

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Luiz Henrique Ramos da Silva

Rede Sem Fio Sobre Fibra (WOF)

NITERÓI
2012

Luiz Henrique Ramos da Silva

Rede Sem Fio Sobre Fibra (WoF)

Dissertação apresentada ao Curso de Pós Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações Ópticas

Orientador: Prof. Dr. Andrés Pablo Lopes Barbero
Coorientador: Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro

NITERÓI

2012

Dedicatória

Primeiramente, e principalmente, à minha família, por todo apoio incondicional e amor.

À minha esposa, por sempre se fazer presente, tanto nos momentos bons como nos difíceis.

A todos os colegas do LaCOP, incluindo os professores da banca examinadora, pelo apoio técnico e pela paciência.

Ao professor Marcelo Segatto e ao colega Jessé Gomes, ambos da UFES, por toda a ajuda na elaboração e execução dos testes deste projeto.

RESUMO

RoF (*Radio over Fiber* – Rádio sobre Fibra) é uma técnica que consiste em modular uma portadora óptica usando um sinal analógico de rádio frequência. É uma tecnologia empregada em diversos enlaces de rádio frequência, onde a transmissão das ondas eletromagnéticas é feita através da modulação de uma portadora óptica, substituindo assim cabos, guias de onda, linhas de transmissão e até enlaces sem fio. Suas principais vantagens são a baixa atenuação do sinal e a grande banda passante.

Redes sem fio são utilizadas em diversas áreas, sendo utilizadas principalmente como tecnologia de última milha, já que sua principal característica é oferecer ao usuário mobilidade e portabilidade. Essas vantagens tornaram as redes sem fio muito populares, mas suas desvantagens, no que diz respeito à propagação – Alta atenuação, interferências externas, desvanecimento - limitam seu uso com relação à distância do usuário ao equipamento central (ponto de acesso ou estação rádio-base), e com relação à taxa de transferência.

Este trabalho consiste na montagem de um sistema de RoF para a transmissão do sinal de rádio de uma rede sem fio. Desta forma observa-se um método de transmissão de dados que combina a mobilidade, portabilidade e a simplicidade de uma rede sem fio, com as baixas atenuações e altas taxas de transmissão de um sistema óptico.

Nesta dissertação é apresentada a tecnologia WoF (*Wireless-over-Fiber*, Rede sem Fio sobre Fibra), apontando suas capacidades e limitações, tanto físicas quanto lógicas. Em seguida, a dissertação foca em experimentos realizados feitos em laboratório que visam examinar o comportamento de uma rede de computadores sem fio, numa topologia de rede ponto a ponto, usando o WoF para a propagação do sinal de rádio.

Diversos cenários são testados e observa-se, entre outras coisas, a transparência do sistema óptico para a rede sem fio, no sentido físico. Distâncias de 50 quilômetros, entre a estação do usuário e o ponto de acesso, são alcançadas com o uso desta técnica sem que potência elétrica de rádio no receptor fosse diminuída a ponto de impedir a comunicação. Nota-se, porém, que a latência de um longo enlace com fibra pode ser um limitante para o enlace lógico da rede, caso o seu protocolo de acesso ao meio trabalhe com temporizadores.

Palavras-chave: Rede sem Fio Sobre Fibra, Rede sem Fio, Sistemas de Comunicações Ópticas, Modulação por Intensidade.

ABSTRACT

RoF (Radio-over-Fiber) is a technique to modulate an optical carrier using an analog radio frequency signal. It is a technology used in various radio frequency links, where the transmission of electromagnetic waves is made by modulating an optical carrier, replacing cables, waveguides, transmission lines and even wireless links. Its main advantages are the low signal attenuation and large bandwidth.

Wireless networks are used in several areas, being used mainly as a last mile technology, as its main feature is to offer the user mobility and portability. These advantages have made wireless networks very popular, but its disadvantages, with regard to the propagation - High attenuation, external interference, fading - limit its use in relation to distance from the user to the central device (access point or base station), and with respect to throughput.

This paper consists in mounting a RoF system to transmit the radio signal from a wireless network. Thus we achieve a data transmission method that combines mobility, portability and simplicity of a wireless network, with the low attenuation and high transmission rates of an optical system.

This dissertation presents the technology WoF (Wireless-over-Fiber), pointing out its capabilities and limitations, both physical and logical. Then, the dissertation focuses on experiments done in the laboratory aimed to examine the behavior of a computer wireless network in a point to point topology, using the WoF for the propagation of the radio signal.

Several scenarios are tested and it is observed, among other things, the transparency of the optical system for wireless networking in the physical sense. Distances of 50 km, between the user station and access point, are achieved with this technique without letting the electrical power radio receiver get reduced enough to prevent communication. Note, however, that the latency of a long fiber link can be a limiting factor for the logical link of the network, if its medium access protocol works with timers.

Keywords: Wireless over Fiber, Wireless Network, Optical Communications Systems, Intensity Modulation.

Sumário

1. INTRODUÇÃO.....	11
1.1 REDES SEM FIO.....	11
1.2 A TECNOLOGIA WIRELESS OVER FIBER (WoF).....	12
1.3 TRABALHO	13
2. ASPECTOS TEÓRICOS.....	15
2.1 SISTEMAS DE MODULAÇÃO DE INTENSIDADE COM DETECÇÃO DIRETA	15
2.2 REDES SEM FIO.....	18
2.3 PROTOCOLOS DE TRANSPORTE.....	33
2.4 APLICATIVOS DE REDE	39
3. WIRELESS OVER FIBER.....	42
3.1 APLICAÇÕES	42
3.2 REQUISITOS DA REDE LOCAL PARA O SISTEMA ROF.....	46
4. SETUP DOS TESTES	50
4.1 EQUIPAMENTOS E FERRAMENTAS.....	50
4.2 OBJETIVOS.....	55
4.3 CENÁRIOS.....	59
5. RESULTADOS.....	61
5.1 ANÁLISE FÍSICA DO ENLACE.....	61
5.2 TESTE DE CONEXÃO	64
5.3 TESTES DA TAXA DE TRANSMISSÃO	65
5.4 ANÁLISE DA ATENUAÇÃO	67
5.5 ANÁLISE DO PROTOCOLO	68
6. CONCLUSÃO.....	72
REFERÊNCIAS.....	74
APÊNDICE A	79

Lista de Figuras

Figura 1 - Esquema de WoF (B. Kalantari-Sabet, aug 2008).....	12
Figura 2 - Máscara do espectro do sinal de rádio do padrão 802.11b (IEEE)	19
Figura 3 - Máscara do espectro do sinal de rádio do padrão 802.11g (IEEE)	19
Figura 4 - Canais <i>Wi-Fi</i> na faixa de 2,4 GHz (CISCO)	21
Figura 5 - Canais <i>Wi-Fi</i> na faixa de 5 GHz (CISCO)	21
Figura 6 - Arquitetura 802.11 (L. A. Cbianca, 2006)	23
Figura 7 - O problema da estação oculta (Ergen, jun 2002)	24
Figura 8 – Intervalos entre quadros.....	26
Figura 9 - Troca de quadros RTS/CTS	27
Figura 10 - Quadros 802.16 multiplexados - TDM (Tanenbaum, 2002)	31
Figura 11 - Three way handshake do TCP (Tanenbaum, 2002).....	34
Figura 12 - TCP sobre CSMA/CA com o método básico (B. Kalantari-Sabet, aug 2008).....	35
Figura 13 - TCP sobre CSMA/CA com RTS/CTS (B. Kalantari-Sabet, aug 2008).....	35
Figura 14 - Progressão da taxa de transmissão do TCP (Tanenbaum, 2002).....	37
Figura 15 - UDP sobre CSMA/CA com método básico (B. Kalantari-Sabet, aug 2008)	39
Figura 16 - UDP sobre CSMA/CA com RTS/CTS (B. Kalantari-Sabet, aug 2008).....	39
Figura 17 - Comando Ping	40
Figura 18 - Iperf TCP	41
Figura 19 - Iperf UDP	41
Figura 20 - Esquema de cobertura interna e externa usando WoF (B. Kalantari-Sabet, aug 2008)...	42
Figura 21 - Rede sem fio com dois pontos de acesso. Interligação usando rede cabeada Ethernet...	43
Figura 22 - Rede sem fio com antena direcional	44
Figura 23 - Rede sem fio com um sistema de Wireless over Fiber. Apenas um ponto de acesso é necessário	44
Figura 24 - RoF ponto-a-ponto <i>Simplex</i>	46
Figura 25 - Esquema dos testes.....	50
Figura 26 - Curva de Potência de saída de um MZM, com uma alimentação de 10 dBm	51
Figura 27 - Foto do Modulador Mach-Zenhder	51
Figura 28 - Representação da montagem feita para os testes	53

Figura 29 - Curva de resposta do receptor óptico	54
Figura 30 - Foto do receptor óptico	54
Figura 31 - Espectro do sinal de RF da rede 802.11b	61
Figura 32 - Espectro do sinal 802.11b após 50 quilômetros de fibra.....	62
Figura 33 - Espectro do sinal de RF da rede 802.11g	62
Figura 34 - Espectro do sinal de RF na recepção do sistema óptico, da rede 802.11g	63
Figura 35 - Esquema de um Interferômetro de Mach-Zenhder	80
Figura 36 - Sinais ópticos modulados no tempo	83
Figura 37 - Espectros do sinal modulado para diferentes amplitudes do sinal modulante	85
Figura 38 - Curvas das componentes do sinal óptico em função da amplitude do sinal modulante	86
Figura 39 - Curvas das componentes de corrente de saída em função da tensão de <i>bias</i>	86
Figura 40 - Ganho do sistema óptico para o sinal e RF em função da amplitude do sinal	87
Figura 41 - Espectro do sinal modulado por duas senóides	88
Figura 42 - Relação entre o sinal e ruído de intermodulação em função da amplitude do sinal modulante.....	89
Figura 43 - Relação entre o sinal e ruído de intermodulação em função da tensão de <i>bias</i>	90
Figura 44 - Curvas de SNR em função de bias para amplitudes do sinal modulante diferentes	91
Figura 45 - Curvas das componentes de 3 e 5 ordem em função de bias	92

Lista de Acrônimos

ACK - *Acknowledgement* - Reconhecimento

AP - *Access Point* - Ponto de Acesso

BER - *Bit Error Rate* - Taxa de Erro de *Bit*

BSS - *Basic Service Set* - Conjunto de Serviço Básico

CS - *Center Station* – Estação Central

CSMA/CA - *Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance* - Acesso Múltiplo com Verificação de Portadora com Prevenção de Colisão

CTS - *Clear to Send* - Livre para Enviar

CW - *Continuous Wave* - Onda Contínua

DCF - *Distributed Coordination Function* - Função de Coordenação Distribuída

DIFS - *DCF Interframe Space* - Intervalo entre quadros DCF

DS - *Distribution Systems* - Sistemas de Distribuição

DSSS - *Direct Sequence Spread Spectrum* - Espalhamento Espectral por Sequência Direta

DWDM - *Dense Wavelength Division Multiplex* - Multiplexação Densa por Divisão de Comprimento de Onda

ESS - *Extended Service Set* - Conjunto de Serviço Estendido

FER - *Frame Error Rate* - Taxa de Erro de Quadro

FHSS - *Frequency Hopping Spread Spectrum* - Espalhamento Espectral por Salto de Frequência

FM - *Frequency Modulation* - Modulação em Frequência

HR-DSSS - *High Rate Direct Sequence Spread Spectrum* - Espalhamento Espectral por Sequência Direta para Altas Taxas

ICMP - *Internet Control Message Protocol* - Protocolo de Mensagens de Controle da Internet

IM/DD - *Intensity Modulation with Direct Detection* - modulação de intensidade com detecção direta

IP - *Internet Protocol* - Protocolo da Internet

LAN - *Local Area Network* - Rede de Área Local

MAN - *Metropolitan Area Network* - Rede de Área Metropolitana

MS - *Mobile Station* - Estação Móvel

MSS - *Maximum Segment Size* - Tamanho Máximo de um Segmento

MZM – *Mach-Zenhder Modulator* - Modulador Mach-Zenhder

NAV - *Network Allocation Vector* - Vetor de Alocação de Rede

OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - Multiplexação Ortogonal por Divisão de

Frequência

PAN - *Personal Area Network* - Rede de Área Pessoal

PER - *Packet Error Rate* - Taxa de erro de Pacote

PCF - *Point Coordination Function* - função de coordenação pontual

PIFS - *PCF Interframe Space* - Intervalo entre quadros PCF

PDU - *Protocol Data Unit* - Unidade de Protocolo de Dados

PSK (BPSK, QPSK,..) - *Phase Shift Keying* - Chaveamento por Deslocamento de Fase

QAM (16, 64, ..) - *Quadrature Amplitude Modulation* - Modulação por Amplitude em Quadratura

RAU - *Remote Antenna Unit* - Unidade de Antena Remota

RF - *Radio Frequency* - Rádio Frequência

RoF - *Radio over Fiber* - Rádio sobre Fibra

RTS - *Request to Send* - Requisição para Enviar

RTT - *Round Trip Time* - Intervalo de tempo médio de viagem de ida e volta

SFDR - *Spurious Free Dynamic Range* - Faixa Dinâmica sem Espúrios

SMF - *Single Mode Fiber* - Fibra Monomodo

SNR - *Signal to Noise Ratio* - Relação Sinal-Ruído

SSMF - *Standard Single Mode Fiber* - Fibra Monomodo Padrão

TCP - *Transmission Control Protocol* - Protocolo de Controle de Transmissão

TDM - *Time Division Multiplexing* - Multiplexação por divisão de tempo

TO - *Transceiver Óptico*

TTL - *Time To Live* - Tempo de Vida

UDP - *User Datagram Protocol* - Protocolo de Datagrama do Usuário

Wi-Fi - *Wireless Fidelity* - Fidelidade sem Fio

WoF - *Wireless-over-Fiber* - Rede sem Fio sobre Fibra

WRAN - *Wireless Regional Area Network* - Rede Sem Fio de Área Regional

VoIP - *Voice over Internet Protocol* - Voz sobre Protocolo Internet

1. INTRODUÇÃO

1.1 REDES SEM FIO

Mobilidade e portabilidade são as principais características que tornaram as redes sem fio tão populares, principalmente as redes *Wi-Fi*. Apesar da limitação das taxas de transferência obtidas com uma rede não cabeada, os ganhos em praticidade, gerenciamento e infraestrutura levaram a tecnologia *Wi-Fi* a ser implantada nos ambientes doméstico, comercial e público.

As redes *Wi-Fi* utilizam, na transmissão dos sinais, faixas do espectro eletromagnético destinadas às aplicações industriais, científicas e médicas, pois estas não precisam de autorização para serem utilizadas. Por isso é comum que a rede sofra com interferência de sinais externos provenientes de equipamentos eletrônicos, tais como fornos de microondas, brinquedos controlados por rádio, telefone sem fio, outras redes que utilizam a mesma faixa de frequências como o *Bluetooth* e outras redes sem fio regidas pelo padrão 802.11 (IEEE, 2007).

Devido justamente a sua popularidade, a tecnologia se tornou bastante visada por indivíduos mal intencionados. Questões que envolvem segurança em redes sem fio são bastante abordadas e que representa um enorme desafio para a comunidade científica, pois toda a informação trocada por sinais de RF fica literalmente exposta ao ar livre. Como a transmissão do sinal é realizada via rádio, um quadro destinado a uma estação específica é naturalmente enviado para todas as outras dentro da área de cobertura. O envio de quadros em *broadcast*, para todos capazes de ouvir, está intrínseco à tecnologia. Isto pode tornar a rede vulnerável aos aspectos de privacidade, autenticação e integridade das mensagens.

Técnicas de autenticação e criptografia são métodos bastante utilizados para tentar manter a privacidade e a integridade das mensagens trocadas, porém mesmo estas técnicas estão sujeitas a falhas (Duarte) (Teixeira, 2010).

Do ponto de vista de projeto, uma rede sem fio exige um estudo cuidadoso para definir sua área de cobertura. Deseja-se garantir que o sinal irá alcançar a todos os pontos de rede, com o menor custo de equipamentos e de energia possível. Diversas técnicas de *site survey* para redes sem fio são também abordadas com frequência em estudos científicos (S. Zvanovec, dez 2003) (Pinheiro, 2004). É também de grande importância prática garantir que o sinal não alcance áreas não previstas no projeto. Uma área de cobertura maior que a necessária implica em perda de eficiência pelo desperdício de energia. Paralelamente, pode tornar a rede uma fonte potencial de interferência para redes sem fio vizinhas.

No estudo destas técnicas de *site survey*, o assunto de segurança volta a adquirir importância. Uma maneira eficiente de ter controle sobre o uso da rede sem fio é simplesmente limitar

fisicamente as áreas de cobertura. Todavia, é de grande importância que o sinal alcance a toda região que precisa ser coberta, e somente a esta. Não deve ser permitida a usuários de fora da área de cobertura projetada a oportunidade de se associarem, ou a ouvirem mensagens referentes ao ponto de acesso. Se o indivíduo indesejado não consegue se comunicar fisicamente com o ponto de acesso ou a estação rádio-base, ele não será capaz de utilizar seus recursos, ou de interceptar quadros provenientes do mesmo.

1.2 A TECNOLOGIA WIRELESS OVER FIBER (WoF)

Radio-over-Fiber (RoF) é a tecnologia que transporta sinais de rádio através de um meio óptico, sem a necessidade de qualquer equipamento eletrônico para a conversão dos dados de um meio para o outro. A modulação de uma portadora óptica é feita diretamente por um sinal de RF (Rádio Frequência) no papel de sinal modulante. Como sinal de rádio, neste contexto, entende-se como qualquer sinal contido numa faixa de frequência que pode estar entre a faixa do rádio FM (100 MHz) até as maiores frequências de microondas (110 GHz). A ideia da tecnologia é, em sistemas de transmissão de RF, substituir enlaces com propagação pelo ar, por cabo coaxial e por guias de onda, por propagação na fibra óptica.

O tema deste trabalho é uma aplicação específica de RoF: a propagação dos sinais de RF de uma rede sem fio. Usa-se um sistema óptico para substituir o enlace sem fio das redes, ou seja, o sinal de rádio proveniente das placas de rede não será destinado a uma antena, e sim à entrada de um *transceiver* óptico. Para manter a mobilidade do usuário final, o sistema óptico pode fazer a ligação entre um AP (*Access Point* – Ponto de Acesso) ou CS (*Center Station* – Estação Central), até uma RAU (*Remote Antenna Unit* – Unidade de Antena Remota), e assim permitir que as estações móveis se conectem ao AP mesmo a longa distância (Figura 1). A principal vantagem que se espera obter é uma baixa atenuação do sinal, e com isso estender o alcance do sinal de RF.

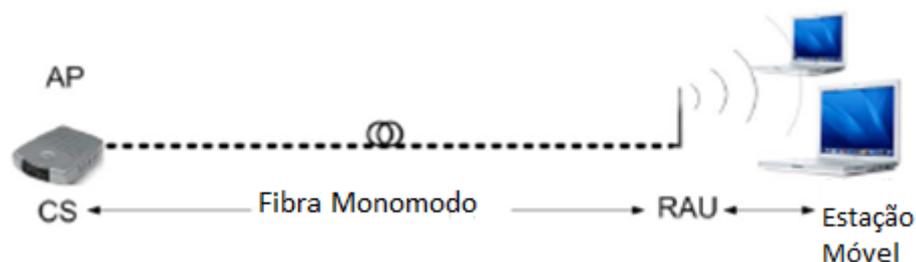


Figura 1 - Esquema de WoF (B. Kalantari-Sabet, aug 2008)

O objetivo fim da tecnologia é flexibilizar o projeto de enlaces de rede sem fio, permitindo que estações próximas ou distantes, estáticas ou móveis, possam se associar ao mesmo ponto de acesso ou estação rádio-base, sem a necessidade de aumentar a área de cobertura do projeto, causando um aumento no custo de energia. De fato, espera-se obter projetos de cobertura de sinal que atendam as

especificações necessárias e ainda permitam uma diminuição no consumo de energia.

Outro benefício importante da tecnologia é a centralização da gerência da rede e sua simplificação, visto que num projeto, que não utiliza o WoF mas que visa atender estações distantes sem fio, é necessária uma malha de pontos de acesso interconectados por uma rede *Ethernet*. Neste projeto, o uso de fibras no transporte do sinal de rádio estende o alcance da unidade central, permitindo a disponibilização do serviço a qualquer estação, mesmo aquelas mais distantes.

Para uma melhor adaptação e aceitação da tecnologia de WoF, espera-se que o sistema óptico seja o mais transparente possível para a rede. Ou seja, espera-se que não sejam necessárias quaisquer alterações nos equipamentos ou protocolos da rede para que o funcionamento desta não seja comprometido. Do ponto de vista das placas de rede envolvidas e seus respectivos *softwares*, não deve haver diferença entre a propagação no espaço livre e a propagação na fibra. Para se obter um bom nível de transparência, o sistema óptico deve respeitar os parâmetros físicos da rede, como a potência do sinal de recepção, linearidade do sinal, SNR (*Signal to Noise Ratio* – Relação Sinal-Ruído), e latência.

1.3 TRABALHO

O objetivo do trabalho foi montar um sistema de RoF usando placas de rede sem fio (no caso a rede usada foi a *Wi-Fi*), numa topologia de rede ponto a ponto, e verificar com ferramentas de medição de desempenho de rede o impacto dessa tecnologia para o sistema. O transporte do sinal de redes sem fio por uma fibra óptica já foi feito antes, como em (Low cost radio over multimode fibre systems, 2005), (Transparent transport of wireless communication signals in radio-over-fibre systems, jul 2005), ("Radio over multimode fibre transmission for wireless LAN using VCSELs", jul 2003) e em (A. Das, aug 2006). Este trabalho procura obter resultados adicionais, procurando fazer uma análise da rede em um nível acima da camada física, observando parâmetros que dizem respeito à camada de enlace do sistema.

Em (A. Das, aug 2006), os autores fazem uma análise do orçamento de potência de um sistema de rede 802.11 sobre fibra, utilizando fibras multimodo. Em (A. Das, nov 2007), os autores observam o comportamento do protocolo MAC da rede *Wi-Fi* experimentalmente e através de simulação, para enlaces de RoF de até 13,2 Km, e observam também a evolução da taxa de transmissão com a distância do enlace. Em (B Kalantarisabet), o problema com o protocolo também é abordado através de simulações. Em (B. Kalantari-Sabet, aug 2008), (K. K. Leung, B. McNair, L. J. Cimini, Jr., and J. H. Winters. AT & T Labs - Research) e (M. Mjeku, aug 2008), usando fibras monomodo, os autores abordam os problemas que o sistema causa a uma rede *Wi-Fi* operando no modo RTS/CTS. Este último realiza simulações com enlace de quase 30 km.

Em (TCP and UDP performance over fibre-fed 802.11b networks, may 2007), os autores fazem

uma análise do tráfego de segmentos TCP e datagramas UDP sobre um sistema 802.11b sobre fibra. O trabalho mostra como um enlace longo, e seu devido maior atraso de propagação, além de prejudicial em nível de enlace também causa danos ao protocolo TCP, que também usa confirmação de recebimento.

Visando uma solução para o problema, o artigo (M. Mjeku, jul 2007) faz uma avaliação sobre o uso de técnicas de qualidade de serviço no nível de enlace já existentes, descritos pelo padrão IEEE 802.11e (IEEE, nov 2001) (S. Mangold, 2002), como o uso de rajadas de quadros.

Por fim, os trabalhos (Ng'oma, 2005) (Ng'oma, 2005), buscam por novas técnicas de transmissão óptica, como a modulação em frequência da portadora, para usar na transmissão de sinais de rádio. Estes mesmos trabalhos também apresentam simulações e experimentos com a utilização de fibras plásticas no lugar das fibras de vidro, buscando utilizar componentes mais simples e baratos.

A dissertação está dividida em seis capítulos, incluso este, introdutório. O Capítulo 2 apresenta alguns conceitos teóricos importantes para o entendimento dos testes realizados e resultados encontrados. O Capítulo 3 discorre sobre as principais características, físicas e lógicas, de uma rede sem fio operando sobre um sistema de RoF, considerando sua aplicabilidade, vantagens e desvantagens. O Capítulo 4 apresenta uma descrição detalhada dos testes realizados, expondo os cenários montados, as ferramentas utilizadas, os parâmetros que se deseja mensurar, e os objetivos que se pretende alcançar, baseado numa síntese teórica de cada caso. O Capítulo 5 mostra os resultados obtidos nos testes, além de uma análise destes resultados, sempre comparativa entre os parâmetros medidos nos diversos cenários. Por fim, o Capítulo 6 apresenta as conclusões obtidas nas análises feitas, uma visão sobre a usabilidade da tecnologia WoF, as expectativas para o futuro, e sugestões de continuação do trabalho desenvolvido.

2. ASPECTOS TEÓRICOS

A tecnologia *Wireless over Fiber* se refere ao transporte do sinal de rádio de uma rede sem fio por meio de uma fibra óptica, usando um sistema IM/DD (*Intensity Modulation with Direct Detection* - modulação de intensidade com detecção direta). A principal aplicabilidade do WoF é permitir que estações distantes, inclusive a distancias superiores que 100 metros, possam se associar a um mesmo ponto de acesso. Um único ponto de acesso, combinado com o sistema óptico do WoF, poderia ser o ponto central de mais de uma picocélula, ao invés de uma única célula.

Com o fim de descrever o funcionamento do WoF, serão relatadas brevemente as características de um sistema IM/DD, as características das principais tecnologias de redes sem fio, e o funcionamento de protocolos das camadas superiores, o TCP, o UDP, o ICMP, e o aplicativo *iperf*.

Para evitar desentendimentos quanto à nomenclatura utilizadas para os PDUs (*Protocol Data Unit* – Unidade de Protocolo de Dados) nos próximos subcapítulos, será utilizada a mesma que em (Tanenbaum, 2007), onde uma unidade de pacote de dados na camada de enlace é conhecida como quadro ou (*frame*), na camada de rede de pacote (*package*), e nas camadas de transporte de segmento (*segment*) ou datagrama (*datagram*).

2.1 SISTEMAS DE MODULAÇÃO DE INTENSIDADE COM DETECÇÃO DIRETA

Nos sistemas ópticos atuais, o mais comum é que a modulação sobre a portadora óptica seja digital, mais precisamente com uma modulação binária, ou de *on-off*. Assim é feito porque a detecção é simples. Um fotodetector alimentado no lado receptor será capaz de gerar corrente quando existir sinal na recepção, e cortará o circuito quando não houver sinal. Dependendo da taxa de transmissão (Até 2,5 Gbps) a modulação pode ser feita diretamente no *Laser*, bastando aplicar o sinal digital ao circuito do *Laser*. Sinais com taxas altas precisam de um modulador externo, pois o atraso na variação de potência óptica de saída do laser limita a velocidade de modulação permitida e inviabiliza a modulação deste sinal, que possui um curto período de símbolo (Agrawal, 2002). Para que não ocorra interferência entre símbolos, uma modulação mais rápida se faz necessária, e por isso usa-se o modulador externo.

Para transmitir um sinal de rádio sobre uma fibra óptica é necessário que seja feita uma modulação analógica sobre a portadora. É conhecido que um sinal analógico é mais sensível ao ruído do que um sinal digital. Então, o atraso do *Laser* para responder à variação de corrente elétrica aplicada a ele é ainda mais prejudicial neste tipo de comunicação. Portanto, é geralmente utilizado um modulador externo em sistemas de rádio sobre fibra devido a sua capacidade de modular a portadora óptica com alta velocidade.

O tipo de modulação mais utilizada para a transmissão de sinais analógicos é a modulação por intensidade, onde a potência óptica de saída do modulador varia analogamente com a tensão do sinal modulante. Quando o sinal modula diretamente a fonte do sinal óptico, como um *Led* ou um *Laser*, a tensão do sinal é aplicada diretamente no circuito alimentador desta fonte, fazendo com que a potência óptica de saída seja linear, num caso ideal, a variação de corrente do sinal modulante. O sinal óptico de saída apresentará uma envoltória sobre a sua potência, no tempo, em formato idêntico ao sinal modulante, também no tempo. Essas características mostram que a modulação por intensidade direta é muito semelhante à modulação por amplitude, a diferença é que a modulação por intensidade opera sobre o quadrado da amplitude da portadora.

Como a curva de variação de potência óptica com a corrente elétrica do sinal modulante é praticamente linear, é comum descrever a eficiência da modulação através da relação Watts por Ampère.

Na modulação externa, usa-se um modulador composto de um interferômetro óptico, que recebe o sinal CW (*Continuous Wave* – Onda Contínua) provindo da fonte óptica e o altera conforme o sinal modulante.

A modulação por intensidade no modulador externo é feita fisicamente usando o efeito de interferência destrutiva. Parte do sinal deverá sofrer uma variação de fase proporcional ao sinal modulante, e então será combinado novamente com a outra parte do sinal, causando a interferência (Palais) (YEH, 2003). Esta modulação por intensidade difere da conhecida modulação por amplitude pelo parâmetro da portadora que de fato sofre a modulação. Na modulação de amplitude, é claro, a amplitude é o parâmetro alterado. Na de intensidade com uso de um interferômetro, o sinal da portadora sofre uma variação de fase, para que então a intensidade de potência do sinal seja modulada. Justamente por ser um processo de modulação angular (Gilberto Silva, 1983), a resposta do modulador não é linear. Mais detalhes sobre essa modulação encontram-se no Apêndice.

Um sinal após sofrer uma modulação de fase irá ocupar uma banda “infinita” no espectro de frequências, já que será composto de infinitas raias laterais, separadas por distâncias harmônicas ao sinal modulante, de potências exponencialmente pequenas. A potência dessas raias laterais será proporcional a uma função de Bessel de ordem n , onde n é o número da raia lateral. O parâmetro da função de Bessel será uma relação entre a tensão de pico do sinal modulante e de um parâmetro do interferômetro conhecido como V_{pi} , que representa a tensão que causa um desvio de 180 graus na fase do sinal da portadora óptica.

Um modulador externo, assim como a fibra, está sujeita a sofrer outros efeitos não lineares, como a variação do índice de refração do material em função da potência óptica da portadora CW, por exemplo. Para evitar esses efeitos, a potência da portadora e inclusive a do sinal elétrico modulante devem ser controladas. Entretanto, volta-se a frisar que é inerente à modulação externa

uma resposta não linear, independente de outros fatores, devido à modulação de fase na portadora.

A detecção do sinal na recepção é simples. Um sinal óptico que incide num fotodetector funcionará como uma corrente de base num transistor, aumentando a corrente de saída linearmente, num cenário ideal, com a potência óptica que chega ao receptor. Para transmissões digitais, a detecção pode ser direta, conforme descrita, ou pode ser coerente (Maizman, fev 1998) (Kahn), onde o sinal óptico de recepção passa por um acoplador, onde sofrerá interferência de um sinal óptico (gerado no receptor, ou do próprio sinal recebido após um atraso, no intuito de fazer uma detecção coerente e diferencial) antes de ser detectado pelo fotodetector. A transmissão e detecção coerente são feitas quando a modulação da portadora óptica é angular. O resultado da operação com o acoplador permite ao circuito elétrico do receptor decidir a diferença de fase entre o sinal gerado e recebido. A detecção coerente ainda pode ser classificada em homódina, quando a frequência do oscilador local é a mesma que a da portadora recebida, ou heteródina, caso contrário. No caso de uma modulação por intensidade, a detecção deve ser direta.

Resumidamente, a tensão do sinal modulante é convertida em variação de intensidade óptica na transmissão, e essa variação de intensidade é convertida em corrente elétrica na recepção, compondo desta forma o sistema IM/DD.

O orçamento de potência de rádio num sistema RoF IM/DD (A. Das, aug 2006), consiste em conhecer a atenuação do sinal óptico durante a propagação na fibra, e perdas de acoplamento durante todo o sistema. Num enlace curto, ou num enlace com uma fibra de vidro de baixa atenuação, os principais fatores limitantes do sistema, no que se diz respeito à potência de recepção, não são apenas os citados anteriormente. A relação entre a tensão de RF de entrada (sinal de rádio modulante) com a variação de intensidade do sinal óptico no modulador (eficiência do modulador, ou *slope efficiency*), e a relação entre a variação de intensidade do sinal óptico com a corrente elétrica de saída no fotodetector (Responsividade do fotodetector), são fatores que podem degradar o sinal com informação.

A banda passante do sistema deve levar em conta a dispersão temporal do sinal óptico na fibra. A dispersão é a responsável pela interferência intersimbólica existente nos sistemas ópticos digitais, se constituindo como a principal fonte de ruído destes. Conforme já mencionado, o sinal analógico é mais sensível ao ruído imposto pelo sistema, o que faz da dispersão na fibra um parâmetro a ser controlado caso se queira trabalhar com uma alta banda de transmissão. Porém, usando-se uma fibra óptica de vidro monomodo, com baixa dispersão cromática, a banda passante do sistema óptico pode chegar a dezenas de Gbps, ou de GHz, mesmo para dezenas de quilômetros (G.P.Agrawal, 2002). Desta forma, os principais limitantes de banda do sistema de rádio sobre fibra serão os próprios equipamentos de rádio.

2.2 REDES SEM FIO

Uma rede sem fio se caracteriza pela interconexão entre equipamentos usando rádio enlace. Essas redes podem ser usadas para formar redes pessoais (PAN), como a tecnologia *Bluetooth*; redes locais (LAN), como as redes *Wi-Fi*; redes metropolitanas (MAN), como o *WiMAX*; e redes do padrão IEEE 802.22 de julho de 2011, que trata sobre redes sem fio regionais que usam o chamado “espectro branco”, que diz respeito a faixas de frequência originalmente alocadas para televisão que podem ser compartilhadas para redes sem fio contanto que não haja interferência. Devido às diferentes aplicações, cada tecnologia possui seus próprios padrões de parâmetros físicos, de modulação, e seus próprios protocolos de enlace.

Para o objetivo proposto neste trabalho, de usar a fibra óptica como meio de transmissão para o sinal de rádio de uma rede sem fio, é importante conhecer os parâmetros e protocolos destas redes que devem ser respeitados para garantir o correto funcionamento. Como dito anteriormente, espera-se que o sistema WoF seja capaz de transmitir fielmente o sinal de rádio de um ponto ao outro, garantindo qualidade no que diz respeito aos parâmetros físicos da rede. Neste contexto, será tratado a seguir sobre a camada física e de enlace das principais tecnologias de redes sem fio, com ênfase para as redes *Wi-Fi*, rede essa utilizada nos experimentos feitos neste trabalho.

2.2.1 2.2.1 REDES PADRÃO 802.11

2.2.1.1 CAMADA FÍSICA

Existem duas faixas do espectro utilizado pelas redes 802.11, ou redes *Wi-Fi*, em 2,4 GHz e 5 GHz. Ambas são reservadas para uso industrial, científico ou médico (faixas ISM), portanto, não precisam de licença do órgão regulador para serem usadas. Isso, é claro, foi essencial para a popularização da tecnologia.

A modulação do sinal pode ser por chaveamento de fase (BPSK ou QPSK), ou por amplitude em quadratura (QAM-16 ou QAM-64). As técnicas de transmissão variam dentro dos padrões das redes 802.11. São eles: Método Infravermelho; FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum* - Espalhamento Espectral por Salto de Frequência); DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum* - Espalhamento Espectral por Sequência Direta), ou HR-DSSS (*High Rate Direct Sequence Spread Spectrum* – Espalhamento Espectral por Sequência Direta para Altas Taxas); e OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência) (Tanenbaum, 2007) (Rocha, 2006).

A modulação é adaptativa, ou seja, ajusta-se à melhor técnica de transmissão e ao nível da modulação automaticamente de acordo com a potência do sinal de recebimento. Se a potência está

baixa, diminui-se a eficiência espectral (relação de *bits* por Hertz) (Radio) (Agilent) do sinal, a fim de diminuir os erros causados por ruídos. Se a potência estiver alta, aumenta-se a eficiência espectral para, desta forma, aumentar a taxa de transmissão.

Os padrões dentro do padrão 802.11 mais populares são os 802.11a (IEEE), 802.11b (IEEE) e 802.11g (IEEE), que usam respectivamente OFDM na faixa de 5 GHz, HR-DSSS na faixa de 2,4 GHz e OFDM também na faixa 2,4 GHz. O formato do sinal no espectro elétrico, para o padrão 802.11b, que não utiliza o OFDM, apresenta o formato representado na Figura 2 - Máscara do espectro do sinal de rádio do padrão 802.11b, conforme definido pelo padrão. Já os padrões 802.11a e 802.11g, que utilizam o OFDM, e, portanto 52 subportadoras (sendo 48 de dados e 4 de controle), possuem um espectro de sinal mais “achatado”, e apresenta o formato, também padronizado, representado pela Figura 3.

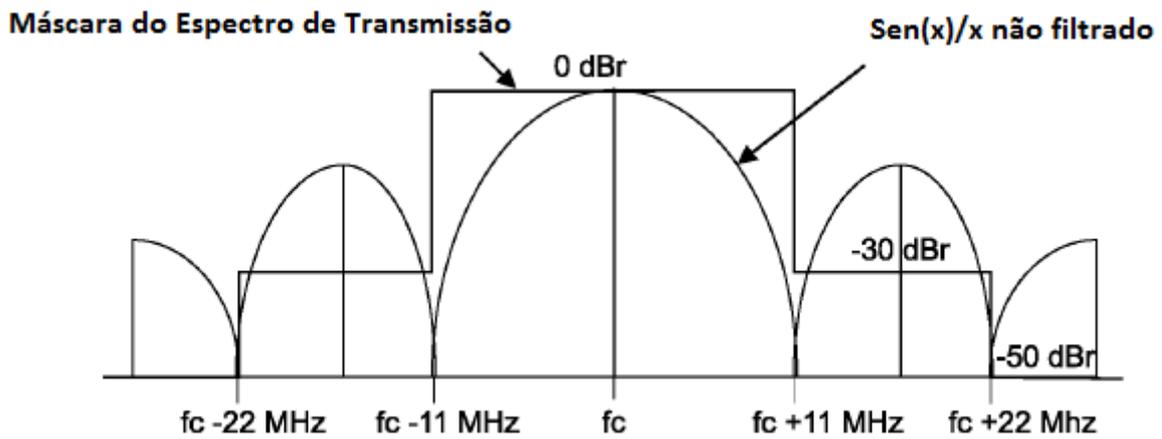


Figura 2 - Máscara do espectro do sinal de rádio do padrão 802.11b (IEEE)

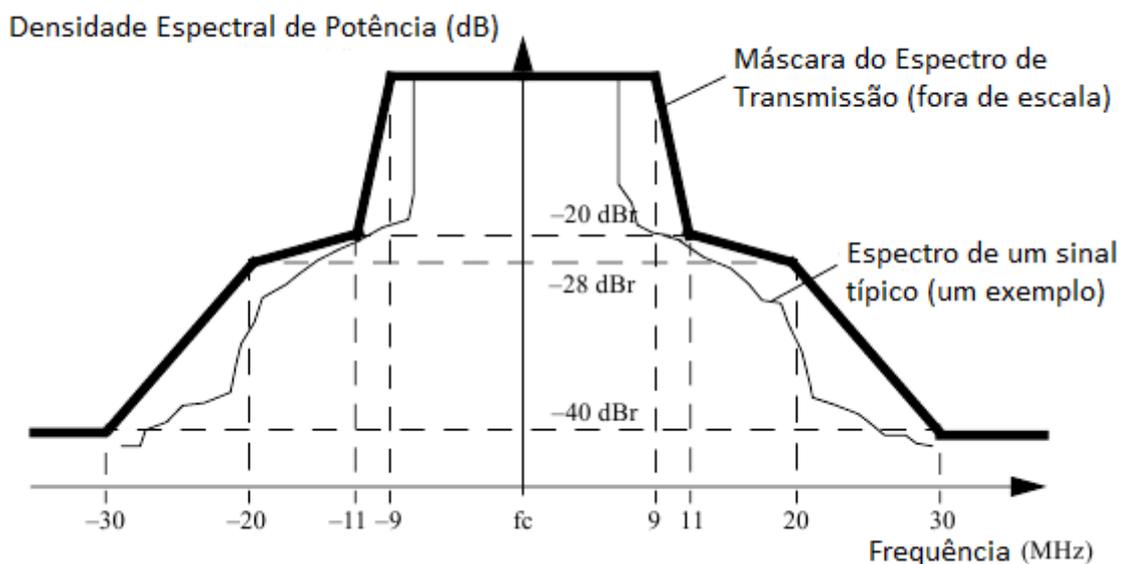


Figura 3 - Máscara do espectro do sinal de rádio do padrão 802.11g (IEEE)

Como é mostrado nas figuras 2 e 3, o formato do espectro no padrão 802.11b, com o método de

transferência DSSS, tem 22 MHz de largura, com 30 dB de margem do ponto mais alto do espectro. O padrão ainda define outra largura de 44 MHz, com 50 dB de margem. Para o padrão com método OFDM, este define uma largura de 22 MHz com 20 dB de margem.

A transmissão do OFDM é feita com subportadoras afastadas de apenas 0,3125 MHz, o que, dada a devida margem, permite uma modulação com apenas $4 \mu s$ de intervalo de símbolo ($1/4 \mu s = 0,250$ MHz). Se for usada a modulação de QAM-64, com uma taxa de código de $\frac{3}{4}$ (codificação para verificação e correção de erros), a taxa de transmissão pode chegar a teóricos 54 Mbps, resultado da operação de 250000 símbolos por segundo, 48 portadoras de dados, o número de *bits* por símbolo da modulação (6 para a modulação QAM-64), e a taxa de código de $\frac{3}{4}$.

A transmissão por DSSS, ou HR-DSSS, trabalha com um processo de espalhamento espectral por codificação do sinal, numa taxa de 11 milhões de *chips* por segundo. No espalhamento espectral cada símbolo é multiplicado por um sinal digital pré-determinado, de duração idêntica ao símbolo. O sinal digital é a chave para a codificação e decodificação do sinal. Este sinal digital é binário e cada *bit* deste sinal é conhecido como *chip*. Quanto maior o número de *chips* na chave, menor o intervalo de símbolo na modulação, e maior a largura de espectro do sinal no espalhamento. As chaves são escolhidas de forma que qualquer outro sinal recebido na mesma faixa do espectro, porém codificado com outra chave, seja anulado na decodificação. Assim, numa mesma faixa de frequência cabem quantos sinal distintos quanto chaves forem criadas.

O padrão 802.11 utiliza o DSSS, cuja codificação permite uma taxa de 1 Mbaud (símbolo por segundo), o que com uma modulação de eficiência de 2 *bits* por símbolo permite uma taxa nominal de até 2 Mbps. Já o padrão 802.11b, que utiliza o HR-DSSS utiliza uma codificação também de 11 milhões de *chips* por segundo, com uma taxa de 1,375 Mbauds. Com modulações de 4 ou 6 *bits* por símbolo (QAM-16 ou QAM-64, respectivamente), a comunicação chega a taxas de 5,5 a 11 Mbps. Após a modulação, o sinal codificado ocupará 22 MHz de banda (2 x 11 milhões) (Ergen, jun 2002).

Com o fim de permitir que um único ponto de acesso possa atender diversos usuários, sem que aumente os riscos de colisão e sem diminuir a eficiência, o 802.11 prevê o uso de vários canais dentro de cada faixa de frequência. Para a faixa de 2,4 GHz, existem 11 canais, sendo apenas 3 não sobrepostos, ou seja, que são possíveis de serem utilizados sem interferirem um com os outros. Já para a faixa de 5 GHz existem 24 canais, sendo todos não sobrepostos. As figuras 4 e 5 ilustram as disposições destes canais no espectro de frequências.

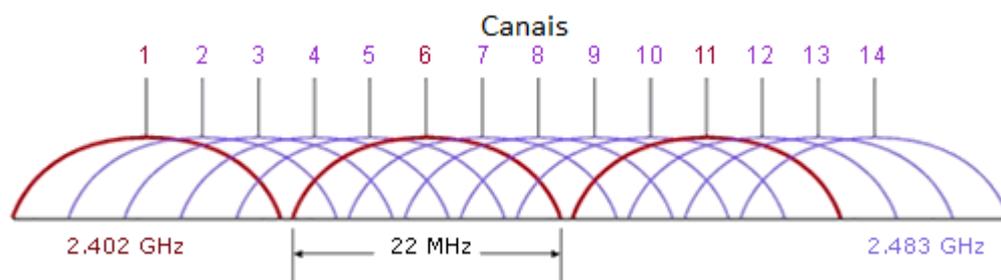


Figura 4 - Canais *Wi-Fi* na faixa de 2,4 GHz (CISCO)

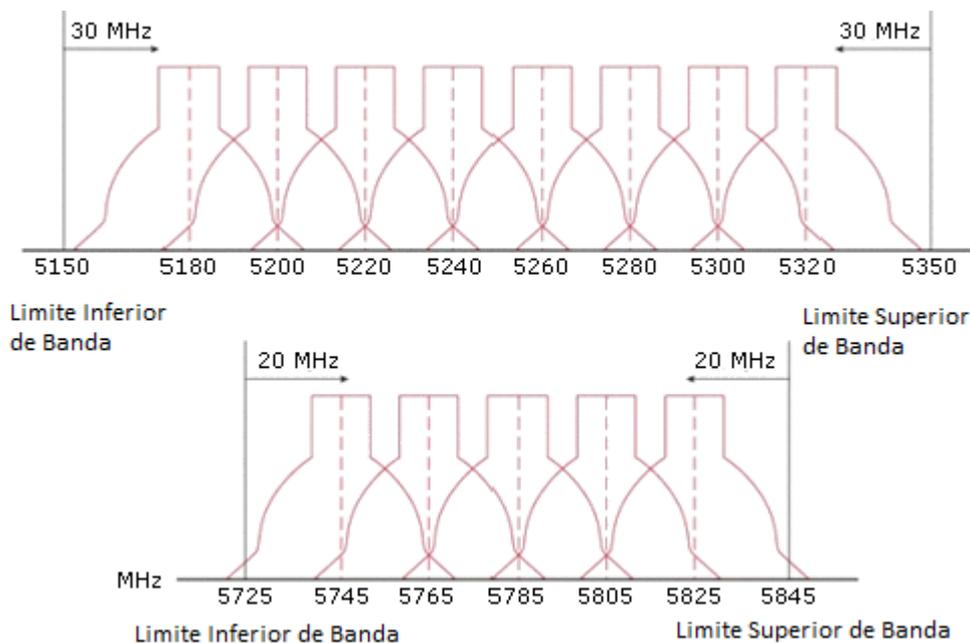


Figura 5 - Canais *Wi-Fi* na faixa de 5 GHz (CISCO)

Com relação ao orçamento de potência de um sistema com o padrão 802.11, devem-se levar em conta os seguintes parâmetros: As potências de transmissão das placas de rede mais comuns encontradas no mercado são de até 17 dBm (DLINK) (ENCORE) (LINKSYS), apesar de que o padrão define como limite a potência de 1W, ou 30 dBm (CISCO). A sensibilidade destas placas pode chegar até -90 dBm, variando pouco para fabricantes diferentes. Também, é similar a maioria dos fabricantes uma sensibilidade de -68 dBm, com uma variação de 2 dB aproximadamente para cada fabricante, para garantir uma operação com uma modulação e técnica de transmissão de máximas eficiência espectral. Se forem usado os melhores valores encontrados (17 dBm de potência de transmissão e para a sensibilidade o valor de -70 dBm) para o cálculo de enlace, se tem de atenuação na propagação do sinal de rádio, aceitável para uma comunicação com altas taxas, um valor de 87 dB. Para cortar a comunicação, a atenuação deverá ser de 107 dB para cima. Considerando o uso de antenas omnidirecionais, com ganho pequeno de 2 dBi (valor também comumente encontrado, o padrão define como ganho máximo o valor de 6 dBi), usando-se o modelo de propagação no espaço livre (Rodrigues, abr 2000) para uma frequência de operação de 2,4 GHz, chega-se a um raio de operação de 353 metros no espaço livre. Para cortar a comunicação,

a distância deve ser superior a 3,5 quilômetros. A equação de Friis, utilizada no modelo, é apresentada a seguir:

$$Aten(dB) = 32,44 (dB) + 20 \log d + 20 \log f, \text{ (Eq. 1)}$$

Na Eq. 1, *Aten* é a atenuação sofrida pelo sinal no espaço livre, *d* é o comprimento do enlace em metros e *f* a frequência do sinal em GHz.

O modelo de propagação no espaço livre não é o mais indicado para a maioria dos casos em que a rede *Wi-Fi* é empregada. Para o caso de propagação de rádio em ambientes internos e com possíveis obstáculos, usa-se o modelo de Keenan-Motley (J.M. Keenan, jan 1990) (J.E. Berg, J. Medbo, 2000). Este modelo leva em consideração para o cálculo o efeito de reflexões e absorções em superfícies. O cálculo da atenuação é semelhante ao de Friis, diferindo somente na ordem de potência para a distância em que o sinal propaga: Ao invés de 2, a ordem pode ser de 2 à 4, dependendo de vários fatores do ambiente, como o número de obstáculos, o material que estes são compostos, se existe, parcialmente ou não, uma linha de visada, entre outros. O valor escolhido para cada ambiente precisa ser descoberto empiricamente. Em (A. Das, aug 2006), o valor usado para uma sala de escritório fechada foi de 3,2. Com estes valores, o raio de atendimento de uma estação com a máxima taxa de transmissão pode cair para um valor de 19 metros, vide Tabela 1. É importante lembrar que o modelo de Keenan-Motley não considera sinal propagado através de obstáculos. Portanto, caso a estação esteja numa sala diferente do ponto de acesso, totalmente separados por paredes, o modelo não se aplica, e o raio (se ainda for possível o atendimento) deverá ser ainda menor.

Tabela 1 - Raios de operação e raios de operação com altas taxas, calculados com base no modelo de Keenan-Motley

N (ordem)	Distância máxima para garantir máximas taxas	Raio de cobertura
2	353 metros	3548 metros
2,5	110 metros	692 metros
3	50 metros	233 metros
3,2	39 metros	165 metros
4	19 metros	59 metros

Se considerarmos ainda todas as fontes de ruído, interferências, absorção de energia (umidade do ar por exemplo) e dispersões, como a de múltiplos percursos (Rodrigues, abr 2000) (Ergen, jun 2002), mesmo para os casos de cenários abertos, com comportamento mais próximo do modelo do espaço livre, as distâncias caem. Os fabricantes das placas de rede comerciais citadas garantem um

raio de cobertura de até 400 metros para estes casos.

Não há uma distância padronizada ou um consenso para o raio de cobertura de uma rede 802.11, mas os valores mais encontrados são de 100 à 150 metros. Mais uma vez todos os valores até aqui foram encontrados considerando que o sinal não atravessa obstáculos, como paredes. Nestes casos, as perdas deverão ser ainda maiores.

2.2.1.2 CAMADA DE ENLACE

A camada de enlace no modelo TCP/IP tem a função de garantir a comunicação com confiabilidade entre estações que compartilhem de um mesmo meio físico (Tanenbaum, 2007). No caso de uma rede sem fio este meio será o ar.

A arquitetura de uma rede 802.11, centralizada, pode ser entendida claramente pela figura a seguir:

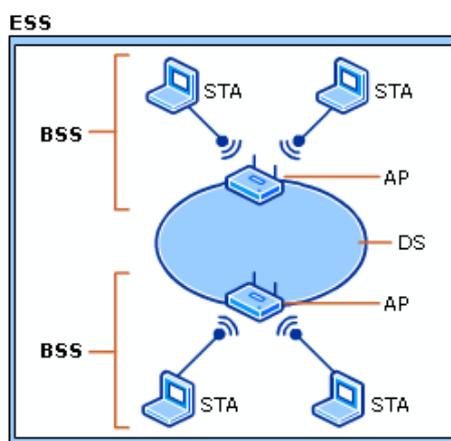


Figura 6 - Arquitetura 802.11 (L. A. Cabianca, 2006)

BSS (*Basic Service Set*, Conjunto de serviço básico): É composta pelo ponto de acesso e as estações a ele associadas. É, portanto, uma célula de cobertura.

DS (*Distribution Systems*, Sistemas de Distribuição): É a rede que interconecta os pontos de acesso. Pode ser de qualquer tecnologia, sendo a mais usada a Ethernet.

ESS (*Extended Service Set*, Conjunto de Serviço Estendido): É todo o conjunto formado pelas BSSs e o DS.

O desafio do protocolo de enlace de controlar o acesso ao meio é mais complicado do que numa rede cabeada. Em ambas existe a preocupação com colisão de dados (duas estações transmitindo simultaneamente pelo mesmo meio físico, acarretando em interferência entre as mensagens), mas na rede sem fio a preocupação deve ser maior, visto que no ar a colisão não pode ser detectada. Numa rede cabeada, uma colisão é notável devido ao aumento de tensão na linha, detectável por qualquer estação ou equipamento a ela ligada. No ar, entretanto, esta detecção é muito mais complicada.

Os equipamentos de rádio de cada estação só podem transmitir ou enviar de cada vez (são *half-*

duplex) no mesmo canal, portanto o uso do canal deve ser exclusivo para quem estiver transmitindo, para garantir que não haja colisões.

O problema do controle de acesso meio se torna mais complexo quando se considera o problema de estação oculta. Quando uma estação “A” pretende enviar um quadro à estação “B”, e “A” está fora de alcance do sinal de “C”, não há como “A” saber se “C” já está transmitindo dados à estação “B”. A consequência disso é que se “A” tentar enviar um quadro, pois ao escutar o meio não detectou nenhum sinal, os quadros provenientes de “A” e “C” irão colidir. O receptor “B” irá detectar o sinal resultante da interferência entre os quadros, tornando impossível a identificação de qualquer dos dois. Portanto a colisão fará com que ambas as transmissões sejam malsucedidas. A Figura 7 ilustra o problema da estação oculta.

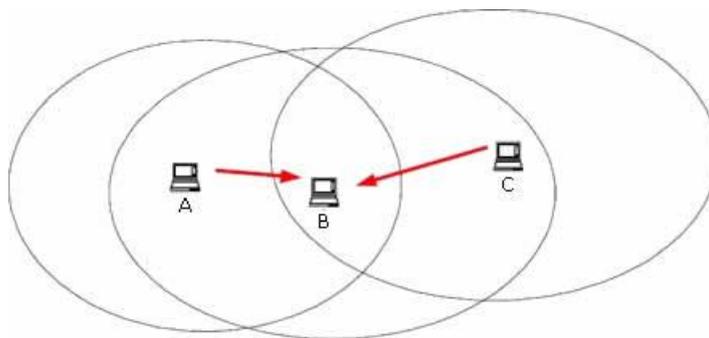


Figura 7 - O problema da estação oculta (Ergen, jun 2002)

O protocolo utilizado para controle de acesso ao meio na rede *Wi-Fi* é o CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance* - Acesso Múltiplo com Verificação de Portadora com Prevenção de Colisão) (Tanenbaum, 2007) (Ergen, jun 2002). O protocolo descreve o procedimento a ser seguido por cada estação que deseja utilizar o meio, tanto numa topologia centralizada ou em malha, com um padrão de acesso aleatório ou determinado, e com prevenção contra estações ocultas ou não (opcional).

O padrão 802.11 admite dois modos de operação: O modo DCF (*Distributed Coordination Function* — função de coordenação distribuída), onde o acesso ao meio é aleatório. Cada estação que quiser acessar o meio irá disputar este direito com todas as outras que assim também quiserem, pois não há qualquer controle central. O modo DCF ainda é subdividido em dois métodos: O acesso básico e o com RTS/CTS, a serem descritos adiante. O segundo modo, conhecido como PCF (*Point Coordination Function* — função de coordenação pontual), possui um controle centralizado e o modo de acesso ocorre por *polling*. O Ponto de Controle (PC - geralmente o ponto de acesso) irá enviar um quadro de *polling* para cada estação de cada vez, questionando a estação se ela deseja iniciar uma transmissão. O modo DCF é obrigatório, e o PCF opcional e pouco popular. Portanto, o enfoque daqui em diante será sobre o modo DCF.

Uma estação operando no modo DCF que deseja transmitir dados deverá “escutar” o meio e

verificar se não há nenhuma estação dentro de sua área de escuta transmitindo no momento. No CSMA/CA, para evitar que duas estações observem simultaneamente o meio ocioso, o que resultaria numa provável colisão, as estações devem aguardar um tempo aleatório antes de começar a transmitir. Cada estação inicialmente aguarda um intervalo conhecido como DIFS (*DCF Interframe Space* - intervalo entre quadros DCF). A duração deste intervalo é pelo padrão de 50 μ s para o padrão 802.11b, 34 μ s para o 802.11a e de 28 μ s para o padrão 802.11g. Findo este intervalo, a estação irá aguardar um tempo aleatório, conhecido como *back-off*, ou janela de contenção. A estação irá sortear um valor aleatório entre 0 e CW , cujo valor inicial é CW_{min} , parâmetro este definido pelos padrões, 31 para o 802.11b e 15 para o 802.11g e 802.11a. Uma vez que o valor da janela de contenção foi sorteado, a estação manterá a escuta do meio e, a cada *slot time* (20 μ s para o 802.11b e 9 μ s para o 802.11g e 802.11a) este valor é decrementado de 1, até que este valor chegue a zero, quando enfim a estação irá começar a transmitir. Caso a estação perceba alguma transmissão em qualquer instante, o valor da janela de contenção se mantém, e quando o meio estiver ocioso novamente, a estação irá aguardar outro DIFS, e então irá voltar a decrementar a janela de contenção do ponto onde parou.

Como não é possível detectar colisões, e como o quadro transmitido está sujeito a erros devido a ruídos e distorções, a medida encontrada para garantir confiabilidade à comunicação é a confirmação de cada quadro enviado. A estação receptora deverá, para cada quadro recebido, enviar um quadro curto de controle denominado ACK (*Acknowledgement* - Reconhecimento). A estação transmissora por sua vez, deverá aguardar um período de tempo pela confirmação de envio para então reiniciar o processo de envio para transmitir o próximo quadro. Se findo esse período o transmissor não receber a confirmação, será considerado que o quadro foi perdido e será feito um novo processo para o reenvio do quadro.

Se um quadro precisa ser reenviado, o mais provável é que tenha ocorrido uma colisão, ou seja, a estação transmissora está disputando o meio com outra estação. Então, para o processo de reenvio, a estação transmissora irá esperar o tempo de DIFS mais o *back-off*, entretanto o valor de CW irá dobrar. O valor da janela de contenção será sorteado entre valores de 0 a $[2 * (CW_{min} + 1) - 1]$. Esta medida visa diminuir a probabilidade de duas estações começarem suas transmissões simultaneamente, para não ocorrer novamente a colisão. A estação que tiver mais sorte irá transmitir primeiro, e a outra irá detectar que o meio está sendo usado, irá aguardar a transmissão terminar, esperará mais um tempo de DIFS com o meio sem uso, decrementará sua janela de contenção até zero, para enfim iniciar sua transmissão.

O aumento da janela de contenção, e conseqüentemente da espera para iniciar a transmissão, irá aumentar exponencialmente a cada tentativa de reenvio. Na primeira tentativa de envio, a estação

pode vir a esperar de 50 μ s até 670 μ s. Na décima primeira tentativa em diante, o valor do CW irá alcançar seu valor máximo, CW_{max} , de 32767, e a espera pode chegar a 655 ms (802.11b). Uma vez que um quadro é recebido normalmente, CW volta ao seu valor inicial.

Quando o receptor recebe o quadro sem erros, este irá aguardar um pequeno intervalo, conhecido como SIFS (*Short InterFrame Spacing* — espaçamento curto entre quadros), para enviar o quadro de recebimento. Este quadro tem prioridade de transmissão, visto que é essencial para o correto funcionamento da rede e para a eficiência do protocolo. Portanto, não faz sentido o receptor ter que disputar o meio para enviá-lo. Tendo isto em vista, o SIFS precisa ser menor que o DIFS, para garantir que o receptor sempre irá iniciar a transmissão do ACK antes que qualquer outra estação tente transmitir. O tempo padronizado para o SIFS é de 10 μ s para o 802.11b, 9 μ s para o 802.11g e 16 μ s para o 802.11a.

É possível que uma rede DCF e uma rede PCF coexistam no mesmo enlace. Inclusive, a passagem de um modo para outro é transparente as estações. O padrão permite isso dando prioridade aos quadros de *polling* sobre os de dados, para fazer com que o controle central não seja preterido pelas estações que estão operando de modo descentralizado. Do ponto de vista de uma estação, esta irá respeitar as regras do modo PCF sempre que “ouvir” um quadro de *polling*, porém, na ausência deste, irá funcionar normalmente no modo DCF.

Os quadros de recebimento continuam sendo os mais importantes, tendo prioridade inclusive sobre os quadros de *polling*. Portanto, o intervalo de tempo que a estação centralizadora espera ouvindo o meio, antes de enviar o quadro de *polling*, deve ser maior que o tempo de SIFS, e menor que o de DIFS. Esse intervalo é conhecido como PIFS (*PCF Interframe Space* - intervalo entre quadros PCF) e tem duração padrão de um SIFS + 1 *slot time*, para todos os padrões 802.11.

A Figura 8 apresenta um diagrama dos intervalos entre quadros do protocolo CSMA/CA.

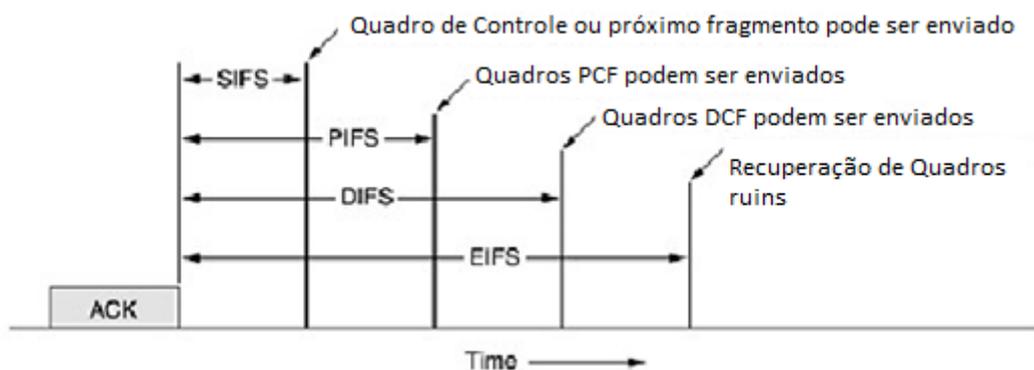


Figura 8 – Intervalos entre quadros

Para resolver o problema de estação oculta, o protocolo CSMA/CA utiliza quadros de controle, que têm a função de reservar o meio para uma determinada estação, fazendo com que as outras estações não iniciem uma transmissão, mesmo que estas não possam perceber que o meio está

sendo usado. É importante lembrar que o procedimento descrito a seguir aumenta o *overhead* da rede, e é opcional o seu uso, sendo configurado no ponto de acesso na instalação da rede.

O procedimento ocorre desta forma: Uma estação aguarda um tempo de DIFS para enviar um quadro de controle chamado RTS (*Request to Send* – Requisição para Enviar), ao ponto de acesso ou estação centralizadora. Na sequência, o ponto de acesso aguarda um tempo de SIFS e envia outro quadro de controle, chamado de CTS (*Clear to Send* – Livre para Enviar), que será ouvido por todas as estações que estão a ele associados. Cada estação ao receber o CTS provindo do ponto de acesso fica impedida de tentar transmitir por um dado período de tempo, conhecido como NAV (*Network Allocation Vector* – Vetor de Alocação de Rede), período esse que deve ser suficiente para que a estação distante possa terminar de transmitir o seu quadro e que a estação receptora possa responder com o quadro de reconhecimento. A Figura 9 ilustra temporalmente o funcionamento do RTS e CTS.

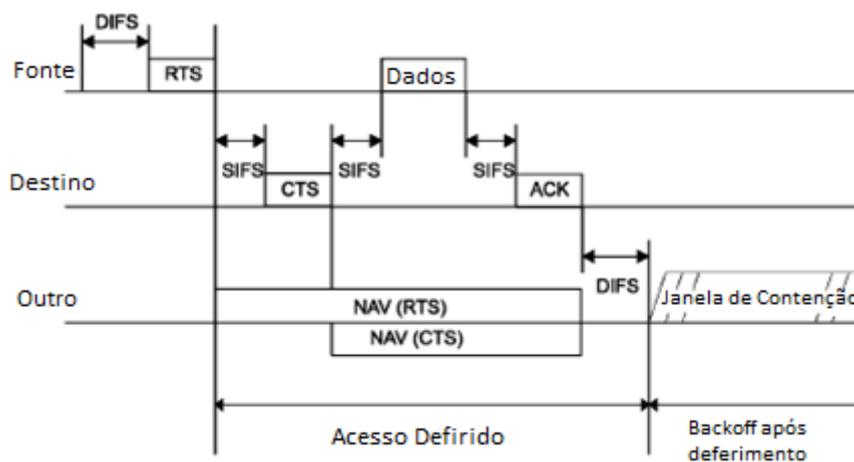


Figura 9 - Troca de quadros RTS/CTS

O método RTS/CTS é comprovadamente eficaz contra o problema do nó oculto. Ademais, o método também pode ser usado para o cenário de uma rede muito competitiva, com várias estações, e/ou com grande volume de dados a transmitir, ou numa rede onde o tamanho dos quadros é maior (Revista os RTS/CTS exchange in high speed IEEE 802.11 networks, jun 2005). Demonstra-se que, num ambiente com muitas estações, o uso do RTS/CTS aumenta a taxa de transmissão total, somada a todas as estações. Em (M. Mjeku, aug 2008), os autores demonstram que o uso deste método para uma rede *Wi-Fi* sobre fibra é benéfico.

2.2.1.3 TAXAS DE TRANSMISSÃO

As taxas de 11 Mbps para o padrão 802.11b e de 54 Mbps para os padrões 802.11a e g, são as taxas nominais. A taxa real de transmissão de um padrão 802.11 fica, no entanto, bem abaixo da taxa nominal. Isso se deve evidentemente ao todo “*overhead*” imposto à rede pelo protocolo de

acesso ao meio. Este *overhead* vai além de um cabeçalho de protocolo e *bits* de redundância, pois o protocolo usa muitas funções de controle, para impedir as colisões. Mais além, o protocolo ocasiona diversos períodos onde o meio fica ocioso, com as estações em contenção, durante todo o processo. Um valor aproximado da taxa real pode ser inferido matematicamente, calculando-se todos os intervalos de tempo envolvidos na transmissão de um quadro, como o tempo de propagação, tempo de *back-off*, e tempo de transmissão do quadro.

Em (Y. Xiao, ago 2002) é apresentada a seguinte equação para calcular a máxima taxa de transmissão, considerando um cenário ótimo, ou seja, com apenas duas estações, onde uma esteja sempre com um quadro a ser transmitido e a outra apenas os recebendo, num meio sem perdas, e com todos os quadros transmitidos estejam no seu tamanho máximo, sem fragmentações:

$$MT = \frac{8 * L_{DATA}}{T_{D_DATA} + T_{D_ACK} + 2t + T_{DIFS} + T_{SIFS} + CW_{med}}, \text{ (Eq. 2)}$$

onde *MT* (*Maximum Troughput*) é a taxa máxima calculada, L_{DATA} é o comprimento em *bytes* da sessão de *payload* (dados) de cada quadro, T_{DIFS} é o intervalo de tempo de um DIFS, T_{SIFS} o intervalo de tempo de um SIFS, T_{D_DATA} o intervalo de transmissão de um único quadro, T_{D_ACK} o intervalo de transmissão de um quadro ACK, CW_{med} é a média de tempo em que a estação transmissora aguardou em contenção (*back-off*), e t é o atraso de propagação do sinal no meio.

O método que os autores usaram para chegar a esta equação é simples. Calcula-se o período médio de transmissão de cada quadro, e divide-se o tamanho em *bits* de cada quadro por este período. O período médio pode ser obtido se observando o protocolo CSMA/CA. A cada envio de quadro, o transmissor espera um DIFS e um intervalo de contenção. Soma-se a estes o tempo que dura a transmissão do quadro. O receptor por sua vez aguarda um SIFS e envia o ACK. Ainda, se adiciona o atraso de propagação, para ida e para a volta. Portanto, o período médio será a soma de um DIFS, um SIFS, o tempo de transmissão de um ACK, o tempo de transmissão do quadro de dados, duas vezes o atraso de propagação, e o tempo médio em que o transmissor aguarda em contenção, já que este valor é aleatório.

Os intervalos de DIFS e SIFS são conhecidos de cada protocolo, sendo obtidos nos padrões. Para descobrir o valor médio de tempo em que a estação encontra-se em contenção, é feita uma conta simples, que leva em consideração que a janela de contenção estará sempre no seu tamanho mínimo (não há retransmissões no cenário ótimo!) e que, como é sabido, cada valor de CW entre 0 e CW_{min} tem a mesma probabilidade de ocorrer. Assim:

$$CW_{med} = \frac{CW_{min} * T_{slot}}{2}, \text{ (Eq. 3)}$$

onde T_{slot} é o tempo de duração de cada *slot time*, também definido para cada padrão.

Conforme (Y. Xiao, ago 2002), o tempo de transmissão do quadro (T_{D_DATA}) que contém dados

pode ser calculado, para cada padrão, desta forma:

Padrão 802.11b (sem OFDM) :

$$T_{D_DATA} = T_P + T_{PHY} + \frac{8*L_{H_DATA}+8*L_{DATA}}{R_{DATA}}, \text{ (Eq. 4)}$$

Padrão 802.11a e 802.11g (com OFDM):

$$T_{D_DATA} = T_P + T_{PHY} + T_{SYM} * \text{Ceiling} \left(\frac{16+6+8*L_{H_DATA}+8*L_{DATA}}{N} \right) + 12, \text{ (Eq. 5)}$$

T_P é o tempo para a transmissão do preâmbulo do sinal, conhecido para cada padrão. T_{PHY} é o intervalo de transmissão do cabeçalho físico, também conhecido para cada padrão. L_{H_DATA} é o tamanho do cabeçalho do protocolo MAC em *bytes*, de 28 *bytes*, e L_{DATA} o tamanho do carga de dados (*payload*) em *bytes*. R_{DATA} é a taxa nominal em *bits* por segundo usada na transmissão. Conforme dito anteriormente, a taxa nominal será considerada sempre a máxima para cada padrão.

No somatório para os padrões 802.11a e 802.11g, o terceiro produto é uma operação de multiplicação entre o intervalo de cada símbolo OFDM (T_{SYM}) pelo número de símbolos OFDM. O T_{SYM} dura 4 μ s, conforme visto anteriormente.

Para transmissão usando OFDM, cada quadro deve ter 16 *bits* reservados para o campo de serviço, e mais 6 *bits* conhecidos como “*tails bits*” (*bits* da cauda). N é o número de *bits* por símbolo OFDM da transmissão. N , no cenário ótimo onde o modo de transmissão e a modulação são sempre de máxima eficiência, pode ser calculado apenas multiplicando o número de *bits* por símbolo da modulação (no caso do QAM-64, este valor é 6), pelo número de subportadoras que contém dados (48, de 52 no total), e pelo índice de codificação que é $\frac{3}{4}$. N , portanto, é igual a 216.

A função *Ceiling* é para arredondar a operação de divisão entre parênteses para cima, uma vez que o número de símbolos transmitidos deve ser um número inteiro sempre.

Para garantir um correto funcionamento do sistema OFDM é dado um tempo de guarda a cada quadro enviado, de 12 μ s, para que o receptor OFDM possa processar o sinal.

O T_{D_ACK} , na Eq. 2, pode ser calculado da mesma forma que T_{D_DATA} , trocando apenas nas Eq. 4 e Eq. 5 os valores de $8 * L_{H_DATA} + 8 * L_{DATA}$, por L_{ACK} , onde $8 * L_{ACK}$ é o tamanho em *bytes* do quadro ACK.

A seguir, a Tabela 2 apresenta todos os valores dos parâmetros utilizados nas Eq. 2 à Eq. 5, conforme descrito nos padrões 802.11:

Tabela 2 - Parâmetros físicos e lógicos 802.11

	802.11a	802.11b	802.11g		802.11a	802.11b	802.11g
T_{slot}	9 μ s	20 μ s	9 μ s	T_P	16 μ s	144 μ s	16 μ s
T_{SIFS}	16 μ s	10 μ s	10 μ s	T_{PHY}	4 μ s	48 μ s	4 μ s
T_{DIFS}	34 μ s	50 μ s	28 μ s	T_{SYM}	4 μ s	-	4 μ s
CW_{min}	15	31	15	L_{H_DATA}	28 bytes	28 bytes	28 bytes
R_{DATA}	54 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	L_{ACK}	14 bytes	14 bytes	14 bytes
N	216	-	216	L_{DATA}	1,5 KB	1,5 KB	1,5 KB

Em todos os casos, o valor de L_{DATA} , deve ser de 1500 bytes, pois este é o tamanho do pacote proveniente das camadas superiores, no caso de uma rede IP.

Realizando as operações considerando o ar como meio de propagação, onde o atraso de propagação deve ser inferior a 1 μ s (portanto usa-se $t = 1 \mu$ s), obtém-se:

$$MT_a = 28,88 \text{ Mbps}$$

$$MT_b = 6,81 \text{ Mbps}$$

$$MT_g = 29,74 \text{ Mbps}$$

Portanto, estes devem ser considerados os máximos valores possíveis de taxa de transmissão que se pode obter na prática, ao usar estes padrões de rede sem fio numa rede TCP/IP ou UDP/IP.

2.2.2 REDES PADRÃO 802.16

As redes *WiMAX* (IEEE, mai 2009) se diferenciam das redes *Wi-Fi* pelos objetivos que pretendem atingir. As redes *Wi-Fi* atuam em áreas locais, oferecendo portabilidade e mobilidade restrita, já que o alcance é pequeno. A rede realiza o *roaming*, ou *handover* (IEEE, Jul 1996), mas não sem consequências para a comunicação. Ainda, a rede fica limitada a um número pequeno de usuários, já que todos dividem o mesmo canal. O *WiMAX* procura suprir estas necessidades de uma rede sem fio. A rede é de abrangência metropolitana (MAN), permite mobilidade total ao usuário, prevendo *handovers* com o usuário em velocidade, e permite número maior de usuários, multiplexando os fluxos de dados num nível de enlace.

A topologia da rede *WiMAX* é sempre centralizada. A estação rádio-base concentra todas as comunicações da rede.

As redes *WiMAX* trabalham em duas faixas do espectro: de 2 a 11 GHz (802.16a), que trabalha sem visada direta, e de 10 a 66 GHz (802.16), que trabalha apenas com visada direta entre as antenas transmissora e receptora. Mesmo sem visada direta, o mais comum é o uso de antenas

direcionais, ou pelo menos setoriais, em sistemas de *WiMAX*, diferente das redes *Wi-Fi* que usam antenas omnidirecionais. Portanto, é comum que a área de cobertura das redes *WiMAX* seja setorizada. A vantagem de se usar um sistema com antenas direcionais e frequências elevadas é a diminuição do efeito de desvanecimento por caminhos múltiplos. Como o sinal se atenua muito rapidamente, a maior parte do sinal provém do feixe direto entre as antenas, pois a energia proveniente de reflexões chega muito fraca ao receptor. No entanto, frequências acima de 10 GHz estão expostas à absorção da água e do oxigênio da atmosfera, aumentando a atenuação no cálculo de enlace.

No Brasil, a ANATEL, órgão regulador das telecomunicações no país, definiu quatro faixas de frequência para a operação de redes 802.16. São elas: 2,5 GHz, 3,5 GHz, 5,8 GHz e 10,5 GHz (Gois, 2008).

As modulações utilizadas são o QAM-256, QAM-64, QAM-16 e o QPSK. A modulação será escolhida de acordo com a distância do usuário para a estação rádio-base, quanto mais distante, menor será a eficiência espectral da modulação, para diminuir perdas de quadros por causa de ruído.

A comunicação dos usuários com a estação rádio-base ocorre por multiplexação temporal. Todos os usuários de um setor irão se falar no mesmo canal com a estação. A estação fica então responsável por gerenciar os *slots* de tempo, e permitir que cada estação transmita uma de cada vez. Quando se usa apenas um canal de frequência, os intervalos de tempo são divididos entre os fluxos de *uplink* e *downlink*, porém também pode se usar uma multiplexação em frequência, para separar os dois fluxos, usando uma portadora para a comunicação estação-base, e outra para a comunicação base-estação. A Figura 10 ilustra três quadros 802.16 multiplexados no tempo, onde cada quadro tem um determinado número de *slots* de tempo para o *downlink* e *uplink*, além de um vazio, para separação.

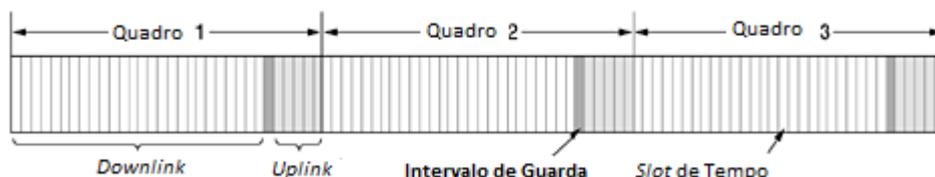


Figura 10 - Quadros 802.16 multiplexados - TDM (Tanenbaum, 2002)

A camada de enlace das redes 802.16 é dividida em três subcamadas. A subcamada de segurança é responsável por toda a criptografia na comunicação, incluindo a troca de chaves (assimétricas) (Tanenbaum, 2002), além da associação, dissociação e autenticação (RSA) dos usuários. A subcamada de MAC é responsável pelo protocolo de controle dos intervalos de tempo do TDM (*Time Division Multiplexing* – Multiplexação por divisão de tempo), controle de qualidade de serviço, sincronização, e os de comunicação. Ainda há uma subcamada superior, responsável por

fazer a interface com a camada de rede.

O padrão 802.16 ainda define quatro classes de serviço, cada uma define alguns parâmetros de qualidade de serviço que podem ser cumpridas ao se flexibilizar a utilização dos *slots* de tempo na multiplexação. No padrão existe um protocolo responsável por alocação de *slots* de tempo para cada usuário, e é este protocolo que irá garantir a reserva de *slots* para cada tipo de serviço. As classes São:

- Serviço de taxa de *bits* constante: Onde é reservado à conexão do usuário um determinado número de *slots* de tempo do início ao fim da conexão. Não existe solicitação por parte do usuário por mais *slots*, e a estação-base não irá alocar outros usuários nesses *slots*, mesmo que não estejam sendo usados. Este serviço fica geralmente para aplicações de voz.
- Serviço de taxas de *bits* variáveis e de tempo real: Neste o número de *slots* de tempo, e consequentemente a banda de transmissão da conexão pode variar. A princípio, um determinado número de *slots* é alocado à conexão, e a estação-base irá consultar periodicamente o usuário (*polling*) se esta precisa de mais ou menos banda. Este serviço fica geralmente para aplicações de tempo real, como videoconferências, e que demandam muita banda. Estas são postas em serviços de taxa variável, com o fim de não deixar muitos *slots* ociosos, ou dedicados a uma única conexão, por muito tempo.
- Serviço de taxas de *bits* variável e não de tempo real: Assim como o anterior, a banda da conexão pode variar, mas não existe a prioridade de ajustar a banda à aplicação como no serviço de tempo real. Caso o usuário precise de mais banda, este irá enviar um quadro de controle à estação-base solicitando novos *slots* de tempo. O usuário irá concorrer a estes com todas as estações que também precisam de banda. Este serviço é geralmente usado por aplicações pesadas, mas que não precisam ser de tempo real, como exemplo, uma de transferência de arquivos.
- Serviço de melhor esforço: Todas as conexões classificadas neste tipo de serviço irão disputar o meio, ou seja, *slots* de tempo que estão sobrando no *frame* de TDM (O padrão 802.16 possui um protocolo para a disputa do meio entre as estações ainda não alocadas). Não é garantida a estação que esta sequer irá conseguir espaço para realizar sua transmissão.

A estação-base pode ficar responsável pela administração e da classificação de cada conexão em cada tipo de serviço. O mais comum é que a estação do usuário irá pedir uma determinada banda à estação-base, e irá administrar a banda que possui entre suas conexões.

As redes *WiMAX* podem alcançar distâncias teóricas de até 50 quilômetros, mas na prática os valores são bem menores, dependendo da faixa de frequência utilizada e do modo de operação, com

ou sem linha de visada (Eduardo Prado, 2006). Distâncias de até 20 quilômetros, operando na faixa de 2,5 GHz com linha de visada são possíveis. Ainda de acordo com a mesma fonte, a faixa de 10,5 GHz não vem sendo explorada comercialmente no Brasil devido ao baixo alcance do sinal nesta frequência. A taxa máxima de transmissão pode chegar até 75 Mbps por canal, para uma estação próxima a estação rádio-base.

2.3 PROTOCOLOS DE TRANSPORTE

A camada de enlace tem como fim garantir a comunicações entre estações que compartilham o mesmo meio. A camada de rede é responsável pela comunicação entre redes, seu endereçamento, roteamento de pacotes, montagem das tabelas de roteamento, além da hierarquização das redes. A camada de transporte irá fornecer uma plataforma de comunicação fim-a-fim para cada processo entre as estações. Ou seja, é a interface das camadas superiores (de aplicação) com a rede.

Todas as etapas de encaminhamento de quadro e de pacotes ficam a cargo das camadas inferiores, fazendo com que a camada de transporte não precise se preocupar com isso. De fato, qualquer rede, seja ela IP ou ATM, com enlaces por fibra, cabeadas, via satélite ou sem fio, são vistas como transparente para os protocolos dessa camada. Estes só irão trabalhar no estabelecimento de comunicação entre processos de duas ou mais estações.

Os dois protocolos mais conhecidos e usados na Internet são o UDP (*User Datagram Protocol* – Protocolo de Datagrama do Usuário) e o TCP (*Transmission Control Protocol* – Protocolo de Controle de Transmissão).

2.3.1 TCP

O TCP (USC, set 1981) (Tanenbaum, 2002) é um protocolo orientado à conexão. Ou seja, antes de ser iniciada a transferência de dados, as estações trocam segmentos (PDU do TCP) de controle com o fim de dedicar e interligar um processo em cada estação para a comunicação. É um protocolo voltado para operar na *Internet* e realizar funções que os protocolos das camadas inferiores são incapazes de cumprir. Como por exemplo, alguns protocolos de enlace têm garantia, mas nem todos são assim. O protocolo de rede IP não confirma recebimento e espera que o protocolo de transporte seja responsável pela retransmissão quando um pacote é perdido. O TCP é então responsável pela garantia de entrega dos dados fim-a-fim.

O TCP fica responsável pela separação dos fluxos de segmentos para cada aplicação ou serviço além de ser responsável pela correta ordenação dos segmentos na recepção que também não é garantido pela rede IP.

O TCP também realiza controle de fluxo e controle de congestionamento na *Internet*.

Do ponto de vista das aplicações o TCP é o responsável por permitir com que processos de duas estações troquem dados, ou seja, ele faz a multiplexação de fluxos de dados, de uma ou mais estações. Para cada processo, nas duas pontas da comunicação, é criada uma interface com a rede, chamado de *socket*. Cada *socket* possui um endereço IP e um número de porta. As portas podem ser numeradas de 0 a 65365. As portas de 0 a 1023 são destinadas a serviços padrões como Web, TELNET, FTP, e protocolos de e-mail, como POP e SMTP.

A conexão é estabelecida por um processo conhecido como *three-way handshake*. O transmissor envia um segmento de controle para iniciar a conexão, conhecido como SYN, com informações sobre IP e porta de origem. O receptor, ao receber o segmento, responde com um segmento SYN ACK, confirmando as informações sobre a conexão. Por fim, o transmissor envia um segmento de ACK, confirmando o recebimento do SYN ACK do receptor. A Figura 11 ilustra o procedimento.

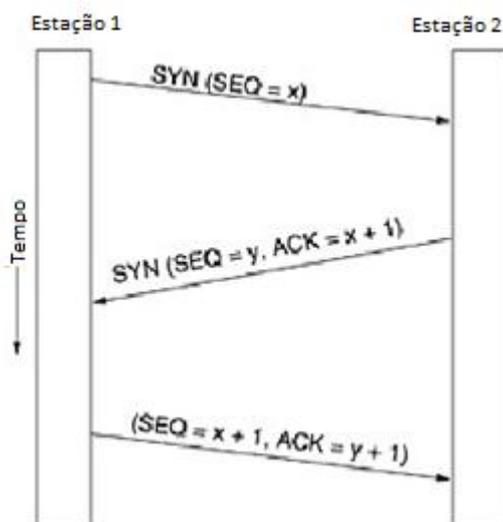


Figura 11 - Three way handshake do TCP (Tanenbaum, 2002)

Para encerrar uma conexão cada estação fica responsável por encerrar o seu lado da sessão. A estação que assim desejar, enviará um segmento de controle FIN e aguardará o segmento de confirmação ACK para então finalizar a sessão. A outra estação, então, fará o mesmo procedimento.

O TCP é um protocolo com garantia de entrega onde cada segmento de dados enviado é confirmado pelo receptor. É importante frisar que esta confirmação é em nível de transporte, independente dos protocolos das camadas inferiores. Numa rede ponto-a-ponto onde a troca de dados é feita via TCP e o protocolo da camada de enlace também exige confirmação, a comunicação procede da seguinte forma:

O transmissor irá montar o segmento TCP com dados que será encapsulado num quadro de dados da camada de enlace e enviado pelo meio. A estação receptora irá desencapsular o quadro de dados e, em seguida, o segmento TCP. O receptor então envia um quadro de reconhecimento da camada de enlace. Novamente, o receptor precisa enviar um segmento de reconhecimento TCP, que será

encapsulado num quadro de dados da camada de enlace e enviado pelo meio. A primeira estação, ao receber este quadro de dados, irá desencapsular o segmento de reconhecimento TCP, completando a transmissão de um único segmento de dados. Por fim, a primeira estação ainda envia um quadro de reconhecimento da camada de enlace para a segunda, confirmando o recebimento do quadro de dados, que continha o segmento de reconhecimento TCP.

Portanto, para o envio de um único bloco de dados no nível de aplicação, ocorrem duas transmissões no nível de enlace, neste caso onde se usa TCP e um protocolo com garantia na camada de enlace numa rede ponto a ponto. A Figura 12 ilustra o que foi explicado acima, apresentando todos os intervalos de tempo em blocos:

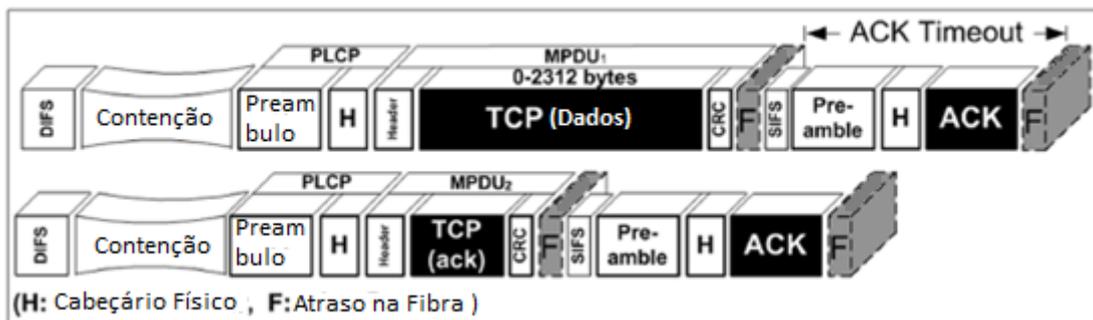


Figura 12 - TCP sobre CSMA/CA com o método básico (B. Kalantari-Sabet, aug 2008)

Se for usado o método RTS/CTS, o *overhead* da rede fica muito maior, conforme mostrado na Figura 13:

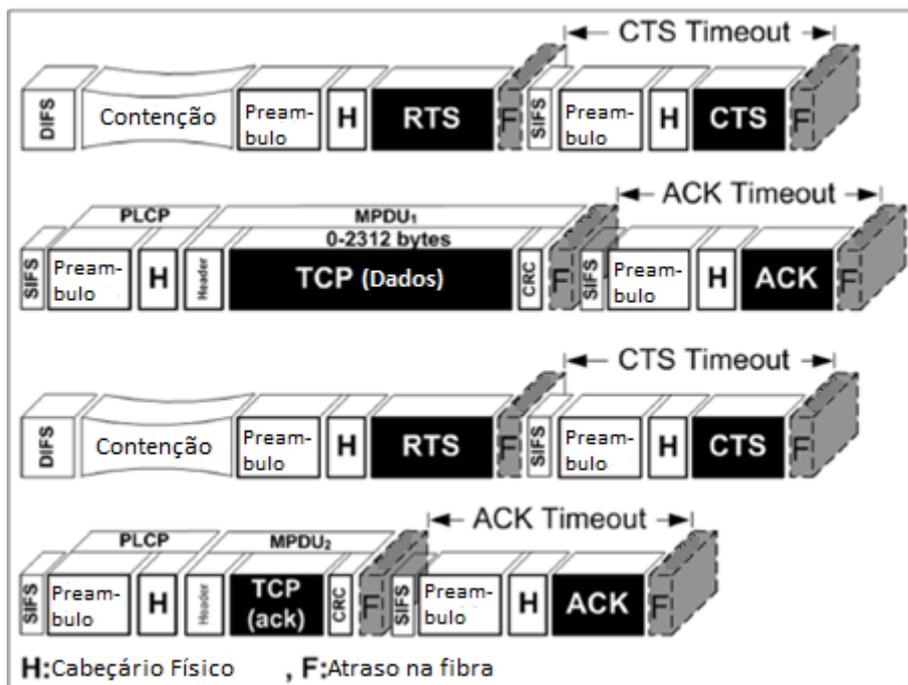


Figura 13 - TCP sobre CSMA/CA com RTS/CTS (B. Kalantari-Sabet, aug 2008)

O TCP faz o controle de fluxo usando uma técnica conhecida como *sliding window* (janela deslizante). O princípio é simples: Não colocar na rede mais segmentos do que esta comporta. Para

evitar com que o transmissor tente enviar mais segmentos em um dado intervalo de tempo do que o receptor tem capacidade de receber, ou da rede de transmitir, o TCP limita a quantidade de segmentos que podem ser enviados de uma única vez. Assim, quando o número de segmentos transmitidos alcança este limite, a estação transmissora para de enviar. Apenas quando o ACK do primeiro segmento enviado chegar é que um próximo, ou próximos, segmento(s) é (são) enviado(s). O segmento de controle contém, além do *flag* de ACK, um campo que informa o último segmento que alcançou o receptor e outro que informa o tamanho da janela. Assim, a estação transmissora é capaz de calcular a quantidade de dados que ela pode enviar, subtraindo o tamanho da janela pela quantidade de dados que já foi enviado desde o último segmento recebido. Desta forma a taxa de dados que o transmissor tentará transmitir fica limitada pela capacidade da rede.

O controle de fluxo se preocupa exclusivamente com o fluxo de dados que se quer transmitir. O protocolo TCP precisa procurar soluções para otimizar o uso da rede, considerando que há diversos fluxos de dados a serem transmitidos, da mesma ou de outras estações, e todas estão competindo por vazão. Deseja-se que a capacidade do canal seja justamente dividida entre fluxos concorrentes, e que o canal seja usado em toda a sua capacidade na maior parte do tempo possível. Para isso o TCP aplica quatro técnicas de controle de congestionamento que visam otimizar o uso da rede. São elas (Network Working Group. M. Allman, set 2009): *Slow Start*, *Congestion Avoidance*, *Fast Recovery* e *Fast Retransmit*.

O controle de congestionamento é todo feito controlando o tamanho da janela deslizante. O *Slow Start* (Início Lento) determina que, no início de uma transmissão, o tamanho da janela será igual a duas vezes um MSS (*Maximum Segment Size* – Tamanho Máximo de um Segmento). Isso significa que no começo de uma transmissão, o transmissor irá enviar apenas dois segmentos inicialmente. Após o recebimento de cada ACK, a janela deslizante irá aumentar em um MSS. Isso representa um aumento exponencial da janela, pois ela irá praticamente dobrar a cada RTT (*Round Trip Time* – Intervalo de tempo médio entre o envio de um segmento e o recebimento do ACK respectivo).

O receptor numa transmissão TCP irá enviar um segmento ACK para cada segmento recebido. Caso o receptor receba um segmento fora de ordem o ACK que ele enviará deve indicar o último segmento recebido dentro da ordem. O transmissor, ao receber um ACK repetido, entenderá que o segmento está atrasado, mas que o(s) seguinte(s) já chegou (chegaram) ao receptor. No entanto, não deslizará a janela, ou seja, se não há mais segmentos na janela a serem enviados, o transmissor irá aguardar em ócio o reconhecimento do segmento atrasado. Uma vez que o segmento atrasado é recebido, o receptor envia um ACK reconhecendo o recebimento de todos os segmentos, inclusive os posteriores. O transmissor ao receber este ACK, irá então deslizar a janela automaticamente por todos os segmentos e continuará com a transmissão.

O transmissor, ao receber três ACKs iguais, entenderá que algo está errado com a rede. O

transmissor poderá concluir que um segmento foi perdido se estourar o temporizador do ACK para aquele segmento. O procedimento a seguir seria reduzir a janela deslizante para o seu tamanho mínimo, como forma de prevenção contra novas perdas. Com o *fast Recovery* (Recuperação Rápida), se o transmissor receber três ACKs iguais consecutivos, a janela deslizante é reduzida pela metade, o que não deixa a taxa de transmissão sofrer uma grande queda. O congestionamento na rede deve ser reduzido, mas sem deixar que isso afete drasticamente as conexões. No entanto, se ao invés de três ACKs, ocorrer o estouro do receptor, conclui-se que a rede ou está muito congestionada, ou houve perda de um segmento, e a medida a ser tomada é reduzir a janela ao tamanho mínimo.

O TCP, apesar do início lento, tem um crescimento muito rápido. Esta pode ser uma característica negativa, se a conexão constantemente congestionar a rede, ou se a conexão precisar com frequência ter sua janela reduzida porque a rede não suporta a taxa da estação transmissora. Para isso, o TCP usa o *Congestion Avoidance*, que altera a taxa de crescimento da janela deslizante. A partir de um determinado tamanho, conhecido como *Slow Start Threshold* (Limite do Início Lento), a janela sairá do regime do *Slow Start*, e entrará no regime do *Congestion Avoidance*. A partir deste ponto o crescimento da janela será linear: A janela irá crescer de um MSS para cada rajada de segmentos inteiramente recebida. O *Threshold* é variável e definido pela metade do valor máximo alcançado. A Figura 14 mostra uma curva de taxa de transmissão de uma conexão TCP, exemplificando os algoritmos de *Slow-Start* e *Congestion Avoidance*.

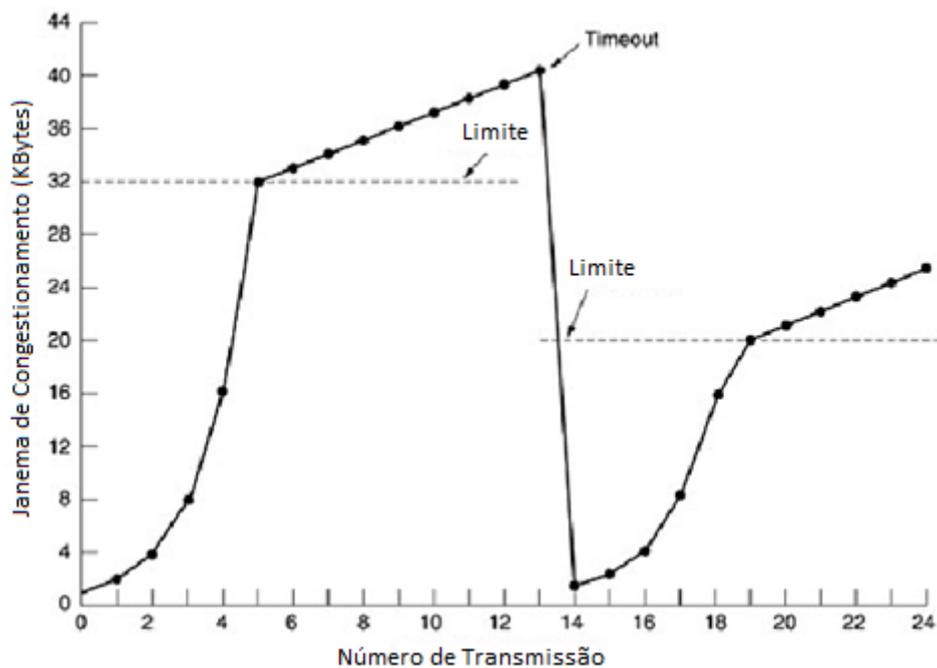


Figura 14 - Progressão da taxa de transmissão do TCP (Tanenbaum, 2002)

Com o intuito de evitar o estouro do temporizador de ACK ou mesmo da janela ser reduzida pela

metade, o TCP usa o *Fast Retransmit* (Retransmissão Rápida). O algoritmo faz com que o transmissor reenvie um segmento que não teve o reconhecimento, assim que recebe o primeiro ACK repetido. O conceito do algoritmo vai de encontro com a ideia principal de conter o congestionamento da rede, já que quando percebe que um segmento está atrasado outro idêntico é enviado aumentando o número de segmentos sendo transportados na rede.

Apesar disso, o *Fast Retransmit* veio para otimizar o uso da rede. Nos dias atuais, na *Internet*, as redes apresentam um bom grau de confiabilidade e pequenos problemas que ocasionalmente ocorrem são rapidamente consertados ou contornados. Alguns segmentos podem ser perdidos ou por falhas de equipamentos ou por um simples reajuste nas tabelas de roteamento. O TCP supõe que qualquer que tenha sido o problema este será resolvido ou contornado rapidamente pela rede. Portanto, é seguro retransmitir imediatamente um segmento perdido ou atrasado pois a rede já estará operando corretamente.

2.3.2 UDP

O UDP (J. Postel, ago 1980) (Tanenbaum, 2002) é um protocolo como o TCP, responsável por fazer a ligação entre dois processos em estações diferentes. Porém, estes são bastante diferentes.

O UDP é um protocolo que não é orientado à conexão. Ainda, ele não garante a entrega de datagrama (PDU do UDP), não os ordena no receptor, e não usa qualquer algoritmo para controlar o fluxo e o congestionamento da rede. É, de fato, um protocolo de melhor esforço.

O UDP faz uso de *sockets*, assim como o TCP, para fazer a interface da aplicação para a camada de rede e a multiplexação dos fluxos. As portas conhecidas são padronizadas e independentes do protocolo de transporte.

A grande vantagem do uso do UDP é a diminuição do *overhead* total na comunicação. Como exemplo, o cenário descrito anteriormente, de uma rede ponto a ponto, só que agora funcionando com o UDP como protocolo da camada de transporte, será bem mais rápido do que com o TCP. Para o envio de um bloco de dados, este será encapsulado num datagrama, que não precisará de confirmação de recebimento, que será encapsulado novamente no quadro do protocolo da camada de enlace. Quando no receptor, após todo o desencapsulamento, os dados são repassados à aplicação no receptor, e a comunicação termina com apenas o quadro de reconhecimento do protocolo de enlace. A Figura 15 e a Figura 16 são análogas as Figura 12 e Figura 13, porém com o uso do protocolo UDP ao invés do TCP:

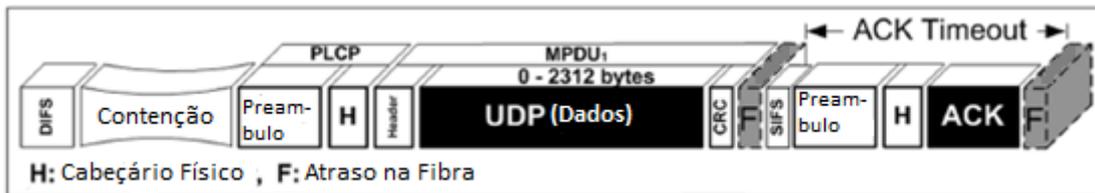


Figura 15 - UDP sobre CSMA/CA com método básico (B. Kalantari-Sabet, aug 2008)

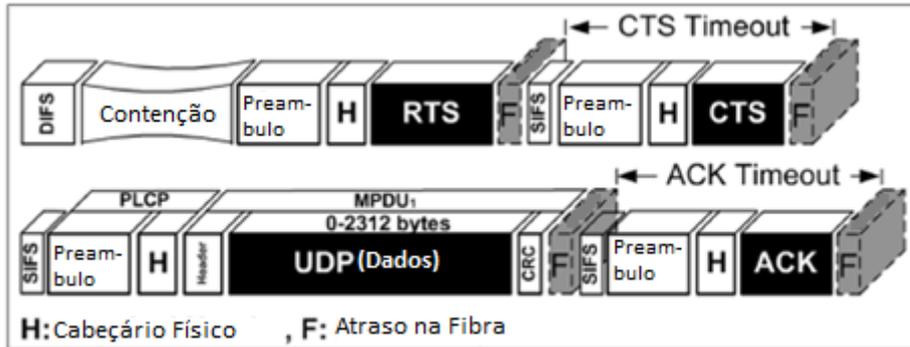


Figura 16 - UDP sobre CSMA/CA com RTS/CTS (B. Kalantari-Sabet, aug 2008)

Justamente por essa vantagem, o protocolo é usado principalmente para aplicações de tempo real, que precisam priorizar a banda e a baixa latência sobre a confiabilidade, para um adequado funcionamento. Como exemplo, uma videoconferência não fica comprometida se um quadro de imagem for perdido, mas se todos os quadros sofrem atraso, a comunicação entre as partes fica degradada.

2.4 APLICATIVOS DE REDE

O ICMP (Postel, set 1981) é um protocolo usado em todas as redes IP, que tem função de controle. O IP, conforme mencionado anteriormente, não faz reconhecimento de pacotes ou sequer qualquer tipo de controle de entrega. O ICMP surgiu com o intuito de gerenciar a transmissão de um pacote IP pela rede, e é usado pelos roteadores para informar qualquer problema que possa prejudicar a comunicação. Por exemplo, quando um roteador está com o *buffer* cheio, ele envia uma mensagem de controle ICMP para os roteadores vizinhos, informando-os que não enviem mais pacotes IP. Na Tabela 3 são apresentados alguns exemplos de mensagens ICMP:

Tabela 3 - Mensagens de controle ICMP (Tanenbaum, 2002)

Tipo de Mensagem	Descrição
Destination Unreachable	Não foi possível entregar o pacote.
Time Exceeded	O campo Time To Live chegou a zero.
Echo	Pergunta à uma estação se ela está ativa
Echo Reply	Responde ao Echo: Sim, estou ativa.

O ICMP é um protocolo considerado da camada de aplicação, pois utilizada um protocolo de transporte para a transmissão das mensagens. Apesar disso, serve a camada de rede do modelo TCP/IP. O ICMP é também utilizado por um programa de teste de conexão, conhecido como *ping*. O ping utiliza as mensagens de *echo request* e *echo reply* do ICMP, com o intuito testar a conexão entre dois pontos da rede. A Figura 17 apresenta a utilização do *ping* pela tela de comando de uma estação:

```
[lhrs@ledunote ~]$ ping www.mestrado telecom.uff.br
PING www.uff.br (200.20.0.21) 56(84) bytes of data.
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=1 ttl=52 time=79.2 ms
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=2 ttl=52 time=68.6 ms
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=3 ttl=52 time=70.4 ms
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=4 ttl=52 time=69.7 ms
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=5 ttl=52 time=68.7 ms
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=6 ttl=52 time=84.2 ms
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=7 ttl=52 time=80.1 ms
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=8 ttl=52 time=78.5 ms
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=9 ttl=52 time=78.1 ms
64 bytes from www.uff.br (200.20.0.21): icmp_seq=10 ttl=52 time=70.7 ms
^C
--- www.uff.br ping statistics ---
10 packets transmitted, 10 received, 0% packet loss, time 9012ms
rtt min/avg/max/mdev = 68.604/74.853/84.205/5.455 ms
```

Figura 17 - Comando Ping

O comando apresentado na Figura 17 testou a conexão de um ponto da Internet até o servidor Web do mestrado de engenharia de telecomunicações da UFF. Na Figura 17 é possível identificar o endereço IP de onde se encontra o servidor Web, o número de sequência da mensagem ICMP, o TTL (*Time To Live* – Tempo de Vida), que é um campo do cabeçalho IP (Ferraz, nov 2002), o tempo de resposta de cada ICMP *request*, e estatística sobre a conexão, no final da tela.

Outro aplicativo de rede que deve ser descrito aqui é o *iperf*. O *iperf* funciona como uma ferramenta de medição de taxa de transmissão. Este também funciona com um protocolo na camada de aplicação, e, portanto, funciona sobre os protocolos de transporte, tanto o UDP quanto o TCP.

O protocolo de transporte a ser utilizado é definido no comando. A escolha do protocolo será fundamental para o que se deseja medir. Conforme dito anteriormente, o TCP faz reconhecimento de recebimento, o que aumenta o *overhead* da transmissão, diminuindo a taxa líquida medida. O UDP, como não faz uso de reconhecimento, costuma obter resultados melhores que com o TCP, porém, como o UDP não faz controle de fluxo, um ambiente congestionado é muito mais prejudicial a este tipo de transmissão do que uma que utiliza conexão TCP. Parte dos datagramas enviados, aqueles que a rede não consegue fazer chegar ao receptor por causa de congestionamento da rede ou perdas, será simplesmente descartada já que o UDP não faz retransmissões. A consequência é uma queda na taxa de transmissão que pode chegar a ser menor do que a taxa obtida com o TCP.

A Figura 18 e a Figura 19 a seguir ilustram os comandos do *iperf*, para transmissão sobre TCP e UDP, respectivamente:

```
C:\>iperf -c 192.168.0.1 -t 300 -i 30
-----
Client connecting to 192.168.0.1, TCP port 5001
TCP window size: 8.00 KByte (default)
-----
[1916] local 192.168.0.2 port 1056 connected with 192.168.0.1 port 5001
[ ID] Interval          Transfer          Bandwidth
[1916]  0.0-30.0 sec      20.7 MBytes      5.79 Mbits/sec
[1916]  30.0-60.0 sec      20.9 MBytes      5.84 Mbits/sec
[1916]  60.0-90.0 sec      20.9 MBytes      5.84 Mbits/sec
[1916]  90.0-120.0 sec     20.9 MBytes      5.84 Mbits/sec
[1916] 120.0-150.0 sec     20.8 MBytes      5.82 Mbits/sec
[1916] 150.0-180.0 sec     20.9 MBytes      5.84 Mbits/sec
[1916] 180.0-210.0 sec     20.9 MBytes      5.83 Mbits/sec
[1916] 210.0-240.0 sec     20.9 MBytes      5.85 Mbits/sec
[1916] 240.0-270.0 sec     20.9 MBytes      5.84 Mbits/sec
[1916] 270.0-300.0 sec     20.9 MBytes      5.83 Mbits/sec
[1916]  0.0-300.0 sec     209 MBytes      5.83 Mbits/sec
```

Figura 18 - Iperf TCP

```
C:\>iperf -c 192.168.0.1 -t 300 -i 30 -b 30M
WARNING: option -b implies udp testing
-----
Client connecting to 192.168.0.1, UDP port 5001
Sending 1470 byte datagrams
UDP buffer size: 8.00 KByte (default)
-----
[1916] local 192.168.0.2 port 1082 connected with 192.168.0.1 port 5001
[ ID] Interval          Transfer          Bandwidth
[1916]  0.0-30.0 sec      23.0 MBytes      6.44 Mbits/sec
[1916]  30.0-60.0 sec      22.9 MBytes      6.41 Mbits/sec
[1916]  60.0-90.0 sec      23.2 MBytes      6.48 Mbits/sec
[1916]  90.0-120.0 sec     23.1 MBytes      6.46 Mbits/sec
[1916] 120.0-150.0 sec     23.3 MBytes      6.50 Mbits/sec
[1916] 150.0-180.0 sec     23.3 MBytes      6.50 Mbits/sec
[1916] 180.0-210.0 sec     23.1 MBytes      6.45 Mbits/sec
[1916] 210.0-240.0 sec     23.2 MBytes      6.49 Mbits/sec
[1916] 240.0-270.0 sec     23.2 MBytes      6.50 Mbits/sec
[1916] 270.0-300.0 sec     23.1 MBytes      6.47 Mbits/sec
[1916]  0.0-300.0 sec      231 MBytes      6.47 Mbits/sec
[1916] Server Report:
[1916]  0.0-300.0 sec      231 MBytes      6.47 Mbits/sec  3.828 ms  0/165030 (0%)
[1916] Sent 165030 datagrams
```

Figura 19 - Iperf UDP

3. WIRELESS OVER FIBER

3.1 APLICAÇÕES

Como dito anteriormente, a tecnologia de WoF trata da propagação do sinal de rádio de uma rede sem fio pela fibra óptica. As principais vantagens que tecnologia almeja é flexibilizar o projeto de cobertura de redes sem fio, e aumentar as distâncias que uma estação pode se associar a rede sem fio. Outra característica atrativa do uso desta tecnologia junto às redes sem fio é a centralização da gerência da rede em um único equipamento para diversas picocélulas.

Trabalhos recentes têm sido feitos para demonstrar a usabilidade desta tecnologia para criar picocélulas de cobertura do sinal de rede sem fio. Com a rede 802.11 sobre MMF (J. James, mai 2010), Com a rede 802.11 sobre 20 quilômetros de SMF (X. Liang, dez 2009), e até da rede 802.16 sobre MMF e POF (ALPHA, jan 2008). As aplicações podem ser feitas em ambientes internos ou externos, como mostrado na Figura 20:

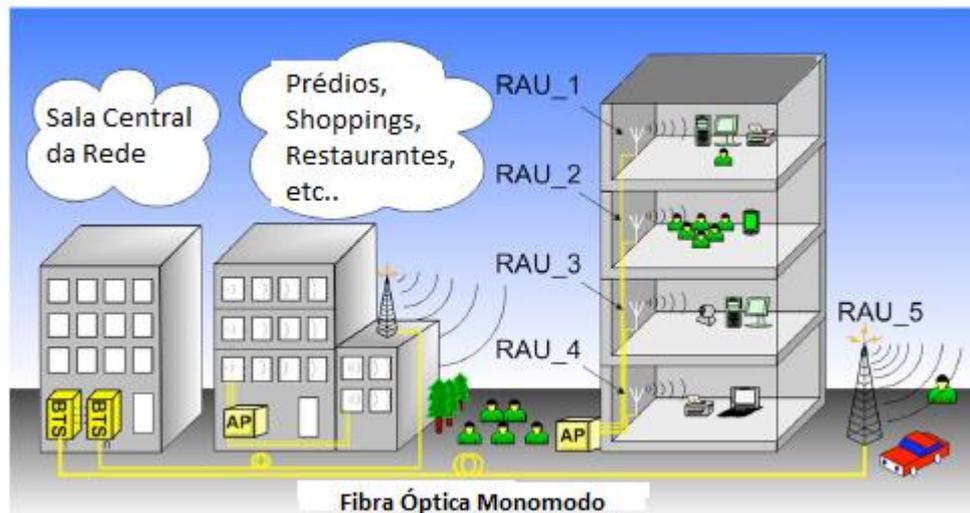


Figura 20 - Esquema de cobertura interna e externa usando WoF (B. Kalantari-Sabet, aug 2008)

O controle de acesso numa rede descentralizada é feito no ponto de acesso ou estação rádio base mais próximo do usuário. O projeto deve incluir ferramentas de gerenciamento remoto, num nível mais alto de rede, aumentando a complexidade e o “*overhead*” da rede, para que o controle de acesso e segurança de toda a rede possa ser feita por uma estação gerenciadora. Outra vantagem do uso de um único equipamento é a facilidade para o protocolo de manter a conexão de um usuário em movimento, pois, mesmo que o usuário se desloque de uma célula para outra, ele ainda estaria associado ao mesmo equipamento. De outra forma, seria necessário que a rede fosse capaz de realizar os “*handovers*” (IEEE, Jul 1996) (Petermann, out 2005) entre pontos de acesso, o que nem sempre garante bons resultados e ainda aumenta a complexidade da rede.

Para exemplificar a aplicabilidade do WoF, supõe-se uma rede *Wi-Fi*, num cenário onde o

número de estações é pequeno e a região é muito extensa. A solução inicial seria a utilização de vários pontos de acesso, para cobrir toda a região. Este método causa um gasto inicial elevado, pela quantidade de pontos de acesso instalados, além de gerar uma brecha na segurança, pois iluminar uma grande área com sinal *Wi-Fi* facilita a ação de um indivíduo mal intencionado. Outra solução possível seria a utilização de antenas diretivas para atender a todos os clientes e com um único ponto de acesso. Este método centraliza a gerência de rede em um único ponto de acesso, mas continua não sendo eficaz com relação à segurança. Usando um único ponto de acesso combinado com fibras ópticas, a área de cobertura poderá ser dividida em várias áreas menores, ou picocélulas (células de cobertura com até dezenas de metros de raio) (Rodrigues, abr 2000), permitindo assim que todas as estações possam ter comunicação com o ponto de acesso, sem precisar cobrir toda a região.

A Figura 21, Figura 22 e Figura 23 mostram um mesmo cenário, onde foram adotadas três formas de atender a todos os clientes da rede. Na Figura 21, foram utilizados dois pontos de acesso. Foi necessária ainda a montagem de uma DS, com uma rede *Ethernet*, para conectar as BSSs, para permitir que todos os clientes usassem a mesma rede. Se for usado um cabo de cobre para a interligação entre os pontos de acesso, o tamanho do enlace estará limitado a uma distância de 100 metros de comprimento, a não ser que se faça uso de repetidores (*hubs*), o que aumentaria o preço do projeto. Se for usada uma fibra óptica para transmitir o sinal *Ethernet*, não haveria a necessidade de usar repetidores ou amplificadores, porém, neste caso, a gerência da rede fica descentralizada em nível de enlace, tornando mais complexo o sistema. Para o presente caso, onde as estações se dividem em apenas dois grupos, a solução é satisfatória, mas deve-se considerar também a escalonabilidade da rede. Para iluminar n regiões, n pontos de acesso seriam necessários, e toda uma malha de rede *Ethernet* deverá ser montada para atender a todas as estações. No caso em que o número de clientes é pequeno, apenas distante entre si, um número grande de pontos de acesso representa um desperdício de recurso.

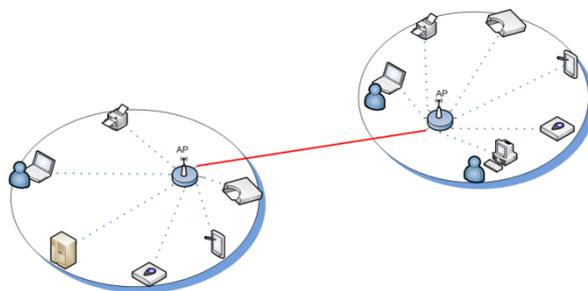


Figura 21 - Rede sem fio com dois pontos de acesso. Interligação usando rede cabeada Ethernet

Para manter todos os usuários no mesmo enlace, e assim centralizar o gerenciamento das estações mantendo uma baixa complexidade, pode-se utilizar uma antena direcional para transmitir o sinal da rede sem fio de um único ponto de acesso a todos as estações, conforme a Figura 22

apresenta. Esta solução, no entanto, ilumina desnecessariamente a região entre os dois grupos de estações, o que caracteriza uma brecha na segurança da rede. Se o cenário citado anteriormente, de um número pequeno de clientes posicionados em diversas regiões distintas, seria necessário uma complexa composição de antenas para garantir que todas as estações fossem atendidas. Quanto maior fosse o número de regiões a serem iluminadas, maior será o “desperdício” de energia neste caso, pois maior seria a área coberta desnecessariamente.

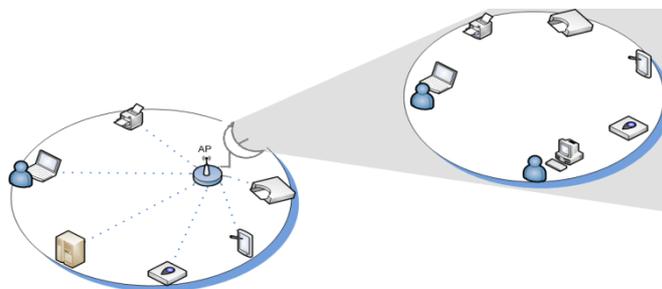


Figura 22 - Rede sem fio com antena direcional

Já na Figura 23, todos os clientes se associaram ao mesmo ponto de acesso, pois com utilização de um sistema de WoF, o ponto de acesso foi capaz de iluminar as duas regiões, sem precisar aumentar sua potência, sem precisar de repetidores, e nem iluminar a região intermediária entre as duas regiões. No cenário com várias regiões, bastaria apenas um *Transceiver Óptico* (TO) a mais para cada região. A potência de transmissão do ponto de acesso não precisa necessariamente ser aumentada para cobrir a todos os pontos, já que o sistema WoF permite que a fonte da onda de rádio, a ser propagada no ar, se aproxime das estações a serem atendidas.

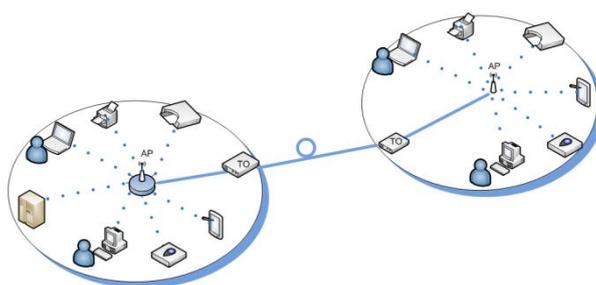


Figura 23 - Rede sem fio com um sistema de Wireless over Fiber. Apenas um ponto de acesso é necessário

A rede com sistema de WoF junta a simplicidade de gerenciamento do sistema com antenas, com o controle centralizado sem necessidade de protocolos de gerência como o SNMP (SNMP Research International, 2011), com a facilidade permitida pelo sistema com vários pontos de acesso, de criar diversas picocélulas de cobertura de sinal, facilitando a gerência de energia e a flexibilização do projeto. Pode-se imaginar como ficará as áreas iluminadas após a montagem dos circuitos de WoF, lembrando que a soma das áreas de cobertura de cada antena ligada a um TO será igual a área de

cobertura do ponto de acesso sozinho (desconsiderando perdas). É possível incluir também, nesta fórmula, uma ponderação da potência inicial de saída do ponto de acesso, já que se pode dividir esta potência entre as picocélulas da forma que se fizer necessária, bastando apenas usar os devidos equipamentos (divisores de potência, acopladores) de microondas antes do sistema de WoF. Leva-se em conta também as diferentes perdas no sistema óptico para cada picocélula, causada pela variação do tamanho do enlace de fibra.

Sobre a flexibilidade obtida pelo uso desta tecnologia, pode-se considerar um caso onde se deseja isolar determinada região, por questões de segurança. Sem o uso do WoF, a forma de se proceder seria diminuir a potência do ponto de acesso mais próximo, diminuindo a potência do sinal recebido e prejudicando suas estações mais distantes. Outra opção seria realocar todos os pontos de acesso do projeto, para redesenhar a área de cobertura, o que praticamente forçaria uma nova etapa de *site survey*, ou análise da cobertura do sinal. Com o uso do WoF, a potência do ponto de acesso destinada a cada picocélula poderia ser remanejada de forma a diminuir sua área, e opcionalmente aumentando a área de outra, alterando assim o desenho da área total a ser coberta, com poucas mudanças no projeto inicial.

Com a possibilidade de criar diversas picocélulas de cobertura para um único ponto de acesso e a flexibilidade que se tem de posicionar cada unidade remota de antena no ponto mais desejável, aumentar a potência de transmissão do ponto de acesso para atender a uma determinada estação não deverá ser a solução mais adequada. Dependendo do projeto de cobertura e do cenário, a utilização da tecnologia WoF pode fazer com que todas os requisitos de cobertura do sinal sejam satisfeitos utilizando menos energia. Portanto, pode-se dizer que a tecnologia WoF é uma “tecnologia verde”.

É possível prever boas vantagens no uso desta tecnologia para redes *WiMAX*. Uma das grandes dificuldades de montar uma rede deste tipo é a grande atenuação que o sinal sofre na propagação na atmosfera, além de todas as imprevisibilidades intrínsecas a este tipo de enlace. A necessidade de manter uma linha de visada com a estação rádio-base, ou simplesmente a necessidade de manter um conjunto de antenas diretivas, aumentam a complexidade do projeto, os gastos com energia, e inviabilizam a mobilidade do usuário.

Com o uso do WoF, poderia se obter picocélulas ou microcélulas (raio de até 1 quilômetro) da rede *WiMAX*, usando-se inclusive antenas omnidirecionais, mas mantendo o controle centralizado na rádio-base. A forma de acesso poderia ser mantida, junto com todas as qualidades do padrão 802.16, como os tipos de serviços fornecidos, a segurança e o controle de banda para cada região ou setor.

Um sinal óptico modulado pelo sinal de rádio de uma rede sem fio, por exemplo, da rede *WiMAX* de 10,5 GHz, ocupa uma largura no espectro de 21 GHz (A largura total ocupada por um sinal modulado é de, no mínimo, duas vezes a largura do sinal modulante). Este sinal ocuparia com

facilidade um canal de um sistema DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplex* – Multiplexação Densa por Divisão de Comprimento de Onda) (Soares, set 2005) (J. Pinto, 2006). Ou seja, estruturalmente seria possível usar fibras ópticas já instaladas, sem a necessidade de dedicar uma fibra só para o sistema de WoF. Seria possível também usar uma mesma malha de fibras ópticas para atender mais de um serviço sem fio que usassem a mesma frequência de rádio, bastando manter separados os sinais no meio óptico. Pode-se também multiplexar diversas redes sem fio, que operem em faixas de RF diferentes, sobre uma mesma portadora óptica, com a divisão dos sinais ficando a cargo dos equipamentos elétricos nas pontas, e não mais no meio óptico. Recentemente, montagens experimentais de sistemas sem fio sobre uma única portadora óptica foram feitas (D. Wake, ago 2010), usando antenas de banda larga.

Isso resultaria num número muito alto de usuários que podem ser atendidos por um único equipamento central, se multiplicado o valor de usuários por faixa de espectro que a rede sem fio comporta, com o número de canais de WDM que o sistema óptico comporta. Como é frequente no que se trata de sistemas ópticos, o limitante no caso de número de clientes que podem ser atendidos por um único equipamento será o próprio equipamento.

3.2 REQUISITOS DA REDE LOCAL PARA O SISTEMA ROF

Um sistema de RoF ponto-a-ponto *simplex* com modulação indireta (a modulação não é feita diretamente no laser) consiste basicamente de 3 módulos: a) Um transmissor de rádio frequência, cuja saída é conectada à entrada RF de um modulador eletro-óptico, sendo este último alimentado por um laser semiconductor; b) Um lance de fibra óptica; c) E finalmente um receptor óptico, cuja saída elétrica está conectada ao receptor de radiofrequência do sistema. A Figura 24 ilustra este sistema.



Figura 24 - RoF ponto-a-ponto *Simplex*

Para se estabelecer um sistema *full-duplex*, pode-se usar o equivalente a dois sistemas do tipo *simplex*, com a adição de dois circuladores ópticos ou de microondas nas extremidades para separar e/ou combinar os sinais que se propagam em sentidos opostos. Dependendo da distância e do tipo de fibra utilizada, o sistema pode ainda necessitar de amplificadores ópticos, fibras compensadoras

de dispersão, ou até regeneradores, para compensar tanto a atenuação como a dispersão das fibras ópticas.

Para garantir a transparência, ou seja, a fidelidade necessária que um sistema de rádio digital exige de uma rede local *Wi-Fi*, alguns parâmetros devem ser respeitados:

A. Potência elétrica após o receptor óptico.

O sinal de rádio que chega ao receptor deve ter uma potência mínima equivalente à sensibilidade do equipamento somada a uma margem para uma determinada BER (*Bit Error Rate* - taxa de erro de *bit*).

O sinal elétrico em RF do transmissor é utilizado para modular a portadora óptica gerada pelo laser, que sofrerá atenuação pela propagação na fibra. A potência elétrica gerada no receptor óptico é função da potência incidente do laser, da atenuação na fibra e da responsividade do fotodetector, presente na entrada do receptor, para o comprimento de onda de operação do enlace. Como a diminuição de potência óptica recebida causa uma diminuição proporcional na corrente elétrica após o fotodetector, conclui-se que a atenuação do sinal de RF é proporcional ao quadrado da atenuação do sinal óptico.

Além disso, grande parte dessa potência óptica incidente será convertida em corrente contínua e depois filtrada. Isso porque o índice de modulação deve ser baixo, o que faz com que as amplitudes das bandas laterais sejam bem pequenas, resultando em um sinal elétrico com uma potência muito baixa na frequência de rádio após a demodulação. Em outras palavras, a eficiência do modulador é baixa devido ao baixo índice de modulação.

O índice de modulação precisa ser pequeno para manter no valor mínimo possível as potências de raias laterais indesejáveis (de ordem igual ou superior a dois) cujo surgimento é inevitável, devido ao processo de modulação. A existência dessas raias laterais pode também ser entendida como distorções causadas pelo modulador, devido a não linearidade na função de transferência do interferômetro.

Intuitivamente, acredita-se que o sistema óptico sempre irá atenuar o sinal de RF, devido a atenuação óptica na fibra e a responsividade do fotodetector, sempre menor que 1, o que significa perda de potência. Entretanto, alguns trabalhos já demonstram que é possível o sistema óptico causar um ganho no sinal de RF, ou seja, os componentes óticos integrados funcionam como um amplificador de RF (C. H. Cox III, fev 2006). Para isso, é feita uma melhor na eficiência do modulador, procurando trabalhar no ponto ótimo de modulação. Essa solução, ao invés do uso de amplificadores de RF ou óticos, provou causar menor ruídos e também aumentar a SFDR

(*Spurious Free Dynamic Range* – Faixa Dinâmica sem Espúrios) do sistema.

B. Relação Sinal-Ruído

O sinal de rádio deve apresentar uma SNR mínima tal que se obtenha uma BER máxima determinada, para o tipo de modulação aplicado.

O ruído que os componentes do sistema óptico impõem sobre a transmissão de rádio é um fator a ser considerado. O trabalho (Delfin J. M. Sabido, out 2001) faz uma análise da figura de ruído imposta pelos equipamentos ópticos a um sistema RoF, e as implicações na faixa dinâmica do sistema.

Apesar de a transmissão ficar praticamente imune a interferências externas, o nível de ruído na saída do receptor óptico será função do ruído de intermodulação gerado no modulador, do ruído gerado por distorções (tratadas a seguir) na fibra, e do ruído gerado no receptor óptico. A potência de ruído total detectada no receptor de rádio será em maior parte causada pelo próprio ruído térmico do fotodetector, considerando que o modulador opera em uma região praticamente linear, tornando inexpressivo o ruído de intermodulação.

C. Distorção

Distorções que afetam o sinal de rádio podem ser de natureza linear ou não linear. Distorções lineares devem ser minimizadas, pois são estas as principais causas de erros na interpretação do símbolo, desde que o sinal apresente uma boa relação sinal-ruído térmico. Já as distorções não lineares de ordem par em um sistema monocanal não são de grande influência, visto que o equipamento receptor do sistema de rádio possui um filtro capaz de eliminar componentes fora da frequência de operação. A única desvantagem deste tipo de distorção é implicar em uma perda de potência na frequência de operação. Porém, o ruído causado por intermodulações de ordem ímpar apresenta componentes dentro da faixa de operação, que não podem ser eliminados pela presença de filtros.

Em um sistema de RoF a principal causa de distorção linear é a dispersão modal, no caso de enlaces com fibra multimodo, ou a dispersão cromática, no caso de enlaces com fibra monomodo. Para o caso de uma transmissão analógica, as fibras comportam-se como se fossem filtros passa-baixa para os sinais em banda básica (no caso, para o sinal de rádio em 2,4 GHz), devido aos efeitos da dispersão. Isso porque quanto maior a frequência do sinal de rádio, maior será o efeito da dispersão sobre este sinal. Um sinal de RF largo no espectro tende a ter suas componentes de mais altas frequências diminuídas.

Para evitar a distorção do sinal, existe a necessidade do sistema óptico apresentar uma resposta

plana em amplitude para todo o espectro do sinal de rádio. Portanto, é desejável manter a frequência de corte deste “filtro passa-baixa” bem acima da frequência do sinal de rádio, ou seja, deseja-se manter no mínimo os efeitos da dispersão na fibra.

A largura de banda a ser ocupada pelo sinal modulado (no caso de um sinal *Wi-Fi* será de duas bandas de 22 MHz, afastadas de 4,8 GHz) é muito pequena quando comparada à frequência central da portadora óptica (200,0 THz) utilizada nos experimentos apresentados neste artigo. Desta forma, o sinal é considerado ter uma única raia no espectro de frequências ópticas. Portanto, são desprezados os possíveis ganhos de amplitude ou fase diferentes para componentes em frequências distintas (filtragem espectral), o que caracterizaria uma distorção linear no sinal óptico, e conseqüentemente no sinal de rádio. Sendo assim, distorções lineares são atribuídas principalmente a efeito de dispersão na fibra, seja modal, cromática ou por polarização. Se a fibra usada for uma SMF (*Single Mode Fiber* – Fibra Monomodo) este efeito também pode ser desprezado para enlaces de até milhares de quilômetros.

D. Atraso (latência)

É conhecido que o atraso (ou latência) é um parâmetro crucial para certas aplicações de rede, como voz sobre protocolo internet (VoIP) por exemplo.

Analogamente, o atraso provocado pelo sistema de RoF pode ser prejudicial à rede *Wi-Fi*. No caso de uma rede local sem fio no padrão *Wi-Fi*, as placas de rede possuem temporizadores para medir os intervalos de DIFS e SIFS. Se ocorrerem atrasos causados especialmente pelo canal de comunicação comparáveis com estes intervalos, então o funcionamento do protocolo, e conseqüentemente a transmissão no enlace, estará comprometido. Neste caso ocorrerão diversas retransmissões desnecessárias, pois o contador de espera da mensagem de reconhecimento estourará antes que seja fisicamente possível a chegada deste quadro. Analogamente, é como se um usuário VoIP falasse do seu terminal e demorasse muito a ouvir uma resposta.

Outro problema previsto é o de um cenário com várias estações utilizando o mesmo meio de transmissão. Supõe-se que o intervalo de espera com escuta entre quadros (DIFS) não será suficiente para impedir que duas estações iniciem suas transmissões ao mesmo tempo, ocasionando a colisão. Em um meio de transmissão muito disputado, poderia ocorrer um *loop*, onde as unidades de rede acabariam por sempre anular as tentativas umas das outras, independente do tempo de *back-off* utilizado. Novamente considerando a analogia do sistema VoIP, seria como se os usuários falassem ao mesmo tempo tornando a conversa inteligível. O atraso inibirá o funcionamento do protocolo de conversação.

6,4 Volts). A curva de resposta do modulador utilizado foi obtida através de testes utilizando um sinal CW de 10 dBm para alimenta-lo. A curva é apresentada na Figura 26. Uma foto do modulador utilizado nos testes é mostrada na Figura 27.

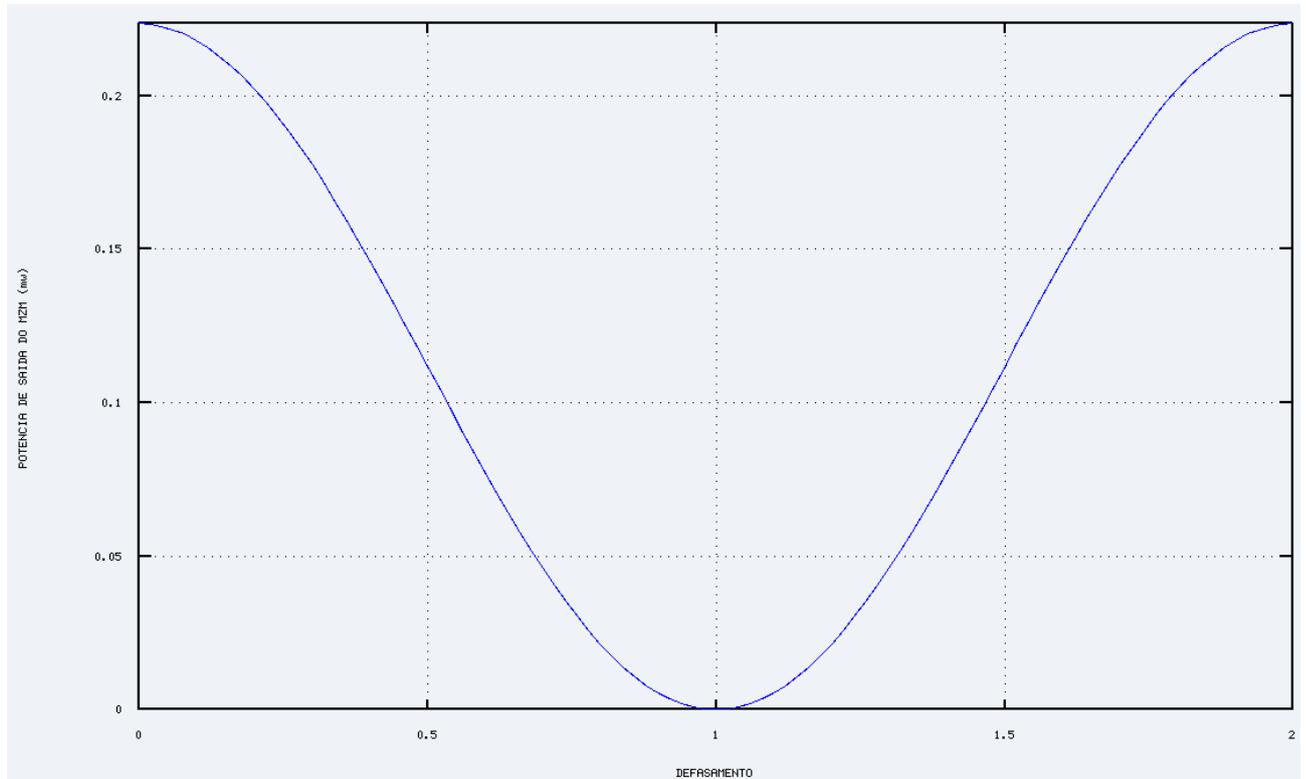


Figura 26 - Curva de Potência de saída de um MZM, com uma alimentação de 10 dBm

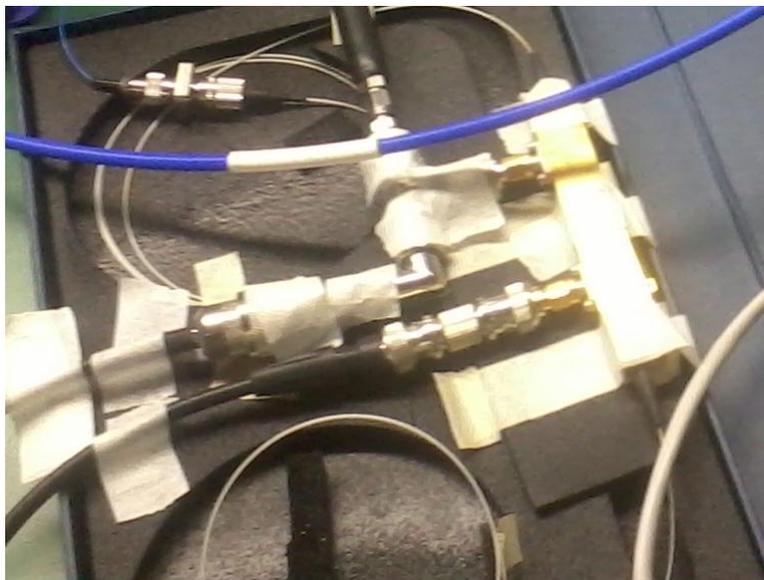


Figura 27 - Foto do Modulador Mach-Zehnder

No teste em que foram elevadas a potência das placas, o nível máximo utilizado nos testes foi de 10 dBm, para garantir que o sinal irradiado pelo cabo não seja capaz de enviar o sinal até a outra estação pelo ar. As estações estavam na mesma sala a aproximadamente 5 metros, e as placas de rede têm uma sensibilidade de -90 dBm. Mesmo com o isolamento fornecido pelos cabos, o pouco

sinal que é irradiado pode ser suficiente para transmitir o sinal de uma estação para a outra. Em testes feitos, uma potência de 13 dBm foi a mínima em que se conseguiu quebrar o isolamento dos cabos e fazer com que as estações trocassem dados sem utilizar o enlace óptico. Portanto, foi arbitrado que a potência máxima utilizada seria de 10 dBm, para manter uma margem de 3 dB. É importante frisar que o isolamento das estações por comunicações pelo ar é essencial, para garantir que estas só se comunicam utilizando o sistema óptico, garantindo a veracidade dos testes.

As placas foram configuradas para trabalharem no modo *ad-hoc*. Quando usadas placas no padrão 802.11g ou 802.11b, foi utilizado o canal 1, de 2,412 GHz. Estas não foram configuradas para manterem a modulação com a máxima eficiência espectral, deixando a cargo da própria placa de rede a modulação adaptativa.

Nos experimentos, espera-se que a modulação escolhida será sempre a de maior eficiência espectral, pois a potência na recepção terá sempre um nível aceitável. A escolha da modulação será independente das perdas de quadros. Quem irá tomar decisões com relação às perdas será o protocolo de comunicação. O protocolo de escolha da modulação leva em conta exclusivamente parâmetros físicos, como o nível de potência na recepção e o nível de ruído.

Para alterar os intervalos entre quadros do protocolo CSMA/CA e os temporizadores de espera do quadro de reconhecimento é necessário que o *driver* da placa de rede permita essa operação. As placas dos roteadores D-Link, utilizados nos testes, suportam o *driver* WL, que permitem ao administrador da rede entrar com o tamanho do enlace, mas não entrar com o intervalo tempo por si mesmo, em microssegundos. Isso gera uma inflexibilidade indesejável para os objetivos deste teste.

A fibra óptica utilizada possui um índice de refração de aproximadamente 1,44 para o comprimento de onda utilizado. Isso significa que a velocidade da luz na fibra e, portanto, a velocidade de propagação do sinal, é menor do que no espaço livre. O *software* do *driver* da placa de rede calcula o tempo para os intervalos fazendo uma simples divisão, que no presente caso não estará correto. Para os testes com enlace de 50 quilômetros, para corrigir o erro do *driver*, a distância do enlace foi configurada para 80 quilômetros ($50 \times 1,44 + \text{margem de erro}$).

Na saída para a antena de cada estação foi colocado um cabo coaxial conectado a porta 1 de um circulador de rádio, modelo SM2327C01, que opera na faixa entre 2,4 e 2,5 GHz. A porta 2 do circulador, cujo o sinal vindo da placa deverá se encaminhar, foi conectado por um cabo coaxial até a entrada do sinal de RF do modulador ótico. Na porta 3 do circulador, onde deverá entrar o sinal de rádio a ser levado à placa de rede, ficou a saída do receptor óptico. A Figura 28 ilustra a montagem.

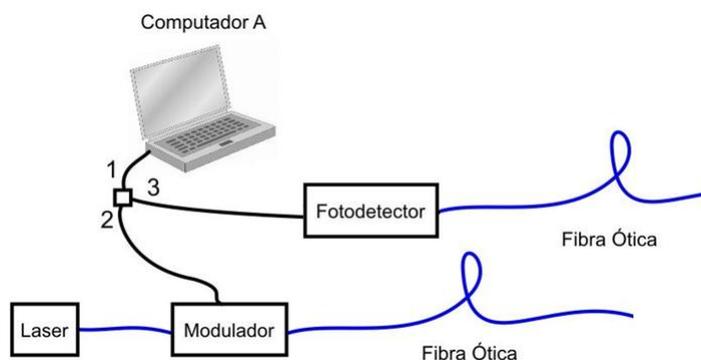


Figura 28 - Representação da montagem feita para os testes

Com relação ao sistema óptico, foram utilizados dois lasers DFB (*CyOptics*, modelo D2525P26), um com uma potência de 0 dBm e outro com de 1,1 dBm. Como o modulador é sensível a polarização, foram usados dois polarizadores (*General Photonics*, modelo PLC-002-FC/PC-7), entre o laser e o modulador. Os moduladores Mach-Zehnder (LNPAM1510000122SS) tiveram tensões de bias aplicadas, com o objetivo de manter seus pontos de operação no ponto mais linear da curva de resposta de potência do sinal. Essas tensões foram de aproximadamente 0 volts e -2,7 volts, sofrendo leves variações (0,2 volts para mais ou menos) de acordo com a temperatura ambiente. A tensão V_{pi} do modulador é de 6,4 Volts.

Para os cenários com um enlace de 50 quilômetros de fibra óptica, foram utilizados dois carretéis de SMF, Tipo ITU-T G.652-D (ITU, out 2000) com 0,183 dB/Km de atenuação e 16,5 ps/nm.Km de dispersão cromática. Com esses valores chega-se a uma atenuação de 9,15 dB e, lembrando que o sinal de RF do *Wi-Fi* ocupa duas bandas de 22 MHz da banda óptica distantes de 4,8 GHz uma da outra, (equivalente a 0,036 nm na faixa de 1500 nm), há uma dispersão de 29,7 ps ($16,5 * 0,036 \text{ nm} * 50 \text{ km}$), para o enlace em questão. A frequência do sinal elétrico sobre a fibra, que apresenta queda de 3 dB devido a dispersão calcula-se da seguinte forma (lembrando que a dispersão cromática causa um efeito no sinal semelhante a um filtro passa baixa):

$$f_e^{-3dB} = \frac{0,35}{\Delta t}, \text{ (Eq. 6)}$$

Esta frequência fica em torno de 11,78 GHz, o que garante uma margem segura de operação.

Os receptores ópticos (*Agere Systems*, modelo 2860E-023) possuem uma sensibilidade de até -20 dBm, com uma responsividade de 0,8 A/W na faixa de 1550 nm. Além de um simples fotodetector, o receptor óptico possui um pequeno amplificador de RF. O *datasheet* (AGERE) do receptor óptico fornece uma curva que descreve a corrente de saída do receptor óptico em função da potência óptica de entrada, apresentado na Figura 29. Pela análise da curva, considerando a impedância de saída de 50 Ω e a responsividade do fotodetector de 0,8 A/W, concluiu-se que o receptor amplifica o sinal de RF após a detecção em aproximadamente 30 dB.

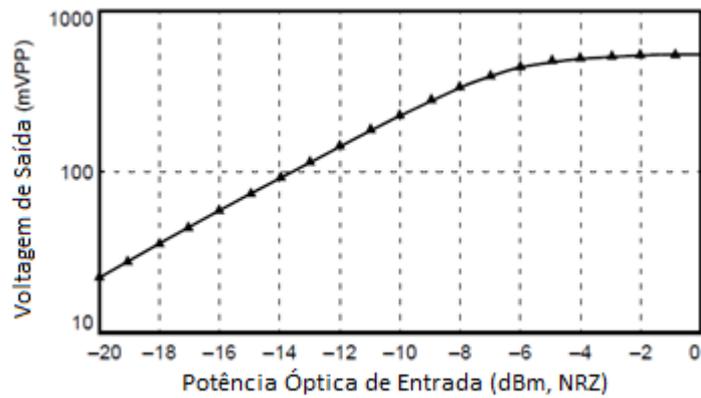


Figura 29 - Curva de resposta do receptor óptico

Uma imagem do receptor óptico utilizado no laboratório é apresentada na Figura 30:

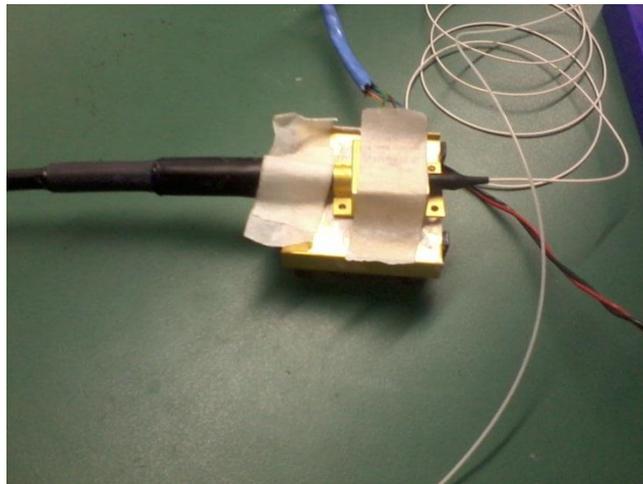


Figura 30 - Foto do receptor óptico

Os atenuadores ópticos (*AC Photonics*) têm atenuações de 10,1 dB e 10,3 dB.

O comprimento de onda utilizado foi na faixa de 1550 nm, mas não houve um rigor em manter sempre o mesmo comprimento na realização dos testes (este pode variar de acordo com a temperatura do laser e com o valor da corrente utilizada para alimentá-lo). Não há também a necessidade de usar o mesmo comprimento para os dois circuitos do sistema. O método de utilização do sistema óptico de IM/DD, sem o uso de sistemas de multiplexação na fibra, além do receptor óptico ter uma resposta bastante semelhante para qualquer comprimento de onda nesta faixa, permite esta flexibilidade de trabalhar em qualquer comprimento de onda dentro da terceira janela.

Para se medir a potência do sinal de RF e para obter o espectro deste foi utilizado um analisador de espectro (*Anritsu*, modelo MS2034A). Divisores de RF foram utilizados para manter a comunicação simultaneamente com as medições feitas com o analisador.

Além dos equipamentos citados, cabe destacar as ferramentas de software utilizadas. O *ping*, aplicação que utiliza o ICMP *request* e *reply*, foi utilizado para o teste de conexão. Os testes foram feitos com 300 solicitações ICMP, em 5 minutos.

O *iperf* foi utilizado para medição das taxas de transmissão sobre TCP e UDP. Os testes utilizando o *iperf* foram sempre feitos com o tamanho de pacote padrão, de 1500 *bytes*. Quando sobre UDP, a taxa de transmissão foi designada sempre para ser a taxa nominal do padrão da rede sem fio utilizado, por exemplo, sempre que os testes foram feitos com placas de rede do padrão 802.11g, a taxa utilizada para os testes foi de 54 Mbps. Estes testes também tiveram duração de 5 minutos (300 pacotes) para cada bateria.

Todos os testes, tanto os com o *ping* quanto os com *iperf*, foram feitos para os dois sentidos.

4.2 OBJETIVOS

Os objetivos dos testes desenvolvidos eram, primeiramente, verificar o funcionamento do sistema, ou seja, da rede sem fio usando como forma de propagação do seu sinal um sistema de RoF, num enlace curto.

Uma vez comprovado o funcionamento da rede, serão medidos os principais parâmetros físicos da rede, como a atenuação do sinal óptico, a potência elétrica na recepção (após a detecção óptica), a atenuação total do sinal de RF desde o transmissor ao receptor de rádio. Não é possível medir com precisão o nível de potência que as antenas das placas de rede estão de fato recebendo, mas é possível calcular, com base no modelo de Keenan-Motley, ou no modelo de espaço livre, conforme descrito no Capítulo 2. Para um cálculo otimista, é usada a equação de Friis (Eq. 1), e chega-se ao valor de 54 dB, considerando a frequência em 2,4 GHz e a distância de 5 metros entre as estações.

Para calcular a atenuação no meio ótico, é preciso conhecer a responsividade do receptor óptico, a atenuação na fibra e a eficiência do modulador. Os dois primeiros são conhecidos, e a eficiência do modulador depende da potência do sinal óptico CW (saída do laser), e de V_{π} do modulador. A potência óptica do sinal após a modulação estará dividida em infinitas raias espectrais, conforme previsto numa modulação de fase, o valor somado das duas primeiras raias laterais será de (YEH, 2003):

$$P_{opt}^{R1} = \frac{P_{laser}}{A_{acop}} * 0,5 * J_1\left(\frac{V_m * \pi}{V_{\pi}}\right), \text{ (Eq. 7)}$$

onde V_m é a tensão elétrica de pico do sinal modulante, ou seja, o sinal de RF, J_1 é uma função de Bessel de primeira ordem, P_{laser} é a potência de alimentação do laser, A_{acop} as perdas de acoplamento no modulador, e P_{opt}^{R1} é a potência óptica nas primeiras raias laterais. O valor de V_m pode ser conhecido a partir da potência do sinal de RF e da impedância do cabo coaxial. Fazendo a potência de RF 0 dBm e a impedância do cabo de 50 Ω , V_m é igual a 223,6 mV. Usando uma aproximação para o valor da curva de Bessel de primeira ordem, com uma potência óptica do laser de 0 dBm e uma perda de acoplamento no modulador de 6,5 dB, calcula-se o valor de P_{opt}^{R1} :

$$P_{opt}^{R1} = -22,11 \text{ dBm}$$

Considerando as perdas na fibra nulas (enlace *back-to-back*), e usando a responsividade de 0,8, calcula-se a corrente elétrica após o fotodetector. Para calcular a potência de RF, basta elevar ao quadrado a corrente e multiplicar pela impedância, de também 50 Ω . Por fim, soma-se 30 dB ao sinal, devido a amplificação de RF no receptor óptico. A potência de RF fica em -29,29 dBm após a recepção. O que significa que o sistema óptico sozinho, causa uma atenuação de 29,29 dB ao sinal de RF.

No cenário com 50 quilômetros, considera-se uma perda de 10 dB na potência óptica, o que representa uma atenuação ao sinal de RF de mais 20 dB, devido a relação linear entre potência óptica e corrente elétrica, que por sua vez possui uma relação quadrática com a potência de RF. A atenuação no sistema óptico, neste sistema, será então de 49,29 dB. Portanto, espera-se que o sinal de RF após o enlace de 50 quilômetros de fibra seja melhor do que o sinal na recepção no enlace de rede sem fio de 5 metros de distância (sofre 54 dB de atenuação, de acordo com o método de Friis). Se o modelo escolhido para calcular o enlace sem fio for menos otimista que o de espaço livre, o qual desconsidera reflexões, a diferença entre os dois métodos é ainda maior e conclui-se que a potência de recepção no enlace sem fio é pior do que o enlace de 50 quilômetros de SMF.

$$P_{RF}^{B2Bopt} = -29,29 \text{ dBm}$$

$$P_{RF}^{50kmSMF} = -49,29 \text{ dBm}$$

Foram medidas as taxas de transmissão que os enlaces oferecem. Com essas medições, esperou-se mostrar que o sistema óptico pode ser transparente para a rede sem fio, além de garantir uma adequada qualidade de sinal ao receptor de rádio.

Esperam-se encontrar valores de taxas de transmissão para os testes sobre UDP próximas as máximas taxas na rede 802.11, calculadas no subcapítulo 2.2.1. O cabeçalho UDP/IP e o cabeçalho TCP/IP têm o tamanho de 40 *bytes*, sendo os 1460 *bytes* restantes do pacote destinados para dados. Portanto, para o protocolo UDP, pode-se calcular a taxa esperada para dados bastando apenas multiplicar os valores calculados como máximas taxas na rede 802.11 por 1460/1500.

$$UDP.MT = MT * 1460/1500, \text{ (Eq. 8)}$$

$$UDP.MT_b = 6,63 \text{ Mbps}$$

$$UDP.MT_g = 28,95 \text{ Mbps}$$

Pela complexidade do protocolo TCP, não será modelado neste trabalho um valor esperado para a taxa de transmissão a ser medida em cada padrão 802.11. Porém, devido às conhecidas técnicas do protocolo de melhor aproveitamento da banda, que geram um maior *overhead* na comunicação, supôs-se que as taxas nestes casos seriam um pouco inferiores à dos cenários com UDP.

A seguir, testes foram feitos expondo o sistema a uma condição de enlace muito longo, visando

identificar os limitantes do sistema. Um cenário com fibras de 50 quilômetros foi usado. Os objetivos são medir novamente todos os parâmetros físicos já descritos, além de comparar as taxas de transmissão obtidas nos cenários com enlace curto e longo. Pelo que foi descrito no capítulo anterior, é possível prever que a dispersão não será um limitante do sistema, devido à pequena banda espectral ocupada pelo sinal.

A atenuação pode vir a ser um problema, pois depende da eficiência do modulador e da responsividade do receptor óptico. As perdas na fibra, no caso uma SSMF (*Standard Single Mode Fiber* – Fibra Monomodo Padrão) com atenuação máxima de 0,183 dB/Km, serão responsáveis por uma queda de 9,15 dB do sinal óptico, e por consequência de 18,3 dB do sinal de RF. Somando-se as perdas com acoplamento, estas não seriam capazes de impedir a comunicação, pois, conforme dito, a potência de transmissão e a sensibilidade das placas de rede permitem que o enlace tenha perdas de até 94 dB: 0 dBm (Potência de transmissão) - 90dBm (Sensibilidade das placas) + 2 dB + 2 dB (ganho das antenas).

Com relação à influência que as fontes de ruído óptico podem ter sobre a transmissão de RF, pode se dizer que comparativamente entre os dois cenários, estes farão pouca diferença. Isso se deve porque as principais fontes de ruído do sistema óptico são fixas, e são encontradas nos dois cenários. Estas fontes são, conforme mencionado, o modulador e o receptor óptico.

Tendo isto em mente, espera-se que a potência total de ruído no receptor seja próxima nos dois cenários. A diferença da relação sinal-ruído ficará então exclusivamente devido à diferença de atenuação. Resultados diferentes na medição da taxa de transmissão podem indicar um limiar, ou até uma curva, da taxa em função da atenuação do sistema.

O principal parâmetro físico limitante do sistema que se espera encontrar é a latência, devido a sua influência no protocolo de acesso ao meio da rede *Wi-Fi*, o CSMA-CA. O tempo de propagação na fibra pode ser calculado dividindo o comprimento do enlace pela velocidade da luz na fibra, que por sua vez é calculada dividindo a velocidade da luz no vácuo pelo índice de refração do núcleo da fibra (1,44 na fibra de vidro). Com isso chega-se a um intervalo de 240 μ s. Ao aplicar este novo valor de t à Eq. 2, e usando a correção para o protocolo UDP conforme a Eq. 8, obtêm-se novos valores para as máximas taxas:

$$UDP.MT_b^{50km smf} = 5,22 \text{ Mbps}$$

$$UDP.MT_g^{50km smf} = 13,15 \text{ Mbps}$$

Estes são os valores que se espera encontrar para as taxas de transmissão no enlace de 50 quilômetros, caso não ocorram erros no protocolo devido ao atraso de propagação. Como no caso anterior, não serão feitos os cálculos para o TCP.

Os valores calculados para a taxa de transmissão máxima no 802.11 (subcapítulo 2.2.1, usando a

Eq. 2), para a taxa máxima usando UDP (usando a Eq. 8) e para a taxa máxima com UDP no cenário de 50 quilômetros de SMF (usando a Eq. 2 e a Eq. 8) são para um cenário ótimo, ou seja, sem perdas de quadro, retransmissões e colisões. O máximo possível deve ser feito para imitar estas condições: Apenas uma estação enviando e uma recebendo, e a estação transmissora deve ter sempre algo a enviar. Neste caso, o uso da ferramenta *iperf* garante esses requisitos.

Após a obtenção dos resultados nestes dois cenários, outros são planejados objetivando isolar cada um dos parâmetros citados:

- Um cenário onde o objetivo é verificar o quanto a atenuação da fibra de 50 quilômetros influencia nos resultados obtidos. O transmissor e receptor ópticos são conectados por um atenuador de 10 dB, atenuação essa aproximadamente a mesma que a da bobina de fibra. A intenção é reproduzir a perda de potência, sem causar o atraso de propagação. O circuito será semelhante ao da Figura 25, exceto que no lugar das bobinas de fibra serão postos atenuadores ópticos;
- Um cenário com as bobinas de fibra, porém com placas de rede configuráveis (roteadores D-Link), que permitem uma reconfiguração nos temporizadores do protocolo. Para verificar o efeito do protocolo de acesso ao meio, testes foram feitos com os parâmetros de intervalos entre quadros alterados, para melhor se adaptar ao tipo de enlace;
- Cenários onde a potência de RF de transmissão varia, com o fim de observar a curva da taxa de transmissão contra a potência de RF na recepção, e conseqüentemente da curva de taxa de transmissão com a variação da relação sinal-ruído;
- Outra fonte de ruído, que se deseja observar, é o fato do sistema óptico (modulador, fibra óptica, fotodetector e amplificador de RF) não ter uma resposta perfeitamente linear em amplitude. Com isso, ruídos de intermodulação podem surgir no sinal de RF após o receptor óptico. Naturalmente, quanto maior a potência de RF na origem do sistema, maior deverá ser a parcela de ruído de intermodulação inclusa no sistema. Ainda, um aumento na potência de rádio do transmissor pode levar a um aumento da relação sinal ruído no receptor, diminuindo assim a probabilidade de perdas e aumentando a taxa de transmissão média. Para mensurar os efeitos destes dois fenômenos concorrentes, variou-se, além da potência de RF, também a potência dos lasers DFB.

É desconhecido para o autor como o *driver* altera os parâmetros da rede. Caso o driver altere somente o temporizador do ACK, as taxas máximas para um enlace de 50 quilômetros de SMF com UDP calculadas estarão próximas da realidade. Entretanto, modificar só o temporizador de ACK evitará retransmissões, mas não garantirá o pleno funcionamento do protocolo, já que o DIFS, somado a um tempo de contenção aleatório, pode não ser tempo o suficiente para que uma estação

que quer iniciar uma transmissão identifique outra transmissão já iniciada. Portanto, colisões ainda poderão ocorrer.

No caso do *driver* alterar os intervalos entre quadros, o CSMA/CA deverá funcionar naturalmente. Mas, os valores esperados de máxima transferência deverão ser recalculados, com os novos valores.

Para que o protocolo funcione, basta que o DIFS seja aumentado, de forma a ficar maior do que duas vezes o atraso de propagação. O SIFS, na sua função de dar prioridade aos quadros de reconhecimento, pode permanecer o menor possível. Supondo ser esta a forma que o *driver* lida com a reconfiguração, e também supondo o método usado para calcular os DIFS alterados, calcula-se enfim as novas taxas máximas esperadas:

$$NOVO.DIFS = DIFS + 80km/c, \text{ Eq. 9}$$

$$NOVO.DIFS_b = 317\mu s$$

$$NOVO.DIFS_g = 295\mu s$$

Usando a Eq. 2 com os DIFS calculados pela Eq. 9, e a seguir aplicando a Eq. 8, obtém-se:

$$UDP.MT_{b \text{ DIFS}=317}^{50km \text{ smf}} = 4,66 \text{ Mbps}$$

$$UDP.MT_{g \text{ DIFS}=295}^{50km \text{ smf}} = 10,17 \text{ Mbps}$$

Existe outra possibilidade de comportamento previsível para o sistema reconfigurado. No intuito de modificar o DIFS, e também aumentar a segurança contra colisões, o programa pode alterar o intervalo de *slottime* do protocolo. Como o DIFS é igual à soma do SIFS mais dois *slottimes*, o DIFS seria alterado da mesma forma. Entretanto, conforme a Eq. 3, o valor médio que a estação passará em contenção será também maior. Se assim for, as taxas de transmissão esperadas deverão ser novamente reduzidas.

4.3 CENÁRIOS

Para organizar os testes realizados, segue uma apresentação sobre cada teste realizado em cada cenário proposto.

A. Rede sem fio

- Teste de conexão;
- Medição da taxa de transferência TCP;
- Medição da taxa de transferência UDP;

B. Back-to-Back óptico

- Teste de conexão;
- Medição das potências ópticas, após o laser, após o modulador (mesmo ponto da

recepção);

- Medição da taxa de transferência TCP;
- Medição da taxa de transferência UDP;

C. Enlace com 50 quilômetros SMF

- Teste de conexão;
- Medição das potências ópticas, após o laser, após o modulador, antes do receptor;
- Medição da taxa de transferência TCP;
- Medição da taxa de transferência UDP;

D. Enlace com atenuadores

- Teste de conexão;
- Medição das potências ópticas, após o laser, após o modulador, antes do receptor;
- Medição da taxa de transferência TCP;
- Medição da taxa de transferência UDP;

E. Enlace com 50 quilômetros e placa de rede configurada para enlace de 80 quilômetros.

- Medição da taxa de transferência TCP;
- Medição da taxa de transferência UDP;

Todos os testes do cenário A, B e C foram realizados com os equipamentos destinados aos padrões 802.11b e g. Os seguintes foram feitos apenas com os roteadores D-Link, que possuem placas de rede configuráveis.

Para verificar a influência de ruído de intermodulação, os roteadores D-Link foram utilizados. Testes foram feitos variando a potência de saída das placas de rede, de 0 dBm à 10 dBm, e observou-se a variação da taxa de transmissão. Ainda, Aumentou-se em até 6 dB a potência dos lasers DFB, com o mesmo fim de forçar a não linearidade do sistema.

5. RESULTADOS

5.1 ANÁLISE FÍSICA DO ENLACE

Conforme dito, os dois lasers DFB tinham saídas diferentes, um com potência óptica de 1,1 dBm, e o outro de 0 dBm. As perdas de acoplamento nos moduladores eram de aproximadamente 6,5 dB e 6,3 dB. A atenuação do sinal óptico na bobina de 50 km de SMF mais a dos acopladores somaram 10,5 dB, em ambas as pernas do circuito. Com isso, chega-se as potências ópticas de recepção nos receptores ópticos de -15,9 dBm e -16,8 dBm. Lembrando que a sensibilidade destes é de pelo menos -20 dBm.

Quando utilizados os atenuadores, as potências de recepção medidas foram praticamente as mesmas das obtidas com as bobinas de fibra, diferenciando em menos de 0,1 dB.

Claramente, quando foram feitos os testes com um *back-to-back* óptico, as potências nos receptores ópticos foram as mesmas de saída dos moduladores, respectivamente -5,4 dBm e -6,3 dBm.

O espectro do sinal de transmissão do computador 1 apresenta distribuição de potência dentro de uma banda, já esperada, de 22 MHz com potência de pico na frequência central de -8,6 dBm, quando no padrão 802.11b. O sinal apresentou um formato dentro do padrão exigido, ou seja, semelhante à máscara do espectro definida pelo padrão, apresentado na Figura 2, no Capítulo 2.

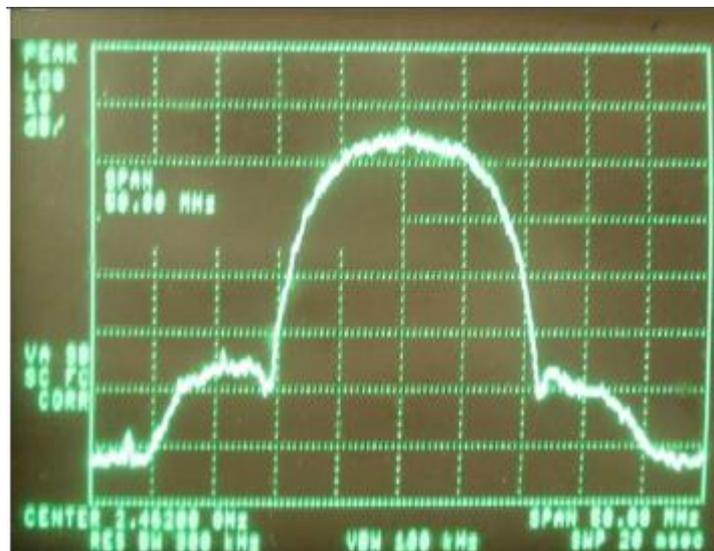


Figura 31 - Espectro do sinal de RF da rede 802.11b

Conforme pode se observar na Figura 31, as diferenças de potência entre o pico do sinal e os picos das suas harmônicas laterais são de aproximadamente 40 dB, dentro do limite proposto no padrão.

Foi obtido na recepção do enlace com 50 quilômetros de fibra, logo após o receptor óptico, o

espectro do sinal de rádio, do padrão 802.11g. A Figura 32 mostra o sinal capturado:

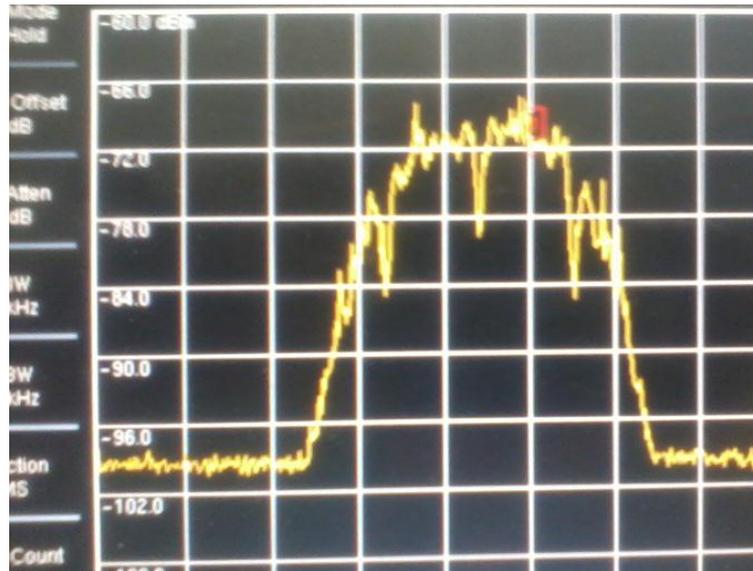


Figura 32 - Espectro do sinal 802.11b após 50 quilômetros de fibra

A seguir, a Figura 33 mostra o espectro do sinal de *Wi-Fi*, do padrão 802.11g obtido nos testes, com uma potência de saída de 15 dBm. O sinal claramente ocupa uma banda inferior a 17 MHz, conforme previsto no padrão e descrito no subcapítulo 2.2.1.1. A curva do espectro apresenta um formato achatado, conforme a máscara do espectro do padrão apresentado na Figura 3. Este formato se apresenta devido às 52 subportadoras utilizadas no método de transmissão OFDM.

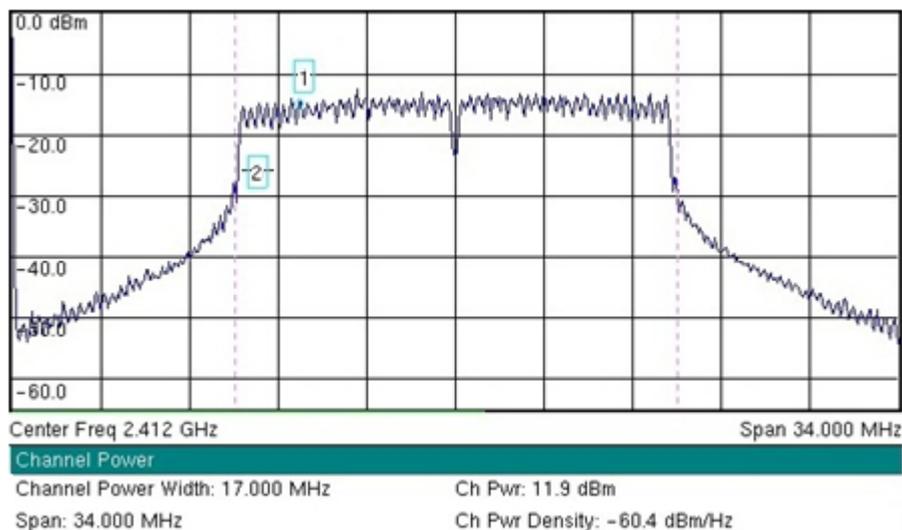


Figura 33 - Espectro do sinal de RF da rede 802.11g

Da mesma maneira que na rede 802.11b, foi capturado com o analisador de espectro o sinal da rede 802.11g após o enlace de 50 quilômetros de fibra. A Figura 34 mostra o sinal capturado:

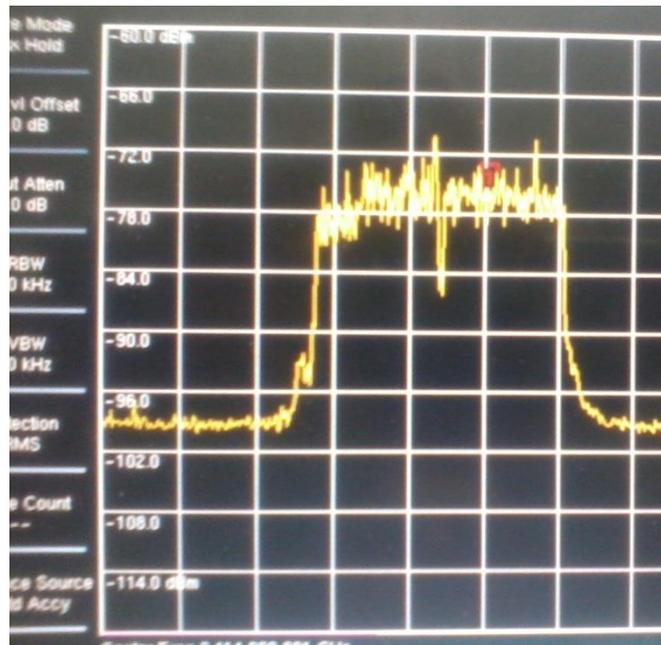


Figura 34 - Espectro do sinal de RF na recepção do sistema óptico, da rede 802.11g

A curva dos sinais na recepção mostram duas cópias dos sinais na transmissão, apenas atenuado. Isso comprova o sucesso na transmissão do sinal de RF pela fibra óptica, sem distorções não lineares, nas duas redes.

Para se obter um valor aproximado da atenuação total do sinal elétrico no sistema óptico, no enlace de *back-to-back*, foi gerado um sinal com frequência central de 2,412 GHz e 100 KHz de banda, que foi medido no modulador óptico de um lado, e detectado após o receptor óptico do outro lado. A atenuação medida foi de 41,2 dB, sendo que a atenuação medida para os cabos coaxiais, divisores e conectores de RF somaram 8,7 dB. A atenuação resultante de 32,5 dB é bem próxima ao calculado no subcapítulo 4.2, para o mesmo cenário, que foi de 29,29 dB. A diferença de 3,2 dB entre o valor medido e o esperado pode ser explicada por perdas e ganhos não corretamente modelados, como o ganho do receptor óptico e perdas em conectores ópticos. A atenuação no sistema óptico ficou de acordo com as expectativas.

O mesmo experimento foi realizado para o enlace com as bobinas de 50 quilômetros. A atenuação medida foi 62,1 dB. Desconsiderando as perdas nos cabos coaxiais, divisores e conectores a perda foi de 53,4 dB no sistema óptico, valor este 4,1 dB acima do esperado. Esta diferença para o valor de 49,29 dB calculado no subcapítulo 4.2 para o cenário com 50 quilômetros, pode ser explicada novamente pelas perdas e ganhos não corretamente modelados, como descritas anteriormente. A elas, soma-se o erro na estimativa de atenuação da portadora óptica pela fibra, que foi de 0,5 dB maior, o que ocasionou uma perda de 1 dB maior que o esperado ao sinal de RF.

Ao analisar e comparar as potências de recepção do sinal de rádio utilizando o analisador de espectro, com as de transmissão, confirma-se o resultado encontrado. A potência de RF contida no

canal de 22 MHz, quando a placa estava configurada para transmitir a 0 dBm, apresentou um nível de -3,5 dBm na transmissão e -40,9 dBm na recepção, o que indica uma perda total de 32,2 dB no enlace de *back-to-back* óptico, desconsiderando as perdas com componentes de RF.

Para o enlace com as bobinas de fibra, a potência de RF na recepção foi de -61,8 dBm, o que indica uma perda de 53,1 dB, também após as devidas desconsiderações.

5.2 TESTE DE CONEXÃO

Os testes de conexão foram feitos utilizando a ferramenta “*ping*”. A estação transmissora envia uma mensagem ICMP de *echo request* e a estação receptora responde com um *echo reply*. O teste deve mostrar se de fato existe informação trafegando de uma estação à outra, além de testar a resiliência da rede, e apresentar um valor aproximado para o RTT da rede. A Tabela 4 mostra os resultados obtidos com o padrão 802.11b, nos cenários de rede sem fio, *back-to-back* óptico e enlace de 50 quilômetros de fibra.

Tabela 4 - Resultado do teste com o *ping*

Parâmetro Observado	Enlace Sem Fio	<i>Back-to-Back</i> Óptico	Enlace Óptico de 50 km
Conexão	Sim	Sim	Sim
Atraso Mínimo	< 1 ms	< 1 ms	3 ms
Taxa de Perdas	3,16 %	2,16 %	2,00 %

Testes com as outras redes também foram feitos, e os resultados encontrados foram praticamente os mesmos apresentados acima, conforme poderia se esperar e, portanto, não serão apresentados aqui.

Os resultados indicam que a conexão em todos os três cenários funcionou. Os valores de perdas ocorridas apresentadas na tabela podem não apresentar um valor real, devido à falta de confiabilidade da ferramenta para medir tal parâmetro, entretanto, esses resultados quando comparados entre si podem indicar uma tendência, de uma maior resiliência por parte da rede quando sobre um enlace de fibras.

As perdas apresentadas na tabela não indicam perdas de quadros da camada de enlace, e sim perdas de pacote TCP/IP, o que só deve acontecer depois de muitos quadros perdidos, já que toda a comunicação na camada de enlace é transparente ao protocolo IP. Experimentos do artigo (A. Das, nov 2007) mostram que é comum em enlaces Wi-Fi, sem fio ou através de fibra, uma FER (*Frame Error Rate*, Taxa de Erro de Quadro) de aproximadamente 5 a 6%.

Segundo o trabalho (Arranz, Set 2001), Uma FER nesta faixa de 5 a 6% deve causar uma perda

de pacotes de IP na faixa de 1%, com menos de 0,1% de variação, numa rede 802.11b.

Por fim, a tabela ainda apresenta outro resultado já esperado, que é a grande diferença no atraso de recebimento do *echo reply*, por parte do enlace com 50 quilômetros.

5.3 TESTES DA TAXA DE TRANSMISSÃO

A seguir na Tabela 5, são apresentados os resultados obtidos com as medições feitas de taxas de transmissão UDP e TCP, para os dois padrões de rede *Wi-Fi* na faixa de 2,4 GHz. Os cenários apresentados são os de redes sem fio, *back-to-back* óptico e enlace com 50 quilômetros de SMF.

Tabela 5 - Taxas de transmissão nos três cenários

		TCP	UDP
802.11b	Rede sem Fio	5,82 Mbps	6,53 Mbps
	Back-to-back Óptico	5,77 Mbps	6,46 Mbps
	50 quilômetros de SMF	0,0334 Mbps	0,0482 Mbps
802.11g	Rede sem Fio	18,5 Mbps	22,4 Mbps
	Back-to-back Óptico	18,6 Mbps	22,3 Mbps
	50 quilômetros de SMF	0,419 Mbps	0,495 Mbps

O resultado de transmissão com o protocolo UDP do cenário de rede sem fio e o de *back-to-back* óptico, no padrão 802.11b, apresentaram resultados coerentes com os calculados no subcapítulo 4.2, através das Eq. 2 e Eq.8, que apresentam as taxas máximas de transmissão para uma rede sem fio com o protocolo UDP. Entretanto, os resultados com o padrão 802.11g ficaram abaixo do esperado (28,95 Mbps).

Uma possível explicação pela queda de desempenho na rede 802.11g é o fato de que o sinal é mais sensível ao ruído, por carregar mais *bits* por *hertz* do que na rede 802.11b. Isso causaria uma FER maior, que diminuiria a taxa de transmissão total. Uma FER maior também justificaria a variação da relação entre as taxas UDP e TCP obtidas, do padrão 802.11b para o padrão 802.11g. Enquanto na primeira as taxas TCP ficam em torno de 89% das taxas UDP, na última esta relação cai para 82%. Uma FER maior representaria um maior erro de pacote TCP/IP, o que causa um efeito maior nas transmissões TCP do que as UDP, devido aos algoritmos de controle de fluxo do TCP. Em outras palavras, a rede 802.11g tem um desempenho relativo pior o que a rede 802.11b para a mesma SNR.

Buscando outras respostas para o ocorrido, foram refeitos os cálculos das Eq. 2 e Eq. 5, para os padrões que utilizam o OFDM. Foi considerado desta vez que a modulação utilizada não é a de maior eficiência, e foi usada uma taxa de transmissão nominal de 48 Mbps (eficiência espectral da

modulação se mantém, mas a codificação do sinal passa a ser de $\frac{1}{2}$, ao invés de $\frac{3}{4}$). Com isso, o valor de N na Eq. 5 desce para 144 (o valor anterior era 216). O novo valor foi obtido do resultado da multiplicação da eficiência espectral da modulação QAM-64 (6), com a quantidade de subportadoras que carregam dados no OFDM (48 das 52), e da nova taxa de codificação do sinal ($\frac{1}{2}$). A taxa de transmissão agora calculada, usando a Eq. 2 com o novo valor resultante da Eq. 5, é apresentada a seguir:

$$T_g = 23,01 \text{ Mbps}$$

Com esta, obtém-se o valor esperado da taxa de transmissão usando o protocolo UDP, através da Eq. 8:

$$UDP.T_g = 22,48 \text{ Mbps}$$

O valor encontrado está muito próximo do valor obtido na prática. Isso não basta para afirmar que as estações operaram a maior parte do tempo abaixo da taxa nominal devida, mas ao menos é um indicativo para tal. O motivo pelo qual as placas optaram por uma modulação menor pode estar relacionado ao aumento da FER. Entretanto, isto não deveria ocorrer num cenário tão favorável à transmissão.

Se de fato aconteceu a diminuição na eficiência da modulação, não é possível apenas com as informações coletadas afirmar o porquê desta escolha feita pelo controle de modulação adaptativa da placa. Porém tem pouca relevância para os objetivos deste trabalho, já que é possível afirmar que esta redução da taxa nominal pelas estações não ocorre devido ao sistema óptico, uma vez que o enlace sem fio sofreu do mesmo problema.

Uma investigação pode ser feita, para aferir a real causa da queda de desempenho da rede. Um teste possível seria configurar as placas de rede para operarem sempre com a modulação de máxima eficiência espectral. Se os resultados piorarem, indicam que então o problema é a alta FER, portanto a relação sinal ruído precisa ser melhorada, tanto no cenário com ou sem a fibra. Caso melhorem, isso provará que as placas, no caso deste trabalho, operaram abaixo de sua capacidade máxima. Se este último for o caso, uma nova investigação se faz necessária, sobre o algoritmo de escolha da modulação adaptativa das placas.

Os testes com o protocolo TCP não têm uma previsão metódica para comparação, porém os valores encontrados então dentro do esperado, pois apresentam apenas uma pequena diminuição quando comparado com os resultados do UDP. Os resultados do TCP indicam que o meio tem de fato poucas perdas, para todos os padrões nos cenários sem fio e *back-to-back* óptico, o que permite o protocolo trabalhar na maior parte do tempo com o máximo desempenho. As diferenças ainda existem porque não é possível eliminar o envio do segmento de reconhecimento por parte do computador receptor. Estes testes apresentados são de grande contribuição para o trabalho, pois os

resultados TCP indicam o verdadeiro valor de banda que se poderia obter num cenário real, no qual a rede estivesse trocando dados com a *Internet*.

Os resultados dos enlaces de 50 quilômetros ficaram muito abaixo do calculado no subcapítulo 4.2 para o mesmo cenário com UDP (5,22 Mbps para o 802.11b e 13,15 Mbps para o 802.11g). Claramente, os resultados demonstram uma queda abrupta de desempenho da rede para o enlace de longa distância.

A potência elétrica medida na recepção do cenário com a bobina de 50 quilômetros possui, teoricamente, um nível suficiente para garantir que o circuito receptor não tenha problemas para a detecção de RF. Os motivos para o ocorrido nos testes precisam então serem investigados. Acredita-se, pelo que foi descrito no Capítulo 3, que o atraso de propagação esteja causando problemas para o protocolo de acesso ao meio da rede, causando desnecessárias retransmissões e perda na eficiência no uso do meio. Outra possível razão, que pode estar atuando junto com o atraso, é a figura de ruído imposta pelo sistema óptico ao enlace da rede.

Os testes nos cenários seguintes procuram isolar esses parâmetros, comparar os resultados e, portanto, investigar e medir quantitativamente, quando possível, a influência de cada um desses parâmetros no desempenho da rede.

5.4 ANÁLISE DA ATENUAÇÃO

A Tabela 6 compara os resultados obtidos com enlaces de *back-to-back* óptico, de 50 quilômetros de fibra e com atenuadores. Os testes foram feitos usando placas operando no padrão 802.11g, com 0 dBm de potência de saída.

Tabela 6 - Análise da atenuação

	TCP	UDP
<i>Back-to-Back</i> Óptico	18,6 Mbps	22,3 Mbps
50 quilômetros de SMF	419 Kbps	495 Kbps
Enlace com Atenuadores de 10 dB.	17,8 Mbps	21,4 Mbps

O teste com os atenuadores causam a mesma perda de potência para o sinal de RF que o cenário com a bobina de fibra. Apesar da potência do sinal de RF apresentar um nível bom, o ruído térmico que o sistema óptico adiciona ao enlace é o mesmo. Considerando ser este o tipo de ruído predominante no enlace, pode-se dizer que neste cenário, manteve-se a relação sinal-ruído e diminuiu-se o atraso de propagação, com relação ao cenário com a bobina.

Apesar da atenuação de 10 dB no enlace com os atenuadores, as taxas de transmissão tiveram uma redução pouco significativa, quando comparadas com os primeiros. Os resultados indicam que

o nível de potência óptica que chega ao receptor óptico não é o motivo pelo qual se obteve um baixo desempenho da rede para o enlace com 50 quilômetros de fibra.

Os resultados mostraram ainda uma pequena diminuição na taxa do cenário com o atenuador em comparação com o enlace de *back-to-back* óptico. A diminuição de quase 5% na taxa total indica um cenário com poucas perdas, mas ainda assim pior do que o cenário sem atenuadores, e também do cenário da rede sem fios. Conforme o orçamento de potência feito no subcapítulo 4,2, do cenário do sistema óptico com atenuação de 10 dB na fibra, ou devido ao atenuador, apresenta uma potência de RF na placa receptora pouco menor do que no cenário de enlace sem fio, mas somente se caso o modelo escolhido seja o de espaço livre.

Uma possível explicação para o resultado encontrado é que o sistema óptico, apesar do alto nível da potência recebida, introduz ao sistema uma potência de ruído bastante elevada, tornado a SNR do cenário com atenuadores, menor do que o de rede sem fio.

Outra conclusão que se pode obter é que o atraso de propagação é muito mais prejudicial à comunicação do que o nível de potência de recepção e o ruído introduzido pelo sistema. Estes resultados estão de acordo com o que era esperado e corroboram com o descrito no Capítulo 3.

5.5 ANÁLISE DO PROTOCOLO

A Tabela 7 compara os resultados obtidos com enlaces usando a bobina de 50 quilômetros de fibra. Em um deles os intervalos entre quadros não foram alterados, e no seguinte a distância está configurada para 80 quilômetros (devido ao índice de refração da fibra). Ainda, foi feito um teste no enlace de *back-to-back* óptico, onde as placas estavam configuradas para uma distância de 80 quilômetros também. O padrão de rede foi o 802.11g.

Tabela 7 - Análise do Protocolo

	TCP	UDP
50 km de SMF com configuração padrão.	419 Kbps	495 Kbps
50 km de SMF com distância configurada em 80 km.	6,56 Mbps	10,1 Mbps
Back-to-Back Óptico com distância configurada em 80 km.	14,7 Mbps	18,5 Mbps

Os resultados mostram uma significativa melhora no desempenho da rede para os enlaces com a configuração alterada. Esta melhora indica que o principal limitante do sistema é de fato o efeito que o atraso causa sobre o protocolo de acesso ao meio.

O resultado de transmissão do protocolo UDP sobre o enlace com 50 quilômetros está muito próximo do previsto no subcapítulo 4.2, onde foram calculadas as máximas taxas para o enlace de

50 quilômetros com UDP e com o novo DIFS. A melhora de desempenho neste cenário é significativa quando comparado aos resultados da Tabela 5, no mesmo cenário.

Algo importante a se ressaltar é que, desta vez, a taxa de transmissão via UDP ficou bem próxima do valor previsto, para uma modulação que permite a maior taxa nominal possível, de 54 Mpbs. Este resultado apresenta uma nova evidência para o problema discutido no subcapítulo 5.3. Se o ruído e o aumento da FER fossem o motivo para o desempenho abaixo das expectativas da rede 802.11g na Tabela 5, então o resultado apresentado aqui, na Tabela 7, deveria estar também abaixo do esperado. Além disso, deveria estar pior, pois a SNR do enlace de *back-to-back* óptico é melhor do que o do enlace com as bobinas.

O bom resultado aqui encontrado indica que o problema no primeiro teste está relacionado a um indevido funcionamento do algoritmo de modulação adaptativa da rede sem fio. Entretanto, uma investigação mais profunda ainda se faz necessária para garantir que este é de fato a causa do problema.

O resultado TCP ficou, proporcionalmente, menor do que em outros testes, cerca de 65% da taxa obtida com o UDP, e em outros testes, este resultado ficou em torno de 82 a 89%. Pelo ótimo resultado UDP, é possível dizer que a taxa de perda de quadros tenha se mantido muito baixa. Porém, como o atraso de propagação é inevitavelmente maior, o tempo que se perde, e consequentemente de velocidade que se perde, deve ser maior para um protocolo com *overhead* maior. Portanto, num enlace longo as taxas de transmissão são relativamente menores do que as de um enlace curto, num cenário com a mesma taxa de erros. Sendo assim, o resultado encontrado expressa que o enlace se comportou bem, como devido.

A diminuição da SNR e um provável aumento na FER podem também justificar a relação entre as taxas TCP e UDP. Entretanto, é importante observar que as placas operaram com a máxima eficiência espectral de modulação durante o teste. Este fato indica que, nos testes de *back-to-back* óptico e de rede sem fio discutidos no subcapítulo 5.3, a escolha de uma modulação menor por parte da placa não teve relação com o ruído ou com a taxa de erro de quadro. Ainda assim, um estudo mais específico sobre o caso se faz necessário antes de qualquer afirmação.

A variação das taxas entre o enlace de 50 quilômetros para o enlace de *back-to-back* com a mesma configuração leva a conclusão de que existe outro fator limitante para o sistema. Porém, acredita-se que isto não é verdade, e a explicação vem da análise do protocolo: O tempo que a estação transmissora espera pelo quadro de ACK foi aumentado, conforme já mencionado. Porém, num enlace curto, o tempo de propagação será pequeno, fazendo com que o quadro de dados chegue ao receptor mais rapidamente, e da mesma maneira o quadro de confirmação chegará ao transmissor num tempo bem abaixo do intervalo definido para esperá-lo. A consequência é que o transmissor irá recomençar o processo para o envio do próximo quadro de dados mais rapidamente. Enfim, mesmo

que ambos os cenários tenham perdas idênticas, o enlace mais curto terá menos tempo ocioso, devido ao menor atraso de propagação do sinal, ocasionando uma maior taxa média de transmissão. O argumento pode ser comprovado refazendo os cálculos da Eq. 2, para um cenário com o DIFS alterado, porém com um atraso de propagação de aproximadamente 1 μ s.

$$MT_{g\ DIFS=295}^{ar} = 17,90 \text{ Mbps}$$

Se a taxa nominal usada para a transmissão foi de 48 Mbps, temos o valor:

$$T_{g\ DIFS=295}^{ar} = 15,26 \text{ Mbps}$$

Enfim, calcula-se a taxa UDP, para os dois casos, usando a Eq. 8:

$$UDP.MT_{g\ DIFS=295}^{ar} = 17,42 \text{ Mbps}$$

$$UDP.T_{g\ DIFS=295}^{ar} = 14,85 \text{ Mbps}$$

O resultado prático ficou, surpreendentemente, acima dos calculados. Isso não significa necessariamente uma falha no modelo. É importante lembrar que todos os valores calculados até aqui é supondo um tempo de contenção médio, conforme a Eq. 3. Se considerarmos toda a variação possível da taxa de transmissão, o resultado prático encontrado ficou dentro da margem de variação possível da taxa ($UDP.MT_{g\ DIFS=295}^{CW=0} = 19,37$ Mbps). Entretanto, afirmar que o modelo está correto e o tempo de contenção médio ficou abaixo do valor médio esperado é simplesmente ir contra as estatísticas.

Todos os resultados apresentados, conforme explicado no capítulo anterior, são uma média da taxa de transmissão durante 5 minutos de teste. Portanto, é improvável que o tempo de contenção médio apresente uma distância tão grande com relação ao valor esperado, a não ser que haja alguma tendência com relação a isso, devido às mudanças de configuração.

Outra provável explicação é que o novo DIFS, calculado no subcapítulo 4.2, não é exatamente o que a placa de rede usou. Apenas para lembrar, o valor encontrado foi uma suposição. Nos outros cenários este erro no cálculo do DIFS não foi notável, já que o atraso total da transmissão era muito alto, e o erro ficou insignificante. No cenário com *back-to-back*, este erro se tornou mais significativo, e apareceu no resultado prático.

Admitindo que o cálculo do DIFS esteja errado, foi feito o cálculo do DIFS estimado, usado pelos roteadores, desta vez tomando como base o resultado obtido na prática (taxa UDP = 18,5 Mbps), considerando que a transmissão ocorreu com a máxima taxa nominal e o tempo de propagação foi de 1 μ s. Recorrendo a Eq. 2, obtém-se:

$$EST.DIFS_g = 273\mu s$$

Com o DIFS estimado, recalcula-se a taxa de transmissão máxima no enlace de 50 quilômetros com o protocolo UDP sobre a rede sem fio, considerando novamente um atraso de propagação de 240 μ s. Usa-se a Eq. 2 e posteriormente a Eq. 8 e obtém-se:

$$UDP.MT_g^{50km\ smf}_{DIFS=273} = 10,65 \text{ Mbps}$$

O valor ainda está próximo o suficiente do resultado encontrado na Tabela 7, para que a modelagem do sistema continue sendo confiável. O valor calculado acima, na verdade, parece mais crível do que o anterior, de 10,17 Mbps, pois de acordo com os resultados obtidos no item 5.4 e na Tabela 6, espera-se que também ocorram pequenas perdas de pacotes no enlace com 50 quilômetros, ocasionando uma diminuição na taxa de transmissão de aproximadamente 5%.

O método utilizado pelos roteadores para chegar ao valor de 273 μ s, baseado na distância de 80 quilômetros, é ignorado pelo autor. Porém, a conclusão é de que o método utilizado no subcapítulo 4.2, na Eq. 9, para o cálculo do DIFS utilizado pelo roteador é possivelmente errado.

6. CONCLUSÃO

O propósito inicial do trabalho apresentado foi alcançado, que é verificar a comunicação entre dois pontos de uma rede sem fio utilizando a fibra óptica como meio de transmissão. A propagação se deu graças a aplicações de técnicas de RoF, que permitiram a modulação de uma portadora óptica pelo sinal de rádio emitido pelas placas de rede.

Os parâmetros físicos foram medidos e conclui-se que é viável a utilização da fibra para este tipo de transmissão. Para muitas aplicações, vistas no Capítulo 3, o uso da fibra torna-se preferencial devido à baixa atenuação e imunidade às interferências eletromagnéticas que esta oferece ao enlace sem fio.

Os experimentos feitos em laboratório permitiram testar o funcionamento da rede mesmo para um enlace de 50 quilômetros de comprimento. Os resultados não foram positivos para longas distâncias, utilizando a rede *Wi-Fi*. Buscando entender como os parâmetros físicos e lógicos do enlace agem na rede, procurou-se isolar cada um deles, e então analisa-los individualmente.

A principal conclusão obtida com os experimentos e medidas aqui apresentados é que a potência de recepção não é um limitante do sistema. Isso significa que apesar do grande comprimento do enlace, ainda há uma boa margem no que se refere ao orçamento de potência. Entretanto, outras montagens que incluam um enlace onde a propagação ocorra no ar não foram verificadas.

Os testes feitos foram para uma potência de transmissão de apenas 1 mW, valor esse pelo menos 10 vezes menor que o geralmente utilizado (entre 10 mW a 500 mW), e ainda assim obteve-se margem no orçamento de potência. Logo, comprova-se que o WoF é uma tecnologia que permite a diminuição do uso de energia, ou seja, pode ser considerada uma tecnologia verde.

Os testes feitos não conseguiram medir os efeitos de ruídos térmicos, de ruídos de intermodulação, e nem da dispersão do sistema óptico. Por todos os resultados obtidos, acredita-se que estes parâmetros não estejam influenciando nos resultados. No entanto, um estudo mais específico sobre eles ainda se faz necessário para compreender todos os limites de uma rede com o sistema de WoF.

As taxas de transmissão obtidas quando se alterou o intervalo entre quadros do CSMA/CA indicam que o limitante do sistema é o protocolo utilizado. Apesar dos bons resultados, a rede ainda está abaixo de todo o seu potencial devido ao grande tempo em que a rede se encontra ociosa, onde as estações ficam esperando. No caso de um cenário com mais de dois pontos, ou seja, com disputa pelo meio, isso se tornará um grande inconveniente.

Uma possível solução para o caso seria a não utilização de um protocolo de acesso aleatório, e sim de um com acesso controlado, como o utilizado em redes *Token-Ring*. Ainda, poder-se-ia obter

o mesmo efeito usando um método de acesso através de multiplexação temporal, como faz as redes *WiMAX*. A utilização da rede *Wi-Fi* no modo PCF ainda teria problemas devido à temporização dos intervalos.

Uma possível solução, para manter a natureza de acesso aleatório das redes *Wi-Fi*, seria aumentar o tamanho dos quadros de enlace, com o fim de diminuir os períodos de ócio da rede, apesar de aumentar exponencialmente o risco de erro de quadro. Ou, como já prevê o padrão de qualidade de serviço do IEEE, o 802.11e, utilizar rajada de quadros. Esta discussão, porém, só faz sentido para enlaces muito longos, como o utilizado para os testes neste trabalho. Enlaces mais curtos (poucos quilômetros) poderão ter resultados quase tão bons quanto uma rede *Wi-Fi* de poucos metros, bastando apenas a alteração do intervalo entre quadros do protocolo.

Com as conclusões sobre os resultados do uso do RoF para a rede *Wi-Fi*, é possível prever como será o uso da fibra para outras redes sem fio, como o *WiMAX* e o *Bluetooth*. As redes que possuem um protocolo no qual o atraso de propagação não influi, poderão apresentar resultados tão bons, ou provavelmente melhores, do que se o meio de transmissão fosse o ar.

Por fim, os resultados apresentados comprovam que o uso de RoF para a transmissão de sinais de RF de uma rede sem fio é uma solução viável, com muitas vantagens e ainda pouco explorada. A flexibilidade que esta tecnologia permite aos projetos de rede no que diz respeito à área de cobertura, a simplicidade de gerenciamento do enlace e os possíveis ganhos com relação ao custo total do projeto são características ainda não bem conhecidas. Ainda há muitos desafios a serem cumpridos na área acadêmica, muitas possibilidades de aplicação da tecnologia a se descobrir e testar, e alguns paradigmas a serem quebrados antes da tecnologia entrar no mercado.

Espera-se em trabalhos futuros poder testar o sistema usando antenas, no lugar dos cabos coaxiais no último trecho do enlace, do usuário ao *Transceiver* óptico. Ainda, é necessário estudar o sistema com enlaces de poucos quilômetros de fibra. Feito estes trabalhos com sucesso, será a hora de montar uma rede com diversas estações, espalhadas por longas distâncias, todas associadas ao mesmo ponto de acesso e com mobilidade e portabilidade. Por fim, deseja-se verificar o comportamento de outras rede sem fio sobre a fibra, como o *bluetooth* ou *WiMAX*. Com a última, deseja-se observar o comportamento do sistema WoF com um método de acesso diferente do *Wi-Fi*, e cujo protocolo de comunicação já foi feito com a intenção de suportar atrasos de propagação de enlaces de até 75 quilômetros.

REFERÊNCIAS

- "Radio over multimode fibre transmission for wireless LAN using VCSELs". **M. Y. W. Chia, B. Luo, M. L. Yee and E. J. Z. Hao. jul 2003.** jul 2003, *Electron Lett.*, pp. 81-84.
- A. Das, A. Nkansah, N. J. Gomes, Member IEEE, I. J. Garcia, J. C. Batchelor, Member IEEE, and D. Wake, Member IEEE. aug 2006.** Design of Low-Cost Multimode Fiber-Fed Indoor Wireless Networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* aug 2006, Vol. 54, 8.
- A. Das, M. Mjeku, A. Nkansah, and N. J. Gomes, Senior Member IEEE. nov 2007.** Effects on IEEE 802.11 MAC Throughput in Wireless LAN Over Fiber Systems. *Journal of Lightwave Technology.* nov 2007, Vol. 25, 11.
- AGERE, Systems.** Datasheet. *Model 2860E-023.*
- Agilent.** wireless.agilent.com. [Online] Agilent. [Citado em: 14 de set de 2011.] http://wireless.agilent.com/wireless/helpfiles/n7617b/coding_and_modulation.htm.
- Agrawal, Govind P. 2002.** *Fiber-Optics Communication Systems. 3ed. Subcapítulo 3.5.3: Large-Signal Modulation.* Rochester - NY, USA : John Wiley & Sons, 2002.
- ALPHA, Architectures for fLexible Photonic Home and Access networks. jan 2008.** Report on propagation effects for various transmission techniques in various optical media for simultaneous transport of wired and wireless signals. Valencia, Espanha : s.n., jan 2008.
- Arranz, M. G., R. Agüero, L. Muñoz, P. Mahonen. Set 2001.** Behavior of UDP-Based Applications over IEEE 802.11 Wireless Networks. *12th IEEE International Symposium.* Set 2001.
- B Kalantarisabet, J. E. Mitchell, Telecommunications Research Group, Department of Eletronic and Electrical Engineering.** MAC Constrains on the Distribution of 802.11 using Optical Fibre. *Proceedings of the 9th European Conference of Wireless Technology.*
- B. Kalantari-Sabet, M. Mjeku, N. J. Gomes, Senior Member IEEE, and J. E. Mitchell, Member IEEE. aug 2008.** Performance Impairments in Single-Mode Radio-Over-Fiber Systems Due to MAC Constrains. *Journal of Lightwave Technology.* aug 2008, Vol. 26, 15.
- C. H. Cox III, Fellow IEEE, E. I. Ackerman, Senior Member IEEE, G. E. Betts, Member IEEE, and J. L. Prince, Member IEEE. fev 2006.** Limits on the Performance of RF-Over-Fiber Links and Their Impact on Device Design. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES.* fev 2006, Vol. 54, 2.
- CISCO.** www.cisco.com. [Online] [Citado em: 2011 de 09 de 15.] file:///F:/Disserta%C3%A7%C3%A3o/referencias/sites/product_data_sheet09186a008008883b.html
- D. Wake, A. Nkansah, N. J. Gomes, Senior Member, IEEE, G. de Valicourt, R. Brenot, M.**

Violas, Z. Liu, F. Ferreira, and S. Pato. ago 2010. A Comparison of Radio Over Fiber Link Types for Comparison of Radio Over Fiber Link Types the Support of Wideband Radio Channels. *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*. ago 2010, Vol. 28, 16.

Delfin J. M. Sabido, IX, Member IEEE, and L. G. Kazovsky, Fellow IEEE. out 2001. Dynamic Range of Optically Amplified RF Optical Links. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*. out 2001, Vol. 49, 10.

DLINK. Datasheet de placa de rede. *www.dlink.com*. [Online] [Citado em: 15 de 09 de 2011.] ftp://ftp10.dlink.com/pdfs/products/DWL-G510/DWL-G510_ds.pdf.

Duarte, Luiz Otávio. Análise de Vulnerabilidades e Ataques Inerentes a Redes Sem Fio 802.11x. São José do Rio Preto : s.n.

Eduardo Prado, Fabio Lima. 2006. Dimensionamento de Redes WiMAX. *Teleco*. [Online] 08 de maio de 2006. [Citado em: 19 de 09 de 2011.] <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialredeswimax/default.asp>.

ENCORE. datasheet da placa de rede. *www.encore-usa.com*. [Online] [Citado em: 15 de 09 de 2011.] http://www.encore-usa.com/br/sites/default/files/product_file_datasheet/ENHWI-G3.pdf.

Ergen, M. jun 2002. IEEE Tutorial Capítulo 6: Physical Layer Extensions to IEEE 802.11. jun 2002.

— **jun 2002.** IEEE Tutorial. Capítulo 2: Medium Access Control. jun 2002.

— **jun 2002.** IEEE Tutorial. Capítulo 7: System Design Considerations for IEEE 802.11 WLANs. jun 2002.

Ferraz, Tatiana Lopes. nov 2002. INTRODUÇÃO AO PING E TRACERROUTE. nov 2002.

G.P.Agrawal. 2002. (*Fiber-Optics Communication Systems, 3rd ed. Subcapítulo 2.3: DISPERSION IN SINGLE-MODE FIBERS*. s.l. : Jonh Wiley, 2002.

Gilberto Silva, O. Barradas. 1983. *Sistemas de Radiovisibilidade, Subcapítulo 4.3.3: Modulação Angular*. Rio de Janeiro - RJ, Brasil : LTC Livros Técnicos e Científicos, 1983.

Gois, Larissa. 2008. Estudo de Rede Sem Fio WiMAX. *TCC, Escola de Engenharia de São Carlos, USP*. São Carlos : s.n., 2008.

IEEE. 2007. 802.11-2007, IEEE Std. for Information Technology, Telecommunications and exchange between systems, LANs and MANs Specific Requirements, Part 11: WLAN MAC and PHY Specifications. 2007.

— *802.11-2007, IEEE Std. for Information Technology, Telecommunications and exchange between systems, LANs and MANs Specific Requirements, Part 11: WLAN MAC and PHY Specifications, IEEE Standard 802.11a.*

— *802.11-2007, IEEE Std. for Information Technology, Telecommunications and exchange between systems, LANs and MANs Specific Requirements, Part 11: WLAN MAC and PHY Specifications,*

IEEE Standard 802.11b.

—. *802.11-2007, IEEE Std. for Information Technology, Telecommunications and exchange between systems, LANs and MANs Specific Requirements, Part 11: WLAN MAC and PHY Specifications, IEEE Standard 802.11g.*

—. **nov 2001.** 802.11-2007, IEEE Std. for Information Technology, Telecommunications and exchange between systems, LANs and MANs Specific Requirements, Part 11: WLAN MAC and PHY Specifications:Medium Access Control (MAC) Enhancements for Quality of Service (QoS) 802.11e. nov 2001.

—. **Jul 1996.** A technical Tutorial on the IEEE 802.11 Standard. Jul 1996.

—. **mai 2009.** IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems. IEEE 802.16 Std-2009. Nova Iorque- NY, USA : s.n., mai 2009.

ITU, TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF. **out 2000.** ITU-T Recommendation G.652. *SERIES G: TRANSMISSION SYSTEMS AND MEDIA DIGITAL SYSTEMS AND NETWORKS Transmission media characteristics – Optical fibre cables.* out 2000.

J. James, P. Shen, A. Nkansah, X. Liang, and N. J. Gomes, Senior Member IEEE. **mai 2010.** Millimeter-Wave Wireless Local Area Network Over Multimode Fiber System Demonstration. *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS.* mai 2010, Vol. 22, 9.

J. Pinto, C. Machado, Marcelo Albuquerque, Marcio Albuquerque, N. Alves Jr. **2006.** DWDM EM REDES METROPOLITANAS. 2006.

J. Postel, ISI. **ago 1980.** RFC 768 - UDP. ago 1980.

J.E. Berg, J. Medbo. **2000.** Simple and Accurate Path Loss Modeling at 5 GHz in Indoor Environments with Corridors. *Ericsson Radio Systems AB SE-164 80 .* Estolcomo, Suécia : s.n., 2000.

J.M. Keenan, A.J. Motley. **jan 1990.** Radio coverage in buildings. *Brittish Telecom Technology Journal.* jan 1990, Vol. 8, 1, pp 19-24.

K. K. Leung, B. McNair, L. J. Cimini, Jr., and J. H. Winters. AT & T Labs - Research. Outdoor IEEE 802.11 Cellular Networks: MAC Protocol Design and Performance.

Kahn, Joseph M. Modulation and Detection Techniques for Optical Communication Systems. Stanford, CA, USA : s.n.

L. A. Cabianca, H. J. Bulhman. **2006.** Redes LAN/MAN Wireless II: Funcionamento do Padrão 802.11. *Teleco.* [Online] 30 de jan de 2006. [Citado em: 15 de 09 de 2011.] <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialrwanman2/default.asp>.

LINKSYS. Datasheet da placa de rede. [Online] [Citado em: 15 de 09 de 2011.] <http://pdfs.icecat.biz/pdf/22529333-7083.pdf>.

Low cost radio over multimode fibre systems. **White, R. Penty and I. 2005.** Goteborg, Sweden : Proc. 12th NEFERTITI Workshop, 2005.

M. Mjeku, Student Member IEEE, and N. J. Gomes, Senior Member IEEE. aug 2008. Analysis of the Request to Send/Clear to Send Exchange in WLAN Over Fiber Networks. *Journal of Lightwave Technology.* aug 2008, Vol. 26, 15.

—. **jul 2007.** Use of Different Acknowledgement Policies for Burst Transmission in Fiber-fed Wireless LANs. *IEEE Communications Letters.* jul 2007, Vol. 11, 7.

Maizman, Marina. fev 1998. Simulação de Receptores Ópticos no ambiente PC-SIMFO. Campinas, SP : s.n., fev 1998.

Network Working Group. M. Allman, V. Paxsen (ICSI), E. Blanton (Purdue University). set 2009. RFC8681 - TCP Congestion Control. set 2009.

Ng'oma, A. 2005. Design of a Radio-over-Fibre System for Wireless LANs. Eindhoven, Holanda : s.n., 2005.

Ng'oma, Anthony. 2005. Radio-over-Fibre technology for Broadband Wireless communication Systems . Eindhoven, Holanda : s.n., 2005.

Palais. Fiber Optics Communications. Subcapítulo 4.6: Integrated Optic Components.

Petermann, K. out 2005. Radio over Fiber based Network Architecture. Berlim, Alemanha : s.n., out 2005.

Pinheiro, José Mauricio Santos. 2004. www.projetoderede.com.br. *Projeto de Rede.* [Online] 22 de nov de 2004. [Citado em: 15 de 09 de 2011.] http://www.projetoderedes.com.br/artigos/artigo_site_survey.php_arquivos.

Postel, J., ISI. set 1981. RFC 792 - ICMP. set 1981.

Radio. *Eficiencia espectral de modulações.*

Revisão dos RTS/CTS exchange in high speed IEEE 802.11 networks. **I. Tinnirello, S. Choi, Y. Kim. jun 2005.** Taormina, Itália : s.n., jun 2005.

Rocha, J.W.V. 2006. Redes WLAN de Alta Velocidade I: Características. *Teleco.* [Online] 19 de jun de 2006. [Citado em: 2011 de 09 de 15.] <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialredeswlanI/default.asp>.

Rodrigues, M. E. C. abr 2000. Aspectos de Rádio - Propagação. *Dissertação de Mestrado apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio.* Rio de Janeiro : s.n., abr 2000.

S. Mangold, S. Choi, P. May, O. Klein, G. Hiertz, L. Stibor. 2002. IEEE 802.11e Wireless LAN for Quality of Service. 2002.

S. Zvanovec, P. Pechac, M. Klepal. dez 2003. Wireless LAN Networks Design: Site Survey or Propagation Modeling? *Radioengineering.* dez 2003, Vol. 12, 4.

SNMP Research International, Inc. 2011. SNMPv3 White Paper. www.snmp.com. [Online] 2011.

[Citado em: 19 de 09 de 2011.] <http://www.snmp.com/snmpv3/v3white.shtml>.

Soares, Antonio José Martins. set 2005. Comunicações Ópticas. Brasília - DF, Brasil : s.n., set 2005.

Tanenbaum. 2007. *Rede de Computadores*. Amsterdam, Holanda : Campus, 2007.

—. **2007.** *Rede de Computadores. Subcapítulo 1.4.2: O modelo de Referência TCP/IP*. Amsterdam, Holanda : Campus, 2007.

—. **2007.** *Rede de Computadores. Subcapítulo 4.2.2: Protocolos CSMA*. Amsterdam, Holanda : Campus, 2007.

—. **2007.** *Rede de Computadores; Subcaítulo 4.4.2: 802.11: a camada física*. 2007.

Tanenbaum, A. 2002. *Rede de Computadores. 4th ed. Capítulo 8: Rede de Computadores*. Amsterdam, Holanda : Campus, 2002.

—. **2002.** *Rede de Computadores. 4th ed. pg 346*. Amsterdam, Holanda : Campus, 2002.

—. **2002.** *Rede de Computadores. 4th ed. Subcapítulo 4.5: Redes sem fios de banda larga*. Amsterdam, Holanda : Campus, 2002.

—. **2002.** *Rede de Computadores. 4th ed. Subcapítulo 6.4: Os Protocolos de transporte da Internet: UDP*. Amsterdam, Holanda : Campus, 2002.

—. **2002.** *Rede de Computadores. 4th ed. Subcapítulo 6.5: Os Protocolos de transporte da Internet: TCP*. Amsterdam, Holanda : Campus, 2002.

TCP and UDP performance over fibre-fed 802.11b networks. **M. Mjeku, B. Kalantari-Sabet, J. E. Mitchell, and N. J. Gomes. may 2007.** Budapest, Hungary : 12th Microcoll Conf., may 2007.

Teixeira, Fábio de Aquino Galvão e Lucélia Gomes. 2010. Análise de Vulnerabilidade em Redes Wi-fi 802.11 Estudo de Caso: Protocolo de Segurança do Iesam. 2010.

Trasnparent transport of wireless communication signals in radio-over-fibre systems. **jul 2005.** London, U.K. : 10th Eur. Conf. Networks Optical Communications, jul 2005.

USC, Defense Advanced Research Projects by Information Sciences Institute - University of Southern California. set 1981. RFC 793. set 1981.

X. Liang, P. Shen, A. Nkansah, J. James, and N. J. Gomes, Senior Member IEEE. dez 2009. Full downlink indoor pico-cellular network coverage using a millimeter-wave over fiber system. *Proc. Asia Pacific Microwave Conf. (Cingapura)*. dez 2009.

Y. Xiao, Member IEEE, and J. Rosdahl, Senior Member IEEE. ago 2002. Throughput and Delay Limits of IEEE 802.11. *IEEE Communications Letters*. ago 2002, Vol. 6, 8.

YEH, A. YARIV e P. 2003. *Optical Waves in Crystals. pg 238*. New Jersey, EUA : John Wiley & Sons, 2003.

Apêndices

APÊNDICE A: MODULAÇÃO DE INTENSIDADE COM USO DE UM INTERFERÔMETRO

APÊNDICE A

MODULAÇÃO DE INTENSIDADE COM USO DE UM INTERFERÔMETRO

Uma técnica comum em comunicações ópticas, principalmente em transmissões analógicas, é a modulação da intensidade de potência da portadora óptica. Esse tipo de modulação pode ser direta, quando o sinal é aplicado diretamente ao dispositivo gerador do sinal da portadora, como um *Led* ou *laser* óptico, ou pode ser feito de forma indireta, com o uso de um modulador externo ao dispositivo.

Um modulador óptico deve ser composto por uma entrada óptica para a portadora CW e uma saída óptica para o sinal óptico modulado. O modulador deve conter uma entrada elétrica para o sinal modulante que pode ser um sinal de RF ou em banda básica. Ainda deve conter uma entrada tensão de *bias*, cuja intensão é ajustar o ponto de operação da modulação.

O principal componente de um modulador é um interferômetro, o responsável pela modulação da portadora óptica em função do sinal modulante. O interferômetro mais comum em moduladores ópticos é o de Mach-Zehnder, que também dá o nome ao tipo do modulador. Este interferômetro é montado sobre uma chapa de niobato de lítio com uma entrada para o sinal óptico CW, um *splitter* (divisor óptico), dois caminhos ópticos paralelos ou “braços” do interferômetro, um *combiner* (acoplador óptico), e a saída para o sinal modulado. Em um dos braços do interferômetro existem dois eletrodos, cuja função é criar uma diferença de potencial sobre o braço de niobato de Lítio para alterar seu índice de refração. O sinal elétrico, composto da combinação do sinal modulante com o sinal de *bias*, deve ser aplicado sobre os eletrodos afim de que a diferença de potencial e a variação do índice de refração do material sejam proporcionais à variação de amplitude do sinal modulante.

A Figura 35 mostra um esquema do interferômetro.

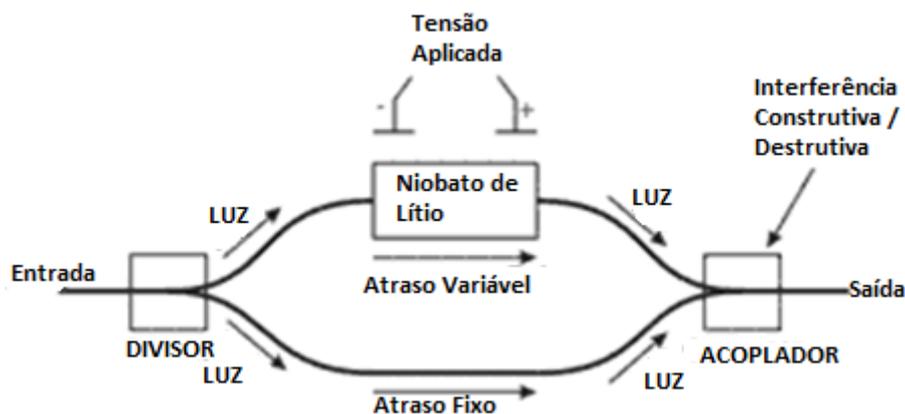


Figura 35 - Esquema de um Interferômetro de Mach-Zehnder

O sinal CW é dividido igualmente por dois caminhos, onde em um deles o índice de refração do material varia conforme o sinal modulante, provocando um atraso na propagação ou uma variação

na fase da onda. Os sinais são acoplados no final dos caminhos resultando numa interferência destrutiva entre eles. O nível de intensidade de potência do sinal resultante está diretamente relacionado ao tamanho da variação de fase sofrida entre os dois braços do interferômetro. Desta forma concretiza-se a modulação de intensidade.

De forma semelhante à modulação em amplitude, o sinal modulado irá apresentar uma “envoltória” sobre a sua intensidade no tempo. Essa envoltória será análoga à curva do sinal modulante de RF.

Diferentemente da modulação em amplitude e também da modulação em intensidade de forma direta, o parâmetro do sinal da portadora alterado pelo processo de modulação é a fase, ao invés da amplitude. Portanto, o formato do sinal modulado no espectro de frequência deve se assemelhar a de um sinal após sofrer uma modulação angular, como PM e FM.

Com o fim de estudar mais a fundo o processo de modulação com um interferômetro e criar bases matemáticas para modelar o processo, é apresentado a seguir o processo de modulação externa, descrito com base nas leis eletromagnéticas.

O sinal óptico CW, de forma simples, pode ser escrito como na equação:

$$C(t) = A_C * \text{sen}(W_C * t) ,$$

Sua densidade de potência pode ser calculada através de seu vetor de Poynting:

$$S(t) = \frac{A_C^2}{2\Omega_{SMF}} * \text{sen}^2(W_C * t),$$

e sua potência média é:

$$P_C = \frac{A_C^2}{4\Omega_{SMF}} .$$

Após o divisor óptico do interferômetro, o campo elétrico do sinal é dividido em dois, e um deles sofre uma variação de fase em relação ao outro. Após o acoplador, o sinal modulado fica da seguinte forma:

$$C(t) = \frac{A_C}{2} * \text{sen}(W_C * t) + \frac{A_C}{2} * \text{sen}(W_C * t + \varphi) , \text{ Eq. 10}$$

Onde φ é a diferença de fase entre as ondas que percorreram cada braço do interferômetro. Usando a propriedade trigonométrica,

$$\text{sen}(p) + \text{sen}(q) = 2 * \text{sen}\left(\frac{p+q}{2}\right) * \cos\left(\frac{p-q}{2}\right)$$

reescreve-se $C(t)$:

$$C(t) = 2 * \frac{A_C}{2} * \text{sen}\left(\frac{W_C * t + W_C * t + \varphi}{2}\right) * \cos\left(\frac{W_C * t + \varphi - W_C * t}{2}\right)$$

$$C(t) = A_C * \text{sen}\left(W_C * t + \frac{\varphi}{2}\right) * \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)$$

O vetor de Poynting do sinal modulado será:

$$S(t) = \frac{A_C^2}{2\Omega_{SMF}} * \text{sen}^2 \left(W_C * t + \frac{\varphi}{2} \right) * \cos^2 \left(\frac{\varphi}{2} \right)$$

Para obter a potência média do sinal basta resolver a equação:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S(t) dt$$

Inicialmente, será suposto φ uma constante. Usando outras propriedades trigonométricas,

$$\text{sen}^2(p) = \frac{1 - \cos(2p)}{2} \quad \text{e} \quad \cos^2(q) = \frac{1 + \cos(2q)}{2},$$

tem-se:

$$P = \frac{1}{2\pi\Omega_{SMF}} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{A_C^2}{2} * \frac{(1 - \cos(2 * W_C * t + \varphi))}{2} * \frac{(1 + \cos(\varphi))}{2} dt$$

$$P = \frac{A_C^2}{16\pi\Omega_{SMF}} \int_{-\pi}^{\pi} [1 + \cos(\varphi) - \cos(2 * W_C * t + \varphi) - \cos(\varphi) * \cos(2 * W_C * t + \varphi)] dt$$

Integrando os quatro termos separadamente:

$$A) P_1 = \frac{A_C^2}{16\pi\Omega_{SMF}} \int_{-\pi}^{\pi} 1 dt = \frac{A_C^2}{8\Omega_{SMF}}$$

$$B) P_2 = \frac{A_C^2}{16\pi\Omega_{SMF}} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(\varphi) dt = \frac{A_C^2}{8\Omega_{SMF}} * \cos(\varphi)$$

$$C) P_3 = \frac{A_C^2}{16\pi\Omega_{SMF}} \int_{-\pi}^{\pi} -\cos(2 * W_C * t + \varphi) dt = \frac{A_C^2}{16\pi\Omega_{SMF}} \left[-\frac{\text{sen}(2 * W_C * t + \varphi)}{2 * W_C} \right]$$

Como W_C é a frequência angular da portadora, que deve ser de 400π Trad/s (200 THz ou 1500 μm), pode-se dizer que P_3 tende a zero.

$$D) P_4 = \frac{A_C^2}{16\pi\Omega_{SMF}} \int_{-\pi}^{\pi} -\cos(\varphi) * \cos(2 * W_C * t + \varphi) dt$$

$$P_4 = \frac{A_C^2}{16\pi\Omega_{SMF}} \left[-\frac{\cos(\varphi) * \text{sen}(2 * W_C * t + \varphi)}{2 * W_C} \right]$$

Da mesma forma que P_3 , P_4 também será aproximado à zero. Portanto, somando os fatores encontra-se a potência do sinal modulado, em função de φ :

$$P = \frac{A_C^2}{8\Omega_{SMF}} * [1 + \cos(\varphi)]$$

ou,

$$P = \frac{P_{LASER}}{2} * [1 + \cos(\varphi)]$$

Com esta equação é possível plotar a curva de resposta do modulador em função do defasamento. Como o defasamento é proporcional à amplitude do sinal modulante e da amplitude do sinal de *bias*, a curva demonstrada na Figura 26 pode ser facilmente inferida. A ferramenta gráfica utilizada foi o OCTAVE.

Pode-se notar graficamente a diminuição de amplitude do sinal modulado em função de φ , bastar

traçar a curva do sinal do tempo para dois defasamentos diferentes. A Figura 36 apresenta o sinal com defasamento zero e de 180 graus.

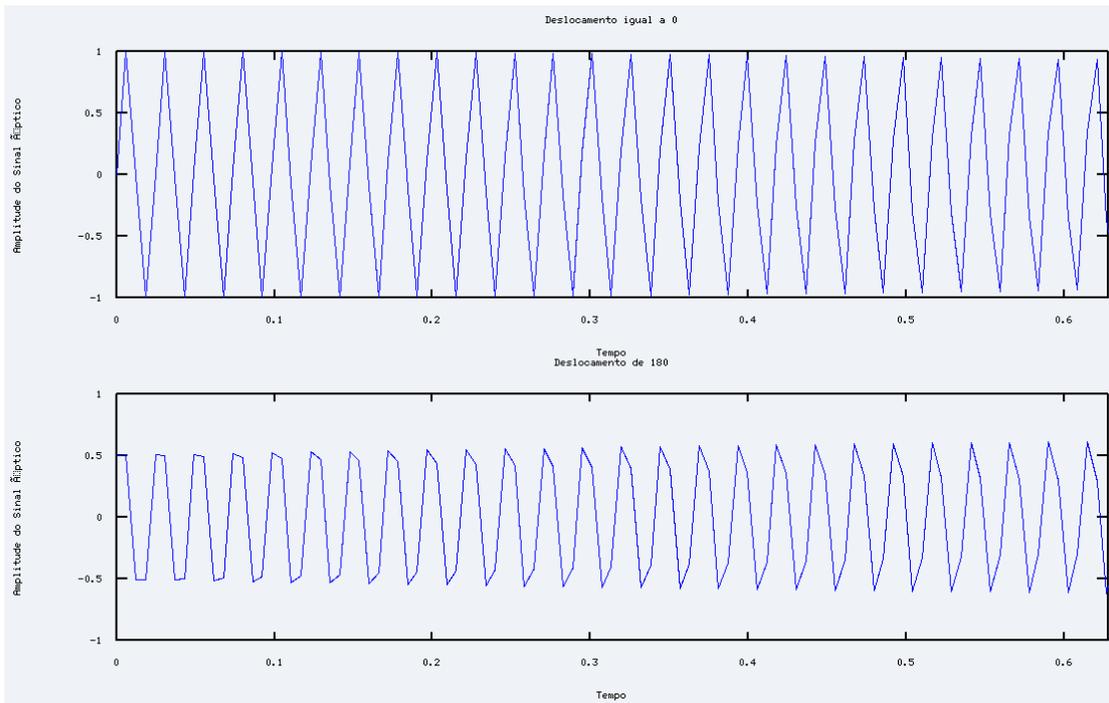


Figura 36 - Sinais ópticos modulados no tempo

O defasamento é função do sinal modulante, que também pode ser descrito como em função do tempo:

$$\varphi(t) = K * [B + A_m * \text{sen}(W_m * t)] , \text{ Eq. 11}$$

Onde K é uma constante do modulador dependente do material que é composto, que caracteriza a relação entre a diferença de fase da portadora para um determinado campo elétrico aplicado sobre o material. $A_m * \text{sen}(W_m * t)$ é a equação de onda do sinal modulante dependente do tempo. B é a tensão elétrica constante aplicada nos eletrodos com a função de *bias* para ajustar o ponto de operação. A tensão elétrica de *bias* fornece um *offset* ao sinal modulante.

Mantendo a tensão de bias constante em $\pi/2$, e em seguida aplicando a Eq. 11 na Eq. 10, usando duas identidades da função de Bessel,

$$\begin{aligned} \cos(\delta \sin(\omega t)) &= J_0(\delta) + 2J_2(\delta) \cos(2\omega t) + 2J_4(\delta) \cos(4\omega t) + \dots \\ \text{sen}(\delta \sin(\omega t)) &= 2J_1(\delta) \text{sen}(\omega t) + 2J_3(\delta) \text{sen}(3\omega t) + \dots \end{aligned}$$

se obtém a seguinte equação para a potência do sinal óptico modulado:

$$\begin{aligned}
P(t) = \frac{P_{Laser}}{2} * [& (J_0(K * A_m) + 1) * \cos(W_c * t) \\
& + J_1(K * A_m) \cos((W_c + W_m) * t) + J_1(K * A_m) \cos((W_c - W_m) * t) \\
& + J_2(K * A_m) \cos((W_c + 2 * W_m) * t) + J_2(K * A_m) \cos((W_c - 2 * W_m) * t) \\
& + J_3(K * A_m) \cos((W_c + 3 * W_m) * t) - J_3(K * A_m) \cos((W_c - 3 * W_m) * t) \\
& + J_4(K * A_m) \cos((W_c + 4 * W_m) * t) + J_4(K * A_m) \cos((W_c - 4 * W_m) * t) + \dots]
\end{aligned}$$

Um sinal com a mesma forma de um sinal modulado em fase.

O cálculo para a resposta do modulador considerando a tensão de *bias* como uma variável se torna bastante complicado. Para ser feita uma análise sobre o processo, foi utilizada a ferramenta matemática OCTAVE.

A Eq. 10 e a Eq. 11 foram escritas em função do tempo. Os valores das constantes nas equações foram passados com a maior fidelidade possível para a ferramenta matemática, de acordo com os parâmetros do sistema descritos no Capítulo 4. As únicas exceções foram as frequências angulares da portadora e do sinal modulante, que por uma questão de dimensionamento gráfico foram alteradas por valores representativos. Essas alterações em nada mudam os resultados, só tornam os as figuras dos espectros inteligíveis.

A constante K do modulador é igual a $2\pi/V\pi$, onde $V\pi$ é um parâmetro do modulador igual a 6,4 Volts. O valor arbitrário de 250 Ω foi escolhido para a impedância da fibra visto que seu valor não é conhecido, porém não influencia nos resultados que se pretende obter. A razão de se ter um valor é para definir a amplitude do sinal da portadora. Com isso acha-se $A_c = 1$ Volt para uma potência de óptica de 0 dBm do sinal CW. O sinal modulante de RF possui potência de 0 dBm e a impedância de entrada de RF do modulador é de 50 Ω . Isso resulta numa amplitude de 223,6 mV. A tensão de *bias* aplicada foi a que causa um defasamento de $\pi/2$ no sinal, ponto este considerado o de melhor interesse para o sistema, como será visto adiante. Por fim, as frequências angulares foram arbitradas em 512 rad/s para a portadora óptica e de 80 rad/s para o sinal modulante de RF.

Para se obter o espectro do sinal óptico modulado, usou-se a função FFT do OCTAVE, que realiza uma *Fast Fourier Transform* (Transformada de Fourier Rápida) no sinal. Como exercício para o entendimento da modulação, foi alterada a amplitude do sinal de RF e observou-se o espectro. A Figura 37 apresenta o espectro para a amplitude do sinal de RF em 223,6 mV, 2 V, 3,75 V e 7,8 V.

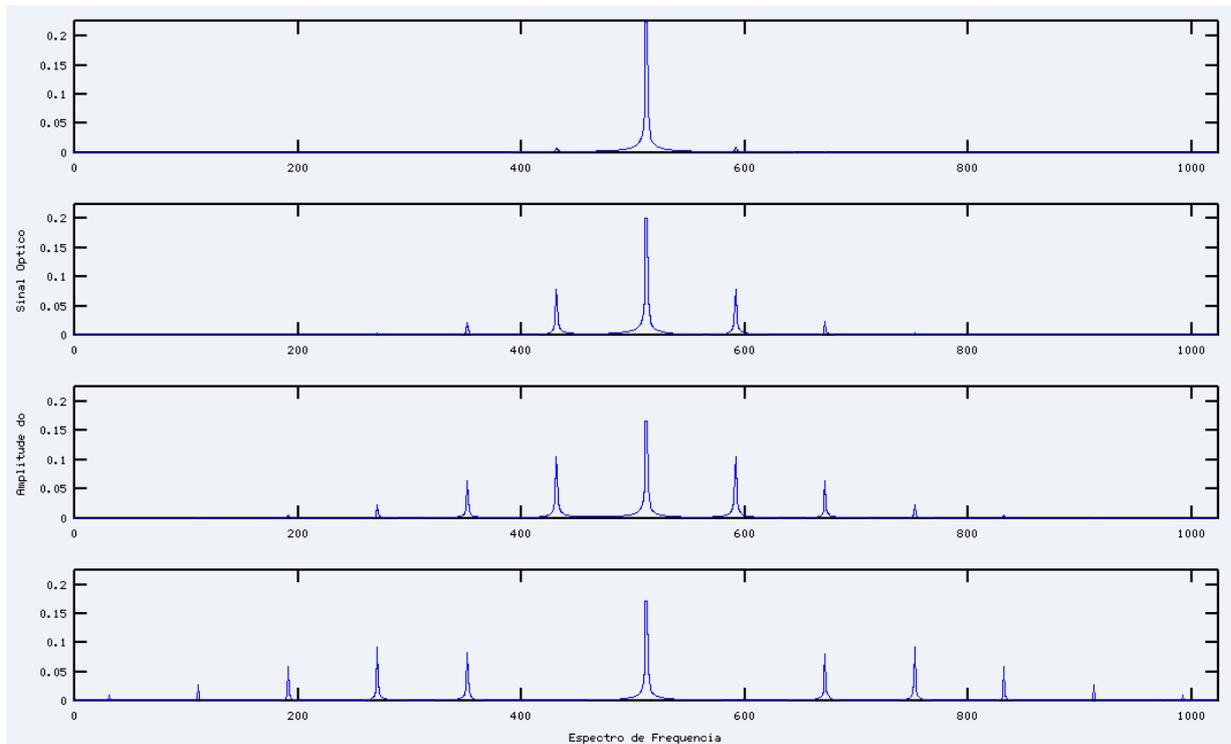


Figura 37 - Espectros do sinal modulado para diferentes amplitudes do sinal modulante

O aumento da amplitude do sinal de RF provoca o surgimento e crescimento de raias laterais, como uma modulação de fase. As primeiras raias laterais, a da esquerda e da direita, representam o sinal modulante. As demais são harmônicas deste sinal e podem ser entendida como resiliências do processo de modulação ou ruídos provocados pela não linearidade da operação. O sinal em 512 rad/s representa o sinal da portadora, que em nada serve para a comunicação.

Para obter a corrente de saída após o fotodetector, é preciso calcular a potência do sinal óptico. Isso se fez aplicando a Eq. 11 na Eq. 10. Em seguida, deve-se dividir o sinal pela atenuação total composta pelas perdas na fibra e no próprio modulador para encontrar a potência óptica que chega ao receptor. Para se obter uma função que represente a corrente após o receptor óptico basta multiplicar pela responsividade do fotodetector e pelo ganho do amplificador de RF contido no receptor óptico.

Nota-se nos espectros do sinal óptico que o tamanho da componente da portadora e as harmônicas variam de acordo com a amplitude do sinal modulante. Para ilustrar este fato foram refeitos os cálculos usando um vetor de valores para a amplitude do sinal modulante. Um gráfico foi traçado apresentando a variação de amplitude das componentes do sinal óptico em função do sinal modulante. A tensão de *bias* foi mantida. A Figura 38 apresenta os resultados.

Conclusões importantes podem ser obtidas analisando as curvas. A curva azul representa a primeira harmônica do sinal. Logo nota-se que o crescimento desta curva não segue um padrão linear com a amplitude do sinal modulante. O ponto de operação que fornecesse a maior componente do sinal está entre 3 e 4 Volts. Para amplitudes maiores, de forma contra intuitiva, o

sinal na recepção diminui. Em 7,8 Volts, o sinal vai à zero, conforme se observa também na Figura 37.

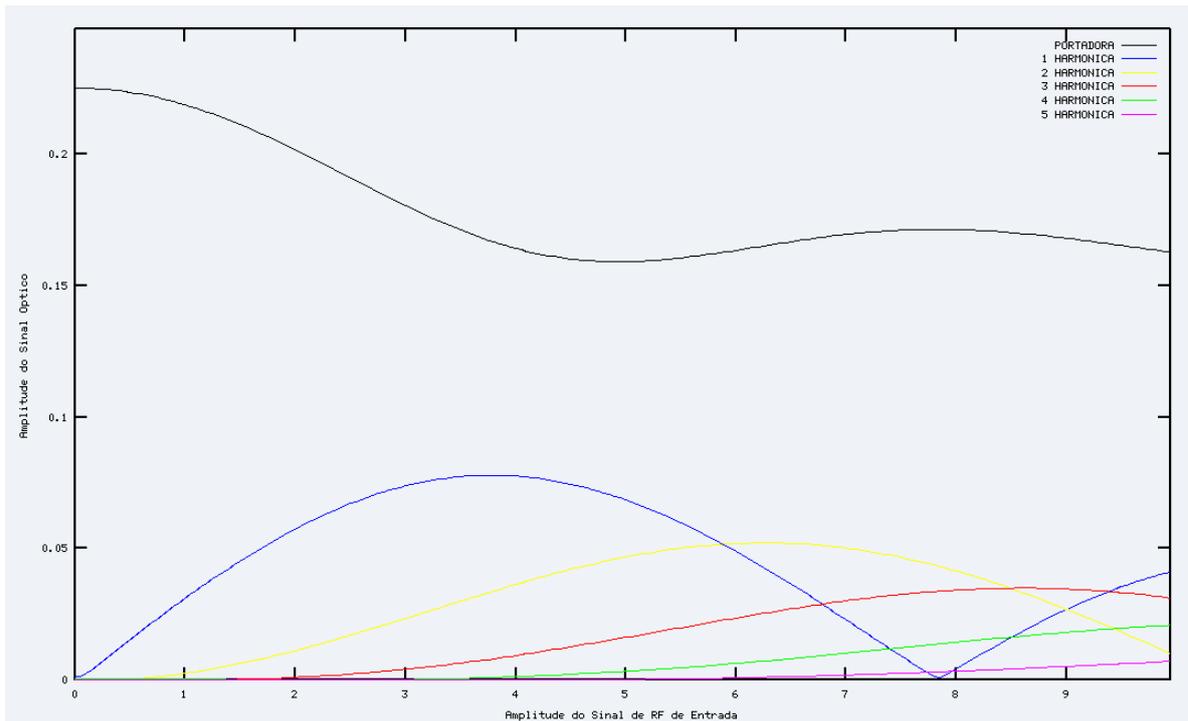


Figura 38 - Curvas das componentes do sinal óptico em função da amplitude do sinal modulante

Como exercício, um teste semelhante foi feito. Desta vez a amplitude do sinal de RF foi mantida e a tensão de *bias* foi substituída por um vetor. Assim, a Figura 39 apresenta as variações das componentes elétricas do sinal após o receptor óptico em função de tensão de *bias* aplicada no modulador.

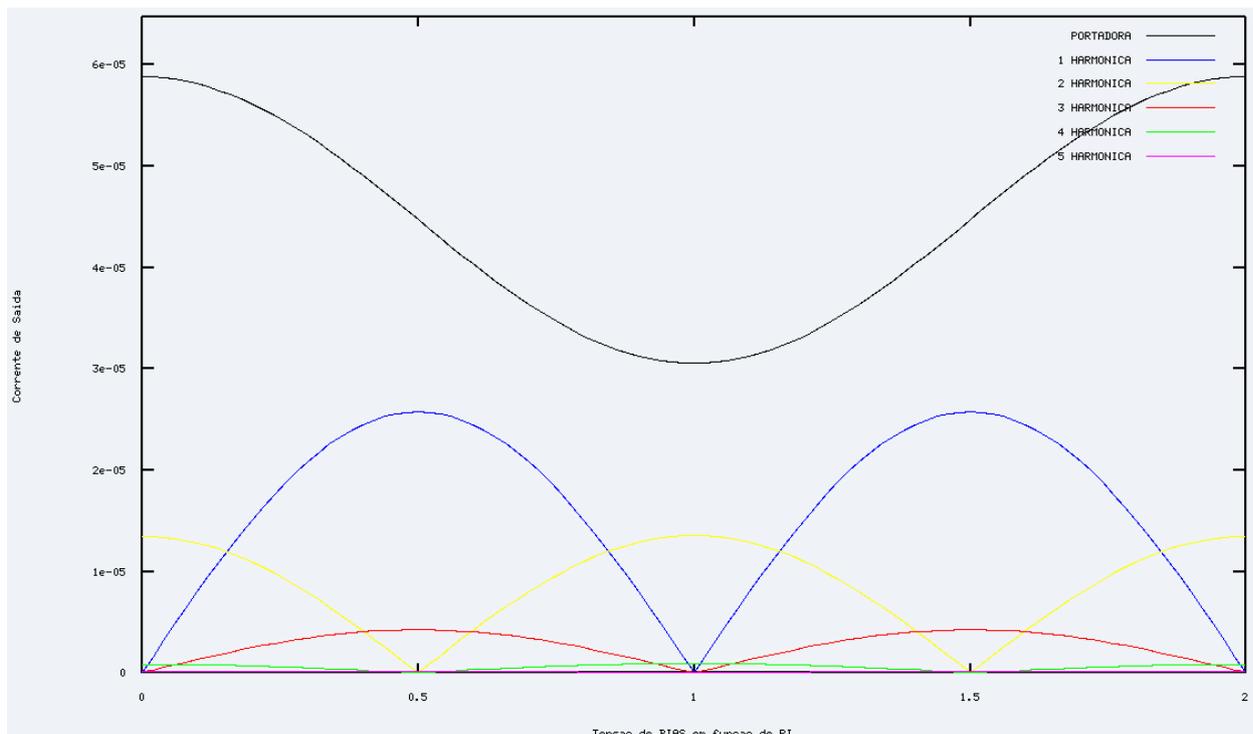


Figura 39 - Curvas das componentes de corrente de saída em função da tensão de *bias*.

A curva da componente de sinal, assim como as harmônicas de ordem ímpar, tem seu máximo para o ponto de operação de *bias* de $\pi/2$. Para uma tensão de *bias* de π ou 2π , a componente do sinal fica em zero, cortando a comunicação.

Conclui-se que, conforme esperado, a amplitude do sinal de RF de saída é função da tensão de *bias* e da amplitude do sinal modulante. Esta relação, entretanto, não é trivial. Com o uso da função MAX do OCTAVE foi achado o ponto de maior ganho do sinal. O resultado indica que a tensão de *bias* deve ser escolhida para manter o ponto de operação em $\pi/2$ ou $3\pi/2$, e amplitude do sinal de entrada em 3,75 Volts.

Para expressar a perda total que o sinal de RF sofre ao passar pelo sistema óptico, basta calcular a corrente de saída do sistema, em função da componente de primeira ordem do sinal óptico, da potência óptica do *Laser*, das perdas de acoplamento nos componentes ópticos, da atenuação do sinal na fibra e da responsividade do fotodetector A Eq. 12 mostra esta relação. Uma vez calculada a corrente de saída e conhecendo a impedância do cabo de RF, obtém-se a potência de RF após o sistema óptico. A atenuação total do sistema óptico para o sinal de RF é a relação entre esta potência de saída e a potência de transmissão da fonte de RF.

$$I = \frac{P_{LASER}}{A_T} * \frac{1}{2} * J_1 \left(\frac{V_m * \pi}{V_{pi}} \right) * R, \text{ Eq. 12}$$

Novamente com o OCTAVE, foi traçada uma curva do ganho que o sistema óptico fornece ao sinal de RF em função da amplitude do sinal de RF de entrada. Mais uma vez, o ganho varia devido à forma de modulação aplicada. A Figura 40 apresenta a curva.

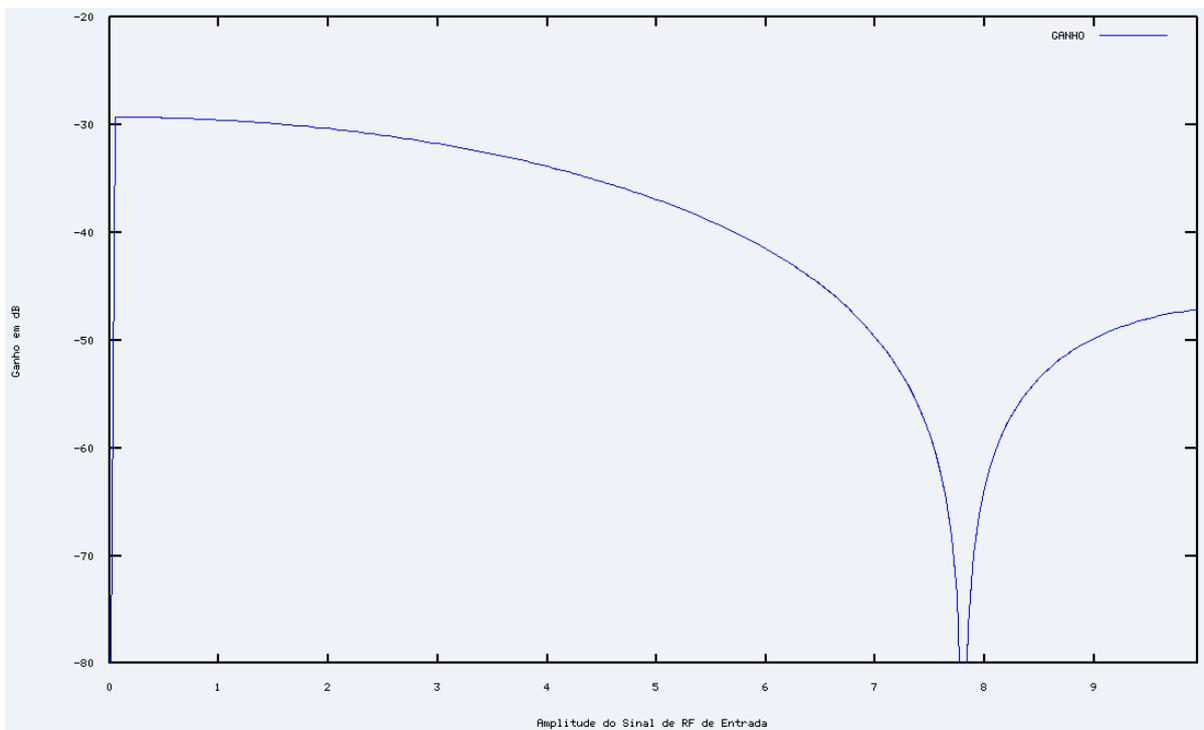


Figura 40 - Ganho do sistema óptico para o sinal e RF em função da amplitude do sinal

É interessante observar que o ganho é máximo para uma amplitude muito pequena do sinal. O ganho então passa a diminuir com o aumento da amplitude. Entretanto, a curva apresenta um formato bem próximo do horizontal até o ponto de máxima potência de saída do sinal de RF, que conforme visto está em 3,75 Volts. Após esse ponto a curva vai lentamente se verticalizando, até o sistema apresentar uma atenuação infinita, quando a componente do sinal vai à zero.

Pela Eq. 12 nota-se que a corrente de saída é proporcional à potência do *Laser*. Portanto, a potência de RF, e conseqüentemente o ganho do sistema, é proporcional ao quadrado da potência do *Laser*. Em outras palavras, a cada dB de aumento de potência do *Laser*, o ganho do sistema aumenta em 2 dB, independente do sinal de entrada. Este aumento fica apenas limitado a curva de resposta do amplificador do receptor óptico.

Observa-se que altas amplitudes de entrada provocam o surgimento e o crescimento de harmônicas, como um ruído não linear. Até aqui, o sinal de entrada foi considerado uma senóide e, portanto, ruídos de intermodulação não podem ser observados. Com o intuito de mensurar esse ruído, foram refeitos os cálculos para um sinal de entrada composto por duas senóides, uma de frequência angular de 80 rad/s e outra de 110 rad/s. Ambos os sinais possuem a mesma amplitude de 70,7% da amplitude anterior de 223,6 mV. Esse valor foi definido para manter a potência do sinal modulante em 0 dBm. Na Figura 41 são apresentados os espectros de frequência do sinal óptico modulado para amplitudes de entrada de 1,41 V e 2,65 V.

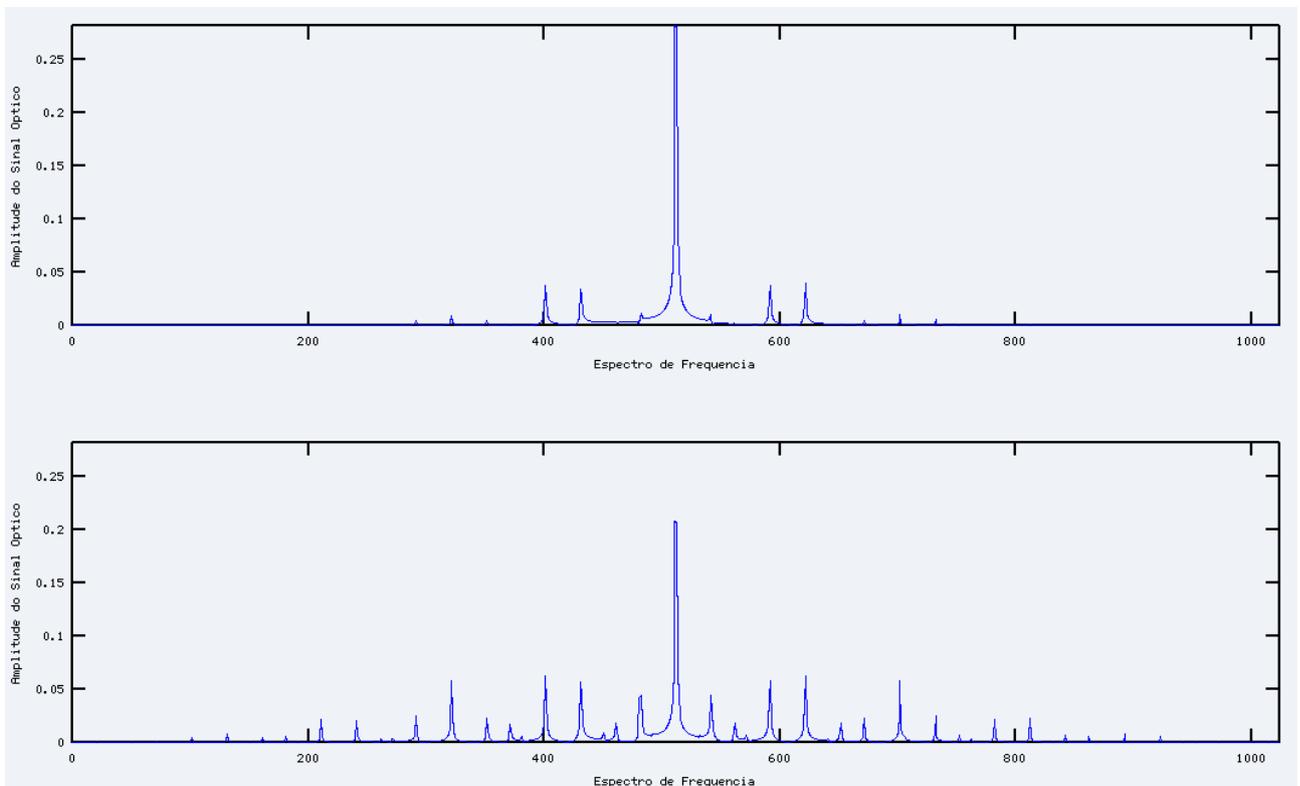


Figura 41 - Espectro do sinal modulado por duas senóides

Nota-se que componentes não desejáveis surgiram próximo às frequências de 80 e 110 rad/s.

Num cenário real, estas componentes caracterizariam um ruído de intermodulação.

Essas simulações não modelam um sinal de rede sem fio propagando pela fibra devido à complexidade de representar matematicamente o sinal. Portanto, valores que a seguir são apresentados como amplitude de ruído ou de SNR não dizem respeito ao cenário real. Outras fontes de ruído, como o ruído térmico, são ignoradas. Entretanto, as simulações a seguir apresentam um estudo do melhor ponto de operação do modulador (tensão de *bias*) e da relação entre o orçamento de potência de sinal e a SNR, considerando que a única fonte de ruído é a intermodulação.

Considerando as amplitudes das senóides de entrada em 158,1 mV calculou-se a relação sinal-ruído do sistema. A potência do sinal recebido foi calculada a partir da componente do sinal, convertida em corrente elétrica. As potências de ruído de terceira e quinta ordens foram calculadas com base nas respectivas componentes nas frequências de 140 e 50 rad/s, e 170 e 20 rad/s.

Analogamente ao que foi feito até agora, observou-se a variação da amplitude do sinal elétrico após o receptor óptico, da amplitude de ruído de terceira e quinta ordem, e da relação sinal-ruído em função da amplitude do sinal modulante. A Figura 42 apresenta os resultados.

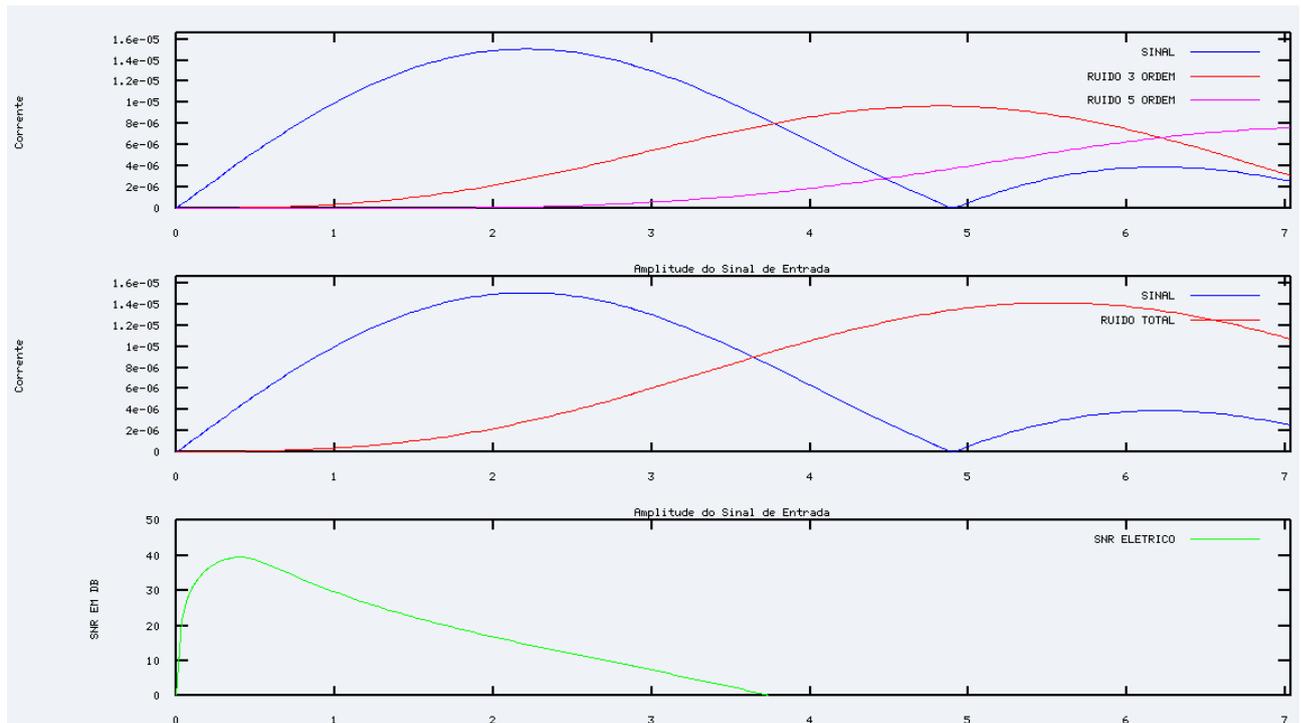


Figura 42 - Relação entre o sinal e ruído de intermodulação em função da amplitude do sinal modulante

A curva de SNR não encontra o seu pico onde o sinal é de fato maior. Isso acontece porque o crescimento da componente do sinal é mais rápido do que as componentes de terceira e quinta ordem para amplitudes do sinal de entrada pequenas. Continuando a aumentar a amplitude, a SNR atinge o ponto máximo, onde o crescimento da curva de terceira ordem se iguala a da curva de primeira ordem. Depois passa a diminuir, pois a velocidade de crescimento da componente do sinal diminui e a velocidade de crescimento da componente de terceira ordem aumenta.

A seguir, são apresentadas na Figura 43 as mesmas curvas, em função da tensão de *bias*.

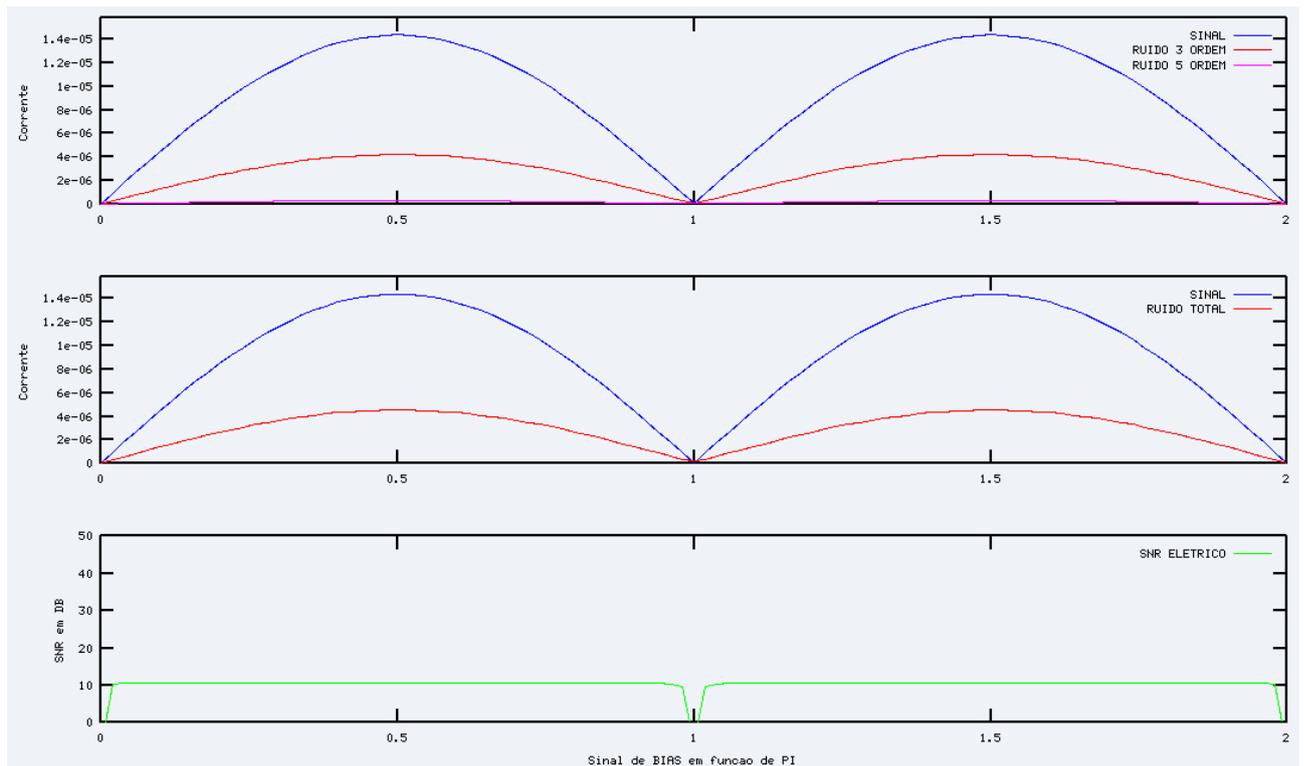


Figura 43 - Relação entre o sinal e ruído de intermodulação em função da tensão de *bias*

Conforme observado anteriormente, as componentes de ordem ímpar variam da mesma forma em função da tensão de *bias*. A consequência disso é vista na curva de SNR, que mostra um resultado praticamente plano para a variação da tensão de *bias*. O resultado é para uma amplitude do sinal modulante de 2,65 V. A Figura 44 apresenta curvas de SNR em função de *bias*, para 5 valores de amplitude de entrada diferentes: 35 mV, 0,14 V, 0,32 V, 0,53 V e 1,06 V.

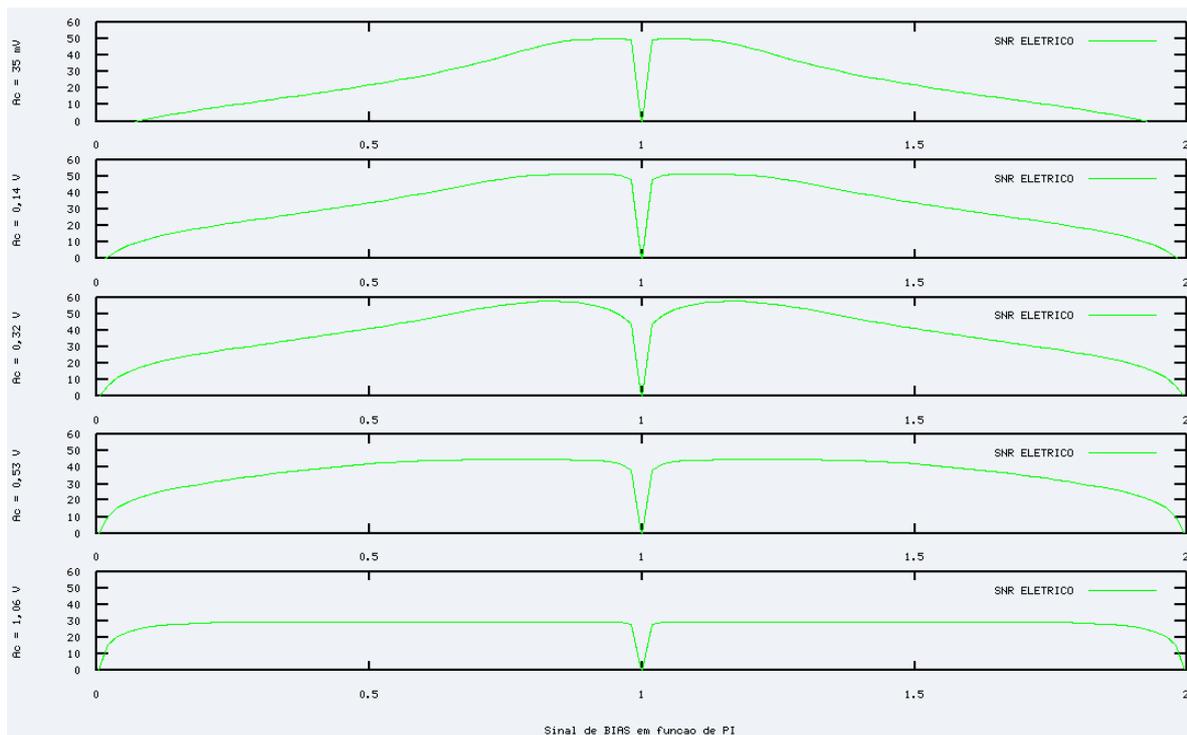


Figura 44 - Curvas de SNR em função de bias para amplitudes do sinal modulante diferentes

Nota-se que para pequenas amplitudes do sinal de RF de entrada a curva de SNR em função de π apresenta um formato inesperado. Conforme dito, em amplitudes pequenas a componente do sinal cresce mais rápido que as componentes de terceira e quinta ordens. Quando a tensão de *bias* é ajustada para um deslocamento de π , na qual a componente do sinal vai à zero, a SNR tende a menos infinito. Porém, para valores próximos deste deslocamento, a SNR apresenta os maiores valores.

A justificativa deste resultado é o comportamento das componentes de terceira e quinta ordens. Para amplitudes maiores, estas têm um comportamento idêntico ao da componente do sinal em função da tensão de bias. Entretanto, para tensões pequenas, o seu crescimento em função da amplitude é bem pequeno. Um aumento na potência óptica média total gera um aumento desta componente mais significativo do que o aumento da amplitude do sinal modulante. Conforme observado na Figura 26, defasamentos próximos de π fazem com que a potência óptica fique próxima de zero. Conseqüentemente, as componentes de ordem ímpar apresentam valores mais baixos próximos do defasamento π do que mais afastado dele. A Figura 45 comprova o que foi dito:

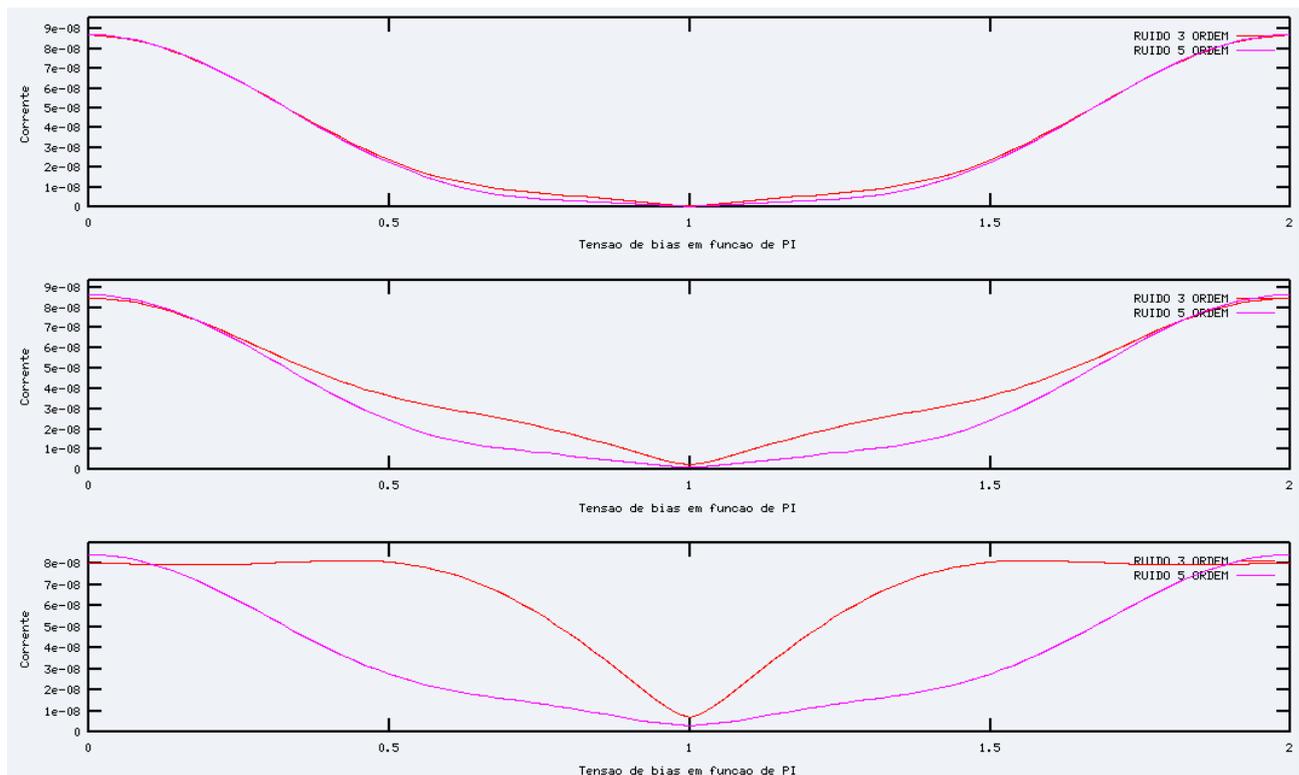


Figura 45 - Curvas das componentes de 3 e 5 ordem em função de bias

A Figura 45 mostra a curva das componentes de terceira e quinta ordem em função da tensão de bias para amplitudes de sinal de entrada de 0,14 V, 0,32 V e 0,53V. Para amplitudes pequenas, a componente de terceira ordem é maior para defasamentos de 0 e 2π . A medida que a amplitude de entrada aumenta, a curva vai mudando de forma, e tornando-se maior em defasamentos de $0,5\pi$ e $1,5\pi$.

Por fim, no estudo da relação sinal-ruído de intermodulação, com a ajuda do OCTAVE calculou-se que o melhor ponto de operação é para uma amplitude de entrada de 0,32 V para cada senóide, com uma tensão de bias que provoque um defasamento de $0,9\pi$.

Conclui-se que o ponto de melhor operação com relação ao orçamento de potência não é o mesmo para a relação sinal-ruído de intermodulação num sistema IM/DD. Deve-se buscar estudar o que é mais importante ao sistema e buscar o melhor ponto de operação, por vezes sacrificando uma melhor SNR, ou até um ganho maior, se isso significa uma potência de saída maior. No ponto de maior resposta do sinal, a SNR foi de 15 dB. Para uma tensão de 223,6 mV, conforme o caso desta dissertação, a SNR foi de 34,5 dB.

Deve-se ainda considerar para um caso real o ruído térmico do sistema. Qualquer ruído de intermodulação bem abaixo da linha de ruído intrínseca aos componentes ópticos é praticamente descartável. Portanto a busca por um ponto de operação ideal deve sempre levar em conta o ruído térmico do sistema.