UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO

ESCOLA POLITÉCNICA

DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E DE COMPUTAÇÃO

SISTEMA SIMULADOR DO ENLACE REVERSO DE UMA REDE SEM FIO IEEE 802.11B - WIFI

Autor: _____

Evandro Massao Nunes Quintella Miasato

Orientador: _____

Prof. Marcello Luiz Rodrigues Campos, D.Sc.

Examinador: _____

Prof. Marcelo Luiz Drumond Lanza, M.Sc.

Examinador: _____

Prof. Mauros Campello Queiroz, M.Sc.

DEL

Novembro de 2006

Dedico esta dissertação a meus pais,
cujo exemplo de honestidade e trabalho
tem sido um norteador para a minha vida.
Meus pais são a maior riqueza de minha vida.
Sou grato a Deus por eles e à eles
dedico o meu sucesso.

Agradecimentos

Dedico meus sinceros agradecimentos à meus pais e irmãos que sempre estiveram ao meu lado, apoiando e me estimulando para a produção deste trabalho.

Também gostaria de agradecer ao professor Luiz Wagner, que durante minha graduação foi mais que um professor, foi um amigo de fundamental importãncia e ponto de refência a ser seguido como profissional e pessoa.

Gostaria ainda de agradecer ao professor Marcello Campos pela orientação e paciência dispensadas durante a elaboração deste trabalho, bem como à banca examinadora composta pelos professores Mauros e Marcelo Lanza que prontamente atenderam ao convite.

Por fim, gostaria de agradecer a todos os amigos que contribuiram direta ou inderetamente na minha formação acadêmica. Em especial aos amigos Bruno Carneiro Ferreira e Bruno Catarino Bispo pelas horas dispendidas comigo na confecção desde trabalho.

Resumo

Atualmente muito se discute e se pesquisa na área de comunicações sem fio. Aplicações de tais sistemas somente são possíveis graças à existência de uma rede que possibilita o contato entre os seus usuários.

Assim, a existência da rede é fundamental para que haja um sistema *wireless*. Tais redes são usualmente padronizadas para que possam ter sentido comercial. Durante anos, diferentes formas de conexão foram então desenvolvidas, quase todas feitas por fios ou cabos.

Contudo, um método que crescentemente ganha forças é o uso de redes sem fio, que permitem ao usuário mobilidade no acesso a rede. Atualmente o padrão da família IEEE 802.11 constitui a base para a implementação de sistemas de comunicação sem fio.

Este padrão utiliza DS-SS e controle de taxa por seleção do tipo de modulação. Foi um padrão pioneiro, atingindo grande sucesso no mercado em especial por trabalhar em faixas de freqüências abertas. Aliados a isso temos a alta taxa teórica de 11 Mbps que o sistema permite.

Esses fatores conferiram ao Wi-Fi muito prestígio e fizeram dele o padrão para implementação de WLAN's.

Com base no sucesso deste padrão, este trabalho propõe a implementação de um simulador de rede Wi-Fi seguindo as especificações fornecidas pelo IEEE.

Palavras-chave

Processamento de Sinais, Redes sem fio, Redes IEEE 802.11, Wi-Fi, Espalhamento espectral

Sumário

Lista de Figuras **ix**

Lista de Tabelas **xi**

1 Introdução **1**

1.1 Tecnologia Wi-Fi 2

1.2 Estrutura do Trabalho 3

2 Conceitos Básicos de Comunicações **5**

2.1 Onda Portadora 6

2.2 Modulação 6

2.2.1 Modulação em Amplitude 7

2.2.2 Modulação em Freqüência 8

2.2.3 Modulação em Fase 8

2.2.4 Modulação digital QPSK e DQPSK 8

2.2.5 Modulação digital QAM 10

2.2.6 Modulação CCK 11

2.2.7 Modulação MSK 13

2.2.8 Modulação GMSK 14

2.2.9 Modulação por Codificação de Pulso (PCM) 15

2.3 Multiplexação 16

2.3.1 Multiplexação por Divisão em Freqüências 17

2.3.2 Multiplexação por Divisão em Tempos 17

2.3.3 Multiplexação por Divisão por Código 17

2.4 Técnicas de Múltiplo Acesso 18

2.4.1 Técnica FDMA 19

2.4.2 Técnica TDMA 20

2.4.3 Técnica CDMA 22

2.4.3.1 Espalhamento Espectral por Salto em Freqüência . . 23

2.4.3.2 Espalhamento Espectral por Seqüência Direta 24

2.4.4 Comparando FDMA, TDMA e CDMA 24

2.5 Codificação de Canal 25

2.5.1 Códigos Corretores de Erro 26

2.5.2 Códigos Convolucionais 27

2.6 Embaralhamento e Máscara 28

3 O padrão IEEE 802.11b 30

3.1 Cronologia 31

3.2 Topologia de Rede 32

3.3 Protocolo de Acesso ao Meio (MAC) 35

3.3.1 Função de Coordenação Distribuída 37

3.3.2 Função de Coordenação Pontual 39

3.4 Tecnologia de Rádio (Camada Física) 40

3.4.1 Modulação por Espalhamento Espectral 41

3.4.1.1 Modulações DBPSK e DQPSK 42

3.4.1.2 Modulação CCK 44

3.4.2 Codificador de fonte 45

3.4.3 Códigos de embaralhamento 46

4 Implementação do Sistema **48**

4.1 Codificador de canal 50

4.2 *Interleaver* 52

4.3 Separação de usuários 53

4.4 Modulação e Espalhamento Espectral 54

4.5 *Scrambler* 55

4.6 Modelo do canal 56

5 Simulações **57**

5.1 Taxa de 1 Mbps 59

5.2 Taxa de 2 Mbps 60

5.3 Taxa de 5.5 Mbps 62

5.4 Taxa de 11 Mbps 63

6 Conclusões **67**

Referências **71**

Lista de Figuras

1 Exemplo de uma modulação 8 PSK contaminada com ruído AWGN . 9

2 Exemplo de uma modulação 16 QAM 10

3 Exemplo de uma modulação PCM 15

4 Comunicação ponto a ponto em uma rede ad hoc 33

5 Cobertura ampliada com uso do ESS 34

6 Operação de Acesso ao Meio 36

7 Espalhamento espectral usando a seqüência de Barker 42

8 Modulações QPSK e BPSK 43

9 Método de geração das seqüências ortogonais de Walsh 45

10 Codificador Convolucional usado na Fonte 45

11 Par *Scrambler/De-Scrambler* 46

12 Diagrama de blocos de um sistema DS-SS 48

13 Codificador de Fonte 50

14 Árvore geradora das seqüências de Walsh 54

15 Desempenho do sistema com uso do *Interleaver* 58

16 Desempenho do sistema sem uso do *Interleaver* 59

17 Eficiência para 1 usuário transmitindo à 1 Mbps 60

18 Eficiência para 3 usuários transmitindo à 1 Mbps 61

19 Eficiência para 1 usuário transmitindo à 2 Mbps 62

20 Eficiência para 3 usuários transmitindo à 2 Mbps 63

21 Eficiência para 1 usuário transmitindo à 5.5 Mbps 64

22 Eficiência para 3 usuários transmitindo à 5.5 Mbps 65

23 Eficiência para 1 usuário transmitindo à 11 Mbps 65

24 Eficiência para 3 usuários transmitindo à 11 Mbps 66

25 Eficiência do sistema para as quatro possíveis taxas 68

26 Relação prática entre taxa efetiva e SNR estimada 69

Lista de Tabelas

1 Mudança de fase em uma trasmissão DQPSK 9

2 Relação entre os parâmetros de fase e os dibits - caso geral 12

3 Relação entre os parâmetros de fase e os dibits - caso CCK 12

4 Espectro alocado para os diversos países 40

1 Introdução

A comunicação humana é um processo que envolve a troca de informações, e utiliza os mais variados sistemas como suporte para este fim. Estão envolvidos neste processo uma infinidade de maneiras de se comunicar: duas pessoas tendo uma conversa frente a frente, ou através de gestos com as mãos, mensagens enviadas utilizando a Internet, a fala, a escrita, etc. O estudo da comunicação portanto, por si só é um assunto amplo e de diversificada aplicação.

Em termos técnicos, muito se tem avançado no que se refere às comunicações. O maior alvo de estudo e desenvolvimento têm sido o setor de comunicações móveis, que por ser um ramo relativamente recente, tem recebido a atenção de diversas empresas que investem seu tempo e capital no desenvolvimento e na evolução de sistemas de comunicação.

Aplicações de sistemas de comunicações móveis em engenharia são possíveis graças à existência de uma rede que possibilita o contato entre os seus usuários. Tomemos como exemplo o sistema móvel celular. Os usuários de uma determinada operadora estão aptos a se comunicarem somente após serem inclusos em uma rede que realiza, dentre outras operações, a validação do usuário perante o sistema, permitindo a ele conectividade com os demais pontos e usuários da rede.

Portanto, fundamental para que haja um sistema de comunicação é a existência de uma rede que agregue todos os seus usuários e defina a maneira pela qual eles poderão se comunicar. Tais redes são usualmente padronizadas para que possam ter sentido e aplicabilidade comercial. Durante anos, diferentes formas de conexão foram então desenvolvidas, mas quase todas, porém, eram feitas por algum tipo de

fio ou cabo.

Um método que crescentemente ganha forças é o uso de redes sem fio (em inglês, *wireless*), que permite ao usuário mobilidade no acesso a rede. Atualmente o padrão da família IEEE 802.11 [1] constitui uma excelente opção para a implementação de sistemas de comunicação sem fio.

Uma rede sem fio significa uma rede interligada por canais de comunicação alternativos aos cabos, como rádio-freqüência, infravermelho ou laser. O Wi-Fi (do inglês *Wireless Fidelity*) é o método mais comumente utilizado em comunicações sem fio. Ele consiste em um conjunto de padrões de compatibilidade para *Wireless Local Area Networks* (WLAN) baseado nas especificações IEEE 802.11b, uma extensão da família IEEE 802.11 voltada especificamente para redes sem fio utilizando rádio-freqüência e DS-SS (Espalhamento Espectral por Seqüência Direta, do inglês *Direct Sequence - Spread Spectrum*).

Atualmente, a extensão 802.11g do padrão IEEE fornece uma boa opção ao padrão 802.11b, ampliando significativamente o limite de taxa para 54 Mbps. Contudo, motivados pela importância do padrão 802.11b, sua ampla utilização no mercado e visando avaliar a qualidade deste sistema, este trabalho implementa um sistema simulador que segue o mais fielmente possível as especificações da norma.

1.1 Tecnologia Wi-Fi

Wi-Fi é um sistema de comunicação sem fios projetado com o objetivo de criar redes *wireless* de alta velocidade capazes de transferir dados por ondas de rádio em freqüências não necessariamente licenciadas.

O fato do sistema utilizar freqüências abertas, que não necessitam de qualquer tipo de licença ou autorização do órgão regulador das comunicações para operar, torna a tecnologia bastante atrativa. Aliados a isso temos as taxas de transmissão consideravelmente altas, de até 11 Mbps. Esse conjunto de características garante grande prestígio ao Wi-Fi, fazendo dele um padrão largamente utilizado em

WLAN's.

Nas tecnologias em uso atualmente, as redes sem fio vêm sendo largamente utilizadas através do uso de um ponto de acesso (em inglês *hotspot*). Este ponto é o sistema responsável pela permissão de acesso a rede.

O funcionamento do Wi-Fi é relativamente simples. Para se ter acesso a uma rede através do Wi-Fi, o usuário deve estar localizado no raio de ação de um ponto de acesso e usar um dispositivo móvel com capacidades de comunicação *wireless* compatíveis com o padrão 802.11b.

O ponto de acesso transmite os sinais a uma distância de até cerca de 100 metros. Assim, o usuário possui o conforto da mobilidade sem que haja perda de conexão, e existe ainda flexibilidade suficiente para permitir conexão mesmo que a comunicação não seja feita em linha direta (falhas cruciais em técnicas iniciais tais como o infravermelho).

Quando um periférico que permite Wi-Fi encontra um *hotspot*, o periférico pode na mesma hora se conectar na rede, que terá a incumbência de realizar a validação do usuário. Muitos *hotspots* estão localizados em lugares que são confortavelmente acessíveis ao público, como aeroportos, cafés, hotéis e livrarias. Muitas casas e escritórios também já possuem redes Wi-Fi.

Como prova do sucesso das redes sem fio Wi-Fi podemos citar o crescente número de pontos de acesso e o fato de a maioria dos computadores portáteis novos já saírem de fábrica equipados com interfaces IEEE 802.11b.

1.2 Estrutura do Trabalho

Este trabalho propõe a implementação de um sistema simulador de uma rede Wi-Fi, baseado nas redes sem fio padronizadas pela norma IEEE 802.11. O intuito é verificar o desempenho desta rede quando submetida a diferentes condições de transmissão, analisando capacidade de usuários, limite de taxa, relação sinal-ruído e taxa de erro de bit.

Para isso, o capítulo 2 apresenta o estudo dos conceitos básicos envolvidos em um sistema de comunicação e que serão empregados no capítulo 4 durante a implementação do simulador.

O capítulo 3 aborda o padrão IEEE 802.11b, em particular a descrição da camada física discutindo cada um dos blocos que constituem um sistema de comunicação. Aqui estudamos os codificadores, moduladores e demais sistemas vistos no capítulo 2 sob a ótica do padrão. Vemos como são caracterizados os blocos para a sua implementação no capítulo seguinte.

Depois de apresentarmos o padrão partimos para a construção do simulador no capítulo 4. Algumas considerações especiais acerca da norma são feitas e oportunamente são anunciadas ao leitor, esclarecendo a forma como o simulador será implementado. Neste capítulo descrevemos como o simulador foi construído usando o *software* de desenvolvimento Matlab [2].

O capítulo 5 trata das simulações realizadas com o simulador implementado. Algumas abordagens diferenciadas são vistas, inclusive o desempenho do sistema sem o bloco de *interleaver* e com diversas fontes transmitindo simultaneamente.

Por fim, o capítulo 6 apresenta os resultados e as conclusões de tudo aquilo que foi idealizado, implementado e testado nesse simulador de rede Wi-Fi.

2 Conceitos Básicos de Comunicações

Qualquer sistema de comunicação pode ser visto como algum tipo de processamento operando sobre um determinado sinal que se deseja transmitir. Esse processamento, por sua vez, pode ser analisado em blocos, permitindo avaliar o efeito que cada estágio tem indivualmente sobre o sinal.

Algumas das operações mais frequentemente relacionadas a sistemas de comunicação são a codificação, a modulação e a multiplexação dos dados, e por esse motivo são operações detalhadamente estudadas neste capítulo.

Além disso, visando um entendimento amplo dos conceitos de comunicações, este capítulo aborda diversas técnicas que não necessariamente estão presentes no padrão IEEE 802.11b. Na realidade, este capítulo não tem a intenção de discutir o conjunto de técnicas mais usados nem no padrão nem no mercado. Ao contrário, aqui discutimos algumas das muitas técnicas existentes, fornecendo ao leitor um breve comparativo entre elas, permitindo assim uma visão mais ampla do assunto.

A incumbência de determinar quais técnicas são utilizadas neste projeto fica a cargo do capítulo seguinte, onde mostraremos como o padrão é definido utilizando algumas das técnicas que aqui veremos.

Para todo esse entendimento, porém, comecemos com o conceito básico de onda protadora.

2.1 Onda Portadora

Damos o nome de portadora à onda regular que tem uma determinada freqüência e que pode ser facilmente representada por um período simples e matemático. A principal função de uma portadora é transportar sinais, isto é, informações, como se estivessem "pegando uma carona". Exemplos clássicos de ondas portadoras são as senóides e as cossenóides.

2.2 Modulação

Atualmente, a comunidade global tem uma grande necessidade de se comunicar e com isso o volume de informação que trafega nos canais de comunicações cresce a cada dia. Com o advento da telefonia móvel celular, o crescimento e a popularização dos computadores portáteis e o aparecimento da televisão digital de alta resolução (HDTV) existe ainda uma grande necessidade de se transmitir informações a uma elevada taxa de bits por um meio limitado e extremamente concorrido, que é o ar. Isso nos obriga a desenvolver métodos de modulação eficazes para que possamos aproveitar ao máximo o limitado espectro de freqüências.

O conceito de modulação, na verdade, é bastante simples. Considere um sinal principal, ou seja, uma onda com determinada freqüência chamada de portadora.

Considere também um sinal que representa uma informação, chamado de onda moduladora ou, sinal modulante.

Podemos dizer que modulação é um processo em que se toma a portadora e nela mescla-se (mistura-se) uma moduladora, modificando sua forma (freqüência, amplitude ou fase) a fim de se criar um terceiro sinal que se chama sinal modulado.

A moduladora pode ser a voz humana ou qualquer sinal que contenha uma informação que será transportada pela portadora durante a modulação. Uma observação importante é que a portadora geralmente possui freqüência muito maior que a moduladora.

Outra observação interessante é que nos sistemas de comunicação modernos, as modulações aparecem na forma digital, e encontram-se associadas a constelações, que representam um conjunto finito de estados (símbolos) que o sinal modulado pode assumir. Assim, após a transmissão do sinal modulado e uma consequente contaminação por ruído, o sinal captado no receptor terá amplitudes que o posicionam ao redor dos pontos da constelação. Caberá ao receptor a incumbência de converter o sinal recebido em um sinal de amplitudes discretas previamente definidas pela constelação da modulação utilizada.

Uma consequência direta que podemos observar é a alta correlação entre taxa de erro de bits e o tamanho da constelação. Ou seja, se sinais idênticos são modulados por constelações distintas, certamente observaremos uma maior taxa de erro de transmissão associada à modulação de maior constelação. Isso acontece porque a distância entre níveis distintos do sinal ficam reduzidas conforme aumentamos o número de símbolos da constelação, desde que é claro, mantenhamos constante a energia média gasta na transmissão.

Outra consideração ocorre sobre a forma de se realizar o mapeamento de uma constelação em bits. Com intuito de minimizar a taxa de erro, níveis de amplitudes vizinhos na constelação devem apresentar variação mínima de bits. Assim, é muito comum encontrarmos constelações que atendam a codificação *Gray*.

A seguir descrevemos alguns dos tipos de modulação mais comuns.

2.2.1 Modulação em Amplitude

Modulação em Amplitude ou simplesmente AM (do inglês *Amplitude Modulation*), é a forma de modulação em que a amplitude da portadora varia em função do sinal de interesse. A freqüência e a fase da portadora são mantidas constantes. Matematicamente, é uma aplicação direta da propriedade de deslocamentos em freqüências da transformada de Fourier, assim como da propriedade de convolução.

Quando digital, esta modulação é batizada de modulação ASK ou PAM.

2.2.2 Modulação em Freqüência

Modulação em freqüência ou FM (do inglês *Frequency Modulation*), é a forma de modulação em que a freqüência da portadora varia em função do sinal de interesse (modulador). Quando digital esta modulação é batizada de modulação FSK.

2.2.3 Modulação em Fase

Modulação em fase ou PM (do inglês *Phase Modulation*), é a forma de modulação em que a fase da portadora varia em função do sinal de interesse (modulador). Quando digital esta modulação é batizada de modulação PSK.

Esse tipo de modulação é amplamente utilizado, participando inclusive do sistema GSM.

A modulação PSK consiste na divisão do sinal em componentes complexas, ou seja, transmitimos o sinal com componentes de fase e quadratura, permitindo assim uma maior taxa de transmissão.

A Figura 1 ilustra uma modulação 8 PSK quando transmitida por um canal AWGN. Como é possível observar, o efeito do canal é de espalhar os sinais em torno dos pontos da constelação. Assim, caberá ao receptor descobrir a que ponto da constelação corresponde cada símbolo recebido.

2.2.4 Modulação digital QPSK e DQPSK

A modulação QPSK é uma variante da modulação 4 PSK na qual a fase da constelação é deslocada de 45 graus. Assim, em vez dos quatro pontos da constelação se encontrarem sobre os eixos de fase e quadratura, eles se encontram dentro dos quatro quadrantes, com fases $\pi/4$, $3\pi/4$, $-3\pi/4$ e $-\pi/4$.

A modulação DQPSK é uma forma particular da modulação QPSK, na qual ao invés de ser enviado um símbolo correspondente a um parâmetro puro de fase, este símbolo representa uma variação de fase. No caso DQPSK (2 bits mapeados em um símbolo) cada dibit provoca uma mudança de fase como indicado na Tabela 1:

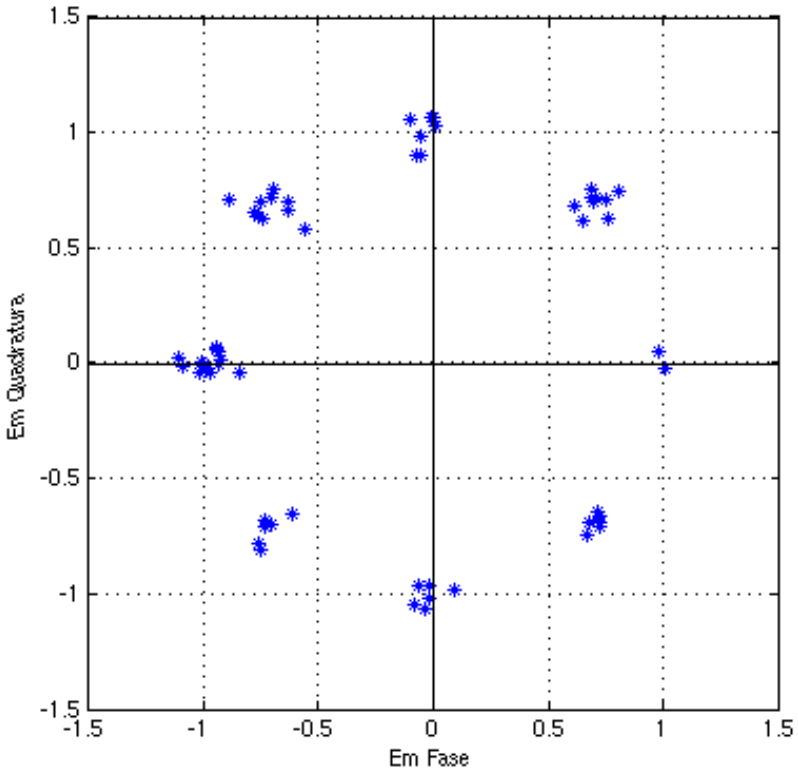

Figura 1: Exemplo de uma modulação 8 PSK contaminada com ruído AWGN

Tabela 1: Mudança de fase em uma trasmissão DQPSK

Dibits	Parâmetros de Fase
00	0
01	$\pi/2$
10	π
11	$3\pi/2$

Adicionalmente, para se diminuir o espectro de freqüência do sinal transmitido, os bits podem passar por um filtro antes de entrarem no modulador, para que a transição entre os bits seja suavizada. Esta modulação é bastante utilizada em diversos sistemas de transmissão aérea, em associação com outras técnicas de modulação como a CCK, que será explicada mais adiante.

2.2.5 Modulação digital QAM

A modulação QAM combina a modulação PSK e ASK. Desta forma, na madulação QAM tanto a fase como a amplitude da portadora variam de acordo com a informação digital a ser transmitida.

Para se obter uma modulação eficiente é importante distribuir os pontos da constelação de maneira adequada. As constelações mais utilizadas são as retangulares, pois este tipo de constelação apresenta uma boa relação entre energia média de símbolos e a complexidade de formação da constelação. É interessante observar que existem estudos e propostas de constelações que possuem geometrias não retangulares que otimizam a energia média de símbolo, porém a complexidade destas constelações é muito alta e não justifica o ganho em relação as constelações retangulares.

Uma vez que a probabilidade de erro de símbolo é maior para pontos vizinhos dado um certo ponto da constelação, o melhor tipo de mapeamento dos símbolos em bits é aquele que garante mudança mínima de bits para símbolos vizinhos, o famoso código *GRAY*. A Figura 2 mostra um exemplo de uma constelação 16 QAM com codificação *GRAY*.

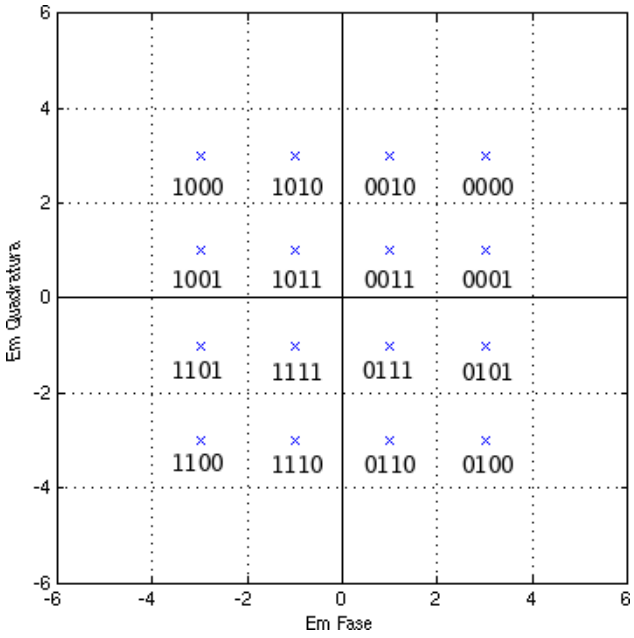

Figura 2: Exemplo de uma modulação 16 QAM

2.2.6 Modulação CCK

A modulação CCK (do inglês *Complementary Code Keying*) é uma codificação da modulação QPSK, onde os bits de dados originais são convertidos em símbolos correspondentes. Uma das suas maiores vantagens sobre as demais técnicas de modulação consiste na menor vulnerabilidade a interferências, permitindo assim, maiores taxas de transmissão.

Essa modulação é uma forma de espalhamento espectral utilizando códigos complementares binários. Portanto, para se entender a modulação CCK, precisa-se primeiramente saber o que são os códigos complementares binários.

Os códigos complementares binários são seqüências de mesmo comprimento entre si, sendo que o número de pares de elementos iguais com uma separação determinada dentro de uma seqüência é igual ao número de pares de elementos diferentes com esta mesma separação dentro da seqüência complementar e vice-versa. Seqüências complementares possuem autocorrelação nula.

Os códigos complementares binários são um subgrupo dos códigos polifásicos, porém seus elementos possuem parâmetros de fase que podem variar entre os elementos do conjunto {1, -1, j, -j}.

A seqüência complementar binária inclui normalmente 8 bits (d7, d6, d5, d4, d3, d2, d1, d0) e é utilizada para a geração de uma palavra código complexa obtida pela fórmula:

$$c = \{\ e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3+\phi_4)},\ e^{j(\phi_1+\phi_3+\phi_4)},\ e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_4)},\ -e^{j(\phi_1+\phi_4)},\\ e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3)},\ e^{j(\phi_1+\phi_3)},\ -e^{j(\phi_1+\phi_2)},\ e^{j(\phi_1)}\ \}$$

Como pode ser visto, esta palavra código complexa compreende 8 elementos, os quais são denominados de chips. Estes chips são definidos pelos parâmetros de fase ϕ_1 a ϕ_4, os quais são determinados pelos bits da seqüência complementar binária, como ilustrado na Tabela 2:

Tabela 2: Relação entre os parâmetros de fase e os dibits - caso geral

Dibits	Parâmetros de Fase
(d1, d0)	ϕ_1
(d3, d2)	ϕ_2
(d5, d4)	ϕ_3
(d7, d6)	ϕ_4

No caso do sistema CCK, a codificação destes parâmetros de fase é feita com base na modulação DQPSK, de modo que os resultados obtidos são os exibidos na Tabela 3:

Tabela 3: Relação entre os parâmetros de fase e os dibits - caso CCK

Dibits	Parâmetros de Fase
00	0
01	π
10	$\pi/2$
11	$-\pi/2$

É importante notar que, utilizando-se a modulação ilustrada na Tabela 3 para os parâmetros de fase ϕ_1 a ϕ_4, e aplicando seus valores correspondentes à fórmula de geração da palavra código mencionada anteriormente, os únicos valores possíveis para os chips da palavra código são {1, -1, j, -j}.

Portanto, cada 8 bits de seqüência de código complementar recebidos no modulador de banda-base são utilizados para modular as fases ϕ_1 a ϕ_4 e em seguida formar a palavra código complexa constituída de {1, -1, j, -j} correspondente a esta seqüência.

Analizando-se a fórmula da palavra código, podemos notar que o primeiro termo de fase ϕ_1 é utilizado em todos os termos desta palavra, o que significa que ele serve basicamente para realizar uma rotação correspondente à fase que ele codifica na palavra código complexa.

Em seguida, este código é utilizado para modular a onda portadora e es-

palhar o sinal de informações a ser transmitido da seguinte forma: a saída de um embaralhador (*scrambler*) de bits de dados entra em um modulador através de um multiplexador 1:8 de entrada serial e saída paralela, de modo que cada grupo de 8 bits é modulado separadamente. Destes 8 bits, os seis últimos e mais significativos são utilizados para selecionar uma dentre um conjunto de 64 palavras código complexas de 8 chips.

A palavra selecionada é em seguida alimentada a um modulador diferencial. Enquanto isso, os dois primeiros e menos significativos bits de dados que entram no multiplexador são utilizados para realizar uma rotação de fase da palavra código complexa selecionada, fazendo uma espécie de modulação QPSK desta palavra código complexa. As saídas deste modulador são os termos de fase e quadratura da palavra código após a rotação. Estes símbolos são transmitidos através de uma única portadora.

Portanto, pode-se observar que 6 bits de dados foram espalhados em 8 chips de uma palavra código, e 2 bits adicionais são enviados na forma de modulação QPSK desta palavra código. Dessa forma, cada símbolo CCK é formado por 8 bits. A taxa da modulação se torna então 11 Mcps, o que resulta em uma taxa de 11 Mbps ou 1.375 Msps.

A modulação CCK também pode ser feita para taxa de 5.5 Mbps, onde são utilizados 4 bits por símbolo, em vez de 8. A discussão sobre a modulação CCK voltará a ser abordada com detalhes no capítulo 4, onde sua implementação para as taxas de 5.5 e 11 Mbps é descrita com maior riqueza.

2.2.7 Modulação MSK

A modulação MSK (*Minimum Shift Keying*) é uma modulação FSK com a separação mínima entre as portadoras utilizadas de modo a garantir a ortogonalidade entre elas. Essa ortogonalidade é imprescindível a uma detecção confiável do sinal recebido, pois sinais ortogonais são independentes, facilmente diferenciáveis.

Das técnicas de modulação digital para comunicações móveis a MSK apre-

senta menor complexidade de implementação. Por se tratar de uma modulação em freqüência, a técnica MSK apresenta envoltória filtrada constante, o que viabiliza a utilização de amplificadores de potência não lineares nos transceptores. A robustez contra os efeitos do canal de comunicação é também uma característica da modulação. O espectro do sinal modulado é o que possui maior largura de faixa do lóbulo principal dentre as demais técnicas utilizadas.

2.2.8 Modulação GMSK

GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*) é uma modulação proveniente da modulação MSK. Trata-se de uma espécie de modulação FSK, com a utilização do filtro gaussiano.

Se a banda disponível para os canais distribuídos nas comunicações é limitada, é preciso utilizá-la com mais eficiência, pois torná-la maior é impossível. Então criaram-se formas de tornar os símbolos mais compactos dentro de um espectro de transmissão, para que mais informações pudessem ser representadas e recuperadas no destino. O filtro gaussiano tem essa função, com a capacidade de minimizar lóbulos secundários de um sinal em sistemas de modulação MSK.

Os símbolos que compõem um sinal modulado muitas vezes possuem uma redundância espectral elevada devido aos lóbulos secundários existentes nos mesmos. O espectro utilizado pelo MSK não responde à demanda de transmissão de dados. Sendo assim, necessita-se de uma maior compactação do sinal por meio de filtragem gaussiana que suprimirá os lóbulos secundários do sinal. Com esta finalidade surge a modulação GMSK.

As operadoras estão buscando cada vez mais melhorar o aproveitamento do espectro de freqüências disponíveis e para isso procuram alterar significativamente seus sistemas para atender à demanda de uso, aumentando as taxas de transmissão. O problema é que isto deve ocorrer no mesmo espectro utilizado antes de qualquer alteração. Um bom exemplo disto é a inclusão da modulação GMSK no sistema GSM/GPRS. Isto é, o mesmo canal permitindo transmissão de mais informação.

2.2.9 Modulação por Codificação de Pulso (PCM)

Modulação de pulso, conhecida pelos termos em inglês *Pulse Code Modulation* (PCM), é a transformação de um sinal analógico numa quantidade limitada de pulsos binários.

Esses pulsos binários constituem-se como um código que representa o sinal analógico e caracterizam-se por valores discretos.

Por haver apenas dois níveis no sinal PCM, há uma significante redução de ruído durante a transmissão. Além disso, há uma facilidade de transformar o sinal na recepção facilmente à sua forma original.

Num intervalo de tempo pré-definido, valores instantâneos do sinal analógico são capturados e codificados em pulsos, como mostra a Figura 3. Essa codificação é quantizada, ou seja, um código é associado à cada sinal capturado naquele intervalo de tempo. O código de estrutura binária é então modulado em PCM e transmitido pelo meio de comunicação utilizado até o destino.

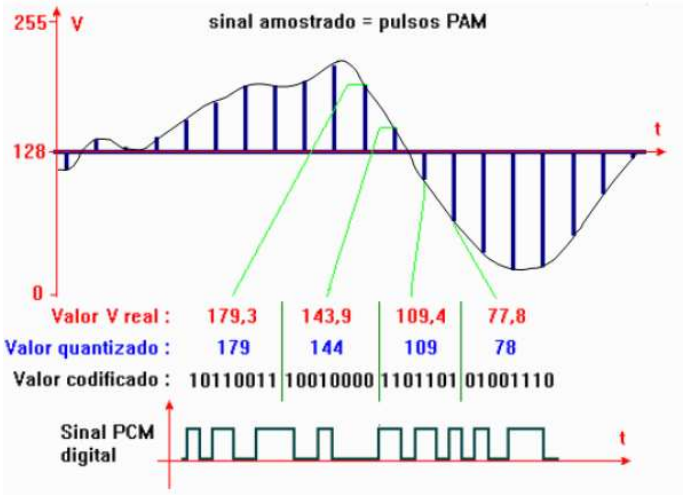

Figura 3: Exemplo de uma modulação PCM

Na recepção, o sinal PCM é regenerado, retornando à sua forma original com ótimo rendimento. Isto faz a modulação PCM muito eficiente, pois recupera adequadamente um pulso, potencialmente prejudicado durante a transmissão por fatores como atenuação, distorção e ruído.

Na decodificação cada código binário na recepção é convertido em uma tensão (ou nível analógico de potência) correspondente, sendo filtrado e recuperado até remontar o sinal como era antes.

2.3 Multiplexação

Quando existe apenas um meio de transmissão, como o ar por exemplo, e se deseja transmitir mais de um canal, utilizamos um processo chamado de multiplexação. É este processo que permite que diversos usuários possam usufruir simultaneamente dos recursos da rede para transmitirem suas informações.

Os principais métodos de multiplexação são:

- *Frequency Division Multiplexing* (FDM): Multiplexação por Divisão de Freqüências;
- *Time Division Multiplexing* (TDM): Multiplexação por Divisão do Tempo;
- *Code Division Multiplexing* (CDM): Multiplexação por Divisão por código.

No caso do TDM, a comunicação é feita nos dois sentidos, mas não simultaneamente, por meio de *slots* de tempo. Em um dado momento a comunicação se dá em um sentido; em outro momento, se dá no sentido contrário, sempre obedecendo ao tamanho do *slot* de tempo. Ambos os sentidos utilizam a mesma faixa de freqüências e isto permite que a qualidade da comunicação seja a mesma nos dois sentidos, pelo menos do ponto de vista do canal.

Para evitar interferências, um certo tempo de guarda garante que o sinal da ida não se confunda com o da volta, além de ser necessário implementar uma sincronização.

No caso do FDM, são usadas faixas de freqüências distintas para cada sentido e a comunicação pode ocorrer nos dois sentidos de forma simultânea. Para evitar interferência, as faixas são devidamente espaçadas.

2.3.1 Multiplexação por Divisão em Freqüências

Em FDM, um único canal de transmissão é composto por todos os sinais multiplexados, transmitidos cada qual com sua portadora discreta. No receptor, os sinais são filtrados e demodulados, cada qual na sua respectiva freqüência.

O sistema FDM é muito usado para transmissões de TV à cabo, porém, em sistemas ópticos, pelo fato das fontes ópticas não serem lineares, elas acabam gerando distorções harmônicas nos sinais transmitidos.

2.3.2 Multiplexação por Divisão em Tempos

A multiplexação por divisão no tempo funciona da seguinte forma: Cada canal se compõe de uma quantidade de informação armazenada por um determinado intervalo de tempo, para depois ser transmitido.

Os intervalos de tempo do TDM são chamados de *slots* de tempo ou *time slots*, ou seja, o intervalo de tempo no qual cada unidade móvel deve transmitir ou receber informações.

Uma vantagem da técnica TDM é que se transmite melhor vídeo, áudio e voz, principalmente quando se trata de fibra ótica. Além disso, os *slots* do TDM são processados uniformemente.

A desvantagem é que alguns bits são acrescentados à transmissão, para sincronismo, detecção de erro e controle da transmissão, reduzindo a taxa efetiva de transferência de dados.

2.3.3 Multiplexação por Divisão por Código

Na multiplexação por código, os sinais são espalhados em freqüência, através de uma multiplicação por uma seqüência resultante da combinação de sinais ortogonais e pseudo-aleatórios. Os sinais são então somados e transmitidos no mesmo canal. A recepção só pode ser feita corretamente porque existe uma relação biunívoca entre a seqüência de espalhamento e cada sinal de informação.

Quanto maior for a sequência de espalhamento, maior o ganho de processamento e melhor o desempenho do multiplexador em ambientes ruidosos.

2.4 Técnicas de Múltiplo Acesso

O compartilhamento de recursos é uma forma muito eficiente de se obter alta capacidade em uma rede de comunicações. No que diz respeito a comunicações móveis, os recursos são os canais disponíveis ou, de forma mais ampla, a banda de freqüências. O mecanismo de acesso deve permitir que qualquer terminal acesse o sistema, provendo um sistema de acesso troncalizado. Se canais são designados a usuários por demanda, o esquema é chamado de Acesso Múltiplo com Alocação por Demanda, ou simplesmente Múltiplo Acesso.

De acordo com a forma com que o espectro é disponibilizado aos usuários, tem-se a classificação geral de sistemas em faixa estreita e faixa larga. Em um sistema faixa estreita, a faixa de freqüências é subdividida em várias faixas menores, os canais, que são alocadas sob demanda aos usuários. Em sistemas faixa larga, toda ou grande parte da banda de freqüências é disponibilizada aos usuários, como um único bloco.

Há três formas básicas de se realizar múltiplo acesso, nomeadas de acordo com o mecanismo chave usado para implementá-las:

- Múltiplo Acesso por Divisão de Freqüência (FDMA);
- Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo (TDMA);
- Múltiplo Acesso por Divisão de Código (CDMA).

Enquanto o FDMA e o CDMA são, respectivamente, técnicas faixa estreita e faixa larga por natureza, o TDMA permite ambas as formas de implementação.

Para melhor entendermos as diferenças entre FDMA, TDMA e CDMA podemos imaginar o exemplo da sala. Imaginemos os telefones móveis como duas pessoas tentando conversar.

No sistema FDMA, a sala seria dividida em várias salas menores, cada uma com duas pessoas conversando durante todo o tempo. As duplas estariam isoladas umas das outras, não havendo, portanto, risco de que pudessem ouvir a conversa de outra dupla.

Caso estivessem em um sistema TDMA, haveriam três duplas se revezando em cada sala, cada uma com um tempo pré-determinado para conversar e então dar lugar a uma nova dupla. Após o fim do tempo da terceira dupla, a primeira volta à sala para continuar a conversação.

No CDMA todos os pares estão na mesma sala, mas falando línguas diferentes. Cada um entende somente o seu parceiro, apesar de estar ouvindo as conversas paralelas na sala. Caso uma dupla comece a falar mais alto, todos terão que elevar o volume da sua voz, e assim sucessivamente até que todos estejam gritando e ninguém mais se entenda. Por isto é tão importante o controle de potência dos móveis, uma vez que todos estão "espalhados" na mesma freqüência, numa banda de 1,23 MHz.

2.4.1 Técnica FDMA

A maneira usual de se realizar um esquema FDMA é através da associação de um canal a cada portadora. Esse esquema é conhecido por SCPC (*Single Channel per Carrier*). Os canais possuem bandas de guarda nas suas extremidades, que são pequenas faixas de freqüências destinadas a minimizar o efeito causado por filtros e osciladores imperfeitos, ou seja, minimizar a interferência de canal adjacente gerada pela invasão de um canal na faixa ocupada pelos seus canais adjacentes. Usualmente, o que se chama de "canal" são as duas bandas associadas ao par de portadoras, direta (base para móvel) e reversa (móvel para base).

Sistemas FDMA são sempre FDD e usualmente implementados segundo a arquitetura faixa estreita. Tanto sistemas analógicos como digitais podem ser implementados com a técnica FDMA.

As principais características do FDMA são:

- Implementação usual baseada em SCPC;

- Transmissão contínua - uma vez alocados, os canais são usados continuamente pela base e pelo móvel até o fim da comunicação;

- Banda estreita - como cada porção de freqüência é utilizada por um único usuário, a banda necessária é relativamente pequena, variando de 25-30 KHz em sistemas analógicos. Em sistemas digitais, o uso de codificação de voz a baixa taxa pode diminuir ainda mais a banda necessária;

- Baixa sobrecarga de informações de controle (*overhead*) - os canais de voz carregam também mensagens de controle, como *handoff* por exemplo. Pelo fato dos canais alocados serem usados continuamente, pouco espaço é necessário para controle se comparando ao TDMA, por exemplo;

- Uso de duplexador - como a transmissão é *full-duplex* e usa-se apenas uma antena para transmissão e recepção, deve-se utilizar um duplexador para fazer a filtragem entre recepção e transmissão e, assim, evitar interferências entre ambas;

- Alto custo de estações base - a arquitetura SCPC requer que um transmissor, um receptor, dois *codecs* e dois *modems* sejam usados para cada canal numa estação base. A alocação de mais usuários em uma mesma portadora tornaria o sistema mais econômico nesse aspecto;

- *Handoff* perceptível - pelo fato da transmissão ser contínua, a comutação entre freqüências no processo de *handoff* é perceptível (audível) ao usuário.

2.4.2 Técnica TDMA

Como dito, o TDMA permite implementação em faixa estreita e faixa larga. No TDMA faixa larga, toda ou grande parte da banda disponível é alocada a cada usuário por determinado intervalo de tempo, denominado *time slot*. Em cada *slot* de tempo apenas um usuário terá acesso a toda (ou grande parte) da banda. No

TDMA faixa estreita, o usuário tem acesso a uma pequena porção da banda por determinado intervalo de tempo.

O canal TDMA é definido pelas duas combinações (porção da banda (faixa) e *time slot*) alocadas ao usuário, para o *link* direto e reverso. O TDMA permite utilização tanto de FDD como de TDD.

Como visto, uma única portadora é compartilhada em vários *slots* de tempo, ou seja, é compartilhada por vários usuários, cada qual em um instante determinado. Esse mecanismo diferencia o TDMA do FDMA pois, no último, o esquema SCPC fazia com que cada portadora fosse alocada a apenas um usuário até o fim de sua comunicação.

A transmissão entre móvel e base é feita de forma não contínua. A transmissão entre móvel-base é feita em rajadas, ocorrendo apenas no instante de tempo reservado para que o móvel transmita e/ou receba. Nos demais instantes de tempo, outros usuários poderão ter acesso à mesma portadora sem, portanto, que as comunicações interfiram entre si.

Pelas características apresentadas, a tecnologia digital é a única adequada para o tipo de transmissão envolvido, de forma que sistemas TDMA são sempre digitais.

Algumas das principais características do TDMA são:

- Vários canais por portadora - como dito, uma portadora é utilizada em vários instantes de tempo distintos, cada qual correspondendo a um canal (usuário).
- Transmissão em rajadas (bursts) - como cada portadora é compartilhada no tempo, cada usuário transmite ou recebe sua informação numa rajada dentro dos respectivos slots. Essa forma de transmissão também leva a uma maior economia de bateria se comparado ao FDMA;
- Faixa larga ou faixa estreita - a banda de cada canal depende de vários fatores, como o esquema de modulação. Dependendo do sistema os canais variam de

dezenas a centenas de kHz. Como exemplo, o GSM usa canais de 200 KHz, enquanto que no IS-54 os canais são de 30 kHz;

- Alta sobrecarga de informações de controle (*overhead*) - a característica de transmissão em rajadas requer um tratamento mais minucioso no que diz respeito à sincronização. Os bits requeridos nesse tratamento em conjunto com o fato de haver tempos de guarda entre *slots* (equivalente à banda de guarda, na freqüência), gera um alto *overhead*;

- Eletrônica complexa - por usar tecnologia digital, muitos recursos podem ser agregados na unidade móvel, aumentando sua complexidade;

- Não requer o uso de duplexador - como transmissão e recepção acontecem em slots distintos, é desnecessário o uso de duplexador.

- Baixo custo de estações base - como são usados múltiplos canais por portadora, o custo pode ser reduzido proporcionalmente;

- *Handoff* eficiente - o *handoff* pode ser realizado nos instantes em que o transmissor do móvel é desligado, tornando-se imperceptível ao usuário;

- Uso eficiente da potência, por permitir que o amplificador de saída seja operado na região de saturação;

- Vantagens inerentes a sistemas digitais, como capacidade de monitoração da comunicação quadro a quadro, por exemplo.

2.4.3 Técnica CDMA

A técnica CDMA funciona sobre o chamado espalhamento espectral (*spread spectrum*). O espalhamento espectral consiste em espalhar o sinal original por uma banda larga de freqüências que seja muito maior que a banda realmente necessária. Todos os usuários poderão fazer uso do mesmo espectro de freqüências ao mesmo tempo, ou seja, todos usarão o espectro inteiro.

A separação entre canais é feita por meio de um código para cada usuário, sendo que este código é responsável pela identificação do usuário.

Tanto o transmissor quanto o receptor possuem os mesmos pares de códigos para que a comunicação se torne confidencial.

O código destinado a cada usuário possui uma elevada taxa de transmissão. Por isso, o sinal pode ocupar rapidamente uma grande faixa de freqüências (banda larga). Não se perde potência do sinal durante o espalhamento. Por meio do código apropriado, recupera-se toda a informação de cada usuário na recepção.

Nessa breve descrição, já é possível observar a alta imunidade intrínseca do espalhamento espectral a ruído e interferências, uma vez que sinais de outros usuários bem como ruídos/interferências são tratados da mesma forma e seus danos às informações de determinado usuário são eliminados, teórica e idealmente, quando da aplicação do código de recuperação.

Algumas características do CDMA:

- CDMA não tem limite de capacidade bem definido, como FDMA e TDMA. Com um aumento de usuários, o ruído é aumentado linearmente, fazendo com que o sistema sofra com perda de desempenho. Isto acarreta problemas de comunicações perceptíveis ao usuário;
- O espalhamento espectral garante que desvanecimentos seletivos sejam minimizados;
- Um controle ineficiente de potência pode causar o problema chamado perto-distante.

2.4.3.1 Espalhamento Espectral por Salto em Freqüência

Dentro da técnica de espalhamento espectral existe uma outra técnica, a *Frequency Hopping*, ou salto em freqüências. Quer dizer que de tempos em tempos a portadora realiza saltos dentre as freqüências do espectro. O sinal não perde sua

faixa original. Ela tão somente é remanejada de acordo com uma seqüência pseudo-aleatória (com valores aleatórios discretos). O resultado final é um espalhamento espectral porque a portadora alterna-se dentro de uma faixa de freqüências muito grande.

É preciso enfatizar também que a segurança desta técnica é bastante eficiente, tendo em vista a dificuldade de se interceptar transmissões cujo espectro de freqüências encontra-se espalhado dentro de uma banda tão larga.

2.4.3.2 Espalhamento Espectral por Seqüência Direta

No espalhamento espectral por seqüência direta acontece algo bem diferente. Códigos ortogonais são associados de forma biúnivoca aos usuários de modo que as transmissões se tornem quase que disjuntas dentro do espectro total comum, garantindo que não haja interferência entre os sinais dos diversos usuários. Cada comunicação será para a outra como um ruído.

De forma geral, em sistemas de comunicação celular, o espalhamento espectral é na verdade feito através da combinação de duas seqüências, uma ortogonal e outra pseudo-aleatória. Enquanto a seqüência ortogonal recebe a carga de realizar a separação entre usuários (e um consequente espalhamento), a sequência pseudo-aleatória fica incumbida de realizar o espalhamento em um espectro mais amplo. Assim, a combinação destas duas seqüências é que de fato realiza o espalhamento espectral.

2.4.4 Comparando FDMA, TDMA e CDMA

O CDMA exige que haja ortogonalidade entre os códigos que realizam a separação entre usuários, além de um controle de potência altamente eficiente. Mas, num âmbito geral, possui algumas vantagens, como maior tolerância a interferências co-canal e menos problemas com alocação de banda. Já o FDMA e o TDMA necessitam de maior rigor na arquitetura de serviços e alocação de freqüências e slots de tempo (TDMA), utilização de filtros adequados e de tempos de guarda otimizados.

Para isto necessita-se de equipamentos de grande precisão.

2.5 Codificação de Canal

Quando uma informação digital é enviada através de um canal de transmissão, ruído e interferência inerentes a qualquer canal prático degradam o sinal. Como conseqüência, temos no receptor uma cópia com erros do sinal transmitido.

O usuário do sistema de transmissão digital geralmente estabelece uma taxa de erro máxima aceitável acima da qual os dados recebidos não são considerados confiáveis. Esta taxa de erro máxima aceitável depende da informação que transita pelo canal. A título de comparação, a taxa máxima de erro permitida para transmissão de voz através de telefonia celular é muito maior do que a taxa exigida para transmissão de dados, por exemplo. Até porque, na pior das hipóteses, mesmo sob uma alta taxa de erro e conseqüente distorção, o sistema auditivo humano é capaz de compreender o significado das frases pelo contexto da conversa, o que já não acontece quando dois computadores trocam dados.

O codificador de canal é o bloco responsável em um sistema digital por manter a taxa de erro dentro de um limite máximo aceitável pelo usuário. A possibilidade do uso de codificação para controlar com eficiência a taxa de erro de um sistema de comunicação digital foi demonstrado por Shannon em 1948 através do denominado Teorema Fundamental de Shannon [3]:

Se a taxa de transmissão R da informação a ser enviada pelo canal é menor que uma quantidade C denominada de Capacidade do Canal, então a comunicação através do canal pode ser estabelecida com uma probabilidade de erro tão baixa quanto se deseje através do uso de um código adequado para correção de erro.

Em essência, o Teorema Fundamental de Shannon informa que a potência do sinal transmitido, a potência de ruído no canal e a largura de banda do canal estabelecem um limite máximo na taxa de transmissão R, mas não estabelecem limite na precisão da transmissão (a qual é definida pelo inverso da taxa de erro).

Infelizmente, o Teorema apenas demonstra que se $R \leq C$ existe um código corretor de erro tal que a informação pode ser transmitida através do canal com uma taxa de erro arbitrariamente baixa, mas não especifica como construir tal código corretor. Talvez a maior utilidade prática do Teorema seja demonstrar que para $R > C$ não é possível transmitir informação sem erro através do canal, mesmo que se utilize o mais poderoso código corretor de erro que se possa conceber.

É importante salientar que, não raro, o maior valor possível para a taxa de transmissão R é dado não por C, mas sim, pela complexidade computacional do código corretor necessário para que aquele valor de R possa ser alcançado.

2.5.1 Códigos Corretores de Erro

Vimos que o Teorema Fundamental de Shannon estabelece a existência de um código corretor de erro tal que a informação pode ser transmitida através do canal de comunicação com uma taxa de erro arbitrariamente baixa caso a taxa de transmissão R seja menor ou igual à capacidade do Canal C.

Estudaremos agora como construir tais códigos. Especificamente, estudaremos um dos membros mais importantes das classes de códigos corretores de erro, que é um codificador comumente utilizados em sistemas de comunicações: o codificador convolucional.

É importante lembrar que o processo de correção de erros através de codificação/decodificação é realizado no Codificador/Decodificador de Canal. Algumas vezes este processo é referido como FEC (*Forward Error Correction*), enquanto que um processo alternativo para correção de erros em sistemas digitais é o ARQ (*Automatic Repeat Request*).

O processo FEC procura inferir e imediatamente corrigir erros pelas características do sinal recebido, enquanto que o processo ARQ simplesmente detecta a existência de erros no receptor e solicita ao transmissor que envie a informação original novamente. Isso implica na existência de um canal de *feedback* do receptor para o transmissor, de modo que o processo ARQ não é muito utilizado, exceto quando

o objetivo são baixíssimas taxas de erro.

2.5.2 Códigos Convolucionais

Quando um sinal é transmitido por um canal existe sempre um ruído inerente ao processo. Esse ruído muitas vezes pode gerar perda de dados que jamais poderão ser recuperados caso não haja algum tipo de proteção. Uma possível solução seria mandar o mesmo bit diversas vezes para fazê-lo mais resistente à degradações do canal. No entanto, embora esse método seja eficaz, ele implica em uma perda muito grande na taxa efetiva de transmissão.

Contudo, uma vez que a idéia concebida nesse codificador é eficiente, ela serve de incentivo ao desenvolvimento de outras formas de codificação, uma delas a Codificação Convolucional.

O codificador convolucional é um tipo de codificador que busca prolongar o efeito que cada bit tem sobre os seus vizinhos no sinal codificado. Dessa maneira, esse codificador insere memória no sistema, permitindo ao receptor maior flexibilidade para a detecção e correção de erros. Quando maior a memória do codificador, melhor seu desempenho.

Mas, como gerar esse sinal com memória? Usar códigos convolucionais é uma ótima alternativa. São simples de serem gerados e bastante eficientes.

Um código convolucional é gerado pela combinação linear em GF2 (Corpo de Galois de ordem 2) das saídas de um *shift register* de K estágios. A seqüência de bits a ser codificada é aplicada na entrada do *shift register*, e este executa a convolução em GF2 entre a seqüência de entrada e a resposta ao impulso da máquina de estados representada pelo *shift register*. A saída da máquina de estados constitui, portanto, a seqüência codificada.

O número de estados da máquina de estados de um codificador convolucional é 2^K, sendo K o número de estágios do *shift register*, e a memória do codificador. No contexto de códigos convolucionais, K recebe o nome de *constraint length*.

A razão entre o número de entradas e o numero de saídas da máquina de estados define a razão de codificação R_c do codificador. De forma análoga à memória K, quanto menor for a razão R_c, melhor o desempenho do receptor na correção de erros. Porém, o preço pago é a redução da taxa efetiva de transmissão. Assim, existe uma relação de compromisso entre a taxa desejada e o codificador que se deve utilizar.

2.6 Embaralhamento e Máscara

Dentro de um sistema de comunicação existem entre dois blocos que realizam um embaralhamento dos dados e aplicam máscaras na informação transmitida. Esses estágios são fundamentais na tentativa de reduzir a taxa de erro inerente à transmissão, uma vez que diversos usuários podem transmitir simultaneamente por um mesmo canal e que erros seqüenciais podem ocorrer e são bastante graves para a correção solitária do decodificador. Esses blocos serão estudados com maior profundidade dos capítulos seguintes, mas a saber, eles são:

- *Interleaving*
- *Scrambling*

O bloco de interleaving é responsável pelo embaralhamento dos dados, visando evitar a perda de informação causada por erros em rajada na transmissão. O que esse bloco tenta fazer é transformar erros seqüencias em erros não seqüenciais, permitindo uma maior capacidade de correção de erros no decodificador.

O bloco de *spreading* geralmente vem associado ao bloco de *scrambling*. Esses blocos são responsáveis por gerarem as sequências ortogonal e pseudo-aleatória respectivamente, e que juntas realizam o espalhamento espectral do sinal transmitido.

Enquanto a seqüência ortogonal serve para separação de usuários e aumento da taxa da ordem de símbolo para *chips*, a seqüência pseudo-aleatória serve de máscara para o sinal, realizando efetivamente o espalhamento espectral, que con-

forme veremos nos capítulos seguintes é responsável por um aumento no ganho de processamento no receptor.

3 O padrão IEEE 802.11b

Há alguns anos, a aprovação final do padrão IEEE 802.11b para uso em WLAN's veio cumprir a promessa de colocar em prática comercial a tecnologia de comunicações móveis. O padrão divulga a arquitetura de rede da WLAN, incluindo as especificações de camada física e de acesso ao meio.

O primeiro padrão 802.11 foi introduzido pelo IEEE em 1997 e suportava taxas de transmissão de 1 e 2 Mbps. Já em 1999 dois padrões adicionais foram introduzidos. Primeiro o 802.11a, que utiliza uma banda de freqüências diferente e suporta taxa de transmissão de até 54 Mbps. Mais tarde, ainda no mesmo ano, o padrão 802.11b foi lançado e é, desde então, ao lado da norma 802.11g (lançada anos depois) o padrão para redes sem fio mais adotado no mercado. Ao contrário do padrão 802.11a, o padrão 802.11b é compatível com o padrão 802.11 inicial, visto que utiliza a mesma faixa de freqüências e suporta as mesmas taxas de dados, mas com duas taxas adicionais, 5.5 e 11 Mbps.

O padrão IEEE 802.11b é um sistema DS-SS (*Direct Sequence – Spread Spectrum*) que opera na banda de 2.4 Ghz. Ele foi projetado para permitir cobertura em áreas grandes, de até 100 metros de raio, e permitir a conexão de diversos periféricos, operando em quatro possíveis taxas de transmissão: 1, 2, 5.5 e 11 Mbps segundo.

Nas seções seguintes deste capítulo teremos uma visão geral do padrão, apresentando os aspectos da arquitetura do sistema mais essenciais ao trabalho aqui desenvolvido.

3.1 Cronologia

O desenvolvimento do padrão 802.11 do IEEE foi resultado de diversos anos de pesquisa e trabalho, iniciados ainda na década de 80. De forma bastante abreviada, a seqüência de fatos abaixo mostra como se deu a evolução do padrão desde então.

- 1989: O *Federal Communications Commission* (FCC), órgão americano responsável pela regulamentação do uso do espectro de freqüências, autorizou o uso de três faixas de freqüência;

- 1990: O *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) instaurou um comitê para definição de um padrão para conectividade sem fio;

- 1997: Após sete anos de pesquisa e desenvolvimento, o comitê de padronização do IEEE aprovou o padrão IEEE 802.11. Nessa versão inicial, as taxas de transmissão nominal atingiam 1 e 2 Mbps;

- 1999: Foram aprovados os padrões IEEE 802.11b e 802.11a, que usam as freqüências de 2,4 e 5 GHz e são capazes de atingir taxas nominais de transmissão de 11 e 54 Mbps, respectivamente. O padrão 802.11b, apesar de atingir taxas de transmissão menores, ganhou fatias maiores de mercado do que 802.11a. As razões para isso foram basicamente duas: primeiro, as interfaces 802.11b eram mais baratas do que as 802.11a e, segundo, as implementações de 802.11b foram lançadas no mercado antes do que as implementações de 802.11a. Além disso, nesse ano foi criada a *Wireless Ethernet Compatibility Alliance* (WECA), que se organizou com o objetivo de garantir a interoperabilidade entre dispositivos de diferentes fabricantes;

- 2000: Surgiram os primeiros *hotspots*, que são áreas públicas onde é possível acessar a Internet por meio das redes IEEE 802.11. A WECA lançou o selo *Wireless Fidelity* (Wi-Fi) para atestar a aderência dos produtos às especificações. Mais tarde o termo Wi-Fi tornou-se um sinônimo de uso abrangente

das tecnologias IEEE 802.11;

- 2001: A companhia americana de cafeterias *Starbucks* implementou *hotspots* em sua rede de lojas. Os pesquisadores Scott Fluhrer, Itsik Mantin e Adi Shamir demonstraram que o protocolo de segurança *Wired Equivalent Privacy* (WEP) é inseguro;

- 2002: A WECA passou a se chamar *Wi-Fi Alliance* (WFA) e lançou o protocolo *Wi-Fi Protected Access* (WPA) em substituição ao protocolo WEP;

- 2003: O comitê de padronização da IEEE aprovou o padrão IEEE 802.11g que, assim como 802.11b, trabalha na freqüência de 2,4 GHz, mas alcança até 54 Mbps de taxa nominal de transmissão. Aprovou também, sob a sigla IEEE 802.11f, a recomendação de práticas para implementação de *handoff*;

- 2004: A especificação 802.11i aumentou consideravelmente a segurança, definindo melhores procedimentos para autenticação, autorização e criptografia;

- 2005: Foi aprovada a especificação 802.11e, agregando qualidade de serviço (QoS) às redes IEEE 802.11. Foram lançados comercialmente os primeiros pontos de acesso trazendo pré-implementações da especificação IEEE 802.11e;

- 2006: Surgiram as pré-implementações do padrão 802.11n, que usa múltiplas antenas para transmissão e recepção, *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO), atingindo taxa nominal de transmissão de até 600 Mbps.

O grande sucesso das redes 802.11b justifica o interesse de estudo de sua eficiência. Assim, as seções seguintes discutem como opera o padrão, fornecendo o conhecimento necessário à posterior implementação do sistema.

3.2 Topologia de Rede

A topologia básica de uma rede 802.11b é mostrada na Figura 4. Um conjunto de serviços básicos (BSS, do inglês *Basic Service Set*) na sua forma mais

simples consiste em dois ou mais nós *wireless* (as estações), que se reconhecem e estabeleceram uma comunicação. Esta situação tem uma designação especial chamada de BSS independente (IBSS). Dentro de um IBSS, as estações se comunicam diretamente uma com a outra em um nível par-a-par. Este tipo de rede é freqüentemente formado em base provisória, e é comumente conhecida como uma rede *ad hoc*.

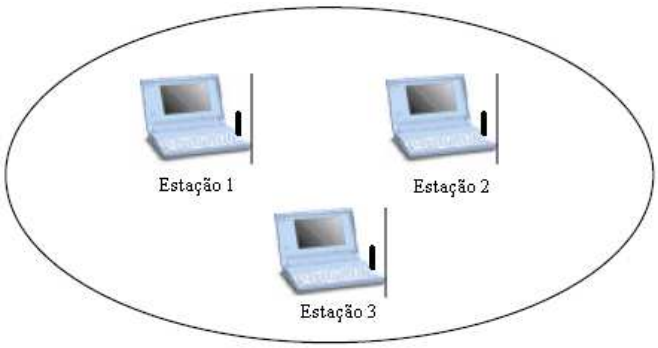

Figura 4: Comunicação ponto a ponto em uma rede ad hoc

Uma configuração mais comum e muito mais flexível é aquela de um BSS que contém um ponto de acesso, cuja principal função é formar uma ponte entre LAN's oriundas de redes com e sem fio. Existindo um ponto de acesso dentro de um BSS, as estações deixam de se comunicar par-a-par. Em vez disso, todas as comunicações entre estações ou entre uma estação e um cliente de uma rede com fio atravessam o ponto de acesso. Um detalhe é que os pontos de acesso não são móveis e formam uma parte da infra-estrutura cabeada da rede.

Já o conjunto de serviços extendido (ESS, do inglês *Extended Service Set*) mostrado na Figura 5 consiste em uma série de BSS's, cada uma contendo um ponto de acesso, conectados por meio de um sistema de distribuição. Embora esse sistema possa ser qualquer tipo de rede (inclusive *wireless*), ele é quase invariavelmente uma LAN Ethernet. Dentro de um ESS, estações podem mudar de um BSS a outro e comunicar-se com qualquer cliente, móvel ou fixo. O ESS permite ainda um aumento da cobertura além do alcance de um rádio de WLAN.

A identificação da rede ocorre da seguinte maneira: cada um dos ESS's recebe uma identificação chamada de ESS-ID. Dentro de cada um desses ESS's, cada BSS

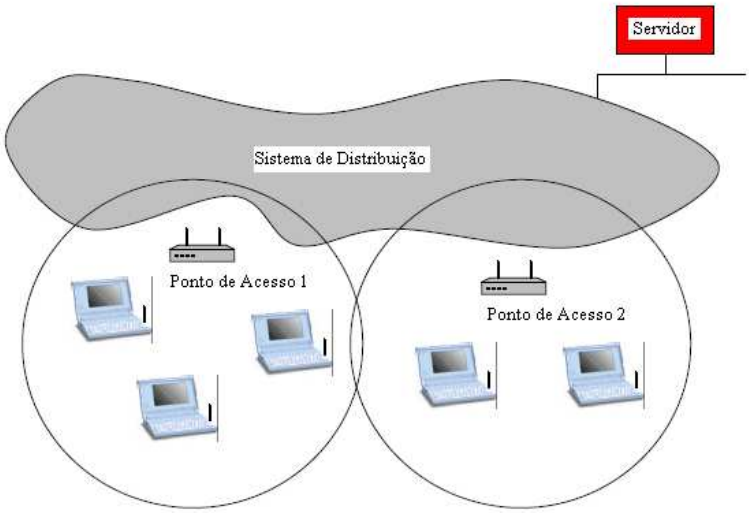

Figura 5: Cobertura ampliada com uso do ESS

recebe uma identificação chamada de BSS-ID. Então o conjunto formado por esses dois identificadores (ESS-ID e BSS-ID) formam o Network-ID de uma rede sem fio padrão 802.11.

Apesar dos elementos que fazem parte da arquitetura sem fio possibilitar a construção de uma rede abrangendo áreas maiores do que um ambiente local, o projeto do IEEE 802.11 limita o padrão IEEE 802.11 às redes locais, com ou sem infra-estrutura.

Numa rede WLAN sem infra-estrutura (conhecidas por redes *ad hoc*), as estações se comunicam numa mesma célula, sem a necessidade de estações especiais, ou seja, sem necessidade dos pontos de acesso para estabelecer as comunicações. Numa rede local com infra-estrutura, é necessária a interconexão de múltiplos BBS's, formando um ESS. Nesse caso, a infra-estrutura é representada pelos pontos de acesso e pelo sistema de distribuição que os interliga.

Um elemento fundamental na arquitetura de rede local sem fio com infra-estrutura é o ponto de acesso, que desempenha as seguintes funções:

- **Autenticação, Associação e Reassociação**: permitem que uma estação móvel mesmo saindo de sua célula de origem continue conectada à infra-

estrutura e não perca a comunicação. A função que permite manter a continuidade da comunicação quando um usuário passa de uma célula para outra é conhecida como handoff.

- **Gerenciamento de potência**: permite que as estações operem economizando energia, através de um modo chamado de *Power Save*.

- **Sincronização**: garante que as estações associadas a um ponto de acesso estejam sincronizadas por um relógio comum.

3.3 Protocolo de Acesso ao Meio (MAC)

Além de definir um mecanismo para transmissão física usando radiofreqüência ou infravermelho, o IEEE definiu um protocolo de acesso ao meio (subcamada MAC do nível de enlace de dados), denominado de DFWMAC (do inglês, *Distributed Foundation Wireless Medium Access Control*) e que suporta dois métodos de acesso: um método distribuído básico, que é obrigatório; e um método centralizado, que é opcional, podendo esses dois métodos coexistirem. O protocolo de acesso ao meio das redes 802.11 também trata de problemas relacionados com estações que se deslocam para outra células (*roaming*) e com estações perdidas (*hidden node*).

O método de acesso distribuído forma a base sobre a qual é construído o método centralizado. Os dois métodos, que também podem ser chamados de funções de coordenação (*Coordination Functions*), são usados para dar suporte à transmissão de tráfego assíncrono ou tráfego com retardo limitado (*time bounded*).

Uma função de coordenação é usada para decidir quando uma estação tem permissão para transmitir. Na função de coordenação distribuída (DCF, do inglês *Distributed Coordination Functions*), essa decisão é realizada individualmente pelos pontos da rede, podendo, dessa forma, ocorrer colisões. Na função de coordenação centralizada, também chamada de função pontual (PCF, do inglês *Point Coordination Function*), a decisão de quando transmitir é centralizada em um ponto especial, que determina qual estação deve transmitir em que momento, evitando teoricamente

a ocorrência de colisões. Em todos os métodos de acesso, há diversos parâmetros importantes para controlar o tempo de espera antes do acesso ao meio. A Figura 6 mostra três diferentes parâmetros que definem as prioridades de acesso ao meio. O meio, como mostrado, pode estar ocupado ou disponível; podendo ser ocupado de diversar maneiras, por exemplo, quadros de dados, ou quadros de controle. Durante o período de disputa, vários nós tentam acessar o meio. Vejamos mais detalhadamente o funcionamento dessas duas funções:

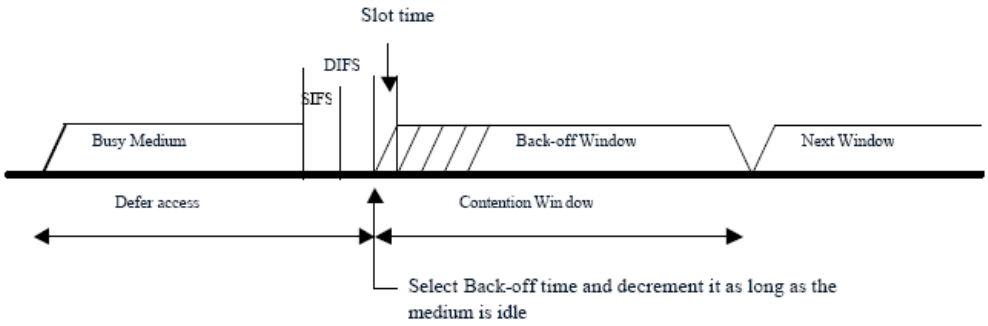

Figura 6: Operação de Acesso ao Meio

O mecanismo básico do controle de acesso DFWMAC é ilustrado na Figura 6. Nela podemos observar que uma estação, com quadros para transmitir, deve sentir o meio livre por um período de silêncio mínimo, IFS (Inter Frame Space), antes de utilizá-lo. O DFWMAC define três prioridades de acesso ao meio:

- **Distributed Inter Frame Spacing** (DIFS) – Espaço Entre Quadros Da DCF: Este parâmetro indica o maior tempo de espera, e portanto a menor prioridade; ele monitora o meio, aguardando no mínimo um intervalo de silêncio para transmitir os dados.

- **Priority Inter Frame Space** (PIFS) – Espaço Entre Quadros Da PCF: Tempo de espera entre o DIFS e o SIFS (prioridade média), é usado para o serviço de acesso com retardo, ou seja um ponto de acesso controlando outros nós. Só precisa esperar um tempo PIFS para acessar o meio.

- **Short Inter Frame Space** (SIFS) – É usado para transmissão de quadros carregando respostas imediatas (curtas) como ACK, que possuem a mais alta

prioridade.

3.3.1 Função de Coordenação Distribuída

Representa o método de acesso básico do protocolo DFWMAC. É uma função conhecida como CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance*) com reconhecimento. A DCF trabalha semelhantemente a função CSMA/CD da tecnologia de rede local cabeada (Padrão Ethernet 802.3), apenas com uma diferença: o protocolo CSMA/CD do Ethernet controla as colisões quando elas ocorrem, enquanto que o protocolo CSMA/CA do padrão sem fio apenas tenta evitar as colisões. A utilização dessa função distribuída é obrigatória para todas as estações e pontos de acesso (APs), nas configurações Ad Hoc e com infra-estrutura, e ela, a DCF, trabalha da seguinte maneira, quando uma estação deseja transmitir:

- A estação sente o meio para determinar se outra estação já está transmitindo;
- Se o meio estiver livre há pelo menos um intervalo de tempo DIFS, a estação transmite seu quadro imediatamente, caso contrário, ela aguarda DIFS novamente, cada estação escolhe um tempo aleatório de retirada (*Back-off time*) e atrasa esse tempo aleatório sua tentativa de acesso ao meio. Se ao terminar seu tempo de *back-off* a estação encontrar o meio livre, ela transmitirá;
- Esse tempo de *back-off* é escolhido por cada estação respeitando um limite máximo, que pode variar de acordo com a carga de utilização da rede. Se a rede está muito carregada, esse limite máximo para o tempo de retirada vai dobrando a cada colisão até chegar ao limite máximo de 255 ms. Quando a rede está pouco carregada, esse limite permanece baixo, 7 ms, diminuindo assim os atrasos. É óbvio que quanto menor o limite, maior é a probabilidade de duas estações escolherem tempos de *back-off* iguais, provocando uma colisão;
- Após cada transmissão com ou sem colisão, a rede fica em um modo onde as estações só podem começar a transmitir em intervalos de tempo a elas pré-alocados;

- Ao findar uma transmissão, as estações alocadas ao primeiro intervalo têm o direito de transmitir. Se não o fazem, o direito passa as estações alocadas ao segundo intervalo, e assim sucessivamente até que ocorra uma transmissão, quando todo o processo reinicia;

- Se todos os intervalos não são utilizados, a rede entra então no estado onde o CSMA comum é usado para acesso, podendo dessa forma ocorrer colisões.

No método CSMA/CA podem ocorrer colisões e esse método não garante a entrega correta dos dados. Com isso, uma estação após transmitir um quadro, necessita de um aviso de recebimento (ACK) que deve ser enviado pela estação destino. A estação de destino envia o sinal de recebimento após esperar apenas por um tempo SIFS, logo, nenhuma outra estação acessará o meio ao mesmo tempo causando uma colisão. Lembremos que cada estação precisa aguardar um tempo DIFS mais o seu tempo de retirada Para isso, a estação que enviou o quadro aguarda um tempo (*timeout*) pelo aviso de recebimento do quadro por parte da estação destino. Caso esse aviso não chegue no tempo considerado, a estação origem realiza novamente a transmissão do quadro.

Para melhorar a transmissão de dados, o protocolo DFWMAC acrescenta ao método CSMA/CA com reconhecimento, um mecanismo opcional que envolve a troca de quadros de controle RTS (*Request To Send*) e CTS (*Clear To Send*) antes da transmissão de quadros de dados. Esse mecanismo funciona da seguinte forma:

- Uma estação, após aguardar DIFS e seu tempo de retirada aleatório, antes de efetivamente transmitir o quadro de dados, transmite um quadro de controle RTS, que carrega uma estimativa da duração no tempo da futura transmissão do quadro de dados e o ACK associado a este, além do destinatário da transmissão de dados por vir;

- A estação de destino ao receber o quadro de controle RTS acerta o seu Vetor de Alocação de Rede (NAV). O NAV especifica quando uma estação tentará acessar o meio novamente. Em resposta ao RTS, o receptor envia um quadro

de controle CTS avisando que está pronto para receber o quadro de dados. O CTS informa as demais estações sobre a transmissão que vai ocorrer, fazendo com que estas também acertem seus NAVs. Agora, todas as estações estão informadas sobre a transmissão e irão esperar para acessar o meio, podemos dizer então que os sinais RTS e CTS reservam o meio para uma transmissão. Só então, a estação transmissora envia o quadro de dados após SIFS, que deve ser respondido com um reconhecimento (ACK) enviado pela estação receptora;

- Neste caso, uma colisão só acontecerá se duas estações enviarem um RTS ao mesmo tempo. O RTS só deve ser usado quando temos um quadro maior, pois seu uso acarreta uma sobrecarga na rede (*overhead*).

O quadro RTS basicamente possui as funcionalidades de reservar o meio para a transmissão do quadro de dados, e de verificar se a estação de destino está pronta para receber o quadro de dados, sendo esta última funcionalidade devido à possibilidade da estação de destino estar operando no modo de economia de energia (modo *Power Save*).

3.3.2 Função de Coordenação Pontual

Trata-se de uma função opcional que pode ser inserida no protocolo DFWMAC, sendo construída sobre uma função de coordenação distribuída para transmissões de quadros assíncronos, e é implementada através de um mecanismo de acesso ordenado ao meio, que suporta a transmissão de tráfego com retardo limitado ou tráfego assíncrono.

Para a integração dessas duas funções (pontual e distribuída) é utilizado o conceito de superquadro, fazendo com que o protocolo possa trabalhar de uma forma em que a função pontual assuma o controle da transmissão, para evitar a ocorrência de colisões. Para isso, o protocolo DFWMAC divide o tempo em períodos denominados superquadros, que consiste em dois intervalos de tempo consecutivos, que são usados da seguinte maneira:

- No primeiro tempo, controlado pela PCF, o acesso é ordenado, o que evita a ocorrência de colisões; após esperar PIFS, o ponto de coordenação dá acesso a primeira estação, que pode responder após SIFS. Depois de aguardar mais SIFS, o coordenador dá a vez para a segunda estação e assim por diante. Quando uma estação não responde após SIFS, o coordenador aguarda o PIFS e passa a vez para a próxima;

- No segundo tempo, controlado pela DCF, o acesso baseia-se na disputa pela posse do meio, podendo ocorrer colisões.

3.4 Tecnologia de Rádio (Camada Física)

O padrão IEEE 802.11b na realidade fornece três variações nas especificações da camada física. Estas incluem espalhamento espectral por seqüência direta (DS-SS), o *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FH-SS) ou o infravermelho. No entanto, na prática somente a primeira opção tem presença significativa no mercado.

A opção DS-SS foi projetada especificamente para adequar-se às regulamentações do FCC (*Federal Communications Commission* - FCC 15.247) para a operação na faixa de 2.4 Ghz ISM. Essa faixa de freqüências é particularmente atrativa por permitir utilização não licenciada, como mostra a Tabela 4.

Tabela 4: Espectro alocado para os diversos países

Região	**Espectro Alocado (Ghz)**
Estados Unidos	2.4000 - 2.4835
Japão	2.4710 - 2.4970
França	2.4465 - 2.4835
Espanha	2.4450 - 2.4750
Resto da Europa	2.4000 - 2.4835

Para a operação em modo DS-SS a largura de faixa disponível é dividida em canais, cada um ocupando aproximadamente 20 MHz. Quando múltiplos pontos de acesso ficam situados muito próximos, recomenda-se usar uma separação de freqüências de pelo menos 25 Mhz.

Na maioria dos produtos comerciais baseados no padrão IEEE 802.11b a tecnologia do transmissor é projetada usando DS-SS com modulação PSK, que é capaz de assegurar taxas de dados de até 11 Mbps. O sistema apresenta várias modalidades de modulação, uma para cada taxa da transmissão. São elas:

- DBPSK (do inglês *Differential Binary Phase Shift Keying*) para 1 Mbps;
- DQPSK (do inglês *Differential Quaternary Phase Shift Keying*) para 2 Mbps;
- CCK (do inglês *Complementary Code Keying*) para 5.5 e 11 Mbps.

O *preamble* e o *header* são sempre transmitidos em modulação DBPSK, enquanto que os pacotes de dados podem ser configurados para DBPSK, DQPSK ou CCK. A duração do preamble e do header é de 192 μs. O campo Sinal (*Signal Field*) no *header* do pacote de dados indica a modulação que está sendo usada. O *preamble* é usado pelo receptor para sincronização inicial enquanto que o *header* inclui os campos de dados necessários do protocolo de comunicações para estabelecer a ligação na camada física. O *preamble* e o *header* são adicionados a cada pacote transmitido na rede na camada física do sistema.

De acordo com os regulamentos do FCC (FCC 15.247), para a operação na faixa de 2.4 Ghz ISM a potência nominal do transmissor deve ser de 100 mW ou 20 dBm. Este valor foi escolhido para permitir a cobertura dos aproximadamente 100 metros de raio de área e para limitar o consumo de potência da bateria.

3.4.1 Modulação por Espalhamento Espectral

O sistema de modulação é projetado para permitir as modulações DBPSK, DQPSK e CCK sobre os sinais após o SS (*Spread Spectrum*). O modulador muda sua taxa após obter a informação contida no *header* quando a transmissão de dados pode passar a usar DQPSK ou CCK.

O espalhamento de espectro é empregado para diminuir o problema de interferência devido a outros sistemas que operam na faixa de ISM, bem como qualquer

tipo de ruído. Através dessa técnica o sinal transmitido é espalhado em uma ampla banda de freqüências, graças à utilização de seqüências de alta taxa. Isso gera um aumento no ganho de processamento no receptor que possui o código correto para recuperar o sinal. Essa técnica se torna particularmente importante, pois o padrão opera em faixas de freqüências movimentadas e de uso não licenciado.

O espalhamento é feito multiplicando os dados binários por uma seqüência pseudo-aleatória (PN, do inglês *Pseudo Noise*) binária. No caso DBPSK e DQPSK o código PN é uma seqüência longa de *Barker* de 11 chips, como mostrado na Figura 7. Para a modulação CCK seqüências de *Walsh* de comprimento 8 são empregadas.

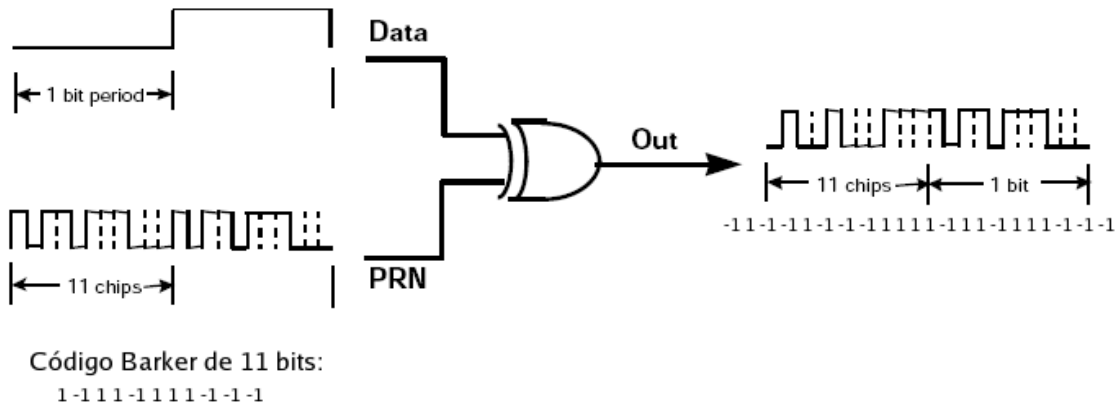

Figura 7: Espalhamento espectral usando a seqüência de Barker

3.4.1.1 Modulações DBPSK e DQPSK

A modulação DPSK pode ser melhor compreendida após uma breve análise de uma modulação PSK. Em uma modulação M-PSK, os M possíveis sinais são representados por:

$$s_m(t) = g(t).cos(2\pi f_c t + \frac{2\pi(m-1)}{M}),\ m = 1, 2, ..., M$$

Onde $g(t)$ é um pulso conformador de onda e M representa as possíveis fases da onda portadora que carrega a informação transmitida. A modulação BPSK é um caso particular quando $M = 2$, enquanto que a modulação QPSK é representada por $M = 4$, com um deslocamento de fase de $\pi/4$. A Figura 8 ilustra os dois casos.

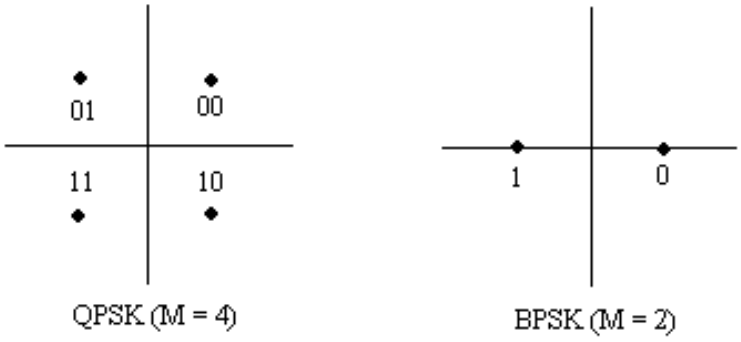

Figura 8: Modulações QPSK e BPSK

A modulação de DPSK difere da PSK no fato de não haver uma atribuição direta de fase para cada símbolo transmitido. Em vez disso, a diferença entre a fase atual e a fase do símbolo precedente é detectada e essa mudança na fase é que indica a mudança no símbolo. Por exemplo, no caso DBPSK um símbolo 1 pode causar um deslocamento de fase de π, enquanto que um símbolo 0 não causa nenhuma mudança da fase, ou vice-versa. No receptor a fase de cada símbolo é comparada com a do símbolo precedente, o que significa que há uma necessidade de atrasar o sinal recebido pelo comprimento temporal de um símbolo. Uma mudança da fase indica que um símbolo 1 é recebido, enquanto que nenhuma mudança indica que o símbolo foi o 0.

A modulação DPSK é empregada no padrão de IEEE 802.11b porque a modulação diferencial supera a necessidade de detecção coerente em sistemas PSK. Em outras palavras, não há nenhuma necessidade de se estimar a fase da portadora, o que torna o projeto do receptor muito mais simples. Em termos frequenciais, o espectro de um sinal DBPSK é similar ao de um sinal BPSK, porém existe uma vantagem de 1 dB no ganho de processamento.

A seqüência de *Barker* de espalhamento de espectro (de 11 chips de comprimento) gera um aumento no ganho de processamento no receptor de um sistema DBPSK de 10 $log(\frac{11chips}{1bit}) = 10.4\ dB$. Já para a modulação DQPSK o ganho de processamento é 10 $log(\frac{11chips}{1bit}) = 7.4\ dB$.

A taxa de transferência para uma modulação DBPSK é 1 Mbps ou 1 Msps, onde cada símbolo possui 11 chips e representa um bit. Para a modulação de DQPSK a taxa de dados alcançada é 2 Mbps ou 1 Msps, onde cada símbolo possui 11 chips e representa dois bits.

3.4.1.2 Modulação CCK

Para as modulações CCK, o comprimento do código de espalhamento é de oito chips e é baseado em códigos complementares. O transmissor particiona os dados em parcelas de 4 ou 8 bits, de acordo com a taxa desejada. Na taxa de 5.5 Mbps, o transmissor usa 2 dos 4 bits para selecionar uma entre 4 seqüências complexas de espalhamento de uma tabela de seqüências de CCK e então modula o símbolo dos 2 bits restantes com DQPSK. Na taxa de 11 Mbps, 8 bits são utilizados, onde 6 são usados para selecionar uma entre 64 seqüências de espalhamento para um símbolo, e os 2 bits restantes são usados para a modulação. Assim, o número total possível de combinações das seqüências e das fases da portadora é 256.

CCK é uma variação de uma modulação biortogonal onde um entre M sinais ortogonais é escolhido para a transmissão. A modulação CCK usa o conjunto complexo das funções de Walsh/Hadamard, conhecidos como códigos complementares. Os códigos de Walsh são famosos, dentre outros motivos, por apresentarem uma maneira simples de gerarem códigos ortogonais.

Esses códigos podem ser gerados executando uma operação simples como ilustrado na Figura 9. Iniciando com uma matriz 2x2 ortogonal, podemos obter códigos ortogonais de comprimentos superiores realizando o seguinte procedimento:

- Repetimos a matriz duas vezes, e colocamos uma sobre a outra numa coluna esquerda;
- Na coluna da direita fazemos o mesmo processo, porém invertendo os elementos da matriz inferior direita.

Para a taxa de 5.5 Mbps utilizamos $M = 4$, enquanto que para a taxa de

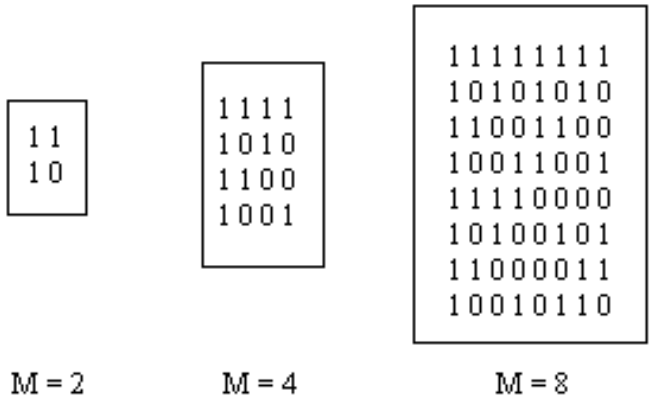

Figura 9: Método de geração das seqüências ortogonais de Walsh

11 Mbps utilizamos $M = 8$. Assim, na taxa de 5.5 Mbps 4 bits são codificados em uma palavra código de 8 chips de comprimento. Conseqüentemente o ganho de processamento vale somente $10\ log(\frac{8chips}{4bit}) = 3\ dB$. Já para a taxa de 11 Mbps não há espalhamento efetivo, uma vez que 8 bits são codificados em uma palavra código de 8 chips. Logo, não há ganho de processamento.

3.4.2 Codificador de fonte

O codificador de fonte adotado no padrão foi um codificador convolucional de taxa $\frac{1}{2}$ e comprimento 7. O diagrama de blocos do codificador pode ser visto na Figura 10.

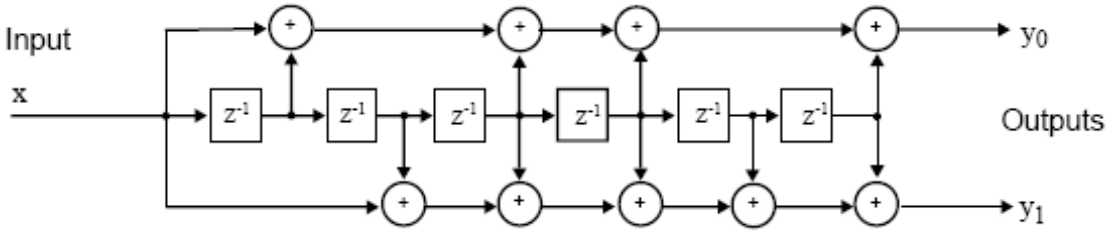

Figura 10: Codificador Convolucional usado na Fonte

Esse codificador reduz as taxas de bits na sua entrada (vindos da fonte) pela metade. O codificador é aplicado sobre o *bitstream* inteiro sendo que sua memória deve conter apenas zeros nos seus estados iniciais e finais.

A diferentes taxas de transmissão são atingidas fazendo uso dos diferentes tipos possíveis de modulação no sinal depois do codificador.

3.4.3 Códigos de embaralhamento

O bloco de *Scramble* consiste em aplicar uma máscara ao sinal após o processo de modulação e antes da transmissão. Essa máscara é gerada por códigos pseudo-aleatórios de alta taxa e baixíssima correlação. Este bloco, quando associado ao *spreader*, é que de fato realiza o espalhamento espectral do sinal de dados.

A Figura 11 ilustra, de acordo com a norma, o método utilizado para implementação do bloco de *Scramble*.

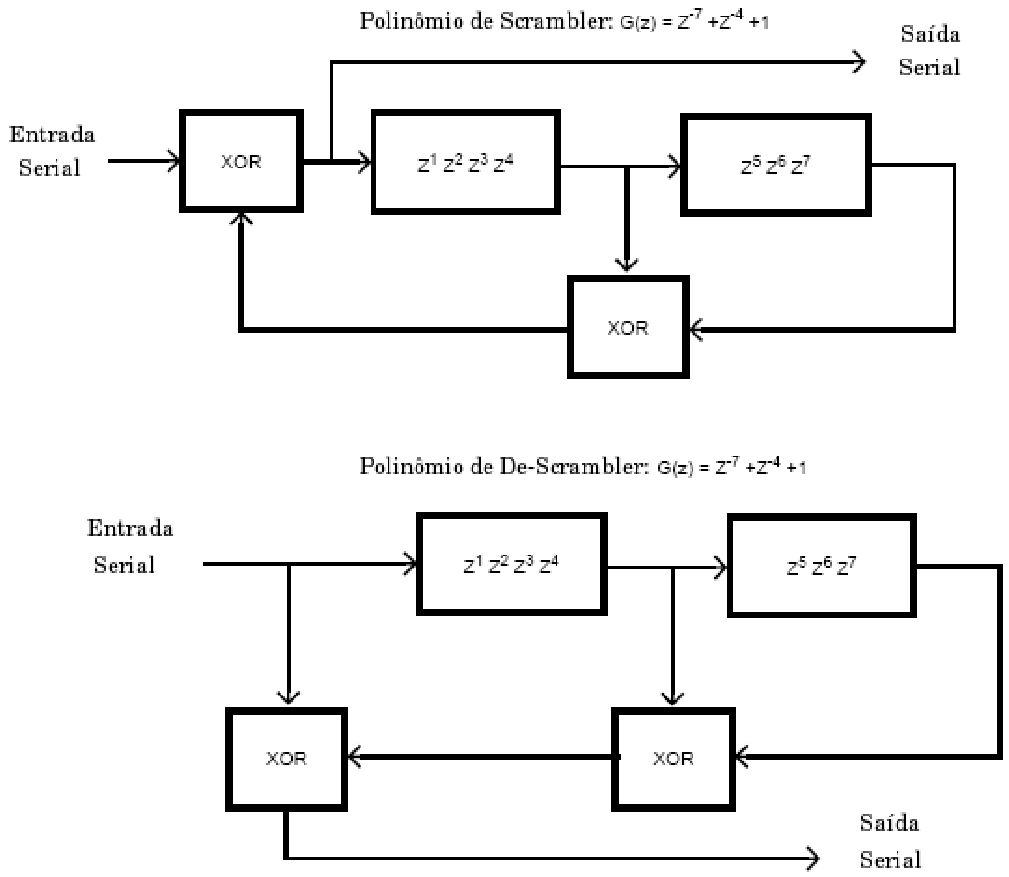

Figura 11: Par *Scrambler/De-Scrambler*

Ainda segundo a norma, o polinômio $G(z) = z^{-7} + z^{-4} + 1$ deve ser utilizado no *Scrambler* para todos os bits transmitidos. Além disso, o estado inicial do *Scrambler* foi sempre marcado como [1101100] onde o bit mais a esquerda define o

bit a ser colocado no primeiro bloco de atraso da Figura 11.

Uma vez terminada a discussão de como o padrão aborda o assunto, estamos prontos para partir para o próximo capítulo, onde nos dedicamos a implementação do sistema através de um *software* de simulação (Matlab).

4 Implementação do Sistema

Neste capítulo descrevemos o sistema implementado baseado nos conceitos e formulações enunciados nos dois capítulos anteriores. Além disso, mostramos quais foram as simulações escolhidas para a realização dos testes de eficiência do sistema. Para tanto, porém, vejamos como o sistema foi construído.

A Figura 12 mostra o diagrama de blocos de um sistema de comunicação DS-SS genérico.

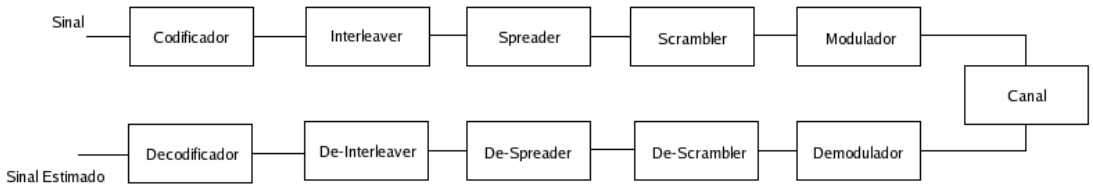

Figura 12: Diagrama de blocos de um sistema DS-SS

Para o sistema que estamos implementando neste projeto, o diagrama de blocos é basicamente o mesmo. Existem, na verdade, apenas duas grandes diferenças entre os dois sistemas. Uma delas é que o canal deixa de ser uma conexão cabeada para ser *wireless*, através de ondas de rádio pelo ar, enquanto que a outra é que os blocos de *spreading* e de modulação passam a estar associados.

Uma vez que os conceitos que definem cada um dos blocos do diagrama já foram bem definidos nos capítulos anteriores, a única ressalva a ser feita é acerca do canal, mais especificamente sobre o seu modelo matemático.

Sabendo que um sistema *wireless* é caracterizado, dentre outras maneiras, por

apresentar múltiplos percursos unindo transmissor e receptor, um dado interessante é a possibilidade de fazer bom uso desse problema potencial para modelar o canal e possivelmente melhorar o desempenho do receptor.

Os caminhos múltiplos que existem unindo fonte e receptor são percorridos por cópias do sinal original transmitido, cada qual demorando um certo período de tempo para chegar ao seu destino. A diferença entre os tempos de percurso das diferentes réplicas é da ordem de chips, e somente algumas réplicas têm importância, visto que muitas chegam com energia bastante atenuada.

Desta maneira, é possível modelar o canal como um efeito de combinação linear entre o sinal original e suas réplicas. Matematicamente isso é equivalente à aplicar um filtro digital ao sinal recebido, onde cada atraso equivale a um tempo de chip.

De uma forma geral, sistemas DS-SS sofrem gravemente com esse problema de multi-percurssos, uma vez que eles se utilizam de técnicas de espalhamento espectral que temporalmente implicam em variações muito rápidas da amplitude do sinal. O encurtamento do tempo de símbolo para tempo de chip causará um grande problema se muitas cópias atrasadas chegarem ao receptor, pois a interferência entre chips pode ser desastrosa.

Para contornar este problema receptores mais complexos foram desenvolvidos com intuito de identificarem os atrasos e utilizarem este potencial problema de forma benéfica, reforçando a energia do sinal. Um dos receptores mais famosos que utiliza esta abordagem é o *rake receiver*.

Neste trabalho, contudo, não julgou-se necessária a implementação de tal receptor tendo em vista a área relativamente pequena de cobertura do sistema Wi-Fi, o que garante a existência de no máximo pouquíssimos percursos de valor significativo.

Na existência de múltiplos percursos, para representar um canal por um modelo matemático razoável é necessário um estudo sobre o meio em que se transmite o sinal, tarefa que não é das mais simples em casos gerais.

A discussão acerca do modelo do canal utilzado nas simulações voltará a ser mencionada mais a frente em uma seção dedicada ao canal.

4.1 Codificador de canal

A codificação de canal consiste em um código corretor de erro capaz de garantir que o receptor tenha a habilidade de reparar alguns erros passíveis de ocorrerem durante o processo de transmissão, graças à imperfeição do canal.

O codificador aqui utilizado foi um codificador convolucional de taxa $k_c = \frac{1}{2}$ e *Constraint Length* $k = 7$, sem perfuração, como indica a norma e é mostrado na Figura 13, convenientemente repetida aqui.

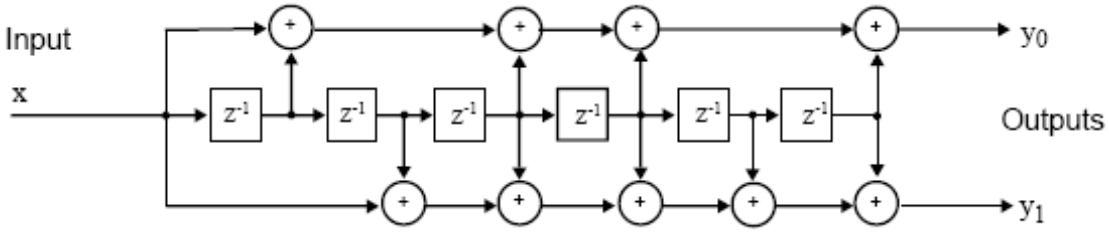

Figura 13: Codificador de Fonte

Se tratarmos as seqüências binárias na entrada e saída do codficador sob uma forma polinomial, podemos dizer que o codificador possui dois polinômios de saída e um de entrada.

Como podemos observar, a saída A do codificador está associada ao polinômio gerador $P(1) = D^6 + D^4 + D^3 + D^1 + 1$ enquanto que a saída B está associada ao polinômio $P(2) = D^6 + D^5 + D^4 + D^3 + D^2 + 1$. Assim, em octal, temos equivalentemente que a matriz geradora é dada por: $G = [133, 175]$, visto que $P_{oct}(1) = 133$ e $P_{oct}(2) = 175$.

O codificador é iniciado com todos os seus estados nulos. Quando um bit chega à entrada ele é propagado para os demais estados, enquanto que duas saídas são sempre geradas. Por esse motivo o codificador reduz a taxa de transmissão pela metade, uma vez que somente metade dos bits transmitidos é realmente de

informação, enquanto que a outra metade são bits para correção de erros.

Para a implementação desta codificação de canal no Matlab foi utilizada a função *polly2trellis*, que gera uma treliça de acordo com a descrição polinomial do codificador; e a função *convenc*, que recebe a treliça do codificador e o vetor de dados, e retorna o sinal já codificado com os bits de correção.

Uma observação é que este tipo de codificação/decodificação é feito somente sobre o bloco completo de dados. Ou seja, o decodificador só poderá realizar a decodificação dos símbolos transmitidos após receber um bloco completo de informação.

O codificador convolucional pode utilizar duas técnicas de decodificação: Viterbi ou seqüencial. A mais utilizada (e que aqui foi escolhida para ser implementada) é a Viterbi, uma vez que ela tem um tempo fixo de decodificação, fato que favorece a implementação do decodificador em hardware. A limitação da decodificação de Viterbi fica por conta do parâmetro K da codificação. A necessidade computacional cresce exponencialmente em função de K. Por esse motivo, na prática, o valor de K é limitado a 9 [4].

O decodificador de Viterbi trabalha segundo os parâmetros do codificador convolucional. Com a finalidade de reconstruir os bits de entrada do codificador, a decodificação retira a redundância adicionada ao fluxo de bits, através de um processo probabilístico. Em se tratando de sinal analógico, o ideal seria uma precisão infinita, ou no mínimo com números de ponto flutuante. Em sistemas práticos, os símbolos recebidos no canal são quantizados com um ou poucos bits de precisão, visando a redução da complexidade da decodificação. Quando os símbolos são codificados com um bit de precisão o processo de quantização é chamado *hard-decision*. Se os símbolos forem codificados com mais de um bit de precisão, o processo será chamado *soft-decision*. A decisão *soft* alcança um desempenho melhor, porém a *hard-decision* é menos complexa.

O decodificador implementado para o sistema simulador foi um decodificador de Viterbi *hard-decision* e para a sua simulação no Matlab, foi usada a função *vitdec*.

4.2 *Interleaver*

O *interleaving* é um processo de embaralhamento controlado dos bits, antes da transmissão. Este embaralhamento é feito com intuito de misturar os bits para permitir ao receptor a capacidade de correção de erros de burst que são, por natureza, seqüenciais e altamente prejudiciais ao desempenho do decodificador.

Tendo em vista que os códigos corretores de erro não conseguem corrigir muitos erros seqüenciais, é fundamental que haja um bloco de interleaving que tente transformar erros seqüenciais em não seqüenciais.

A presença do interleaving pode, portanto, redistribuir os erros após a transmissão e torná-los menos concentrados. Assim, os códigos corretores de erro podem atuar e corrigir o sinal recebido.

A implementação deste bloco, segundo a norma, é feita da seguinte maneira:

$$i = \left(\frac{N}{16}\right) \cdot (k \; mod \; 16) + floor\left(\frac{k}{16}\right),$$

com $k = 0, 1, ..., (N-1)$

onde N é o tamanho do bloco enviado (128, após o codificador de canal).

A implementação do bloco inverso (*De-Interleaver*) é dada por:

$$k = 16 \cdot i – (N-1) \cdot floor\left(\frac{16\,i}{N}\right),$$

com $i = 0, 1, ..., (N-1)$

Esta implementação consegue criar oito grupos de 16 bits, sendo que o primeiro grupo concentra os primeiros bits de cada bloco ($bit1, bit17, ..., bit113$), o segundo grupo concentra os segundos bits de cada bloco ($bit2, bit18, ..., bit114$) e assim sucessivamente. A saída do *interleaving* é dada pela concatenação destes oito grupos.

4.3 Separação de usuários

Este bloco tem a incumbência de realizar a separação entre as informações dos periféricos que transmitem na rede, realizado individualmente para cada usuário. Esse bloco é extremamente necessário tendo em vista que todas as transmissões na rede ocorrem no mesmo canal, já que a faixa livre do espectro é usada por todos. Esse é um grande benefício oriundo do espalhamento espectral, permitir comunicações simultâneas no mesmo canal, mas garantindo separação entre os sinais graças ao espalhamento do espectro em ampla banda de freqüências.

A multiplicação do sinal de dados por uma seqüência ortogonal de alta taxa realiza a separação e parte do espalhamento de espectro que corresponde a um ganho de processamento no receptor.

A necessidade de se trabalhar com códigos ortogonais para cada usuário, nos leva diretamente às seqüências de Walsh-Hadamard, que compõem um dos métodos mais fáceis de gerar seqüências ortogonais.

Uma vez que, de acordo com os produtos existentes no mercado, existe permissão de conexão para no máximo 32 periféricos, neste projeto trabalhamos com seqüências de espalhamento de tamanho fixo em 32.

Para a decodificação, cada usuário tem sua própria chave que representa a única seqüência que lhe possibilita decodificar seu sinal corretamente, sem que nenhuma outra pessoa o possa fazer.

Para efeitos de simulação, a escolha das linhas de Walsh para cada usuário foi aleatória, reservadas apenas duas condições. A primeira, que o número máximo de usuários fica limitada em 32 (por imposição da norma), e a segunda é que dois usuários jamais vão ter a mesma seqüência de espalhamento.

A Figura 14 ilustra o método pelo qual as seqüências de Walh foram geradas. Na figura um canal é unicamente identificável através de $C_{SF,k}$, onde SF é o fator de escalamento (do inglês *Scaling Factor*) e k é o número do código, podendo variar de $0 \leq k \leq SF - 1$. São esses códigos que realizam o aumento na taxa para ordem

de chips.

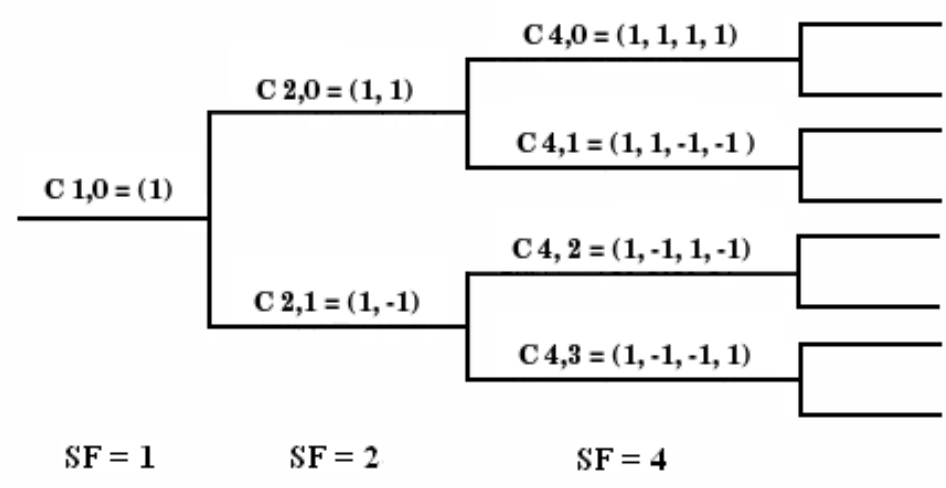

Figura 14: Árvore geradora das seqüências de Walsh

4.4 Modulação e Espalhamento Espectral

Como vimos no capítulo 3, durante a descrição da norma, os processos de modulação e *spreading* se encontram associados e são determinados de forma única pela taxa de transferência que se deseja transmitir e que é informada ao sistema pelas camadas superiores à camada física.

De acordo com a norma, as taxas se relacionam ao par Modulação/Embaralhamento da seguinte maneira:

- 1 Mbps: Modulação DBPSK e *Spreading* usando uma seqüência longa de Barker de comprimento 11 chips;
- 2 Mbps: Modulação DQPSK e *Spreading* usando uma seqüência longa de Barker de comprimento 11 chips;
- 5.5 Mbps: Modulação CCK de 4 bits e *Spreading* usando seqüências de Walsh de comprimento 8 chips;
- 11 Mbps: Modulação CCK de 8 bits e *Spreading* usando seqüências de Walsh de comprimento 8 chips.

Os métodos de geração dos códigos de Walsh foram mostrados em seções anteriores e podem ser vistos nas Figuras 9 e 14, enquanto que a seqüência longa de Barker foi apresentada através da Figura 7.

$$C_{barker} = \{1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1\}$$

Uma consideração extra deve ser feita nesse momento. Neste trabalho realizamos as simulações sempre em Banda Base, embora os sinais reais sempre estejam modulados por alguma portadora. Isso foi feito para simplificar a simulação do sistema, uma vez que não causa perdas consideráveis, o que aconteceria somente no caso de canais cuja resposta freqüencial atenuasse consideravelmente alguma faixa de freqüências.

A modulação QAM, como qualquer outra, embora forneça um ganho em relação à taxa de transmissão do sinal antipodal, demonstra um aumento no BER (do inglês *Bit Error Rate* – Taxa de Erro de Bit) quando comparada à mesma. Portanto, devemos observar que duas condições podem ser atendidas para melhorar o desempenho do sistema: aumento da potência de transmissão, ou analogamente aumento da SNR (do inglês *Signal to Noise Ratio* - Razão Sinal Ruído).

O mesmo raciocínio deve ser aplicado à modulação CCK. Ao aumentarmos a modulação, aumentamos a taxa de transferência, mas também aumentamos o BER associado. Essa relação de compromisso deve ser analisada pelo sistema de comunicação para que com base no resultado possa decidir qual a taxa de transmissão adeqüada.

4.5 *Scrambler*

Como mostrado no capítulo anterior, o *Scrambler* consiste na aplicação de uma máscara pseudo-aleatória sobre o sinal de dados, de forma a garantir um ganho de processamento no receptor oriundo do espalhamento do espectro do sinal em um amplo conjunto de freqüências.

Respeitada a formulação apresentada na Figura 11, nos resta apenas definir como cada seqüência foi gerada para cada usuário.

Neste trabalho a implementação aconteceu da seguinte maneira: Ao estabelecer uma conexão, cada usuário tem direito a escolher onde sua seqüência de máscara se inicia dentro do código fornecido pelo *Scrambler* à toda a rede. Essa escolha é pseudo-aleatória, uma vez que deve ser uma alternativa dentro do conjunto dos números múltiplos de 2048. Uma vez escolhido o ponto de início para um usuário, este número é excluído do conjunto pseudo-aleatorio. Desta maneira garantimos que nenhum outro usuário fará uso da mesma seqüência, ou mesmo parte dela.

4.6 Modelo do canal

Como vimos no início do capítulo, o canal *wireless* pode ser modelado como o efeito da aplicação de um filtro digital ao sinal transmitido. Além disso, vimos que o sistema Wi-Fi tem a peculiaridade de não permitir a existência de muitos percursos para o sinal, dada a sua limitação de aplicação espacial.

Munido destes dois fatos propomos um modelo de canal de curta duração e que prioriza o caminho direto de comunicação, conforme exibido abaixo. O modelo se torna completo com a inserção de ruído branco gaussiano adicionado à saída do canal.

$$H(z) = 1 + 0.4z^{-1} - 0.2z^{-2} + 0.023z^{-3}$$

Nas simulações que veremos no capítulo seguinte este modelo de canal foi utilizado como base para a implementação de canais aleatórios, que simulassem ambientes reais. Todos, porém, preservavam as mesmas características: baixa memória e prioridade no caminho direto.

5 Simulações

Este capítulo trata das simulações realizadas sobre o simulador de rede Wi-fi implementado neste trabalho e que foi uma tentiva de construir um sistema o mais fiel possível ao padrão 802.11b do IEEE.

Como se sabe, ruído e degradações são problemas inerentes à qualquer processo de transmissão. Por este motivo, todos os sistemas de comunicação devem apresentar algum tipo de controle ou tratamento de dados que torne possível uma transmissão com limites aceitáveis de perdas de informaçao. Nesse contexto vemos porque se fazem necessários cada um dos blocos apresentados na Figura 12.

No entanto, nem sempre a inserção de todos esses blocos garante um sistema de qualidade e eficiente. Na verdade, qualidade e eficiência são conceitos que não necessariamente andam juntos. Podemos ter um sistema de excelente qualidade, porém ao preço de uma taxa muito baixa, o que de forma alguma pode ser interessante comercialmente. De forma análoga, podemos ter um sistema eficiente em termos de taxa de transmissão, mas ao preço de um BER associado elevado, implicando a todo momento em um pedido de retransmissão .

Assim, este capítulo visa avaliar a qualidade e a eficiência do sistema construído, através de simulações sobre diferentes taxas de transmissão. Para isso, dividimos o processo em quatro partes, referentes a cada uma das possíves taxas de transmissão e plotamos gráficos de BER por SNR para diferentes números de usuários transmitindo simultaneamente.

Apenas como detalhe, vale a pena mencionar que gráficos de desempenho foram plotados para este sistema supondo transmissão e recepção perfeita (transmissão

direta com canal unitário) apenas com o interesse de verificar a funcionalidade dos blocos individuais do modelo. Em todos os casos, o BER associado foi sempre nulo, o que nos mostra que os erros de bit são frutos da transmissão do sinal pelo canal ruidoso, exatamente como acontece de fato em situações práticas.

Como início de nossa análise, verifiquemos o desempenho do sistema com e sem o uso do bloco de *interleaver*. Nessa simulação, além da transmissão pelo canal multi-percurso ruidoso, supomos a perda de 20% dos símbolos de um *frame* transmitido, simulando assim uma perda em rajada.

Os gráficos 15 e 16 exemplificam o comportamento do sistema em ambos os casos. Como podemos notar a presença do *interleaver* garante 100% de eficiência do sistema desde que tenhamos um valor mínimo de SNR. Já no caso onde o *interleaver* se faz ausente notamos que a eficiência jamais atinge 100%.

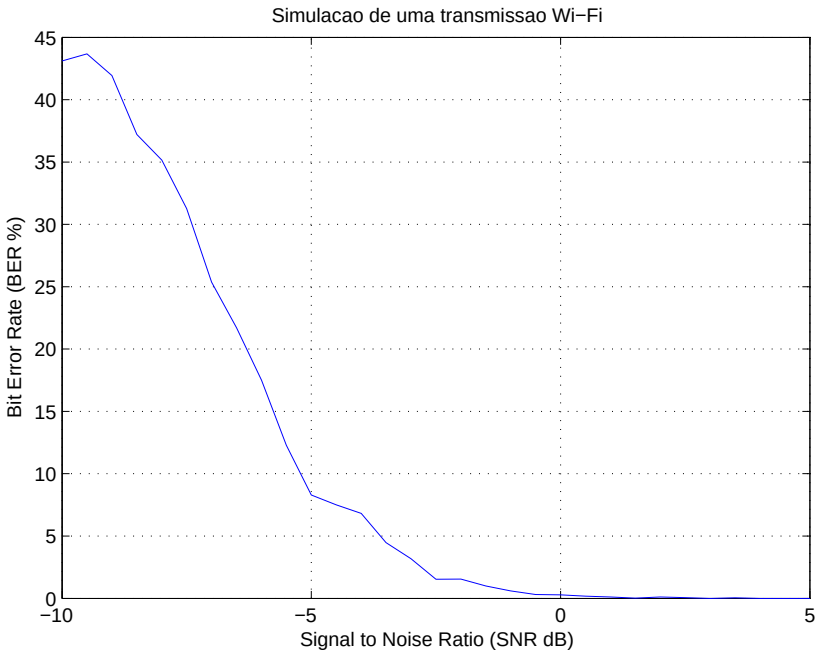

Figura 15: Desempenho do sistema com uso do *Interleaver*

De forma análoga, todos os blocos do sistema possuem elevada importância e juntos são responsáveis pelo bom desempenho do sistema.

Nesse cenário bem definido, partimos para as simulações de eficiência, onde avaliamos o comportamento do sistema quando transmitindo sob diferentes taxas.

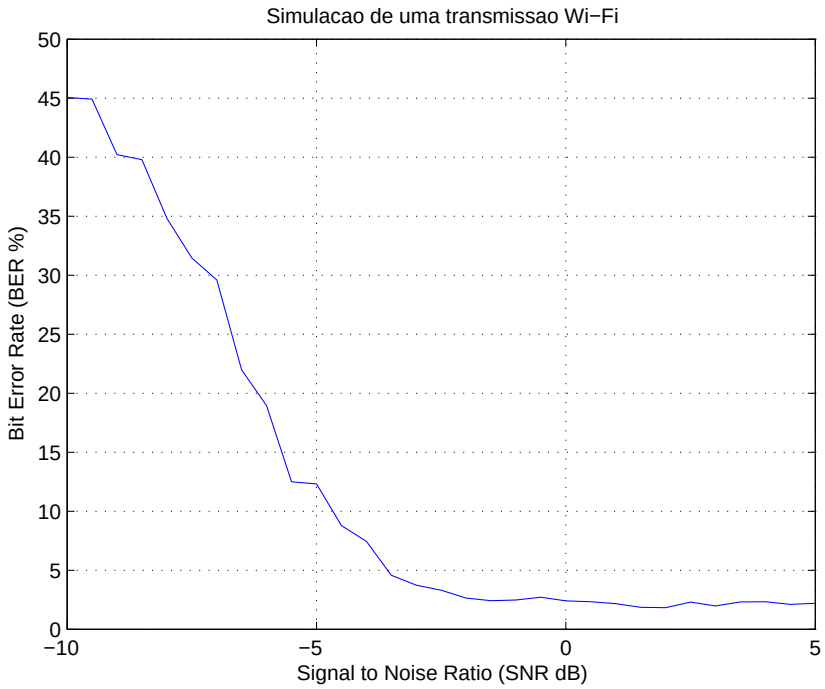

Figura 16: Desempenho do sistema sem uso do *Interleaver*

5.1 Taxa de 1 Mbps

Nesse caso, estamos trabalhando com modulação DBPSK, associada à seqüência de Barker mostrada na Figura 7.

De uma forma geral, aumentar o número de usuários que estão transmitindo simultaneamente não deve aumentar o nível de interferência para os demais usuários, tendo em vista a ortogonalidade entre eles garantida pelas seqüências de Walsh.

O aumento do número de usuários só afetaria o desempenho do sistema caso o fator de espalhamento no bloco de separação de usuários fosse alterado, pois o efeito de multipercursso se tornaria mais impactante no receptor, uma vez que o tempo de duração de um chip seria reduzido.

Como este não é o nosso caso, para efeitos de simulação escolhemos apenas dois casos. No primeiro deles temos somente um usuário transmitindo, enquanto que no segundo caso, três usuários estão transmitindo simultaneamente pelo canal. Este, por sua vez, segue a formulação pseudo-aleatória descrita no capítulo anterior.

As Figuras 17 e 18 ilustram o comportamento do sistema para ambos os casos.

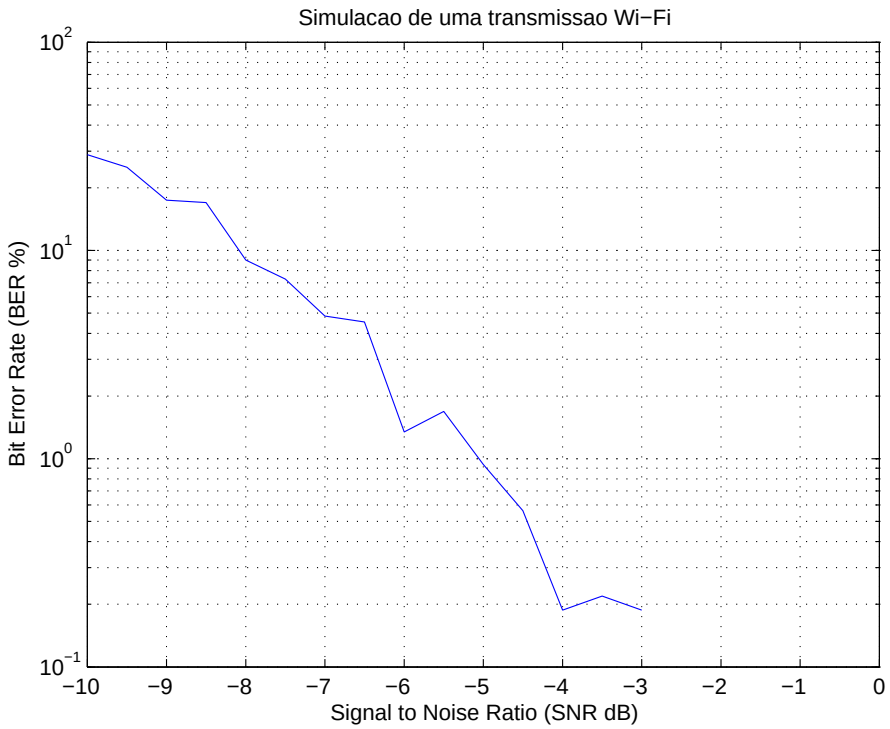

Figura 17: Eficiência para 1 usuário transmitindo à 1 Mbps

Como podemos observar, em ambos os casos a taxa de erro de bit cai a zero quando um nível mínimo de SNR é garantido na transmissão. Esse resultado mostra que quando existem diversos usuários transmitindo simultaneamente não existe um efeito destrutivo entre os sinais de fontes distintas. Isso ocorre desde que a ortogonalidade entre os usuários seja preservada.

Além disso, o fato do BER convergir para zero com o aumento da SNR demonstra o funcionamento correto do sistema quando operando a taxa de 1 Mbps.

Vejamos o desempenho do sistema quando submetido a taxas mais elevadas.

5.2 Taxa de 2 Mbps

Nesse caso, ainda estamos trabalhando com modulação DQPSK, associada à seqüên-cia de Barker com comprimento de 11 chips conforme mostrado na Figura 7.

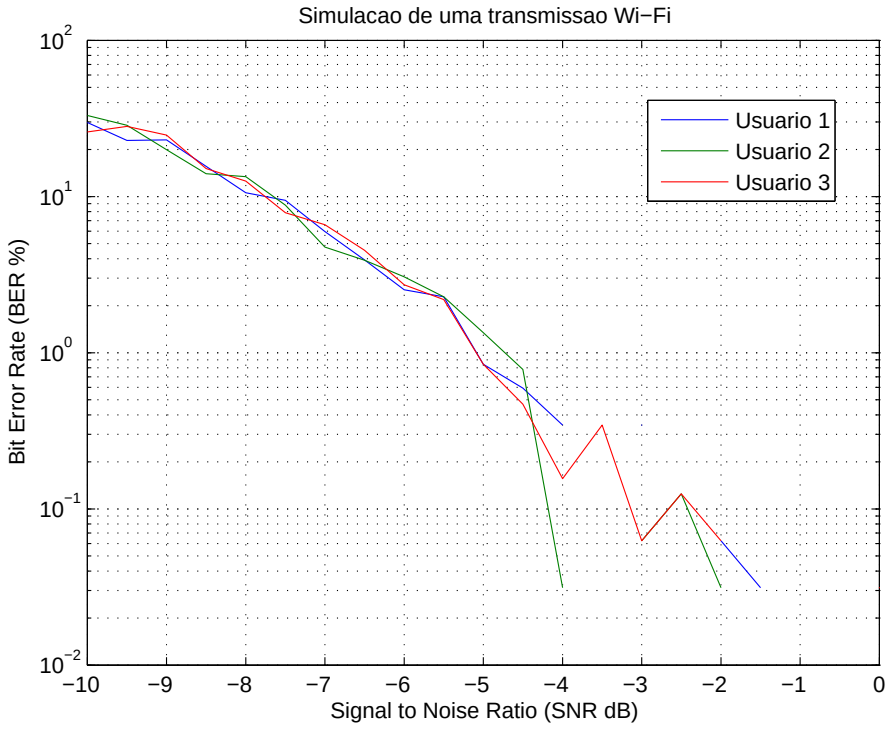

Figura 18: Eficiência para 3 usuários transmitindo à 1 Mbps

As Figuras 19 e 20 ilustram o comportamento do sistema quando um e três usuários estão transmitindo, respectivamente.

Analisando o desempenho do sistema na taxa de 2 Mbps através das Figuras 19 e 20 podemos perceber um comportamento muito similar ao obervado na seção anterior.

De fato, o aumento do número de usuários não afetou o desempenho do sistema e a curva de BER também convergiu para zero com o aumento da SNR. A diferença, porém, foi a velocidade com que isso aconteceu. Quando comparado ao caso de 1 Mbps, foi preciso um valor cerca de 3 dB mais elevado da SNR para garantir BER zero nesta nova taxa.

Esse resultado está de pleno acordo com a previsão teórica discutida no capítulo 3.

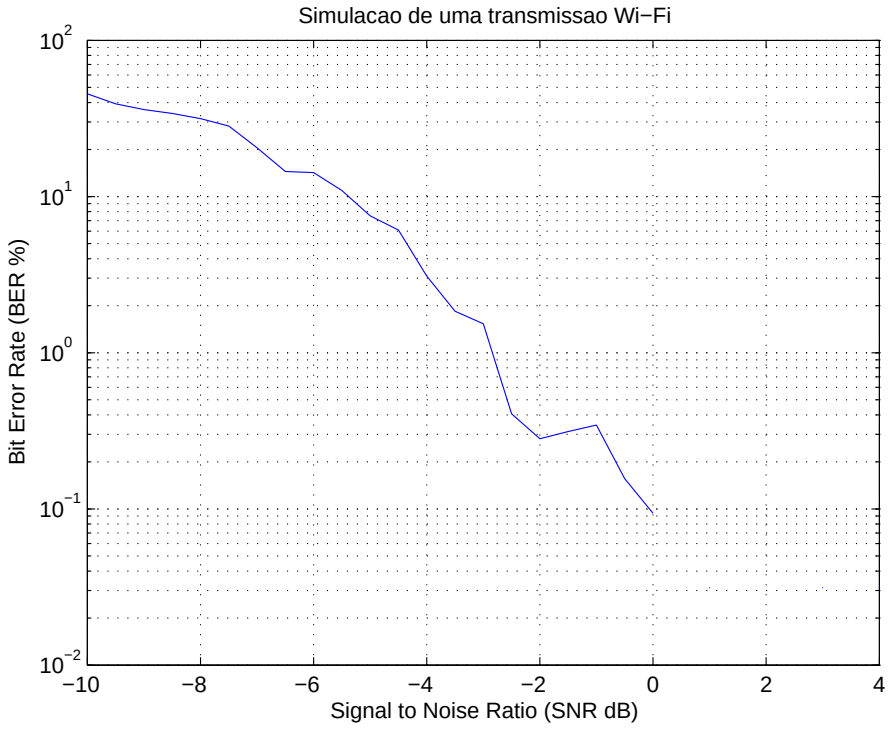

Figura 19: Eficiência para 1 usuário transmitindo à 2 Mbps

5.3 Taxa de 5.5 Mbps

Para esta taxa trabalhamos com modulação CCK, feita em blocos de 4 bits, associada à seqüências de Walsh de comprimento de 11 chips geradas conforme mostrado na Figura 14.

As Figuras 21 e 22 ilustram o comportamento do sistema. Como podemos notar, a tendência demontrada na evolução do BER na passagem de taxa de 1 Mbps para 2 Mbps também foi mantida nesse caso. Ou seja, a curva de BER por SNR deslocou-se um pouco para direita quando comparada às curvas dos casos de menor taxa.

Aqui, porém, surge uma pequena diferença que separa este caso dos dois anteriores. Para valores de SNR menores que 4 dB, em nenhum momento o sistema foi capaz de garantir BER nulo. Isso mostra que, a partir de 2 Mps, o aumento de taxa começa a ficar bastante comprometido pela contaminação por ruído no canal.

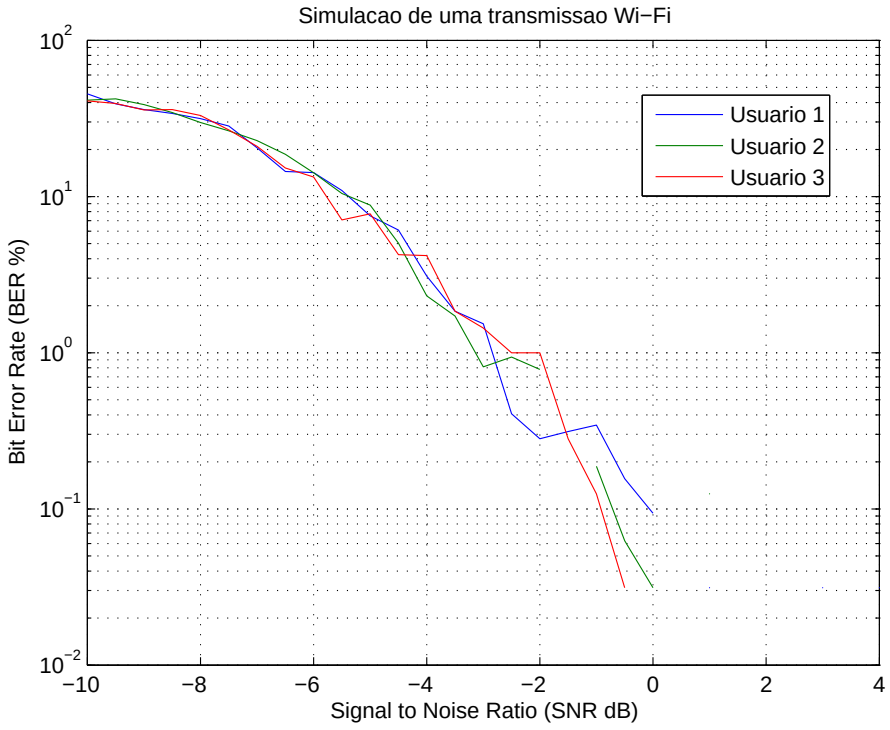

Figura 20: Eficiência para 3 usuários transmitindo à 2 Mbps

5.4 Taxa de 11 Mbps

A taxa de 11 Mbps é a mais alta taxa permitida pelo padrão 802.11b. Nesse caso, trabalhamos com modulação CCK, feita em blocos de 8 bits associada à seqüências de Walsh de comprimento de 11 chips.

As Figuras 23 e 24 ilustram o comportamento do sistema quando operando sob esta taxa. Como podemos obervar nos gráficos, o desempenho do sistema ficou bastante comprometido, exatamento da mesma maneira como ocorrido para a taxa de 5.5 Mbps.

De uma forma geral, o comportamento do sistema para as diversas simulações de taxa encontra-se dentro do previsto.

O aumento de taxa realmente deve vir acompanhado de um aumento do BER associado, ou seja, existe uma relação muito íntima entre a taxa que se deseja transmitir e quanto de erro o sistema pode tolerar como perda.

Dessa maneira, somente uma definição da taxa de erro tolerável e da SNR

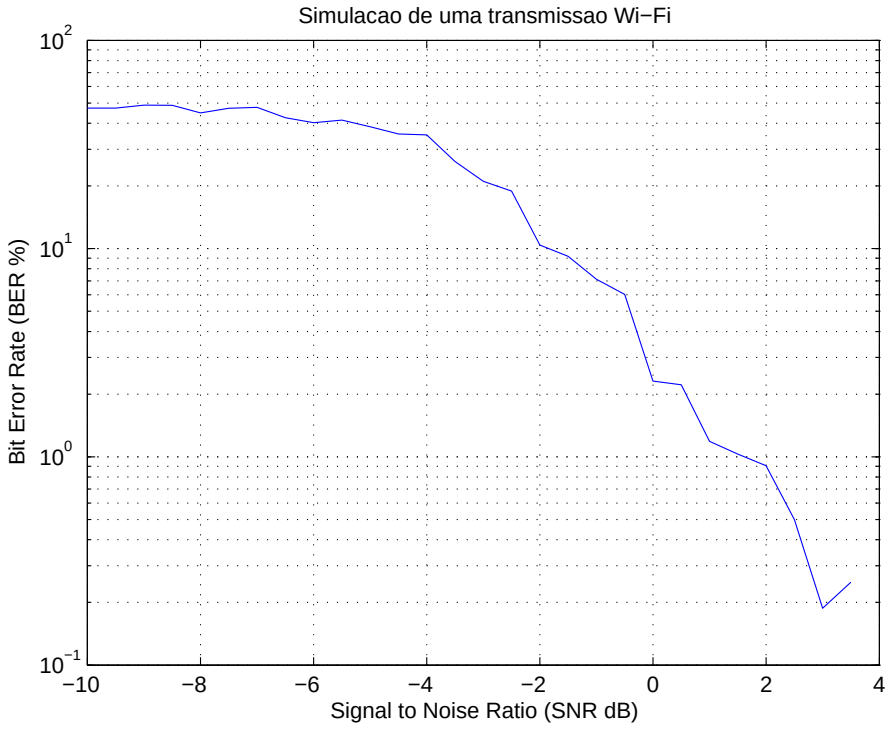

Figura 21: Eficiência para 1 usuário transmitindo à 5.5 Mbps

podem dizer qual a taxa adequada a uma dada transmissão. A definição da taxa é uma incumbência das camadas de nível mais alto no tranmissor.

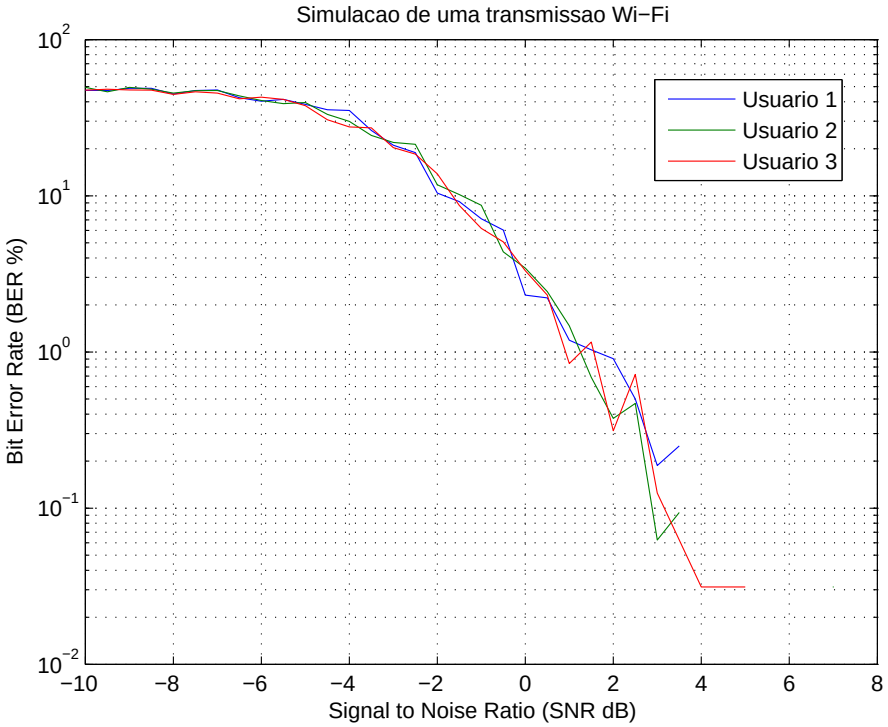

Figura 22: Eficiência para 3 usuários transmitindo à 5.5 Mbps

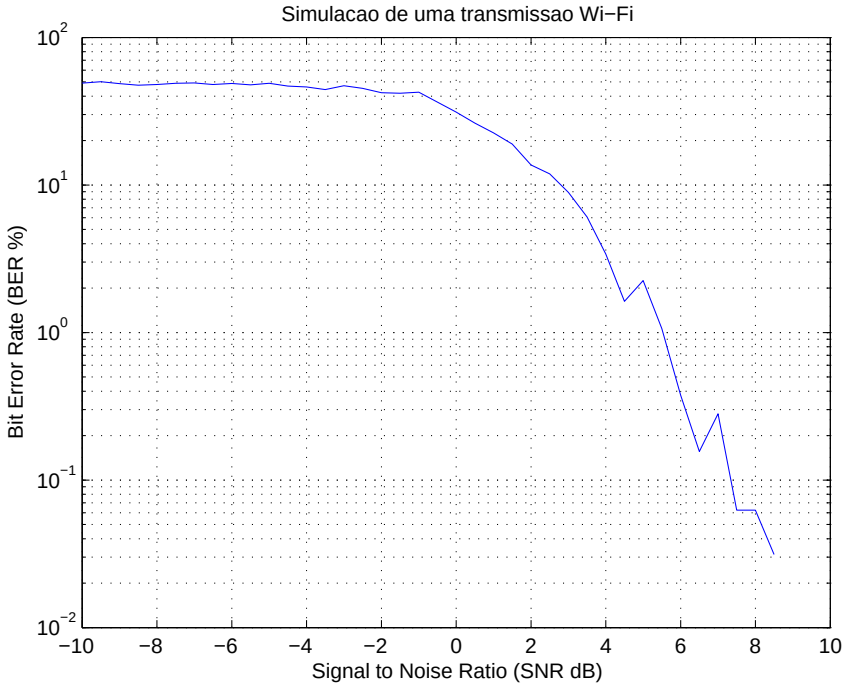

Figura 23: Eficiência para 1 usuário transmitindo à 11 Mbps

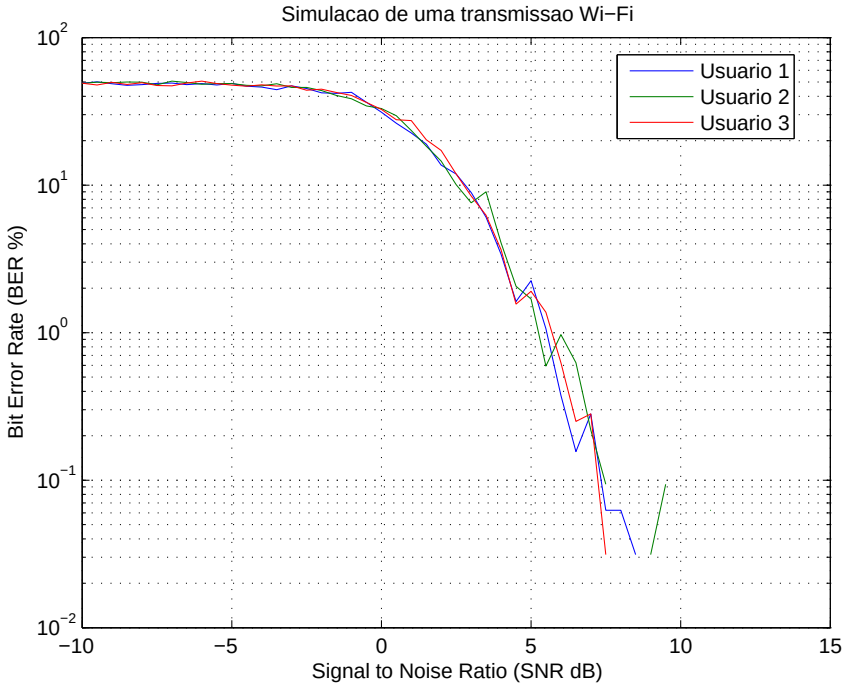

Figura 24: Eficiência para 3 usuários transmitindo à 11 Mbps

6 Conclusões

Atualmente existe uma grande busca por técnicas cada vez mais eficientes para o desenvolvimento das comunicações sem fio. De fato, o padrão IEEE 802.11b constituiu o primeiro grande alicerce que alavancou esse ramo das comunicações, em especial por trabalhar em faixas de freqüências abertas e com isso obter grande apreço no mercado.

Contudo, como geralmente acontece com técnicas pioneiras, nem sempre os resultados são aqueles previstos no desenvolvimento do sistema. O padrão 802.11 não fugiu dessa velha máxima. Embora teoricamente o sistema permita conexão a taxas de até 11 Mbps, o que se verifica na prática são taxas que atingem quando muito 2 ou 3 Mbps.

Neste capítulo discutimos os resultados das simulações e realizamos uma análise qualitativa do sistema Wi-Fi, buscando uma possível justificativa para o desempenho prático tão abaixo do esperado.

Nesse intuito, utilizando os gráficos oriundos das simulações do capítulo anterior, reproduzimos abaixo a Figura 25, que realiza um comparativo visual entre todas as quatro taxas permitidas no padrão:

Dos gráficos que vimos até aqui podemos tirar duas grandes conclusões:

- O aumento de usuários não interfere no BER
- O aumento de taxa causa queda considerável no desempenho do sistema.

De fato, estes são resultados esperados. Uma vez que temos sincronismo

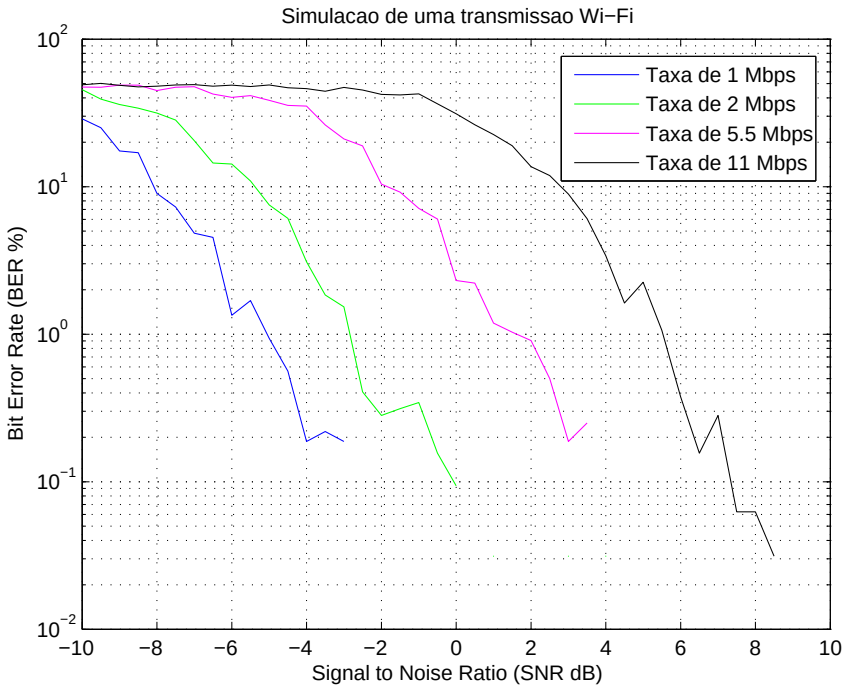

Figura 25: Eficiência do sistema para as quatro possíveis taxas

entre os dados, e as informações dos usuários são feitas ortogonais por causa dos códigos de Walsh, a primeira observação torna-se facilmente explicável.

A segunda informação também parece um tanto quanto óbvia. Como vimos no capítulo 3, o aumento na modulação reduz o ganho de processamento no receptor, o que tem o efeito de deslocar a curva de BER x SNR mais para a direita.

Dentro dessas observações os resultados estão de acordo com a normalidade. Porém o grande problema é acerca do ponto de SNR que garante 0% de BER.

Comunicações entre periféricos e usuários de sistemas de voz se diferem em especial no ponto tocante a erros. Enquanto comunicações de voz toleram erros mínimos, comunicações entre periféricos não permitem erros, pois a perda de um pacote de dados pode significar perda completa da informação. Assim, o deslocamento da curva de BER x SNR para a direita compromete significativamente o desempenho do sistema.

Uma vez que o Wi-Fi opera em uma faixa aberta de freqüências amplamente utilizada (2.4GHz ISM), e que o ruído nessa faixa acaba sendo bastante elevado, difi-

cilmente um sistema Wi-Fi consegue operar com alto valor de SNR. Assim, diversas vezes a camada de controle deve operar sobre a camada física realizando pedidos de retransmissão.

A Figura 26 ilustra a taxa atingida por um sistema Wi-Fi para diferentes valores de SNR medidos. Esses dados foram obtidos em [5], onde o sistema operava com um ponto de acesso e 5 máquinas conectadas à rede.

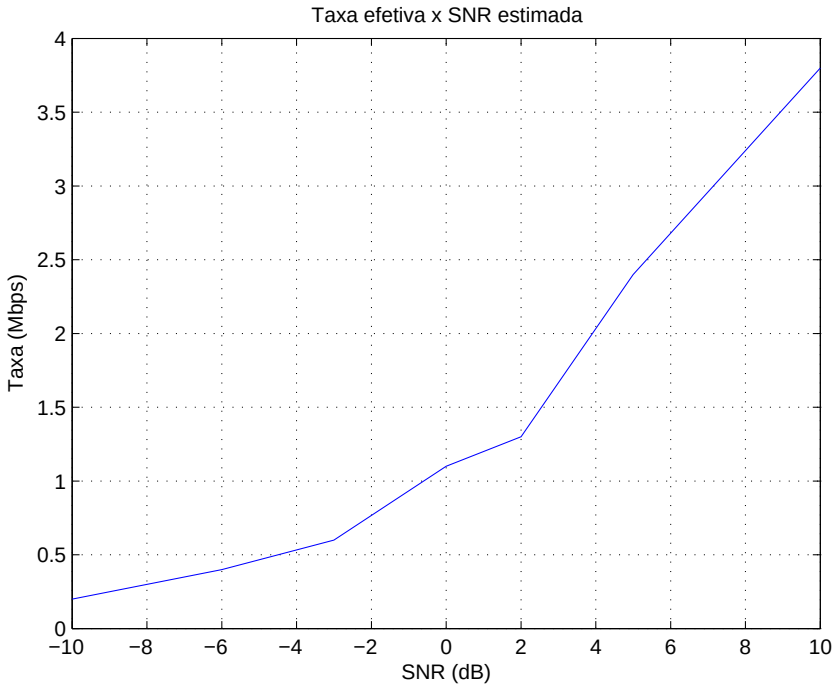

Figura 26: Relação prática entre taxa efetiva e SNR estimada

Embora a relação entre esse gráfico e os demais gráficos apresentados neste trabalho não seja visualmente direta, é possível observar que os resultados práticos encontram-se de pleno acordo com o apontado nas simulações aqui realizadas. Em ambos os casos, o desempenho do sistema deixou a desejar, nunca atingindo taxas superiores a 5 Mbps.

Neste trabalho, a conclusão que se segue é que o principal motivo pela baixa eficiência do sistema, quando comparado à valores teóricos, se refere às limitações impostas pelo ruído no canal. Ou seja, acreditamos que a camada física é que se torna responsável pelo desempenho abaixo do esperado nas formulações iniciais do padrão IEEE 802.11.

Esse resultado justifica o porque das taxas práticas no Wi-Fi nunca atingirem seus limites teóricos de 5.5 ou 11 Mbps. Na realidade, as limitações observadas nesse sistema simulador em muito se parecem com as limitações práticas encontradas em sistemas Wi-Fi.

Melhorias acerca deste padrão já surgem no mercado, uma delas o padrão 802.11g que teoricamente atinge 54 Mbps e atualmente é considerado o novo padrão para redes *wireless*.

Referências

[1] Institute of Electrical and Electronics Engineers . *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band*. 1 edition, 1999.

[2] MATLAB – The Language of Technical Computing.
Internet: `http://www.mathworks.com/products/matlab/`.

[3] C. E. Shannon. A mathematical theory of communications. *Bell Systems Technical Journal*, 27:379–423 (part I) and 623–656 (part II), 1948.

[4] Chip. Flemming. Tutorial on convolutional coding with viterbi decoding. spectrum applications. July 1999.

[5] Wi-Fi x EV-DO, tecnologias concorrentes ou não!?
Internet: `http://www.mundosemfio.com.br/`.