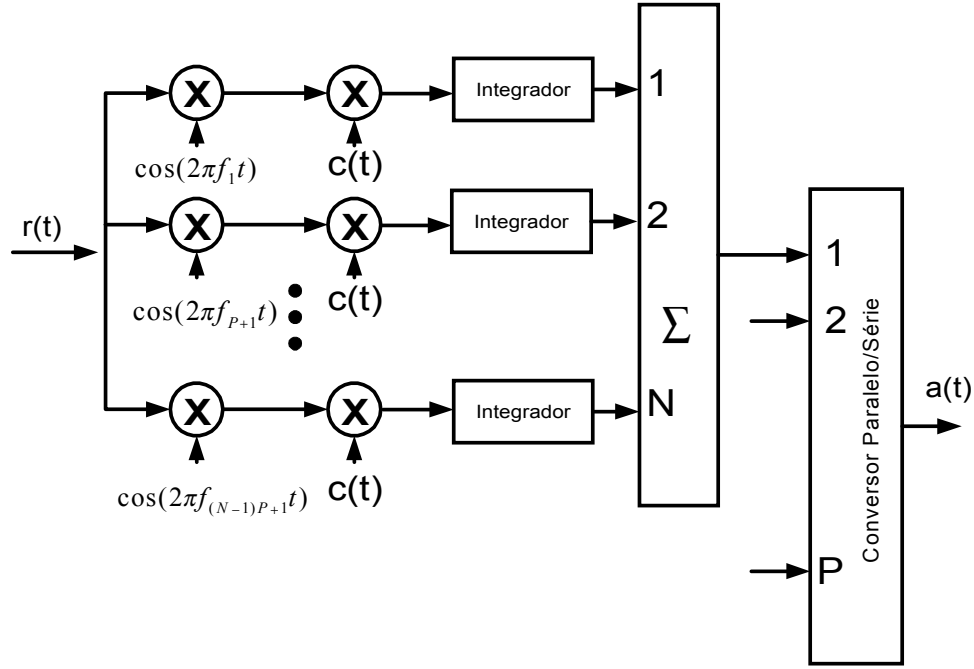


Figura 4.6: Diagrama de Blocos do Receptor DS-CDMA Multiportadora Modificado.

O sinal recebido para um sistema com m usuários é dado por :

$$r(t) = \sqrt{2S} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^{PN} \sum_{l=1}^L \beta_{m,i,l} b_{m,p}(t - \tau_{m,l} - \tau_m) c_m(t - \tau_{m,l} - \tau_m) \cos(\omega_i t - \varphi_{m,i}) + \eta(t) \quad (4.18)$$

onde $\eta(t)$ é o ruído gaussiano branco de média nula e densidade espectral de potência bilateral $N_0/2$ e $\varphi_{m,i} = \phi_{m,i} + \gamma_{m,i,l} - \omega_i \tau_{m,l} - \omega_i \tau_m$ é a fase do sinal recebido e é uma variável aleatória i.i.d uniformemente distribuída em $[0, 2\pi)$. τ_m é o atraso de propagação do usuário m e é uma variável aleatória i.i.d uniformemente distribuída em $[0, T)$. Para facilitar os cálculos consideraremos que o usuário 1 é o usuário desejado e utilizaremos como referência $\tau_1 = 0$.

4.2.3 Regra de Decisão

A variável de decisão utilizando-se a regra de combinação de ganhos iguais (EGC) é dada por :

$$Z_1 | p = \sum_{v=1}^N \sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n} \quad (4.19)$$

onde $Z_{q,n}$ é a saída do filtro casado com a portadora q e n -ésimo caminho, onde $q = p + P(v-1)$ é o número absoluto da portadora, ou seja,

$$Z_{q,n} = \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} r(t) c_1(t - \tau_{1,n}) \cos(\omega_i + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (4.20)$$

Assim,

$$Z_1 | p = D + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \eta \quad (4.21)$$

onde

- η é o ruído gaussiano branco aditivo com média zero e variância $N_0 T S \lambda / 4$;
- D é a saída desejada;
- I_1 é a interferência devido aos $L - 1$ caminhos diferentes de n do usuário $m = 1$ e portadora q ;
- I_2 é a interferência devido aos $L - 1$ caminhos diferentes de n do usuário $m = 1$ e portadoras diferentes de q ;
- I_3 é a interferência devido à portadora i dos outros usuários e
- I_4 é a interferência das portadoras $\neq i$ dos outros usuários.

D pode ser expresso como :

$$D = \sqrt{\frac{S}{2}} T b_{1,p}^0 \sum_{v=1}^N \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n}. \quad (4.22)$$

A variável de decisão $Z_1 | p$ pode ser gerada através de sua média e variância.

A média é dada por :

$$E[Z_1 | p] = \sqrt{\frac{ST^2 B}{2}} \quad (4.23)$$

onde

$$B = \sum_{v=1}^N \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n} \quad (4.24)$$

A variância é função das variâncias de I_1 , I_2 , I_3 e I_4 e η (variáveis gaussianas de média zero) e são dadas por :

$$Var[Z_1 | p] = \sigma_{I_1}^2 + \sigma_{I_2}^2 + \sigma_{I_3}^2 + \sigma_{I_4}^2 + Var[\eta] \quad (4.25)$$

onde

$$\sigma_{I_1}^2 = \frac{NS}{6} T_c^2 \chi_1 \quad (4.26)$$

$$\sigma_{I_2}^2 = \frac{S}{4\pi^2} T_c^2 \chi_2 \quad (4.27)$$

$$\sigma_{I_3}^2 = \frac{NS\lambda}{6C} T_c^2 r \quad (4.28)$$

$$\sigma_{I_4}^2 = \frac{S\lambda T_c^2}{2C\pi^2} \mu Q \quad (4.29)$$

onde χ_1 , χ_2 , r , μ e Q para códigos de espalhamento aleatórios são dados por [Sou96] :

$$\begin{aligned} \chi_1 = & 2C \left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right) \\ & + 2\pi \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} (2C - 2l + 2n - 1) \sigma_l \sigma_n \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned}
\chi_2 = & 2CQ \left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right) \\
& + \hat{Q} \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} (2C - 2l + 2n - 1) \sigma_l \sigma_n
\end{aligned} \tag{4.31}$$

$$r = 2(P - 1)C^2 \tag{4.32}$$

$$\mu = (P - 1)C^2 \tag{4.33}$$

$$Q = \sum_{v=1}^N \sum_{\substack{i=1 \\ \neq p+(v-1)P}}^{NP} \frac{1}{[i - (p + (v - 1)P)]^2} \tag{4.34}$$

$$\hat{Q} = \frac{1}{P^2} \sum_{v=1}^{N-1} \sum_{d=v+1}^N \frac{1}{(d - v)^2} \tag{4.35}$$

Caso o sistema considerado possua sincronismo entre os usuários, ou seja, $\tau_m = 0$ e caso a condição 4.13 de 1 caminho para cada portadora seja verdade, não existem os termos I_1 , I_2 e I_4 e a variância do termo I_3 é reduzida C vezes. Ou seja, considerando um sistema totalmente síncrono e sem multipercurso o desempenho do sistema provavelmente será melhor devido à menor interferência no sistema, apesar de nem sempre ser possível o sincronismo de chip para o enlace reverso devido ao pequeno tempo de chip.

4.3 MT-CDMA

Na técnica MT-CDMA (Multi-Tone CDMA) [Van95] a sequência de dados é convertida em N sequências paralelas sendo então multiplicadas por um código de espalhamento de comprimento C . Estas sequências por sua vez são moduladas por várias portadoras de maneira que haja uma sobreposição em frequência, mas satisfazendo certas restrições de ortogonalidade para que o sinal possa ser recuperado no receptor. A diferença deste sistema para o descrito na seção anterior reside no fato de que ele não utiliza subportadoras e o comprimento dos códigos de espalhamento é escolhido de tal maneira que haja uma maior sobreposição dos espectros das diversas portadoras do sistema.

Para uma taxa de transmissão $R = 1/T_b$, o tempo de bit em cada subportadora é igual a $T = NT_b$. Referindo-se à figura 4.8 pode-se observar que o espectro ocupado é de $N - 1$ espaçamentos $1/T$, mais dois meios lóbulos de $1/T_c$, onde T_c é a duração de um chip. Logo, a largura de faixa ocupada pelo sistema MT-CDMA é igual a :

$$W = \frac{(N - 1)}{N T_b} + \frac{2}{T_c}. \quad (4.36)$$

A eficiência espectral é dada então por :

$$\frac{R}{W} = \frac{N T_c}{(N - 1) T_c + 2 N T_b}. \quad (4.37)$$

4.3.1 Transmissão

A figura 4.7 representa o diagrama de blocos do transmissor.

A figura 4.8 mostra respectivamente a forma de onda da sequência de dados, do código de espalhamento e a forma do espectro transmitido. Deve-se notar a forte sobreposição dos espectros que dependendo do comprimento do código de espalhamento pode ser ainda maior que a mostrada na figura 4.8. Se $N \gg 1$ e como $T_c \ll T_b$, $W \simeq 2/T_c$, ou seja, a largura de faixa de um sistema DS-CDMA normal com uma portadora.

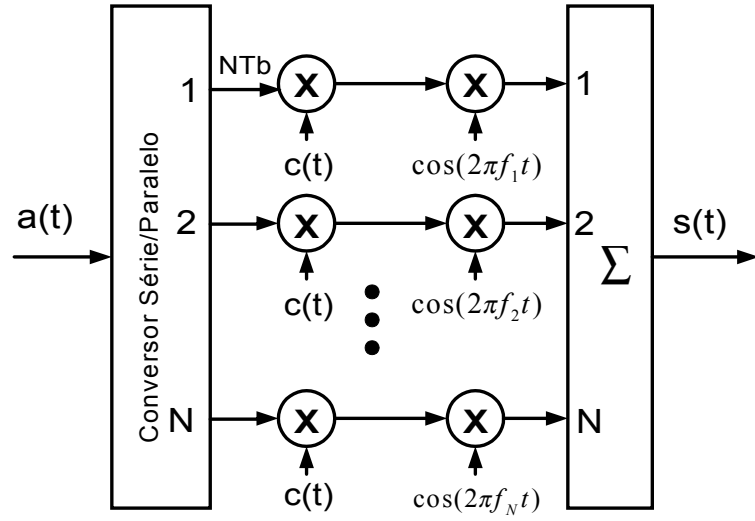


Figura 4.7: Diagrama de Blocos do Transmissor MT-CDMA.

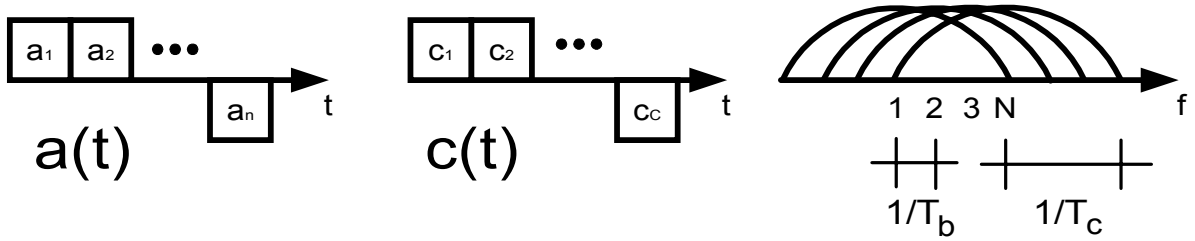


Figura 4.8: Forma de onda da sequência de dados ,do código de espalhamento e a forma do espectro transmitido.

O sinal transmitido pelo usuário m para uma modulação BPSK é dado por :

$$s_m(t) = \sqrt{2S} \sum_{i=1}^N \text{Re} \{ a_m(t) c_m(t) \exp^{2\pi j f_i t} \} \quad (4.38)$$

onde :

- S é a potência das portadoras transmitidas,
- $a_m(t)$ é a sequência de bits do usuário m ,
- $c_m(t)$ é o código de espalhamento do usuário m ,
- f_i é a frequência associada à i -ésima portadora dada por $f_1 + i/T$,
- T é o tempo de duração do bit em cada ramo do conversor,
- N é o número de portadoras.

A seguir faremos algumas considerações acerca do modelo do canal devido ao uso de receptores Rake. O modelo do canal é dado pela equação 2.23, ou seja :

$$h_m(t) = \sum_{l=1}^L \beta_{m,l} \exp \{j\gamma_{m,l}\} \delta(t - \tau_{m,l}) \quad (4.39)$$

onde $\beta_{m,l} \exp \{j\gamma_{m,l}\}$ é uma variável complexa gaussiana de média nula e variância σ_l^2 e $\tau_{m,l} = (l-1) \frac{T}{N_t} + \Delta_{m,l}$ é o atraso do l-ésimo caminho do m-ésimo usuário, sendo que assumimos que são iguais para todas as portadoras do mesmo usuário. $\Delta_{m,l}$ são variáveis i.i.d. para qualquer m e l e uniforme entre $[0, T/N_t)$. Isso se deve ao fato de que o tempo de símbolo T cresce com o número de tons, mas a distribuição do atraso continua constante, logo a distribuição do atraso é dada por $\frac{T}{N_t}$. Os ganhos $\beta_{m,l} \exp \{j\gamma_{m,l}\}$ são independentes para diferentes usuários m, independentes para diferentes caminhos l e i.i.d. para diferentes usuários m e mesmo caminho l devido ao controle de potência.

4.3.2 Recepção

O sinal recebido é representado por :

$$r(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) * h_m(t) \quad (4.40)$$

Realizando a convolução do sinal conforme a equação acima, temos :

$$r(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L [\beta_{m,l} \exp \{j\gamma_{m,l}\} s_m(t - \tau_{m,l})] + \eta(t) \quad (4.41)$$

onde $\eta(t)$ representa o ruído aditivo gaussiano branco de média zero e densidade espectral de potência bilateral $N_0/2$, e $M-1$ é o número de usuários interferentes.

Substituindo-se equação 4.38 na equação 4.41, vem :

$$\begin{aligned} r(t) = & \sqrt{2S} \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1,l} \exp \{j\gamma_{1,l}\} c_1(t - \tau_{1,l}) a_1(t - \tau_{1,l}) \exp \left(\frac{2\pi j i (t - \tau_{1,l})}{T} \right) \\ & + \sum_{m=2}^M \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{m,l} \exp \{j\gamma_{m,l}\} c_m(t - \tau_{m,l}) a_m(t - \tau_{m,l}) \exp \left(\frac{2\pi j i (t - \tau_{m,l})}{T} \right) \\ & + \eta(t) \end{aligned} \quad (4.42)$$

A decodificação do símbolo transmitido pelo n -ésimo caminho da q -ésima portadora do usuário 1 é realizado multiplicando-se o sinal recebido pelo código de espalhamento correspondente ao usuário 1, multiplicando-se por $\cos(\omega_1 t)$ e integrando-se no período T . Assim,

$$Z_{1,q,n} = \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \text{Re} [r_m(t)] c_n(t - \tau_{1,n}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) dt. \quad (4.43)$$

Isolando-se o termo relativo ao usuário desejado, temos :

$$\begin{aligned} Z_{1,q,n} = & \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \text{Re} \left[\sqrt{2S} \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1,l} \exp\{j\gamma_{1,l}\} c_1(t - \tau_{1,l}) a_1(t - \tau_{1,l}) \exp\left(\frac{2\pi j i (t - \tau_{1,l})}{T}\right) \right. \\ & + \sum_{m=2}^M \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{m,l} \exp\{j\gamma_{m,l}\} c_m(t - \tau_{m,l}) a_m(t - \tau_{m,l}) \exp\left(\frac{2\pi j i (t - \tau_{m,l})}{T}\right) \\ & \left. + \eta(t) \right] c_1(t - \tau_{1,n}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) dt. \end{aligned} \quad (4.44)$$

Retirando-se a parte real de todos os termos e agrupando os termos em cos, vem :

$$\begin{aligned} Z_{1,q,n} = & \sqrt{2S} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1,l} c_1(t - \tau_{1,l}) a_1(t - \tau_{1,l}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi i (t - \tau_{1,l})}{T} + \gamma_{1,l}\right) \right. \\ & + \sum_{m=2}^M \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{m,l} c_m(t - \tau_{m,l}) a_m(t - \tau_{m,l}) \cos\left(\omega_n t + \frac{2\pi i (t - \tau_{m,l})}{T} + \gamma_{m,l}\right) \\ & \left. + \eta(t) \right\} c_1(t - \tau_{1,n}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) dt. \end{aligned} \quad (4.45)$$

Fazendo $\psi_{m,l} = \frac{2\pi i \tau_{m,l}}{T} + \gamma_{m,l}$, e aplicando-se a relação $\cos(a + b) = \cos(a) \cos(b) -$

$\text{sen}(a) \text{sen}(b)$, temos :

$$\begin{aligned}
 Z_{1,q,n} = & \sqrt{2S} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1,l} c_1(t - \tau_{1,l}) a_1(t - \tau_{1,l}) \right. \\
 & \left[\cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi i t}{T}\right) \cos(\psi_{1,l}) - \text{sen}\left(\omega_1 t + \frac{2\pi i t}{T}\right) \text{sen}(\psi_{1,l}) \right] \\
 & + \sum_{m=2}^M \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{m,l} c_m(t - \tau_{m,l}) a_m(t - \tau_{m,l}) \\
 & \left[\cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi i t}{T}\right) \cos(\psi_{m,l}) - \text{sen}\left(\omega_1 t + \frac{2\pi i t}{T}\right) \text{sen}(\psi_{m,l}) \right] \\
 & \left. + \eta(t) \right\} c_1(t - \tau_{1,n}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) dt. \tag{4.46}
 \end{aligned}$$

Colocando-se o termo $c_1(t - \tau_{1,n}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right)$ para dentro das chaves, temos :

$$\begin{aligned}
 Z_{1,q,n} = & \sqrt{2S} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1,l} c_1(t - \tau_{1,l}) c_1(t - \tau_{1,n}) a_1(t - \tau_{1,l}) \right. \\
 & \left[\cos\omega_1 t + \frac{2\pi i t}{T} \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) \cos(\psi_{1,l}) \right. \\
 & \left. - \text{sen}\left(\omega_1 t + \frac{2\pi i t}{T}\right) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) \text{sen}(\psi_{1,l}) \right] \\
 & + \sum_{m=2}^M \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{m,l} c_m(t - \tau_{m,l}) c_n(t - \tau_{1,n}) a_m(t - \tau_{m,l}) \\
 & \left[\cos\omega_1 t + \frac{2\pi i t}{T} \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) \cos(\psi_{m,l}) \right. \\
 & \left. - \text{sen}\left(\omega_1 t + \frac{2\pi i t}{T}\right) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) \text{sen}(\psi_{m,l}) \right] \\
 & \left. + \eta(t) c_1(t - \tau_{1,n}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) \right\} dt. \tag{4.47}
 \end{aligned}$$

Finalmente, utilizando-se as relações $\cos(a) \cos(b) = 1/2 [\cos(a-b) + \cos(a+b)]$ e $\text{sen}(a) \cos(b) =$

$1/2 [\text{sen}(a - b) + \text{sen}(a + b)]$, temos :

$$\begin{aligned}
Z_{1,q,n} = & \sqrt{2S} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1,l} c_1(t - \tau_{1,l}) c_1(t - \tau_{1,n}) a_1(t - \tau_{1,l}) \right. \\
& \left[\frac{1}{2} \left[\cos\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) + \cos\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(i+q)t}{T}\right) \right] \cos(\psi_{1,l}) \right. \\
& \left. \left. - \frac{1}{2} \left[\text{sen}\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) + \text{sen}\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(i+q)t}{T}\right) \right] \text{sen}(\psi_{1,l}) \right] \right. \\
& + \sum_{m=2}^M \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{m,l} c_m(t - \tau_{m,l}) c_n(t - \tau_{1,n}) a_m(t - \tau_{m,l}) \\
& \left[\frac{1}{2} \left[\cos\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) + \cos\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(i+q)t}{T}\right) \right] \cos(\psi_{m,l}) \right. \\
& \left. \left. - \frac{1}{2} \left[\text{sen}\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) + \text{sen}\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(i+q)t}{T}\right) \right] \text{sen}(\psi_{m,l}) \right] \right. \\
& \left. + \eta(t) c_1(t - \tau_{1,n}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi qt}{T}\right) \right\} dt. \tag{4.48}
\end{aligned}$$

Separando-se os termos relativos ao caminho n da portadora q do usuário 1, temos :

$$\begin{aligned}
Z_{1,q,n} = & \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \beta_{1,n} c_1(t - \tau_{1,n}) c_1(t - \tau_{1,n}) a_1(t - \tau_{1,n}) \\
& \left[\cos\left(\frac{2\pi(q-q)t}{T}\right) + \cos\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(q+q)t}{T}\right) \right] \cos \psi_{1,n} \\
& - \left[\text{sen}\left(\frac{2\pi(q-q)t}{T}\right) + \text{sen}\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(q+q)t}{T}\right) \right] \text{sen}(\psi_{1,n}) \Big] dt \\
& + \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \sum_{l=1; l \neq n}^L \beta_{1,l} c_1(t - \tau_{1,l}) c_1(t - \tau_{1,n}) a_1(t - \tau_{1,l}) \\
& \left[\cos\left(\frac{2\pi(q-q)t}{T}\right) + \cos\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(q+q)t}{T}\right) \right] \cos(\psi_{1,l}) \\
& - \left[\text{sen}\left(\frac{2\pi(q-q)t}{T}\right) + \text{sen}\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(q+q)t}{T}\right) \right] \text{sen}(\psi_{1,l}) \Big] dt \\
& + \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \sum_{i=1, i \neq q}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1,l} c_1(t - \tau_{1,l}) c_1(t - \tau_{1,n}) a_1(t - \tau_{1,l}) \\
& \left[\cos\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) + \cos\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(i+q)t}{T}\right) \right] \cos(\psi_{1,l}) \\
& - \left[\text{sen}\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) + \text{sen}\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(i+q)t}{T}\right) \right] \text{sen}(\psi_{1,l}) \Big] dt \\
& + \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \sum_{m=2}^M \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \beta_{m,l} c_m(t - \tau_{m,l}) c_n(t - \tau_{1,n}) a_m(t - \tau_{m,l}) \\
& \left[\cos\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) + \cos\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(i+q)t}{T}\right) \right] \cos(\psi_{m,l}) - \\
& \left[\text{sen}\frac{2\pi(i-q)t}{T} + \text{sen}\left(2\omega_1 t + \frac{2\pi(i+q)t}{T}\right) \right] \text{sen}(\psi_{m,l}) \Big] dt \\
& + \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \eta(t) c_1(t - \tau_{1,n}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) dt.
\end{aligned} \tag{4.49}$$

Omitindo-se os termos em $2\omega_1$ temos :

$$\begin{aligned}
Z_{1,q,n} = & \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \beta_{1,n} c_1(t - \tau_{1,n}) c_1(t - \tau_{1,n}) a_1(t - \tau_{1,n}) dt \\
& + \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,l} c_1(t - \tau_{1,l}) c_1(t - \tau_{1,n}) a_1(t - \tau_{1,l}) \cos(\psi_{1,l}) dt \\
& + \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \sum_{i=1, i \neq q}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1,l} c_1(t - \tau_{1,l}) c_1(t - \tau_{1,n}) a_1(t - \tau_{1,l}) \\
& \left[\cos\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) \cos(\psi_{1,l}) - \text{sen}\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) \text{sen}(\psi_{1,l}) \right] dt \\
& + \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \sum_{m=1}^M \beta_{m,1} c_m(t - \tau_{m,1}) c_n(t - \tau_{1,n}) a_m(t - \tau_{m,1}) \cos(\psi_{m,1}) dt \\
& + \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1, i \neq q}^N \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{m,l} c_m(t - \tau_{m,l}) c_n(t - \tau_{1,n}) a_m(t - \tau_{m,l}) \\
& \left[\cos\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) \cos(\psi_{m,l}) - \text{sen}\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) \text{sen}(\psi_{m,l}) \right] dt \\
& + \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} \eta(t) c_1(t - \tau_{1,n}) \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi q t}{T}\right) dt. \tag{4.50}
\end{aligned}$$

O receptor do usuário 1 consiste de N receptores Rake. Cada receptor Rake consiste de λ filtros casados que sintonizam nos primeiros λ caminhos, sendo que $1 \leq \lambda \leq L$. Para um bit transmitido na q -ésima portadora, a variável de decisão dos λ filtros casados são somados e formam a variável de decisão final :

$$\begin{aligned}
Z_1 \quad | \quad \rho &= \sum_{n=1}^{\lambda} Z_{1,q,n} \\
&= D + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \eta
\end{aligned}$$

onde,

- D é o sinal desejado referente ao caminho n do usuário 1 e portadora q ;
- I_1 é a interferência devido aos $L - 1$ percursos diferentes de 1, causados pela mesma portadora q do usuário 1;
- I_2 é a interferência devido aos L percursos causados pelas portadoras diferentes de q do

usuário 1 ;

- I_3 é a interferência devido aos L percursos causados pela mesma portadora q dos usuários diferentes de 1 ;
- I_4 é a interferência devido aos L percursos causados pelas portadoras diferentes de q dos usuários diferentes de 1 ;
- η é o ruído gaussiano branco aditivo com média zero e variância $N_0TS\lambda/4$.

Logo,

$$E[Z_1 | \rho] = \sqrt{\frac{ST^2B}{2}}$$

sendo que

$$B = \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n}.$$

Cálculo de I_1 :

A expressão de I_1 é dada por :

$$I_1 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} I_{1,q,n} \quad (4.51)$$

onde para o usuário 1, temos :

$$I_{1,q,n}^1 = \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,q,l} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} b_{1,p}(t - \tau_{1,l}) a_1(t - \tau_{1,l}) a_1(t - \tau_{1,n}) dt. \quad (4.52)$$

Reescrevendo a integral acima através de uma mudança de variáveis, temos :

$$I_{1,q,n}^1 = \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,q,l} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \int_{\tau_{1,n}}^{\tau_{1,n}+T} b_{1,p}(t - \tau_{1,l} + \tau_{1,n}) a_1(t - \tau_{1,l} + \tau_{1,n}) a_1(t) dt. \quad (4.53)$$

Utilizando-se as funções de correlação cruzada parcial, podemos escrever :

$$I_{1,q,n} = \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,q,l} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \left[b_{1,p}^{-1} R_1(\tau_{1,l} - \tau_{1,n}) + b_{1,p}^0 \widehat{R}_1(\tau_{1,l} - \tau_{1,n}) \right]. \quad (4.54)$$

Supondo todo os termos independentes e descorrelacionados para qualquer q, l e n , temos :

$$E[(I_{1,q,n})^2] = E \left[\sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,q,l}^2 \cos^2(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \left[(b_{1,p}^{-1})^2 R_1^2(\tau_{1,l} - \tau_{1,n}) + (b_{1,p}^0)^2 \widehat{R}_1^2(\tau_{1,l} - \tau_{1,n}) \right] \right]. \quad (4.55)$$

A seguir é calculado o valor médio das variáveis $\beta_{1,q,l}^2$ e $\cos^2(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n})$ e dos bits $(b_{1,p}^{-1})^2$ e $(b_{1,p}^0)^2$, resultando em :

$$E[(I_{1,q,n})^2] = \sum_{l=1, l \neq n}^L \frac{1}{2} \sigma_l^2 E \left[\left[R_1^2(\tau_{1,l} - \tau_{1,n}) + \widehat{R}_1^2(\tau_{1,l} - \tau_{1,n}) \right] \right]. \quad (4.56)$$

Quando um filtro casado sintoniza o n -ésimo caminho, podemos fazer $\Delta_{1,n} = 0$ como referência, portanto $\tau_{1,l} - \tau_{1,n} = (l - n) \frac{T}{N_t} + \Delta_{1,l}$

Logo,

$$E[(I_{1,q,n})^2] = \sum_{l=1, l \neq n}^L \frac{1}{2} \sigma_l^2 \frac{N}{T} \int_0^{\frac{T}{N}} \left[R_{1,1}^2(\tau) + \widehat{R}_{1,1}^2(\tau) \right] d\tau. \quad (4.57)$$

Considerando-se $0 \leq (l - n) \frac{T}{N_t} \leq \tau \leq (l - n) \frac{T}{N_t} + \frac{T}{N_t} \leq T$ para $L \leq \frac{T}{N_t}$, e fazendo a mudança conforme a equação (11) de [Pur77], vem :

$$E[(I_{1,q,n})^2] = \frac{1}{2} \sum_{l=1, l \neq n}^L \sigma_l^2 \frac{N}{T} \sum_{l=1}^{\frac{C}{N}-1} \int_{lT_c}^{(l+1)T_c} \left[R_{1,1}^2(\tau) + \widehat{R}_{1,1}^2(\tau) \right] d\tau. \quad (4.58)$$

Utilizando-se a passagem de (11) para (12) de [Pur77], temos :

$$E [(I_{1,q,n})^2] = \frac{1}{2} \sum_{l=1, l \neq n}^L \sigma_l^2 \frac{N}{T} \frac{C}{N} \frac{T_c^3}{3} A_1 (|l - n|) \quad (4.59)$$

onde $A_1(f) = A_2(f) - A_2(f - N)$ e $A_2(f) = C_1^2(f + 1) + C_1^2(f) + C_1(f + 1)C_1(f)$.

Relembrando que $T_c = T/C$ simplificamos a equação anterior e temos :

$$E [(I_{1,q,n})^2] = \frac{T_c^2}{6} \sum_{l=1, l \neq n}^L \sigma_l^2 A_1 (|l - n|). \quad (4.60)$$

Assim,

$$E [(I_1)^2] = \frac{PT_c^2}{12} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^L \sigma_l^2 A_1 (|l - n|) \quad (4.61)$$

Para códigos aleatórios, temos :

$$A_1 (|l - n|) = 2N \quad (4.62)$$

Cálculo de I_2 :

A expressão de I_2 é dada por :

$$I_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} I_{2,q,n} \quad (4.63)$$

onde para o usuário 1, temos :

$$\begin{aligned} I_{2,q,n}^1 = & \sqrt{\frac{S}{2}} \int_{\tau_{1n}}^{\tau_{1n}+T} \sum_{i=1, i \neq q}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1l} c_1(t - \tau_{1l}) c_1(t - \tau_{1n}) a_1(t - \tau_{1l}) \\ & \left[\cos\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) \cos(\psi_{1l}) - \text{sen}\left(\frac{2\pi(i-q)t}{T}\right) \text{sen}(\psi_{1l}) \right] dt. \end{aligned}$$

Realizando-se manipulações semelhantes às anteriores chegamos a :

$$I_{2,q,n}^1 = \sqrt{\frac{S}{2}} \int_0^T \sum_{i=1, i \neq q}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1l} c_1(t - \tau^{\pm}) c_1(t) a_1(t - \tau^{\pm}) \cos(\omega t + \psi_{1l}) dt$$

onde $\omega = \frac{2\pi(i-q)t}{T}$ e $\tau^\pm = \tau_{1,l} - \tau_{1,n}$.

Utilizando-se a fórmula

$$\begin{aligned} & \int_0^T b(t - \tau^\pm) a_1(t - \tau^\pm) a_1(t) \cos(\omega t + \varphi) \\ &= b^{\mp 1} [C_1(f + 1 - N) - C_1(f - N)] + b^0 [C_1(f + 1) - C_1(f)] \Delta \text{Si nc} \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right) \cos \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.64)$$

de [Sou96], onde $\text{Sinc}(y) = \frac{\sin(y)}{y}$, $\Delta = |\tau^\pm| - fT_c$, temos :

$$\begin{aligned} I_{2,q,n}^1 &= \sqrt{\frac{S}{2}} \sum_{i=1, i \neq q}^N \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \{ b^{\mp 1} [C_1(f + 1 - N) - C_1(f - N)] + b^0 [C_1(f + 1) - C_1(f)] \} \\ &\quad \Delta \text{Si nc} \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right) \cos \left(\frac{\Delta\omega}{2} \pm \varphi \right) \end{aligned} \quad (4.65)$$

onde $\Delta = \Delta_{1,l} - \Delta_{1,n} \bmod T/N$ é uma variável uniforme em $T//N$, φ é uma variável uniforme em $[0, 2\pi]$.

Considerando-se todos os termos descorrelacionados e independentes e calculando-se

$$E \left[\Delta^2 \text{Si nc}^2 \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right) \cos^2 \left(\frac{\Delta\omega}{2} \pm \varphi \right) \right] = \frac{\omega T - \sin \left(\frac{\omega T}{N} \right) N}{T\omega^3}, \quad (4.66)$$

temos :

$$E [(I_2)^2] = \frac{PT^2}{8\pi^3} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 A_3(|l - n|) \sum_{i=1, i \neq q}^N \frac{2\pi(i - q) - \sin \left(\frac{2\pi(i - q)}{N} \right) N}{(i - q)^3} \quad (4.67)$$

onde $A_3(f) = A_4(f) - A_4(f - N)$ e $A_4(f) = C_1^2(f + 1) + C_1^2(f) - C_1(f + 1)C_1(f)$.

Cálculo de I_3 e I_4 :

O cálculo dos termos I_3 e I_4 para um sistema síncrono CDMA, ou seja, os usuários transmitem em sincronismo e com a mesma base de tempo, é similar aos termos I_1 e I_2 respectivamente, multiplicando-se por um fator (M-1) relativo aos (M-1) usuários interferentes.

Ou seja,

$$E [(I_3)^2] = \frac{P(M-1)T_c^2}{12} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 A_1 (|l-n|), \quad (4.68)$$

$$E [(I_4)^2] = \frac{P(M-1)T^2}{8\pi^3} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 A_3 (|l-n|) \sum_{i=1, i \neq q}^N \frac{2\pi(i-q) - \sin\left(\frac{2\pi(i-q)}{N}\right) N}{(i-q)^3} \quad (4.69)$$

Observa-se então que o termo I_2 da técnica MC-DSCDMA é referente apenas aos $L-1$ percursos, uma vez que as portadoras são ortogonais e portanto não se interferem. Mas na técnica MT-CDMA essa ortogonalidade não existe.

Todo o cálculo baseia-se nos trabalhos de Pursley [Pur77], Sarwate e Pursley [Sar80], sendo que o cálculo para seqüências completamente aleatórias também foi realizado por Pursley juntamente com Borth [Bor79] e as simplificações finais por Sourour e Nakagawa [Sou96].

Capítulo 5

Resultados de Simulação

Neste capítulo serão apresentados alguns resultados de simulação das técnicas descritas nos capítulos anteriores. Para todas as técnicas foram realizadas simulações computacionais baseadas na aproximação gaussiana da interferência multi-usuário. Ou seja, de maneira geral a variável de decisão é dada por :

$$Z = D + I_u + I_m + \eta$$

onde D é o sinal desejado, I_u é interferência do próprio usuário, I_m é a interferência multi-usuário e η é o ruído branco gaussiano.

Foram levados em consideração os seguintes fatores :

- dados transmitidos são aleatórios e com símbolos equiprováveis ;
- seqüências de espalhamento são aleatórias e com símbolos equiprováveis ;
- variáveis Rayleigh do canal são independentes para cada caminho e diferentes usuários ;
- ruído gaussiano branco foi adicionado a cada símbolo transmitido ;
- aproximação gaussiana para os usuários interferentes é baseado no Teorema do Limite Central ;
- perfeita estimação do canal no caso de Receptores Rake ;
- sinal recebido considerado como perfeitamente demodulado, ou seja, perfeita estimação de fase.

5.1 FH-CDMA

A figura 5.1 mostra resultados de simulação para P_b como função do número de usuários ativos. Foram obtidos resultados para combinação linear (LC) e combinação por decisão abrupta (HLC), tanto para canais *Rayleigh* quanto para canais *Rice* com um fator $K = 2dB$. O sistema simulado possui $N = 256$ frequências e o comprimento do código de espalhamento é igual a 19.

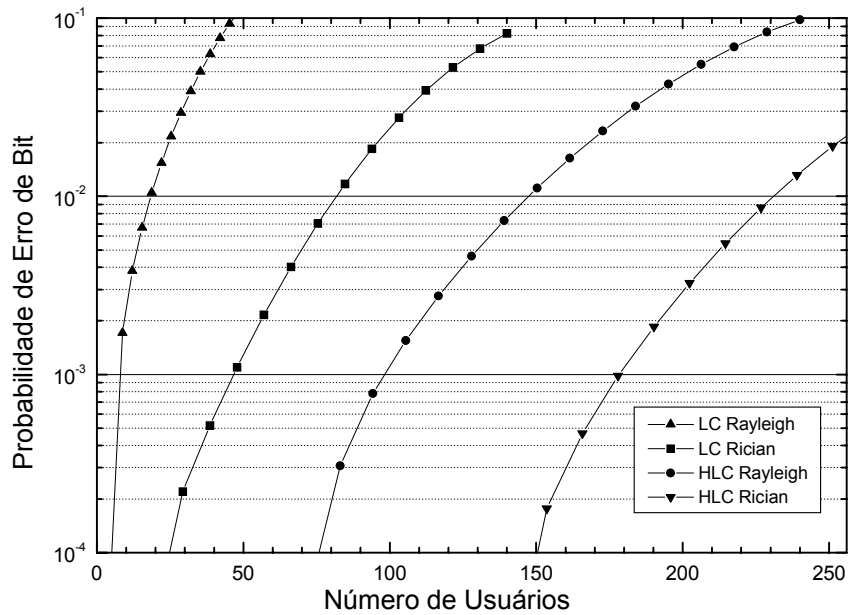


Figura 5.1: Comparação dos esquemas de combinação linear (LC) e combinação por decisão abrupta (HLC) para canais Rayleigh e Rice ($K = 2dB$) com $RSR = 13dB$.

O cálculo do limiar α pode ser feito pelo método citado na referência [God80]. Para o nosso caso ele foi ajustado para um valor ótimo igual a 2,75.

Da figura 5.1 podemos observar que para uma probabilidade de erro de 10^{-3} e um canal *Rayleigh*, a combinação por decisão abrupta possibilita 100 usuários, sendo que com combinação linear possibilita 10 usuários simultâneos. Isto representa um ganho de dez vezes. Já para um canal *Rice*, combinação por decisão abrupta possibilita 180 usuários enquanto a por combinação linear possibilita apenas 50 usuários. Sendo um ganho de quase quatro vezes.

Na referência [Yue81] foi obtido o desempenho da técnica FH-CDMA com combinação por decisão abrupta e combinação linear através de limitantes superiores para a probabilidade de erro de bit num canal com desvanecimento *Rayleigh*. A combinação por decisão abrupta demonstrou possuir um desempenho muito superior ao da decisão por combinação linear.

Os resultados de simulação vieram a comprovar a superioridade da combinação por decisão abrupta. Sendo assim, para efeito de comparação, as simulações posteriores considerarão apenas a regra com combinação por decisão abrupta.

5.2 MC-CDMA

Para a simulação da técnica MC-CDMA foi realizada uma normalização das variáveis geradas de forma a facilitar a simulação. Esta normalização em função do ruído branco gaussiano não afeta os resultados da simulação.

Assim,

$$Z_1 = \frac{a_1}{\sqrt{\sigma_\eta^2}} \sum_{i=1}^N \beta_{1,i} + \frac{I_1}{\sqrt{\sigma_\eta^2}} + \frac{\eta}{\sqrt{\sigma_\eta^2}} \quad (5.1)$$

onde $\sqrt{\sigma_\eta^2} = \sqrt{\frac{N N_0}{T_b}}$

Logo,

$$Var\left\{\frac{I_1}{\eta}\right\} = \frac{(M-1) \overline{p_m} T_b}{N N_0}. \quad (5.2)$$

Definindo-se a relação sinal ruído como :

$$RSR = \frac{E_b}{N_0} = \frac{\overline{p_m} T_b}{N_0}. \quad (5.3)$$

E considerando a equação 5.2, temos :

$$Var\left\{\frac{I_1}{\eta}\right\} = \frac{(M-1) RSR}{N}. \quad (5.4)$$

5.3 MC-DSCDMA

Inicialmente foi realizado um estudo comparativo da técnica MC-DSCDMA para diferentes combinações de P e N . Como citado anteriormente a técnica MC-DSCDMA é uma generalização de várias outras técnicas, logo ela por si só já é a comparação de algumas técnicas para determinados valores de P e N . Tal estudo é importante caso a implementação real seja feita através de FFT, pois as combinações de P e N podem afetar a complexidade da FFT assim como a filtragem do sistema.

Deve-se observar que para manter a mesma relação R/W , faz-se necessário um ajuste no comprimento do código de espalhamento de acordo com a equação 4.11. Vale a pena observar também que a relação sinal ruído de $13dB$ aqui considerada é aproximada uma vez que o cálculo da mesma é realizado ponderando-se em função das variáveis *Rayleigh* geradas.

A seguir faremos uma rápida descrição dos sistemas equivalentes dos quais é derivada a técnica MC-DSCDMA.

A figura 5.2 mostra o diagrama de blocos do transmissor MC-DSCDMA equivalente quando $N = 1$ e P é um valor qualquer. Neste caso, não há um aumento no tempo de bit nas portadoras, sendo assim, o MC-DSCDMA é mais suscetível à interferência intersimbólica (ISI) assim como ao desvanecimento seletivo em frequência.

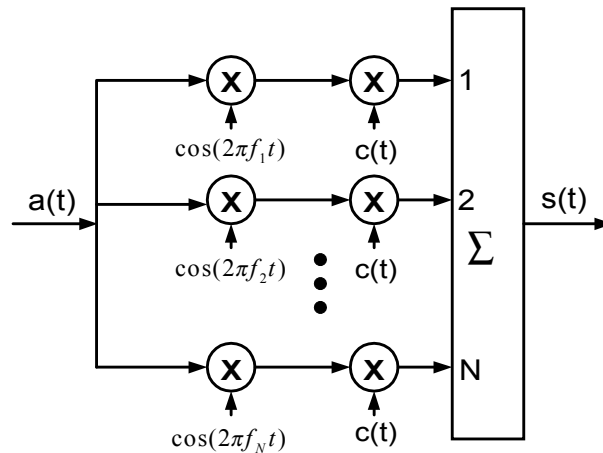


Figura 5.2: Sistema MC-DSCDMA para $P=1$ e N qualquer.

A figura 5.3 mostra o diagrama de blocos do transmissor DS-CDMA equivalente quando

$P = 1$. Neste caso há um aumento no tempo de bit nas portadoras combatendo a interferência intersimbólica, mas por outro lado não há o ganho de diversidade em frequência.

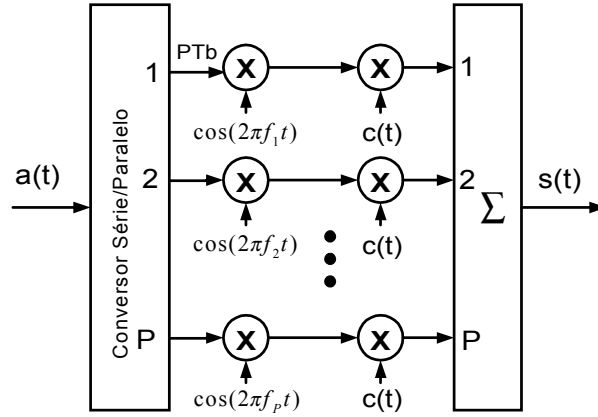


Figura 5.3: Sistema MC-DSCDMA para $N=1$ e P qualquer.

A figura 5.4 mostra a comparação para três combinações de P e N . Esta comparação é realizada para os mesmos valores de PN . Os valores do comprimento do código de espalhamento C devem ser alterados conforme a equação 4.11 para que não seja alterada a largura de faixa total ocupada pelo sistema. Como visto pelo gráfico, o sistema sem a conversão série-paralelo e com nove portadoras possui um melhor desempenho que a configuração anterior. Isto se deve ao ganho por diversidade em frequência, apesar do menor ganho de processamento. Sendo assim, para as comparações posteriores somente iremos considerar a configuração com $N = 1$ e $P = 9$.

5.4 MT-CDMA

A figura 5.5 mostra resultados de simulação para a técnica MT-CDMA com 10 usuários ativos simultaneamente para várias combinações de número de portadoras e comprimento do código. As combinações foram escolhidas de forma a se manter a mesma eficiência espectral e mesma eficiência de potência. Considera-se um canal com $L = 4$ caminhos e λ é o número de caminhos do Receptor Rake. Pode-se observar que o uso do Receptor Rake possui um efeito enorme devido à grande superposição dos espectros, sendo que a probabilidade de erro

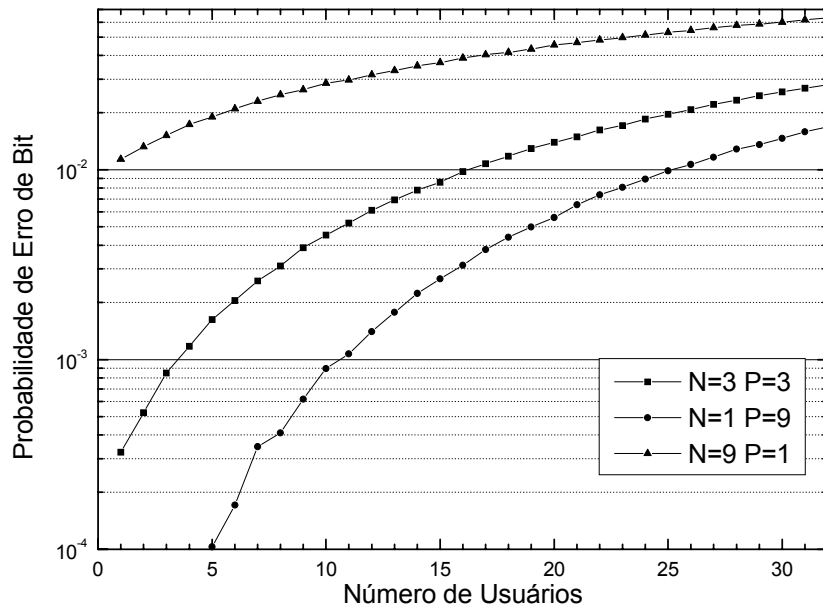


Figura 5.4: Comparação do desempenho da técnica MC-DSCDMA em um canal Rayleigh com $RSR = 13\text{dB}$ para diversos valores de N e P .

só consegue atingir 10^{-3} com $\lambda = 2$.

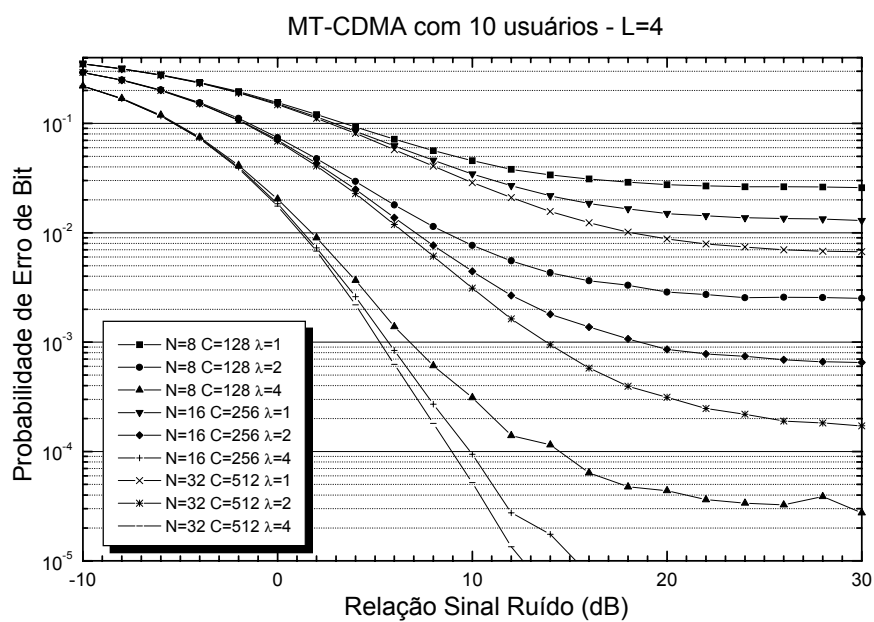


Figura 5.5: Comparação da técnica MT-CDMA com 10 usuários.

5.5 Comparação

Vamos salientar agora alguns pontos acerca da comparação das diferentes técnicas CDMA em ambientes interiores. Como visto nos capítulos anteriores, foram levados em consideração na comparação, além dos descritos no início do capítulo, os seguintes fatores :

- mesma eficiência de potência, $RSR = 13dB$;
- mesma eficiência espectral R/W , com $R = 1Mbps$;
- espalhamento Doppler entre 0,1 a 6,1Hz;
- espalhamento do atraso máximo, T_m , entre 10 e 50ns.

Para todas as técnicas foi verificado primeiramente se o canal é seletivo ou não em frequência. Caso o canal seja seletivo foi calculado número de caminhos resolvíveis a partir do tempo de chip dado pela equação 2.22. Em seguida foi comparada a largura de faixa total com a desejada uma vez que a escolha dos parâmetros de cada técnica não permitem ocupar exatamente a mesma faixa.

A figura 5.6 mostra resultados de simulação com parâmetros adequados a um canal de ambiente interior. A largura de faixa utilizada se adapta bem aos 26MHz disponíveis da faixa de 2,4GHz ISM (*Instrumentation, Scientific and Medical*) para o Japão para o IEEE 802.11 [Feh95, p. 429]. Considera-se aqui uma taxa de transmissão de 1Mbps para o cálculo da largura de faixa total.

Pode-se observar na figura 5.6 que para uma taxa $P_b = 2 \times 10^{-3}$ a capacidade da técnica FH-CDMA é 3,5 vezes maior que a capacidade da técnica MC-CDMA, sendo que a técnica MT-CDMA sequer alcança o limiar de 10^{-3} . Isto se deve ao fato da interferência do próprio usuário já ser inicialmente alta devido à sobreposição dos espectros. É importante notar que foi considerado a recepção não-coerente para a técnica FH-CDMA.

Apresentamos também uma tabela com valores de alguns parâmetros das diferentes técnicas.

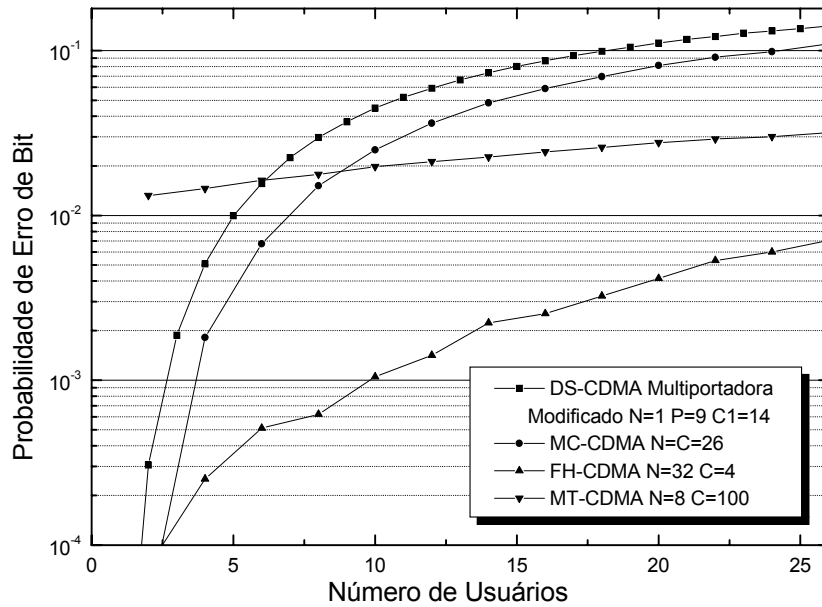


Figura 5.6: Comparação do desempenho das técnicas MC-CDMA, MC-DSCDMA, MT-CDMA e FH-CDMA($\alpha = 2,75$) em um canal Rayleigh com RSR = 13dB.

		MC-CDMA	MC-DSCDMA	MT-CDMA	FH-CDMA
Largura de Faixa	W	26MHz		25,88MHz	26MHz
Taxa da Informação	R	1Mbps	1Mbps	1Mbps	1Mbps
Tempo de Bit	T_b	1 μs	1 μs	1 μs	5 μs
Caminhos Paralelos ³	P		1	8	
Número de Portadoras	N	25	9	8	32
Comprimento do Código	C	25		100	4
Tempo de Chip	T_c	1 μs		80ns	1,25 μs

Tabela 1

Realizamos também uma simulação para uma largura de faixa maior que poderia ser utilizado nos 100MHz disponíveis da faixa de 2,4GHz ISM(Instrumentation, Scientific and Medical) para a Europa para o IEEE 802.11 [Feh95, p. 429]. Os resultados podem ser observados na figura 5.7. Vemos que para uma probabilidade de erro de bit de 10^{-3} o sistema FH-CDMA suporta 15 usuários enquanto o sistema MC-CDMA suporta 12 usuários e o sis-

tema MC-DSCDMA 9 usuários. A diferença aqui não é tão marcante porque os códigos de espalhamento são maiores que no sistema anterior, sendo mais eficientes.

Apresentamos a seguir uma tabela com os valores utilizados na simulação :

		MC-CDMA	MC-DSCDMA	MT-CDMA	FH-CDMA
Largura de Faixa	W	100MHz	100MHz	99,88MHz	100MHz
Taxa da Informação	R	1Mbps	1Mbps	1Mbps	1Mbps
Tempo de Bit	T_b	1 μs	1 μs	1 μs	5 μs
Caminhos Paralelos	P		1	8	
Número de Portadoras	N	99	9	8	64
Comprimento do Código	C	99	10	396	10
Tempo de Chip	T_c	1 μs	100ns	2,02ns	600ns

Tabela 2

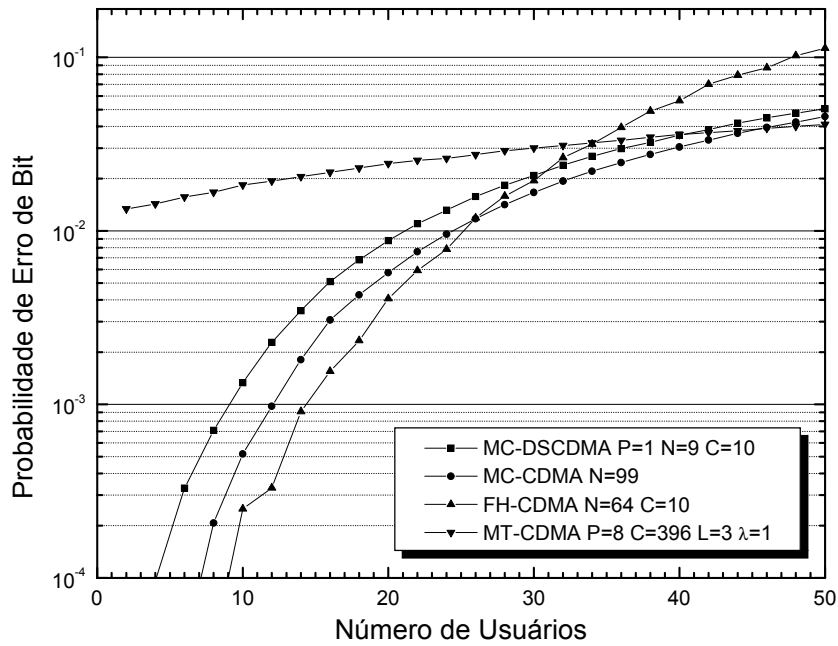


Figura 5.7: Comparação do desempenho das técnicas MC-CDMA, MC-DSCDMA, MT-CDMA e FH-CDMA ($\alpha = 2,75$) em um canal Rayleigh com RSR = 13dB.

Capítulo 6

Conclusões

Neste trabalho foram estudadas diversas técnicas de modulação multiportadora como também uma técnica de modulação por salto em frequência. O modelo de canal utilizado foi o de um ambiente interior. O desempenho destas técnicas foi obtido através de simulações computacionais. Tais simulações foram realizadas a partir do modelo dos receptores considerando-se que a componente de interferência de multi-usuário pode ser aproximada por uma variável gaussiana.

Em um primeiro momento foi realizado o estudo de uma técnica FH-CDMA e uma MC-CDMA num canal de ambiente interior para um enlace reverso síncrono. Tal comparação resultou em um ganho considerável em favor do sistema FH-CDMA. Vale ressaltar que estamos considerando detecção não coerente para uma modulação BFSK com a técnica FH-CDMA e detecção coerente para uma modulação BPSK com a técnica MC-CDMA. Posteriormente foi realizado um estudo de técnicas multiportadoras, mas para um enlace reverso assíncrono. O estudo do sistema assíncrono deve-se ao fato do sistema possuir um tempo de bit mais elevado devido aos códigos de espalhamento utilizados, não sendo possível assim o perfeito sincronismo de chip do receptor. A técnica MC-DSCDMA assim com a técnica MT-CDMA apresentaram um desempenho inferior ao sistema FH-CDMA, bem como em relação ao sistema MC-CDMA, possivelmente devido ao assincronismo de chip.

Ainda assim, podemos observar que a diferença de desempenho das diversas técnicas não é muito grande para o sistema utilizando $100MHz$ de faixa, sendo que somente a técnica MT-

CDMA possui um desempenho inferior às demais. É interessante notar que poderiam ocorrer algumas combinações de parâmetros onde as diferentes técnicas teriam um desempenho igual para uma determinada probabilidade de erro.

Vale a pena observar que em todas as comparações não foi considerado um canal limitado em potência como é o caso de ambientes interiores. Conforme citado na introdução, um dos requisitos dos sistemas em ambientes interiores é a baixa potência uma vez que em geral são feitos para o uso em ambientes que não podem sofrer muita interferência, como é o caso em hospitais. No entanto, foi observada uma relação sinal ruído fixa (E_b/N_0) para todas as técnicas. Ou seja, apesar da comparação ser realizada para um mesma eficiência espectral, não houve a preocupação em relação ao nível de potência máximo. Sendo assim, as técnicas MC-CDMA e FH-CDMA, apesar de possuírem um desempenho superior podem inviáveis para uma implementação prática devido ao limite de potência máximo do equipamento em ambientes que não podem sofrer interferência. Já as técnicas MT-CDMA e MC-DSCDMA pelo fato de possuírem espalhamento espectral por sequência direta, o nível de potência é pequeno em comparação às outras técnicas. Uma das grandes vantagens da técnica MC-DSCDMA é poder usufruir das vantagens da técnica MC-CDMA e da técnica DS-CDMA, pois com a escolha adequada dos parâmetros pode-se atingir os níveis de potência requeridos sem afetar de maneira considerável o desempenho do sistema.

6.1 Propostas de Trabalhos Futuros

Deve-se observar que a técnica MC-CDMA utiliza modulação BPSK nas subportadoras, sendo que há a possibilidade de utilização de técnicas de modulação com maior diversidade como QPSK ou 8-PSK, podendo-se conseguir assim um aumento considerável da capacidade. A técnica FH-CDMA apesar de apresentar um desempenho superior nessa comparação já utiliza uma técnica de modulação com diversidade N . Para as técnicas MC-DSCDMA e MT-CDMA não se pode afirmar *a priori* se haverá ganho de diversidade pois como empregam espalhamento espectral por sequência direta o ganho pela utilização de técnicas de modulação

N -árias podem não resultar em um ganho relevante.

Para a técnica MT-CDMA foram feitas algumas considerações acerca da independência dos termos componentes relativos às portadoras. É necessário um estudo mais detalhado e abrangente acerca das correlações entre as portadoras.

As simulações foram realizadas para um canal *Rayleigh*, canal este comumente utilizado para modelar ambientes interiores tais como escritórios e hospitais. Um estudo do comportamento em um canal *Rice* seria interessante pois, em geral, ocorre linha de visada quando os equipamentos são utilizado em grandes ambientes interiores como armazéns ou fábricas, sendo o espalhamento do atraso maior nesse caso provocando mais percursos resolvíveis pelo receptor *Rake*.

Bibliografia

- [Bor79] BORTH, D. E. e PURSLEY, M. B. “Analysis of Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communication Over Rician Fading Channels”, *IEEE Trans. Commun.*, Out. 1979, vol. COM-27, pp. 1566-1577.
- [Feh95] FEHER, K. *Wireless Digital Communications : Modulation and Spread Spectrum Applications*, Prentice Hall, 1995.
- [Gan90] GANESH, R. e PAHLAVAN, K. “Effects of Traffic and Local Movements on Multipath Characteristics of an Indoor Radio Channel”, *Electronics Letters*, Jun. 1990, vol. 26 n° 12, pp. 810-812.
- [God80] GOODMAN, D. J. ; HENRY, P. S. e PRABHU, V. K. ”Frequency-Hopped Multilevel FSK for Mobile Radio ”, *The Bell System Technical Journal*, Set. 1980, vol. 59, n° 7, pp. 1257-1275.
- [Pra97] HARA, S. e PRASAD, R. “Overview of Multicarrier CDMA ”, *IEEE Communications Magazine*, Dez. 1997, pp. 126-133.
- [How90] HOWARD, S. J. e PAHLAVAN, K. “Doppler Spread Measurements of Indoor Radio Channel”, *Electronics Letters*, Jan. 1990, vol. 26 n° 2, pp. 107-109.
- [Pet95] PETERSON, R. L. ; ZIEMER, R. E. e BORTH, D. E. *Introduction to Spread-Spectrum Communications*, Prentice Hall, 1995.
- [Pro95] PROAKIS, J. G. *Digital Communications*, McGraw Hill, 3º Edição, 1995.
- [Pur77] PURSLEY, M. B. “Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple-access communication, Part I : System Analysis”, *IEEE Trans. Commun.*, Ago. 1977,

- vol. COM-25, pp. 795-799.
- [Sar80] SARWATE, D. V. e PURSLEY, M. B. “Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences”, *Proceedings of IEEE*, Maio 1980, vol. 68, pp. 593-619.
- [Sou96] SOUROUR, E. e NAKAGAWA, M. “Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel”, *IEEE Transactions on Communications*, Mar. 1996, vol. 44 n° 3, pp. 356-367.
- [Van95] VANDENDORPE, L. “Multitone Spread Spectrum Multiple Access Communication System in a Multipath Rician Fading Channel”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Maio 1995, vol. 44 n° 2, pp. 327-337.
- [Yac93] YACOB, M. D. *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, Inc., 2ª Edição, 1993.
- [Yee94] YEE, N. e LINNARTZ, J. P. M. G. “Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel”, *Memorandum UCB/ERL M94/6*, U.C. Berkeley, Electronics Research Lab.
- [Yue81] YUE, O. “Performance of Frequency-Hopping Multiple-Access Multilevel FSK Systems with Hard-Limited and Linear Combining”, *IEEE Transactions on Communications*, Nov. 1981, vol. COM-29 n° 11, pp. 1687-1694.