

LISTA DE FIGURAS

<u>FIGURA 1.2.1: PERDAS DO SINAL EM RELAÇÃO AO TEMPO E DISTÂNCIA.....</u>	<u>16</u>
<u>FIGURA 1.2.2: POTÊNCIA DE SINAL RECEBIDA COM PERDAS DE PERCURSO, SOMBREAMENTO E FLAT-FADING.....</u>	<u>18</u>
<u>FIGURA 1.2.3: EXEMPLO DE ENLACE LASER PASSANDO PELO TELHADO.....</u>	<u>19</u>
<u>FIGURA 1.2.4: ENLACE DE DIFUSÃO PURA.....</u>	<u>20</u>
<u>FIGURA 1.2.5: RECEPTORES DIRECIONADOS PARA O SATÉLITE QUE SE ENCONTRA NO TETO.....</u>	<u>21</u>
<u>FIGURA 1.2.6: ENLACE COM SATÉLITE PASSIVO.....</u>	<u>21</u>
<u>FIGURA 1.2.7: ENLACE COM SATÉLITE ATIVO.....</u>	<u>22</u>
<u>FIGURA 1.2.8: SOMBREAMENTO DO SINAL INFRAVERMELHO CAUSADO POR PESSOAS QUE TRANSITAM PELA SALA E SUA POSSÍVEL SOLUÇÃO.</u>	<u>22</u>
<u>FIGURA 1.2.9: TOPOLOGIA DE REDE COM UM NÓ POR CONEXÃO.....</u>	<u>27</u>
<u>FIGURA 1.2.10: TOPOLOGIA DE REDE FORMANDO UM CLUSTER.....</u>	<u>28</u>
<u>FIGURA 1.2.11: TOPOLOGIA DE REDE EM ANEL.....</u>	<u>28</u>
<u>FIGURA 1.2.12: TOPOLOGIA DE REDE INFRAVERMELHO EM ANEL.....</u>	<u>29</u>
<u>FIGURA 1.2.13: TOPOLOGIA DE REDE EM BARRA.....</u>	<u>30</u>
<u>FIGURA 1.2.14: TOPOLOGIA DE REDE EM ESTRELA.....</u>	<u>30</u>
<u>FIGURA 2.3.1: EXEMPLO DE REDE AD-HOC.....</u>	<u>36</u>

<u>FIGURA 2.3.2: EXEMPLOS DE REDE CLIENTE/SERVIDOR SENDO UM TERMINAL FAZENDO A LIGAÇÃO COM O SERVIDOR (A) E UM PONTO DE ACESSO FAZENDO A LIGAÇÃO COM O SERVIDOR (B).....</u>	<u>37</u>
<u>FIGURA 2.3.3: CAMADAS QUE SOFRERAM MODIFICAÇÕES PELO PROTOCOLO 802.11.....</u>	<u>37</u>
<u>FIGURA 2.3.4: CONFIGURAÇÃO DE APLICAÇÕES QUE UTILIZAM DECT... 42</u>	
<u>FIGURA 2.3.5: DISPOSITIVO BLUETOOTH.....</u>	<u>44</u>
<u>FIGURA 2.3.6: PROTÓTIPO DO TELEFONE ERICSON EQUIPADO COM BLUETOOTH.....</u>	<u>45</u>
<u>FIGURA 3.4.1: REPRESENTAÇÃO DE UM SINAL NO DOMÍNIO DO TEMPO.</u>	<u>48</u>
<u>FIGURA 3.4.2: REPRESENTAÇÃO DE UM SINA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....</u>	<u>50</u>
<u>FIGURA 3.4.3: REPRESENTAÇÃO DE UM SINAL NO DOMÍNIO DA FASE. .50</u>	
<u>FIGURA 3.4.4: MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE ESPAÇO.....</u>	<u>51</u>
<u>FIGURA 3.4.5: MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA.....</u>	<u>52</u>
<u>FIGURA 3.4.6: MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE TEMPO.....</u>	<u>54</u>
<u>FIGURA 3.4.7: COMBINAÇÃO DE MULTIPLEXAÇÃO POR FREQUÊNCIA E POR TEMPO.....</u>	<u>55</u>
<u>FIGURA 3.4.8: MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE CÓDIGO.....</u>	<u>55</u>
<u>FIGURA 3.4.9: MODULAÇÃO EM UM TRANSMISSOR.....</u>	<u>58</u>
<u>FIGURA 3.4.10: DEMODULAÇÃO E RECONSTRUÇÃO DOS DADOS NO RECEPTOR.....</u>	<u>58</u>

FIGURA 3.4.11: AMPLITUDE SHIFT KEYING.....	59
FIGURA 3.4.12: FREQUENCY SHIFT KEYING.....	60
FIGURA 3.4.13: PHASE SHIFT KEYING.....	61
FIGURA 3.4.14: MINIMUM SHIFT KEYING.....	62
FIGURA 3.4.15: BPSK E QPSK NO DOMÍNIO DA FASE.....	63
FIGURA 3.4.16: QPSK NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	63
FIGURA 3.4.17: MODULAÇÃO DE AMPLITUDE E QUADRATURA.....	64
FIGURA 3.4.18: SPREAD SPECTRUM ESPALHANDO E DESESPALHANDO....	65
FIGURA 3.4.19: INTERFERÊNCIA DE FAIXA ESTREITA SEM SEPREAD SPECTRUM.....	66
FIGURA 3.4.20: SPREAD SPECTRUM PARA EVITAR INTERFERÊNCIA DE FAIXA ESTREITA.....	67
FIGURA 3.4.21: ESPALHAMENTO COM DSSS.....	68
FIGURA 3.4.22: TRANSMISSOR DSSS.....	69
FIGURA 3.4.23: RECEPTOR DSSS.....	69
FIGURA 3.4.24: LENTO E RÁPIDO SALTO EM FREQUÊNCIA.....	72
FIGURA 3.4.25: TRANSMISSOR FHSS.....	73
FIGURA 3.4.26: RECEPTOR FHSS.....	73
FIGURA 4.5.1: ANTENA DIPOLO INFINITESIMAL GENÉRICA.....	76
FIGURA 4.5.2: ANTENA DE ABERTURA GENÉRICA.....	79
FIGURA 4.5.3: ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR.....	82

FIGURA 4.5.4: ARRANJO GENÉRICO DE N ELEMENTOS.....	84
FIGURA 4.5.5: DIAGRAMA DE BLOCOS SIMPLIFICADO DA DIVERSIDADE DE RECEPÇÃO.....	88
FIGURA 4.5.6: CONFIGURAÇÃO DE UM SISTEMA DE ANTENAS COM DIVERSIDADE ESPACIAL SIMPLES.....	91
FIGURA 4.5.7: NÍVEL DE SINAL RECEBIDO POR UM MONOPOLO.....	91
FIGURA 4.5.8: NÍVEL DE SINAL RECEBIDO POR DOIS MONOPOLOS COM ESPAÇAMENTO DE $\lambda/2$.....	92
FIGURA 4.5.9: VALOR MÉDIO M DO SINAL RECEBIDO POR UM MONOPOLO.....	92
FIGURA 4.5.10: DESVIO PADRÃO DO SINAL RECEBIDO POR UM MONOPOLO.....	92
FIGURA 4.5.11: VALOR MÉDIO DO SINAL RECEBIDO POR DOIS MONOPOLOS COM ESPAÇAMENTO DE $\lambda/2$.....	93
FIGURA 4.5.12: DESVIO PADRÃO DO SINAL RECEBIDO POR DOIS MONOPOLOS COM ESPAÇAMENTO DE $\lambda/2$.....	93
FIGURA 4.5.13: DISTRIBUIÇÃO DE INTENSIDADE CUMULATIVA DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO DE UM MONOPÓLO SIMPLES.....	94
FIGURA 4.5.14: DISTRIBUIÇÃO DE INTENSIDADE CUMULATIVA DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO DE DOIS MONOPÓLOS COM ESPAÇAMENTO DE $\lambda/2$.....	94
FIGURA 4.5.15: CONFIGURAÇÃO DE UM SISTEMA DE ANTENAS PARA UM TERMINAL DE DADOS PORTÁTIL.....	95
FIGURA 5.6.1: AMBIENTE FECHADO.....	108

FIGURA 5.6.2: TX E RX EM ANDARES DIFERENTES.....	108
---------------------------------------------------------	------------

LISTA DE TABELAS

<u>TABELA 2.3.1: CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DA ESPECIFICAÇÃO DECT.....</u>	<u>41</u>
<u>TABELA 4.5.1: ESQUEMAS DE DIVERSIDADE.....</u>	<u>86</u>
<u>TABELA 5.6.1: ESPAÇO LIVRE MAIS MODELO DE ATENUAÇÃO DE CAMINHO LINEAR.....</u>	<u>107</u>
<u>TABELA 6.7.1: DADOS DOS EQUIPAMENTOS UTILIZADOS.....</u>	<u>110</u>
<u>TABELA 6.7.2: DADOS DOS EQUIPAMENTOS UTILIZADOS.....</u>	<u>110</u>

ÍNDICE

INTRODUÇÃO.....	11
2-REDES LOCAIS SEM FIOS (WLANS).....	13
2.1-TECNOLOGIAS.....	13
1.1.1-RÁDIO FREQUÊNCIA.....	13
2.1.1.1-Perdas de Percurso.....	14
2.1.1.2-Sombreamento.....	15
2.1.1.3-Propagação por Multipercurso e Interferência Intersímbolo.....	15
2.1.1.4-Interferência.....	18
1.1.2-INFRAVERMELHO.....	19
1.1.3-INFRAVERMELHO VERSUS RÁDIO FREQUÊNCIA.....	23
2.2-REQUISITOS PARA WLAN.....	24
1.1.1-CONFIABILIDADE.....	24
2.2.1-TRANSPARÊNCIA.....	25
2.2.2-TROUGHPUT.....	25
2.2.3-SEGURANÇA.....	26
2.2.4-MOBILIDADE.....	26
2.2.5-TOPOLOGIA DE REDE.....	27
2.2.5.1-Anel.....	28
2.2.5.2-Barra.....	29
2.2.5.3-Estrela.....	30
2.2.6-FLEXIBILIDADE.....	30
2.2.7-PREÇO.....	31
2.2.8-SEGURANÇA E REGULAMENTAÇÃO.....	31
2.2.9-PADRONIZAÇÃO.....	32
3-PADRÕES DE WLANS.....	33
3.1-MACA E MACAW.....	34
3.2-IEEE 802.11.....	35
3.3-IEEE 802.11B.....	39

3.4-DECT.....	40
3.5-BLUETOOTH.....	43
3.6-HIPERLAN.....	45
3.7-HIPERLAN 2.....	46
3.8-IP MOVEL.....	46
 <u>4-TÉCNICAS DE CODIFICAÇÃO E MODULAÇÃO PARA REDES LOCAIS SEM FIO.....</u>	
4.1-SINAIS.....	48
4.2-MULTIPLEXAÇÃO.....	50
4.2.1-MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE ESPAÇO.....	51
4.2.2-MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA.....	52
4.2.3-MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE TEMPO.....	53
4.2.4-MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE CÓDIGO.....	55
4.3-MODULAÇÃO.....	56
4.3.1-AMPLITUDE SHIFT KEYING.....	59
4.3.2-FREQUENCY SHIFT KEYING.....	60
4.3.3-PHASE SHIFT KEYING.....	60
4.3.4-ADVANCED FREQUENCY SHIFT KEYING.....	61
4.3.5-ADVANCED PHASE SHIFT KEYING.....	62
4.4-SPREAD SPECTRUM.....	64
4.4.1-SPREAD SPECTRUM DE SEQUÊNCIA DIRETA.....	67
4.4.2-SPREAD SPECTRUM POR SALTO EM FREQUÊNCIA.....	71
 <u>5-SISTEMAS DE ANTENAS PARA REDES LOCAIS SEM FIO.....</u>	
1.2-ANTENAS SIMPLES.....	75
5.1.1-ANTENAS FILAMENTARES.....	75
5.1.2-ANTENAS DE ABERTURA.....	78
5.1.3-ANTENAS DE MICROFITA.....	81
5.2-ANTENAS DIRECIONAIS.....	83
5.3-DIVERSIDADE DE RECEPÇÃO.....	85

5.3.1-DIVERSIDADE DE ESPAÇO.....	86
5.3.2-DIVERSIDADE DE FREQUÊNCIA.....	87
5.3.3-DIVERSIDADE DE POLARIZAÇÃO.....	87
5.3.4-DIVERSIDADE DE TEMPO.....	87
5.4-TÉCNICAS DE COMBINAÇÃO.....	88
5.4.1-COMBINAÇÃO SELETIVA.....	88
5.4.2-COMBINAÇÃO POR RAZÃO MÁXIMA.....	89
5.4.3-COMBINAÇÃO POR GANHO IGUAL.....	90
5.5-EXEMPLOS DE DIVERSIDADE DE ANTENAS.....	90
5.5.1-SISTEMA DE DIVERSIDADE DE ANTENAS COMPOSTO POR 2 MONOPOLOS SOBRE O SOLO.....	90
5.5.2-UMA PEQUENA ANTENA IMPRESSA COMPOSTA POR UMA ANTENA DE ABERTURA E UM WIDE STRIP.....	93
5.5.3-TERMINAL DE DADOS PORTÁTIL.....	94
5.5.4-ANTENA MICROONDAS INTELIGENTE DE SEIS VETORES.....	95
5.6-INFLUÊNCIA DE AMBIENTES FECHADOS NA PERFORMANCE DAS ANTENAS.....	96
5.6.1-ASPECTOS DE SEGURANÇA.....	96
5.6.2-MODELO ESTATÍSTICO:.....	96
 <u>6-PROPRIEDADES DOS CANAIS DE RÁDIO FREQUÊNCIA DAS REDES LOCAIS SEM FIO.....</u>	
<u>99</u>	
6.1-MODELOS DE PROPAGAÇÃO.....	99
6.1.1-DEFINIÇÃO DE UM MODELO DE CANAL MÓVEL.....	99
6.1.2-ASPECTOS DE PROPAGAÇÃO.....	99
6.1.3-REQUISITOS DE MODELAGEM.....	101
6.1.4-ESCOPO DA MODELAGEM.....	101
6.1.5-PARÂMETROS DE CANAL.....	102
6.2-MODELO PARA AMBIENTES FECHADOS.....	103
6.2.1-PERDA NO PERCURSO.....	103
6.2.2-TX E RX NO MESMO ANDAR.....	104
6.2.3-TX EM ANDAR DIFERENTE DE RX, AMBAS NO MESMO PRÉDIO:.....	106

<u>7-APLICAÇÕES DOS MODELOS EM EQUIPAMENTOS EXISTENTES NO</u>	
<u>MERCADO.....</u>	<u>109</u>
7.1-ESPECIFICAÇÃO DO PRODUTO.....	109
7.2-CÁLCULO DAS PERDAS NO PERCURSO.....	110
7.3-ANÁLISE DOS VALORES OBTIDOS.....	113

INTRODUÇÃO

A evolução tecnológica dos computadores resultou em melhoramento de capacidade de processamento, na diminuição do peso, do tamanho e do preço dessas máquinas. Esses fatores, juntamente com o desenvolvimento de sistemas operacionais e aplicativos, contribuíram para a disseminação dessas máquinas. Ao longo dos anos, a utilização dos computadores se tornou imprescindível na vida das pessoas, principalmente no seu trabalho.

O computador permitiu ao seu usuário armazenar e processar seus dados, dando-lhe mais agilidade e efetividade ao seu trabalho ou lazer, quando bem, utilizado. Posteriormente, surgiu a necessidade de que os dados armazenados em um computador pudessem ser compartilhados com outros. Essa foi a idéia inicial para a criação das redes de computadores.

O desenvolvimento das LANs (*Local Area Network* – Redes Locais) permitiu a seus usuários dividir suas informações de forma cooperativa, por um meio confiável e rápido. A maioria das redes atuais utiliza, como meio de transmissão, meios físicos como cabos coaxiais, par trançado ou fibras ópticas, sendo conhecidas como redes cabeadas.

Para se construir uma LAN é preciso investimento em *software*, *hardware* e cabeamento. Segundo Santa Maria [1994] o custo do cabeamento pode ser superior a 40% do custo total da implantação da rede. Boa parte desse investimento em cabeamento pode ser perdido caso seja necessário reconfigurar a rede. O *software* e o *hardware* podem ser todos reutilizados, porém a reconfiguração do cabeamento, por ser fixo, pode ser mais ou menos o mesmo valor do que o de uma nova instalação.

Marcus M.J. em seu livro “Regulatory Policy Considerations for Radio Local Area Networks” estimou que o custo total da indústria norte americana, em reconfiguração de LANs, podia passar de 5,6 bilhões de dólares em 1990.

Devido a esse alto preço a ser pago para reestruturar uma LAN, o interesse em LANs sem fio (WLANs – *Wireless Local Area Network* – Redes Locais sem Fio) aumentou. Uma WLAN é uma LAN que não usa, como meio de transmissão de dados, cabos coaxiais, par trançado ou fibra óptica.

Esse tipo de LAN permite uma maior portabilidade e baixo custo de instalação. Pode ser instalado em diferentes ambientes como escritórios, hospitais, universidades, indústrias, etc...

Segundo a Frost e Sullivan na reportagem “Redes locais sem fio: o que prevê a norma IEEE 802.11b”, o investimento na indústria WLAN ultrapassou os US\$ 300 milhões em 1998 e alcançará os US\$ 1,6 bilhão em 2005.

2- REDES LOCAIS SEM FIOS (WLANs)

2.1- Tecnologias

Existem vários métodos para estabelecer um enlace sem fio entre dois pontos: Ultra-som, ondas de rádio frequência e sinais ópticos sem guia. Somente dois destes (rádio frequência e sinais ópticos) são capazes de suportar transmissão de dados a altas velocidades, necessárias em uma rede local sem fio.

Em seguida serão abordadas propriedades e aplicações destas duas tecnologias, entretanto o objetivo deste trabalho é o estudo e sistemas em Rádio Frequência.

1.1.1- Rádio frequência

Dois tipos de tecnologias são agrupados juntamente: Transmissão em Rádio Frequência e Microondas. A estas duas tecnologias faz-se referência quando é usado o termo rádio frequência (RF).

Para implementação de um enlace RF, dois métodos podem ser utilizados: técnicas de banda estreita e técnicas *spread spectrum*, a qual será abordada nos capítulos posteriores. O esquema de modulação por faixa estreita tem problemas com propagação em multipercurso, além de ser muito sensível a interferência, desta forma a tecnologia *spread spectrum* (SST) é preferida.

Entre as tecnologias de *spread spectrum*, a mais promissora, que é a *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS), utiliza, como método de acesso ao canal, o Múltiplo Acesso por Divisão de Código (CDMA).

O canal de rádio sem fio utiliza um meio problemático, suscetível a ruído, interferência, bloqueio e propagação por multipercurso. Estes impedimentos do canal mudam com o tempo, devido ao movimento do usuário.

Estas características impõem limites para distâncias, taxa de transmissão de dados e confiabilidade na comunicação de enlaces sem fio. Estes limites são

determinados por diversos fatores, sendo que os mais significativos são os ambientes de propagação, estudado no capítulo 5.

Nos parágrafos seguintes serão abordados os principais problemas ocorridos em canais de RF.

2.1.1.1- *Perdas de Percurso*

Perdas de percurso é a relação entre a potência recebida e a potência transmitida para um dado caminho de propagação e é função da distância de propagação. O espaço livre é o modelo mais simples para o estudo das perdas de percurso. Neste modelo há uma componente de sinal de caminho direto entre o transmissor e o receptor, onde não há objetos que atenuem ou reflitam o sinal. Se P_R é a potência de sinal recebida e P_T é a potência transmitida, então a propagação em espaço livre é:

$$P_R = \frac{G_T G_R P_T}{f^2 d^2}$$

Onde f é a freqüência portadora, d é a distância de propagação, G é o ganho de potência das antenas do transmissor e do receptor e $\alpha = 2$.

Ondas de rádios em sistemas sem fio se propagam em ambientes mais complexos do que o espaço livre, onde eles são refletidos, espalhados e difratados pelas paredes, prédios e outros objetos.

Para cada modelo de perdas de percurso, a taxa sinal-ruído recebida é $SNR = P_R/N$, onde N é a potência de ruído. (O ruído é normalmente modelado como Gaussiano com densidade de potência espectral constante).

A taxa de bits errados (BER) de um canal sem fio é função do SNR. O SNR é necessário para se conhecer o BER crítico de um canal, dependendo da taxa de dados, técnicas de comunicações utilizadas e características do canal.

Visto que as perdas por percurso diminuem o SNR, conseqüentemente a taxa de dados e o alcance do sinal de um determinado sistema de comunicação são limitados. O expoente α de perda de percurso determina o quão rápido o sinal decresce com o

aumento da distância, logo canais sem fio com menores expoentes de perda de percurso terão áreas de cobertura maior que aqueles com maiores expoentes de perda de percurso.

A perda de percurso também é inversamente proporcional ao quadrado da frequência do sinal, isto causa um aumento nas perdas quando a frequência do sinal é aumentada.

2.1.1.2- Sombreamento

Os caminhos de transmissão entre um transmissor e um receptor são muitas vezes bloqueados por montanhas, prédios, outdoors e por mobílias e paredes em ambientes fechados. A variação de sinal aleatória causada pela obstrução destes objetos é chamada de sombreamento.

Medidas em vários ambientes indicam que a potência, medida em decibels (dB), de sinal recebida sujeita a sombreamento a distribuição Gaussiana normal, com a média determinada pela perda de percurso e o desvio padrão variando de 4 a 12 dB, dependendo do ambiente. O valor aleatório do sombreamento varia com o movimento através ou ao redor da obstrução.

Baseado apenas na perda de percurso, a potencia de sinal recebida a uma distância fixa do transmissor deve ser constante. Entretanto, o sombreamento faz com que a potência de sinal recebida, a distâncias iguais, do transmissor seja diferente, desde que alguns locais tenham sombreamento mais severo que outros.

Desta forma, para que o SNR recebido necessário seja atendido, a potência do transmissor deve ser aumentada para compensar o efeito do sombreamento em alguns locais. Este aumento de potência causa gasto adicional de energia no transmissor, assim como interferência em usuários que utilizam a mesma banda de frequência.

Uma outra forma de sombreamento, é o também chamado problema da estação escondida. Caso que ocorre quando entre duas estações existe uma terceira a qual impede a comunicação entre as duas primeiras.

2.1.1.3- Propagação por Multipercurso e Interferência Intersímbolo

A propagação por multipercurso causa dois problemas significantes em um canal RF: *flat-fading* e interferência intersímbolo. O *flat-fading* causa flutuações rápidas sobre a potência de sinal recebido em curtos períodos de tempo ou em curtas distâncias.

Tal perda é causada pela interferência de duas componentes de sinais de multipercurso diferentes que chegam ao receptor em tempos diferentes podendo causar interferência construtiva ou destrutiva. Esta interferência construtiva ou destrutiva gera um padrão de onda estacionária na potência de sinal recebida relativa a distância, ou ao movimento do receptor.

A Figura 1.1 mostra um gráfico que exibe a potência de sinal recebida em dB em função do tempo ou distância. A interferência destrutiva pode causar perdas no sinal em mais de 30 dB abaixo do valor médio. Um canal é chamado em perda profunda (*deep fade*) quando a potência de sinal recebida cai a um valor abaixo de suas especificações mínimas de funcionamento.

Visto que os enlaces de comunicação são projetados com margens de potência extra de 10 a 20 dB para compensar perdas e problemas do canal, um canal está em perda profunda quando a potência recebida cai de 10 a 20 dB da potência média recebida.

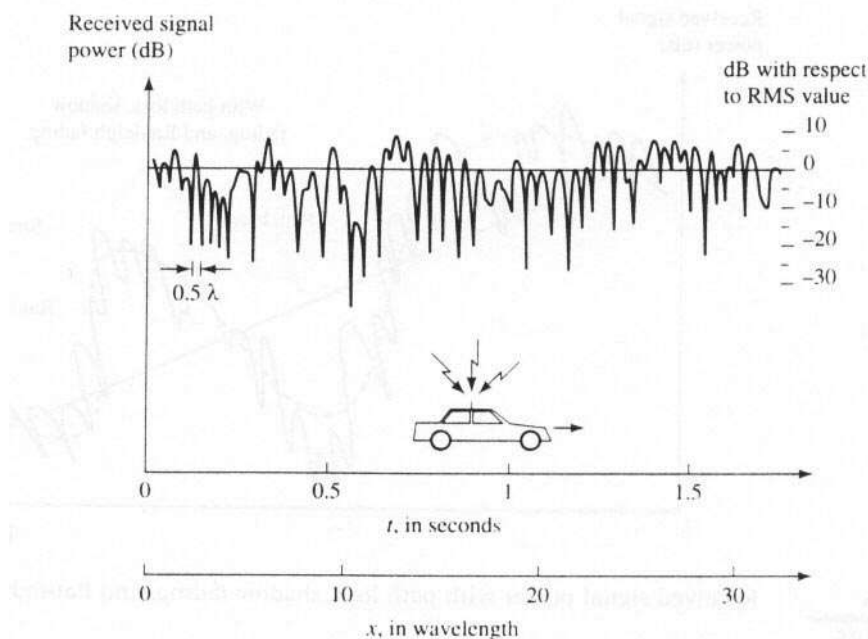


Figura 1.2.1: Perdas do sinal em relação ao tempo e distância.

A Figura 1.1 mostra um canal que passa por *flat-fade*. A potência do sinal muda drasticamente com distâncias de aproximadamente a metade do comprimento de onda. Em um sinal de 900 MHz, isto corresponde que a cada 0,3 m ou a cada milissegundo há mudanças na potência do sinal, considerando-se uma velocidade de 30 mph.

A variação da envoltória do sinal recebido de um sinal que sofre *flat-fading* tipicamente segue a distribuição de Rayleigh se o caminho entre o transmissor e o receptor esta obstruído, e a distribuição de Rice o sinal não é obstruído. Se x, y são variáveis Gaussianas aleatórias com a mesma variância, então $z = (x^2 + y^2)^{1/2}$ para distribuição Rayleigh. Se m é uma constante, então $z = ((x+p)^2 + y^2)^{1/2}$ para a distribuição de Rice.

A combinação das perdas por percurso, sombreamento e *flat-fading* é mostrada na Figura 1.2. A queda da potência com a distância é mais lenta nas perdas por percurso, enquanto que a variação de sinal no sombreamento muda mais rapidamente e as variações com o *flat-fading* são ainda mais rápidas.

O *flat-fading* tem duas implicações principais no desenvolvimento de enlaces sem fio. O primeiro é um grande aumento no BER, o qual pode ser reduzido com o aumento na potência do transmissor. Se esta potência não for aumentada a um valor suficiente para remover as perdas, estas podem causar longas seqüências de bits errados, chamadas de *error burst*. Este problema é difícil de ser corrigido com os códigos de correção de erro, os quais corrigem apenas alguns erros simultâneos.

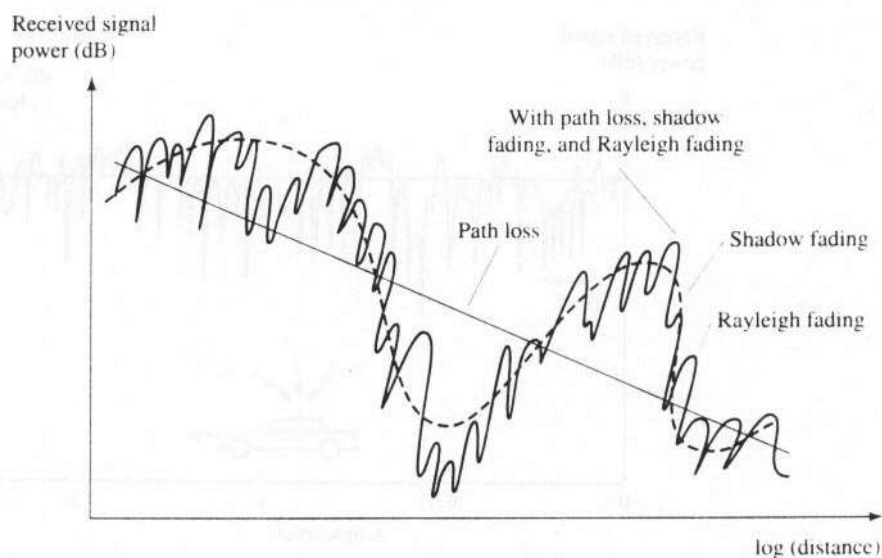


Figura 1.2.2: Potência de sinal recebida com perdas de percurso, sombreamento e *flat-fading*.

Um outro problema ocasionado pela propagação em multipercurso é a interferência intersímbolo (ISI). O ISI se torna um problema significativo quando a máxima diferença no atraso de percurso de diferentes componentes de multipercurso, chamado de atraso de multipercurso espalhado, excedem significativamente a fração de tempo de um bit. O resultado é a interferência própria, visto que a reflexão por multipercurso carregando um bit de transmissão chegará ao receptor ao mesmo tempo (atrasado) que a reflexão de multipercurso carregando um bit de transmissão anterior.

No domínio da frequência a interferência própria corresponde a um espectro de frequência não paralelo, assim as componentes dos sinais em diferentes frequências são multiplicadas por fatores complexos diferentes, distorcendo o sinal transmitido. Por esta razão de perdas de frequência seletiva.

O ISI causa um BER que não pode ser reduzido pelo aumento da potência do sinal transmitido, pois aumentaria a potência do sinal de interferência própria. Assim, sem esta compensação o ISI força a redução das taxas de transferência para que o atraso de espalhamento de multipercurso associado seja diminuído.

2.1.1.4- Interferência

Canais de comunicação sem fio sofrem interferência das mais diversas fontes. A fonte principal de interferência em um sistema de celular é o reuso de frequência, onde as frequências são reutilizadas em localizações espacialmente separadas para aumentar a eficiência espectral. Interferência por reuso de frequências pode ser diminuído pela detecção de multiusuários, antenas direcionais e alocação dinâmica de canais, o que aumentaria a complexidade do sistema.

Outras fontes de interferência em sistemas sem fio interferência de canais adjacentes, causada por sinais em canais adjacentes com componentes de sinais fora de suas faixas de frequência e interferências de faixa estreita, causada por outros usuários de outros sistemas, mas que operam na mesma faixa de frequência.

A introdução de técnicas *spread spectrum* é uma forma de combater a interferência de faixa estreita. Entretanto esta técnica não é utilizada para a resolução

deste problema, pois ela requer o espalhamento significativo de toda a largura de banda do sinal o que aumentaria em complexibilidade no sistema. Esta técnica é mais utilizada por permitir que vários usuários utilizem a mesma largura de banda, ou seja, é utilizada para múltiplo acesso.

1.1.2- Infravermelho

Na década de setenta, equipamentos semicondutores óptico-eletrônicos, como diodos laser e diodos emissores de luz (LEDs), eram muito utilizados para transmitir informação através da atmosfera. Atualmente, equipamentos deste tipo que trabalham na faixa de 840 a 950 nm são baratos e confiáveis, tendo suas principais aplicações em televisão, fones de ouvido sem fio e controles remotos.

Os maiores problemas na implementação de enlaces *wireless* com infravermelho são a potência óptica emitida, a interferência intersímbolo (ISI) devido a propagação por multipercurso e as interferências do ambiente.

Os diodos laser são rápidos e poderosos, sendo a sua maior desvantagem a coerência espacial. Esta propriedade é bem utilizada em CD *players* e impressoras laser, pois se a potência luminosa é confinada em uma área pequena, são obtidas altas densidades de potência.

Essa característica deve ser observada em aplicações em ambientes fechados devido a segurança, principalmente, dos olhos dos usuários. Uma possível configuração seria a utilização do enlace laser passando pelo telhado como mostra a Figura 1.3.

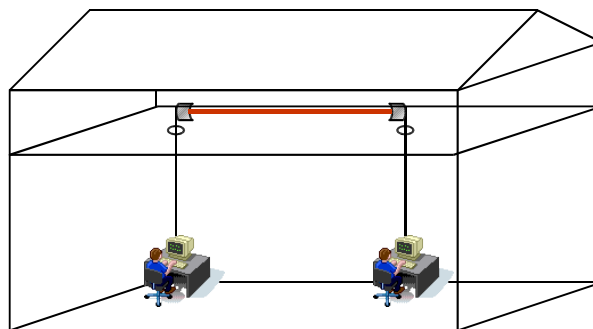


Figura 1.2.3: Exemplo de enlace laser passando pelo telhado.

Os LEDs são mais seguros para ambientes fechados. A principal desvantagem é o produto potência-velocidade. Existem LED's de alta potência (maior que 30 mW) e LEDs de alta velocidade (tempo de troca menor que 10 ns), porém é muito raro encontrar equipamentos que façam parte dos dois grupos. LEDs de alta potência são normalmente utilizados em controles remotos, e os de alta velocidade, em comunicação por fibra óptica.

As IR WLANs (WLANs baseadas em infravermelho) tem como principal problema conseguir potência suficiente para alcançar os receptores que se encontram espalhados dentro de uma sala. Duas configurações serão apresentadas neste contexto, o enlace difuso puro e o quase difuso.

No primeiro, a potência óptica é emitida em um ângulo abeto, de forma que a irradiação de torna isotrópica após várias reflexões nas paredes da sala, como mostra a Figura 1.4.

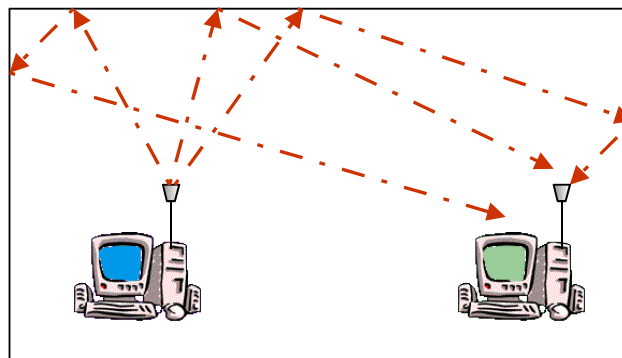


Figura 1.2.4: Enlace de difusão pura.

A principal desvantagem é a grande limitação de velocidade no canal devido a propagação por multipercurso. Um pulso emitido, após múltiplas reflexões, é recebido como pulso largo. Este efeito é conhecido como dispersão por multipercurso e limita a taxa de transferência de dados como função do tamanho da sala.

Caso se deseje utilizar altas taxas de transferência, uma forte interferência intersímbolo é produzida pela dispersão por multipercurso. A maior vantagem dos enlaces difusos puros é que não há necessidade de visada direta entre o emissor e o receptor.

O segundo método foi desenvolvido para evitar a deficiência de velocidade provocada pela dispersão por multipercurso. A idéia básica é enviar um feixe de luz para um ponto fixo (satélite) no teto da sala. Os receptores são posicionados de forma a ficar direcionados para o satélite, como mostra a Figura 1.5.

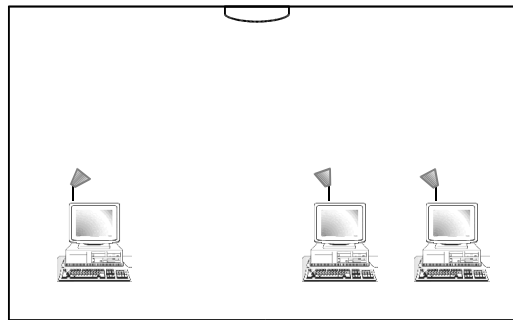


Figura 1.2.5: Receptores direcionados para o satélite que se encontra no teto.

Se o satélite é uma superfície espalhadora, tem-se um enlace passivo (Figura 1.6).

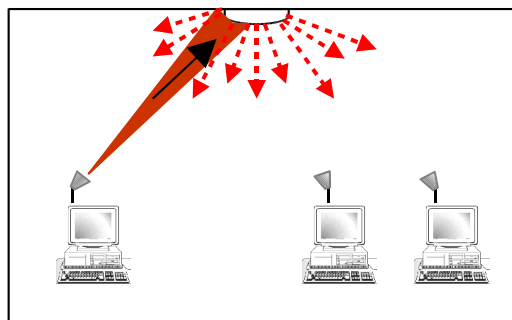


Figura 1.2.6: Enlace com satélite passivo.

Caso se tenha uma sala grande, deve-se utilizar um satélite ativo. Ele é formado por vários fotodiodos e LEDs para cobrir toda a área da sala (Figura 1.7).

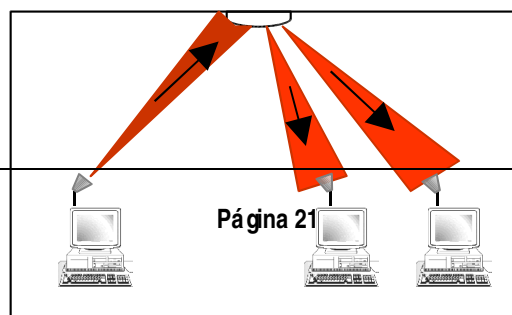


Figura 1.2.7: Enlace com satélite ativo.

A potência emitida é alta somente no satélite, deixando os terminais a emitir apenas baixas potências, o que representa economia de bateria para *notebooks*. Vários satélites podem ser interconectados por enlaces ponto-a-ponto.

Ambos os tipos de satélites evitam a dispersão por multipercurso porque o campo de visão do receptor é pequeno, de forma que ele só consegue receber o sinal emitido diretamente do satélite. A principal vantagem dos satélites passivos é que não há a necessidade de instalação para se fazer a ligação, pois todo o equipamento necessário se localiza nos terminais.

As técnicas de modulação utilizadas são a *On-off Keying* (OOK), multissubportadora e *frequency shift keying* (FSK).

Outro problema desse tipo de rede é o sombreamento causado por pessoas que por ventura estejam andando pela sala, como mostra a Figura 1.8. Este problema é resolvido posicionando tanto o emissor como o receptor em uma altura que evite este problema.

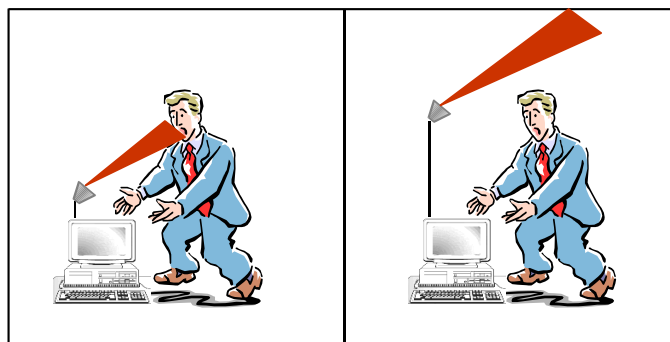


Figura 1.2.8: Sombreamento do sinal infravermelho causado por pessoas que transitam pela sala e sua possível solução.

Como vantagens das WLANs baseadas em infravermelho tem-se a segurança, pois como os sinais de infravermelho não atravessam a maioria dos objetos, como paredes, a transmissão fica restrita a sala de origem. Os sinais até podem ultrapassar janelas, porém os níveis de potência são tão baixos que é quase impossível detectá-los.

Outra vantagem é que várias IR WLANs podem estar próximas umas das outras, sem sofrer interferências entre si, pois o grande problema desse tipo de rede é cobrir toda a área da sala com potência suficiente. Devido a essa característica, as transmissões por infravermelho não precisam de regulamentações como da FCC. Podem ser utilizadas em ambientes com alto grau de interferência eletromagnética e seus equipamentos são mais baratos do que os para rádio freqüência.

Como escopo deste trabalho são as redes baseadas em rádio freqüência, a tecnologia de infravermelho não será abordada com profundidade ficando aqui apenas a título de informação.

1.1.3- Infravermelho Versus Rádio Freqüência

Na comunicação por infravermelho a freqüência utilizada é maior que a dos sistemas por rádio freqüência. Como a potência do sinal é inversamente proporcional ao quadrado da freqüência do mesmo, a utilização de transmissões por infravermelho para longas distâncias necessita de altas potências ou antenas altamente diretivas.

Há também o problema do sombreamento devido a objetos ou pessoas que atravessam o caminho da transmissão infravermelho. A transmissão não direcional (difusa) tem a dificuldade de ter potência suficiente para alcançar todos os terminais em uma grande sala, de modo que o limite de distância máxima, devido a perda pelo caminho da transmissão, é de algumas dezenas de metros.

Há algumas vantagens da transmissão infravermelho em relação a rádio freqüência. A mais significativa é o fato de que não haver regulamentações para a utilização de sua banda de freqüência. São imunes as interferências por rádio e não penetram em materiais opacos, de modo que a transmissão fica restrita a sala de origem, dificultando o roubo de informações.

A interferência intersímbolo é o maior problema para sistemas infravermelho de alta velocidade, assim como para os de rádio frequência. Os sistemas infravermelho são fortemente degradados pela luminosidade do ambiente a qual irradia, aproximadamente, na mesma frequência, causando um considerável ruído na transmissão.

Segundo Jean Walrand, no seu livro *Hight-performance communication networks*, os sistemas de infravermelho não devem ser utilizados em sistemas externos devido a sua limitação de faixa. O infravermelho tem algumas vantagens em relação a rádio frequência em ambientes fechados, mas tem de superar a luminosidade do ambiente e suas limitações de faixa. Devido a isto, Jean Walrand afirma que o rádio ainda é a tecnologia dominante tanto para ambientes externos com internos.

2.2- Requisitos para WLAN

Os principais requisitos para um WLAN são: confiabilidade, transparência, *throughput*, segurança, mobilidade, topologia de rede, flexibilidade, preço, segurança à saúde e regulamentações.

A maioria desses requisitos já foi alcançada nas WLANs, porém alguns ainda estão em desenvolvimento. De acordo com as necessidades e objetivos de uma WLAN, alguns requisitos podem ser colocados em segundo plano em favor de outros. A seguir são definidos os principais requisitos que uma WLAN deve possuir.

1.1.1- Confiabilidade

Uma WLAN deve ser tão confiável quanto uma LAN cabeada. Uma LAN confiável deve ter uma probabilidade de erro menor ou igual a 10^{-9} . Quando um erro em um pacote de dados é detectado, o mesmo deve ser reenviado. Em redes cabeadas a razão sinal-ruído é grande o suficiente para evitar o uso de códigos de autocorreção para perda de largura de banda.

Porém, sistemas *wireless* utilizam razão sinal-ruído menor do que os sistemas cabeados. O problema aumenta quando se utiliza o sistema baseado em células, pois a troca de célula é uma fonte de erro e de perdas no sinal.

A padronização européia para comunicação sem fio (DECT) especifica que durante a troca de uma célula para outra, o enlace deve permanecer com as duas células ao mesmo tempo, mas em canais diferentes. Existe uma relação muito forte entre confiabilidade, *throughput* e como os erros são gerenciados.

Se a taxa de erros é mantida baixa (menor que 10^{-6}), o sistema é considerado confiável. Caso haja uma taxa de erros considerável, ela deve ser gerenciada pelo *hardware* e não pelo *software* de rede ou *drivers*.

2.2.1- Transparência

É importante referenciar que as WLANs não irão substituir as redes cabeadas em ambientes fechados, mas elas deverão coexistir. Para isso, o *software* gerenciador de rede deve trabalhar bem com os dois tipos de redes.

Caso seja assumido o modelo OSI, as diferenças entre os dois tipos de redes serão nas camadas física e de enlace de dados. A utilização de comunicação com ou sem fio, para o usuário, deve ser transparente. Para ambientes externos, onde padrões e produtos específicos foram desenvolvidos em taxas de transferência menores do que as LANs fixas existentes, essa transparência não é necessária.

2.2.2- Troughput

Para se conseguir a transparência citada no item anterior, as WLANs devem funcionar com a mesma taxa de transferência que as LANs cabeadas possuem. Porém LANs de alta velocidade, como FDDI, ATM e Gigabit Ethernet estão além da capacidade tecnológica das WLANs atuais.

Em locais que necessitam de mobilidade, os computadores podem trabalhar bem em uma faixa de 64 kbps até acima de 20 Mbps. Tendo essa limitação, uma rede

híbrida, com células para WLAN de velocidade média (taxa de dados acima de 20 Mbps) conectadas à uma LAN cabeada de alta velocidade é a melhor configuração atualmente.

2.2.3- Segurança

É lógico que ninguém quer que os dados de sua WLAN fiquem vagando pelo ar sem controle. Visto isso, a criptografia dos dados é obrigatória em uma WLAN. Para evitar a degradação de performance, essa criptografia deve ser feita por *hardware* usando códigos para esse fim ou pelo mesmo método de transmissão como, por exemplo, técnicas de *spread spectrum*.

Para aplicações críticas a identificação e validação, tanto do usuário como da máquina, são importantes para se conectar a rede. Caso controles de segurança não sejam utilizados, a rede estará exposta a acessos indevidos, interferências, vírus e assim por diante.

Como essas situações não podem ser detectadas nas camadas 1 e 2 (camadas física e de enlace de dados) do modelo OSI, então são controladas pelas camadas de transporte e superiores.

2.2.4- Mobilidade

Existem duas formas de mobilidade a serem observadas. A mobilidade completa, onde é possível enviar e receber informação ao mesmo tempo em que o usuário se movimenta dentro da área de cobertura da WLAN. Essa forma de mobilidade é muito difícil de se conseguir devido aos diferentes ambientes e orientações relativas, além do que as distâncias entre os pontos de rede são detalhes relevantes.

A segunda forma é de mobilidade ou portabilidade fraca, onde se pode conectar um computador a uma WLAN colocando-o em um local fixo (entende-se sem ou com pouco movimento) dentro da área de cobertura da WLAN.

A mobilidade é mais bem entendida em sistemas de comunicação de grande abrangência, onde não só pacotes de dados são transmitidos, mas também voz, fax,

serviços de *page*, etc... . Como a potência emitida é uma forte limitação, microcélulas (100m de raio ou menor) são soluções interessantes para áreas com muitos usuários.

2.2.5- Topologia de Rede

Uma característica de WLAN é que todos os nós dividem o mesmo meio e cada nó percebe os dados que estão fluindo ao seu alcance. Existem três topologias básicas de redes: anel, barra e estrela.

Existem duas formas de organizar uma WLAN: um nó por conexão e um grupo de nós por conexão (*cluster*).

Na primeira, cada máquina possui uma interface WLAN, como mostra a Figura 1.9, sendo a solução mais flexível e também a mais complexa.



Figura 1.2.9: Topologia de rede com um nó por conexão.

Na segunda algumas máquinas são agrupadas de forma que elas compartilhem a mesma interface WLAN (Figura 1.10). A conexão entre a interface e os terminais é feita através de cabos.

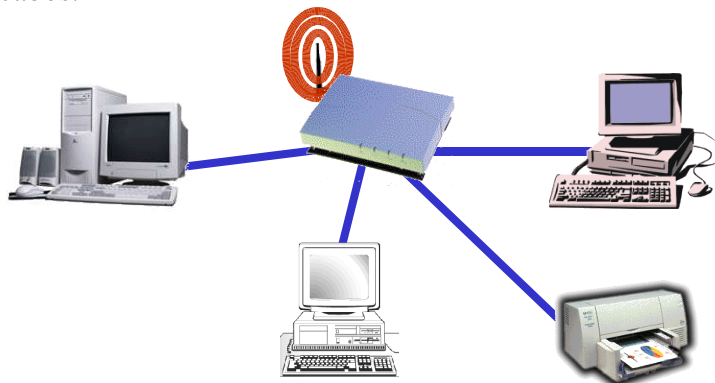


Figura 1.2.10: Topologia de rede formando um *cluster*.

Esta pode ser uma forma de aproveitar o investimento feito na implantação de uma LAN fixa, se for o caso.

Qualquer topologia de redes pode ser implementada utilizando essas configurações. É importante referenciar que toda WLAN é uma rede baseada em células, então as topologias são aplicadas às células.

2.2.5.1- *Anel*

As redes baseadas nessa topologia são denominadas redes *token ring*. Se as máquinas podem ser agrupadas e colocadas em pontos fixos, uma topologia em anel pode ser feita usando enlaces ponto a ponto. Esses enlaces requerem alinhamentos precisos entre o transmissor e o receptor.

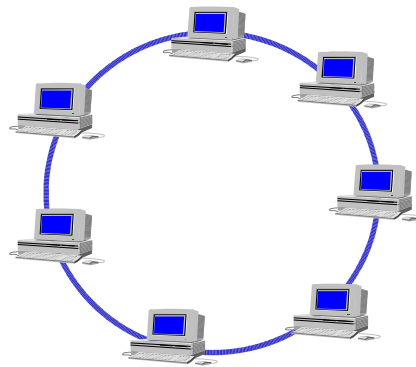


Figura 1.2.11: Topologia de rede em anel.

Mesmo que um sinal de rádio frequência ou infravermelho possa ser emitido em uma direção, este não é o princípio de um WLAN (onde os nós não precisam ser fixos). Porém muitas redes em anel com infravermelho foram desenvolvidas.

Esta topologia implica em endereçamento físico dos dados de um nó para o seu subsequente. Em redes cujo número de máquinas é considerável são utilizados *clusters* para evitar um número excessivo de enlaces.

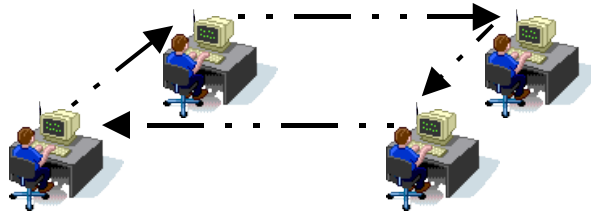


Figura 1.2.12: Topologia de rede infravermelho em anel.

O princípio básico dessa topologia é controlar qual é o nó que tem a permissão de enviar dados pela rede. Para fazer esse controle é usado um pacote de dados especial, denominado *token*. O *token* é passado de nó para nó, na seqüência do anel.

O nó que estiver com ele terá o direito de enviar suas informações. Essa informação é passada para o nó seguinte, que passa para o próximo nó até chegar ao seu destino. Então a mesma informação é enviada do nó destino até chegar ao nó de origem, completando o ciclo.

Como o nó de origem ainda possui o *token*, ele pode enviar mais informações ou liberar o *token* para o nó seguinte. Caso o nó não tenha nada a ser enviado, o *token* passa para o nó seguinte, e assim por diante, sempre seguindo a ordem do anel.

Se uma nova máquina é conectada a rede, o anel tem de ser reconfigurado para definir qual será o seu nó antecessor e predecessor. Se por algum motivo o *token* se perder, é utilizado um protocolo para repor o *token* na rede.

2.2.5.2- Barra

Para WLANs são preferidas as topologias baseadas em barra (Figura 1.13). Nesta topologia todos os nós têm o mesmo direito de acessar o meio de transmissão, podendo enviar seus dados a qualquer momento. Os nós ficam monitorando o canal para saber se há tráfego de informações no mesmo. Quando o canal estiver livre o nó pode enviar seus dados.

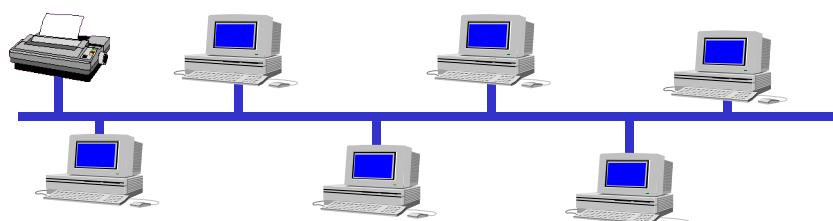


Figura 1.2.13: Topologia de rede em barra.

Há problema quando dois nós tentam usar o canal ao mesmo tempo, pois haverá colisão dos pacotes. Quando esta colisão é detectada pelos dois nós que enviaram dados, ambos esperam um tempo aleatório para tentar enviar seus dados novamente.

2.2.5.3- Estrela

Nessa topologia existe um nó especial chamado *master* (mestre) o qual gerencia toda a troca de informação. Os outros nós, denominados *slaves* (escravos) podem enviar e receber informação somente do nó mestre (Figura 1.14). O protocolo normalmente utilizado nesta topologia é denominado *polling*.

O nó mestre endereça sequencialmente os nós escravos ativos, de modo que um nó escravo só poderá enviar dados para o nó mestre quando for endereçado. Se o pacote for para outro nó escravo, o nó mestre o enviará quando o nó de destino for endereçado.

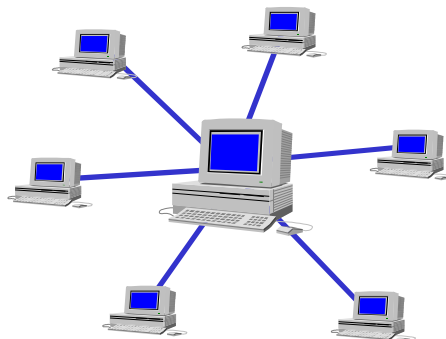


Figura 1.2.14: Topologia de rede em estrela.

2.2.6- Flexibilidade

O número de nós ativos em WLANs pode mudar com a rede em atividade, portanto os protocolos para inclusão e exclusão de uma máquina devem ser o mais simples possível.

Muitos tipos de redes precisam saber quantos nós ativos existem, como as redes *token ring*, necessitando, então, de protocolos de entrada e de saída da rede. Outras, como as redes Ethernet, que são de topologia em barra, não precisam saber o número de nós ativos, bastando posicionar a máquina e começar a trabalhar, o que simplifica o processo de entrada e saída da rede.

A flexibilidade da WLANs é interessante para locais onde a utilização de cabos não é uma solução viável ou até mesmo possível. Esses locais podem ser depósitos, prédios históricos, hospitais, etc... . Além do que a instalação de uma WLAN pode ser rápida e fácil, evitando o lançamento de cabos através de paredes e andares.

2.2.7- Preço

Os equipamentos para uma WLAN são mais complexos e mais caros do que os de LANs cabeadas. Por esse motivo o investimento inicial em uma WLAN é maior. Porém a reconfiguração da rede é de custo quase zero.

López-Hernández cita que mesmo que os investimentos em uma WLAN sejam de valor acima de 100% do custo do investimento em uma LAN fixa (sem incluir os custos de cabeamento), eles são aceitáveis atualmente. No futuro ele estima que essa diferença seja menor que 20%.

2.2.8- Segurança e Regulamentação

Como os ambientes de trabalho são normalmente escritórios, os níveis de potência emitida devem ser inofensivos ao ser humano, assim como as interferências com outros sistemas tem de ser evitadas.

Regulamentações nacionais e internacionais podem impedir o uso desta tecnologia em alguns ambientes. Como exemplo tem-se a Europa, onde em muitos de

seus países é proibido enviar sinais de rádio em áreas públicas. Por isso a regulamentação deve seguir um padrão aceito.

2.2.9- Padronização

Quando não existe um conjunto de regras que devem ser seguidos para a implementação de um equipamento ou tecnologia, os fabricantes, cada um, criam suas próprias soluções proprietárias. Soluções dessa forma normalmente obrigam a utilização de equipamentos de um mesmo fornecedor.

Para evitar essa forma de monopólio são desenvolvidos padrões. Conforme os produtos são introduzidos em conformidade a um padrão, os usuários tem a chance de escolher entre um número de fornecedores que vendem produtos compatíveis, favorecendo a competição. Interoperabilidade, baixo custo e estímulo de demanda de mercado são algumas das vantagens que soluções baseadas em padrões oferecem.

3- PADRÕES DE WLANs

A aceitação das WLANs de uma forma geral depende de normalização e padronização da indústria para garantir a compatibilidade e confiabilidade dos produtos para esta tecnologia.

Em 1985, a FCC (*Federal Communications Commission* - Comissão Federal de Comunicações) definiu as chamadas bandas ISM (*Industrial, Scientific and Medical* – Industrial, Científica e Médica) para WLANs utilizando técnicas de *spread spectrum*. Essas bandas são de 902 a 928 MHz, 2.400 a 2.483,5 MHz e 5.725 a 5.850 MHz.

Para utilizar essas bandas não é preciso tirar licença, desde que não seja emitido sinal acima de 1 watt. A área de cobertura fica em torno de 240 m. Porém essas bandas não suportam WLANs de altas velocidades (acima de 10 Mbps). A maioria dos produtos WLANs disponíveis no mercado são soluções proprietárias *spread spectrum* operando nas bandas de frequência ISM.

A utilização de novas frequências para WLAN está em estudo. Bandas como 17 GHz e 61 GHz são exemplos de frequências que podem ser utilizadas pelas WLANs. Essas frequências, em particular, são bem aproveitadas pelas WLANs que utilizam rádio frequência. Elas são normalmente utilizadas para localização via rádio como, por exemplo, o radar.

Sendo os sistemas de radar insensíveis a sinais externos, a interferência entre WLANs e os radares seria algo difícil de ocorrer. Os radares utilizam antenas altamente diretivas e se encontram, normalmente, em áreas rurais. Já as WLANs são mais utilizadas em prédios nas áreas urbanas, dificultando o encontro desses serviços no mesmo ambiente. Devido a essas características seria importante definir essas bandas exclusivamente para essas aplicações, impedindo o uso de outros serviços nessas frequências.

A FCC definiu também uma banda estreita (1910 a 1930 MHz) não-licenciada para usuários móveis que utilizam baixas potências. Apesar de não ser uma largura de banda suficiente para utilização em locais com muito tráfego de dados, como escritórios e hospitais, essa definição já é um começo. Caso o uso dessa banda se mostre importante para o meio comercial, outras bandas serão alocadas para serviços WLAN.

A padronização, na Europa, de serviços de telecomunicação é liderada pelo ETSI (*European Telecommunications Standard Institute* – Instituto Europeu de Padrões para Telecomunicação) e pela CEPT (*Conference Européenne des Postes et des Telecommunications* – Conferência Européia de Correios e Telecomunicações). O ETSI, em março de 1992, aprovou o DECT (*Digital European Cordless Telecommunications* – Telecomunicações Digitais Européias sem Fios).

As bandas ISM não estão disponíveis em todos os países da Europa pois estão alocados para a telefonia celular. Entretanto a CEPT propôs a liberação, para emissão de baixas potências e *spread spectrum* para WLANs, da banda de 2.445 a 2.475 GHz. A comunidade Econômica Européia (EEC – *European Economic Community*) está investindo na criação de padrões comuns para todos os seus países membros.

Além dos órgãos normativos, as empresas líderes da área uniram-se e formaram a WECA (*Wireless Ethernet Compatibility Alliance* – Aliança de Compatibilidade da Ethernet sem fio). Seu objetivo é garantir a compatibilidade e interoperabilidade entre fornecedores de produtos WLAN.

Essa aliança é composta por fabricantes de semicondutores para WLAN, fornecedores de WLAN e de sistemas operacionais e desenvolvedores de *software*. Como exemplos dessas empresas tem-se: 3Com, Aironet (Cisco), Apple, Breezecom, Cabletron, Compaq, Lucent, No Wires Needed, Nokia e Lucent.

A seguir serão comentados alguns padrões existentes para WLAN.

3.1- MACA e MACAW

Uma solução que foi inicialmente proposta foi o protocolo de acesso ao meio, chamado MACA, proposto por Karn em 1993, e modificado pela Xerox. Este protocolo serviu de base para o padrão 802.11. O protocolo contém duas mensagens especiais: *Request to send N bytes* (Solicitando para enviar N bytes) e *Clear to send N bytes* (Liberado para enviar N bytes). Isso indica para as máquinas que estão escutando a rede quanto tempo elas devem permanecer em silêncio.

Colisões são detectadas por *timeout*, e essas devem ocorrer somente durante os comandos *Request to send N bytes* reais. A modificação feita pela Xerox incluiu uma

terceira mensagem: *Not clear to send N bytes* (Não liberado para enviar N bytes), o qual pode ser usado pela estação base para gerenciar a alocação de largura de banda para computadores móveis que necessitem garantias nas larguras de banda, para dados multimídia em tempo real.

Uma melhoria desse protocolo foi o MACAW, que introduziu uma mensagem *Acknowledge* (ACK), a qual indicava ao emissor que o pacote fora recebido. Caso o ACK não fosse recebido o computador retransmitia o pacote, pois teria ocorrido colisão.

3.2- IEEE 802.11

Os padrões para LANs do IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers* – Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos) foram aceitos pela ISO/IEC (*International Organization for Standardization/International Electrotechnical Commission* – Organização Internacional para Padronização/ Comissão Eletrotécnica Internacional) e é o padrão mais importante adotado para as LANs. O IEEE também possui uma proposta de padronização para WLANs. Em 1990 foi criado um grupo, o P802.11, para desenvolver um padrão para redes sem fio.

Esta organização desenvolveu o padrão 802.11 para a indústria de WLANs, proporcionando uma plataforma estável. O Padrão IEEE 802.11 foi desenvolvido para garantir a interoperabilidade entre dispositivos LAN *Indoor* sem fio.

Sua arquitetura prevê o acesso das estações ao sistema de distribuição (*backbone*) via pontos de acesso (estações base ou AP), e um outro modelo onde um grupo de estações comunica-se numa rede ad-hoc (interativa). Não é previsto nenhum mecanismo para roteamento multi-passo, ou seja, nenhuma estação pode ser usada como retransmissor ao ponto de acesso sem mecanismos adicionais.

O padrão IEEE 802.11 define o protocolo para dois tipos de redes:

Rede Ad-hoc: é uma rede simples onde as comunicações são estabelecidas entre múltiplas estações em uma certa área de cobertura sem o uso de um ponto de acesso ao servidor, como mostra a Figura 2.1, ou seja, de forma ponto-a-ponto. Estas

redes são normalmente temporárias como, por exemplo, numa reunião onde os participantes desejam estar em rede com seus notebooks.

O padrão especifica os critérios que cada estação deve observar de modo que todos tenham acesso ao meio sem fio. Ele provê métodos para gerenciar requisições para o uso do meio, garantindo máxima performance para todos os usuários.



Figura 2.3.1: Exemplo de rede Ad-Hoc.

Rede Cliente/Servidor: é uma rede que usa um ponto de acesso para controle da alocação de tempo de transmissão para todas as estações e habilita estações móveis a realizar *roaming* de uma célula a outra. O ponto de acesso é usado para controlar o tráfego de rádio dos terminais móveis para o *backbone* com ou sem fio da rede cliente/servidor (Figura 2.2). O ponto de acesso direciona os dados entre as estações e outras estações sem fio ou para o servidor da rede.

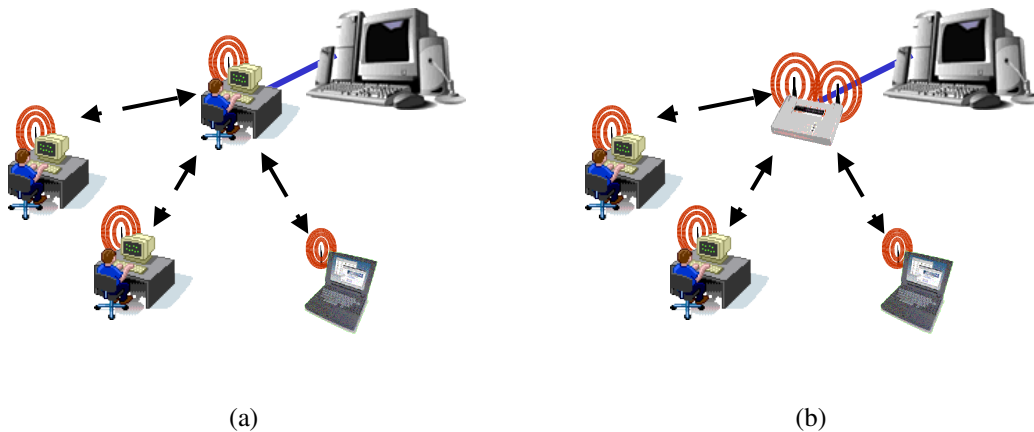


Figura 2.3.2: Exemplos de rede cliente/servidor sendo um terminal fazendo a ligação com o servidor (a) e um ponto de acesso fazendo a ligação com o servidor (b).

O grupo P802.11 desenvolveu um padrão global para equipamentos de rádio e redes operando na banda de frequência não-licenciada de 2,4 GHz. para taxas de dados de 1 e 2 Mbps.

O padrão foi concluído em junho de 1997. Nele não é especificada a tecnologia de implementação, mas simplesmente contém especificações para as camadas Física (PHY) e de Controle de Acesso ao Meio (MAC - *Medium Access Control*). O padrão permite aos fabricantes de equipamentos de redes locais sem fio construir equipamentos de redes interoperacionais.

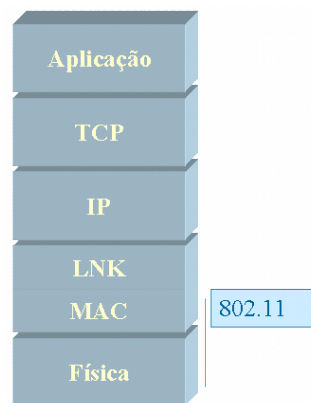


Figura 2.3.3: Camadas que sofreram modificações pelo protocolo 802.11

O protocolo para 802.11 usa o CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*). Ele evita colisões ao invés de detectar uma colisão pois é difícil detectar colisões em uma rede de transmissão por rádio-frequência. A coexistência das duas topologias é citada e permitida.

Também existe, embutido no protocolo de acesso ao meio, métodos de economia de energia, mantendo a potência de saída da rádio-frequência no mínimo necessário para o bom funcionamento da rede. São suportados tráfego assíncrono e tráfego dependente de valores máximos de retardo (tempo real).

Um único protocolo MAC é definido para as camadas 802.11, com suporte a topologia de rede ad-hoc com pontos de acesso; tráfego de tempo-crítico e assíncrono; e gerência de alimentação (consumo de energia). É usado como método de acesso

primário o DCF (função de distribuição coordenada) com protocolo CSMA/CA. A norma prevê a utilização de um algoritmo de criptografia chamado privacidade equivalente ao fio (WEP).

A sub-camada física usa um algoritmo (CCA – *Clear Channel Assentment*) para determinar se o canal está livre. Este é acompanhado pela medida da energia de rádio-frequência na antena e determina a potência do sinal recebido.

Se a potência do sinal recebido é menor que um determinado valor, o canal é declarado livre e a camada MAC recebe o estado de canal livre para transmissão de dados. Caso contrário, as transmissões de dados são adiadas de acordo com as regras do protocolo.

O CCA pode ser usado também para determinar se o canal está disponível. Esta técnica é mais seletiva, uma vez que verifica se o sinal é do mesmo formato de um transmissor 802.11. O melhor método a ser usado depende do nível de interferência durante a operação.

O protocolo CSMA/CA permite minimizar colisões pela transmissão dos sinais RTS (*Request To Sender*) e CTS (*Clear to Sender*), dos dados e do sinal ACK (*Acknowledge*). A comunicação é estabelecida quando um dos nós sem fio envia um sinal RTS. O sinal RTS inclui o destinatário e o tamanho da mensagem. A estação receptora devolve um sinal CTS com o endereço do remetente e o NAV (*Network Allocation Vector* – Vetor de duração da mensagem).

Se o CTS não for recebido, é assumido que ocorreu uma colisão e o sinal RTS é enviado novamente. Após o envio dos dados, um sinal ACK é devolvido, confirmando que a transmissão dos dados foi bem-sucedida.

Para a camada física os padrões variam de acordo com o tipo de tecnologia utilizada.

Infravermelho: O padrão para infravermelho opera na banda 850-950 nm, com potência de 2W. A modulação é feita usando 4 ou 16 níveis de modulação *pulse-positioning*. A camada física suporta taxas de dados de 1 e 2 Mbps. A versão de 1 Mbps usa modulação 16-PPM (*Pulse Position Modulation* com 16 posições), e a versão de 2 Mbps utiliza modulação 4-PPM.

Rádio-frequência: A operação em rádio-frequência requer o uso de modulação *spread spectrum* para ter garantido a operação em vários países. Os padrões de

transmissão em rádio-frequência são o FHSS e o DSSS. Ambas são definidas para operarem na banda de frequência de 2,4 GHz. BPSK diferencial (DBPSK) e o DQPSK são as modulações para o DSSS. FHSS usa FSK Gaussiano (*Gaussian FSK*) de 2-4 níveis como o método de modulação de sinal. A taxa de dados na camada física para FHSS é de 1 Mbps. Para DSSS tanto 1 Mbps quanto 2 Mbps são suportados.

Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS): A camada física DSSS usa uma sequência de 11 bits para espalhar os dados antes de transmiti-los. Cada bit transmitido é modulado por esta sequência. Este processo espalha a energia de rádio-frequência em torno de uma larga largura de banda que pode ser necessária para transmitir o dado. A carga de processamento do sistema é definido como sendo 10 vezes o logaritmo da taxa de espalhamento (também conhecido como taxa de chip) para o dado. O receptor concentra o sinal de rádio-frequência recebido para recuperar o dado original. A vantagem desta técnica é que ela reduz os efeitos de interferência de fontes de banda estreita.

Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS): A camada física FHSS tem 22 modelos de salto (*hop patterns*) para serem escolhidas. Esta camada é requerida para saltar em torno da banda ISM de 2,4 GHz, cobrindo 75 canais. Cada canal ocupa 1 MHz de largura de banda e deve saltar para uma taxa mínima especificada pelo corpo de regulamento do país intencionado.

Cada uma das camadas físicas usa os seus próprios cabeçalhos para sincronizar com o receptor, determinar o formato de modulação do sinal e o tamanho do pacote de dados. Os cabeçalhos de camada física são transmitidos a 1 Mbps. Campos pré-definidos nos cabeçalhos disponibilizam a opção de modificar a taxa de dados para 2 Mbps.

3.3- IEEE 802.11b

Ironicamente o IEEE 802.11 pode diminuir a performance porque introduz um intervalo um tanto grande entre os pacotes de dados. Em setembro de 1999, o IEEE aprovou uma nova designação, o IEEE 802.11b, também conhecido como 802.11 *High*

Speed ou *High Rate*, a versão de alta velocidade do IEEE 802.11. Esta emenda à 802.11 passa a aceitar taxas de transmissão de 5,5 e 11 Mbit/s.

Projetado para manter as qualidades do anterior, o padrão IEEE 802.11b afeta apenas a camada física, acrescentando taxas de dados mais altas e conectividade mais robusta. Adiciona uma técnica chamada CCK (*Complementary Code Keying*) para aumentar em muito a largura de banda. Com esse novo padrão as WLANs poderão atingir desempenho e *throughput* comparáveis as redes Ethernet cabeadas.

Para serem alcançadas as taxas citadas a norma define, como técnica de camada física, o DSSS. Devido a isso os sistemas FHSS de 1 e 2 Mbps não irão interoperar com esse novo padrão, mas os de DSSS de 1 e 2 Mbps sim. Possui criptografia WEP de 40 bits.

Com esta norma, que foi aceita por grande parte dos fabricantes, o usuário tem a possibilidade de escolha de fornecedor e de soluções *wireless* que se interoperam mais baratas.

3.4- DECT

O DECT é um padrão europeu que define o acesso via rádio entre uma estação móvel e uma estação base. Uma característica fundamental do DECT é o fato de não necessitar de planejamento de frequências, suportando uma instalação não coordenada e permitindo uma partilha do espectro (1880 a 1900 MHz) num ambiente multi-sistema. Esta particularidade constitui por si só um ganho em termos de capacidade, uma vez que evita a repartição do espectro de frequências por diferentes sistemas ou operadores.

O DECT utiliza um algoritmo simples o CDCS (*Continuous Dynamis Chanel Selection* – Seleção Dinâmica e Contínua do Canal) o qual permite uma seleção, em cada instante, do canal com melhor qualidade. É devido a este sistema que se pode utilizar os 120 canais disponíveis sem existir qualquer problema na separação e nem na distribuição dos recursos pelas várias estações base. Isto permite que qualquer uma das estações base ou o móvel possam acessar a qualquer um dos 120 canais disponíveis.

Um fato que se deve ter atenção é o da não existência de partição do espectro de rádio, o que não é só um problema pois aumenta, em termos de capacidade de tráfego, o sistema na globalidade.

A especificação DECT permite que os seus usuários tenham acesso a uma gama não homogênea de redes, logo as aplicações e possibilidades de expansão do DECT são múltiplas. Como exemplos dos diferentes tipos de redes de informação tem-se: rede comutada analógica, PABX e Intercomunicadores, aplicações *Telepoint*, redes de dados locais (LANs) e redes de comutação de pacotes ISDN e X.25

Na tabela 2.1, abaixo, tem-se as características técnicas da especificação DECT.

Norma	ETSI 300 175
Frequências utilizadas	1880-1900 (MHz)
Faixa de frequências disponíveis	20(MHz)
Modo de acesso	MC/TDMA/TDD
Espaçamento dos canais de rádio	17,5 KHz
Separação de canais up/down link	1728 MHz
Número de canais de voz por canal de rádio	12 (120)
Tipo de transmissão	Digital
Largura de banda do canal de rádio	1152 Kbits/s
Largura de banda do canal de voz	92 Kbits/s
Largura de banda dos Codecs	32 Kbits/s
Tipo de codificação	ADPCM
Modulação	GMSK
Proteção de canal (C/I)	12 dB
Proteção do canal adjacente	50 dB
Roaming	Sim na rede local
Handover	Sim na rede local
Potência máxima do móvel	0.25 WLAN
Raio máximo de células	0.15 Km
Transmissão de dados (débito máximo)	1Mbit (utilizando todos os canais de voz)
Frequency hopping	Sim
Codificação do canal de rádio	Encriptação Digital
Duração do quadro	10 ms
Densidade de tráfego	10000E/Km ²

Tabela 2.3.1: Características técnicas da especificação DECT.

Uma das aplicações do DECT é o acesso a redes , ou seja, existe um operador que gerencia uma central local e que fornece o acesso a rede, através de uma interface

rádio, neste caso o DECT. Normalmente as aplicações DECT apresentam a configuração abaixo.

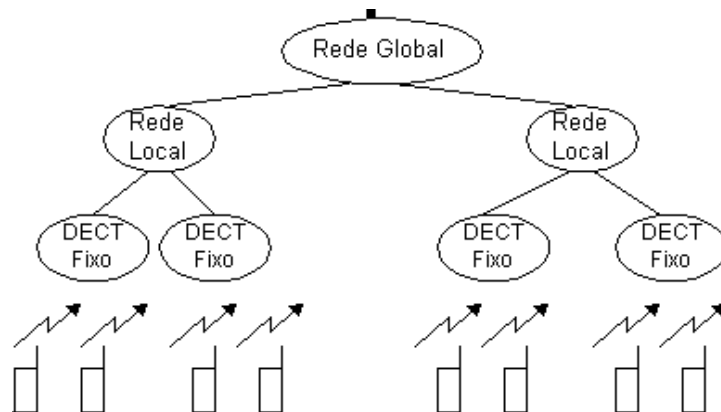


Figura 2.3.4: Configuração de aplicações que utilizam DECT.

Os custos do operador diminuem fortemente devido a inexistência de cabeamento entre as ligações das centrais locais às casas dos assinantes. A qualidade do serviço prestado também é evidente, pois os assinantes tem a seu dispor um serviço digital de alta qualidade, com possibilidade de transmissão de voz e dados .

Um dos problemas do DECT é o da partilha do espectro por vários operadores numa mesma área. As limitações do meio rádio e os requisitos de tráfego são considerações essenciais para o projeto de qualquer sistema de comunicação via rádio.

Como já foi focado anteriormente existe uma partilha automática, devido a atribuição dos canais ser dinâmica, logo os vários operadores vão partilhar um só espectro de frequência. A existência de vários operadores numa mesma área geográfica resultará que cada operador irá congestionar o espectro com os seus usuários.

Cada operador tentará ganhar o espectro e para isso ele irá : aumentar o número de estações; aumentar o número de canais por estação base e utilizar potências mais elevadas.

Assim o número de operadores numa zona geográfica deve ter em conta o tráfego que esse mesmo operador possa vir a gerenciar. O aumento de usuários de um operador só vai fazer com que todos percam, pois é como se anulassem uns aos outros. Para a solução destes problemas podem ser tomadas várias opções entre os operadores .

O sistema DECT é concebido de forma que não exista qualquer sincronismo, no entanto, se as estações base estiverem sincronizadas constata-se uma diminuição das chamadas bloqueadas.

Estudos feitos demonstram que a máxima eficiência do espectro é obtida quando diferentes operadores utilizam tamanhos semelhantes de células, fato que só pode acontecer se existir um compromisso por parte dos operadores.

3.5- Bluetooth

É um padrão de comunicação sem fio apoiado por aproximadamente 2000 empresas. Permite a conexão de todo tipo de dispositivos eletrônicos, como PCs, telefones celulares, *notebooks*, *handhelds* e outros dispositivos portáteis, sem necessidade de cabos.

Apesar disso é uma grande desconhecida do público. Usa uma frequência de rádio de 2,4 GHz (a mesma do IEEE 802.11), a qual não necessita de licença e está disponível em quase todo o mundo, a 1Mbps (até 2 Mbps na segunda geração da tecnologia).

Quando os periféricos Bluetooth estiverem num raio de alcance de 10 metros uns dos outros (pode ser ampliado até 100 metros, mas com maior distorção), os usuários podem, de uma forma transparente, transferir informações entre os seus periféricos, acessórios e computadores portáteis, ou ligarem automaticamente dos seus telefones móveis para se conectarem a Internet.

A construção desse padrão começou em 1994. A empresa *Ericsson Mobile Communications* iniciou os estudos para investigar a viabilidade de uma interface de rádio, de baixo consumo e baixo custo, entre aparelhos portáteis e seus acessórios. A idéia era basicamente eliminar cabos. O estudo fazia parte de um projeto que investigava multi-comunicadores conectados a rede móvel via aparelhos portáteis. A ligação fundamental nestas conexões é um enlace de rádio de curto alcance.

As empresas fundadoras do *Bluetooth Special Interest Group* (Grupo Especial de Interesse no Bluetooth), em fevereiro de 1998, foram IBM, Ericsson, Nokia, Intel e Toshiba. Hoje, são nove das empresas mais importantes do mundo (3Com, Lucent Technologies, Microsoft, Motorola e as fundadoras) que integram o Grupo Promotor dentro do consórcio Bluetooth, formado por fabricantes de todos os setores imagináveis,

que colaboram conjuntamente para o desenvolvimento e implantação da nova tecnologia.

A empresa de pesquisa International Data Corporation (IDC) prevê uma taxa de crescimento anual de 80% em vendas mundiais de equipamentos Bluetooth entre 2000 e 2003.

O dispositivo Bluetooth é um pequeno rádio de baixa potência, mostrado na Figura 2.5, que se comunica com outros aparelhos equipados com ele. No caso de dispositivos móveis ainda deve ser feito um trabalho para evitar que haja consumo excessivo de baterias, mas isso não desmerece a tecnologia.

O transmissor permite enviar voz e dados a uma velocidade máxima de 700 Kbps. e consome 97% menos que um telefone celular. Além disso, é inteligente: quando o tráfego de dados diminui, o transmissor adota o modo reduzido de consumo de energia.

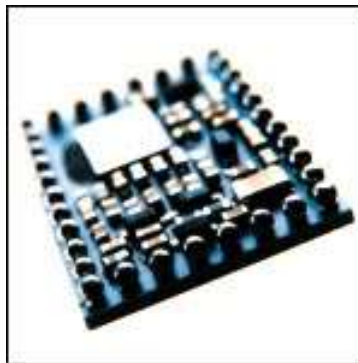


Figura 2.3.5: Dispositivo Bluetooth.

Até três canais de voz estão disponíveis, além de dados. Cada dispositivo terá um número único de 48 bits padronizado. As conexões são de ponto-a-ponto e possui criptografia e verificação de erros.

A especificação v.1.0 (a única atualmente disponível) permite conectar até sete dispositivos escravos a um mestre, criando uma micro rede de dispositivos sincronizados que pode se comunicar com outras redes paralelas.

Uma das primeiras companhias a lançar um produto Bluetooth foi a Ericsson. É um telefone celular vendido com fones que são acionados por comandos de voz (Figura 2.6). Assim, pode-se deixar o telefone no bolso ou no console do carro enquanto se

enviam e se recebem chamadas. A IBM e a Toshiba trabalham para incorporar a seus computadores portáteis um cartão Bluetooth, fabricado pela Motorola, que permitirá a troca de dados com outros computadores portáteis, impressoras, etc... .



Figura 2.3.6: Protótipo do telefone Ericson equipado com Bluetooth.

Segundo um estudo do Cahners In-Stat Group, no ano 2005 existirão mais de 670 milhões de dispositivos Bluetooth. Porém o Bluetooth ainda tem pequenos problemas a serem solucionados. Os microchips não são baratos e não se espera que seu custo chegue a US\$ 10 antes de 2002.

Por outro lado, a velocidade de transmissão, ainda que considerável, logo parecerá pequena diante da capacidade dos celulares de terceira geração. Além disso, a frequência de radio que é utilizada não está aberto ao público de todos os países. Em países como a França ou Espanha, o uso do espectro está restrito e é preciso autorização explícita do governo.

3.6- HiperLAN

No padrão HiperLAN é usada a faixa de rádio de 5,15 a 5,30 GHz, com taxa de sinalização em torno de 23 Mbps. Este padrão procura atingir os mesmos níveis de desempenho do padrão Ethernet. A distância coberta chega a 100 metros. O método de acesso ao meio é baseado no CSMA, porém possui três fases distintas, com dois níveis de prioridade de transmissão.

Voltada para pequenas distâncias (10-100 m), prevê operação a 23.529 Mbps com suporte a roteamento pelas estações, aplicações em tempo crítico e gerenciamento de **console**. Requer um grande espectro, da ordem de 150 MHz ou mais. A norma

especifica principalmente a banda de 5 GHz dividida em 5 canais. O método de modulação é o chaveamento mínimo gaussiano (GSK) e a codificação da maior parte dos dados é feita pelo **BHC**.

Para controle de fluxo de canal de acesso são usadas fases de priorização, eliminação e produção, sendo alcançadas taxas de colisão de apenas 3%. As prioridades do pacote e a sua vida útil são utilizadas para determinar sua prioridade de acesso ao canal. O método usado para gerenciamento de consumo é o p-saver, com fases de *apenas escuta* e *apenas envio* suportando, também, criptografia.

3.7- HiperLAN 2

O padrão sem fios HiperLAN 2 tem velocidade máxima de 54Mbps e alcance máximo de 200 metros. Os criadores do padrão pretendem que esta seja utilizada em dispositivos baratos utilizando a frequência de utilização livre de 5Ghz.

O fato de fabricantes promoverem o padrão não é coincidência pois esta foi desenhada para se interligar, de forma transparente, o futuro padrão de terceira geração de celulares, cujas licenças já estão sendo atribuídas nos países escandinavos.

A HiperLAN 2 é uma concorrente das normas Bluetooth e IEEE 802.11, apoiadas sobretudo por fabricantes de informática e que utilizam a banda dos 2,4GHz. Os primeiros equipamentos com HiperLAN 2 devem aparecer no mercado em 2002.

3.8- IP MoveI

Nem o IP atual ou o RM-OSI tem suporte para esta tecnologia. Por isso, o IETF (*Internet Engineering Task Force* – Força Tarefa de Engenharia da Internet) criou um grupo de trabalho em IP móvel. Este grupo está direcionando os trabalhos para suportar esta mobilidade dentro do IPv6.

Com relação ao gerenciamento, o MMTF (Força Tarefa de Gerenciamento Móvel) desenvolveu uma MIB (*Management Information Service* - Base de Informações de Gerenciamento) para uso do SNMP (*Simple Network Management Protocol* – Protocolo Simples De Gerenciamento De Rede).

Observa-se a necessidade de uso eficiente do SNMP em redes sem fio, uma vez que o mesmo pode introduzir uma saturação com mensagens de gerenciamento. A medida em que as WLANs se proliferarem, será possível passear com um *laptop* por extensas áreas. Durante este passeio, provavelmente pode-se passar por várias áreas de abrangência de estações de ponto de acesso, trocando assim o enlace.

É necessário, então, prever que esta troca de enlace poderá causar uma troca na topologia, a nível de rede. Por isso é necessário uma adaptação do roteamento (nível de rede) para esta nova tecnologia. Para evitar mudanças nos *softwares* básicos já existentes para acesso à internet, uma proposta seria a modificação no IP.

Esta modificação permite a uma máquina mudar o seu ponto de acesso (troca de enlace) sem interromper ou refazer uma conexão. Para isto, o nó móvel (NM) é agregado a um agente origem (HA), que é o ponto de acesso original do NM, e que deverá sempre conhecer a rota para este NM.

Quando o NM passar para a área de abrangência de um outro nó, o chamado agente estrangeiro (FA), o agente origem é avisado pelo nó móvel de sua nova localização. Assim qualquer comunicação com o NM passa pelo HA, que conhece a rota para o nó móvel.

Não há uma definição final de qual padrão será adotado de forma final globalmente. Os que estão liderando a corrida são o IEEE 802.11b, Bluetooth e HiperLan2, sendo que o 802.11b se mostra o de maior aceitação no mercado, atualmente devido a já consolidada aceitação de outros padrões 802.

4- TÉCNICAS DE CODIFICAÇÃO E MODULAÇÃO PARA REDES LOCAIS SEM FIO

4.1- Sinais

Os sinais são representações físicas dos dados. Se usuários de sistemas de comunicação querem trocar dados, isto só se torna possível através da transmissão de sinais. A camada 1 do modelo de referencia ISO/OSI é a responsável pela conversão dos dados (bits) em sinais e vice-versa.

Sinais são função do tempo e local. Os parâmetros dos sinais representam valores de dados. Os sinais mais interessantes para transmissão via rádio são os sinais periódicos, especialmente as portadoras com forma de senoidal. A função geral de uma senoide é:

$$g(t) = A_t \sin(2\pi f_t t + \phi)$$

Os parâmetros dos sinais são a amplitude A , a freqüência f e a mudança de fase ϕ . A amplitude como fator da função g também mudar com o tempo, assim como A_v , a freqüência f expressa a periodicidade do sinal com período $T = 1/f$ a freqüência f pode também variar com o tempo, assim como f_v . Finalmente, a mudança de fase determina a mudança do sinal relativo ao mesmo sinal sem esta mudança. Um exemplo para esta mudança de fase é mostrado na Figura 3.1, esta figura mostra a função seno sem a mudança de fase e a mesma função, mesma amplitude e freqüência, com a fase ϕ adiantada. Mais a frente será mostrado como a mudança de fase pode ser utilizada para representar dados.

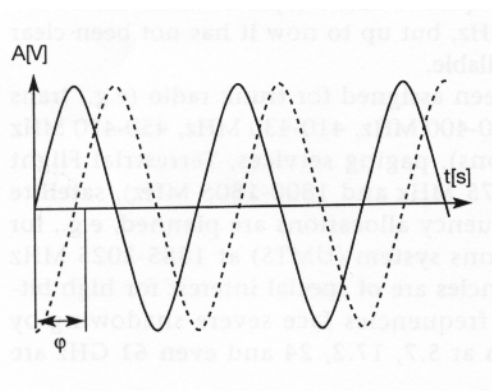


Figura 3.4.1: Representação de um sinal no domínio do tempo.

Ondas seno são de interesse especial, como é possível construir um sinal periódico g apenas com o uso de funções seno e cosseno a equação fundamental de Fourier:

$$g(t) = \frac{1}{2}c + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \sin(2\pi f_n t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \cos(2\pi f_n t)$$

Nesta equação o parâmetro c determina a componente de corrente contínua do sinal (DC), os coeficientes a_n e b_n são as n -ésimas amplitudes das funções seno e cosseno. A equação mostra que um número infinito de funções seno e cosseno são necessárias para construir funções periódicas arbitrárias. Entretanto, as freqüências destas funções também chamadas harmônicas aumentam com o crescimento do parâmetro n e são múltiplos da freqüência fundamental f . Porém, a largura de banda de qualquer meio, ar, cabo, etc... é limitada, desta forma, existe um limite máximo para as freqüências. Na realidade pode-se considerar um número limitado de funções seno e cosseno para construir funções periódicas. Todos os sistemas transmissores exibem estes limites de largura de banda e nunca poderão transmitir funções periódicas arbitrárias. É suficiente saber que sinais transmitidos são compostos por uma ou várias funções seno.

Uma maneira típica de se representar sinais é no domínio do tempo, como mostrado na Figura 3.1. Aqui a amplitude A do sinal é mostrada de encontro ao tempo.

Representações no domínio do tempo são problemáticas se o sinal é constituído por várias componentes de freqüência, como indicado na equação de Fourier. Neste caso a melhor representação para o sinal é no domínio da freqüência (Figura 3.2). Aqui a amplitude em uma certa freqüência do sinal é mostrado de encontro a freqüência. A Figura 3.2 mostra apenas um pico, assim, o sinal é constituído de apenas uma freqüência. Funções periódicas arbitrárias podem ter vários picos, conhecido como espectro de freqüência do sinal. A transformada de Fourier é uma ferramenta matemática para transformar as funções do domínio do tempo para o domínio da freqüência e em vice-versa com a utilização da anti-transformada de Fourier.

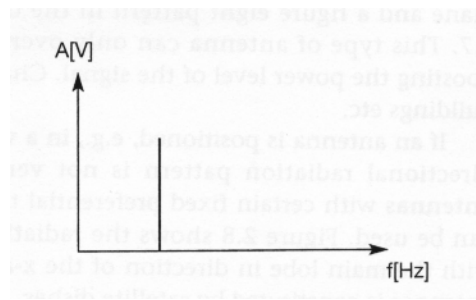


Figura 3.4.2: Representação de um sinal no domínio da frequência.

Uma terceira maneira de representar sinais é no domínio da fase como mostrado na Figura 3.3. Esta representação é também chamada de diagrama de estado de fase, e mostra a amplitude do sinal e sua fase em coordenadas polares.

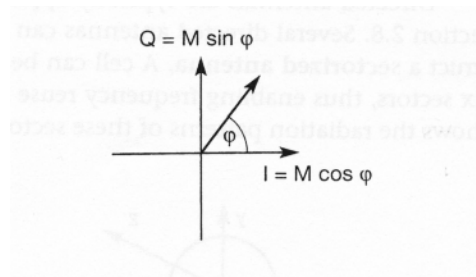


Figura 3.4.3: Representação de um sinal no domínio da fase.

4.2- Multiplexação

Multiplexação não é apenas um mecanismo fundamental apenas em sistemas de comunicação, mas também no dia a dia moderno. Multiplexação descreve como vários usuários podem compartilhar um meio com o mínimo ou nem uma interferência. Um exemplo no dia a dia é uma auto-estrada com várias pistas.

Muitos usuários (motoristas) usam o mesmo meio (as auto-estradas) sem interferências (acidentes). Isto é possível devido a provisão de várias pistas (Multiplexação por Divisão de Espaço) dividindo o tráfego. Assim como, diferentes carros usam o mesmo meio (a mesma pista) em diferentes pontos no tempo (Multiplexação por Divisão de Tempo).

Enquanto este exemplo ilustrou o uso da multiplexação na vida moderna, os próximos tópicos mostrarão o uso da multiplexação nos sistemas de comunicação sem fio.

4.2.1- Multiplexação por Divisão de Espaço

Para as comunicações sem fio a multiplexação pode ser tratada em quatro dimensões: Espaço, Tempo, Frequência e Código. Neste campo, a função da multiplexação é designar espaço, tempo, frequência e código para cada canal de comunicação com o mínimo de interferência e a máxima utilização do meio. O termo canal de comunicação, neste capítulo, se refere apenas a associação de transmissores e receptores que necessitam trocar dados.

A figura 3.4 mostra seis canais k_i e introduz um sistema de coordenadas tridimensionais. Este sistema mostra as dimensões do código c , tempo t e frequência f . Para este primeiro tipo de multiplexação, Multiplexação por Divisão de Espaço (SDM), o espaço (tri-dimensional) s_i é também mostrado.

Aqui o espaço é representado por círculos que indicam a faixa de interferência. Os canais k_1 à k_3 podem ser mapeados em três espaços s_1 à s_3 os quais separam claramente os canais e previnem que as faixas de interferência se sobreponham. O espaço entre duas faixas de interferência é também chamado de espaço de guarda. Tal espaço é necessário para os quatro tipos de multiplexação aqui apresentados.

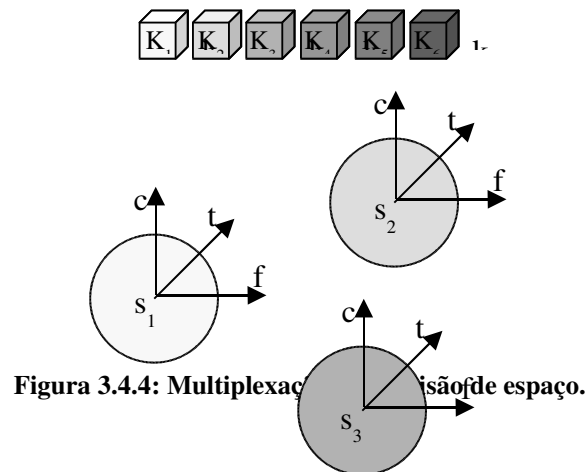


Figura 3.4.4: Multiplexação por divisão de espaço.

Para os canais restantes (k_4 à k_6) três espaços adicionais podem ser necessários. No exemplo da auto-estrada isto implicaria que cada motorista possuísse sua própria faixa. Embora este procedimento represente um desperdício de espaço, este é exatamente o princípio utilizado pelos antigos sistemas telefônicos: a cada assinante é dado um par de fios de cobre.

Nas transmissões sem fio, SDM implica em um canal separado para cada transmissor, sendo que estes transmissores devem estar separados por uma distância suficientemente grande para que não haja interferência. Este esquema de multiplexação é usado, por exemplo, pelas estações de rádio FM onde a faixa de transmissão é limitada a uma certa região, assim, várias estações de rádio ao redor do mundo podem utilizar a mesma frequência sem que haja interferência.

Ao utilizar SDM, ocorrerão problemas se dois ou mais canais forem estabelecidos no mesmo espaço, por exemplo, várias estações de rádio desejarem transmitir na mesma cidade. Para que tal esquema funcione, deve-se utilizar um dos esquemas mostrados a seguir.

4.2.2- Multiplexação por Divisão de Frequência

O esquema de Multiplexação por Divisão de Frequência (FDM) subdivide o espectro de frequência em várias bandas de frequência não sobrepostas, como mostrado na figura 3.5. Cada canal k_i é agora destinado a sua própria banda de frequência, como indicado.

Transmissores utilizando uma certa banda de frequência podem utilizar estas bandas continuamente. Novamente, o espaço de guarda é necessário para evitar a sobreposição de bandas de frequências (também chamadas de interferência de canais adjacentes). Este esquema é utilizado por estações de rádios em uma mesma região, onde cada estação de rádio possui sua própria frequência.

Este esquema simples de multiplexação não necessita de uma coordenação complexa entre transmissor e receptor, pois o receptor precisa apenas sintonizar um determinado transmissor.

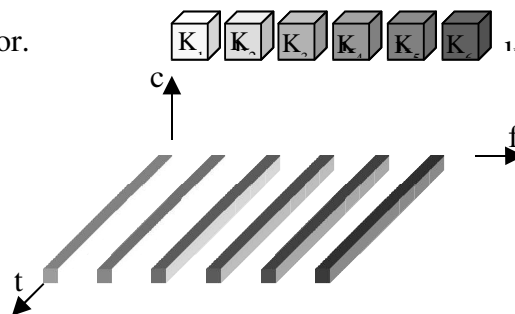


Figura 3.4.5: Multiplexação por divisão de frequência.

Entretanto, este esquema também mostra desvantagens. Enquanto estações de rádio transmitem 24 horas por dia, em comunicações móveis tipicamente são utilizados apenas alguns minutos por dia para transmissões. Designar frequências separadas para cada possível comunicação seria um tremendo desperdício do escasso recurso da frequência. A designação de frequências fixas a um transmissor torna o sistema bastante inflexível e o limita a um determinado número de usuários.

4.2.3- Multiplexação por Divisão de Tempo

O esquema de multiplexação mais flexível para comunicações móveis típicas é a Multiplexação por Divisão de Tempo (TDM). Aqui ao canal k_i é dada toda a largura de banda por um determinado tempo, ou seja, todos os usuários usam a mesma frequência em diferentes intervalos de tempo (Figura 3.6). Novamente, o espaço de guarda, o qual representa agora espaços de tempo, deve separar diferentes períodos de tempo quando os usuários utilizam o meio.

No exemplo da auto-estrada, isto se refere ao espaço entre dois carros. Se duas transmissões se sobreporem no tempo, isso é chamado de interferência de co-canal. (No exemplo da auto-estrada, esta interferência entre dois carros resulta em um acidente). Para evitar este tipo de interferência é necessária uma sincronização precisa entre os diferentes transmissores.

Isto é claramente uma desvantagem do esquema, como todos os transmissores precisam de um clock preciso ou, alternativamente, uma maneira de distribuir um sinal de sincronismo a todos os transmissores que forem achados. Para o receptor sintonizar um transmissor não é necessário um ajuste de frequência mas sim escutar a transmissão em um determinado momento de tempo.

Entretanto, este esquema é bastante flexível, pois permite que se disponha um período de uso maior do canal para usuários com tráfego pesado e um período de tempo de uso menor do canal para usuários com informações mais leves.

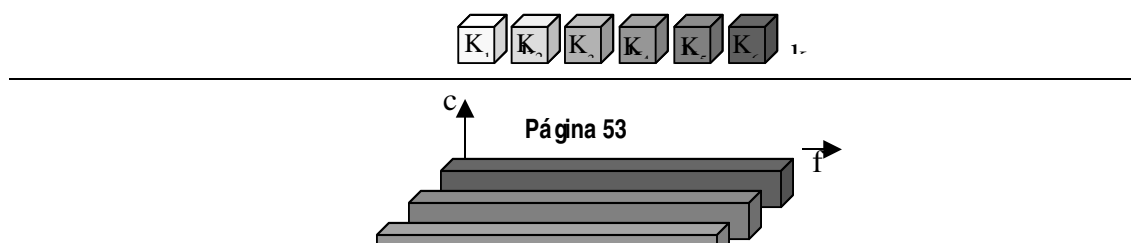


Figura 3.4.6: Multiplexação por divisão de tempo.

Multiplexação por divisão de frequência e tempo podem ser combinadas, por exemplo, o canal k_i pode usar uma certa banda de frequência por um determinado período de tempo como mostrado na Figura 3.7. Agora os espaços de guarda são necessários nas dimensões do tempo e da frequência.

Este esquema é mais robusto contra interferência de frequência seletiva, exemplo, interferência em uma pequena banda de frequência. Um canal pode usar esta banda apenas por um curto período de tempo. Este esquema proporciona uma pequena proteção contra escuta, como neste caso a sequência de frequências que o transmissor utiliza devem ser conhecidas para que se escute ao canal.

O padrão de telefonia móvel GSM utiliza esta combinação de multiplexação por divisão de frequência e tempo para transmissões entre o telefone móvel e a estação base.

A desvantagem deste esquema é novamente a coordenação necessária entre diferentes transmissores. Agora um deve controlar a sequência de frequências e o tempo de mudar para uma nova frequência. Dois transmissores irão interferir quando eles selecionarem a mesma frequência ao mesmo tempo.

Entretanto se a frequência mudar rápido o suficiente (também chamado de salto em frequência), os períodos de interferência podem ser tão pequenos que, dependendo do código de dados inserido no sinal, um receptor pode continuar reconhecendo os dados originais.

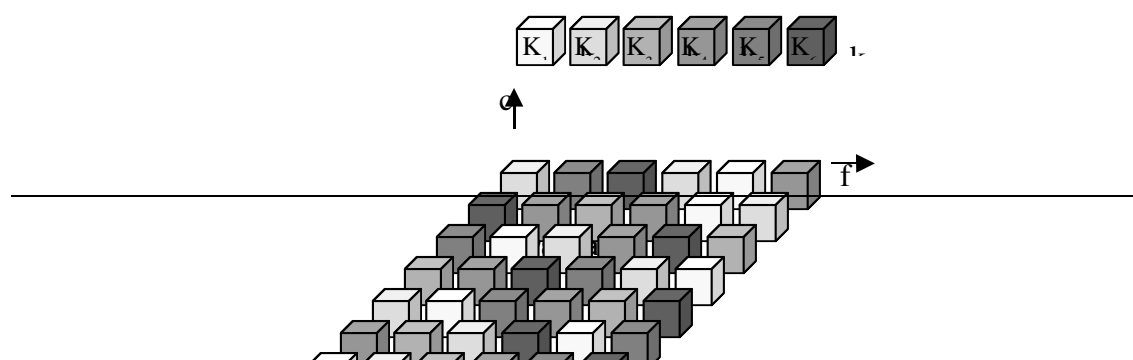


Figura 3.4.7: Combinação de multiplexação por freqüência e por tempo.

4.2.4- Multiplexação por Divisão de Código

Enquanto o SDM e o FDM são bem conhecidos desde os primórdios das transmissões de rádio e o TDM é usado em conexões com muitas aplicações, Multiplexação por Divisão de Código (CDM) é um esquema relativamente novo em sistemas de comunicação comercial.

Primeiramente utilizado em aplicações militares devido sua característica inerente de segurança (junto com técnicas *spread spectrum*), ela é agora introduzida em muitos cenários de comunicações sem fio civis. A Figura 3.8 mostra como todos os canais k_i usam a mesma freqüência ao mesmo tempo para transmissão. A separação é obtida pela determinação de um código proprietário para cada canal, os espaços de guarda são realizados pelo uso de códigos com a distância necessária em espaço de código.

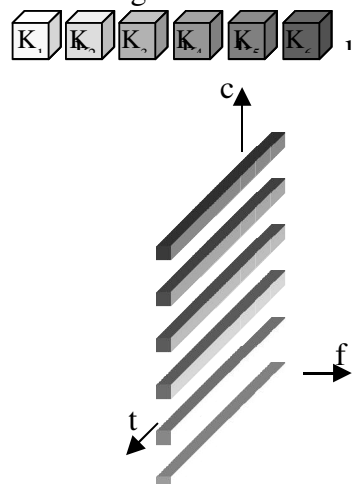


Figura 3.4.8: Multiplexação por divisão de código.

Um exemplo típico no dia a dia do CDM é uma festa com participantes de diferentes países do mundo inteiro. Muitos participantes estabelecem canais de comunicação, eles se falam, usando a mesma faixa de freqüência (aproximadamente 300-6000 Hz dependendo da voz da pessoa) ao mesmo tempo.

Se todas as pessoas falarem a mesma língua, o SDM será necessário para possibilitar a comunicação (exemplo, ficando em grupos ou falando com uma potência de transmissão limitada). Mas quando outro código (língua) for utilizado uma pessoa pode sintonizar sua língua e separar sua linguagem da linguagem utilizada por outras pessoas. (As outras línguas darão a impressão de ruído de fundo). Este exemplo explica porque o CDM foi concebido sobre a segurança: se a linguagem é desconhecida, os sinais podem continuar sendo recebidos, mas eles não terão uso.

Pelo uso de um código secreto (ou linguagem), um canal seguro pode ser estabelecido em um ambiente hostil. Em festas isso pode causar alguma confusão. O espaço de guarda é também muito importante neste exemplo ilustrativo. Usar sueco e norueguês não funcionará, pois as duas línguas são muito próximas. Mas por, exemplo, sueco e finlandês são suficientemente ortogonais para que se possa separar os canais de comunicação.

A maior vantagem do CDM para comunicações sem fio é e boa proteção contra interferência e escuta. Diferentes códigos devem ser designados, mas a quantidade de códigos é imensa se comparada a quantidade de freqüências, desta forma, pode-se designar um código diferente para cada transmissor sem causar maiores problemas.

A maior desvantagem deste esquema é a relativamente alta complexibilidade do receptor. Um receptor deve conhecer o código e poder separar os dados do ruído de fundo composto de outros sinais e ruídos de ambiente. O receptor deve estar precisamente sincronizado com o transmissor para aplicar corretamente a decodificação.

4.3- Modulação

A função básica de uma senoide a qual já indica os três esquemas de modulação básicos:

$$g(t) = A_t \sin(2\pi f_t t + \phi_t)$$

Esta função possui três parâmetros, amplitude A_v , frequência f_t e fase ϕ_t os quais podem variar de acordo com os dados ou outro sinal modulante. Para a modulação digital, a qual é o tópico principal desta capítulo, uma informação digital (0 e 1) é transmitida em um sinal analógico (sinal banda base).

Modulação digital é requerida se uma informação digital precisa ser transmitida em um meio que permite apenas transmissão analógica. Um exemplo em redes cabeadas é o sistema de telefonia analógico, que para conectar um computador a este sistema se faz necessário à utilização de um modem. O modem então translada o sinal digital de dados em um sinal analógico e vice-versa.

A transmissão digital é utilizada em redes locais de computadores ou dentro de computadores. Em redes sem fio, entretanto, a transmissão digital não pode ser utilizada. Aqui, a sequência de bits binários devem ser primeiramente transladas em um sinal analógico. Os três métodos básicos para esta transladação são: *amplitude shift keying* (ASK), *frequency shift keying* (FSK) e *phase shift keying* (PSK).

Aparte à transformação dos dados digitais em sinais analógicos, a transmissão sem fio requer uma modulação adicional, uma modulação analógica, esta muda a frequência central de um sinal banda base gerado pela modulação digital em uma portadora de rádio. A modulação digital, por exemplo, translada a sequência de bits de 1 Mbit/s em um sinal banda base com a largura de banda de 1 MHz. Existem três fortes razões para que um sinal banda base não seja transmitido diretamente em um sistema sem fio:

- Antenas: Uma antena deve ter em tamanho a ordem de magnitude do comprimento de onda do sinal. Para sinais de 1 MHz, isso resultaria em uma antena com centenas de metros de altura. Para 1 GHz, uma antena com alguns centímetros de comprimento pode ser perfeitamente utilizada.
- Multiplexação por Divisão de Frequência: Usando apenas a banda base, o FDM não pode ser utilizado. A modulação analógica muda o sinal banda base para diferentes frequências portadoras. Quanto maior a frequência portadora maior será a largura de banda disponível para sinais banda base.
- Características do Meio: Perdas de percurso, penetração em obstáculos, reflexão, espalhamento e difração, são fortemente dependentes do comprimento de onda do sinal. Conforme a aplicação, uma frequência portadora correta pode ser

escolhida para que venha a atender as características do meio: ondas longas para submarinos, ondas curtas para dispositivos de mão, ondas muito curtas para transmissão em microondas, etc...

Como na modulação digital, três diferentes tipos de modulação analógica são conhecidos: Modulação por Amplitude (AM), Modulação por Frequência (FM) e Modulação por Fase (PM).

A Figura 3.9 mostra um diagrama de blocos simplificado de um transmissor de rádio para dados digitais. O primeiro passo é a transmissão digital dos dados em um sinal analógico banda base. A modulação analógica então altera a frequência central do sinal analógico em uma frequência portadora de rádio. O sinal é então transmitido pela antena.

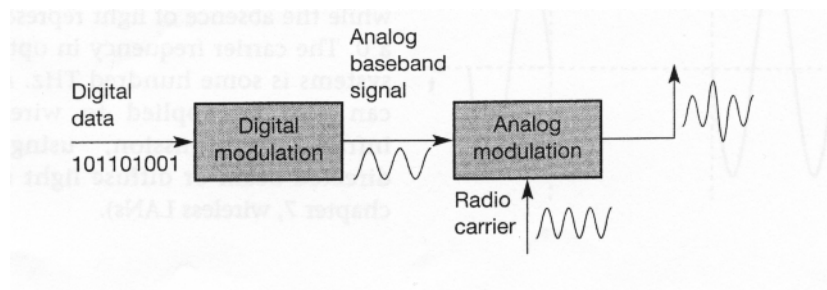


Figura 3.4.9: Modulação em um transmissor.

O Receptor (Figura 3.10) recebe o sinal de rádio analógico pela antena e demodula o sinal em um sinal analógico banda base com a ajuda de uma portadora conhecida. Isto seria necessário para um sinal de rádio sintonizado em uma estação de rádio. Para dados digitais um outro passo é necessário.

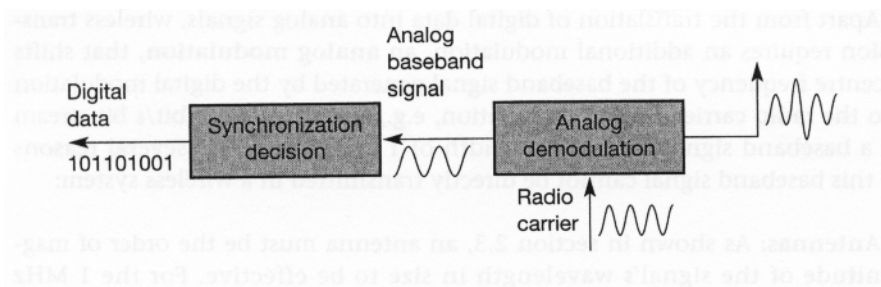


Figura 3.4.10: Demodulação e reconstrução dos dados no receptor.

Bits ou quadros devem ser detectados, o receptor deve estar sincronizado com o transmissor. Como a sincronização é determinada, depende do esquema de modulação

digital. Após a sincronização, o receptor precisa decidir se o sinal representa o dígito 1 ou 0 e então reconstruir a informação original.

Os esquemas de modulação mostrados a seguir se diferenciam em vários aspectos, tais como: eficiência espectral (como o esquema de modulação utiliza o espectro de freqüência disponível), a eficiência de potência (quanta potência é necessária para transferir bits) e robustez para propagações de multipercurso, ruído e interferência.

4.3.1- *Amplitude Shift Keying*

A Figura 3.11 mostra o esquema de modulação *amplitude shift keying* (ASK), que é o esquema de modulação digital mais simples. Os dois valores binários, 1 e 0, são representadas por duas amplitudes diferentes. No exemplo, uma das amplitudes é 0 (representando o dígito binário 0).

Este simples esquema requer uma pequena largura de banda, mas é muito suscetível a interferências. Efeitos como propagação por multipercurso, ruído, ou perdas de percurso, influenciam fortemente na amplitude. Então, em um ambiente sem fio, uma amplitude constante não pode ser garantida. Desta forma, o ASK não é tipicamente usado em transmissões de rádio sem fio.

Entretanto, um esquema de transmissão cabeado de alta performance, utiliza o ASK. Aqui um pulso de luz pode representar o 1, enquanto a abstenção de luz representa o 0. A freqüência portadora em sistemas ópticos está na ordem de THz. O ASK pode ser aplicado também em sistema sem fio que utilizam infravermelho, usando um feixe direto ou difuso de luz.

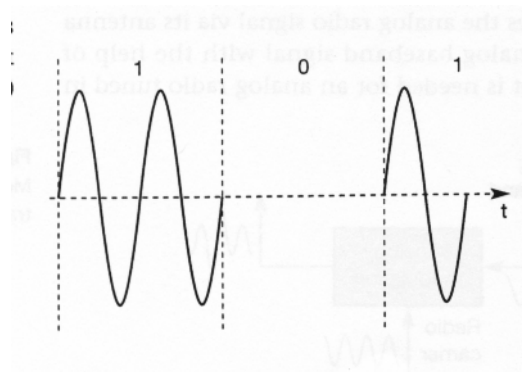


Figura 3.4.11: Amplitude shift keying.

4.3.2- Frequency Shift Keying

Um esquema de modulação também usado em transmissões sem fio é o *frequency shift keying* (FSK) (Figura 3.12). A mais simples forma do FSK é também chamada de FSK binária (BFSK), o qual assinala uma freqüência f_1 para o dígito binário 1 e uma freqüência f_2 para o dígito binário 0.

Uma forma bastante simples de implementar o FSK é pela alternância entre dois osciladores, um com a freqüência f_1 e outro com a freqüência f_2 , dependendo da entrada. Para evitar mudanças súbitas na fase, moduladores especiais de freqüência com modulação contínua de fase (CPM) podem ser utilizados.

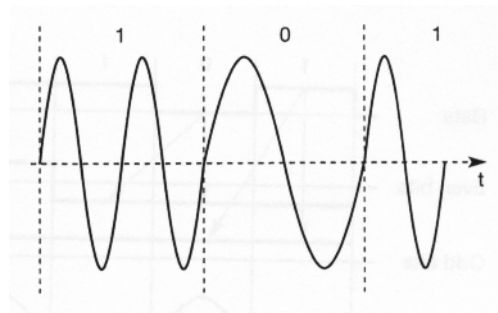


Figura 3.4.12: Frequency shift keying.

Uma forma simples de implementar a demodulação é com o uso de dois filtros passa faixas, um para a freqüência f_1 e outro para a freqüência f_2 . Um comparador pode então comparar os níveis de sinais da saída do filtro e decidir qual dos dois é o mais forte. FSK necessita de uma grande largura de banda, se comparado ao ASK mas é muito menos suscetível a erros.

4.3.3- Phase Shift Keying

A *phase shift keying* (PSK) utiliza mudanças na fase do sinal para representar os dados. A Figura 3.13 mostra a mudança de fase de 180° para 0° que representa o binário 1 e de 0° para 180° o que representa o binário 0. Este esquema, troca a fase em 180° a cada momento que o valor do dado altera, e também é chamado de PSK binário (BPSK).

Uma forma simples de implementar um modulador BPSK é multiplicando a freqüência f por $+1$ para o binário 1 e multiplicar a freqüência f por -1 para o binário 0.

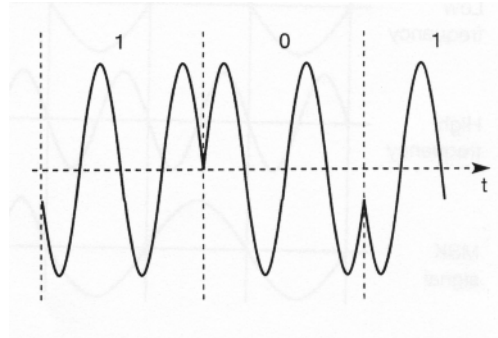


Figura 3.4.13: Phase shift keying.

Para a recepção correta do sinal o receptor deve estar em sincronismo com a freqüência e a fase do transmissor. Isso pode ser alcançado com o uso de um loop fechado de fase (PLL). Comparado ao FSK, o PSK é mais resistente a interferências, mas o receptor e o transmissor são mais complexos.

4.3.4- Advanced Frequency Shift Keying

Um esquema FSK famoso utilizado em sistema sem fio é o *minimum shift keying* (MSK). O MSK é basicamente o BFSK sem mudanças abruptas de fase (utiliza o esquema CPM). A Figura 3.14 mostra um exemplo da implementação do MSK. Primeiramente, os bists de dados são separados em bits pares e bits ímpares, fazendo com que a duração de cada bit seja dobrada. O esquema também utiliza duas freqüências: f_1 , freqüência mais baixa, e f_2 , freqüência mais alta, com $f_2 = 2f_1$.

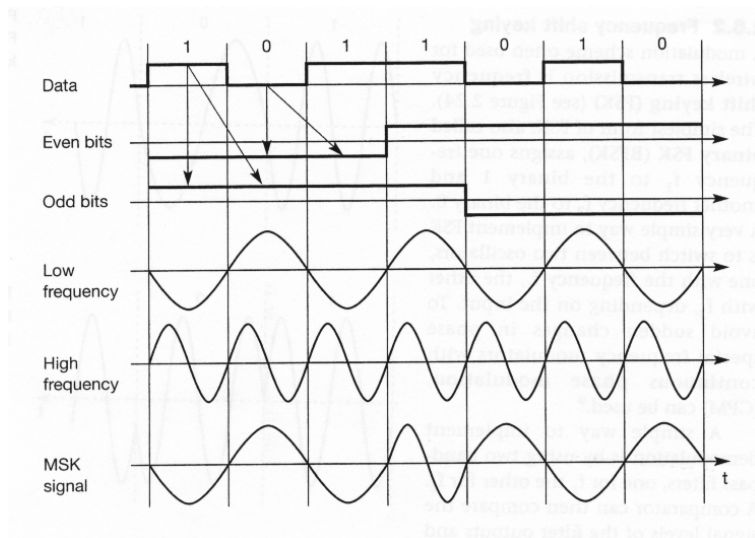


Figura 3.4.14: Minimum shift keying.

A frequência mais baixa e a frequência mais alta são escolhidas e algumas regras são seguidas para gerar o sinal MSK:

- Se os bits pares e ímpares forem 0, então a frequência mais alta f_2 é invertida (f_2 é usada com a fase trocada em 180°)
- Se o bit par for 1, o bit ímpar 0, então a frequência mais baixa f_1 é invertida.
- Se o bit par for 0 e o bit ímpar for 1, então f_1 é tomado sem mudanças de fase.
- Se os dois bits forem 1 a frequência f_2 é utilizada sem alterações.

Em outras palavras, a frequência mais alta é sempre escolhida se os bits pares e ímpares forem iguais, o sinal é invertido se o bit ímpar for 0. Este esquema evita mudanças de fase no sinal MSK resultante.

Ao se adicionar um filtro passa faixas Gaussiano ao esquema MSK, resulta em um MSK Gaussiano (GMSK), este esquema de modulação digital é utilizado por muitos padrões sem fio Europeus (GSM, DECT, HIPERLAN). Este filtro reduz a largura de espectro de frequência necessária para o MSK.

4.3.5- Advanced Phase Shift Keying

O esquema de modulação PSK pode ser melhorado de diversas maneiras. O esquema BPSK básico utiliza apenas uma mudança de fase possível em 180° . O lado

esquerdo da Figura 3.15 mostra o BPSK no domínio da fase. O lado direito da figura 2.27 mostra o PSK de Quadratura (QPSK), um dos esquemas PSK mais comuns.

Aqui, uma taxa de dados maior pode ser alcançada usando a mesma largura de banda e codificando dois bits em uma mesma mudança de fase. Alternativamente, se apenas um bit for codificado pode-se reduzir a largura de banda e continuar alcançando a mesma taxa de dados do BPSK.

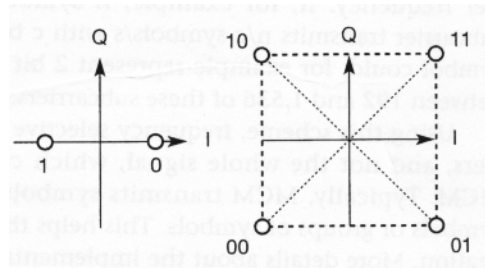


Figura 3.4.15: BPSK e QPSK no domínio da fase.

O QPSK pode ser realizado com duas variações. A mudança de fase pode ser sempre relativa ao sinal de referencia (com a mesma frequência). Se este esquema for utilizado, a mudança de fase de 0 significa que o sinal está em fase com o sinal de referencia. O Sinal QPAK exibirá então uma mudança de fase de 45° para o dado 11, 135° para 10, 225° para 00 e 315° para 01, com todas as mudanças de fase sendo relativas ao sinal de referência.

O transmissor seleciona partes do sinal, como mostrado na Figura 3.16, e os concatena. Para reconstruir os dados, o receptor precisa comparar o sinal de chegada com o sinal de referência. Um problema deste esquema envolve a produção do sinal de referência no receptor. O transmissor e o receptor precisam estar bem sincronizados, pelo uso de padrões especiais de sincronismo antes que os dados dos usuários cheguem.

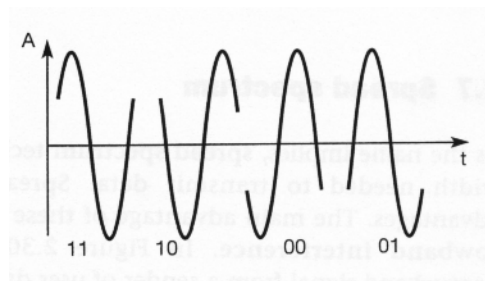


Figura 3.4.16: QPSK no domínio do tempo.

Uma maneira de evitar este problema é utilizando o QPSK Diferencial (DQPSK). Aqui a mudança de fase não é relativa a um sinal de referencia, mas sim relativa a fase dos dois bits anteriores. Neste caso, o receptor não precisa do sinal de referência e precisa apenas comparar dois sinais e reconstruir os dados. O DPSK é usado em tecnologias sem fio Norte Americanas IS-136 e PACS no PHS Japonês.

Pode-se agora pensar na expansão do esquema em mais e mais ângulos para trocas de fase. Para um código de 3 bits por mudança de fase utiliza-se 8 ângulos. A combinação do esquema PSK com o esquema ASK é feita pela modulação de amplitude e quadratura (QAM) nos padrões dos modems de 9.600 bit/s (Figura 3.17). Aqui, três diferentes amplitudes e 12 ângulos são combinados em um código de 4 bits por mudança de fase/amplitude.

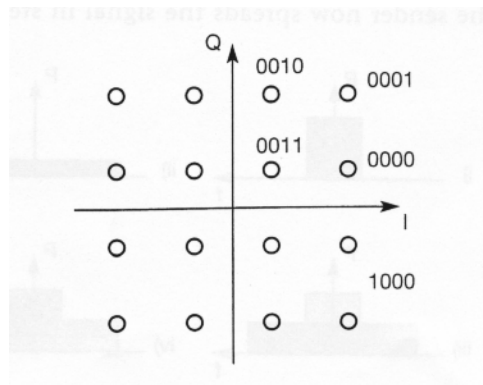


Figura 3.4.17: Modulação de amplitude e quadratura.

Problemas como ruído e ISI podem ocorrer em comunicações sem fio. Quanto maior o número de pontos utilizados no domínio da fase, mais difícil será separá-los. O DPSK se mostrou bastante eficiente quando submetido a estas condições.

4.4- Spread Spectrum

Como o nome sugere, a técnica de *spread spectrum* envolve o espalhamento da largura de banda necessária para a transmissão dos dados. Espalhar a largura de banda possui várias vantagens. A principal vantagem desta técnica é a resistência a interferência de faixa estreita.

Na Figura 3.18, o diagrama i) mostra um sinal faixa estreita idealizado do transmissor de dados (potência P versus a frequência f). O transmissor agora espalha o sinal ii), convertendo o sinal faixa estreita e faixa larga. A energia necessária para

transmitir o sinal (área do diagrama) é a mesma, mas espalhada sobre uma larga faixa de frequência.

Então, o nível de potencia do sinal pode ser muito menor do que no sinal faixa estreita original. Este nível de potência do sinal pode ser menor que ruído de fundo. Isto faz com que seja mais difícil distinguir o sinal do ruído de fundo e então o detectar.

Durante a transmissão, as interferências de faixa estreita e faixa larga são adicionadas ao sinal iii). O receptor sabe como desespalhar o sinal, convertendo o sinal espalhado em um sinal faixa estreita novamente, enquanto espalha a interferência de faixa estreita e deixa a interferência de faixa larga.

No passo v) o receptor aplica um filtro passa faixa para eliminar as frequências da direita e da esquerda do sinal faixa estreita. Finalmente, o receptor pode reconstruir os dados originais pois o nível de potência do sinal é alto o suficiente em comparação com a interferência remanescente.

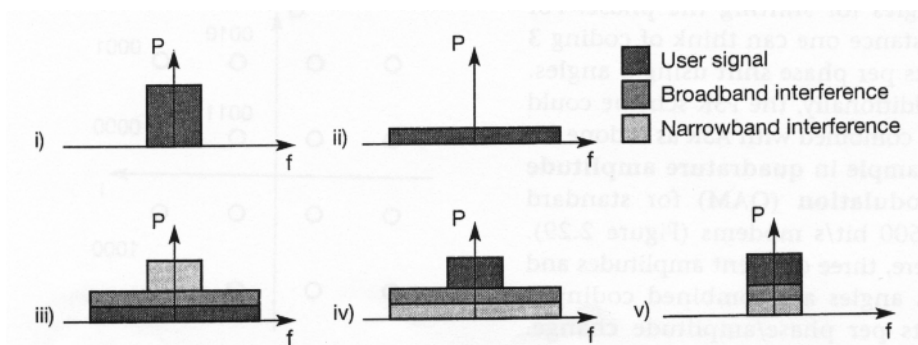


Figura 3.4.18: Spread spectrum espalhando e desespalhando.

Somente o *spread spectrum* ajuda a lidar com a interferência de faixa estreita em um canal. Ela pode ser utilizada por vários canais. Na situação mostrada na Figura 3.19, seis diferentes canais usam FDM para multiplexação. Isto significa que cada canal possui sua banda de frequência estreita para transmissão.

Entre cada banda de frequência o espaço de guarda é necessário para evitar interferência de canal adjacente. A Figura 3.19 também mostra uma certa qualidade de canal. Esta qualidade de canal é dependente da frequência e é uma medida de interferência nesta frequência. A qualidade de canal também varia com o tempo, o diagrama mostra apenas um momento instantâneo.

Dependendo das características do receptor, caso dos canais 1, 2, 5 e 6 que podem receber informações, enquanto que a qualidade dos canais 3 e 4 é muito ruim para reconstruir os dados. A interferência de faixa estreita destrói a transmissão dos canais 3 e 4. Entretanto, esta ilustração representa a situação em um momento instantâneo, a qual pode ser completamente diferente em um outro momento.

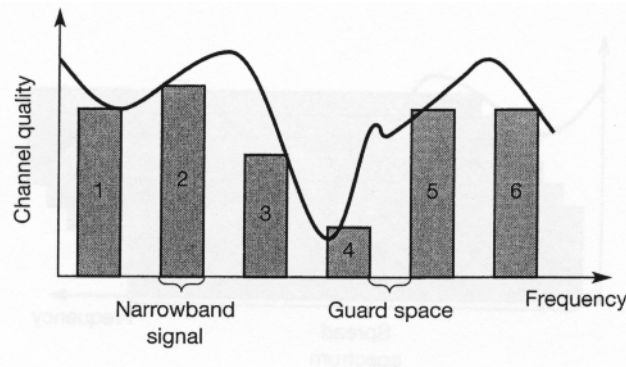


Figura 3.4.19: Interferência de faixa estreita sem spread spectrum.

A comunicação pode se tornar muito difícil com o uso de comunicações de faixa estreita. Como mostrado anteriormente, o *spread spectrum* pode aumentar a resistência contra interferências de faixa estreita. A mesma técnica é agora utilizada em todos os sinais de faixa estreita mostrados no exemplo anterior.

Como mostra a Figura 3.20, todos os sinais de faixa estreita estão agora espalhados em sinais de faixa larga e usando a mesma faixa de frequência. Nem um planejamento de frequência é necessário (sobre este exemplo simplificado), e todos os transmissores usam a mesma banda de frequência.

Para separar os diferentes canais, o CDM é utilizado ao invés do FDM. Esta aplicação mostra o casamento perfeito entre o CDM e o *spread spectrum*. O espalhamento do sinal faixa estreita é feito utilizando códigos especiais que serão mostrados nos dois tópicos posteriores.

A cada canal é alocado um código proprietário, o qual o receptor deve aplicar para recuperar o sinal. Sem o conhecimento do código o sinal não pode ser recuperado e seu comportamento será de ruído de fundo. Este é o efeito de segurança que o *spread spectrum* proporciona se um sinal secreto de codificação for utilizado para o espalhamento. As características que tornam o *spread spectrum* e o CDM muito atrativos para aplicações militares são a co-existência de vários sinais sem a necessidade

de coordenação, robustez contra a interferência de faixa estreita, segurança relativamente alta e características de ruído de fundo.

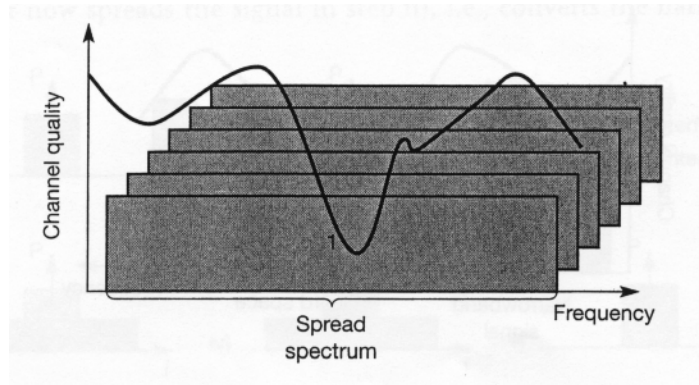


Figura 3.4.20: Spread spectrum para evitar interferência de faixa estreita.

A combinação do *spread spectrum* com o CDM está se tornando cada vez mais atrativa para as aplicações do dia a dia. Como dito anteriormente, as frequências são um recurso escasso no mundo inteiro. O *spread spectrum* proporcionou um leque de novas tecnologias de transmissão com a mesma frequência nas quais os sistemas de faixa estreita estão operando. Isto é feito com o sistema de telefonia móvel nos Estados Unidos.

As tecnologias *spread spectrum* possuem algumas desvantagens. Uma delas é o aumento na complexidade dos receptores que precisam desespalhar o sinal. Hoje em dia o desespalhamento pode ser feito em altas velocidades graças ao processamento de sinal digital. Um outro problema é a larga faixa de frequência necessária quando se espalha o sinal.

Embora os sinais espalhados pareçam mais como ruídos, eles precisam ter maior intensidade que os ruídos e podem interferir com outras transmissões se nem um cuidado especial for tomado.

4.4.1- Spread Spectrum de Sequência Direta

Os sistemas *spread spectrum* de sequência direta (DSSS) capturam uma sequência de bits e executa um XOR com a também chamada sequência quebrada, como mostrado na Figura 3.21. O exemplo mostra que seu resultado é a sequência (0110101) ou seu complemento.

Enquanto cada bit tem a duração de t_b , a seqüência de quebra consiste em pulsos menores, chamados de quebrados, com a duração t_c . Se a seqüência de quebra for gerada corretamente ela parece um ruído aleatório, então esta seqüência é também chamada de seqüência de pseudo-ruído.

O fator de espalhamento $s = t_b/t_c$ determina a largura de banda do sinal resultante. Se o sinal original precisar de uma largura de banda w , o sinal resultante precisará de $s \times w$ após o espalhamento. Enquanto o fator de espalhamento deste exemplo é apenas sete, aplicações civis usam fatores de espalhamento que variam de 10 a 100, e aplicações militares usam fatores superiores a 10.000. Redes locais sem fio que seguem ao padrão 802.11 usam por exemplo a seqüência 10110111000, também chamada de código de Baker, se implementada utilizando DSSS.

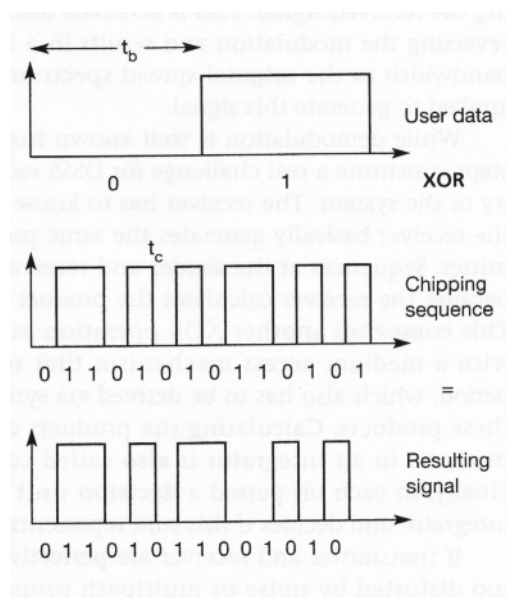


Figura 3.4.21: Espalhamento com DSSS.

Até agora apenas o espalhamento foi explicado. Entretanto, transmissores e receptores que utilizam DSSS precisam de componentes adicionais como mostrado no diagrama de blocos simplificado da Figura 3.22 e da Figura 3.23. O primeiro passo em uma transmissão DSSS é o espalhamento dos dados com a seqüência quebrada (modulação digital).

O sinal espalhado é então modulado em uma portadora de rádio (modulação analógica). Assumindo por exemplo um sinal de 1 MHz, o espalhamento com o código de Baker resultará em um sinal de largura de banda de 11 MHz. A portadora de rádio

altera o sinal para a frequência da portadora (2.4 GHz para banda ISM). O sinal é então transmitido.

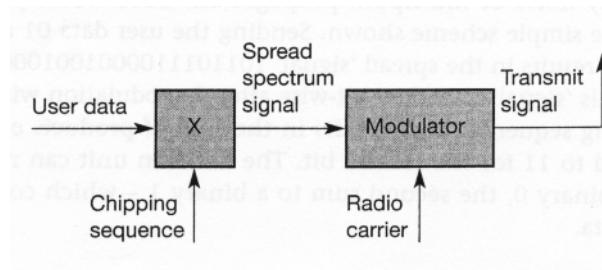


Figura 3.4.22: Transmissor DSSS.

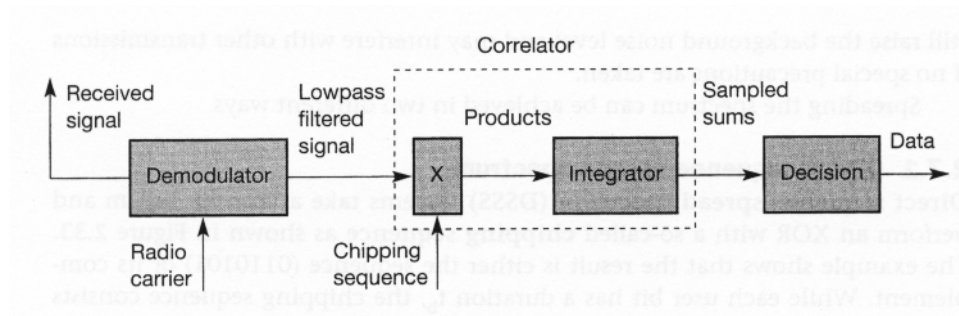


Figura 3.4.23: Receptor DSSS.

A recepção DSSS é mais complexa que a transmissão. O receptor precisa apenas executar o caminho inverso dos dois passos da modulação na transmissão. Entretanto, ruído e propagação por multipercurso fazem necessário mecanismos adicionais para a reconstrução da informação original.

O primeiro passo é o receptor demodular o sinal recebido. Isto é obtido com o uso da mesma portadora utilizada pelo transmissor e resulta em um sinal com aproximadamente a mesma largura de banda do sinal *spread spectrum* original. Filtros adicionais podem ser usados para regerar o sinal original.

Enquanto a demodulação é bastante conhecida dos esquemas de recepção por rádio, os próximos passos constituem em um desafio real para os receptores DSSS, contribuindo para a complexidade do sistema. O receptor deve conhecer a sequência de quebra, o receptor basicamente gera a mesma sequência aleatória do transmissor. A sequência do transmissor e do receptor deve estar precisamente sincronizada, pois o receptor calcula o produto entre a quebra e o sinal de chegada.

O uso de outra operação XOR, junto com o mecanismo de acesso ao meio possibilita o uso deste esquema. Durante o período de bit, o qual deve ser derivado da sincronização, um integrador soma todos estes produtos.

Calculando os produtos das quebras e dos sinais, e adicionando estes produtos ao integrador, temos a chamada correlação. Finalmente, para cada período de bit a unidade de decisão amostra as somas geradas pelo integrador o qual decide se esta soma representa o binário 1 ou 0.

Se o transmissor e o receptor são perfeitamente sincronizados e o sinal não é tão distorcido pelo ruído e pela propagação de multipercurso, o DSSS funciona perfeitamente de acordo com o simples esquema mostrado. Enviando-se a informação 01 e aplicando o código de Baker, resulta no sinal espalhado 1011011100001001000111.

No lado do receptor, a este sinal é aplicado um XOR depois da modulação com o código de Baker e a sequência de quebra. Isto resulta na soma dos produtos igual a zero para o primeiro bit e 11 para o segundo bit. A unidade de decisão pode agora mapear a primeira soma para o binário 0 e a segunda soma para o binário 1 o que constitui no sinal original enviado.

Na vida real, entretanto, a situação é um pouco mais complexa. Assumindo que o sinal demodulado mostra alguma distorção, por exemplo, 1010010100001101000111. A soma dos produtos para o primeiro bit será 2, e 10 para o segundo bit. Mesmo assim, a unidade de decisão pode mapear somas menores que 4 para binário 0 e somas maiores que 7 para o binário 1. Entretanto, é importante permanecer sincronizado ao transmissor do sinal.

No caso da propagação por multipercurso, vários caminhos com diferentes atrasos existem entre o transmissor e o receptor. Os diferentes caminhos podem possuir diferentes perdas. Neste caso, o uso de receptores de varredura pode ser uma solução. Um receptor de varredura usa n correladores para n caminhos. Cada correlator é sincronizado ao transmissor mais um atraso em um caminho específico. Quando o receptor detectar um caminho pelo qual a potência é mais forte, ele designa este caminho junto ao caminho mais fraco ao correlator.

As saídas do correlator são então combinadas e alimentadas a unidade de decisão. Então, os receptores de varredura podem tirar vantagem da propagação de multipercurso pela combinação de diferentes caminhos de forma construtiva.

4.4.2- Spread Spectrum por Salto em Freqüência

Em sistemas *spread spectrum* por salto em freqüência, a disponibilidade total da largura de banda é dividida em vários canais de largura de banda menores mais os espaços de guarda entre os canais. O transmissor e o receptor ficam em um canal por um certo período de tempo e então saltam para outro canal. Este sistema então implementa FDM e TDM. O padrão de canal usado é chamado de seqüência de salto, o tempo perdido em um canal com certa freqüência é chamado de tempo de permanência. FHSS possui duas variações, salto lento e rápido (Figura 3.24).

No salto lento, o transmissor usa uma freqüência por algum período de tempo. A figura 2.36 mostra cinco bits com período t_b . Usando salto lento, o transmissor usa a freqüência f_2 para transmitir os três primeiros bits durante o período de permanência t_d . Então, o transmissor salta para a próxima freqüência f_3 . Sistemas de salto lento são mais baratos e possuem tolerância relaxada, mas eles não são imunes a interferências de faixa estreita como os sistemas de salto rápido.

Em sistemas de salto rápido, o transmissor troca de freqüência várias vezes durante a transmissão de um único bit. No exemplo, o transmissor salta de freqüência três vezes durante um simples período de bit. Sistemas de salto rápidos são mais complexos de se implementar, pois o transmissor e o receptor devem estar em sincronismo com pequena tolerância para que eles façam o salto mais ou menos ao mesmo tempo.

Entretanto, este sistema é muito melhor contra o efeito de interferência de faixa estreita e desvanecimento seletivo de freqüência, pois eles ficam em uma freqüência por um período de tempo muito curto. Um exemplo de sistema FHSS é o Bluetooth, que executa 1.600 saltos por segundo e usa 79 portadoras de salto igualmente espaçadas com 1 MHz na banda ISM de 2.4 GHz.

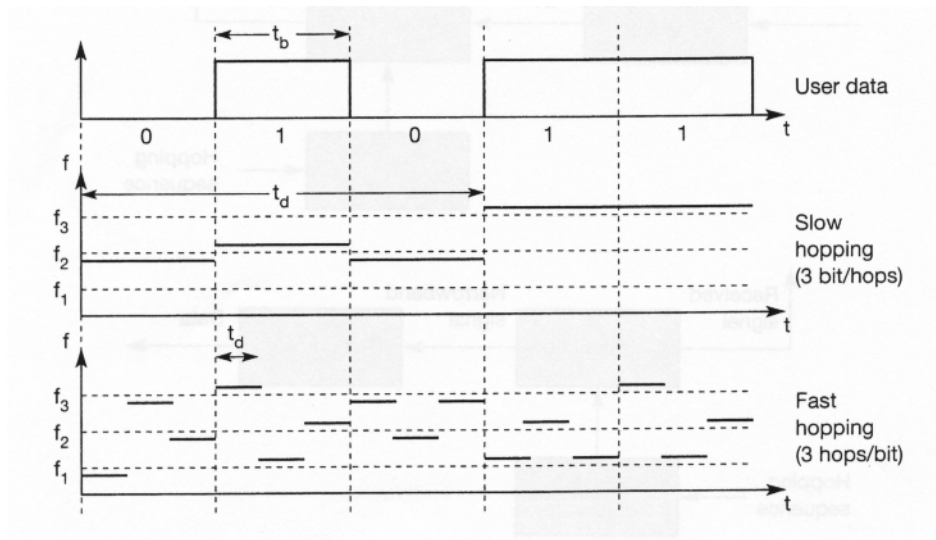


Figura 3.4.24: Lento e rápido salto em frequência.

As Figuras 3.25 e 3.26 mostram um diagrama de blocos FHSS simplificado para transmissores e receptores respectivamente. O primeiro passo na transmissão FHSS é a modulação dos dados de acordo com um dos esquemas de modulação digital, FSK ou BPSK.

O resultado desta modulação é um sinal de faixa estreita, se um sinal FSK é usado a frequência f_0 será o binário 0 e f_1 o binário 1. No próximo passo, o salto em frequência é executado, baseado na sequência de salto. A sequência de salto é alimentada em um sintetizador de frequência que gera as frequências portadoras f_i . A segunda modulação usa o sinal de faixa estreita modulado e a frequência portadora para gerar um novo sinal espalhado com frequência de $f_i + f_0$ para 0 e $f_i + f_1$ para 1 respectivamente.

Se diferentes transmissores usam sequências de salto que nunca se sobrepõem, por exemplo, se dois transmissores nunca usam a mesma frequência f_1 ao mesmo tempo, então estes transmissores não se interferem. Isto requer coordenação de todos os transmissores e suas sequências de salto. Como para sistemas DSSS, sequências de saltos pseudo-aleatórias podem ser utilizadas sem coordenação.

Estas sequências devem preencher algumas especificações para manterem mínimas as possibilidades de interferência. Dois transmissores podem escolher a mesma frequência para salto, mas como o tempo de permanência é pequeno para sistemas de salto rápido então a interferência será mínima.

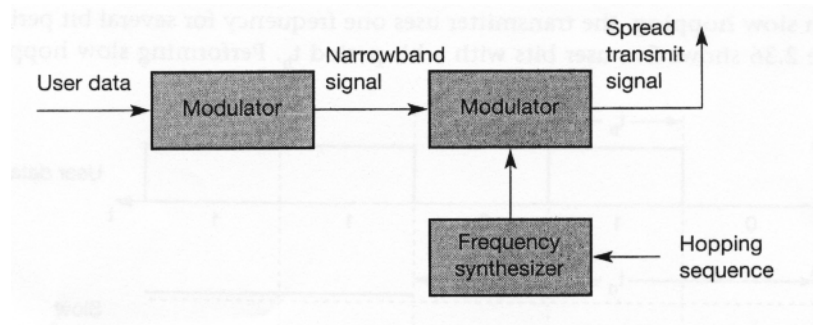


Figura 3.4.25: Transmissor FHSS.

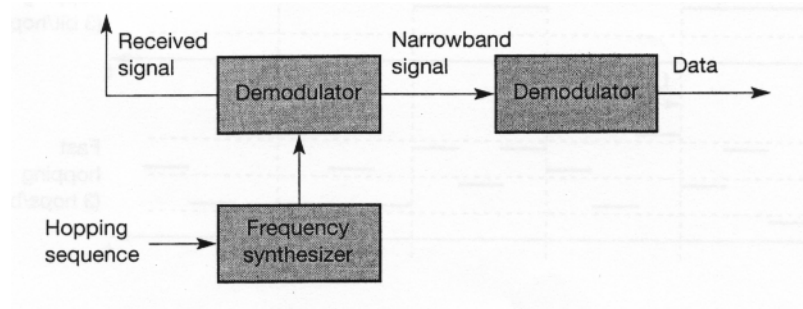


Figura 3.4.26: Receptor FHSS.

Os receptores de sistemas FHSS devem conhecer a sequência de salto e permanecerem sincronizados, e então executar a operação inversa de modulação para reconstruir o sinal.

Comparado ao DSSS, o espalhamento é mais simples utilizando sistemas FHSS. Sistemas FHSS usam apenas uma porção da banda total em um determinado tempo enquanto sistemas DSSS usam toda a largura de banda disponível. Por outro lado, sistemas DSSS são mais resistentes a efeitos de desvanecimento e de multipercurso.

Os sistemas DSSS são muito mais difíceis de detectar, sem o conhecimento do código a detecção destes sinais é virtualmente impossível.

5- SISTEMAS DE ANTENAS PARA REDES LOCAIS SEM FIO

O sistema de antenas utilizado em WLANs é um pouco diferente tecnicamente do sistema celular móvel que utiliza altas potências em comparação com o de WLANs. Algumas das diferenças são: frequências utilizadas, características de propagação, limites de espaço disponível, influência do corpo humana na performance do sistema de antenas e baixa emissão de potência requerida (por motivos de segurança).

Em geral as características dos sistemas de WLANs são comparáveis com os sistemas de rádio portáteis. Muitas das características abaixo são necessárias para a escolha do sistema de antenas a ser utilizado nos terminais da rede. Os outros itens que estão nessa lista servem para dar uma visão geral do sistema WLAN.

1–A probabilidade de não cobertura de uma área dentro de um prédio é menor do que 10^{-4} .

2–A potência média do transmissor portátil é de 5 a 10 mW.

3–As técnicas de acesso via rádio incluem TDMA, ATM e outras, dependendo da aplicação desejada.

4 – Existem de 5 a 20 canais dependendo do tipo específico de aplicação.

5 – Diversidade para atenuação de pequena escala na variação do sinal (opcional).

6 – Taxa de dados flexível com incrementos de 8 kbps.

7 – Alcance de taxas de transmissão em canais de rádio de 400 kbps a 10 Mbps.

8 – A frequência de operação depende, junto com outros fatores, da aplicação específica e pode ser: VHF (450 Mhz); UHF (900 Mhz); 1.800 – 2.300 Mhz; 2.400; 5.725 Mhz e 18 Ghz.

As frequências de operação foram alocadas pela FCC para comunicações de banda estreitas dentro de fábricas, escritórios e similares, enquanto as frequências de 1.800 a 2.300 MHz são dedicadas para sistemas universais de telecomunicações móveis (UMTS – *Universal Mobile Telecommunication Systems*). Por outro lado, as redes sem fio da Motorola usam microondas de baixa potência a 18 GHz.

O sistema de antenas tanto da rede quanto dos terminais podem ser similares. Porém para os terminais há um limite de peso e volume, determinando assim o uso de pequenas antenas junto aos terminais. Na maioria dos casos, no lado do terminal é utilizada uma antena quase omnidirecional, enquanto que, no lado da rede, é utilizado um sistema de antenas direcionais.

Dependendo da área de cobertura, como em corredores, um sistema de antenas com considerável diretividade pode ser utilizado; assim como pode ser utilizado em terminais móveis (dependendo do grau de mobilidade que usuário deseja).

Antenas impressas também podem ser utilizadas com vantagens como: pouco peso e volume, baixo custo e fácil montagem nos terminais móveis, possuem seções de baixo espalhamento, a mudança de polarização (linear, circular) é relativamente fácil com mudanças simples na posição da alimentação e são compatíveis com projetos modulares quando as linhas de alimentação e redes combinadas são fabricadas simultaneamente com as estruturas das antenas.

Para superar a atenuação devido a propagação por multipercurso são utilizadas técnicas de diversidade.

1.2- Antenas Simples

5.1.1- Antenas Filamentares

São as mais comumente utilizadas nos sistemas de comunicação portáteis por serem simples e de baixo custo. Conhecidas como dipolos de vários comprimentos podem ser utilizados como elementos estruturais básicos para formar *arrays* ou esquemas de diversidade. Antenas em espiras podem ser utilizadas nos terminais por ter funcionamento em estruturas planas.

No estudo de sistemas de antenas as referências são geralmente feitas a um dipolo simples, também chamado de dipolo infinitesimal ou dipolo Hertziano.

Essa antena é formada por um condutor de comprimento muito pequeno (comprimento físico muito menor que o comprimento de onda da freqüência de operação) de forma que a distribuição da corrente é considerada constante ao longo do seu comprimento (Figura 4.1).

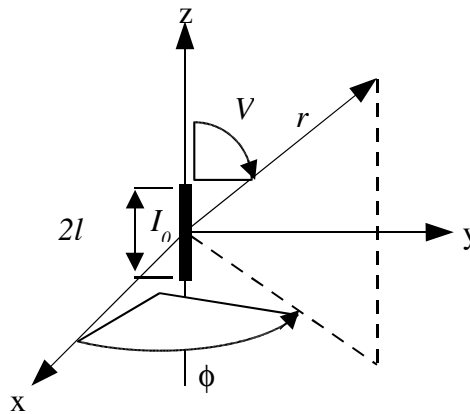


Figura 4.5.1: Antena dipolo infinitesimal genérica.

A distribuição de campos irradiados para zonas distantes é dado por:

$$E_v = \frac{2 j k I_0 l \cdot \sin(\theta) e^{-jkr}}{4 \pi r}$$

$$H = E_v / \eta$$

onde:

$$\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 120 \cdot \Omega \quad (\text{para o espaço livre})$$

E_v – campo elétrico

H – campo magnético

$K = 2\pi / \lambda$ (nº de ondas)

Como se pode perceber da equação acima, o dipolo elementos tem um máximo em $\theta = \pi/2$ e reduz em $\theta = 0$ ou $\theta = \pi$. Esta antena irradia de forma omnidirecional em relação a ϕ .

O vetor de Poynting, definido como $\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}$ é dado por:

$$P_n = \frac{k^2 I_0^2 (2l)^2 \sin^2(\theta)}{32 \pi^2 r^2} \quad \text{W/m}^2$$

e a energia total irradiada é dada por:

$$W_{av} = 40 \pi^2 I_0^2 (2l)^2 \quad \text{W}$$

A resistência de irradiação (resistência que dissiparia a mesma potência com o mesmo fluxo de corrente) é dada por:

$$R_r = 80 \pi^2 (2l/\lambda)^2 \Omega$$

A polarização de qualquer dipolo é linear (na mesma direção do seu eixo). Todas as antenas possuem efeitos diretivos, ou seja, a intensidade de irradiação não é homogênea em todas as direções da antena. A propriedade de irradiar mais fortemente em algumas direções é denominada diretividade. A diretividade é definida como a razão da densidade de potência máxima pela densidade média da esfera completa.

$$D = P/P_{av}$$

No caso do dipolo infinitesimal a diretividade é:

$$D = 1,5$$

Relacionado com a diretividade tem-se o ganho. Esta característica mede as perdas de potência que podem ocorrer no sistema de antenas. O ganho é dado por:

$$G = \eta \cdot D$$

onde η é a eficiência da antena, calculada pela razão da potência irradiada pela potência de entrada.

Nos casos onde o comprimento da antena não é insignificante em relação ao comprimento de onda, as propriedades da antena são um pouco diferentes dos dipolos infinitesimais. A distribuição de corrente não é considerada constante e é assumido o seguinte:

$$I(z) = \begin{cases} I_m \sin[k(l+z)] & z > 0 \\ I_m \sin[k(l-z)] & z < 0 \end{cases}$$

Ficando a distribuição de campo da forma abaixo:

$$E_\nu = j I_m e^{-jkr} [\cos(kl \cos \nu) - \cos kl] / [2 r \sin \nu]$$

$$H = E_\nu / \eta$$

A média no tempo do vetor de Poynting pode ser calculada pela relação:

$$P_r = |E_\nu| |H| / 2$$

A potência total irradiada e resistência de radiação são dadas por:

$$W_{av} = n I_m^2 / 4 \int_0^\pi [\cos(kl \cos \nu) - \cos kl]^2 / \sin \nu d\nu$$

$$R_r = 2 W_{av} / I_m^2$$

Para um dipolo de meio comprimento de onda ($\lambda/2$) o padrão de irradiação tem um máximo em $\nu = \pi/2$ e é zero em $\nu = 0$ ou $\nu = \pi$. A diretividade é $D = 1,64$ e a resistência de irradiação $R_r = 73,09$ Ohms. Para dipolos longos o padrão de irradiação pode ser composto por um ou mais lóbulos laterais além do lóbulo principal.

Uma característica que possui papel importante no projeto de um sistema de antenas é a impedância de entrada, a qual geralmente é a impedância da própria antena, que é a impedância medida nos terminais de entrada da antena no espaço livre e a impedância mútua que existe deste o ponto de casamento, assim como entre outros elementos da antena ou entre a antena e obstáculos refletivos.

Por outro lado a impedância da antena componentes resistiva e reativa, sendo que a componente resistiva compõe a resistência de irradiação e a resistência de perdas, a qual é causada por dissipação e perdas ôhmicas na estrutura da antena.

A resistência de irradiação para qualquer dipolo é dada pela equação anterior. A impedância total de entrada de qualquer dipolo pode ser medida em termos do coeficiente de reflexão da antena r , e é dada por:

$$Z_{in} = Z_0 (1 + r) / (1 - r)$$

Onde Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão que esta conectada ao sistema da antena.

5.1.2- Antenas de Abertura

De acordo com a teoria de eletromagnetismo, campos que atravessam uma abertura podem provocar irradiação no espaço. Quando a abertura é pequena o suficiente para irradiar uma quantidade razoável de potência, ela deve ser ressonante.

Uma abertura estreita ressonante de meio comprimento de onda tem muitas semelhanças com o dipolo de meio comprimento de onda, mas os campos elétrico e magnético são alternados.

A antena de abertura pode ser um irradiador eficiente para as WLANs pois, dependendo da freqüência de operação, requer um pequeno espaço para instalação, mas, como para WLANs são utilizadas freqüências acima de 900 Mhz, as dimensões desta antena são convenientes. Podem ser utilizadas em combinação com antenas de micro-

faixa para formar um esquema de diversidade de campo. Para verificar as características das antenas de abertura uma antena de simples (Figura 4.2) será examinada.

O padrão de irradiação dessa antena pode ser determinado pelas correntes que correm na superfície condutora, mas em geral, uma abertura em um plano de terra infinito é equivalente a distribuição das correntes magnéticas confinadas na área da abertura, de modo que os campos irradiados podem ser determinados pela integral dessa área. No caso da configuração de antena mostrada na Figura 4.2, as componentes dos campos elétricos distantes são:

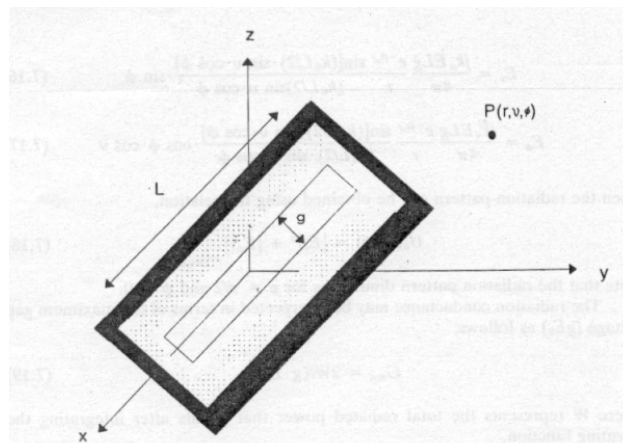


Figura 4.5.2: Antena de abertura genérica.

$$E_v = (-jk_0/4) \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-g/2}^{g/2} (x \cdot \sin v \cdot \cos(-M_x \sin \theta) + y \cdot \sin v \cdot \cos(M_x \cos \theta)) \cdot \exp[jK_0 r] \cdot e^{-jk_0 r/r} dx dy$$

$$E = (jk_0/4) \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-g/2}^{g/2} (x \cdot \sin v \cdot \cos(M_x \cos \theta) + y \cdot \sin v \cdot \cos(M_x \sin \theta)) \cdot \exp[jK_0 r] \cdot e^{-jk_0 r/r} \cdot \cos v \cdot \cos \theta dx dy$$

Onde M_x representa a corrente magnética de superfície que pode ser expressa em termos do campo elétrico na abertura E_y . E_y é a única componente da distribuição de campo elétrico da abertura. Se as dimensões da abertura forem muito menores que o comprimento de onda, é possível assumir que o campo elétrico da abertura (E_y) é constante ($E_y = E_0$). Dessa forma $M_x = E_0$ e as equações anteriores ficam da seguinte forma:

$$E_v = \frac{jk_0 ELg}{4} \cdot \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \frac{\sin[(k_0 L/2) \cdot \sin v \cdot \cos \theta]}{(k_0 L/2) \cdot \sin v \cdot \cos \theta} \cdot \sin \theta$$

$$E = \frac{jk_0 ELg}{4} \cdot \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \frac{\sin[(k_0 L/2) \cdot \sin v \cdot \cos \theta]}{(k_0 L/2) \cdot \sin v \cdot \cos \theta} \cdot \cos \theta \cdot \cos v$$

Então o padrão de irradiação pode ser obtido usando a relação:

$$U_E(v, \theta) = |E_v|^2 + |E_\theta|^2$$

É possível notar que o padrão de irradiação diminui para $v = \pi/2$ e $\phi = 0$. A condutância de irradiação pode ser interpretada em termos de máximo *gap* de voltagem (gE_0) como pode ser visto abaixo:

$$G_{slot} = 2W / (g \cdot E_0)^2$$

Onde W representa a potência de irradiação total resultante da integração da função de Poynting.

5.1.3- Antenas de Microfita

Vários tipos de antenas impressas com perfil plano podem ser utilizados em sistemas de comunicação sem fio. Elas possuem as seguintes características:

- O perfil de uma antena de microfita e de uma dipolo impresso é fino
- Os procedimentos para fabricação são simples
- A polarização pode ser tanto circular quanto linear, sendo a linear a mais adequada para a maioria das aplicações. Em outros casos como, por exemplo, em comunicações via satélite a polarização circular é necessária.
- Nas antenas de microfita é possível operar em frequência dupla, porém é preciso ter uma boa flexibilidade de formato de forma que possam ser construídas sobre qualquer formato.
- Por outro lado existe irradiação falsa.
- A largura de banda desse tipo de antena fica em torno de 15 MHz quando a frequência de operação é de 900 MHz e pode ser alargado quando a frequência de operação aumenta.

Como vantagens tem-se:

- Pouco peso e volume.
- Baixo custo.
- Fácil montagem no terminal móvel.
- Seção de baixo espalhamento.
- A mudança de polarização (linear, circular) é fácil com mudanças simples na posição da alimentação da antena.
- São compatíveis com projetos modulares.

- Linhas de alimentação e redes casadas são construídas simultaneamente com a estrutura das antenas.

E desvantagens que devem ser levadas em consideração para se escolher o melhor tipo de sistema de antenas tanto para a rede quanto para o terminal:

- Possui largura de banda estreita em comparação com as antenas de microondas convencionais.
- Alta taxa de perda.
- Irradiação em apenas um hemisfério.
- Ganho máximo limitado (< 18 dB).
- Baixa performance de irradiação *end-fire*.
- Baixa capacidade de potência.
- Pouca isolamento entre a fonte e os elementos de irradiação.

Uma configuração simples é a retangular (Figura 4.3). Vários modelos foram desenvolvidos para estudar as propriedades dessas antenas.

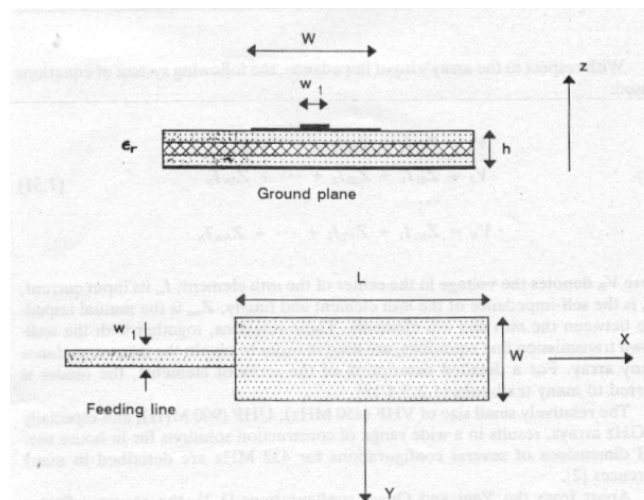


Figura 4.5.3: Antena de microfita retangular.

Os resultados formaram as fórmulas empíricas apresentadas a seguir. Para o campo elétrico distante tem-se as seguintes relações:

$$E_v = K \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \cos(k_0 h \sqrt{\epsilon_r} \cos v) \cos \left[\frac{\sin[(\dots) W / \dots] \sin v \cdot \sin \dots}{\sin v \cdot \sin} \right] \cdot \cos \left[\frac{(\dots) W / \dots \sin v \cdot \cos \dots}{\sin v \cdot \cos} \right]$$

$$E = K \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \cos(k_0 h \sqrt{\epsilon_r} \cos v) \cos v \cdot \frac{\sin[(\dots) W / \dots] \sin v \cdot \sin \dots}{\sin v} \cdot \cos \left[\frac{(\dots) W / \dots \sin v \cdot \cos \dots}{\sin v \cdot \cos} \right]$$

A distribuição do campo magnético pode ser derivada da distribuição de campo elétrico.

A diretividade é dada pela relação:

$$D = 8 \cdot W^2 \dots^2 / (I_1 \dots^2)$$

onde

$$I_1 = \int_0^n \sin^2((\dots) \cdot W \cos v) / (\dots)_0 \cdot \tan^2 v \cdot \sin v \cdot dv$$

A resistência de irradiação é dada por:

$$R_r = 120 \cdot \dots^2 / I_1^2$$

E a frequência ressonante da estrutura é:

$$f_r = (c/2) \sqrt{\epsilon_{re}} (L + I)$$

onde

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot (1 + 10 h / W)$$

e

$$I = 0,824 h \frac{(\epsilon_{re} + 0,3) \cdot (W/h + 0,264)}{(\epsilon_{re} - 0,258) \cdot (W/h + 0,813)}$$

5.2- Antenas Direcionais

Dependendo do tipo de área de cobertura os sistemas de antenas devem ter um certo nível de diretividade. Em geral um arranjo de vários irradiadores elementares já é suficiente para obter uma boa diretividade. Aumentando a diretividade é possível obter antenas com altos ganhos. Isto permite uma redução considerável na potência total transmitida para um sinal de mesma força do lado receptor.

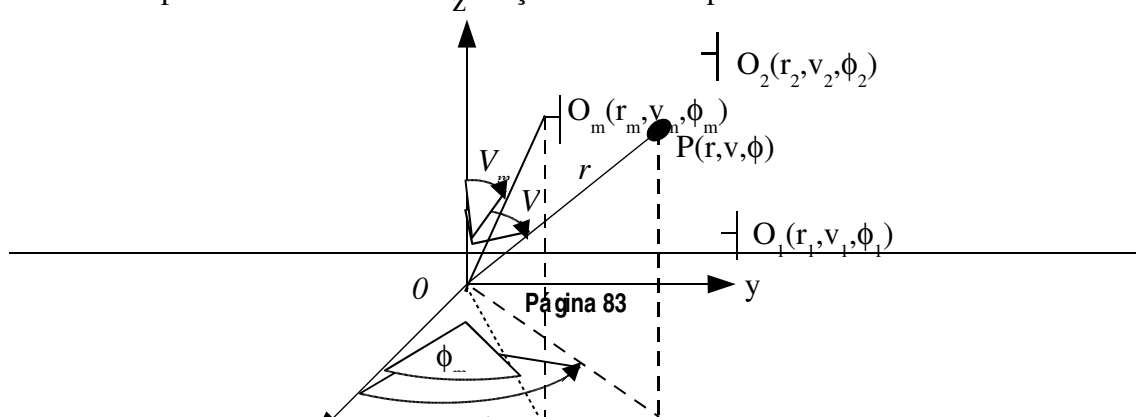


Figura 4.5.4: Arranjo genérico de N elementos.

Considerando o arranjo de N elementos (Figura 4.4) o vetor de irradiação da estrutura é dado por:

$$\bar{N} = \sum_m \bar{N}_m \cdot e^{jkr_m \cdot \cos \chi_m}$$

Onde \bar{N}_m é a irradiação do m -ésimo elemento, k é o número de onda e

$$\cos \chi_m = \cos \theta_m \cos \theta + \sin \theta_m \sin \theta \cos(\phi_m - \phi)$$

Onde r_m , θ_m e ϕ_m são as coordenadas esféricas da posição do m -ésimo elemento; e r , θ , e ϕ são as coordenadas da posição onde o campo de irradiação é expresso.

Quando os elementos elementares são idênticos, tem a mesma orientação e são excitados com uma amplitude relativa C_m e fase α_m para o m -ésimo elemento, o campo elétrico do arranjo é dado por:

$$\bar{E}(r, \theta, \phi) = \bar{f}(\theta, \phi) \cdot \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} \cdot \sum_{m=1}^N C_m \cdot \exp(j\alpha_m + jkr_m \cdot \cos \chi_m)$$

Onde $\bar{f}(\theta, \phi)$ é padrão de campo elétrico irradiado para um antena elementar usada em um arranjo.

A impedância de entrada do arranjo é dado que:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + \dots + Z_{1N}I_N$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + \dots + Z_{2N}I_N$$

$$\vdots$$

$$V_N = Z_{N1}I_1 + Z_{N2}I_2 + \dots + Z_{NN}I_N$$

Onde V_N é a voltagem no centro do N -ésimo elemento, I_N é a sua corrente de entrada, Z_{NN} é a sua própria impedância, e Z_{NM} é a impedância mútua entre os

elementos. Destas relações junto com as equações de linhas de transmissão podem ser obtidas as impedâncias de entrada de qualquer arranjo.

A pequena dimensão dos arranjos para 450 MHz (VHF), 900MHz (UHF) e principalmente para 1,7 MHz os torna interessantes para o uso em ambientes fechados.

Quando um único elemento diretor é utilizado, a parte refletora pode formar um ângulo, de modo que há um aumento de ganho e um melhor padrão de irradiação. Na frequência de 450 MHz a dimensão do refletor assume proporções práticas e em frequências de 900 MHz ou acima, os refletores práticos se aproximam de dimensões ideais, ou seja, muito maior que o comprimento de onda, resultando em maior ganho.

Este tipo de arranjo tem como vantagens a facilidade de construção, é do tipo *broadband* e tem ganho de 10 a 15 dB. A orientação desse tipo de antena também é simples, o ângulo formado pela parte refletora pode ser 90°, 60° ou 45° , sendo que o comprimento lateral precisa ser 0,25, 0,35 e 0,5 r espectivamente.

A resistência de irradiação é função do espaçamento entre a alimentação e a ponta do refletor, e pode assumir valores entre 20 e 100 para espaços de 0,2 a 0,4 aproximadamente (para ângulo de 90°). Antenas de canto refletor podem ser construídas eficientemente para uma larga faixa de frequências, desde VHF até acima de 25 GHz.

Quando o usuário não estiver se movendo durante a utilização do equipamento, os sistemas de antenas direcionais são bastante efetivos.

5.3- Diversidade de Recepção

Inicialmente eram usadas antenas convencionais para sistemas de comunicação em ambientes fechados. Um dos problemas mais sérios nestes tipos de sistemas é que a comunicação é interrompida quando a antena receptora é colocada nas áreas de mínimo da distribuição do campo elétrico da onda estacionária.

A qualidade do sinal recebido sofre influência, principalmente, de dois problemas dos ambientes *wireless*. O primeiro é relacionado com a atenuação do sinal causado pelo efeito de sombreamento. O segundo é relacionado com a atenuação do sinal causado pela propagação por multipercurso (*multipath*). Em ambientes fechados o segundo problema é o mais crítico.

O pior caso ocorre quando há algum tipo de bloqueio da onda direta entre as antenas receptora e transmissora que cause interferência (temporariamente ou permanentemente) na transmissão.

Na maioria dos casos o espalhamento das ondas alcança uma abertura de 360° ao redor da antena, resultando em uma grande dependência da potência do sinal. A utilização de técnicas de diversidade pode ser uma solução para este problema sem ter a necessidade de aumentar a potência de radiação do sistema.

Quando se usa diversidade de recepção, as mudanças principais são feitas na largura de banda requerida e no comprimento da antena. A Tabela abaixo mostra os diferentes esquemas de diversidade

Tipo de Diversidade	Extensão da Largura de Banda	Tamanho da antena
Espaço	Zero	Aumenta
Freqüência	Dobro	Não muda
Polarização	Zero	Aumenta
Campo	Zero	Aumenta um pouco
Tempo	Dobro	Não muda

Tabela 4.5.1: Esquemas de diversidade.

A seguir serão comentados alguns esquemas de diversidade microscópica.

5.3.1- Diversidade de Espaço

No caso de pouca distância entre os elementos da antena, a atenuação do sinal recebido por esses elementos é menos **correlacionada**. O espaçamento de 0,25 λ é uma boa regra mas não é a única. Em freqüências acima de 1 GHz, o espaçamento é menor que 7,5 cm.

A melhor regra a ser seguida pode ser obtida através de medições dentro do ambiente a ser utilizado, mas isso depende da freqüência de operação e do tipo dos elementos utilizados (antenas dipolo, microfita, etc...).

5.3.2- Diversidade de Freqüência

Pode ser usada em WLANs de baixa velocidade e telefones sem fio. Porém o uso de diversidade de freqüência não deve ser usado em WLANs de alta velocidade devido às limitações na largura de banda do sistema.

5.3.3- Diversidade de Polarização

O uso de duas componentes de polarização (normalmente com polarização vertical) resulta da **emissão** de dois sinais atenuados não **correlacionados** no receptor. Um possível efeito indesejado desse método é a redução de potência de 3 db na transmissão.

5.3.4- Diversidade de Tempo

Não deve ser utilizado em ambientes fechados, pois não resolve o problema de atenuação devido a propagação por multipercurso, principalmente quando o receptor permanece no mesmo local. Necessita também de mais largura de banda disponível.

A diversidade de recepção tende a reduzir a atenuação do sinal combinado na saída, aumenta a confiabilidade do equipamento e aumenta a razão do sinal ruído da saída combinado. Na Figura 4.5 é mostrado um esquema simplificado de um sistema de recepção baseado na diversidade de recepção.

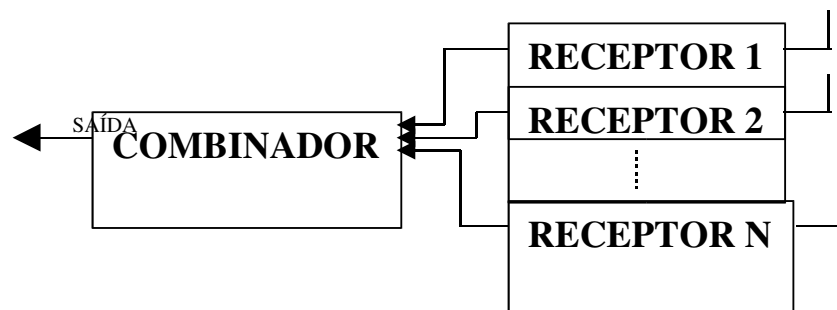


Figura 4.5.5: Diagrama de blocos simplificado da diversidade de recepção.

As N antenas receptoras podem ser separadas no espaço ou ter polarizações diferentes ou ser de naturezas diferentes. Os sinais recebidos por cada antena são transladados para a banda de frequência na banda base ou numa frequência intermediária. Então os sinais são combinados em um estágio separado, gerando assim o sinal de saída combinado.

5.4- Técnicas de Combinação

5.4.1- Combinação Seletiva

Nesse esquema o combinador utiliza o receptor com o máximo de potência de saída. A análise da performance de cada combinador é feita em termos da razão sinal ruído. Em ambientes fechados a função densidade de probabilidade da razão sinal ruído é dada por:

$$p(s) = \frac{1}{s_0 \exp(-s/s_0)}$$

onde s_0 é a razão da potência média da portadora dividida pela potência do ruído médio.

Este modelo é válido quando se assume que o sinal tem distribuição de Rayleigh e é recebido na presença de um ruído Gaussiano.

A distribuição de probabilidade cumulativa do sinal com máxima potência que é conseguido dos N ramos de diversidade do combinador da Figura 4.5 é expresso por:

$$p_N(s) = [1 - \exp(-s/s_0)]^N$$

Para obter a fórmula acima os valores dos **quadrados médios locais** são assumidos independentes enquanto o ruído em cada ramo de diversidade é assumido como aditivo e independente do sinal.

A razão sinal ruído médio na saída do combinador é:

$$(S/N)_{\text{médio}} = \int_0^{\infty} s \frac{dP_N(s)}{ds} ds = s_0 \sum_{i=1}^N \frac{1}{i}$$

da relação acima verifica-se que, no caso de 2 ramos de diversidade, há um aumento da razão média de sinal ruído de um fator de 1,5, pelo menos teoricamente.

Um sistema um pouco diferente e mais prático do que o citado anteriormente é o chamado sistema de escaneamento de diversidade. Nesse sistema não é procurado o melhor ramo, mas um que seja aceitável (**em faixas predeterminadas**).

5.4.2- Combinação por Razão Máxima

Nesta técnica cada sinal de cada ramo possui um peso, determinado pelo coeficiente w_i . O sinal de saída do combinador é calculado por:

$$r_{total} = \sum_{i=1}^N w_i \cdot r_i$$

Onde r_i é o valor do sinal no braço i .

O ruído total na saída do combinador é dado por:

$$n_{total} = n \cdot \sum_{i=1}^N w_i^2$$

onde n representa o ruído do canal de comunicação *indoor*. Usando as duas relações anteriores, a razão sinal ruído resultante na saída do combinador fica:

$$(S/N) = \frac{(r_{total})^2}{2 \cdot n_{total}}$$

a razão sinal ruído é máxima quando os fatores de peso w_i são selecionados para serem iguais a razão r_i/n . Utilizando esta seleção a fórmula da razão sinal ruído se torna:

$$(S/N)_{total} = \sum_{i=1}^N (S/N)_i$$

onde $(S/N)_i$ é a razão sinal ruído de cada ramo.

A razão média do sinal ruído na saída do combinador fica, então, da seguinte forma:

$$(S/N)_{média} = N \cdot s_0$$

Da relação acima se verifica que, para o caso de dois ramos de diversidade, há um aumento da razão média de sinal ruído de um fator de 2, pelo menos teoricamente.

5.4.3- Combinação por Ganho Igual

O combinador por ganho igual simplesmente adiciona os sinais dos ramos de diversidade. Seu princípio é semelhante à combinação por razão máxima, mas o fator de peso é igual a 1. Nesse caso a razão média sinal ruído na saída do combinador está relacionada com a portadora de potência média, dividida pelo ruído de potência médio (S_0), resultando em:

$$(S/N)_{\text{média}} = s_0 \cdot [1 + (n-1) \quad / 4]$$

Dessa relação verifica-se que há um aumento da razão média de sinal ruído de um fator de aproximadamente 1,785 no caso de dois ramos no combinador de diversidade.

5.5- Exemplos de Diversidade de Antenas

5.5.1- Sistema de Diversidade de Antenas Composto por 2 Monopolos Sobre o Solo

Este sistema de diversidade de antena consiste de um plano de terra e 2 monopolos de $\lambda/4$ sobre este plano como mostra a Figura 4.6. Os dois sinais originados dos dois monopolos são combinados usando uma junção T balanceada de forma que o ganho combinado é empregado.

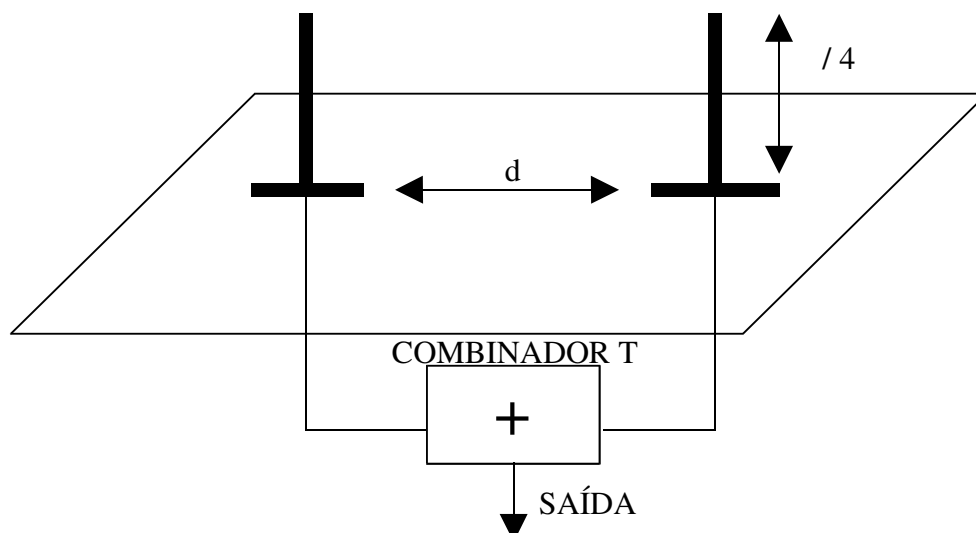


Figura 4.5.6: Configuração de um sistema de antenas com diversidade espacial simples.

Para medir a influência da diversidade espacial no sistema de antenas em ambientes fechados **A. Santamaría et al** realizou medições dentro de um típico corredor de um grande prédio, numa freqüência de 900 MHz.

Um exemplo dos níveis do sinal recebido medidos é mostrado nos gráficos abaixo. O gráfico mostrado na Figura 4.7 corresponde a uma antena receptora monopolo, enquanto o gráfico da Figura 4.8 corresponde ao esquema de diversidade espacial com dois monopolos e espaçamento de $\lambda/2$.

Foram medidas 500 amostras por segundo e durante o tempo de medição a antena do sistema receptor foi movida com uma velocidade média de 0,02 m/s.

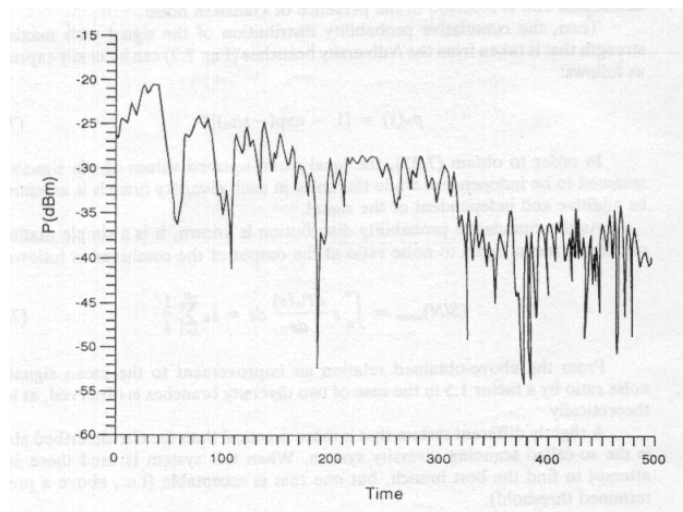


Figura 4.5.7: Nível de sinal recebido por um monopolo.

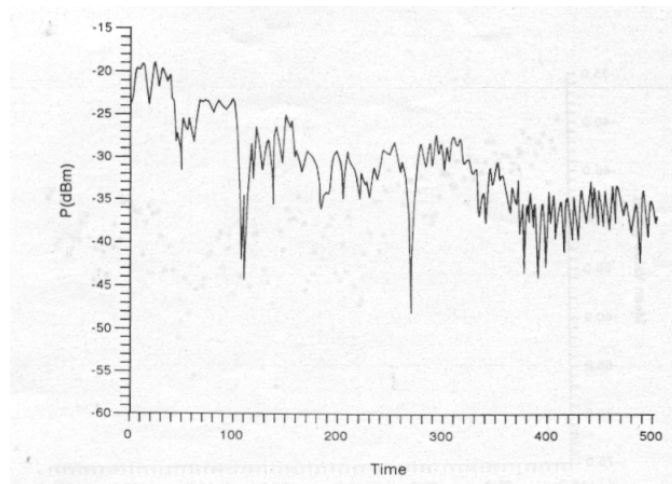


Figura 4.5.8: Nível de sinal recebido por dois monopolos com espaçamento de $\lambda/2$.

Ao se comparar os dois gráficos acima pode-se perceber que é mais vantajoso utilizar a diversidade espacial.

Foram feitas também 50 medidas estáticas a cada 0,5 m, para uma distância de 85 m. Para cada amostra o valor médio e o desvio padrão foram calculados, resultando nos gráficos das Figuras 4.9 e 4.10 para a antena monopolo e gráficos das Figuras 4.11 e 4.12 para o sistema com diversidade espacial.

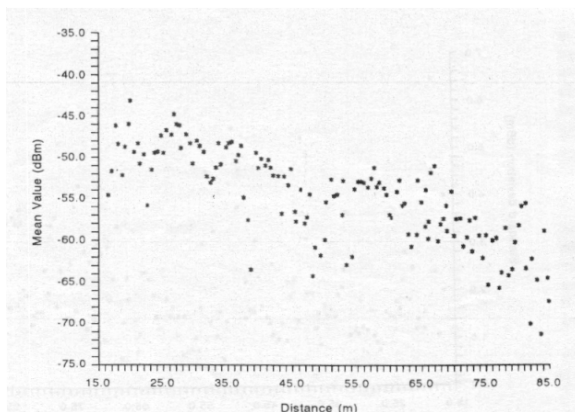


Figura 4.5.9: Valor médio m do sinal recebido por um monopolo.

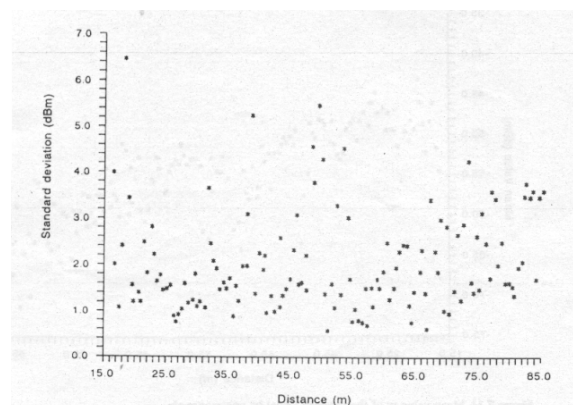


Figura 4.5.10: Desvio padrão do sinal recebido por um monopolo.

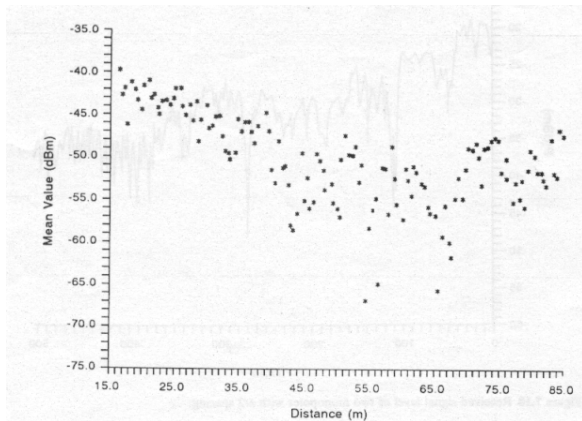


Figura 4.5.11: Valor médio do sinal recebido por dois monopolos com espaçamento de $\lambda/2$.

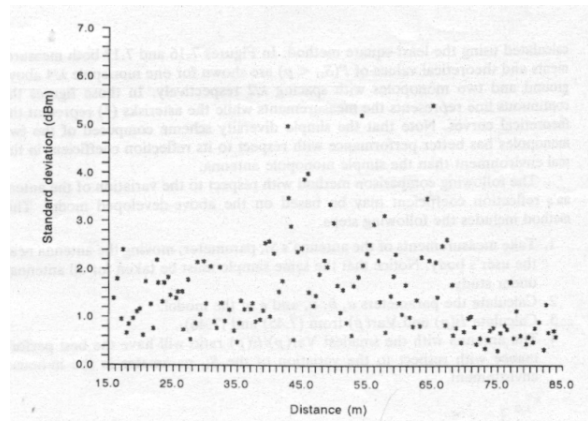


Figura 4.5.12: Desvio padrão do sinal recebido por dois monopolos com espaçamento de $\lambda/2$.

Estes gráficos mostram que o sistema com diversidade espacial reduz o efeito de atenuação devido a propagação por multipercurso.

5.5.2- Uma Pequena Antena Impressa Composta por uma Antena de Abertura e um *Wide Strip*

Um dos grandes problemas nas transmissões em ambientes fechados é que a comunicação é, às vezes, interrompida quando a antena receptora se encontra nas áreas de mínimo da distribuição de onda estacionária dos campos elétricos.

Em ambientes fechados a distribuição do campo eletromagnético pode sofrer influência das múltiplas reflexões e do espalhamento das ondas transmitidas, resultando em distribuição de onda estacionária ou rotação de polarização. Esta antena supera as ondas estacionárias, pois é baseada na recepção do sinal transmitido através dos campos magnético e elétrico.

Uma configuração possível é um sistema de antenas composto por uma antena *slot* de meio comprimento de onda e um dipolo *wide-strip*. Os padrões de irradiação deste tipo de antena podem ser verificados nos gráficos das Figuras 4.7, 4.13 e 4.14 respectivamente.

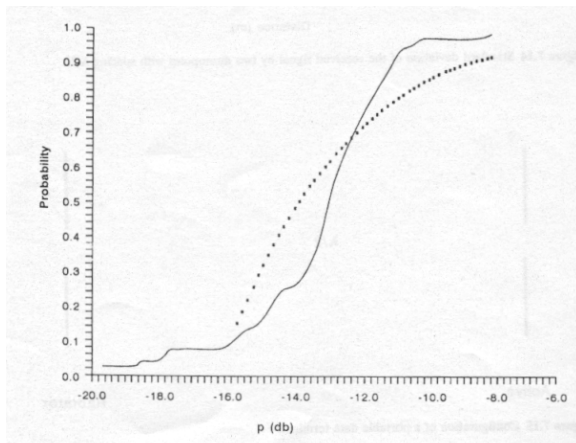


Figura 4.5.13: Distribuição de intensidade cumulativa do coeficiente de reflexão de um monopólio simples.

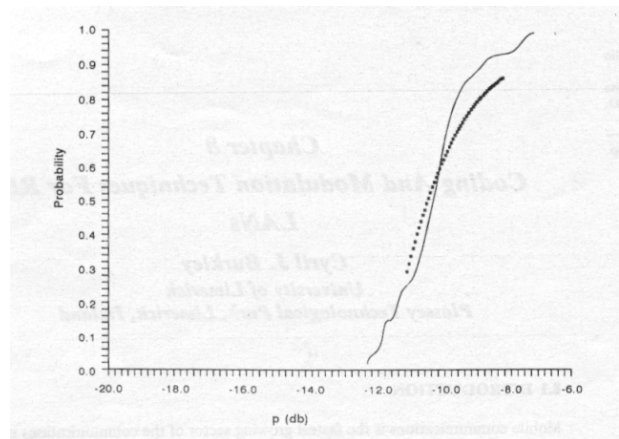


Figura 4.5.14: Distribuição de intensidade cumulativa do coeficiente de reflexão de dois monopólios com espaçamento de $\lambda/2$.

Um **combinador passivo de sinal** pode ser utilizado como um mecanismo simples de combinação neste esquema de diversidade.

Este tipo de antena pode ser colocado nos dois lados de uma placa de circuito impresso e o espaço entre os elementos pode ser o menor possível. Os gráficos foram obtidos para este tipo de sistema de antena operando a 320 Mhz.

5.5.3- Terminal de Dados Portátil

Os requisitos de irradiação para os terminais de dados portáteis são um pouco diferentes dos adotados nos tradicionais telefones sem fio. Em um ambiente doméstico os objetos que estão na vizinhança da antena emissora podem ser previstos pelos telefones móveis. Por exemplo, a antena do telefone móvel pode estar na frente do rosto de uma pessoa e haver alguns metros de espaço livre ao redor da cabeça do usuário.

Para terminais de dados portáteis a situação é um pouco diferente. Em geral espera-se que o terminal irradie de qualquer posição em uma vizinhança de superfícies condutoras ou não condutoras (como por exemplo em cima de uma placa de metal, dentro de uma pasta, etc).

A antena desenvolvida para esta aplicação específica é um irradiador de linha de transmissão com comprimento de $\lambda/2$ (operando em 800 MHz). A antena é formada

por 4 irradiadores verticais, conforme Figura 4.15. Apenas um é alimentado ativamente pelo transmissor, os outros são excitados pelo casamento com a linha de transmissão.

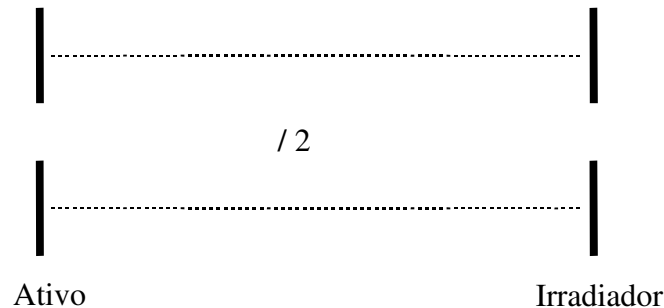


Figura 4.5.15: Configuração de um sistema de antenas para um terminal de dados portátil.

Os dois elementos verticais de cada lado são casados de forma que irradiem como um único dipolo curto (com polarização de campo vertical). A linha de transmissão é desbalanceada e irradia um campo elétrico com polarização ortogonal com o irradiado pelos antenas verticais.

Essa polarização é irradiada mesmo se a caixa do rádio estiver deitada em uma superfície condutora (como uma placa de metal). Nesta situação o sistema de antenas é baseado parcialmente em diversidade de polarização.

Esse tipo de antena, devido a suas particularidades de construção, é capaz de uma irradiação eficiente em condições de espaço livre e quando o rádio se localizar em uma superfície condutora.

5.5.4- Antena Microondas Inteligente de Seis Vetores

As redes em fio da Motorola utilizam transmissão de microondas de baixa potência a 18 GHz. A antena microondas inteligente de seis vetores foi desenvolvida para superar o problema de distorção por multipercurso.

Cada transmissor de dados escolhe o melhor caminho dos possíveis para a antena. As opções de múltiplos caminhos mantêm o ganho do sinal no máximo e minimiza a distorção por multipercurso.

Durante a recepção, a antena receptora amostra o sinal recebido das 6 antenas transmissoras do lado transmissor para cada um dos seus 6 setores receptores. A antena inteligente escolhe automaticamente e continuamente o sinal que chega mais forte.

Identificações dos setores transmissores são codificados nos seus próprios sinais emitidos, de modo que as antenas receptoras possam remover sinais duplicados de outros setores. Para alcançar este objetivo a Motorola utiliza um *chip* processador de sinal digital de rádio frequência para síntese de dados.

5.6- Influência de Ambientes Fechados na Performance das Antenas

5.6.1- Aspectos de Segurança

Um dos aspectos que deve ser levado em consideração é a emissão de radiação. Os níveis de exposição devem ser mantidos no mínimo, pois uma grande quantidade de energia de rádio frequência pode causar sérios problemas de aquecimento.

Em 1982, o ANSI (*American National Standards Institute* – Instituto Nacional de Padrões Americanos) formou um padrão para os limites de radiação RF. Nas WLANs devem ser levados em conta dois aspectos. Primeiro o limite de exposição RF é de 5 mW/cm² na faixa de 1,5 MHz, enquanto que para 300MHz é de 1 mW/cm².

Como a frequência de operação nas WLANs é acima de 1,7 MHz, o limite de exposição que deve ser adotado é de 5 mW/cm². Segundo, o usuário não utilizará o equipamento WLAN temporariamente, mas sim por longos períodos. Por esse motivo os limites de exposição à RF devem ser mantidos nos níveis mínimos.

Durante a instalação dos equipamentos do sistema, devem ser feitas medições para garantir a segurança a respeito dos níveis de radiação.

5.6.2- Modelo Estatístico:

A influência do corpo humano e de ambientes fechados, na performance do sistema de antenas do terminal móvel, reflete a dependência do coeficiente S_{11} (coeficiente de reflexão) na posição relativa da antena do terminal.

A razão para o desenvolvimento de um modelo para a previsão da probabilidade que S_{11} seja menor que um valor pré-definido é que ele pode ser utilizado como uma ferramenta de comparação entre dois tipos diferentes de antenas para um terminal WLAN em um ambiente fechado.

As estatísticas do coeficiente de reflexão da antena podem ser estudados usando o modelo:

$$P(S_{11} < p) = 1 - \frac{a \cdot \exp(u \cdot b)}{p^b}$$

para $p > 0$, onde $P(S_{11} < p)$ representa a distribuição de intensidade cumulativa do coeficiente de reflexão e a, b, u e ϵ são parâmetros que dependem do tipo de antena e de suas características de construção. Os parâmetros a, b, u e ϵ não são independentes um do outro e caracterizam a distribuição de intensidade cumulativa. Eles devem satisfazer a seguinte relação:

$$a = \exp(u \cdot \epsilon) \cdot b$$

que é resultado de $P(S_{11} < 0) = 0$.

A função densidade de probabilidade é:

$$f(p) = \begin{cases} a \cdot \exp(-up) (u + b/p) / p^b & p > 0 \\ 0 & p < 0 \end{cases}$$

Como consequência direta das definições de momentos iniciais e depois de uma álgebra direta, tem-se:

$$E(p) = \epsilon + a \cdot u^{b-1} \Gamma(1-b, u\epsilon)$$

$$Var(p) = a^2 u^{2(b-1)} \Gamma^2(1-b, u\epsilon) + 2 \cdot a u^{(b-2)} [\Gamma(2-b, u\epsilon) - \epsilon \cdot u \Gamma(1-b, u\epsilon)]$$

onde $E(p)$ é o valor médio, $Var(p)$ é a variância e $\Gamma(a, x)$ representa uma função gama incompleta. Estas duas relações podem ser utilizadas para determinar valores teóricos do meio e da variância do coeficiente de reflexão da antena.

Para se obter os valores dos parâmetros a, b, ϵ e u ; segundo Santamaría, devem ser feitas medidas movimentando a antena do terminal próximo ao usuário, e então os

parâmetros são calculados usando o método dos mínimos quadrados. Nos gráficos das Figuras 4.13 e 4.14 os valores medidos e calculados de $P(S_{11} < p)$ para um monopolo $\lambda/4$ sobre o solo e dois monopolos com espaçamento de $\lambda/2$, respectivamente, podem ser vistos.

Nas Figuras, a linha contínua representa as medições no ambiente real e a linha pontilhada a curva teórica. É possível notar que o esquema de diversidade composto de dois monopolos possui melhor performance do que o com apenas um monopolo.

O método de comparação mostrado abaixo, que diz respeito a variação do coeficiente de reflexão da antena, pode ser baseado no modelo desenvolvido acima. Este método possui os seguintes passos:

- 1-Tirar medidas do parâmetro S_{11} da antena, movimentando a antena próximo ao corpo do usuário.
- 2-Calcular os parâmetros a , b , u e ε do modelo.
- 3-Calcular $E(p)$ e $Var(p)$.
- 4-A antena com a menor razão $Var(p)/E(p)$ terá a melhor performance com respeito a variação do parâmetro S_{11} em ambientes fechados.

6- PROPRIEDADES DOS CANAIS DE RÁDIO FREQUÊNCIA DAS REDES LOCAIS SEM FIO

6.1- Modelos de Propagação

6.1.1- Definição de um Modelo de Canal Móvel

Um modelo de canal móvel é um conjunto de expressões matemáticas nas quais as características de um canal, obtidas a partir de medidas em campo, podem ser inseridas. Isto é feito para se prever a performance potencial de um sistema de comunicação móvel proposto.

A base para um modelo pode ser teórica ou empírica, ou uma combinação das duas. Os modelos teóricos de propagação permitem o reconhecimento das relações fundamentais que se aplicam sobre uma ampla faixa de circunstâncias. Eles também permitem a definição de relações que existem entre quaisquer combinações de parâmetros de entrada. Os modelos empíricos são derivados de medidas e de observação e oferecem uma vantagem principal no sentido de que todas as influências ambientais estão implícitas no resultado a despeito de poderem ou não ser reconhecidas separadamente e teoricamente estudadas. Os modelos empíricos oferecem a oportunidade de prover descrição probabilística de fenômeno de propagação. A validade dos modelos empíricos é limitada pela precisão pela qual as medidas individuais são feitas e até onde o ambiente das medidas representa adequadamente o ambiente físico no qual o modelo deve ser aplicado.

6.1.2- Aspectos de Propagação

Em um canal móvel as ondas transmitidas são espalhadas, difratadas e atenuadas. As várias componentes espalhadas interferem entre si dando origem a distribuição irregular de campo. O sinal no receptor é portanto é atenuado e distorcido. A severidade deste distúrbio depende das propriedades físicas do ambiente onde ocorre o espalhamento. A propagação de ondas eletromagnéticas seja próximo ao solo ou

dentro de um edifício, devido à difração, espalhamento, reflexão e absorção de um sinal de entrada é dividida em várias componentes que são atenuadas e atrasadas diferentemente.

O sinal na antena receptora é assim composto de uma componente direta e de uma componente espalhada atrasada. O caminho direto pode ser obstruído dependendo da localização da antena e das condições de região de sombra. O grau de sombreamento varia fortemente com o movimento da antena móvel levando a flutuações equivalentes no tempo da potência recebida, das componentes direta e atrasadas.

Devido a propagação de multipercurso, o sinal chegará no receptor proveniente de diferentes direções, com diferentes comprimentos de percurso e com diferentes tempos de chegada. Deste modo, se um impulso for transmitido, no momento que este impulso chegar no receptor não será mais um impulso, mas sim um pulso alargado e espalhado, o que é chamada de espalhamento de retardo. Este espalhamento de retardo irá limitar a taxa de transmissão de um sinal digital.

Os diferentes retardos de tempo em dois sinais muito próximos em frequências podem fazer com que dois sinais se tornem correlacionados. A largura de banda na qual as amplitudes ou as fases dos dois sinais recebidos estão fortemente correlacionada é definida como a largura de banda de coerência.

Como resultado da propagação multipercurso, o sinal recebido apresenta rápidas flutuações que são caracterizadas como desvanecimentos rápidos ou desvanecimentos de Rayleigh. Os valores médios da potência do sinal recebido também flutuam devido a variações em larga escala ao longo do percurso. Os desvanecimentos médios são definidos como desvanecimentos lentos ou desvanecimento log-normal. Quando o sinal recebido também inclui a componente em linha de visada, a envoltória segue a distribuição de Rice.

Do que foi mostrado acima, os canais móveis de rádios são aleatoriamente dispersivos tanto no tempo quanto na frequência. Contudo, para a transmissão digital, se a largura de banda do símbolo transmitido for próximo da largura de banda de coerência do canal, resultará em um acréscimo da probabilidade de erro do desvanecimento seletivo de frequência devido a propagação por multipercurso. A tais canais, contudo existe uma combinação ótima entre taxa e símbolos digitais e formato dos símbolos que pode ser escolhida para minimizar a probabilidade de erro. Mesmo se o produto tempo x

largura de banda e os símbolos forem escolhidos de modo a tornar o canal não seletivo, o fading causa uma degradação efetiva na relação sinal x ruído que deve ser considerada no projeto do sistema.

É claro que a caracterização precisa e a modelagem de um canal móvel é uma necessidade. A informação necessária para esta caracterização inclui o conhecimento da estatística para o conhecimento do sinal, conhecimento da característica dispersiva do meio e o conhecimento do ruído aditivo que pode ser esperado em um ambiente de rádio móvel.

6.1.3- Requisitos de Modelagem

Caracterizar os canais móveis requer o conhecimento completo dos parâmetros de propagação descritos acima para todos os ambientes nos quais o sistema irá operar. Conduzir medidas para obter todos os parâmetros de propagação para todos os ambientes possíveis é uma tarefa impossível e para um número ilimitado de ambientes um exercício bastante demorado. Em adição o teste de um novo sistema requer a repetição das medidas em um meio de propagação, isto é, um ambiente estável de propagação. Contudo necessita-se de um modelo de propagação que forneça todos os parâmetros que caracterizam o canal móvel. A completa caracterização do canal é requisitada pelo equipamento e pelo engenheiro projetista de sistemas rádio móveis. Modelos de propagação que se aplicam a uma ampla variedade de ambientes, mas em uma faixa de frequência e para distâncias limitadas, são necessárias para o projeto geral de sistemas, tais como quando o sistema que estão desenvolvidos irão operar em muitos ambientes. Quando um dado objetivo de desempenho deve ser atendido em um ambiente conhecido, o projeto específico do sistema requer um modelo de propagação que leve em consideração as relevantes informações ambientais e topográficas.

6.1.4- Escopo da Modelagem

Em um sistema de comunicação móvel, como em qualquer sistema de comunicação pode-se identificar três partes principais, o transmissor, o canal e o

receptor. No ponto de transmissão o sinal deve ser condicionado de tal maneira para superar as distorções que serão introduzidas pelo canal. Esta tarefa envolve a codificação, o formato do pulso e a modulação. Dessa maneira uma informação antecipada sobre o canal torna-se uma necessidade. A tarefa do receptor é extrair a informação do sinal recebido implementando todas as técnicas disponíveis, tais como equalização, demodulação, correção de erro, detecção de erro e decodificação. Estas tarefas requerem um conhecimento do canal móvel. Em um sistema móvel, enquanto o receptor está se movendo ele irá receber o sinal de um canal que muda continuamente. Esta variabilidade do canal é uma função de tempo e da localização da parte móvel em cada ambiente e exige, do ponto de vista de projeto que certos problemas sejam resolvidos.

Os desafios de se projetar um equalizador para canais sujeitos a desvanecimento são:

- 1- A necessidade de atualização rápida e contínua dos coeficientes do equalizador para seguir as mudanças no canal;
- 2- Uma necessidade de compensar múltiplos percursos com intensidades aproximadamente iguais e nulos profundos dentro da largura de banda de interesse.

Para atender o desafio de se projetar um equalizador, os tipos de desvanecimentos experimentados, a distribuição de probabilidade do espalhamento de retardo, devem estar disponíveis para os engenheiros projetistas de modo que eles possam determinar para qual percentagem dos ambientes um equalizador tem efeito. O controle de erro requer informação sobre CNR e CIR, a dispersão no tempo, frequência e distribuição de erro. Os tipos de antenas a serem usadas e os requisitos de potência exigem informação sobre o nível de sinal, ambiente de interferência e ambiente de ruído. O conhecimento das características do canal é necessário de modo que a alocação de frequência, as larguras de banda dos canais e o espaçamento entre os canais possam ser determinados.

6.1.5- Parâmetros de Canal

Os parâmetros do canal móvel que são necessários para o desenvolvimento dos modelos de propagação são:

- 1- Atenuação no sinal (Perda no percurso);
- 2- Desvanecimento do sinal (Fading rápido e lento);
- 3- Profundidade do desvanecimento e taxa de ocorrência;
- 4- Resposta ao impulso;
 - a) Retardo médio;
 - b) Espalhamento no retardo;
 - c) Intervalo de retardo;
 - d) Janela de retardo;
- 5- Ambiente de ruído;
- 6- Ambiente de interferência.

6.2- Modelo para Ambientes Fechados

6.2.1- Perda no Percurso

A propagação em ambiente fechado é muito complexa e difícil porque o caminho direto mais curto entre o transmissor e receptor é geralmente bloqueado por paredes, tetos ou outros objetos. Os sinais se propagam ao longo do corredor e outras áreas abertas, dependendo da estrutura da construção. Os resultados das medidas indicam que a variação de sinal dentro de prédios segue aproximadamente a distribuição Rayleigh para sinais fora da linha de visada ao passo que uma distribuição de Rice se adequa para o caso de linha de visada. Contudo na modelagem na propagação de ambiente fechados os seguintes parâmetros devem ser considerados:

- 1- Materiais de construção:
 - a) Concreto reforçado;
 - b) Tijolo;
 - c) Metal;
 - d) Vidro;
 - e) Madeira;

f) Plástico.

2- Tipos de interiores:

- a) Salas com janelas;
- b) Salas sem janelas;
- c) Salões com portas;
- d) Salões sem portas;
- e) Salões grandes ou áreas abertas;
- f) Corredores com cantos;
- g) Corredores curvos.

3- Locais dentro de um prédio:

- a) Térreo;
- b) N-ésimo andar;
- c) Porão ou garagem.

4- Locais das antenas de transmissão e recepção:

- a) Antenas de TX e RX no mesmo andar;
- b) TX e RX no mesmo prédio mas em diferentes andares;
- c) Antena de TX fora do prédio e RX dentro do prédio.

Para ajudar o usuário a implementar o modelo em ambientes de propagação fechada são apresentados vários enlaces entre as estações base e estações móveis. O usuário do modelo pode escolher o enlace ou a combinação de enlaces que melhor satisfaz o seu caso individual.

6.2.2- TX e RX no Mesmo Andar

Caso 1: B1 para M1 (Figura 5.1). Dentro de um hall ou uma grande área a perda do percurso é dada por:

$$P_1 = S + 10 n_1 \log(d) ,$$

onde P_l é a perda no percurso em dB e $S=37dB$. Para $f=1.7GHz$ esta constante se refere a ao ponto de interseção de 1 metro. É calculada assumindo a perda no espaço livre (isto é $n=2$):

$$S=10 n \log(4 \text{ m/})$$

n_l , o expoente, depende do ambiente de propagação. No espaço livre $n=2$. Para $n_l < 2$ nós temos o efeito de guia de ondas. Os valores de n_l variam de 2 a 6. Medidas preliminares experimentais dão o valor de n_l valor de 2,9. A distancia em entre o transmissor e o receptor, d , é dada em metros. Medidas conduzidas em Lund na Suécia, em três diferentes tipos de ambientes fechados concluem que a perda média por percurso dependente da distância no caso em que existe linha de visada é dada por:

$$M(d)=10.2,9.\log(d)-4,5 dB$$

onde d é a distância em metros entre o ponto de referência e o receptor.

Quando uma onda encontra um obstáculo haverá reflexões que podem ser guiadas por certas configurações de paredes que darão origem a níveis de sinal significativamente superiores do que seriam no caso de propagação em espaço livre. **Este efeito foi observado em corredores e em grandes salas quando não haviam obstruções entre as antenas.**

Para se obter o valor de n nos dados das medidas devem ser apresentados na forma de um gráfico relacionando a intensidade média do sinal como uma função da distância em metros. A linha que melhor se ajusta deve ser apresentada com os valores de S e n . Contudo deve-se ser cuidadoso com o processo de ajustamento de curva. O valor de n é fortemente dependente da quantidade de dados usados. Por exemplo, se os valores de intensidade do sinal para os primeiros 10 metros forem removidos, o método dos mínimos quadrados resultará um valor da n igual a 4,5 ao invés de 2,9. Assim o processo de ajustamento de curva deve ser descrito como parâmetro da perfeição do ajuste.

Caso 2: B1 para M7, M8 e M9 (Figura 5.1). Se existir uma parede entre o transmissor e o receptor e o único percurso do sinal for através das paredes, com nenhum efeito de canalização ao redor dos cantos entre TX e RX então a perda do percurso é dada por:

$$P_2=S+10 n_l \log(d)+\sum L_w$$

Onde P_2 é a perda do percurso em dB. O expoente n_1 depende do ambiente fora da parede. Os valores de n_1 são definidos no caso 1, d_1 é a distância entre o transmissor e a superfície externa da parede e L_w é a perda de penetração devido a parede.

O parâmetro L_w depende do tipo do material da parede entre o transmissor e o receptor e o ângulo de incidência da onda transmitida.

No caso em que mais de uma parede existir entre o transmissor, uma análise é necessária para calcular a perda total. Neste caso, a real geometria das paredes com relação às ondas incidentes assim como o material de construção da própria parede.

Medidas conduzidas a 1700MHz em dois diferentes tipos de ambientes fechados onde a condição sem linha de visada concluem que a perda média no percurso dependente das distância é dada por:

$$M(d) = n \cdot 10 \cdot \log(d) + K \text{ (dB)}$$

Onde d é a distância em metros entre o ponto S e o receptor.

Para o ambiente fechado sem linha de visada devido a alguma parede fina ou objetos que estejam causando sombra, $n=4,1$ e $k=-19\text{dB}$. Para o ambiente fechado sem linha de visada e com muitas salas pequenas e paredes grossas $n=6$ e $k=-36\text{dB}$.

6.2.3- TX em Andar Diferente de RX, Ambas no Mesmo Prédio:

Caso 3: B3 para M1 e M2 (Figura 5.2). No caso 3 a base transmissora e o receptor móvel estão dentro do mesmo prédio porem em andares diferentes. Neste caso a perda no percurso é dado por:

$$P_3 = S + 10 n_3 \log(d_1) + K_3 \cdot F_3 + 10 \cdot n_3' \log\left(\frac{d}{d_1}\right)$$

Onde d é igual a distância em metros entre TX e RX sem qualquer bloqueio;

d_1 a distância ao teto;

F_3 fator de atenuação por andar, que depende do tipo de material e da construção do andar;

K_3 o numero de andares entre o receptor e o transmissor;

n_3 é o expoente dependente do ambiente do 1º andar;

n_3' é o expoente dependente do ambiente do 2º andar.

Para k andares nós teremos:

$$P = S + \sum F_k + 10 \cdot \sum n_k \cdot \log(d_k)$$

Onde n_k é o expoente dependente do ambiente para o andar k.

Na frequência de 1.7 GHz o fator F_3 é igual a 14,3 dB. É mostrado que um índice de decaimento no sinal n_3 da ordem de 3,5 se aplica no plano horizontal. Em geral uma vez que a perda no andar tenha sido levada em consideração há pouco para atenuar o sinal no plano vertical. É necessário a medição para determinar os valores de F_3 e n_3 . A partir das medições nós também determinaremos se o valor de n_3 é correto tanto para o plano vertical quanto para o plano horizontal.

Medições de nível de sinal foram feitas em dois edifícios de escritório diferentes nas frequências de 850MHz e 1,7GHz. O modelo derivado destas medidas foi um modelo simples de espaço livre mais atenuação linear de percurso. À medida que o sinal se expande da antena transmissora ele passa através de paredes e outros obstáculos. À medida que o número destes obstáculos aumenta o seu efeito pode ser aproximado por um coeficiente de atenuação em dB/m. A tabela 5.1 mostra os parâmetros de regressão para o modelo em consideração.

Local	Frequência	Atenuação (dB/m)	Desvio Padrão (dB/m)
Edifício Grande	850MHz	0,62 dB/m	8,4 dB/m
Escritório	1,7GHz	0,57 dB/m	8,5 dB/m
Edifício Médio	850MHz	0,48 dB/m	8,0 dB/m
Edifício de Escritório	1,7GHz	0,35 dB/m	9,5 dB/m

Tabela 5.6.1: Espaço livre mais modelo de atenuação de caminho linear.

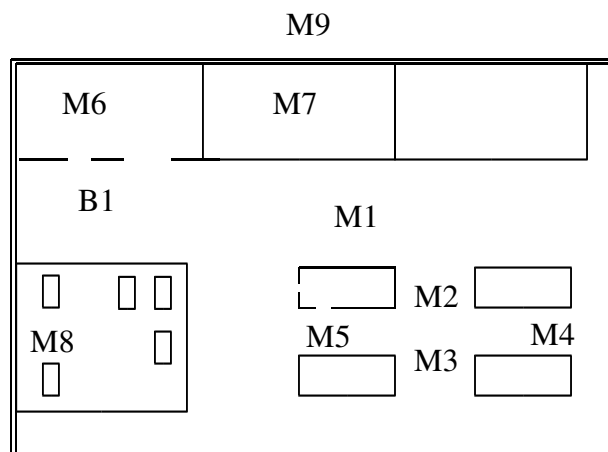


Figura 5.6.1: Ambiente fechado.

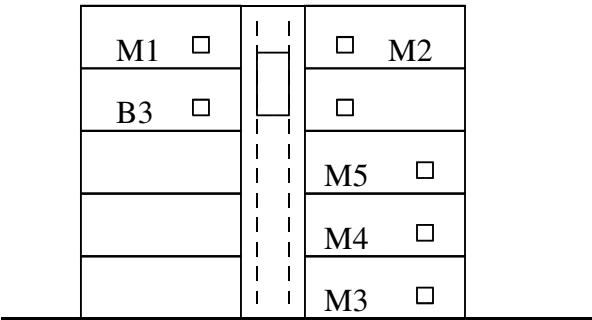


Figura 5.6.2: TX e RX em andares diferentes.

7- APLICAÇÕES DOS MODELOS EM EQUIPAMENTOS EXISTENTES NO MERCADO

Este trabalho tem como objetivo a aplicação de valores de sistemas existentes no mercado na introdução teórica e nos modelos de propagação abordados nos capítulos anteriores. Existem várias aplicações de sistemas via rádio frequência, entretanto irá abordar a que melhor se enquadra no conceito de WLAN, ou seja, as redes locais sem fio. Para tal, a série de equipamentos WAVELAN fabricado pela Lucent Technologies será utilizada como base para os valores. Este equipamento possui frequência de funcionamento de 915 MHz e 2,4 GHz, entretanto para América do Sul o fabricante recomenda o uso das frequências de 915 MHz.

Assumindo o uso deste equipamento em um prédio de três andares onde existem pontos WLAN nos três pavimentos. Cada pavimento possui quatro pontos, sendo dois móveis e dois fixos. Cada pavimento possui paredes de concreto, e desta forma será utilizado o modelo abordado no item 5.2.2 caso 2, o qual se refere a pontos separados por paredes. Será utilizado também, o modelo do item 5.2.3 caso 3, o qual aborda a interligação dos pontos através de pavimentos.

7.1- Especificação do Produto

Três são os produtos utilizados neste trabalho. O primeiro, chamado WAVEPONIT é o responsável pela interligação de todos os pontos. Fazendo uma analogia com os sistemas de radiocomunicação ele faria o papel da repetidora. Este equipamento deve ser colocado em um local o qual se procure atingir a maior área de cobertura possível.

O segundo, chamado de WAVELAN/ISA é o equipamento o qual irá interligar os computadores (pontos) fixos a rede sem fio. Este equipamento possui as seguintes características principais:

WAVELAN/ISA		915 MHz	2,4 GHz
Banda Utilizada		902-928 MHz	2400-2483,5 MHz

Técnica de Modulação Utilizada		Spread Spectrun de Sequência Direta	
Método de Acesso		CSMA/CA	
Taxa de Transferência		2 Mb/seg	
Dimensão da Antena		100 mm x 100 mm x 15 mm	
Alcance	Ambiente Aberto	250 m	200 m
	Ambiente Semi-Aberto	60 m	50 m
	Ambiente Fechado	30 m	25 m
Potência de Saída		23 dBm	15 dBm
Sensibilidade do Receptor		-78 dBm	-80 dBm

Tabela 6.7.1: Dados dos equipamentos utilizados.

O terceiro e último produto, chamado de WAVELAN/PCMCIA é utilizado pelos computadores móveis para interliga-los a rede sem fio. Este equipamento tem como principais características:

WAVELAN/PCMCIA		915 MHz	2,4 GHz
Banda Utilizada		902-928 MHz	2400-2483,5 MHz
Técnica de Modulação Utilizada		Spread Spectrun de Sequência Direta	
Método de Acesso		CSMA/CA	
Taxa de Transferência		2 Mb/seg	
Dimensão da Antena		118 mm x 65 mm x 16 mm	
Alcance	Ambiente Aberto	250 m	200 m
	Ambiente Semi-Aberto	60 m	50 m
	Ambiente Fechado	30 m	25 m
Potência de Saída		24,5 dBm	15 dBm
Sensibilidade do Receptor		-80 dBm	-82 dBm

Tabela 6.7.2: Dados dos equipamentos utilizados.

Conforme a colocação destes pontos ao longo do prédio, determinar-se-a o bom ou mal funcionamento da rede sem fio.

7.2- Cálculo das Perdas no Percurso

Neste tópico será calculada a perda de potência, utilizando os modelos propostos acima, na ligação entre os pontos a fim de determinar a possibilidade do funcionamento da rede. Assumindo que a localização dos pontos possui as seguintes características: distância do ponto F1 para o WAVEPOINT é de 15 m, distância entre o ponto F2 e o WAVEPOINT é de 22 m, entre o ponto M1 e o WAVEPOINT é 33 m e a distância entre o ponto M2 e o WAVEPOINT é de 12 m. Onde os pontos representados pela letra F, são os pontos fixos e os pontos representados pela letra M são os pontos móveis. Assumindo também que as paredes sejam finas, ou seja, $n=4,1$ e $K=-19\text{ dB}$.

Deve-se calcular as perdas dos pontos fixos e móveis para o WAVEPOINT, pois este equipamento funciona baseado neste modelo. Desta forma as perdas são:

a) Perdas entre F1 e WAVEPOINT:

$$M(d) = n \cdot 10 \log(d) + K(\text{dB})$$

$$M(d) = 4,1 \cdot 10 \cdot \log(15) - 19$$

$$M(d) = 48,22 - 19$$

$$M(d) = 29,22\text{ dB}$$

b) Perdas entre F2 e WAVEPOINT:

$$M(d) = n \cdot 10 \log(d) + K(\text{dB})$$

$$M(d) = 4,1 \cdot 10 \cdot \log(22) - 19$$

$$M(d) = 55,04 - 19$$

$$M(d) = 36,04\text{ dB}$$

c) Perdas entre M1 e WAVEPOINT:

$$M(d) = n \cdot 10 \log(d) + K(\text{dB})$$

$$M(d) = 4,1 \cdot 10 \cdot \log(33) - 19$$

$$M(d) = 62,26 - 19$$

$$M(d) = 43,26\text{ dB}$$

d) Perdas entre M2 e WAVEPOINT:

$$M(d) = n \cdot 10 \log(d) + K(\text{dB})$$

$$M(d) = 4,1 \cdot 10 \cdot \log(12) - 19$$

$$M(d) = 44,25 - 19$$

$$M(d) = 25,25\text{ dB}$$

Tendo calculado as perdas, deve-se calcular qual a potência recebida pelo receptor.

a) Potência recebida entre F1 e WAVEPOINT (Potência transmitida por F1, segundo tabela 6.1 é de 23 dB)

$$10 \cdot \log(P) = 23 \text{ dB} \Rightarrow P = 199,52 \text{ mW}$$

$$10 \cdot \log\left(\frac{P}{P_r}\right) = M(d) \Rightarrow 10 \cdot \log\left(\frac{199,52}{P_r}\right) = 29,22 \Rightarrow \frac{199,52}{P_r} = 10^{2,922}$$

$$P_r = 0,2388 \text{ mW} \Rightarrow P_r(\text{dB}) = -6,22 \text{ dB}$$

Neste caso a potência recebida consegue excitar o circuito do receptor ao se comparar o valor calculado com o valor mostrado na tabela 6.1.

b) Potência recebida entre F2 e WAVEPOINT (Potência transmitida por F2, segundo tabela 13.1.1 é de 23 dB)

$$10 \cdot \log(P) = 23 \text{ dB} \Rightarrow P = 199,52 \text{ mW}$$

$$10 \cdot \log\left(\frac{P}{P_r}\right) = M(d) \Rightarrow 10 \cdot \log\left(\frac{199,52}{P_r}\right) = 36,04 \Rightarrow \frac{199,52}{P_r} = 10^{3,64}$$

$$P_r = 0,0457 \text{ mW} \Rightarrow P_r(\text{dB}) = -13,4 \text{ dB}$$

Nota-se que para este caso a potência recebida consegue excitar o circuito do receptor ao se comparar o valor calculado com o valor mostrado na tabela 6.1.

c) Potência recebida entre M1 e WAVEPOINT (Potência transmitida por M1, segundo tabela 6.2 é de 24,4 dB)

$$10 \cdot \log(P) = 24,5 \text{ dB} \Rightarrow P = 281,84 \text{ mW}$$

$$10 \cdot \log\left(\frac{P}{P_r}\right) = M(d) \Rightarrow 10 \cdot \log\left(\frac{281,84}{P_r}\right) = 43,26 \Rightarrow \frac{281,84}{P_r} = 10^{4,326}$$

$$P_r = 0,0133 \text{ mW} \Rightarrow P_r(\text{dB}) = -18,76 \text{ dB}$$

Para este caso a potência recebida consegue excitar o circuito do receptor ao se comparar o valor calculado com o valor mostrado na Tabela 6.2. Perceba também que o fabricante não recomenda o uso em distância maior que 30 m para ambientes fechados.

d) Potência recebida entre M2 e WAVEPOINT (Potência transmitida por M2, segundo Tabela 6.2 é de 24,4 dB)

$$10 \cdot \log(P) = 24,5 \text{ dB} \Rightarrow P = 281,84 \text{ mW}$$

$$10 \cdot \log\left(\frac{P}{P_r}\right) = M(d) \Rightarrow 10 \cdot \log\left(\frac{281,84}{P_r}\right) = 25,25 \Rightarrow \frac{281,84}{P_r} = 10^{2,525}$$

$$P_r = 0,841 \text{ mW} \Rightarrow P_r(\text{dB}) = -0,75 \text{ dB}$$

Para este caso a potência recebida consegue excitar o circuito do receptor ao se comparar o valor calculado com o valor mostrado na tabela 6.2.

7.3- Análise dos Valores Obtidos

Após serem calculados todos os aspectos de propagação no projeto proposto, conclui-se que não haverá problema algum no funcionamento desta rede. Vale ressaltar que se assumiram valores que proporcionam baixas perdas, fato esse que faz com que o fabricante não recomende o uso de seu equipamento em ambientes fechados para distâncias superiores a 30 m.

Pode-se assim concluir que o valor proposto pelo fabricante se deve a locais com paredes que resultam em grandes perdas. Desta forma, pode-se, com alguns cálculos, dimensionar redes de forma adequada a fim de que se possa baixar custos e otimizar o desempenho de redes sem fio.