

MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LEANDRO BASILIO DOS SANTOS

ANÁLISE DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO UTILIZANDO ÓPTICA
NO ESPAÇO LIVRE

Rio de Janeiro
2008

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

LEANDRO BASILIO DOS SANTOS

ANÁLISE DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO UTILIZANDO ÓPTICA
NO ESPAÇO LIVRE

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof^a. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi
– D.C.

Rio de Janeiro
2008

c2008

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

Praça General Tibúrcio, 80 – Praia Vermelha

Rio de Janeiro – RJ CEP: 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmear ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do autor e do orientador.

S237p	Santos, Leandro Basílio dos
	Análise de Sistemas de Comunicação Utilizando Óptica no Espaço Livre / Leandro Basilio dos Santos – Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2008
	133 p.: il.
	Dissertação (mestrado) – Instituto Militar de Engenharia, 2008.
	1. Sistemas de comunicação óptica. 2. Sistemas de transmissão de dados. 3. Comunicações ópticas no espaço livre.
	I. Título. II. Instituto Militar de Engenharia
	CDD 621.382

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

LEANDRO BASILIO DOS SANTOS

ANÁLISE DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO UTILIZANDO ÓPTICA NO
ESPAÇO LIVRE

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof^a. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi – D.C.

Aprovada em 9 de novembro de 2008 pela seguinte Banca Examinadora:

Prof^a. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi – D.C. do IME - Presidente

Prof. Paulo Roberto Rosa Lopes Nunes – Ph. D. do IME

Prof^a. Maria José Pontes – D.C. da UFES

Prof^a. Maria Aparecida Gonçalves Martinez – Ph. D. do CEFET-RJ

Rio de Janeiro

2008

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela força para sempre seguir em frente. Aos meus pais Jorge Corrêa dos Santos e Rosemary Basílio dos Santos pelo esforço realizado para a minha formação e por sempre acreditarem em mim. À minha irmã, Nathália, e a todos os meus familiares pelo incentivo. Ao amigo Leonardo Cidade pelo apoio e, em especial, pela consultoria lingüística nas traduções.

Ao prof. Dr. Andres Pablo por todo o auxílio prestado na parte experimental deste trabalho e por todo o incentivo para ingressar neste mestrado. Ao Major Rebello pela contribuição dada no ajuste dos telescópios e ao Coronel Bruno pela ajuda na elaboração do sistema mecânico de alinhamento. Ao Alberto pela ajuda nas montagens eletrônicas além de todo o apoio logístico indispensável às montagens experimentais.

A todos os professores, funcionários e alunos do Mestrado em Engenharia Elétrica do IME, e a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização desta dissertação.

Agradeço também ao apoio financeiro dado pela Fundação Capes a este trabalho através do projeto do edital Pró-Defesa.

Por fim, agradeço à professora Maria Thereza Rocco Giraldi pela dedicação na orientação deste projeto.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	8
LISTA DE TABELAS	12
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS	13
LISTA DE SIGLAS	16
1	INTRODUÇÃO.....20
1.1	Objetivos e motivação.....22
1.2	Organização da dissertação.....23
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....24
2.1	Sistemas ópticos no espaço livre24
2.1.1.1	Componentes básicos de um enlace FSO25
2.1.1.2	Transmissor25
2.1.1.3	Receptor30
2.1.2	Principais efeitos da propagação de luz na atmosfera31
2.1.2.1	Atenuação geométrica31
2.1.2.2	Atenuação atmosférica32
2.1.2.2.1	Absorções.....34
2.1.2.2.2	Espalhamentos34
2.1.2.2.3	Modelo simplificado.....36
2.1.2.3	Atenuação por chuvas37
2.1.2.4	Turbulência atmosférica.....38
2.1.2.4.1	Cintilação40
2.1.3	Balço de potência.....43
2.2	Sistemas com multiplexação por sub-portadora.....44
2.2.1	Etapa elétrica44
2.2.2	Etapa óptica46
2.2.2.1	Formato de modulação óptica.....47
2.2.3	Avaliação de desempenho de sistemas SCM47
2.2.3.1	Ruído de intensidade relativa (<i>relative intensity noise</i> – RIN).....48
2.2.3.2	Ruído térmico.....49
2.2.3.3	Ruído quântico.....49

2.2.3.4	Relação portadora ruído (CNR).....	49
2.3	Os padrões de transmissão sem-fio IEEE 802.11b/g	50
2.3.1	Modos de operação de redes sem-fio <i>wi-fi</i>	50
2.3.1.1	Duplexação e controle de acesso	50
2.3.1.2	Modulação	52
2.3.1.3	Formato dos quadros	56
3	MODELAGEM E MONTAGEM EXPERIMENTAL DE ENLACES FSO	57
3.1	Modelagem de enlaces FSO	57
3.1.1	Atenuação geométrica	57
3.1.2	Atenuação atmosférica	59
3.1.3	Atenuação por chuvas	64
3.1.4	Atenuação causada pela turbulência.....	68
3.1.4.1	Cintilação	68
3.1.4.2	<i>Beam wander</i>	70
3.1.5	Modelo completo.....	71
3.1.6	Disponibilidade e o balanço de potências	74
3.2	Montagem e caracterização de um enlace FSO.....	80
3.2.1	Telescópio transmissor	81
3.2.1.1	Colimação	83
3.2.2	Telescópio receptor.....	84
3.2.3	Conversores de mídia	86
3.2.4	Alinhamento do enlace FSO	93
3.2.4.1	Apontamento do feixe	93
3.2.4.2	Alinhamento do receptor	94
3.2.5	Enlace FSO em bancada	96
3.2.5.1	Transmissão sem modulação em 980 nm.....	96
3.2.5.2	Transmissão sem modulação em 1552 nm.....	97
3.2.5.3	Transmissão com modulação	99
3.2.6	Enlace FSO com 39 m de comprimento.....	100
3.2.6.1	Testes e resultados.....	102
3.2.7	Enlace FSO com 93 m de comprimento.....	106
3.2.7.1	Teste e resultados.....	107
4	MODELAGEM E CARACTERIZAÇÃO DE ENLACES IEEE 802.11B SOBRE FSO	110

4.1	Modelagem de enlace IEEE 802.11b sobre FSO	110
4.1.1	Cálculo das potências ópticas transmitida e recebida	111
4.1.2	Cálculo da potência elétrica da sub-portadora na recepção	112
4.1.3	Simulação da CNR na recepção	113
4.1.4	Modelagem da taxa de erro de bits (BER) e da taxa de transmissão efetiva em enlaces IEEE 802.11b.....	115
4.2	Montagem experimental de sistema de modulação em microondas utilizando IEEE 802.11b.....	119
4.2.1	Análise no nível de rede.....	120
4.2.2	Medição da potência conduzida e das taxas de transmissão efetiva e de perda de pacotes	121
4.2.3	Análise do circuito de duplexação	124
5	CONCLUSÃO.....	127
6	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	130

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG. 2.1	Esquema simplificado de uma transmissão FSO	24
FIG. 2.2	Tipos de telescópio: (a) kepleriano, (b) galileiano e (c) Cassegrain	27
FIG. 2.3	Formação do cone de divergência de difração.....	29
FIG. 2.4	Atenuação geométrica	32
FIG. 2.5	Janelas atmosféricas (COLVERO, 2005).....	34
FIG. 2.6	Diagramas de espalhamento: (a) Rayleigh, (b) Mie e (c) Não-seletivo (OSORIO, 2005)	35
FIG. 2.7	Efeitos de bolhas de ar quente em um enlace FSO	39
FIG. 2.8	Medida da variação do parâmetro estrutural do índice de refração na cidade do Rio de Janeiro no dia 16 de fevereiro de 2003.....	41
FIG. 2.9	Atenuação causada pela cintilação em função do comprimento do enlace para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.....	42
FIG. 2.10	Diagrama em blocos de um sistema SCM	44
FIG. 2.11	Espectro do sinal elétrico após a multiplexação	45
FIG. 2.12	Formatos de modulação óptica ODSB	47
FIG. 2.13	Exemplo de uso dos Intervalos de tempo definidos no protocolo de acesso ao meio do padrão 802.11b/g	51
FIG. 2.14	Canais de transmissão do padrão 802.11b (OLEXA, 2005).....	53
FIG. 2.15	Esquema simplificado do uso da técnica DSSS no padrão IEEE 802.11b	54
FIG. 2.16	Comparação entre os espectros antes e após a aplicação do DSSS.....	54
FIG. 2.17	Disposição das sub-portadoras na modulação OFDM, mostrando a superposição entre as mesmas.	55
FIG. 2.18	Estrutura de um quadro 802.11b/g.....	56
FIG. 3.1	Influência da divergência na atenuação geométrica para transmissor e receptor com diâmetros de 100 mm e 35 mm, respectivamente	58
FIG. 3.2	Atenuação geométrica de um feixe com divergência de 1 mrad e receptor com diâmetro de 35 mm para diferentes valores do diâmetro do receptor.....	59
FIG. 3.3	Atenuação atmosférica para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.....	60
FIG. 3.4	Coeficiente de atenuação atmosférica para visibilidade de 10 m a 100 m para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.....	61

FIG. 3.5	Coeficiente de atenuação atmosférica para visibilidade de 100 m a 1 km para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.....	62
FIG. 3.6	Coeficiente de atenuação atmosférica para visibilidade de 1 km a 10 km para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.....	63
FIG. 3.7	Coeficiente de atenuação atmosférica para visibilidade de 10 km a 100 km para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.....	63
FIG. 3.8	Coeficiente de atenuação por chuvas em função da taxa de precipitação	65
FIG. 3.9	Estimativa da taxa de precipitação em função da visibilidade	66
FIG. 3.10	Comparação entre o coeficiente de atenuação por chuvas e o coeficiente de atenuação atmosférica em função da visibilidade	67
FIG. 3.11	Atenuação por cintilação em função do comprimento do enlace para $C_n^2=2,89 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$ para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.....	69
FIG. 3.12	Atenuação por cintilação em função do comprimento do enlace para $C_n^2=2,5 \times 10^{-16} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$ para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.....	70
FIG. 3.13	Atenuação causada pelo <i>beam wander</i> em função do comprimento do enlace para $C_n^2=2,89 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$ e para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.....	71
FIG. 3.14	Atenuação total de um enlace FSO em função de seu comprimento, para a visibilidade de 10 km e demais parâmetros listados na TAB. 3.2	72
FIG. 3.15	Atenuação total de um enlace FSO em função da visibilidade	73
FIG. 3.16	Distribuição de probabilidade acumulada da visibilidade na cidade do Rio de Janeiro	75
FIG. 3.17	Potência transmitida mínima para o cumprimento de requisito de disponibilidade de 99% na cidade do Rio de Janeiro.....	77
FIG. 3.18	Disponibilidade em função da potência de transmissão.	78
FIG. 3.19	Distribuição de probabilidade acumulada da taxa de precipitação na cidade do Rio de Janeiro.....	79
FIG. 3.20	Disponibilidade em função da potência de transmissão, considerando o modelo de atenuação por chuvas.....	80
FIG. 3.21	Enlace FSO Montado.....	81
FIG. 3.22	Telescópio Transmissor	82
FIG. 3.23	Esquema óptico de operação do transmissor (SALVA, 2006).....	82
FIG. 3.24	Anteparo utilizado na colimação do transmissor	83
FIG. 3.25	Telescópio receptor.....	84
FIG. 3.26	Característica de transmissão do filtro óptico usado no telescópio de recepção.	84
FIG. 3.27	Esquema utilizado para teste dos conversores de mídia.....	86

FIG. 3.28	Taxa de transmissão efetiva para a transmissão do conversor de mídia nº. 1 para o de nº. 2 em função da atenuação.....	88
FIG. 3.29	Taxa de perda de pacotes para a transmissão do conversor de mídia nº. 1 para o de nº. 2 em função da atenuação.....	88
FIG. 3.30	Montagem experimental para a medição do sinal óptico de saída do conversor de mídia.....	89
FIG. 3.31	Espectro de transmissão do conversor de mídia nº. 1.....	90
FIG. 3.32	Taxa de transmissão efetiva para a transmissão do conversor de mídia nº. 2 para o de nº. 1 em função da atenuação.....	91
FIG. 3.33	Taxa de perda de pacotes para a transmissão do conversor de mídia nº. 2 para o de nº. 1 em função da atenuação.....	91
FIG. 3.34	Espectro de transmissão do conversor de mídia 2.....	92
FIG. 3.35	Imagem do feixe na posição do receptor, obtida por uma câmera de vídeo.....	93
FIG. 3.36	Foto do telescópio receptor em sua base de ajuste.....	94
FIG. 3.37	Influência do ângulo azimutal do receptor na potência recebida para um enlace de 3,86 m de comprimento.....	95
FIG. 3.38	Montagem para alinhamento e teste com transmissão sem modulação.....	97
FIG. 3.39	Espectro de emissão do laser de 980 nm usado no alinhamento e no teste de transmissão sem modulação do enlace FSO.....	97
FIG. 3.40	Transmissão de luz sem modulação pelo enlace FSO.....	98
FIG. 3.41	Espectro de emissão do laser de 1552 nm usado nos teste de transmissão sem modulação do enlace FSO.....	98
FIG. 3.42	Posições do transmissor e do receptor FSO no enlace de 39 m montado no IME.....	100
FIG. 3.43	Foto do enlace tirada a partir da posição do receptor.....	101
FIG. 3.44	(a) Posição do transmissor e (b) posição do receptor no enlace com 39 m de comprimento.....	102
FIG. 3.45	Potência recebida para o enlace FSO com 39 m de comprimento montado no IME. Transmissão com laser CW em 1551,5 nm. Teste iniciado no dia 10/7/2008.....	103
FIG. 3.46	Taxa de transmissão efetiva medida no enlace FSO com comprimento de 39 m em teste iniciado no dia 8/7/2008.....	104
FIG. 3.47	Taxa de perda de pacotes medida no enlace FSO com comprimento de 38 m no teste iniciado no dia 8/7/2008.....	105
FIG. 3.48	Posições do transmissor e do receptor FSO no enlace de 93 m montado no telhado do IME.....	106

FIG. 3.49	Potência recebida para o enlace FSO com 93 m de comprimento montado no telhado do IME. Transmissão com laser CW em 1551,5 nm. Teste iniciado no dia 2/9/2008.....	108
FIG. 4.1	Enlace usando modulação elétrica IEEE 802.11b sobre FSO. Apenas um sentido de transmissão é mostrado.....	111
FIG. 4.2	Potência elétrica recebida em função da visibilidade	114
FIG. 4.3	Valores de CNR obtidos em função da visibilidade	115
FIG. 4.4	BER em função da CNR para o padrão IEEE 802.11b (PAVON, 2003)	116
FIG. 4.5	Taxa de transmissão Efetiva em função da CNR para o padrão IEEE 802.11b (PAVON, 2003).....	117
FIG. 4.6	Resultados da simulação da BER de um enlace IEEE 802.11b sobre FSO em função da visibilidade.....	118
FIG. 4.7	Resultados da simulação da taxa de transmissão efetiva de um enlace IEEE 802.11b sobre FSO.....	119
FIG. 4.8	Montagem para a medição do sinal transmitido pela placa de rede sem-fio D-Link DWL-G520.....	121
FIG. 4.9	Espectro de transmissão da placa de rede sem-fio D-Link DWL-G520 para a modulação de 11 Mb/s no padrão IEEE 802.11b	122
FIG. 4.10	Taxa de transmissão efetiva em função da atenuação de percurso para a placa de rede sem-fio D-Link DWL-G520 operando no padrão IEEE 802.11b.....	123
FIG. 4.11	Circuito de duplexação.....	124
FIG. 4.12	Espectro de transmissão medido após o circuito de duplexação mostrado na FIG. 4.11.....	125

LISTA DE TABELAS

TAB. 2.1	Código internacional de visibilidade para as condições do tempo e precipitação	38
TAB. 2.2	Duração dos intervalos de tempo definidos no protocolo de acesso ao meio do padrão 802.11b/g.....	52
TAB. 2.3	Taxas de transmissão de linha e esquemas de modulação dos padrões 802.11b/g.....	55
TAB. 3.1	Correlação entre a visibilidade e a precipitação para diferentes intensidades de precipitação	66
TAB. 3.2	Parâmetros do enlace FSO simulado.....	72
TAB. 3.3	Resumo das características das lunetas transmissora e receptora	86
TAB. 4.1	Parâmetros do enlace IEEE 802.11b sobre FSO simulado	113
TAB. 4.2	Características das placas de rede sem-fio DWL-G520	120
TAB. 4.3	Padrões de modulação utilizados nas placas de rede sem-fio DWL-G520.....	120
TAB. 5.1	Influência dos parâmetros mecânicos dos telescópios transmissor e receptor no alinhamento de um enlace FSO.....	128

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

ACK	–	<i>Acknowledgment</i>
$A_{t_{Atm}}$	–	Atenuação atmosférica
$A_{t_{Chuvas}}$	–	Atenuação por chuvas
$A_{t_{Cint}}$	–	Atenuação por cintilação
$A_{t_{desalin}}$	–	Atenuação por desalinhamento
$A_{t_{Geo}}$	–	Atenuação geométrica
B	–	Largura de banda do sinal
C_n	–	Parâmetro da estrutura do índice de refração
d_i	–	Diâmetro do feixe óptico de entrada
d_o	–	Diâmetro do feixe óptico de saída
d_{Rx}	–	Diâmetro efetivo do receptor
d_{Tx}	–	Diâmetro efetivo do transmissor
f	–	Distância focal
FOV	–	Ângulo de visada
f_{Si}	–	Frequência da sub-portadora i
I	–	Irradiância instantânea
I_0	–	Irradiância média
I_d	–	Corrente de escuro do fotodetector
I_p	–	Fotocorrente
$\langle I_{port}^2 \rangle$	–	Nível médio de potência da sub-portadora
k	–	Constante de Boltzman
L_a	–	Perda óptica no modulador
m	–	Índice de modulação óptica
M	–	Número de símbolos na constelação

M_s	–	Margem do sistema
N_{bit}	–	Número de bits por símbolo
N	–	Número de sub-portadoras
P_i	–	Potência óptica de entrada
P_o	–	Potência óptica de saída
P_{laser}	–	Potência óptica emitida pelo laser
P_{Rx}	–	Potência recebida
P_{Tx}	–	Potência transmitida
q	–	Carga elementar
s	–	Parâmetro empírico usado no modelo simplificado da atenuação atmosférica.
r	–	Raio da partícula espalhadora
R	–	Comprimento do enlace
R_c	–	Resistência de carga
R_{FD}	–	Responsividade do fotodetector
R_p	–	Taxa de precipitação
RIN	–	Ruído de intensidade relativa
S_{Rx}	–	Área efetiva do receptor
S_{SR}	–	Área efetiva da seção reta do feixe
S_{Tx}	–	Área efetiva do transmissor
T	–	Temperatura absoluta
V	–	Visibilidade
w	–	Largura do feixe óptico
w_0	–	Largura mínima do feixe óptico
<i>Wi-fi</i>	–	<i>Wireless Fidelity</i>
x_0	–	
z	–	Distância em relação ao ponto em que ocorre a largura mínima do feixe

óptico

α_a	–	Coefficiente de absorção por aerossóis
α_m	–	Coefficiente de absorção molecular
β	–	Coefficiente de espalhamento
β_a	–	Coefficiente de espalhamento por aerossóis
β_m	–	Coefficiente de espalhamento molecular
ϕ	–	Defasagem
γ	–	Coefficiente de atenuação
λ	–	Comprimento de onda
μ	–	Índice de modulação RMS
θ	–	Divergência do feixe óptico
σ_I^2	–	Variância de Ritov
σ_r^2	–	Variância radial de potência
σ_{RIN}^2	–	Variância do ruído de intensidade relativa
σ_T^2	–	Variância do ruído térmico

LISTA DE SIGLAS

AP	<i>Access Point</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CCK	<i>Complementary Code Keying</i>
CNR	<i>Carrier to Noise Ratio</i>
CSMA/CA	<i>Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance</i>
CTS	<i>Clear to Send</i>
CW	<i>Continuous Wave</i>
DCF	<i>Distributed Coordination Function</i>
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FOV	<i>Field of View</i>
FSO	<i>Free Space Optics</i>
IMO	<i>Índice de Modulação Óptica</i>
MAC	<i>Media Access Control</i>
ODSB-IC	<i>Optical Double Side Band – Included Carrier</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PCF	<i>Point Coordination Function</i>
PDU	<i>Packet Data Unit</i>
PSDU	<i>Physical Service Data Unit</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quaternary Phase Shift Keying</i>

RF	Rádio Frequência
RTS	<i>Request to Send</i>
SCM	<i>Subcarrier Multiplexing</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
XOR	<i>Exclusive Or</i>

RESUMO

As comunicações ópticas em espaço livre, FSO, se caracterizam pela transmissão de informação através de feixes ópticos propagando-se diretamente na atmosfera. Assim oferecem taxas de transmissão elevadas, dispensando o uso de fibras, permitindo a redução de custos e aumentando a rapidez de instalação. Devido a estas características, esta tecnologia é uma forte candidata para superar o gargalo atualmente observado nas redes de acesso. Contudo, projeto criterioso sempre deve ser elaborado devido à atenuação imposta ao sinal na propagação pela atmosfera.

Por ser uma tecnologia óptica, o FSO, permite o uso de diversas técnicas de modulação, dentre as quais se destaca a multiplexação por sub-portadoras, SCM. A associação desta técnica ao FSO permite a obtenção de taxas mais elevadas sem aumento da complexidade da modulação óptica.

Neste trabalho é apresentado um estudo dos sistemas FSO, com foco voltado aos diversos efeitos que ocorrem ao sinal óptico durante a sua propagação pela atmosfera, os quais lhe causam atenuação. É realizado, também, um estudo do sistema de multiplexação por sub-portadora para que este possa ser usado sobre um enlace FSO.

Além disto, foram realizadas diversas simulações de enlaces FSO e SCM, as quais podem ser utilizadas no projeto e estimação do desempenho destes enlaces. Foi simulado, ainda, o uso do padrão de modulação IEEE 802.11b, presente nas redes sem-fio, na geração de um sinal SCM para posterior transmissão sobre enlace FSO. Comprovando-se, assim, a viabilidade de operação de tal sistema. Foi proposto e testado, um esquema de duplexação que permite o uso de placas de rede *wi-fi* para a obtenção do referido sinal SCM.

Foram montados enlaces FSO experimentais, onde se verificou a importância do alinhamento entre os telescópios transmissor e receptor e a necessidade de uso de bases para estes com elevada estabilidade. Os enlaces montados foram testados através da transmissão de dados com o uso de conversores de mídia Gigabit Ethernet, onde se verificou que o enlace FSO não afetou o desempenho dos conversores de mídia.

ABSTRACT

Optical communications in free space, FSO, are characterized by the transmission of information through optical beams propagating throughout the atmosphere. Thus they offer high transmission rates, avoiding the use of fibers, allowing costs reduction and increasing installation speed. Because of these characteristics, this technology is a strong candidate to overcome the bottleneck currently observed in access networks. However, careful design must always be done due to the attenuation suffered by the signal propagating through the atmosphere.

As an optical technology, the FSO, allows the use of several modulation techniques, among which stands out the Sub-carrier Multiplexing, SCM. The association of this technique to the FSO makes possible to obtain higher rates without increasing the complexity of optical modulation.

This work presents a study of FSO systems, with focus turned to the various effects that occur to the optical signal during its propagation through the atmosphere, which causes attenuation. It is done, also, a study of the sub-carrier multiplexing system so that it can be used over a FSO link.

In addition, there were several simulations of FSO and SCM links, which can be used in the project and to estimate the performance of these links. It was simulated, yet, the use of IEEE 802.11b modulation standard, appeared in wireless networks, in generating a SCM signal for later transmission through FSO links, confirming thereby the feasibility for operating such a system. It was proposed and tested, a duplexing scheme which allows the use of wi-fi network cards for obtaining the SCM signal.

Experimental FSO links were mounted, where it was found the importance of alignment between the transmitting and receiving telescopes and the need for using bases for these with high stability. The assembled links were tested by the data transmission using media converters for Gigabit Ethernet, where it appeared that the FSO link did not affected the performance of the media converters.

1 INTRODUÇÃO

A comunicação óptica em espaço livre (*Free Space Optics* – FSO), que utiliza a própria atmosfera como meio de transmissão dos sinais ópticos modulados, é uma das formas mais antigas de telecomunicações. O primeiro sistema FSO a ser concebido foi o fotofone, criado por Graham Bell no final do século XIX, o qual usava a luz solar modulada para a transmissão de voz (COLVERO, 2005). Este invento teve grande importância para a evolução das telecomunicações, visto que é considerado o precursor direto do telefone.

Apesar desta primazia, um maior desenvolvimento de sistemas de comunicações ópticas não foi possível por mais de meio século devido à carência de fontes ópticas adequadas. Assim, os sistemas modernos de comunicações por óptica no espaço livre só iniciaram o seu desenvolvimento após a invenção do laser em 1960 (CURTIS, 2005). Durante as quatro décadas seguintes, os sistemas FSO estiveram restritos às aplicações militares devido, principalmente, às altas perdas sofridas pelo feixe óptico durante a propagação na atmosfera e à baixa potência oferecida pelos lasers então disponíveis (CURTIS, 2005).

Nas últimas décadas, observou-se um enorme crescimento das redes de telecomunicações impulsionado pelo aumento do tráfego de dados, inicialmente devido à demanda comercial. Para atender a esta demanda crescente, houve grande desenvolvimento nos *backbones* das redes, com a adoção de sistemas a fibra óptica. Com o surgimento de tecnologias como a multiplexação densa por divisão em comprimento de onda (*Dense Wavelength Division Multiplexing* – DWDM), que possibilita o transporte de múltiplos comprimentos de onda em uma mesma fibra e os amplificadores ópticos, observou-se um crescimento das bandas oferecidas superior à demanda. Assim, tornou-se possível alcançar taxas da ordem de dezenas de gigabits por segundo, em cada fibra, em enlaces de longa distância (AGRAWAL, 2002).

Esse excesso de banda de transmissão provocou queda nos preços dos serviços e estimulou o acesso do consumidor doméstico às redes de comunicações de dados. Houve, então, o crescimento e popularização da Internet e, posteriormente, o surgimento de novas aplicações, como transmissão de vídeo em tempo real e outros serviços multimídia, que requeriam bandas cada vez mais elevadas (HUI, 2002).

O desenvolvimento das tecnologias de acesso não acompanhou todo este crescimento do núcleo das redes (CURTIS, 2005), formando-se um gargalo no acesso do usuário aos serviços banda larga oferecidos neste ponto.

Neste contexto, o FSO, passou a ser visto como uma alternativa econômica de tecnologia de acesso pelas operadoras de telecomunicações. Dentre as vantagens que incentivam a sua adoção, pode-se citar (MAHDY, 2004) (ARNON, 2003):

- Oferecimento de larguras de banda elevadas, da mesma ordem dos sistemas a fibra, com custos de instalação menores que estes por não necessitar de grandes obras de engenharia civil;
- Não necessita de licenças para operação, como as licenças de uso do espectro dos sistemas sem-fio, nem para a instalação, como as licenças para obras em vias públicas, necessárias para a colocação de fibras;
- Rapidez de operação, com possibilidade de instalação de enlaces temporários, usados, por exemplo, para a cobertura de grandes eventos;
- Imunidade à interferência de outros sistemas de telecomunicações ou sistemas elétricos e mesmo entre enlaces FSO, devido à alta diretividade do feixe;
- Elevada segurança, devido à dificuldade de interceptação dos sinais, sobretudo quando comparado com os sistemas sem-fio em rádio frequência (RF).

Contudo para a implantação econômica de um enlace FSO, é necessário um projeto criterioso, devido às elevadas perdas experimentadas pelo feixe óptico durante a propagação na atmosfera. Estas perdas são originadas por uma série de fenômenos distintos, como absorção, espalhamento e turbulência, o que torna complexa a estimação das condições do canal de transmissão.

Além disso, a resposta do canal, a atmosfera, à propagação de feixe óptico varia constantemente em função das condições do tempo, impondo atenuações que variam em uma larga faixa de valores. Em condições atmosféricas críticas, pode-se chegar a níveis de atenuação muito altos que limitam a disponibilidade possível de enlaces FSO, sobretudo os de comprimento mais elevado (ELBATT, 2001).

Dessa forma a tecnologia FSO se adequa melhor aos sistemas de acesso, onde as distâncias são curtas, os custos mais baixos são imperiosos e os requisitos de disponibilidade não são tão elevados (CURTIS, 2005). Além disso, pelo fato de se tratar de

um sistema óptico, muitas das técnicas empregadas nos enlaces a fibra podem ter seu uso estendido aos enlaces FSO. Dentre as quais se pode destacar a multiplexação por sub-portadora (*Subcarrier Multiplexing* – SCM).

Nos sistemas SCM, múltiplas sub-portadoras na faixa de microondas são transmitidas simultaneamente, usando multiplexação por divisão na frequência (*Frequency Division Multiplexing* – FDM), em uma única portadora óptica. Cada uma das sub-portadoras pode ser modulada com informações distintas, permitindo o transporte de múltiplos canais.

O emprego desta técnica possibilita a obtenção de bandas que excedem 10 GHz para cada comprimento de onda óptico usado (AGRAWAL, 2002). As sub-portadoras podem ser moduladas utilizando-se técnicas convencionais de modulação em microondas, como o PSK (*Phase Shift Keying*) ou QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), para transmissão digital e modulação AM (*Amplitude Modulation*), FM (*Frequency Modulation*), entre outras, para transmissões analógicas. Além disso, como as sub-portadoras são independentes, cada uma pode receber uma modulação diferente, possibilitando a transmissão de sinais analógicos e digitais das mais variadas larguras de banda ou taxas em uma mesma portadora óptica, conferindo, assim, grande flexibilidade ao sistema (WALKER, 1989).

O SCM pode ser utilizado em substituição à multiplexação por divisão do comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* – WDM) em sistemas de baixas taxas com grandes vantagens, pois transporta a multiplexação para a faixa de microondas, reduzindo, portanto, o número de componentes ópticos. Essa vantagem é ainda maior no caso dos sistemas FSO, visto que a redução no número de dispositivos ópticos diminui substancialmente os custos.

1.1 OBJETIVOS E MOTIVAÇÃO

Neste trabalho serão apresentados os modelos de propagação de sinais ópticos no espaço livre, bem como a realização de simulações de enlaces FSO utilizando código escrito no programa Matlab. Foi realizada a especificação, implementação e teste de operação de um enlace FSO experimental, utilizando conversores de mídia Gigabit Ethernet para a geração de sinal óptico modulado no comprimento de onda de 1550 nm.

Um segundo objetivo deste trabalho é a análise da viabilidade de uso de placas de rede sem-fio, operando segundo os padrões IEEE 802.11b/g, como moduladores/demoduladores de microondas de um sistema SCM e a análise da operação deste sistema sobre um enlace

FSO. Para tal, foi realizada uma série de medidas com um par de placas de rede sem-fio e modelada a sua operação em um enlace SCM sobre FSO.

O principal motivador para os estudos, simulações e montagens experimentais realizadas neste trabalho foi o projeto “Estudo de Tecnologias para Provimento de Comunicação em Sistemas Estratégicos de Defesa” selecionado através do edital Pró-Defesa nº 01/2005 e financiado pelo Programa de Apoio ao Ensino e a Pesquisa Científica e Tecnológica em Defesa Nacional da CAPES e do Ministério da Defesa.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2, apresentar-se-ão os fundamentos teóricos da propagação de feixes ópticos no espaço livre, bem como da modelagem do canal atmosférico utilizado nos enlaces FSO. São apresentadas, ainda, a teoria por trás dos sistemas de multiplexação por sub-portadoras e as principais características do padrão de transmissão de rede sem-fio IEEE 802.11b.

As análises de modelos dos efeitos do canal atmosférico sobre o sinal óptico serão realizadas no Capítulo 3, juntamente com a apresentação dos resultados das simulações da disponibilidade de enlaces FSO para a cidade do Rio de Janeiro. Neste capítulo, será ainda apresentada a metodologia utilizada para a montagem experimental de um enlace FSO, com modulação obtida através de um par de conversores de mídia, bem como os resultados obtidos desta montagem.

No Capítulo 4, serão apresentadas as simulações de um enlace usando o IEEE 802.11b sobre FSO, juntamente com a análise da viabilidade de operação de tal sistema. Expor-se-á, ainda, os resultados obtidos com a caracterização do segmento de rádio frequência (RF) deste sistema.

No Capítulo 5 são mostradas as conclusões deste projeto e sugeridas atividades para a complementação futura deste trabalho. As referências bibliográficas utilizadas são listadas no Capítulo 6.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Neste capítulo serão abordados os principais aspectos teóricos das tecnologias empregadas neste projeto: transmissão óptica no espaço livre, multiplexação por sub-portadora e transmissão digital sem-fio no padrão IEEE 802.11b/g.

2.1 SISTEMAS ÓPTICOS NO ESPAÇO LIVRE

O FSO é um sistema de transmissão óptica no qual o feixe de luz não se encontra confinado em fibras, como nos sistemas ópticos convencionais, mas se propaga diretamente na atmosfera.

Na FIG. 2.1, encontra-se representado um sistema FSO. O transmissor é responsável pela geração do feixe óptico a partir de um sinal elétrico. Sendo composto por uma fonte óptica, um laser ou um LED e por um telescópio, responsável por dar forma ao feixe de luz para a propagação na atmosfera. Assim como nos sistemas a fibra, a modulação da luz tanto pode ser realizada diretamente na fonte óptica quanto através de um modulador externo.

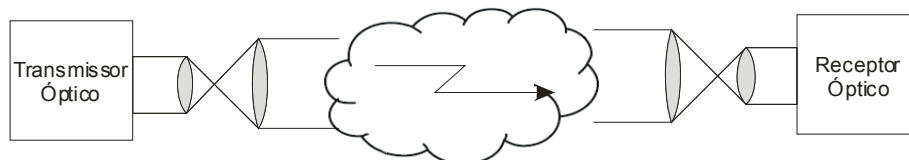


FIG. 2.1 Esquema simplificado de uma transmissão FSO

Ao receptor cabe a captação da energia do feixe após a propagação pela atmosfera. É composto por um telescópio, o qual deve captar a energia da frente de onda e concentrá-la em um ponto, para permitir o acoplamento dessa energia a um fotodetector, que converte o sinal óptico novamente em elétrico.

Diferentemente dos sistemas a fibra, o meio de transmissão do sistema FSO, a atmosfera, apresenta características que podem sofrer grandes variações com a posição de instalação do enlace bem como no decorrer do tempo. Esse caráter variante do meio de transmissão torna mais complexa a estimação das perdas impostas ao sinal. Dessa forma, para obtenção de boas estimativas para a perda de potência do sinal gerada pelo canal devem ser considerados os modelos para cada um dos principais fenômenos envolvidos na

propagação do feixe óptico na atmosfera. Os dois principais fenômenos são a absorção e o espalhamento causados pelas moléculas e partículas encontradas em suspensão na atmosfera. Outro fenômeno relevante é a cintilação, causada pela turbulência atmosférica.

A avaliação de desempenho de um sistema FSO, assim como de qualquer outro sistema de comunicações, pode ser realizada através da análise da taxa de erro de bits (*bit error rate* – BER), ou da taxa de perda de pacotes (*packet error rate* – PER), no caso de sistemas digitais e da relação sinal ruído (*signal to noise ratio* – SNR), para sistemas analógicos.

Outra métrica de desempenho importante é a disponibilidade do sistema, que se constitui na percentagem de tempo em que o sistema encontra-se disponível para a transmissão de informações, sendo um sistema considerado disponível quando a sua BER ou SNR está acima de determinados valores limite.

Tanto a SNR quanto a BER dependem das características do fotodetector e da quantidade de potência captada pelo receptor. Dessa forma, o cumprimento de requisitos de qualidade, seja usando-se a BER ou a SNR e a disponibilidade, passa por um cuidadoso balanço de potência do sistema (AGRAWAL, 2002).

2.1.1.1 COMPONENTES BÁSICOS DE UM ENLACE FSO

Como representado na FIG. 2.1, os componentes constitutivos básicos de um enlace FSO são o transmissor, o receptor e o canal de propagação. Nesta seção serão analisadas as características básicas de transmissores e receptores FSO. A análise dos modelos de propagação aplicados ao canal atmosférico será realizada na Seção 2.1.2.

2.1.1.2 TRANSMISSOR

As funções básicas do transmissor de um sistema de comunicações é adequar as características do sinal, como potência, frequência de transmissão e técnica de modulação, ao meio de transmissão usado. No caso dos sistemas FSO, este é responsável por gerar o sinal óptico modulado e conformar o feixe para a transmissão na atmosfera.

A fonte óptica utilizada tanto pode ser um LED quanto um laser, a escolha entre os dois recai basicamente sobre o nível de potência necessário, visto que a largura espectral da

fonte não impõe limitações à transmissão FSO (BOUCHET, 2006). Como a atmosfera impõe perdas severas ao sinal óptico, os lasers, que oferecem potência maior, são os mais utilizados nos enlaces FSO.

A modulação do feixe tanto pode ser realizada de forma direta, modulando-se a corrente da fonte óptica, ou externa, através do uso de moduladores eletro-ópticos. A técnica de modulação mais utilizada é a modulação de intensidade com detecção direta (IM/DD) (BOUCHET, 2006). As técnicas de modulação em fase são muito prejudicadas pela baixa coerência do canal FSO, gerada principalmente pela turbulência, sendo por isso pouco usadas (BOUCHET, 2006).

Além da fonte óptica e, possivelmente, de um modulador externo, o transmissor de um enlace FSO é composto por um telescópio. Este é responsável por expandir a seção reta do feixe. Essa expansão visa reduzir a possibilidade de obstrução do feixe por objetos presentes na atmosfera, como pássaros e insetos, minimizar os efeitos de redirecionamento do feixe causado pela turbulência, como será visto posteriormente, e reduzir o ângulo de divergência do feixe óptico (ARNON, 2003).

Os dois principais parâmetros de projeto de um telescópio transmissor são o ângulo de divergência e o diâmetro do feixe transmitido, visto que esses dados influenciam diretamente na atenuação geométrica do sinal, como será visto na Seção 2.1.2.1.

O diâmetro efetivo do feixe é comumente definido como a distância entre os pontos em que a densidade de potência, ou irradiância, do feixe óptico cai a $1/e^2$ do seu valor de pico, medido em uma seção reta do feixe nas proximidades do transmissor.

Os dois principais tipos de telescópio usados são: o kepleriano, que usa duas lentes convergentes, e o galileiano, composto por uma lente divergente e uma convergente (ARNON, 2003). Os telescópios citados são conhecidos como refratores, por possuírem lentes como seus elementos principais. A principal desvantagem destes é a variação da distância focal das lentes com o comprimento de onda. Esse problema pode ser contornado com o uso de lentes especiais do tipo acromáticas (MELLES GRIOT, 2008).

Há ainda os telescópios refletores, nos quais as lentes são substituídas por espelhos, como nos telescópios Cassegrain, onde uma das lentes é substituída por um espelho hiperbólico divergente e a outra lente é substituída por um espelho parabólico convergente. A vantagem dos telescópios refletores é que eles são acromáticos, ou seja, suas características não variam com o comprimento de onda (MELLES GRIOT, 2008).

As três diferentes configurações de telescópios citadas estão representadas na FIG. 2.2.

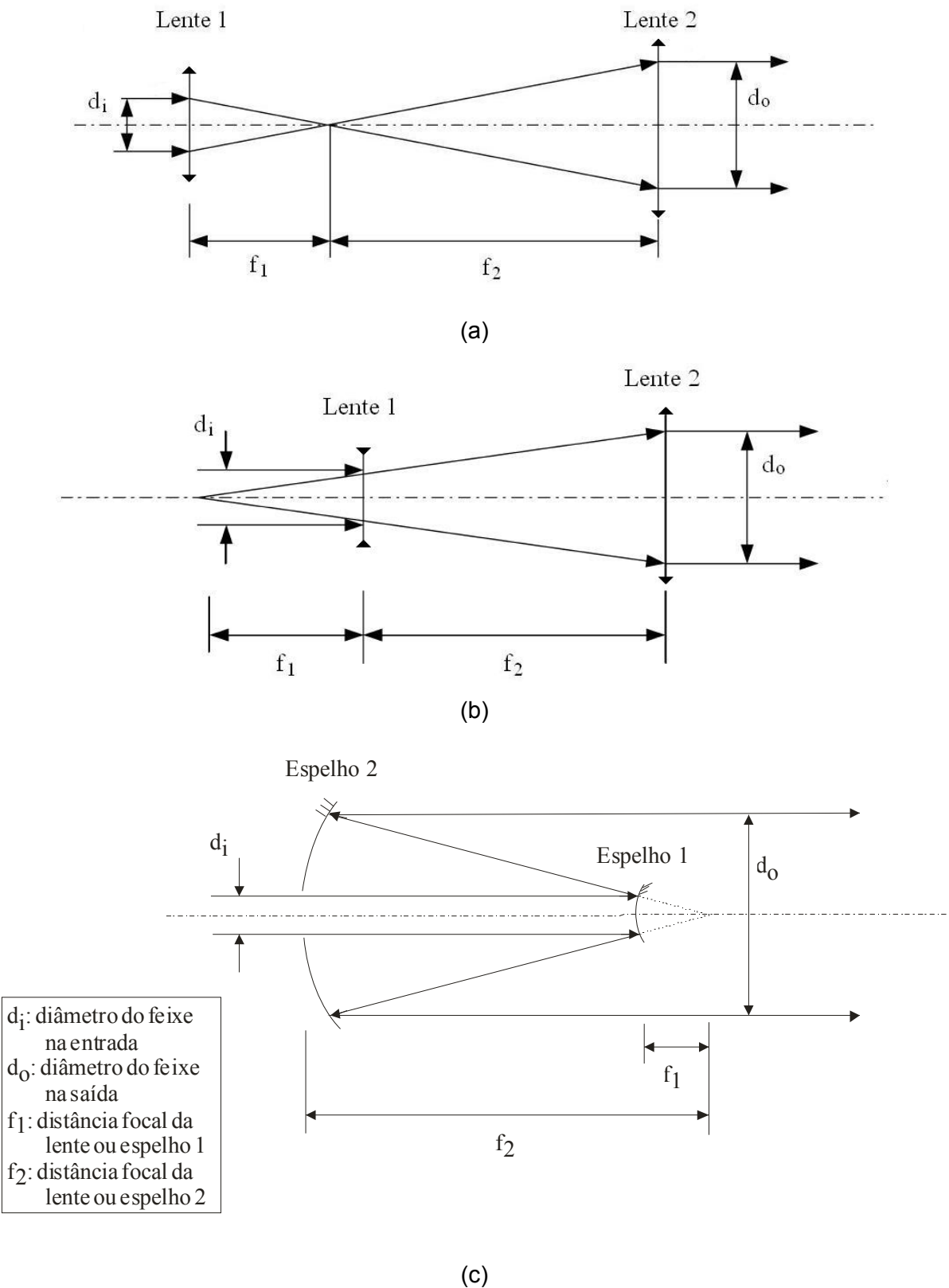


FIG. 2.2 Tipos de telescópio: (a) kepleriano, (b) galileiano e (c) Cassegrain

Para esses três projetos de telescópio, o diâmetro do feixe na saída, o qual corresponde ao diâmetro efetivo do transmissor, é dado por (ARNON, 2003):

$$d_{Tx} = f_2 / f_1 \cdot d_i, \text{ EQ. 2.1}$$

onde f_1 e f_2 são, respectivamente, as distâncias focais das lentes (ou espelhos) 1 e 2 e d_i é o diâmetro do feixe incidente no telescópio, conforme representado na FIG. 2.2.

Além disso, devido à difração da luz, mesmo que se obtenha um feixe de luz perfeitamente colimado, este sofrerá divergência durante a propagação (MELLES GRIOT, 2008). Esta divergência faz com que a seção reta do feixe se expanda durante a propagação. Uma medida prática da divergência de um feixe óptico é seu ângulo de divergência, formado entre as linhas nas quais a densidade de potência do feixe óptico cai a $1/e^2$ do valor de pico.

O ponto em que o feixe possui seus raios paralelos, que corresponde ao ponto em que seu diâmetro é mínimo, é denominado largura mínima do feixe (*beam waist*).

Para um feixe de formato gaussiano perfeitamente colimado, o alargamento do feixe devido à difração é dada por (MELLES GRIOT, 2008):

$$w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2} \right)^2}, \text{ EQ. 2.2}$$

onde w_0 é a largura mínima do feixe, z é a distância propagada desde o ponto em que ocorre a largura mínima do feixe e $w(z)$ é a largura do feixe à distância z do ponto em que ocorre a largura mínima.

Pode-se observar que a EQ. 2.2 possui um comportamento assintótico com o crescimento de z . Assim, para valores grandes de z , o raio do feixe pode ser aproximado por (MELLES GRIOT, 2008):

$$w(z) = \frac{\lambda z}{\pi w_0}, \text{ EQ. 2.3.}$$

Na FIG. 2.3, vê-se uma representação da propagação de um feixe óptico. A linha contínua representa a superfície onde a irradiância vale $1/e^2$ do seu valor de pico, dada pela EQ. 2.2. A linha tracejada representa a aproximação do diâmetro do feixe, w , pelo seu comportamento assintótico, seguindo a EQ. 2.3. Estas linhas tracejadas delimitam no

espaço o cone onde a irradiância do feixe é superior a $1/e^2$ do valor de pico, sendo este denominado cone de divergência do feixe.

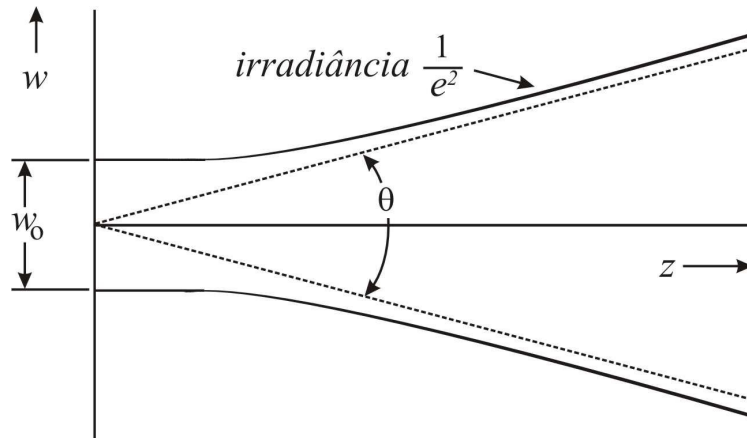


FIG. 2.3 Formação do cone de divergência de difração

O ângulo do cone de divergência, θ , pode ser obtido, a partir da geometria da FIG. 2.3, por (MELLES GRIOT, 2008):

$$\theta = 2 \cdot \arctg\left(\frac{w(z)/2}{z}\right) \approx \frac{w(z)}{z} = \frac{\lambda}{\pi w_0} \quad \text{EQ. 2.4}$$

A aproximação mostrada na EQ. 2.4 é possível considerando-se $\frac{w(z)}{2 \cdot z} \approx 0$. Como $w(z)$ é comumente da ordem de milímetros a poucos centímetros, esta aproximação é boa mesmo a pequenas distâncias do transmissor.

Outra aproximação para a divergência do feixe transmitido, em função dos parâmetros do telescópio, é dada por (ARNON, 2003):

$$\theta \approx \frac{f_1}{f_2} \theta_i \approx \frac{d_i}{d_{Tx}} \theta_i,$$

onde θ_i é a divergência do feixe na entrada do telescópio transmissor.

Assim, quanto maior o diâmetro do feixe, menor tende a ser a sua divergência. Além disso, para se obter um feixe o mais colimado possível na saída do telescópio, o posicionamento do alimentador e das lentes (ou espelhos), dados em função das distâncias focais destas, deve ser preciso, como ilustrado na FIG. 2.2. O ajuste do posicionamento das lentes, ou espelhos, de um telescópio é denominado colimação.

Nos telescópios refratores com lentes comuns, a colimação deve obrigatoriamente ser realizada na faixa de comprimentos de onda da luz a ser usada no enlace. Assim, um telescópio refrator colimado para 1550 nm deve ser novamente ajustado se a faixa de operação for alterada para 850 nm, por exemplo. No caso dos telescópios refletores a colimação pode ser realizada em qualquer comprimento de onda (MELLES GRIOT, 2008).

Os parâmetros de entrada do telescópio são definidos pelo seu alimentador, que em geral é uma fibra óptica. Assim, o diâmetro e o ângulo de divergência do feixe de entrada, d_i e θ_i , serão o diâmetro efetivo do feixe na fibra e o ângulo de aceitação da fibra (ARNON, 2003).

2.1.1.3 RECEPTOR

O receptor é composto por um telescópio e pelo fotodetector. O telescópio do receptor possui como função captar a radiação óptica de uma área grande e focalizá-la no fotodetector ou fibra óptica, que possuem áreas muito pequenas (da ordem de dezenas de μm).

Há diversos tipos de telescópios que podem ser empregados. Contudo, novamente os telescópios mais comuns são o kepleriano e o galileiano, semelhantes aos usados no transmissor, além do Cassegrain. A relação entre os diâmetros efetivos do feixe na entrada e saída do telescópio é semelhante à obtida para o telescópio transmissor (ARNON, 2003):

$$d_{Rx} = \frac{f_2}{f_1} \cdot d_o, \text{ EQ. 2.5}$$

onde d_{Rx} representa o diâmetro efetivo do receptor, que define a área da qual o receptor capta energia incidente, f_1 e f_2 são as distâncias focais das lentes (ou espelhos) e d_o é o diâmetro do feixe após passar pelo telescópio, o qual é focalizado no detector. O valor de d_o é dado pelo diâmetro do núcleo da fibra receptora ou pela área do fotodetector.

Outro parâmetro importante do telescópio receptor é o ângulo de visada (*field of view* – FOV), que define a faixa angular dos feixes incidentes que o telescópio consegue acoplar à fibra de recepção ou fotodetector. Quanto maior for o FOV do receptor menos crítico será o alinhamento, de modo que o enlace será mais robusto contra as variações angulares geradas pela turbulência. Contudo, para valores elevados de FOV tem-se maior captação de ruídos e maior possibilidade de sofrer interferência de outros enlaces FSO paralelos. Uma expressão simplificada para o FOV, é dada por (ARNON, 2003):

$$FOV = 2 \cdot \arctan\left(\frac{d_o}{2f}\right), \text{EQ. 2.6}$$

onde f é a distância focal do telescópio.

Assim, quanto maior o diâmetro do receptor, ou da fibra, maior será a potência captada. Por isso, nos receptores FSO são comumente usadas fibras multimodo, que possuem núcleos com diâmetros em torno de 62,5 μm , muito maiores que o núcleo das fibras monomodo, que estão na faixa de 10 μm .

No receptor de enlaces FSO podem, ainda, ser usados filtros, cujo objetivo é reduzir o ruído óptico captado. Estes filtros permitem que apenas o comprimento de onda de interesse chegue ao receptor, reduzindo, assim, o ruído.

2.1.2 PRINCIPAIS EFEITOS DA PROPAGAÇÃO DE LUZ NA ATMOSFERA

Nesta seção serão analisados os efeitos mais relevantes, do ponto de vista da atenuação, que atuam no feixe óptico em propagação. Na literatura estes fenômenos encontram-se divididos em: atenuação atmosférica, atenuação geométrica e turbulência atmosférica.

2.1.2.1 ATENUAÇÃO GEOMÉTRICA

Como foi visto, não é possível a obtenção de um feixe perfeitamente colimado, e ainda que este fosse obtido, a própria propagação na atmosfera geraria a sua divergência devido à difração. Essa divergência do feixe faz com que a área de sua seção reta aumente continuamente com a distância propagada, de acordo com o ângulo de divergência. Assim, na posição do receptor o diâmetro do feixe é, para enlaces relativamente longos, muito maior que o diâmetro efetivo do receptor, fazendo com que apenas uma parcela da energia do feixe incida sobre a área de recepção do telescópio receptor e seja captada.

Desta forma, define-se a atenuação geométrica como a razão entre as áreas efetivas do receptor e da seção reta do feixe na posição do receptor, dada por (BLOOM, 2003):

$$At_{Geo} = \frac{S_{Rx}}{S_{SR}(R)} = \frac{d_{Rx}^2}{(d_{Tx} + \theta \cdot R)^2}, \text{ EQ. 2.7}$$

onde S_{Rx} é a área efetiva do receptor, $S_{SR}(R)$ é a área da seção reta do feixe na posição do receptor, d_{Rx} e d_{Tx} são os diâmetros efetivos do receptor e do transmissor, respectivamente, θ é o ângulo de divergência do feixe e R é o comprimento do enlace.

Na FIG. 2.4, tem-se uma ilustração do cone de divergência e dos principais parâmetros utilizados no modelo de atenuação geométrica.

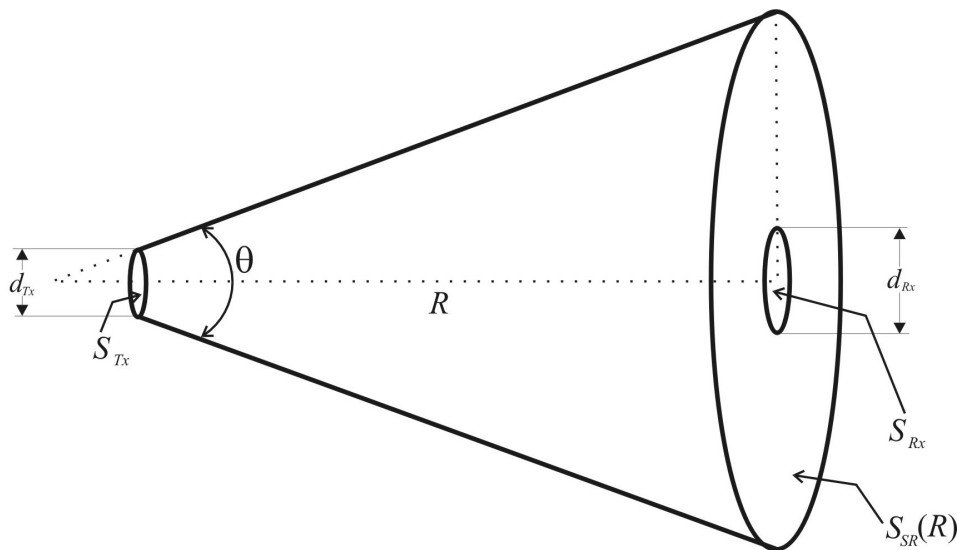


FIG. 2.4 Atenuação geométrica

2.1.2.2 ATENUAÇÃO ATMOSFÉRICA

Durante a propagação na atmosfera, as ondas eletromagnéticas da faixa de frequência óptica interagem com as diversas partículas presentes, como moléculas, gotículas de água e poeira em suspensão. Os principais efeitos dessas interações são a absorção e o espalhamento da energia da onda. Esses fenômenos geram redução na energia captada pelo receptor, de modo que sua correta modelagem é de grande importância no projeto e análise de enlaces FSO.

Deve-se ressaltar que tanto a atenuação causada pela absorção quanto pelo espalhamento são dependentes de características do sinal, principalmente o comprimento de onda empregado e de características próprias das partículas, como dimensão, composição e suas concentrações na atmosfera.

A atenuação causada no sinal, pelos fenômenos citados, durante a propagação pode ser descrita de maneira simples através da transmitância de Beer, dada por (OSORIO, 2005):

$$At_{Atm} = T(R) = \frac{P(R)}{P(0)} = e^{-\gamma R}, \text{ EQ. 2.8}$$

onde R é o comprimento do enlace (em km), γ é o coeficiente de atenuação atmosférica (em km^{-1}), $T(R)$ representa a transmitância, razão entre a potência óptica após a propagação na atmosfera por um comprimento R , $P(R)$, e a potência óptica inicial, $P(0)$.

Assim, a atenuação atmosférica dependerá do comprimento do enlace e do coeficiente de atenuação. As variações das características da atmosfera, sejam elas sazonais ou mesmo durante um dia, são muito intensas, de modo que os valores do coeficiente de atenuação podem variar mais de 2 ordens de grandeza de acordo com as condições do tempo (ARNON, 2003). Dessa forma, para que seja possível um correto projeto de um enlace FSO, modelos precisos para estimação do coeficiente de atenuação atmosférica devem ser considerados. Na seqüência serão vistos os principais modelos usados para a estimação da atenuação atmosférica.

As partículas presentes na atmosfera podem ser divididas em dois grandes grupos: moléculas e aerossóis. As moléculas são os componentes dos diversos gases presentes na atmosfera, que possuem dimensões muito reduzidas (muito menores que o comprimento de onda da luz). Os aerossóis são as partículas em suspensão na atmosfera, como poeira e gotículas de água, que possuem dimensões que variam em uma grande gama, desde diâmetros muito menores que o comprimento de onda óptico a dimensões da ordem de 1 mm (ARNON, 2003).

Assim, o coeficiente de atenuação atmosférica é comumente dividido em 4 parcelas fundamentais, cada uma contabilizando os efeitos de absorção e espalhamento dos dois grandes grupos de partículas presentes (BOUCHET, 2006):

$$\gamma = \alpha_m + \alpha_a + \beta_m + \beta_a, \text{ EQ. 2.9}$$

onde os dois primeiros termos, α_m e α_a , representam as absorções, respectivamente, molecular e por aerossóis e os dois últimos, β_m e β_a , os espalhamentos molecular e por aerossóis, respectivamente.

2.1.2.2.1 ABSORÇÕES

A absorção atmosférica é um fenômeno irreversível que resulta na perda efetiva de energia para os constituintes atmosféricos, ou seja, a energia radiante é transformada em um outro tipo de energia, geralmente calor (PINTO, 2001).

Gases como o O_2 , CO_2 e o O_3 , além do vapor de água, causam severas atenuações em algumas faixas de comprimento de onda do infravermelho. Essas absorções intensas limitam a transmissão aos comprimentos de onda localizados em uma das janelas de baixa atenuação, como se pode observar na FIG. 2.5.

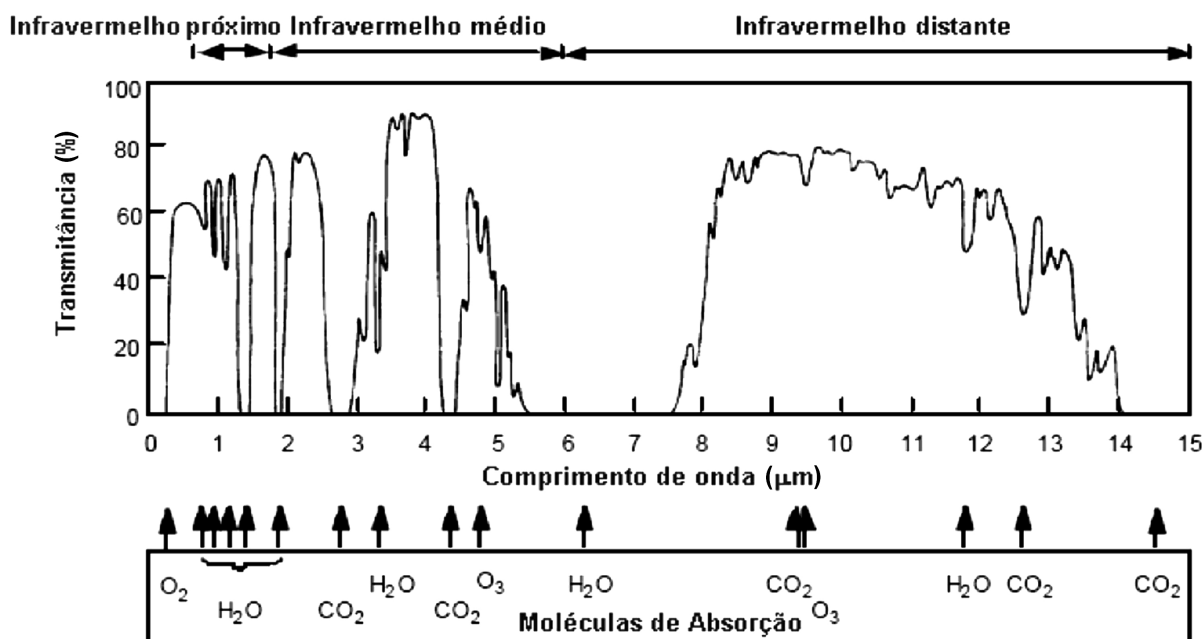


FIG. 2.5 Janelas atmosféricas (COLVERO, 2005)

Além disso, pode-se observar que, no interior das janelas, a variação com o comprimento de onda é suave.

2.1.2.2.2 ESPALHAMENTOS

O espalhamento não representa uma perda de energia propriamente dita, mas o redirecionamento de parte da energia do feixe. Assim, essa energia espalhada não alcança o receptor, reduzindo a quantidade de potência captada e impondo uma atenuação ao enlace. Quando um feixe de luz se depara com uma partícula, sua energia é espalhada para várias direções, formando um diagrama de espalhamento, representado na FIG. 2.6. As características desse diagrama dependem fundamentalmente da razão entre as dimensões da partícula e o comprimento de onda da luz do feixe.

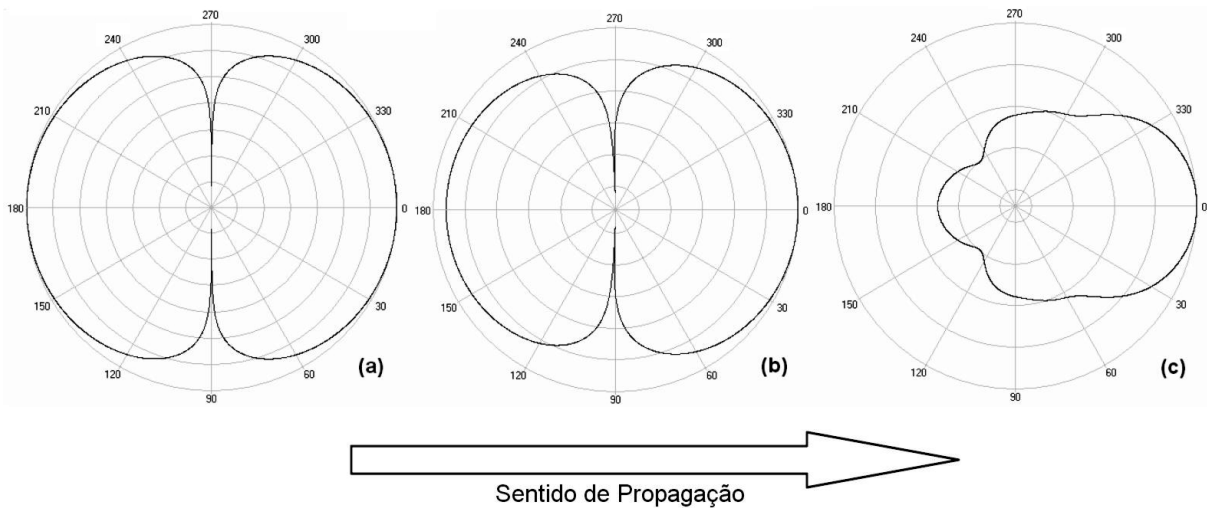


FIG. 2.6 Diagramas de espalhamento: (a) Rayleigh, (b) Mie e (c) Não-seletivo (OSORIO, 2005)

Costuma-se classificar os espalhamentos em função do parâmetro x_0 , que relaciona o raio da partícula espalhadora ao comprimento de onda através de (OSORIO, 2005):

$$x_0 = \frac{2\pi r}{\lambda},$$

onde r é o raio da partícula espalhadora e λ é o comprimento de onda da luz.

Para $x_0 \ll 1$, o espalhamento é classificado como Rayleigh. Este é caracterizado por um diagrama de espalhamento com um lobo secundário de mesma dimensão que o principal, conforme se pode verificar na FIG. 2.6 (a). Os principais causadores desse espalhamento são as moléculas constituintes da atmosfera. Esse sendo, portanto, o caso do espalhamento molecular (OSORIO, 2005).

Para $x_0 \sim 1$, o espalhamento é classificado como Mie. O diagrama de espalhamento também possui lobo secundário bastante pronunciado, apenas um pouco menor que o apresentado pelo espalhamento Rayleigh, FIG. 2.6 (b). As partículas causadoras desse fenômeno são, em geral, as gotículas de água em suspensão. Este espalhamento representa o principal mecanismo de atenuação atmosférica na maior parte do tempo (BOUCHET, 2006).

Para $x_0 \gg 1$, tem-se o espalhamento não-seletivo. Este nome se deve à influência desprezível do comprimento de onda nesse espalhamento. Uma vez que sua modelagem pode ser feita utilizando diretamente conceitos da óptica geométrica, este espalhamento freqüentemente é referido com espalhamento da óptica geométrica. Os principais

causadores desse efeito são as gotas de água de maiores dimensões, como as que ocorrem em chuvas (BOUCHET, 2006).

2.1.2.2.3 MODELO SIMPLIFICADO

Como foi visto, as absorções são pequenas nas janelas de transmissão, de forma que para comprimentos de onda nelas contidos a atenuação atmosférica é causada basicamente por espalhamentos.

Dentre os espalhamentos, o não-seletivo só é relevante em condições de precipitação, devido à pequena densidade de partículas com raio elevado em condições de tempo bom. Por isso o espalhamento não-seletivo é comumente tratado separadamente, como será visto na Seção 2.1.2.3.

Além disso, o espalhamento Mie causa atenuações muito superiores às causadas pelo espalhamento Rayleigh, de modo que a atenuação atmosférica pode ser simplificada como causada unicamente pelo espalhamento Mie (BOUCHET, 2004). Assim, pode-se aproximar a EQ. 2.9 por:

$$\gamma = \beta ,$$

onde $\beta = \beta_a$ é o coeficiente de espalhamento por aerossóis.

Uma maneira simples de obter o coeficiente de espalhamento é através da visibilidade. A visibilidade é uma grandeza meteorológica que exprime o alcance visual de um observador através da atmosfera. Quantitativamente esse parâmetro pode ser definido como a distância em que o contraste (que é a razão da diferença entre a intensidade luminosa de um corpo pela intensidade luminosa do horizonte) entre um corpo negro e o horizonte cai a 0,02 (PINTO, 2001).

A relação entre a visibilidade e o coeficiente de espalhamento é dada pela equação de Koschmeider (PINTO, 2001):

$$V = \frac{3,912}{\beta} ,$$

onde V é a visibilidade atmosférica padrão. Essa equação é definida para luz com comprimento de onda de 550 nm.

Para outros comprimentos de onda, a relação entre a visibilidade e o coeficiente de espalhamento é dada pela equação (KIM, 1998):

$$\beta = \frac{3,912}{V} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^{-s}, \text{ EQ. 2.10}$$

onde λ é o comprimento de onda da luz medido em nm e s é um coeficiente empírico dado por (KIM, 1998):

$$s = \begin{cases} 1,6 & , \text{ para } V > 50 \text{ km} \\ 1,3 & , \text{ para } 6 \text{ km} < V < 50 \text{ km} \\ 0,586V^{-1/3} & , \text{ para } V < 6 \text{ km} \end{cases}$$

O uso da visibilidade como parâmetro de projeto de enlaces FSO tem como vantagens a redução dos parâmetros atmosféricos a apenas um e a grande disponibilidade de dados, visto que a visibilidade é medida nos aeroportos.

2.1.2.3 ATENUAÇÃO POR CHUVAS

As gotas de chuva apresentam dimensões elevadas, em geral muito maiores que os comprimentos de onda utilizados em enlaces FSO. Por isso, a atenuação por elas gerada enquadra-se no modelo de atenuação por espalhamento não-seletivo.

Em (ANCHOR, 2002), a atenuação causada por chuvas é obtida por um modelo baseado na aproximação da teoria do espalhamento Mie. São usados parâmetros ambientais como a taxa de precipitação, umidade e temperatura para o cálculo das concentrações de gotas e seus raios, em vez da visibilidade.

Um modelo bastante utilizado para o cálculo do coeficiente de espalhamento por chuvas, descrito em (BOUCHET, 2006), é dado por:

$$\beta_{chuvas} = a \cdot (R_p)^b, \text{ EQ. 2.11}$$

onde β_{chuvas} é dado em dB/km, R_p é a taxa de precipitação em mm/h e a e b são coeficientes de ajuste que dependem das características de precipitação da região em que se encontra o enlace.

Na indisponibilidade de dados específicos dos coeficientes de ajuste para a região, podem ser usados valores padronizados em (CARBONNEAU, 1998):

$$a = 1,076$$

$$b = 0,67.$$

Na TAB. 2.1, tem-se uma comparação entre as condições de tempo e as taxas de precipitação que geram visibilidades semelhantes.

TAB. 2.1 Código internacional de visibilidade para as condições do tempo e precipitação

Espalhamento Mie	Espalhamento por chuvas		Visibilidade
Condições de tempo	Tipo de precipitação	Precipitação (mm/h)	
Nevoeiro denso			0 m
Nevoeiro grosso			50 m
Nevoeiro moderado			200 m
			500 m
Nevoeiro leve	Tempestade	100	770 m
			1 km
Nevoeiro fino	Chuva forte	25	1,9 km
			2 km
Neblina	Chuva média	12,5	2,8 km
			4 km
Neblina fina	Chuva fraca	2,5	5,9 km
			10 km
Limpo	Garoa	0,25	18,1 km
			20 km
Muito limpo			23 km
			50km

KIM, 2001

Na TAB. 2.1, pode-se verificar que as condições de nevoeiro, de moderado a denso, geram reduções na visibilidade maiores que os temporais. Deve-se considerar ainda que a duração média de um nevoeiro é muito superior a duração média de uma tempestade. Assim, um enlace FSO com a margem adequadamente projetada para operar em condições de nevoeiro não deverá enfrentar problemas em condições de chuva (COLVERO, 2005).

2.1.2.4 TURBULÊNCIA ATMOSFÉRICA

A turbulência é definida como as variações aleatórias do índice de refração da atmosfera em decorrência de gradientes de temperatura (ARNON, 2003).

Durante o dia, o sol aquece a superfície, que irradia calor aquecendo o ar próximo a ela. Esse aquecimento não ocorre de maneira uniforme, fazendo com que algumas porções de ar se aqueçam mais que outras. As porções mais aquecidas sofrem expansão, ficando com densidade menor que o restante do ar, formando bolhas com índices de refração diferentes.

Estas diferenças de refratividade causam desvios nos feixes de luz que atravessam essa região.

A atuação da turbulência está ilustrada no esquema da FIG. 2.7.

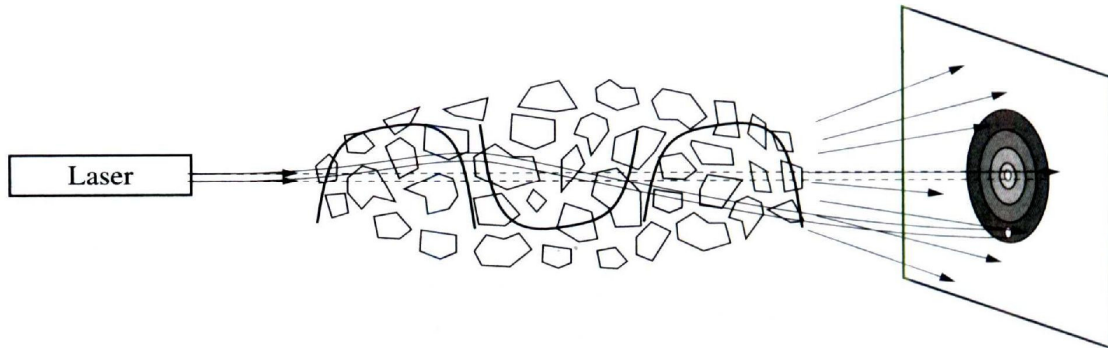


FIG. 2.7 Efeitos de bolhas de ar quente em um enlace FSO

Essas bolhas de ar possuem dimensões, deslocamento e índices de refração variantes e aleatórios. De modo que os feixes de luz que atravessam regiões com bolhas de ar quente sofrem desvios igualmente variantes no tempo e aleatórios.

Três efeitos distintos podem ser observados em decorrência da turbulência.

O feixe pode sofrer variações de direcionamento durante a propagação. Neste caso, as bolhas de ar de grandes dimensões funcionam com prismas, redirecionando a luz de forma aleatória. Este fenômeno é conhecido como *beam wander*. Seu efeito no enlace pode ser medido através da variância radial de potência, σ_r^2 , no receptor, dada por (COLVERO, 2005):

$$\sigma_r^2 = 1,83 \cdot C_n^2 \cdot \lambda^{-1/6} \cdot R^{17/6}, \text{ EQ. 2.12}$$

onde C_n é o parâmetro da estrutura do índice de refração, que será detalhado na Seção 2.1.2.4.1, em $m^{-1/3} \text{ }^\circ\text{C}$, λ é o comprimento de onda da luz em m e R o comprimento do enlace em m. Esse efeito é importante no projeto de sistemas de auto-alinhamento empregado nos enlaces FSO, visto que esses sistemas são responsáveis por minimizar os efeitos do *beam wander*. Assim, quando um sistema de auto-alinhamento eficiente é empregado, o *beam wander* pode ser desconsiderado no dimensionamento do enlace.

Um segundo efeito é o aumento da divergência do feixe. Esse pode ser percebido pelo aumento da seção reta do feixe além do previsto na análise da atenuação geométrica.

O terceiro efeito ocorre devido às mudanças de fase sofridas por parcelas do feixe que percorrem comprimentos ópticos ligeiramente diferentes, devido à propagação através de

bolhas de ar quente menores que o diâmetro do feixe. Essas parcelas do feixe, ao alcançarem o receptor geram interferências construtivas e destrutivas aleatórias. Isso causa flutuações na intensidade de sinal recebida em torno de um valor médio. Esse fenômeno é conhecido como cintilação.

Desses três efeitos a cintilação é a que mais afeta os enlaces FSO, de modo que será vista com maiores detalhes.

2.1.2.4.1 CINTILAÇÃO

As variações instantâneas da potência recebida podem ocasionar a saturação do receptor ou a perda do sinal. Nos enlaces FSO, é comum o posicionamento do transmissor e receptor próximos a superfícies aquecidas pelo sol, como no topo de prédios ou nas proximidades de paredes. O feixe pode ainda ter de atravessar regiões sujeitas a intensas variações de temperatura, como parapeitos de edifícios e janelas. Assim, o efeito da cintilação deve ser considerado no balanço de potência do sistema.

Como visto, os efeitos da turbulência nos enlaces FSO advém da variação aleatória do índice de refração no espaço e no tempo. Dessa forma, uma boa descrição da turbulência poderia ser obtida com o uso de uma função aleatória como, por exemplo, a que descreve a variação do índice de refração. Contudo, a especificação de tal função aleatória é muito complexa. Dessa forma, na prática são utilizadas características estatísticas da função aleatória (WUR, 2008).

Dentre estas características estatísticas, a mais usada na descrição da turbulência atmosférica é o parâmetro estrutural do índice de refração, C_n . Este parâmetro é conveniente devido à facilidade de medição, uma vez que podem ser utilizados, para tal, sensores de temperatura, conforme descrito em (CLIFFORD, 1978).

Na FIG. 2.8, vemos os valores de C_n^2 obtidos no Rio de Janeiro, no dia 16 de fevereiro de 2003. Pode-se observar que os valores medidos durante o dia são da ordem de 100 vezes maior que os medidos à noite. Isso era de se esperar porque a principal causa da turbulência atmosférica são as bolhas de ar quente geradas, principalmente, nas superfícies aquecidas pelo Sol.

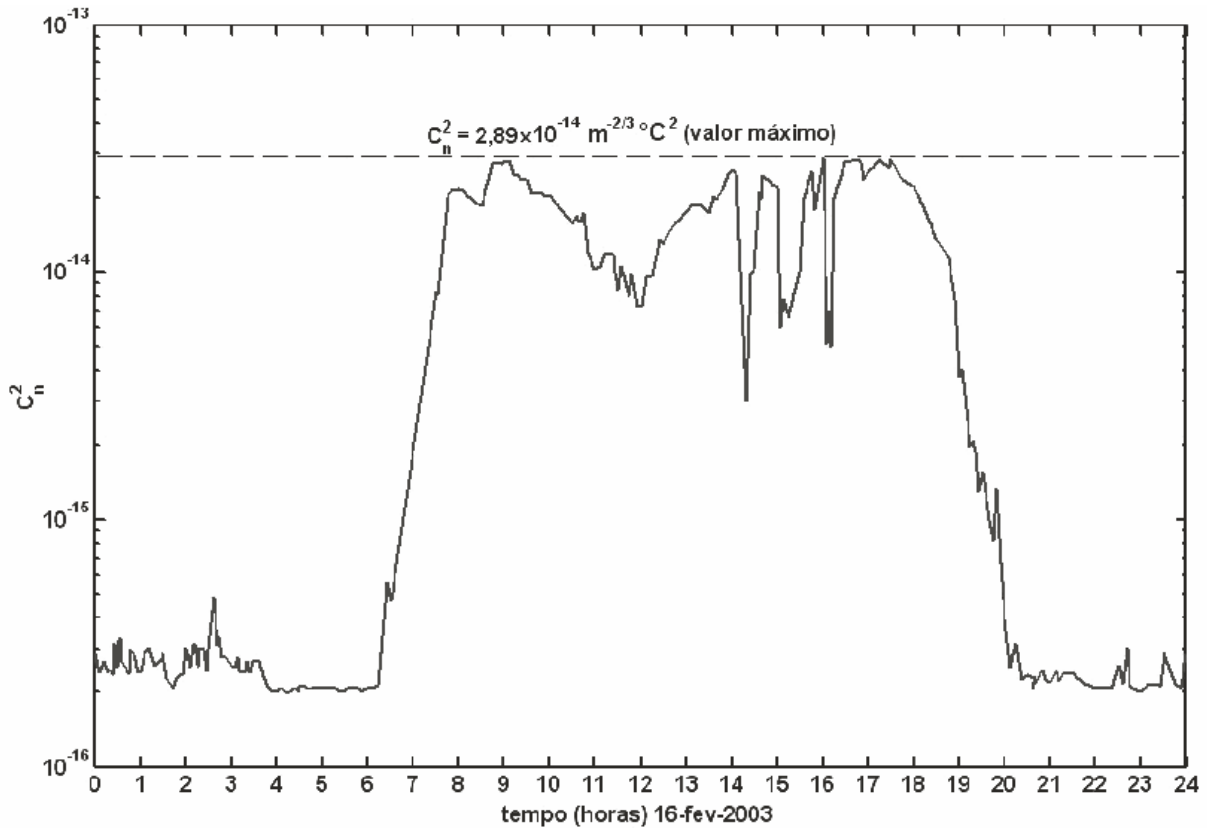


FIG. 2.8 Medida da variação do parâmetro estrutural do índice de refração na cidade do Rio de Janeiro no dia 16 de fevereiro de 2003.

A classificação da turbulência atmosférica pode ser realizada com base na medida da variância da densidade superficial de potência instantânea em escala logarítmica, parâmetro esse conhecido como variância de Ritov, dado por (COLVERO, 2005):

$$\sigma_1^2 = 1,23 \cdot C_n^2 \cdot k^{7/6} \cdot R^{11/6}, \text{ EQ. 2.13}$$

onde $k = 2\pi/\lambda$ é o número de onda da luz em rad/m.

Para $\sigma_1^2 < 1$, a turbulência é fraca, para $\sigma_1^2 \sim 1$, a turbulência é moderada e, para $\sigma_1^2 \gg 1$, a turbulência é forte. A EQ. 2.13 é válida para os regimes de turbulência fraca e moderada. Para a turbulência forte, no entanto, experimentos têm mostrado que a cintilação atinge um limite máximo (COLVERO, 2005), e portanto a EQ. 2.13 super-dimensiona a cintilação.

Uma vez que a variância de Ritov mede a variação da irradiância em torno da média em escala logarítmica, pode-se escrever (OSORIO, 2005):

$$\sigma_1^2 = \left(\ln \left(\frac{I}{I_0} \right) \right)^2,$$

onde I_0 é a irradiância média recebida e I é a irradiância instantânea. Assim, a perda devido à cintilação pode ser escrita como (OSORIO, 2005):

$$At_{Cint} = \frac{I}{I_0} = e^{-\sigma_1}. \text{ EQ. 2.14}$$

Na FIG. 2.9, vê-se a atenuação causada pela cintilação para diferentes comprimentos de onda, obtida para $C_n^2 = 2,89 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$, que é o máximo valor de C_n^2 na FIG. 2.8. Pode-se observar que a cintilação impõe maiores perdas aos comprimentos de onda menores.

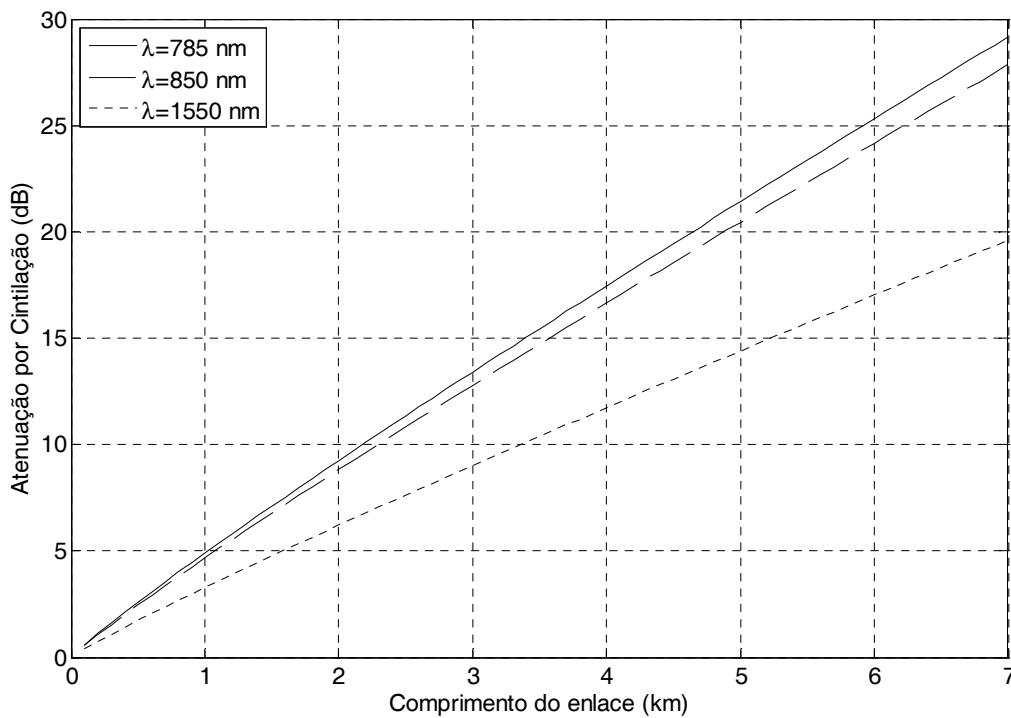


FIG. 2.9 Atenuação causada pela cintilação em função do comprimento do enlace para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.

2.1.3 BALANÇO DE POTÊNCIA

Como nos enlaces FSO a transmissão ocorre em um meio não-confinado, as perdas a serem consideradas no balanço de potência são de duas naturezas distintas: fixas e variáveis.

No primeiro grupo, estão aquelas originadas pelos componentes do sistema, como as perdas nas lentes e espelhos do transmissor e receptor, imprecisões de alinhamento e colimação e a atenuação geométrica. Estas perdas são determinísticas e não variam no tempo. Assim, podem ser medidas com relativa facilidade e minimizadas com um projeto adequado dos componentes do enlace.

O segundo grupo, das perdas variáveis, depende diretamente das características do canal de propagação, a atmosfera. Assim, são de natureza estocástica, possuindo grandes variações no tempo e com a posição em função das condições atmosféricas. São representadas pelos modelos de atenuação atmosférica, atenuações por chuvas e pela turbulência.

Assim, o balanço de potência dos enlaces FSO pode ser escrito como (OSORIO, 2005):

$$P_{Rx} = P_{Tx} - \sum At - M_s, \text{ EQ. 2.15}$$

onde P_{Tx} e P_{Rx} são as potências transmitida e recebida, respectivamente, em dBm, At são as perdas do enlace, em dB, e M_s é a margem de segurança do sistema, em dB.

O valor mínimo de P_{Rx} é determinado em função da sensibilidade do receptor para o comprimento de onda a ser utilizado e para a taxa de erro de bit desejada. A atenuação total do enlace é dada por (OSORIO, 2005):

$$\sum At = At_{Atm} + At_{Chuvas} + At_{Cint} + At_{Geo} + At_{Tx} + At_{Rx} + At_{desalin}, \text{ EQ. 2.16}$$

onde At_{Tx} e At_{Rx} representam as perdas nos componentes ópticos do transmissor e receptor, respectivamente, e $At_{desalin}$ as perdas devido ao alinhamento imperfeito. At_{Atm} , At_{Chuvas} , At_{Cint} e At_{Geo} são as perdas causadas pelas atenuações atmosférica, por chuvas, por cintilação e geométrica, respectivamente, todas em escala logarítmica, em dB.

A margem do sistema é escolhida para contabilizar as perdas adicionais devido ao envelhecimento dos componentes.

2.2 SISTEMAS COM MULTIPLEXAÇÃO POR SUB-PORTADORA

A técnica SCM possibilita o uso mais eficiente da banda de transmissão disponível nos sistemas ópticos através da aplicação de técnicas convencionais de modulação em microondas. Na FIG. 2.10, apresenta-se um sistema SCM com N sub-portadoras de microondas, cada qual transportando uma informação distinta. Essas sub-portadoras moduladas são combinadas em um multiplexador de microondas, formando um sinal elétrico único. É esse sinal que é usado para modular a portadora óptica.

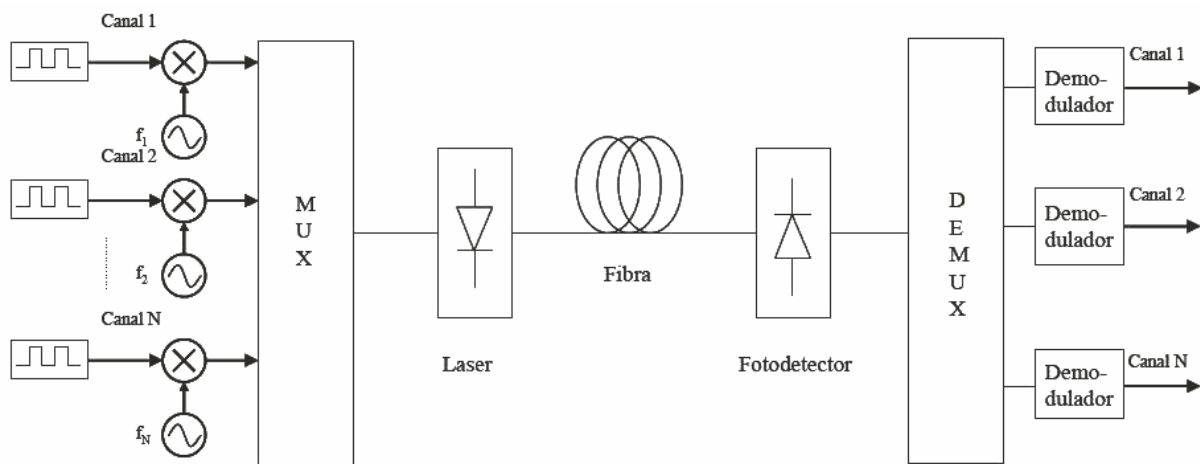


FIG. 2.10 Diagrama em blocos de um sistema SCM

No lado da recepção, é usado um fotodetector único para a conversão do sinal óptico novamente em elétrico. Esse sinal elétrico é demultiplexado e, na seqüência, as sub-portadoras são demoduladas independentemente.

Pode-se dividir o sistema SCM em duas etapas distintas: etapa elétrica, que corresponde a modulação/demodulação das sub-portadoras e sua multiplexação/demultiplexação e etapa óptica, que corresponde à geração/detecção da luz e sua transmissão através de um enlace óptico.

2.2.1 ETAPA ELÉTRICA

Neste exemplo será apenas considerado o sistema SCM digital. Desta forma, o sinal que cada canal da FIG. 2.10 transporta é formado por uma seqüência de bits a uma determinada taxa de transmissão. A sub-portadora a ser modulada é representada por um sinal senoidal na faixa de microondas.

Na modulação digital um ou mais parâmetros de uma portadora senoidal de acordo com a seqüência de bits a ser transmitida. As técnicas de modulação mais empregadas em sistemas SCM digitais são as modulações PSK e QAM (AGRAWAL, 2002).

Nestas modulações, N_{bit} bits de entrada são agrupados para formar um símbolo. Com a variação dos bits de entrada pode-se obter $M = 2^{N_{bit}}$ símbolos distintos. Cada um destes é mapeado de maneira unívoca em um dos estados discretos definidos na modulação. Ao conjunto de todos os estados que podem ser assumidos dá-se o nome de constelação (SKLAR, 1988). Dessa forma, o número de bits transmitidos em cada símbolo é dado por (SKLAR, 1988):

$$N_{bit} = \log_2 M .$$

Na modulação PSK, apenas a fase da portadora de microondas varia entre M valores distintos. Já na modulação QAM, há variação tanto de fase quanto de amplitude para formação dos diferentes símbolos da constelação (SKLAR, 1988).

As sub-portadoras em um sistema SCM devem estar em freqüências suficientemente afastadas umas das outras de modo a garantir que não haja superposição dos espectros dos sinais transmitidos. Assim, o afastamento mínimo é dado pela largura de banda do sinal transmitido em cada sub-portadora, B . Após a multiplexação, ter-se-á um sinal agregado com o espectro como o representado na FIG. 2.11, onde f_{s1} , f_{s2} e f_{sn} são as freqüências das sub-portadoras 1, 2 e n .

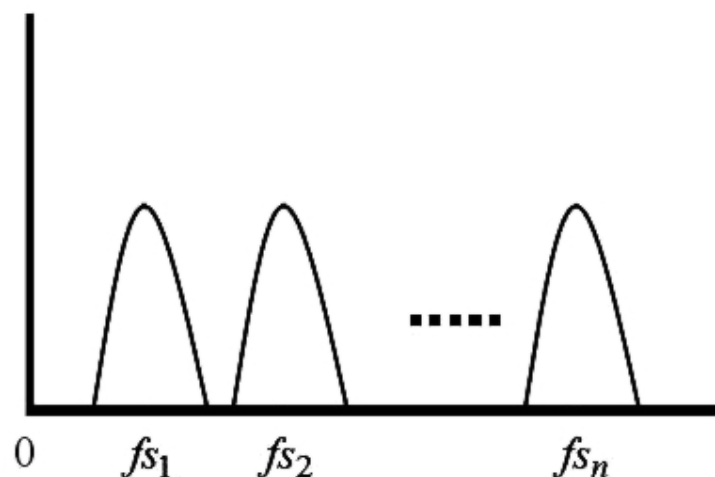


FIG. 2.11 Espectro do sinal elétrico após a multiplexação

2.2.2 ETAPA ÓPTICA

A etapa óptica do processamento de sinal em um sistema SCM se inicia na modulação óptica. Nesta, o sinal agregado das sub-portadoras, obtido após a multiplexação em frequência, é convertido para o domínio óptico através de modulação direta da fonte óptica ou com o uso de um modulador externo.

Na modulação direta, a corrente de entrada da fonte óptica é modulada pelo sinal elétrico. O sinal com a informação gera uma variação na corrente elétrica no entorno do ponto de polarização. Com o ponto de operação suficientemente afastado da corrente de limiar do laser, a potência óptica de saída acompanhará a variação da corrente de entrada.

A máxima frequência do sinal elétrico que se pode modular diretamente é limitada por características do laser. Em geral a modulação direta pode ser aplicada a sinais de até 2,5 GHz.

Quando a máxima frequência do sinal de entrada é mais elevada, deve ser empregada a modulação externa. Neste caso, o laser gera luz de intensidade constante (*Continuous Wave – CW*), a qual é modulada posteriormente por um modulador eletro-óptico. Geralmente usa-se o modulador do tipo Mach-Zehnder.

A multiplexação das sub-portadoras em um sistema SCM pode gerar grandes amplitudes de pico no sinal agregado. Contudo, como as sub-portadoras estão em frequências diferentes, seus valores de pico de amplitude se somarão apenas efemeramente. O máximo do sinal agregado ocorre apenas quando os picos de todas as sub-portadoras ocorrem simultaneamente. Estes valores máximos de amplitude são muito superiores aos valores médios. Isso impõe limitação à máxima amplitude das sub-portadoras, pois os moduladores possuem faixas de operação aproximadamente linear limitadas (DAVIES, 1995).

Assim, em um projeto ótimo haverá um certo grau de climpagem desses picos. O parâmetro de projeto que influi diretamente no grau de climpagem e nas intermodulações, causadas pelas não-linearidades do modulador, é o índice de modulação óptica (IMO), m , dado por (OSORIO, 2005):

$$m = \frac{\text{Potência da Sub - portadora Elétrica}}{\text{Potência da Portadora Óptica}} . \text{EQ. 2.17.}$$

Apenas o índice de modulação não é suficiente para a caracterização do grau de climpagem do sinal agregado e as intermodulações geradas. Assim, comumente se utiliza o índice de modulação RMS do sinal agregado, dado por (DAVIES, 1995):

$$\mu = m \sqrt{\frac{N}{2}}, \text{ EQ. 2.18}$$

onde N é o número de sub-portadoras. Uma vez que os picos do sinal agregado são raros, costuma-se utilizar um certo grau de sobre-modulação, ou seja, permite-se a ocorrência de climpagem. Contudo, o valor de μ sempre deve ser mantido inferior a 1.

2.2.2.1 FORMATO DE MODULAÇÃO ÓPTICA

A modulação óptica comumente utilizada é em intensidade. Esta modulação aplicada a sistemas SCM gerará um sinal óptico modulado com banda lateral dupla (*Optical Double Side Band – ODSB*). O espectro desse sinal está representado na FIG. 2.12, onde se pode ver a portadora óptica de frequência f_0 , e as sub-portadoras centradas nas frequências $f_0 - f_{s_i}$ e $f_0 + f_{s_i}$, onde f_{s_i} é a frequência da sub-portadora de ordem i .

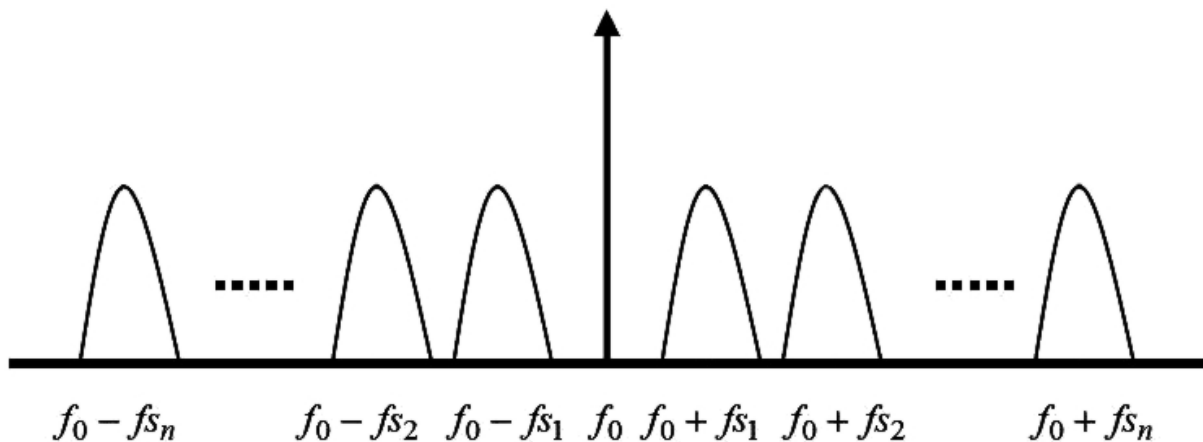


FIG. 2.12 Formatos de modulação óptica ODSB

2.2.3 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE SISTEMAS SCM

Nesta seção serão abordados os principais parâmetros que influenciam no desempenho de um sistema SCM.

Em sistemas modulados, como o SCM, um parâmetro de desempenho bastante usado é a relação portadora ruído (*Carrier to Noise Ratio* – CNR), dada pela razão entre a potência média da sub-portadora modulada e a potência média de ruído. Conhecendo-se a CNR da sub-portadora na recepção, após o fotodetector, e o formato de modulação elétrico do sinal, pode-se calcular a BER. Daí a importância da CNR no projeto deste tipo de sistema (KARTALOPOULOS, 2004).

O nível médio de potência de cada sub-portadora, medido no receptor, é dada em função de seu IMO, m , por (LEUNG, 2004):

$$\langle I_{port}^2 \rangle \geq \frac{m^2 I_p^2}{2}, \text{ EQ. 2.19}$$

onde I_p é a fotocorrente gerada no fotodetector.

Os principais componentes de ruído em sistemas ópticos são: o ruído de intensidade relativa do laser, o ruído quântico (*shot*) e o ruído térmico no fotodetector. Os ruídos de climpagem e de intermodulação são ruídos importantes mas não serão tratados nesta dissertação pois não foi usado modulador neste trabalho.

2.2.3.1 RUÍDO DE INTENSIDADE RELATIVA (*RELATIVE INTENSITY NOISE* – RIN)

A luz emitida por um laser, mesmo alimentado com corrente contínua, não possui amplitude constante. Há flutuações na intensidade decorrentes de fenômenos como a emissão espontânea e geração e recombinação de portadores, os quais são intrínsecos à operação do laser (SALGADO, 1995).

A contribuição do RIN para a variância de ruído no fotodetector é dada por (AGRAWAL, 2002):

$$\sigma_{RIN}^2 = I_p^2 \cdot RIN \cdot B,$$

onde RIN é o ruído de intensidade relativa, medido em Hz^{-1} , que é um parâmetro do laser utilizado, I_p é a fotocorrente e B é a largura de banda do sinal.

2.2.3.2 RUÍDO TÉRMICO

São gerados em todos os elementos resistivos do enlace, presentes principalmente no fotodetector. A variância deste ruído é dada por (AGRAWAL, 2002):

$$\sigma_T^2 = \frac{4kTB}{R_c},$$

onde k é a constante de Boltzman, T é a temperatura absoluta e R_c é a resistência de carga.

2.2.3.3 RUÍDO QUÂNTICO

Este é o ruído básico de sistemas elétricos e ópticos, também conhecido como ruído *shot*, gerado pelas flutuações estatísticas na geração e no fluxo de portadores. A variância deste ruído é dada por (AGRAWAL, 2002):

$$\sigma_s^2 = 2q \cdot (I_p + I_d) \cdot B,$$

onde q é a carga elementar e I_d é a corrente de escuro do fotodetector.

2.2.3.4 RELAÇÃO PORTADORA RUÍDO (CNR)

Assumindo que todas as fontes de ruído vistas anteriormente são descorrelacionadas, a CNR total na recepção, após o fotodetector, pode ser aproximada por (LEUNG, 2004):

$$CNR_{total}^{-1} = CNR_{RIN}^{-1} + CNR_{térmico}^{-1} + CNR_{shot}^{-1}$$
$$CNR_{total}^{-1} = \left[\frac{m^2 I_p^2}{2 \cdot RIN \cdot I_p^2 \cdot B} \right]^{-1} + \left[\frac{m^2 I_p^2}{\frac{8kTB}{R}} \right]^{-1} + \left[\frac{m^2 I_p^2}{4 \cdot q \cdot I_p \cdot B} \right]^{-1}, \text{ EQ. 2.20.}$$

2.3 OS PADRÕES DE TRANSMISSÃO SEM-FIO IEEE 802.11B/G

Nesta seção serão vistos alguns aspectos teóricos fundamentais ao entendimento do padrão de transmissão de redes locais sem-fio IEEE 802.11b.

A tecnologia sem-fio *wi-fi* (*wireless fidelity*) tornou-se popular para redes locais sem-fio. Foi definida pelo IEEE no padrão 802.11, operando na faixa de 2,4 GHz e oferecendo taxas de transmissão de 1 ou 2 Mb/s. Na versão 802.11b, a capacidade foi aumentada para até 11 Mb/s (SIRUFO, 2005).

Em 2003, foi definido um novo padrão, que manteve compatibilidade com o 802.11b: o 802.11g, contemplando a taxa de 54 Mb/s também na faixa de 2,4 GHz (SIRUFO, 2005).

2.3.1 MODOS DE OPERAÇÃO DE REDES SEM-FIO *WI-FI*

Há dois modos distintos para a operação de uma rede *wi-fi*:

- Modo *ad-hoc*: também conhecido como rede sem infra-estrutura. A comunicação entre as estações é estabelecida diretamente, sem a necessidade de um ponto de acesso (*Access Point* – AP).
- Modo infra-estruturado: A rede possui pontos de acessos fixos que conectam a rede sem fio à rede convencional e estabelecem a comunicação entre os diversos clientes.

De acordo com o modo de operação da rede, diferentes formas de controle de acesso ao meio são adotadas. Neste projeto será considerado apenas o modo *ad-hoc*, pois este elimina a necessidade de possuir um ponto de acesso.

2.3.1.1 DUPLEXAÇÃO E CONTROLE DE ACESSO

Uma vez que um mesmo meio físico deve ser usado para transmissão das diversas estações e em ambos os sentidos, é necessário um processo de duplexação, ou de forma mais geral, de controle de acesso. As redes *wi-fi* utilizam a técnica de duplexação por divisão no tempo, onde as estações transmitem em intervalos de tempo distintos (SIRUFO, 2005).

A camada de protocolo responsável pelo controle de acesso ao meio de transmissão é a MAC (*Media Access Control*). Duas formas de controle podem ser utilizadas, a DCF (*Distributed Coordination Function*) e a PCF (*Point Coordination Function*) (SIRUFO, 2005).

No modo DCF as transmissões não são sensíveis ao tempo e o tráfego é assíncrono. Ela disponibiliza mecanismos para negociação de acesso ao meio e de confiabilidade de entrega de dados. Este é o único modo de operação disponível para as redes *ad-hoc*, sendo também obrigatório para as redes com infra-estrutura. O algoritmo de contenção utilizado é o CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*). Este algoritmo visa evitar a ocorrência de colisão, que ocorre quando duas estações transmitem ao mesmo tempo, impossibilitando a detecção correta dos dados (OHRTMAN, 2003).

Com o CSMA/CA, uma estação antes de transmitir deve escutar o meio. Se não for detectada nenhuma transmissão, a estação estará liberada para transmitir. Caso haja alguém transmitindo, a estação deve esperar o meio ficar desocupado. Quando isto ocorrer, ela deve inicializar um contador, com um valor aleatório acrescido a um valor fixo denominado DIFS (*Distributed Inter Frame Space*), e decrementá-lo a cada *slot* de tempo. Somente quando este contador chegar a zero a estação poderá transmitir, caso neste momento o meio continue livre. Se o meio estiver ocupado, a estação deve esperar sua liberação para então reiniciar o processo (IEEE 802.11 WG, 1999). A FIG. 2.13 apresenta os intervalos de transmissão.

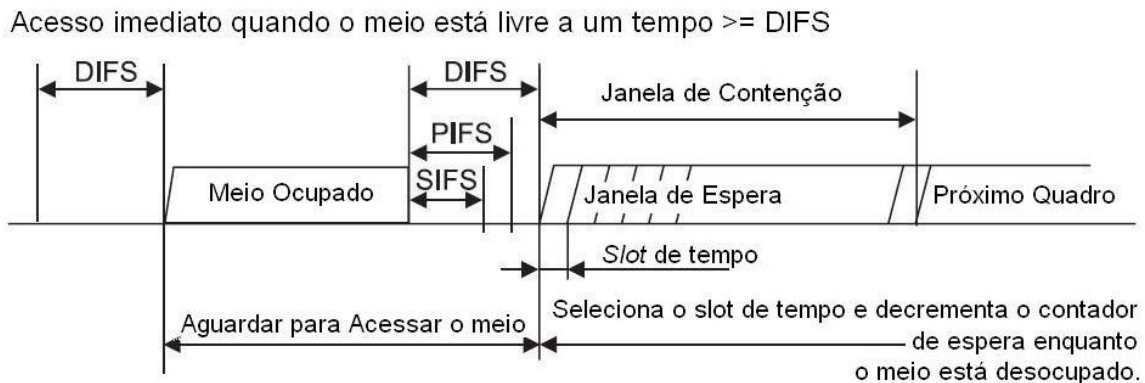


FIG. 2.13 Exemplo de uso dos Intervalos de tempo definidos no protocolo de acesso ao meio do padrão 802.11b/g

No modo PCF, há um elemento de rede responsável pelo gerenciamento do tráfego. Neste modo de operação há uma divisão do tempo. Em um período as estações estão livres para transmitir, sem controle do elemento central, usando o CSMA/CA. No restante do

tempo, é adotado o mecanismo de *polling*, no qual o elemento central, como um AP, pergunta regularmente a cada uma das estações associadas se elas desejam transmitir.

Para transmitir, uma estação deve requisitar acesso ao meio através de um pacote RTS (*Request to Send*) e esperar uma liberação do AP (*Access point*) através do pacote CTS (*Clear to Send*) (IEEE 802.11 WG, 1999).

Tanto o CSMA/CA quanto o *polling* visam evitar ao máximo a ocorrência de colisões. Contudo, não é possível eliminar a ocorrência de colisões, devido ao tempo de propagação e à possibilidade de haver estações escondidas, não detectadas durante a fase de escuta do meio. Assim, tanto com CSMA/CA como com o *polling* há a necessidade de envio de sinais de ACK (*Acknowledgment*) pelo receptor, para informar ao transmissor a correta recepção de um pacote. Os pacotes de ACK têm maior prioridade, assim, eles necessitam esperar por um tempo menor para a sua transmissão (em vez de esperarem um DIFS eles esperam um SIFS (*Short Interframe Space*)) (OHRMAN, 2003).

Para o padrão 802.11b na taxa de 11 Mb/s, os tempos dos SIFS e DIFS são mostrados na TAB. 2.2.

TAB. 2.2 Duração dos intervalos de tempo definidos no protocolo de acesso ao meio do padrão 802.11b/g

	Duração
SIFS	10 μ s
DIFS	50 μ s

OLEXA, 2005

Quando o transmissor não recebe um ACK de algum pacote, este retransmite o pacote e espera pela resposta de seu receptor. O número máximo de retransmissão varia entre fabricantes, estando, geralmente, na faixa de 7 a 15 tentativas. Somente quando se alcança o número máximo de retransmissões sem a recepção de um ACK o transmissor aborta o envio do quadro e inicia a transmissão do quadro seguinte (OLEXA, 2005).

2.3.1.2 MODULAÇÃO

A banda de frequências utilizada pelos padrões 802.11b/g, de 2401 MHz a 2487 MHz, é dividida em 14 canais parcialmente sobrepostos, como visto na FIG. 2.14. Uma determinada rede deve operar exclusivamente dentro de um dos canais (IEEE 802.11 WG, 2003).

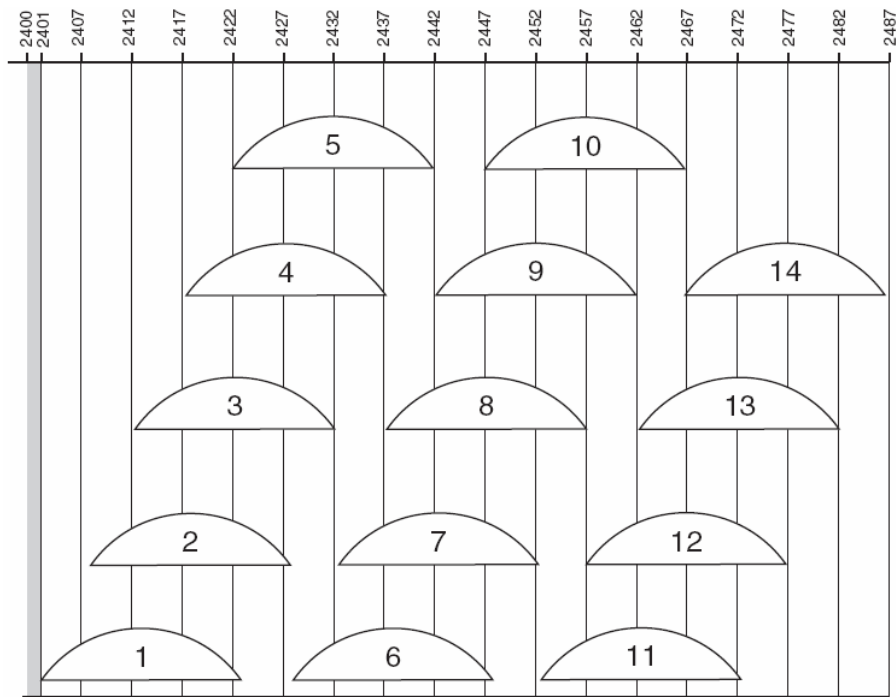


FIG. 2.14 Canais de transmissão do padrão 802.11b (OLEXA, 2005)

Diferentes técnicas de modulação são utilizadas em redes *wi-fi* de acordo com a versão do padrão e com a taxa de transmissão utilizada.

Nos padrões 802.11 e 802.11b são utilizadas técnicas de espalhamento espectral em um canal de 22 MHz. Na técnica de espalhamento espectral DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), um padrão pseudo-aleatório de alta taxa (maior que a taxa de transmissão), chamado *chip*, é misturado à informação que está sendo transmitida, através da operação de “ou exclusivo” (XOR), como ilustrado na FIG. 2.15, para espalhar o espectro de RF da portadora. Dessa forma, é criado um padrão de redundância para cada bit, gerando um espalhamento sobre uma faixa larga (SIRUFO, 2005), como pode ser observado na FIG. 2.16.

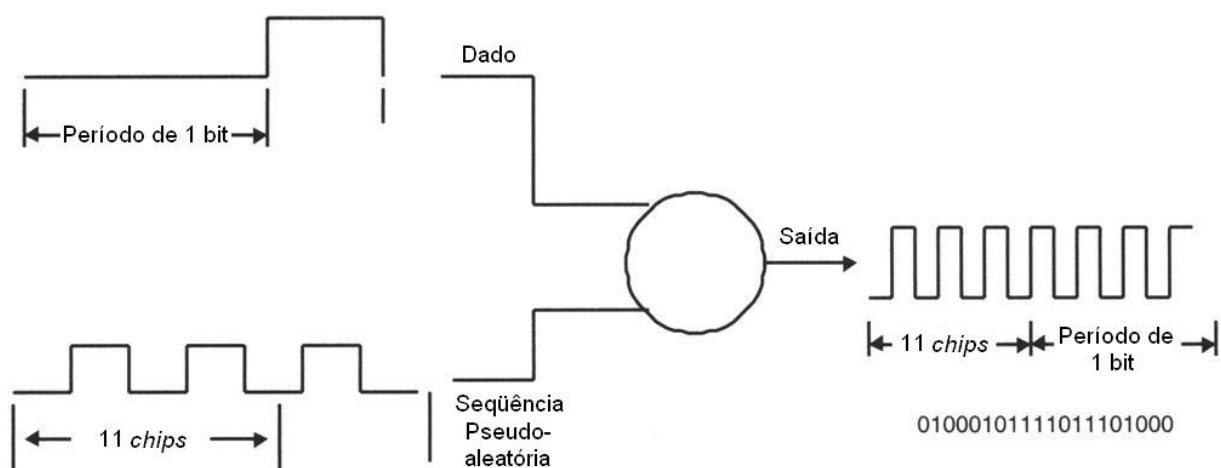


FIG. 2.15 Esquema simplificado do uso da técnica DSSS no padrão IEEE 802.11b

Nas taxas de 1 e 2 Mb/s é utilizado apenas um código, o Barker, e nas taxas de 5,5 Mb/s e 11 Mb/s é utilizado o código CCK (*Complementary Code Keying*), que gera 6 conjuntos únicos de bits. Em todos os casos, a taxa de *chip* é de 11 Mchip/s

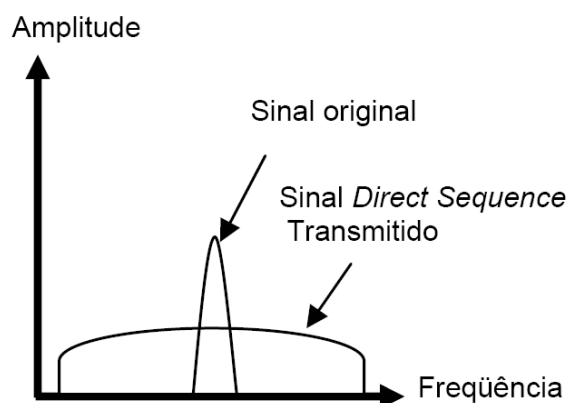


FIG. 2.16 Comparação entre os espectros antes e após a aplicação do DSSS

Nas versões 802.11a e 802.11g, a técnica de gerenciamento de frequência utilizada é o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Com OFDM, o canal *wi-fi* de 22 MHz é dividido em até 52 partes, cada uma das quais abrigando uma sub-portadora modulada em baixa taxa. As sub-portadoras são alocadas em frequências precisas de forma a garantir a ortogonalidade entre elas, impedindo a ocorrência de interferência cruzada entre as sub-portadoras mesmo com suas bandas sobrepostas (LATHI, 1998), conforme ilustrado na FIG. 2.17.

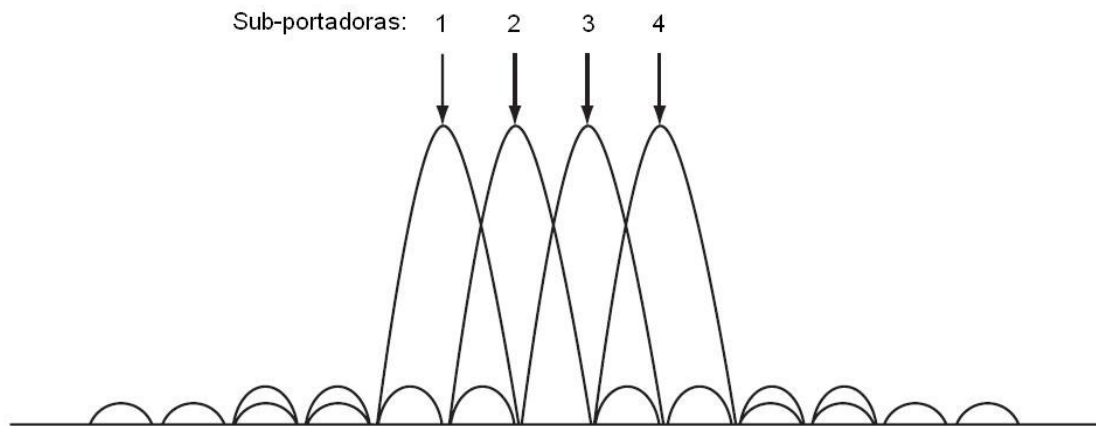


FIG. 2.17 Disposição das sub-portadoras na modulação OFDM, mostrando a superposição entre as mesmas.

Cada sub-portadora é modulada em BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*) ou QAM, dependendo da taxa de transmissão utilizada.

Na TAB. 2.3, há um resumo dos esquemas de modulação utilizados nas versões do padrão 802.11b/g para as diferentes taxas de transmissão disponíveis.

TAB. 2.3 Taxas de transmissão de linha e esquemas de modulação dos padrões 802.11b/g

Padrão	Taxa (Mb/s)	Modulação
802.11b	1	DSSS/BPSK
	2	DSSS/QPSK
	5,5	DSSS/CCK
	11	DSSS/CCK
802.11g	6	OFDM
	9	OFDM
	12	OFDM
	18	OFDM
	24	OFDM
	36	OFDM
	48	OFDM
	54	OFDM

Dependendo do esquema de modulação adotado, o cabeçalho pode receber uma modulação mais robusta, ficando mais protegido de erros que os dados transmitidos no PDU (*Packet Data Unit*) do quadro (OLEXA, 2005).

2.3.1.3 FORMATO DOS QUADROS

Diversas são as informações de controle presentes em um quadro 802.11b. Na FIG. 2.18, pode-se observar todos os campos presentes em um pacote wi-fi. O cabeçalho possui 6 campos de tamanho fixo, num total de 192 bits. O cabeçalho é sempre codificado com a taxa de 1 Mb/s, independentemente da taxa de transmissão dos dados. Dessa forma, a duração do cabeçalho é fixa de 192 μ s, (IEEE 802.11 WG, 1999).

O PSDU (*Physical Service Data Unit*) possui tamanho variável, de 0 a 18496 bits, e corresponde à informação útil a ser transmitida: um quadro MAC contendo um pacote IP. Sua taxa pode ser de 1 Mb/s, 2 Mb/s, 5,5 Mb/s ou 11 Mb/s no padrão 802.11b.

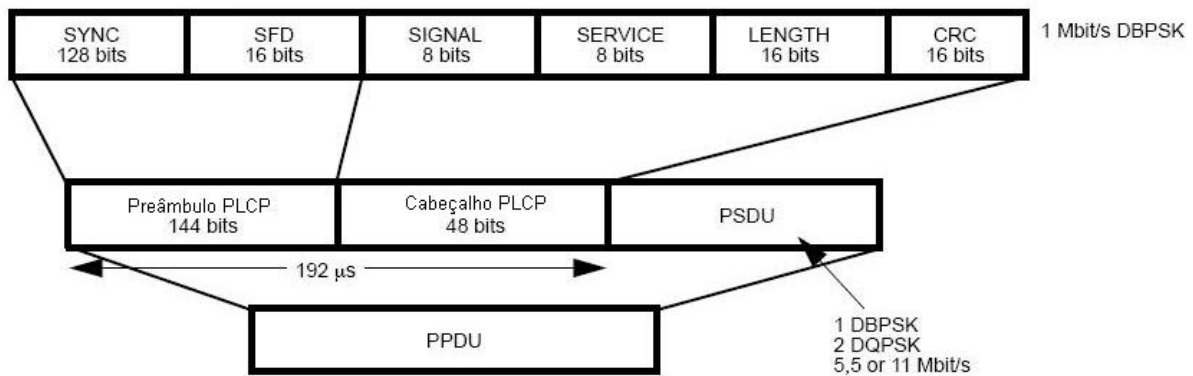


FIG. 2.18 Estrutura de um quadro 802.11b/g

3 MODELAGEM E MONTAGEM EXPERIMENTAL DE ENLACES FSO

Neste capítulo, serão apresentados os resultados da aplicação dos modelos de propagação de enlaces FSO e a metodologia de montagem experimental de um enlace FSO, utilizando um par de conversores de mídia como modulador/demodulador, bem como os resultados obtidos com a sua operação.

3.1 MODELAGEM DE ENLACES FSO

Na seqüência serão utilizados os diversos modelos vistos na Seção 2.1. Inicialmente serão considerados os modelos em separado, para tornar mais clara a análise das influências dos diversos parâmetros, para depois ser realizada a modelagem completa de um enlace FSO.

Os modelos foram implementados utilizando código escrito no programa Matlab.

3.1.1 ATENUAÇÃO GEOMÉTRICA

Conforme analisado na Seção 2.1.2.1, esta atenuação é causada pela divergência do feixe óptico durante a sua propagação na atmosfera. Esta atenuação é influenciada pelas características do par transmissor/receptor, que reflete nos seus principais parâmetros: diâmetro do transmissor (d_{Tx}), diâmetro do receptor (d_{Rx}), ângulo de divergência do feixe (θ) e comprimento do enlace (R). O modelo utilizado é o apresentado na EQ. 2.7.

Na FIG. 3.1, é exibido o resultado da variação da atenuação geométrica em função do comprimento do enlace, obtido para as divergências de 1 mrad, 2 mrad, 3 mrad e 0 mrad, este último deve ser tomado apenas como referência. Os diâmetros do transmissor e receptor foram de 100 mm e 35 mm, respectivamente.

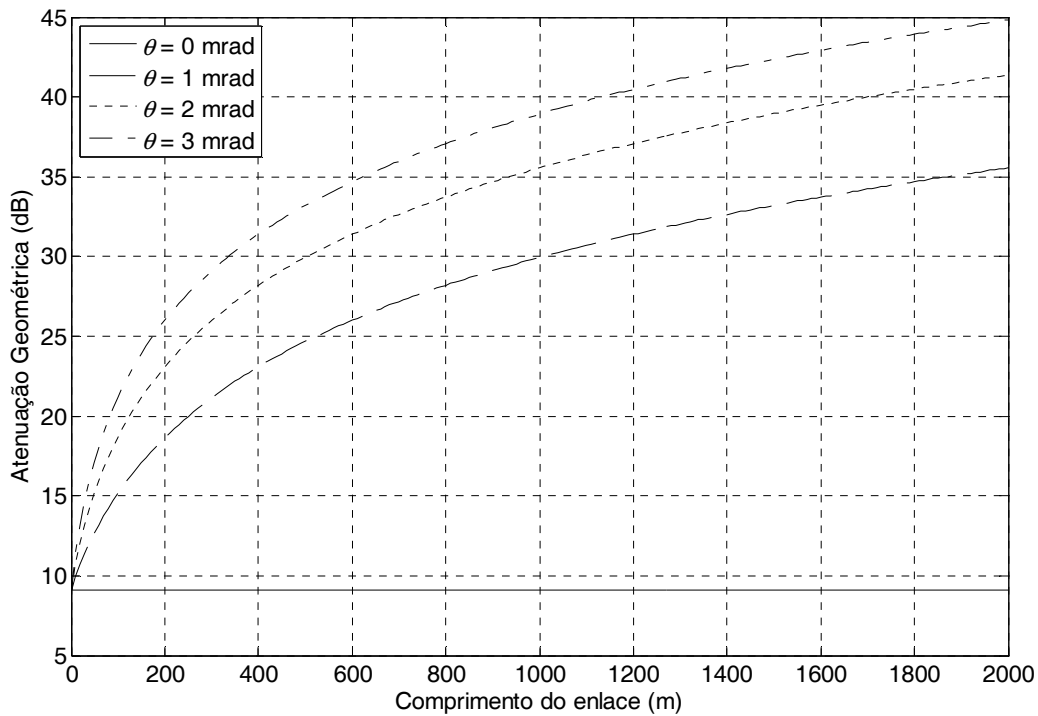


FIG. 3.1 Influência da divergência na atenuação geométrica para transmissor e receptor com diâmetros de 100 mm e 35 mm, respectivamente

O aumento da divergência gera o aumento da perda. Isto se deve à maior área ocupada pelo feixe na posição do receptor com o aumento da divergência e conseqüente redução do percentual de potência que se consegue captar. Para $\theta = 0$, foi obtida a atenuação constante de 9,4 dB, que representa a razão entre as áreas do receptor e do transmissor.

Outro fator que deve ser levado em consideração na especificação da divergência de um enlace FSO é a precisão do posicionamento do receptor. Assim, quanto menor a divergência menor a atenuação, contudo mais facilmente efeitos como o *beam wander*, visto na Seção 2.1.2.4, ou a vibração dos prédios podem fazer com que o receptor não seja atingido pelo feixe, pois este apresentará seção reta de menor dimensão.

Na simulação exibida na FIG. 3.2, fixou-se a divergência do feixe em 1 mrad e obteve-se a atenuação geométrica para alguns valores de diâmetro do receptor. Pode-se observar que o aumento do diâmetro do receptor conduz a menor atenuação geométrica.

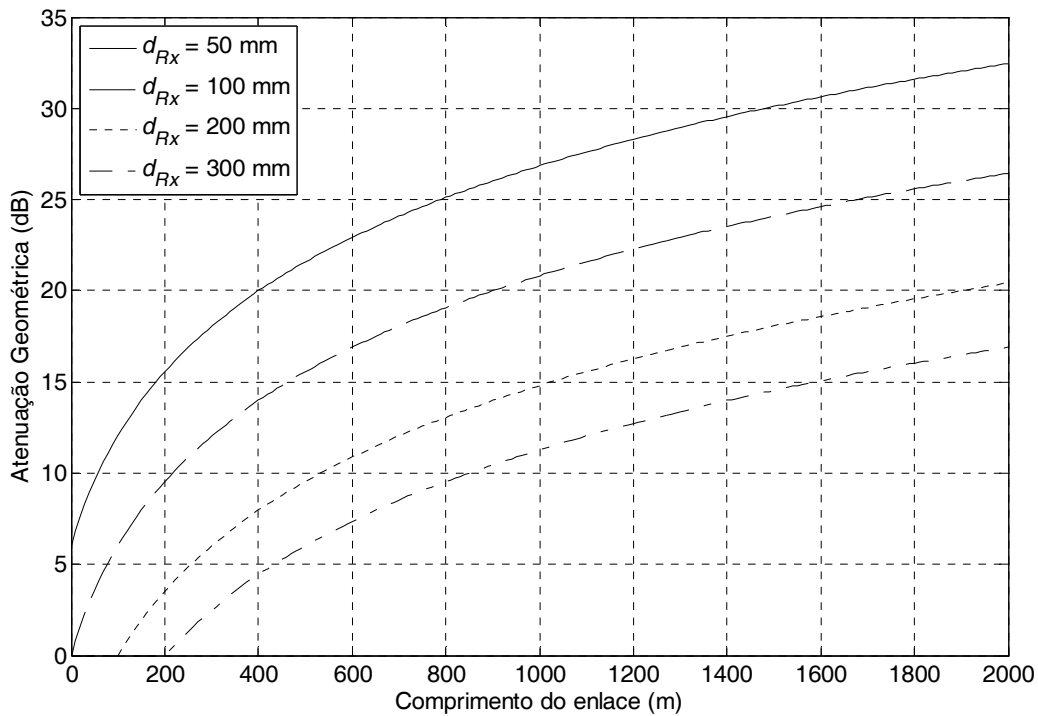


FIG. 3.2 Atenuação geométrica de um feixe com divergência de 1 mrad e transmissor com diâmetro de 100 mm para diferentes diâmetros do receptor

Contudo deve-se ressaltar que a confecção de receptores grandes é mais complexa devido à necessidade de lentes de grandes dimensões, que são mais propícias a apresentarem aberrações (MELLES GRIOT, 2008). Além disso, quanto maior o receptor maior também será a captação de ruído solar, aumentando o nível de ruído de fundo que contribui para a redução da relação sinal ruído.

3.1.2 ATENUAÇÃO ATMOSFÉRICA

Esta atenuação será obtida a partir da transmitância de Beer, dada pela EQ. 2.8. O coeficiente de atenuação desse modelo foi obtido considerando-se apenas o espalhamento Mie, que é o mecanismo dominante de atenuação atmosférica na faixa de comprimentos de onda comumente utilizados em enlaces FSO.

Para obtenção do coeficiente de atenuação foi utilizado o modelo simplificado descrito na Seção 2.1.2.2.3, devido à sua simplicidade e à disponibilidade de dados de visibilidade. Assim, o coeficiente de atenuação em dB/km e a atenuação em dB podem ser obtidos a

partir da EQ. 2.8, lembrando que neste modelo simplificado apenas a atenuação devido ao espalhamento Mie é considerada, ou seja, $\gamma=\beta$:

$$At[\text{dB}] = -10\log_{10}(e^{-\beta R}) = \beta R \cdot 10\log_{10} e,$$

$$\therefore \gamma[\text{dB/km}] = \beta \cdot 10\log_{10} e$$

e

$$At[\text{dB}] = \gamma[\text{dB/km}] \cdot R,$$

onde β é o coeficiente de espalhamento Mie dado na EQ. 2.10, e é o número neperiano e R é o comprimento do enlace em km.

A fim de analisar a influência do comprimento de onda na atenuação atmosférica, foram realizadas simulações para o valor do coeficiente de atenuação em função da visibilidade para os comprimentos de onda usualmente utilizados em comunicações ópticas. Os resultados obtidos são apresentados na FIG. 3.3.

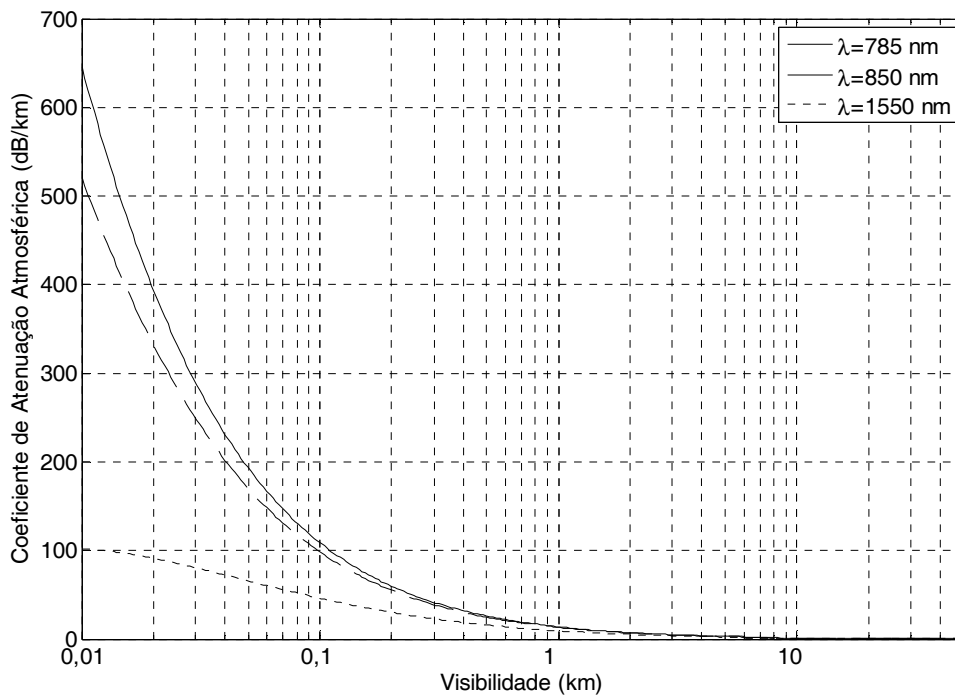


FIG. 3.3 Atenuação atmosférica para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm

Pode-se observar uma grande diferença no coeficiente de atenuação para diferentes comprimentos de onda até a visibilidade de 500 m. Na FIG. 3.3 vê-se que quanto maior o

comprimento de onda menor o efeito da atenuação atmosférica. Pode-se constatar, ainda, que a diferença entre os valores de atenuação encontrados são maiores para as condições atmosféricas mais desfavoráveis. Para visibilidade de 100 m, por exemplo, a atenuação é de 108 dB/km para 785 nm contra 45 dB/km para 1550 nm, uma diferença superior a 60 dB/km.

Para visibilidades maiores a diferença entre a atenuação para os diferentes comprimentos de onda não é mais tão expressiva, contudo o comprimento de onda de 1550 nm continua a ser o mais indicado. Há diversos estudos para uso de comprimentos de onda na faixa do infravermelho longo em enlaces FSO, no entanto esse avanço esbarra no custo elevado dos lasers dessa faixa. Por conta disso os comprimentos de onda mais usados para enlaces FSO são os da faixa de 1550 nm, que dentre os comprimentos de onda mais comuns em enlaces ópticos são os apresentam menores atenuações atmosféricas, conforme visto na FIG. 3.3.

A variação da visibilidade em função das condições de tempo, conforme visto na TAB. 2.1, é muito ampla e, conforme se pode observar na FIG. 3.3, os respectivos coeficientes de atenuação variam em faixas igualmente largas. Na FIG. 3.4, FIG. 3.5, FIG. 3.6 e FIG. 3.7 são exibidas as correlações entre o coeficiente de atenuação atmosférico e as condições climáticas.

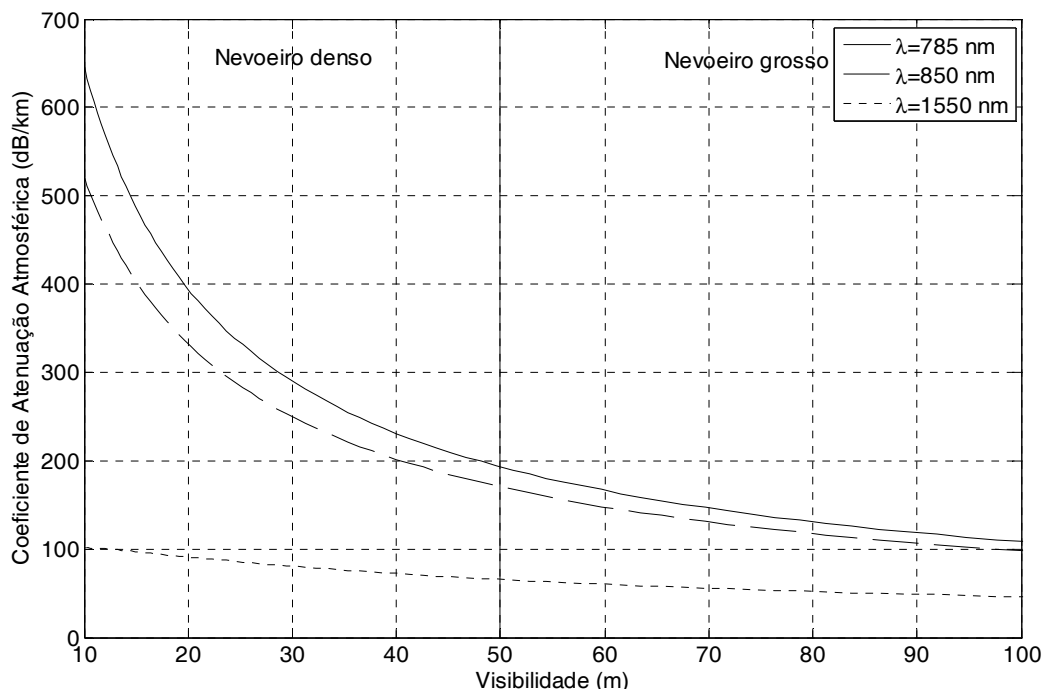


FIG. 3.4 Coeficiente de atenuação atmosférica para visibilidade de 10 m a 100 m para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm

Nas condições de nevoeiro denso as atenuações são superiores a 170 dB/km para os comprimentos de onda de 850 nm e 785 nm. Essa atenuação torna praticamente impossível a operação de enlaces FSO longos, com estes comprimentos de onda. No caso dos enlaces com $\lambda = 1550$ nm, a atenuação é superior a 65 dB/km, que também torna difícil o projeto de um enlace longo que opere nestas condições adversas.

Nas condições de nevoeiro grosso, FIG. 3.4, as variações do coeficiente de atenuação com a visibilidade é mais suave e a variação com o comprimento de onda é menor. Contudo atenuações elevadas, superiores a 30 dB/km, incidem sobre enlaces na faixa de 1550 nm, para visibilidades inferiores a 200 m.

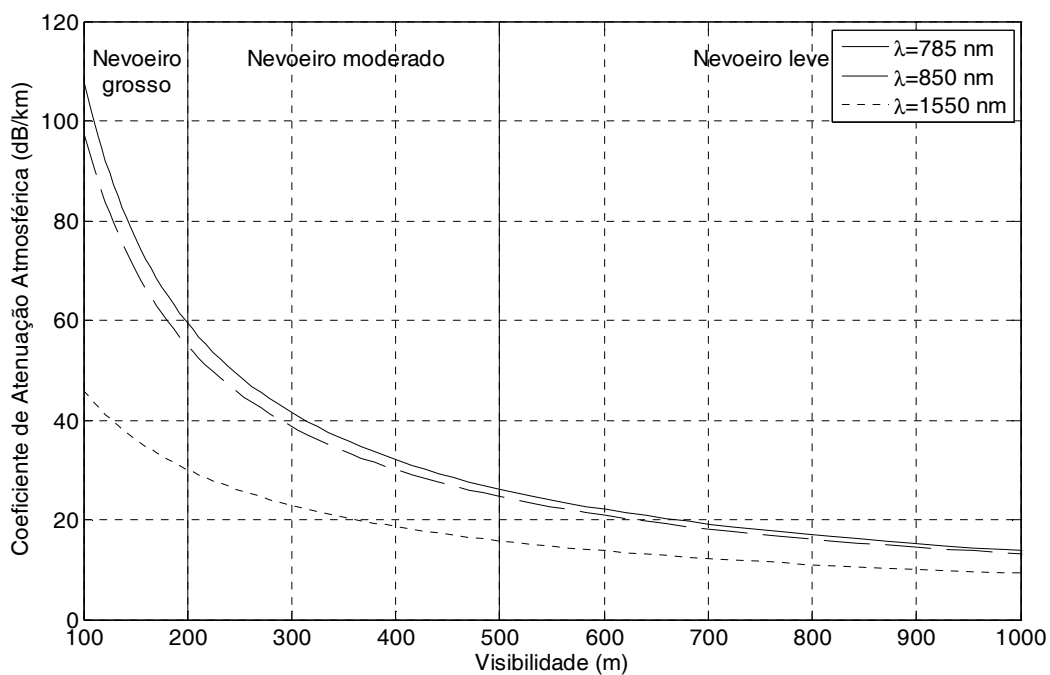


FIG. 3.5 Coeficiente de atenuação atmosférica para visibilidade de 100 m a 1 km para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm

Nas condições de nevoeiro moderado a fino, FIG. 3.5 e FIG. 3.6, continua-se a observar diferenças de desempenho ainda bastante elevadas entre o comprimento de onda de 1550 nm e os de 850 nm ou 785 nm. Para as condições de Neblina fina ou melhores, FIG. 3.6 e FIG. 3.7, a diferença de atenuação entre enlaces operando em 1550 nm e os operando em 785 nm são inferiores a 1 dB/km, o que indica pequena diferença de desempenho entre os sistemas com diferentes comprimentos de onda.

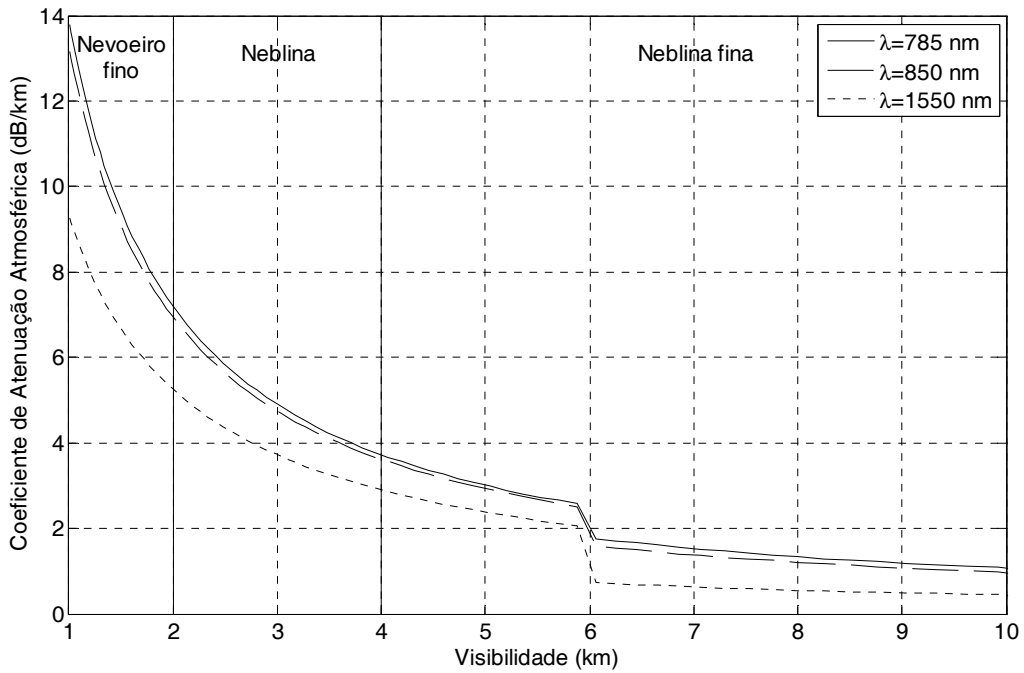


FIG. 3.6 Coeficiente de atenuação atmosférica para visibilidade de 1 km a 10 km para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm

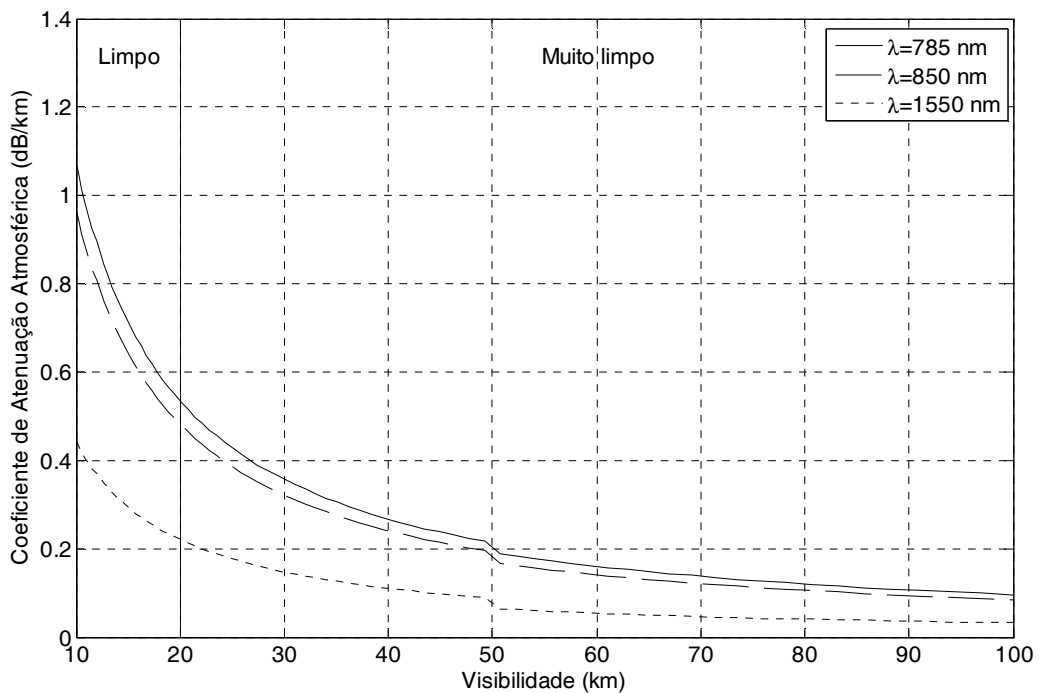


FIG. 3.7 Coeficiente de atenuação atmosférica para visibilidade de 10 km a 100 km para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm

Outra consideração importante quanto à atenuação atmosférica é que a grande variação da atenuação em função das condições de tempo e os valores elevados de atenuação observados para as condições de nevoeiro tornam complexo o balanço de potência dos enlaces. Uma vez que é impossível a operação de um enlace FSO para todas as condições de tempo, o balanço de potência deve ser realizado para a pior condição de tempo, ou seja, para o menor valor de visibilidade, em que o enlace ainda deve operar. Para este valor de visibilidade obtém-se, então, a atenuação máxima a qual o enlace deve suportar.

A escolha da visibilidade limite de operação do sistema é feita em função da disponibilidade desejada para o enlace e será vista mais a fundo na Seção 3.1.6.

3.1.3 ATENUAÇÃO POR CHUVAS

Nesta seção serão vistos os resultados obtidos nas simulações da atenuação por chuvas. Foi utilizado o modelo descrito na EQ. 2.11 utilizando os coeficientes padronizados em (CARBONNEAU, 1998). Será feita, ainda, uma correlação entre a atenuação por chuvas e a visibilidade, utilizando os valores fornecidos na TAB. 2.1.

Na FIG. 3.8, apresentam-se os resultados obtidos para o coeficiente de atenuação por chuvas em função da taxa de precipitação. Pode-se observar que a atenuação por chuvas, mesmo em condições extremas de precipitação, conduz a coeficientes de atenuação inferiores aos obtidos para a atenuação atmosférica em condições piores que a de nevoeiro moderado, conforme mostrado na FIG. 3.5.

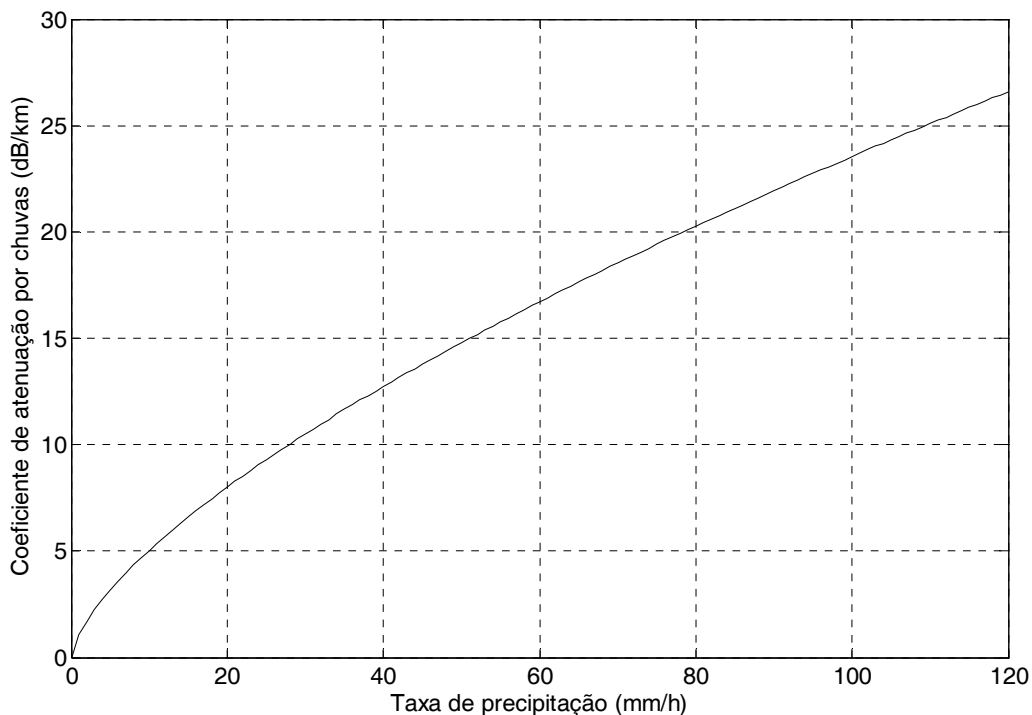


FIG. 3.8 Coeficiente de atenuação por chuvas em função da taxa de precipitação

Se um enlace for projetado para operar em condições de atenuação atmosférica superiores a 30 dB/km, este não enfrentará nenhum problema para operar em condições de chuva. Deve-se ressaltar que nesta análise se está considerando que a atenuação atmosférica em condições de precipitação intensa é desprezível quando comparada à atenuação por chuvas. Esta consideração não é um absurdo uma vez que, geralmente, não se observa a ocorrência de nevoeiros durante temporais.

Para facilitar a comparação entre a atenuação atmosférica e a atenuação por chuvas, esta última pode ser calculada em função da visibilidade. Para tal é feita uma correlação entre a taxa de precipitação e a visibilidade equivalente. Esta correlação só é possível porque se considera que a atenuação por chuvas é dominante sobre a atenuação atmosférica quando há precipitação. Isso equivale a dizer que não há nevoeiro ou neblina durante as chuvas. O que é verdadeiro na maioria dos casos.

Os valores de visibilidade e de precipitação encontrados na TAB. 2.1, e repetidos na TAB. 3.1, foram utilizados para a obtenção de uma expressão que forneça a taxa de precipitação em função da visibilidade.

TAB. 3.1 Correlação entre a visibilidade e a precipitação para diferentes intensidades de precipitação

Tipo de precipitação	Visibilidade	Precipitação (mm/h)
Tempestade	770 m	100
Chuva forte	1,9 km	25
Chuva média	2,8 km	12,5
Chuva fraca	5,9 km	2,5
Garoa	18,1 km	0,25

Através de um ajuste de curvas foi obtida, com auxílio do programa Matlab, a seguinte equação para a taxa de precipitação, R_p , em mm/h:

$$R_p = a \cdot e^{bV} + c \cdot e^{dV},$$

onde V é a visibilidade em km e a , b , c e d são os coeficientes do ajuste, dados por $a=314,8$, $b=-1,946$, $c=42,98$ e $d=-0,482$. Os resultados da taxa de precipitação em função da visibilidade obtidos com esta expressão podem ser vistos na FIG. 3.9, juntamente com os valores apresentados na TAB. 3.1.

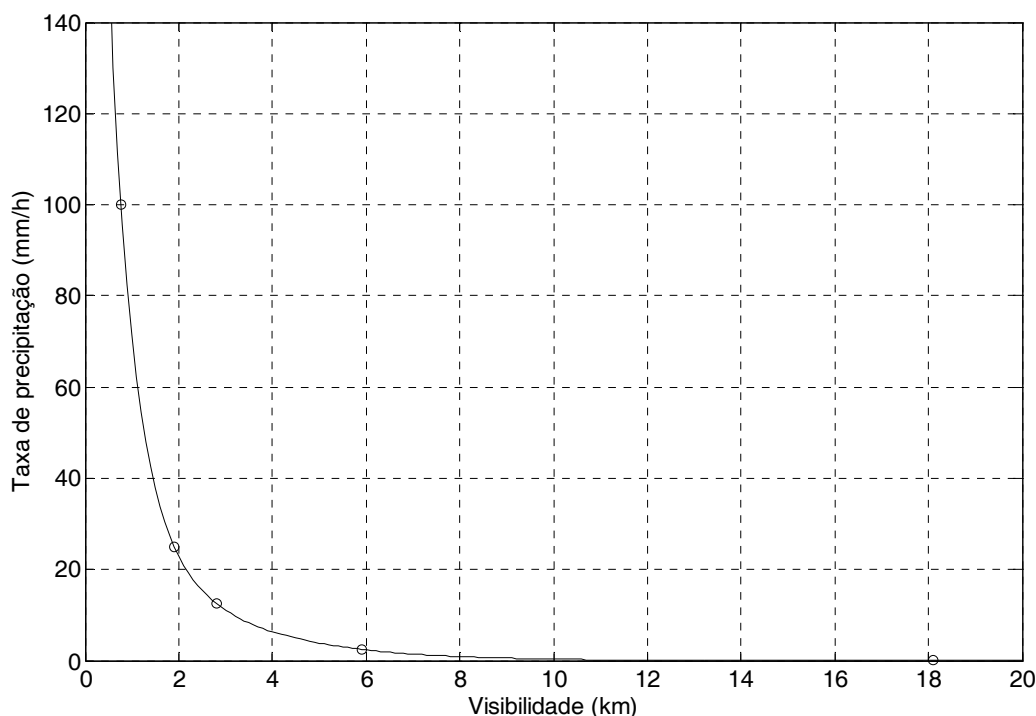


FIG. 3.9 Estimativa da taxa de precipitação em função da visibilidade

Utilizando-se esta curva ajustada, foi obtida a atenuação por chuvas em função da visibilidade, mostrada na FIG. 3.10. No eixo horizontal superior estão os valores de

precipitação equivalentes às visibilidades geradas pela atenuação por chuvas. No mesmo gráfico encontram-se traçadas também as curvas de atenuação atmosférica em função da visibilidade, obtidas anteriormente.

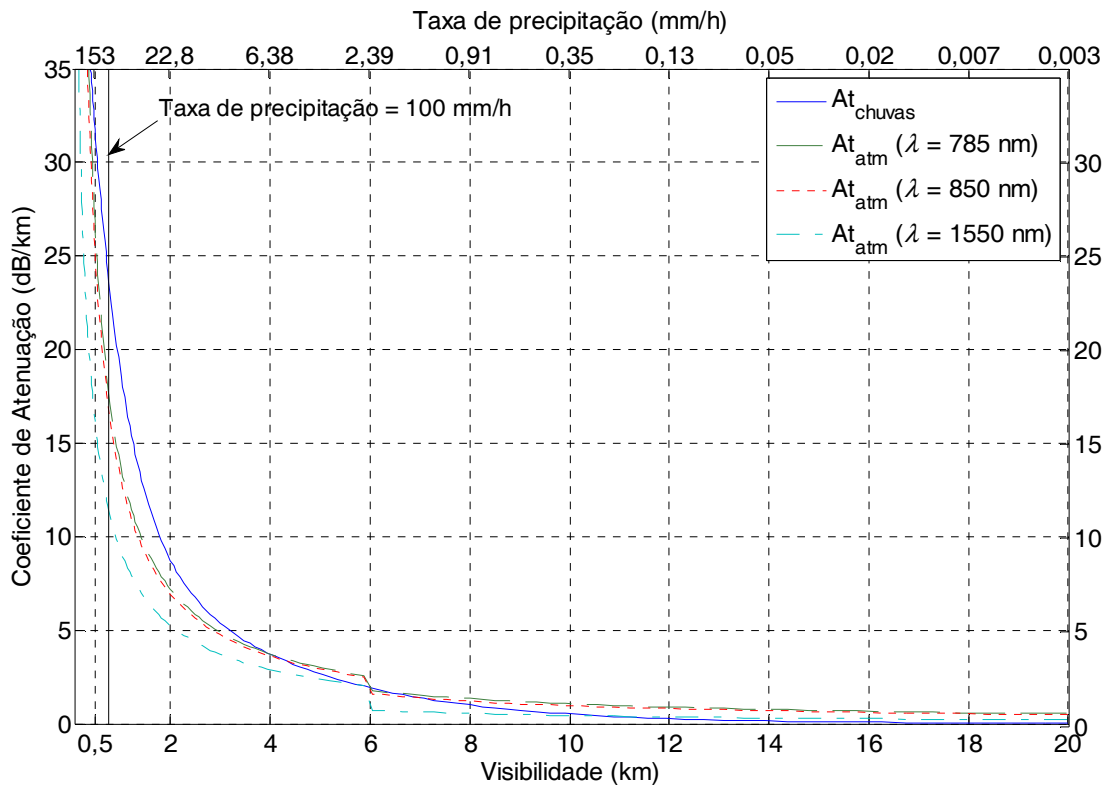


FIG. 3.10 Comparação entre o coeficiente de atenuação por chuvas e o coeficiente de atenuação atmosférica em função da visibilidade

Na FIG. 3.10, pode-se observar que para visibilidades superiores a 4 km, a atenuação sofrida por um enlace FSO é maior quando decorrente da atenuação atmosférica do que da atenuação por chuvas para os comprimentos de onda de 785 nm e 850 nm. Para visibilidades inferiores a 4 km, para estes mesmos comprimentos de onda, as condições de precipitação geram atenuações maiores. Para o comprimento de onda de 1550 nm o mesmo comportamento é observado, sendo que o valor de visibilidade em que a atenuação atmosférica supera a por chuvas é de 11 km.

Para a taxa de precipitação de 100 mm/h, obtém-se uma atenuação por chuvas de 23,5 dB/km. Este mesmo valor de atenuação é obtido, para o comprimento de onda de 1550 nm e considerando apenas a atenuação atmosférica, para a visibilidade de 290 m. Assim, considerando que as condições de precipitação superiores a 100 mm/h são muito raras, um enlace projetado para operar em visibilidades inferiores a 290 m, utilizando o modelo de espalhamento Mie e demais modelos, a exceção do modelo de atenuação por chuvas, não enfrentará problemas para operar em condições de temporal.

Contudo, nos enlaces projetados para operar com visibilidade mínima superior a 290 m, considerando a obtenção do valor de visibilidade a partir de um valor alvo de disponibilidade através da adoção do modelo de atenuação atmosférica, poderá não operar em condições de temporal. Destarte, para estes enlaces é fundamental que no balanço de potências para uma dada disponibilidade alvo se considere tanto o modelo de atenuação atmosférica quanto o de atenuação por chuvas.

3.1.4 ATENUAÇÃO CAUSADA PELA TURBULÊNCIA

Nesta seção serão exibidos os resultados obtidos nas simulações da atenuação causada pela turbulência. Serão consideradas tanto a atenuação causada pelo *beam wander* quanto pela cintilação.

3.1.4.1 CINTILAÇÃO

Nas simulações da atenuação por cintilação foi adotado o modelo da variância de Ritov, dado pelas EQ. 2.13 e 2.14.

Na FIG. 3.11, têm-se os resultados da simulação para a atenuação por cintilação em função do comprimento do enlace. Foi adotado o valor máximo de C_n^2 medido no Rio de Janeiro no dia 16 de fevereiro de 2003, obtido da FIG. 2.8, de $2,89 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$.

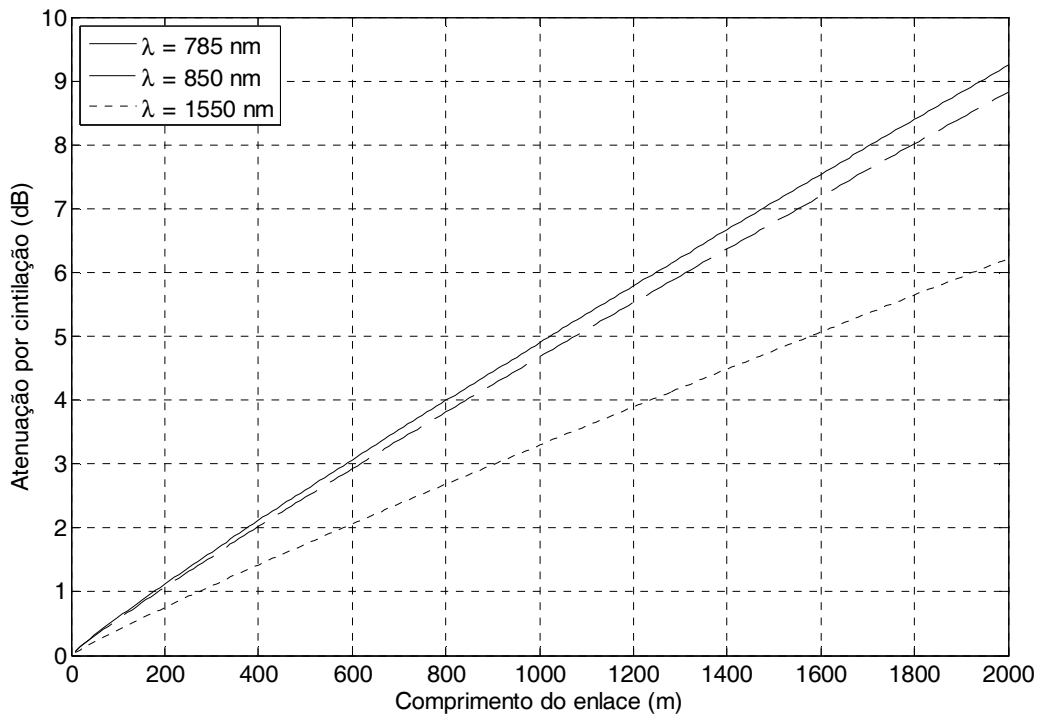


FIG. 3.11 Atenuação por cintilação em função do comprimento do enlace para $C_n^2=2,89 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$ para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.

Pode-se verificar que há uma grande variação na atenuação por cintilação em função do comprimento de onda. Vê-se também que o efeito desta atenuação é menos intenso para enlaces em 1550 nm.

Usando-se o valor de C_n^2 medido à noite, da FIG. 2.8: $C_n^2=2,5 \times 10^{-16} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$, obtêm-se os resultados exibidos na FIG. 3.12.

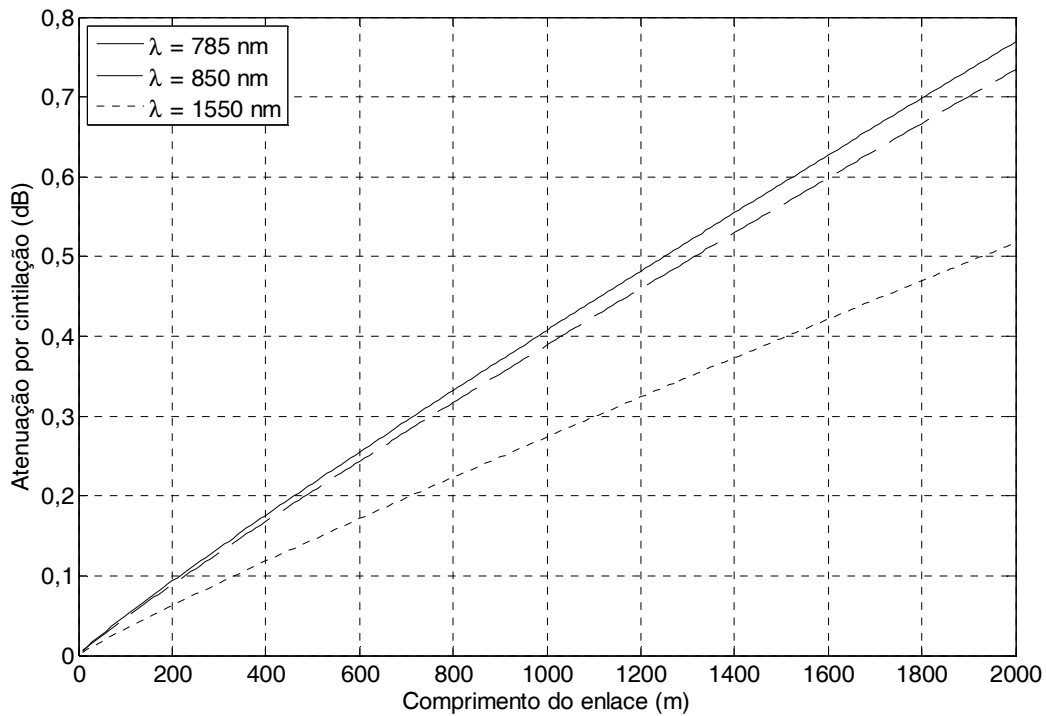


FIG. 3.12 Atenuação por cintilação em função do comprimento do enlace para $C_n^2=2,5 \times 10^{-16} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$ para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.

Nota-se que os valores da atenuação por cintilação à noite são muito menores que os medidos durante o dia para todos os comprimentos de onda testados. Isso era esperado uma vez que a formação de bolhas de ar quente é muito reduzida à noite por não haver aquecimento das superfícies pelo sol.

3.1.4.2 BEAM WANDER

Conforme visto na Seção 2.1.2.4, este fenômeno é constituído pelo redirecionamento do feixe durante a propagação através de bolhas de ar quente de dimensões superiores ao diâmetro do feixe. O modelo adotado é o apresentado na EQ. 2.12.

Na FIG. 3.13, mostram-se os resultados das simulações para $C_n^2=2,89 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$.

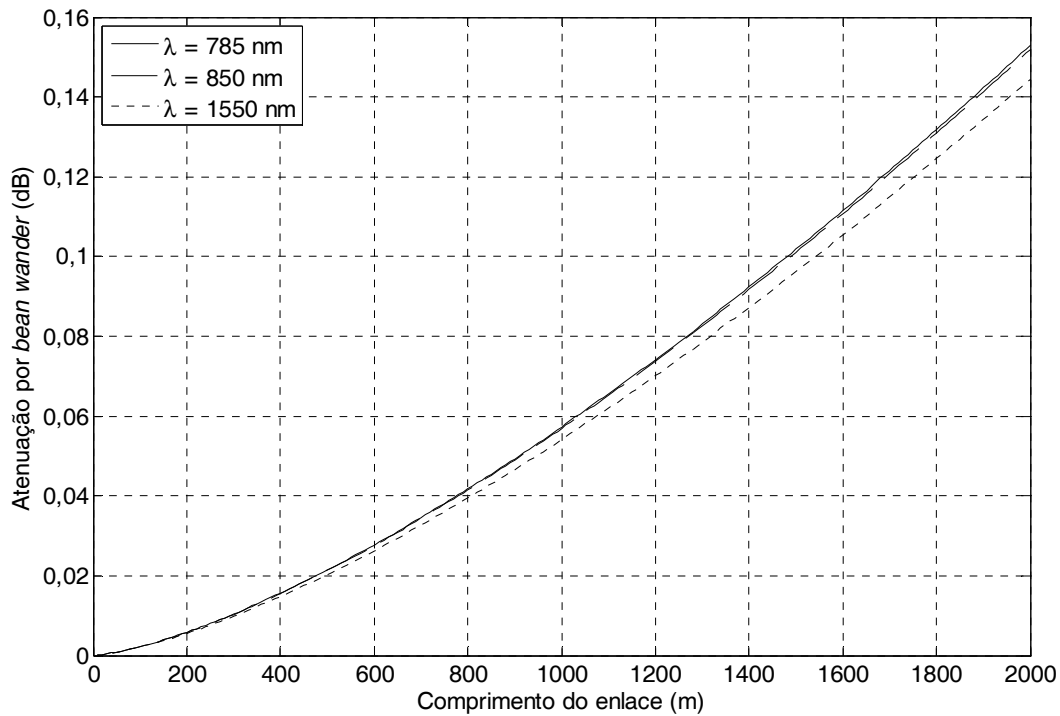


FIG. 3.13 Atenuação causada pelo *beam wander* em função do comprimento do enlace para $C_n^2 = 2,89 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3} \text{ }^\circ\text{C}^2$ e para os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm.

Observa-se que a atenuação causada pelo *beam wander* é muito inferior à causada pela cintilação para o mesmo valor de C_n^2 , e portanto pode ser desprezada.

3.1.5 MODELO COMPLETO

Além dos modelos apresentados nas seções anteriores, serão consideradas as atenuações fixas devido às perdas ópticas no transmissor e receptor e as atenuações devido ao alinhamento imperfeito. Assim, a atenuação total em um enlace FSO é obtida com a aplicação das EQ. 2.15 e 2.16.

Na FIG. 3.14, encontra-se o resultado da simulação da atenuação total em função do comprimento do enlace para a visibilidade de 10 km, que corresponde à condição de céu claro, os comprimentos de onda de 785 nm, 850 nm e 1550 nm e as divergências do feixe de 2 mrad, 1 mrad e 0,1 mrad. Os demais parâmetros adotados estão listados na TAB. 3.2.

TAB. 3.2 Parâmetros do enlace FSO simulado

Parâmetro	Valor
Diâmetro do transmissor	100 mm
Diâmetro do receptor	35 mm
Atenuação do transmissor	1 dB
Atenuação do receptor	9 dB
Atenuação por desalinhamento	3 dB
C_n^2	$2,89 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3} \text{ } ^\circ\text{C}^2$

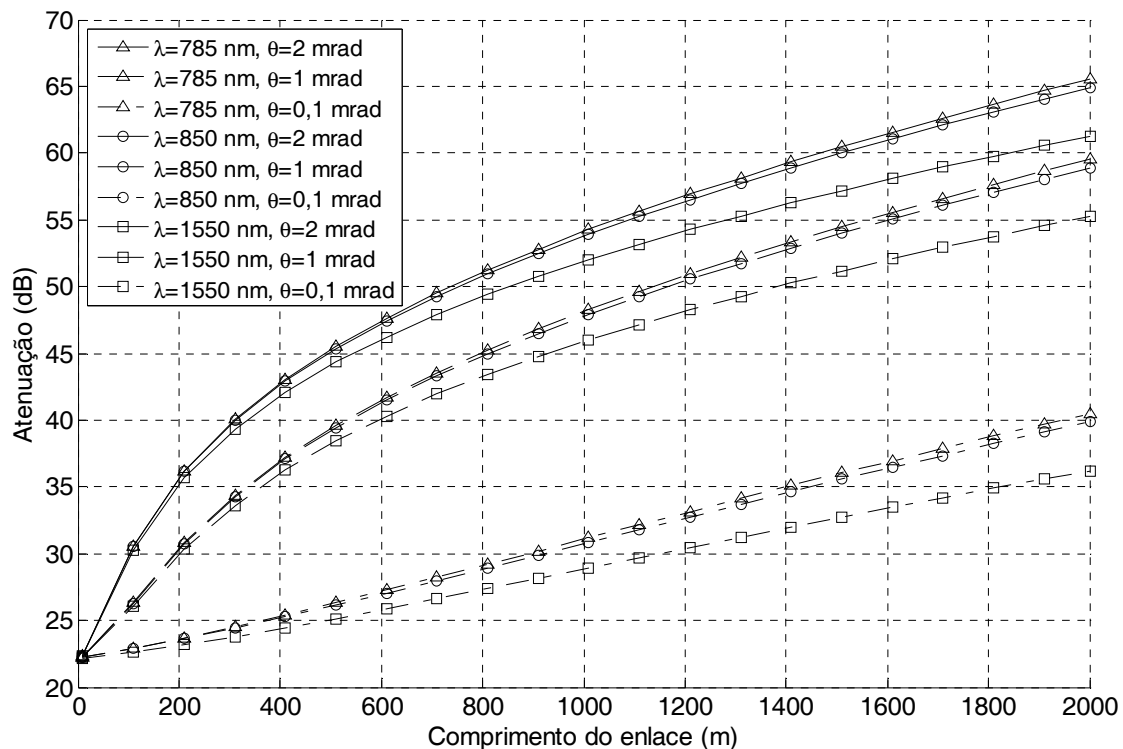


FIG. 3.14 Atenuação total de um enlace FSO em função de seu comprimento, para a visibilidade de 10 km e demais parâmetros listados na TAB. 3.2

Conclui-se que a influência da divergência é muito grande. Para um enlace com 1 km de comprimento, a diferença de atenuação entre as divergências de 0,1 mrad e 1 mrad chega a 18 dB. No entanto, essa diferença aumenta lentamente com o aumento do comprimento do enlace, chegando a 19 dB para enlaces de 2 km.

Com relação à escolha do comprimento de onda, observam-se diferenças de 2,5 dB entre os comprimentos de onda de 850 nm e 1550 nm para enlaces de 1 km para as três divergências simuladas.

Esta simulação deixa claro que a escolha da divergência de um enlace FSO é um dos parâmetros de projeto mais significativos. Divergências pequenas tornam as atenuações substancialmente menores. Contudo, deve-se ressaltar que quanto menor a divergência, mais crítico é o alinhamento do enlace. Para os parâmetros utilizados nesta simulação, têm-se na distância de 1 km feixes com diâmetro de 2,1 m para $\theta = 2$ mrad, de 1,1 m para $\theta = 1$ mrad e de apenas 20 cm para $\theta = 0,1$ mrad.

Com o comprimento do enlace fixado em 1 km, avaliou-se a atenuação total em diferentes condições de visibilidade sem aplicação do modelo de atenuação por chuvas. Os resultados obtidos são mostrados na FIG. 3.15.

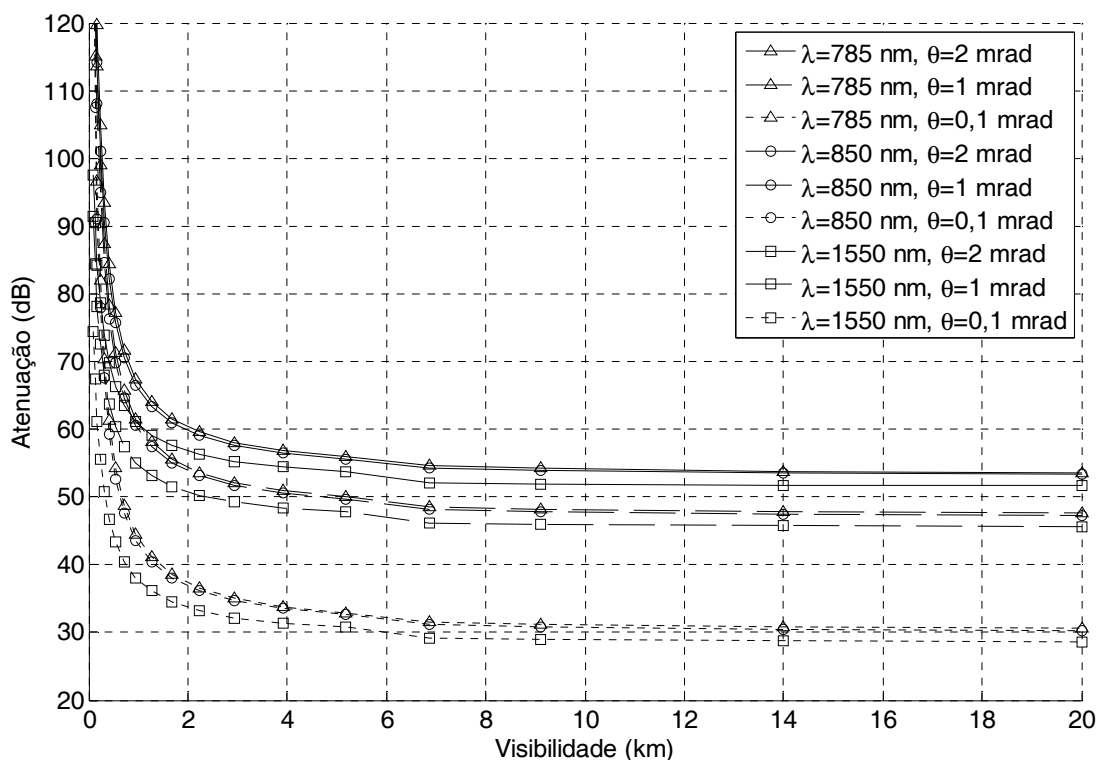


FIG. 3.15 Atenuação total de um enlace FSO em função da visibilidade

Nota-se um grande aumento da atenuação com a redução da visibilidade, sobretudo para visibilidades inferiores a 1 km. Para o comprimento de onda de 1550 nm com divergência de 0,1 mrad, verifica-se atenuação de 44 dB na condição de nevoeiro moderado ($V=500$ m) e de 74 dB na condição de nevoeiro intenso ($V=100$ m). Este grande valor de atenuação torna clara a impossibilidade de manter o enlace FSO em operação em todas as condições de tempo, mesmo com baixa divergência do feixe.

3.1.6 DISPONIBILIDADE E O BALANÇO DE POTÊNCIAS

Como visto na seção anterior, determinadas condições de tempo, como os nevoeiros grossos, podem causar atenuações superiores a 150 dB/km. De modo que torna-se anti-econômico ou mesmo inviável o projeto de um enlace FSO que opere em tal condição. Daí a importância do uso de critérios de disponibilidade no projeto de enlaces FSO.

A disponibilidade de um sistema de comunicações é dada pela relação entre o tempo em que o sistema encontra-se em operação e o tempo total de observação. O tempo de observação em geral é considerado como um ano, para que sejam levadas em conta às variações sazonais. Contudo, também podem ser usados tempos de observação menores, como um mês, por exemplo.

Um sistema digital é considerado disponível quando a taxa de erro de bits apresentada é inferior a um certo limite. Esse limite varia de acordo com os serviços prestados pelo sistema e com a sua taxa de transmissão. Para sistemas sem-fio operando em RF consideram-se aceitáveis taxas de erros de até 10^{-6} , para sistemas ópticos de altas taxas são considerados aceitáveis BER de 10^{-9} ou 10^{-12} (AGRAWAL, 2002). De modo análogo, um sistema de transmissão analógico é considerado disponível quando a SNR no receptor é superior a um certo limiar permitindo a recuperação do sinal original com qualidade aceitável.

Os valores de disponibilidade também variam de acordo com o tipo de sistema em que o enlace é empregado. Em sistemas de telecomunicações é comum requisitos de disponibilidade de 99,999%, já para sistemas de acesso, disponibilidades de 99%, ou mesmo menores, podem ser toleradas (KIM, 2001).

Assim, para um enlace FSO atender a um dado requisito de disponibilidade é fundamental que em seu balanço de potências sejam consideradas curvas de probabilidade acumulada da visibilidade e precipitação. Visto que estes dois parâmetros são os que representam de forma mais significativa, e simples, a influência das condições atmosféricas na atenuação sofrida pelo sinal em um enlace FSO.

Na FIG. 3.16, apresenta-se a curva de probabilidade acumulada da visibilidade na cidade do Rio de Janeiro, obtida a partir de medidas realizadas no ano de 2002 (CERQUEIRA, 2006). Este parâmetro indica a probabilidade, ou analogamente, o percentual de tempo, em que a visibilidade é igual ou inferior a um dado valor.

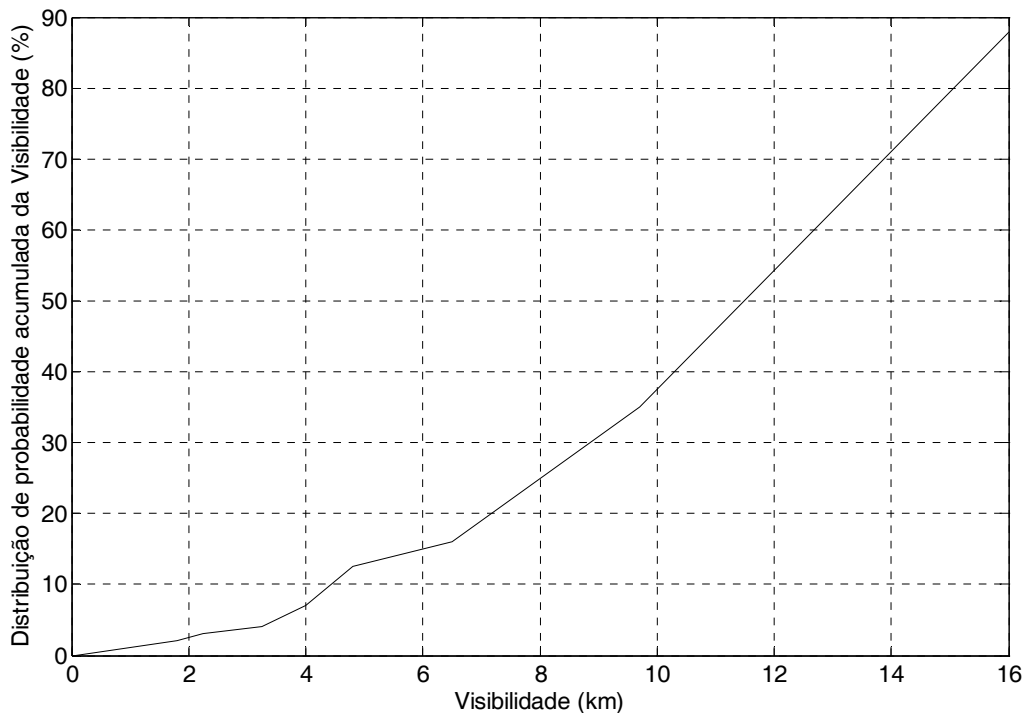


FIG. 3.16 Distribuição de probabilidade acumulada da visibilidade na cidade do Rio de Janeiro

Nesta figura, pode-se verificar que em 38% do tempo a visibilidade é menor que 10 km, ou seja, em 62% do tempo tem-se condição de céu claro ou melhor. Nota-se ainda que as condições de nevoeiro leve ou piores, que ocorrem para visibilidades inferiores a 1 km, só ocorrem em 2% do tempo.

Para que um enlace atenda a um dado requisito de disponibilidade de $x\%$, o seu balanço de potência deve ser realizado para o valor de visibilidade que seja superada em $x\%$ do tempo.

Assim, considerar-se-á os mesmos parâmetros de enlace usados no cálculo da atenuação da Seção 3.1.5, dados na TAB. 3.2, para a simulação da potência de transmissão necessária para o atendimento do requisito de disponibilidade de 99%.

Na FIG. 3.16, percebe-se que o valor de visibilidade superado em 99% do tempo é de 900 m. Dessa forma, a potência de transmissão mínima pode ser obtida com a aplicação da EQ. 2.15, que representa o balanço de potência do enlace, considerando a atenuação total do enlace para a visibilidade de 900 m.

Usando a margem do sistema, M_S , de 5 dB e sensibilidade do receptor, P_{Rx} , de -33,6 dBm, que é o valor medido para a sensibilidade do conversor de mídia que será utilizado na

seqüência deste projeto, ver Seção 3.2.3, obtém-se uma variação da potência de transmissão em função do comprimento do enlace ilustrada na

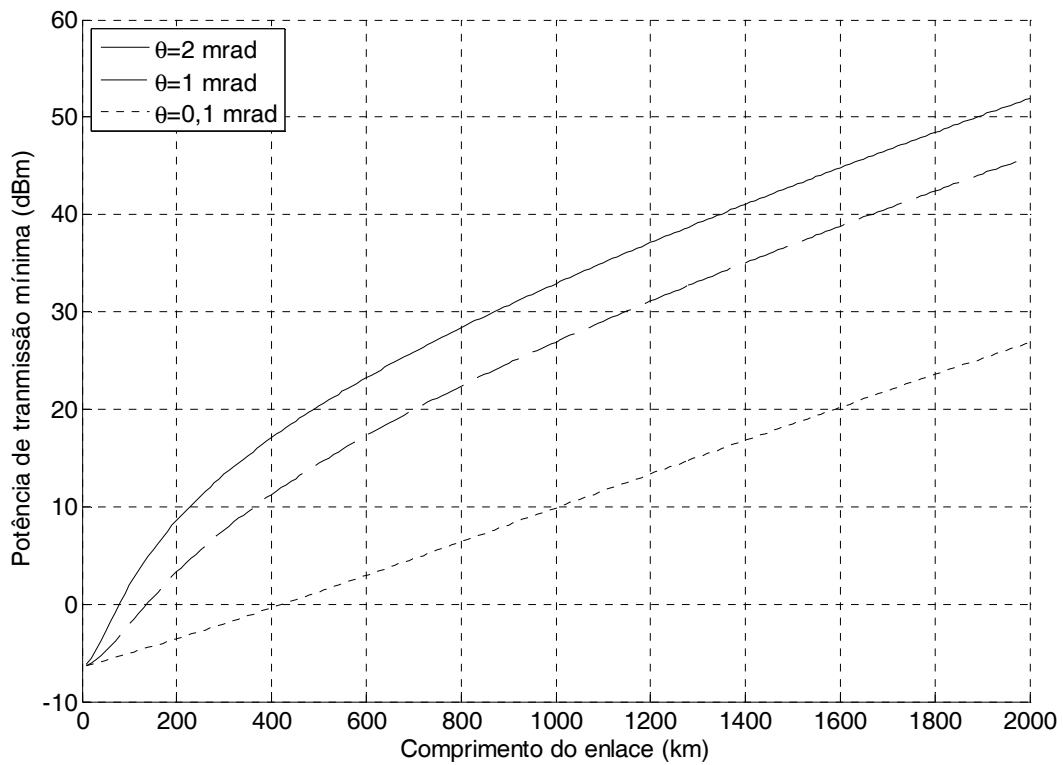


FIG. 3.17. A potência de transmissão mínima para o cumprimento do requisito de disponibilidade de 99% foi obtida para as divergências do feixe de 2 mrad, 1 mrad e 0,1 mrad.

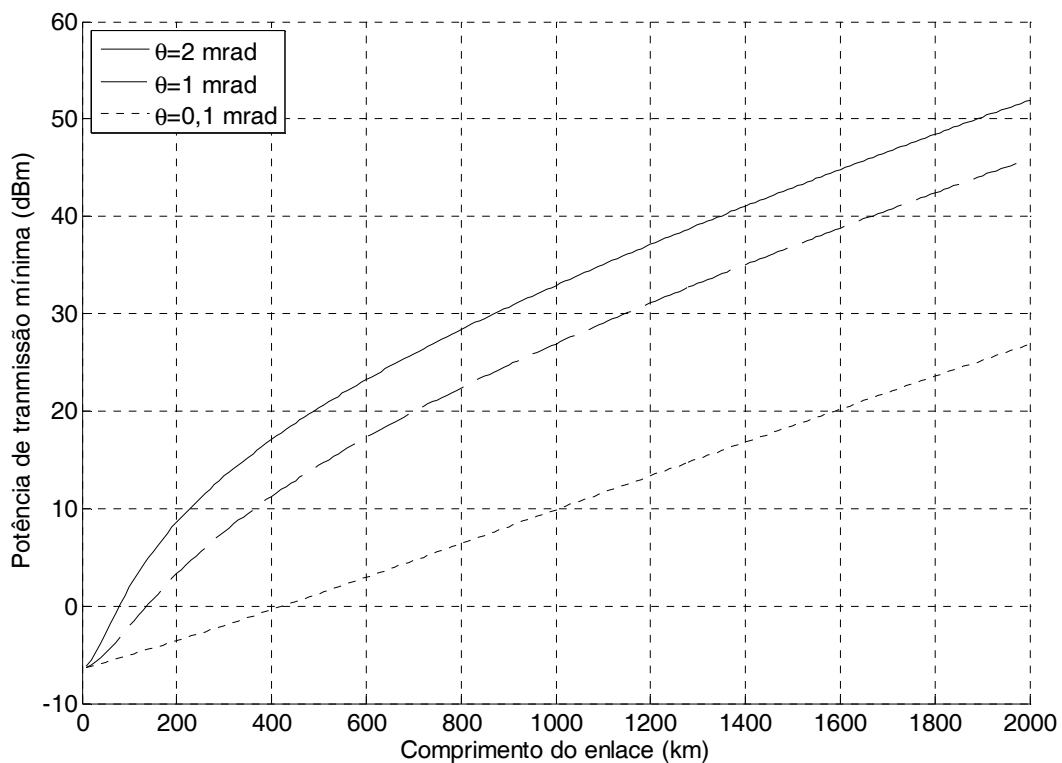


FIG. 3.17 Potência transmitida mínima para o comprimento de requisito de disponibilidade de 99% na cidade do Rio de Janeiro.

Percebe-se que para um enlace de 1 km com estas características, a potência de transmissão deve ser de 10 dBm, se a divergência do feixe for de 0,1 mrad, e de 27 dBm e 33 dBm se a divergência for de 1 mrad ou 2 mrad, respectivamente.

Na seqüência, foi fixado o comprimento do enlace em 1 km e calculada a disponibilidade alcançada pelo enlace para diversos valores da potência de transmissão, mantidos os demais parâmetros da simulação anterior. Os resultados obtidos estão exibidos na FIG. 3.18.

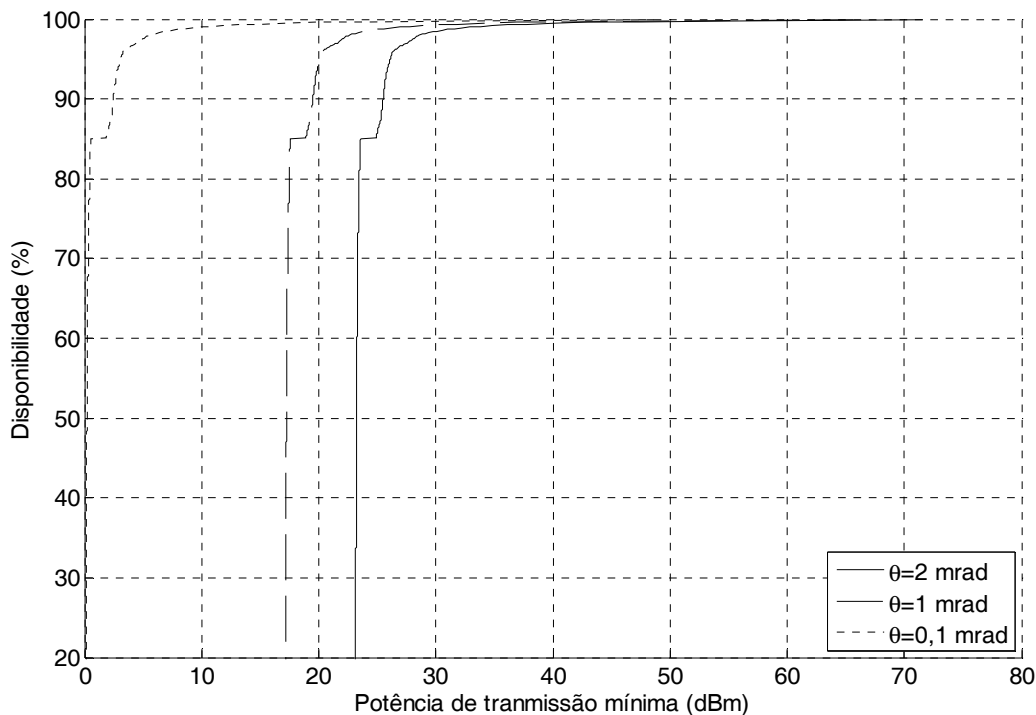


FIG. 3.18 Disponibilidade em função da potência de transmissão.

Verifica-se que para todas as divergências há um crescimento abrupto da disponibilidade até o valor de 85%. Isso ocorre porque a variação da atenuação é pequena para as condições de boa visibilidade, como pode ser observado na FIG. 3.15 para visibilidades superiores a 5 km, a qual é superada em 85% do tempo, como se verifica na FIG. 3.16. Assim, pequenos aumentos da potência gerarão grandes melhorias na disponibilidade.

A partir da visibilidade de 85% o crescimento é mais suave, refletindo a grande variação da atenuação em função de visibilidades mais baixas, como se vê na FIG. 3.15.

O valor mínimo da potência de transmissão para a operação do enlace com a disponibilidade de 85 % e com a divergência de 0,1 mrad, 1 mrad e 2 mrad é de 0 dBm, 17 dBm e 23 dBm, respectivamente. Estes valores correspondem à atenuação atmosférica nula, ficando a operação do enlace limitada pelas demais atenuações. A condição de disponibilidade de 99% é obtida para potências 10 dB superiores a estes valores mínimos de operação.

Na FIG. 3.19, mostra-se a curva de probabilidade acumulada da taxa de precipitação na cidade do Rio de Janeiro, obtidas a partir das estatísticas de precipitação medidas entre os anos de 1989 e 1991 (CERQUEIRA, 2006.). Este parâmetro indica a probabilidade, ou

analogamente, o percentual de tempo, em que a precipitação é igual ou inferior a um dado valor.

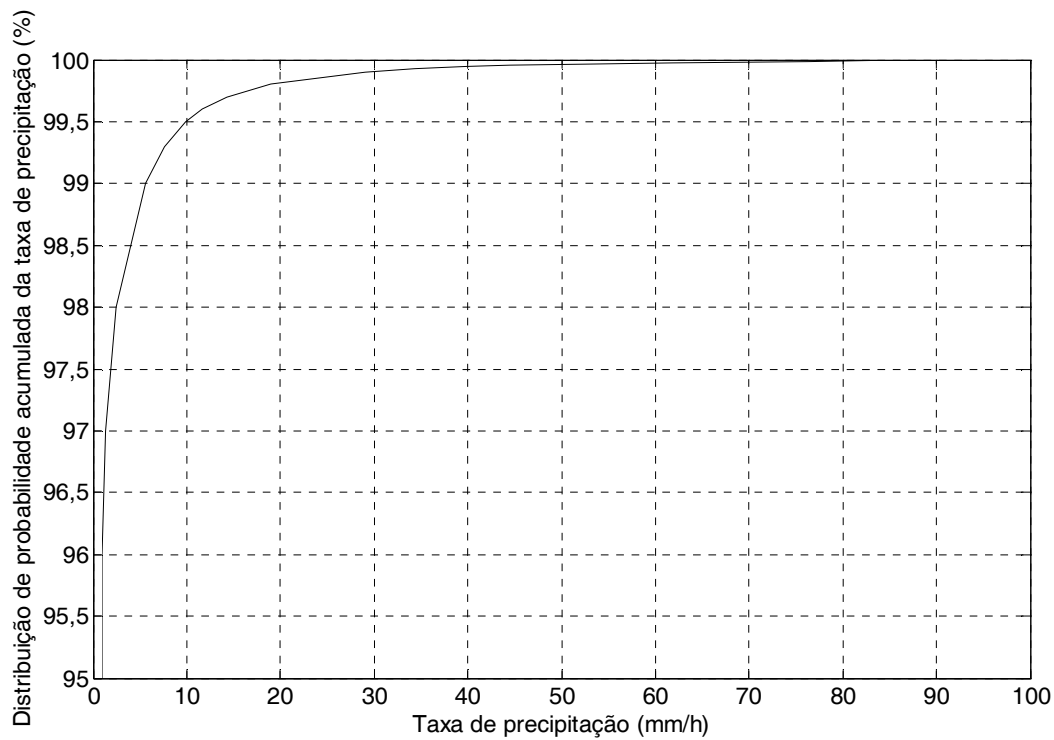


FIG. 3.19 Distribuição de probabilidade acumulada da taxa de precipitação na cidade do Rio de Janeiro

Considerando os mesmos valores dos parâmetros do enlace utilizados na simulação anterior, exibidos na TAB. 3.2, obtém-se a curva de disponibilidade do enlace em função da potência de transmissão mostrada na FIG. 3.20, considerando o modelo de atenuação por chuvas, com a aproximação de Carbonneau, conforme visto na Seção 2.1.2.3, e fazendo a atenuação por espalhamento Mie nula.

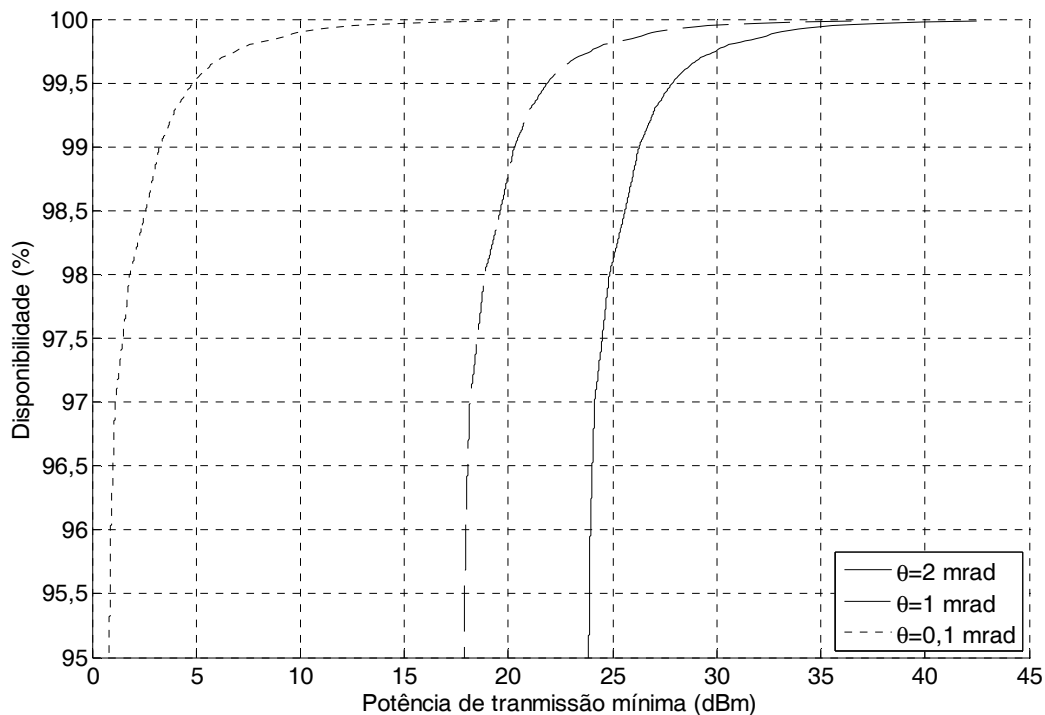


FIG. 3.20 Disponibilidade em função da potência de transmissão, considerando o modelo de atenuação por chuvas

Nota-se que para a obtenção de disponibilidade de 99% a potência mínima de transmissão deve ser de 3,2 dBm, 20 dBm e 26 dBm para as divergências de 0,1 mrad, 1 mrad e 2 mrad, respectivamente. Estes resultados mostram que a potência mínima de transmissão é menor neste caso quando comparada aos resultados obtidos anteriormente a partir da distribuição acumulada da visibilidade, que foram de 10 dBm, 27 dBm e 33 dBm, respectivamente, para feixes com divergência de 0,1 mrad, 1 mrad ou 2 mrad.

Verifica-se assim que as estatísticas de visibilidade impõem condições mais restritivas ao projeto deste enlace que as estatísticas de precipitação. Desta forma, o atendimento do requisito de disponibilidade a partir da distribuição de visibilidade é suficiente para o projeto deste enlace.

3.2 MONTAGEM E CARACTERIZAÇÃO DE UM ENLACE FSO

Nesta seção será descrito o enlace FSO montado, bem como analisadas suas características e os resultados obtidos durante sua operação.

Na FIG. 3.21, apresenta-se um diagrama em blocos do enlace FSO montado. Para a geração e recepção do sinal óptico neste enlace foi utilizado um par de conversores de mídia Gigabit Ethernet, padrão IEEE 802.3z (IEEE 802.3, 1998). Neste padrão, o sinal é transmitido por um feixe óptico modulado. O comprimento de onda usado, segundo o padrão, pode ser na faixa de 780 nm, 850 nm ou 1550 nm. Neste projeto será considerado o uso de conversores de mídia operando em comprimento de onda da faixa de 1550 nm.

O enlace FSO foi utilizado em apenas um sentido, devido às dificuldades de alinhamento encontradas e para melhor caracterização do mesmo. A transmissão no sentido contrário foi realizada utilizando-se fibras ópticas.

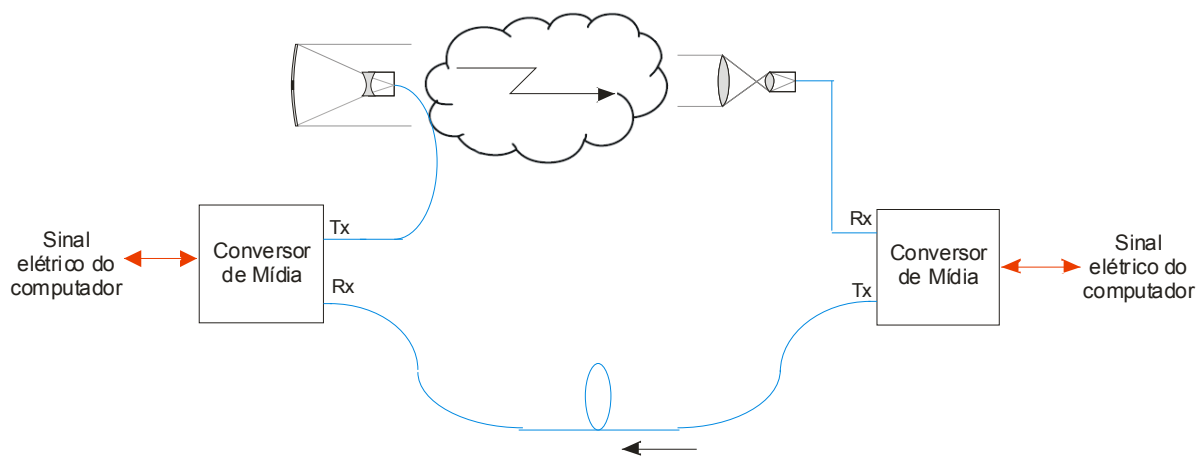


FIG. 3.21 Enlace FSO Montado

Antes de apresentar os testes e resultados obtidos com a montagem apresentada na FIG. 3.21, serão analisados seus componentes, a fim de permitir um melhor entendimento dos resultados, e o procedimento adotado para o alinhamento do enlace.

3.2.1 TELESCÓPIO TRANSMISSOR

O telescópio transmissor, produzida pela empresa Eikonal, segue um projeto Cassegrain modificado, utilizando um espelho côncavo com 100 mm de diâmetro e uma lente menisco divergente de 10 mm de diâmetro, em substituição ao espelho convexo do projeto Cassegrain. Na FIG. 3.22, o telescópio é mostrado em detalhes.

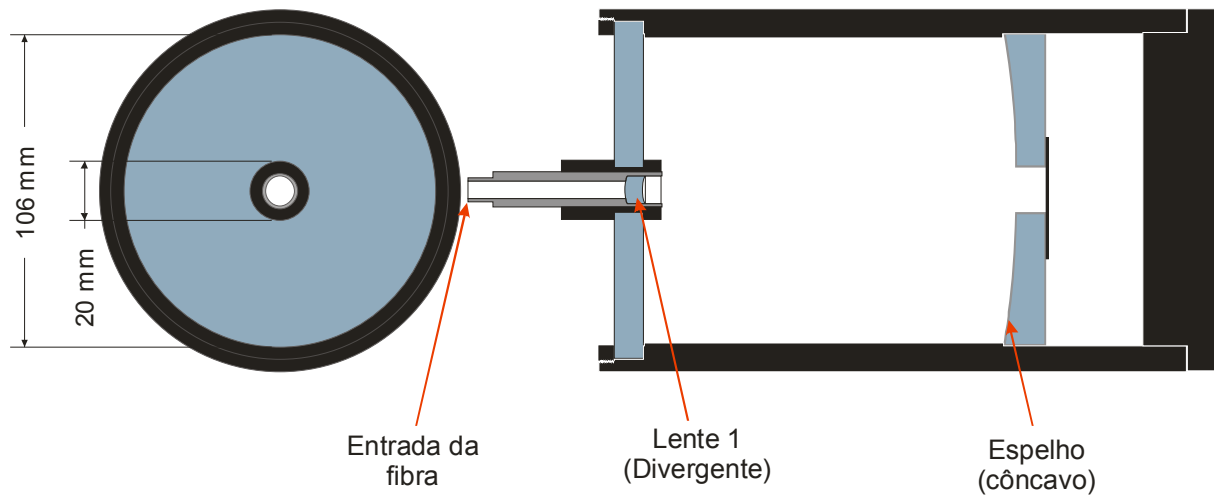


FIG. 3.22 Telescópio Transmissor

Esta montagem fornece um telescópio praticamente acromático na faixa de 600 nm a 1800 nm, segundo dados do fabricante (SALVA, 2008), o que facilita o processo de colimação, descrito mais à frente. Contudo, a presença de um ponto não iluminado no centro do feixe traz prejuízo à operação de enlaces FSO, prejudicando principalmente o alinhamento.

A perda causada pela obstrução do centro do feixe pelo próprio alimentador do telescópio é minimizada pela divergência da primeira lente, sendo esta perda de aproximadamente 10% (0,46 dB) (SALVA, 2006). No esquema óptico da FIG. 3.23, mostra-se o princípio de operação do telescópio.

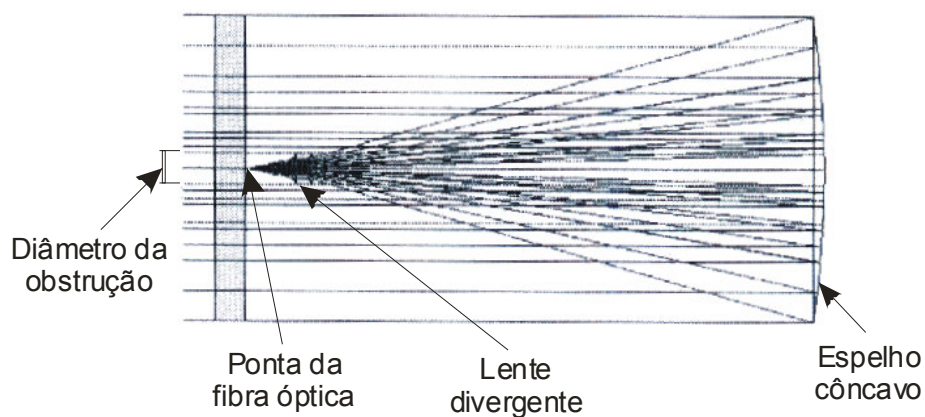


FIG. 3.23 Esquema óptico de operação do transmissor (SALVA, 2006)

O conjunto espelho côncavo e lente, fornece uma distância focal de 223 mm, que corresponde a distância entre a ponta da fibra de alimentação e o centro do espelho côncavo.

A divergência mínima de um feixe óptico é limitada pela difração e pelas imperfeições das lentes (MELLES GRIOT, 2008). Uma estimativa do fabricante é que ângulos de divergência inferiores a 0,1 mrad podem ser obtidos com este telescópio.

3.2.1.1 COLIMAÇÃO

Nesta seção será descrito o procedimento adotado para a colimação do feixe.

Uma vez que o transmissor utilizado pode ser considerado acromático na faixa de comprimentos de onda de 600 nm a 1800 nm, a colimação foi realizada no comprimento de onda de 980 nm, devido à disponibilidade de câmeras com sensibilidade neste comprimento de onda grande o suficiente para oferecer uma imagem do feixe com boa qualidade e de lasers de alta potência.

Assim, foi acoplado ao transmissor um laser de 980 nm transmitindo 10 mW de potência. Um anteparo foi posicionado no eixo do transmissor à distância de 70 m deste. Neste anteparo encontravam-se desenhadas duas circunferências concêntricas cujos diâmetros são iguais ao diâmetro efetivo do transmissor, 100 mm, e o diâmetro da obstrução, 20 mm. Uma cópia do anteparo encontra-se na FIG. 3.24. Com uma câmera colocada diante do anteparo é possível observar a seção reta do feixe projetada sobre este.

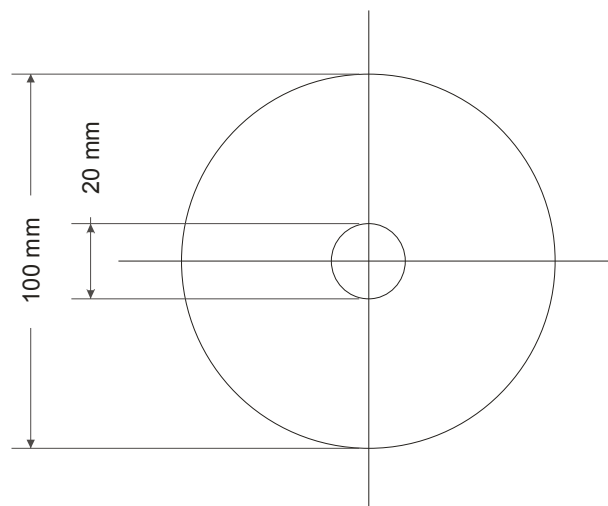


FIG. 3.24 Anteparo utilizado na colimação do transmissor

O ajuste do transmissor é realizado através da movimentação do conjunto lente divergente-fibra no eixo do transmissor. Para se obter a colimação do feixe, bastou observar o feixe projetado e ajustar o posicionamento do conjunto lente-fibra até que as dimensões da projeção do feixe coincidisse com a figura desenhada no anteparo, FIG. 3.24.

3.2.2 TELESCÓPIO RECEPTOR

Este telescópio segue o modelo kepleriano, com duas lentes convergentes. Além disso, ele possui um filtro para minimizar a recepção dos ruídos do espectro solar. Na FIG. 3.25, vêem-se detalhes da sua montagem e, na FIG. 3.26, a curva de transmitância em função do comprimento de onda do filtro óptico utilizado neste telescópio.

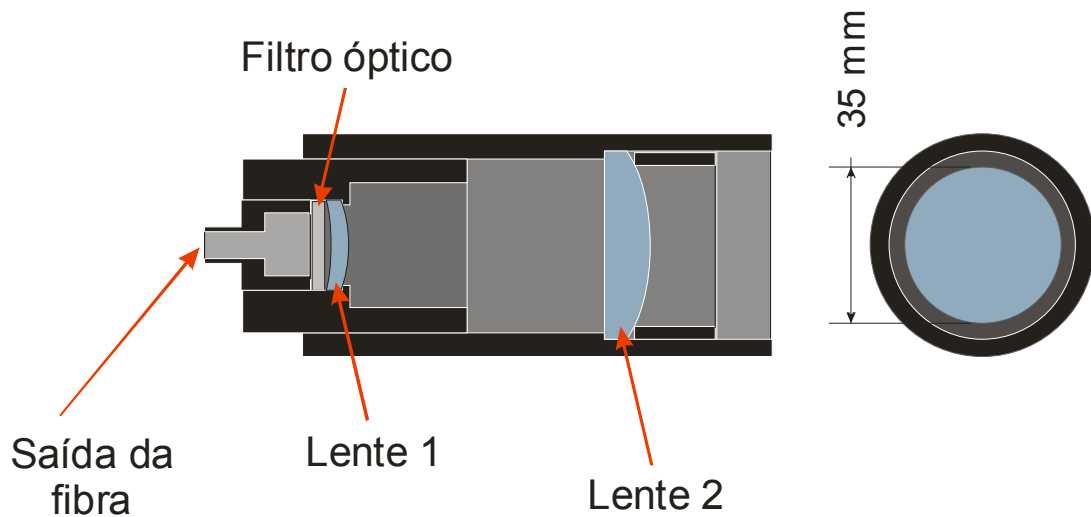


FIG. 3.25 Diagrama esquemático do telescópio receptor

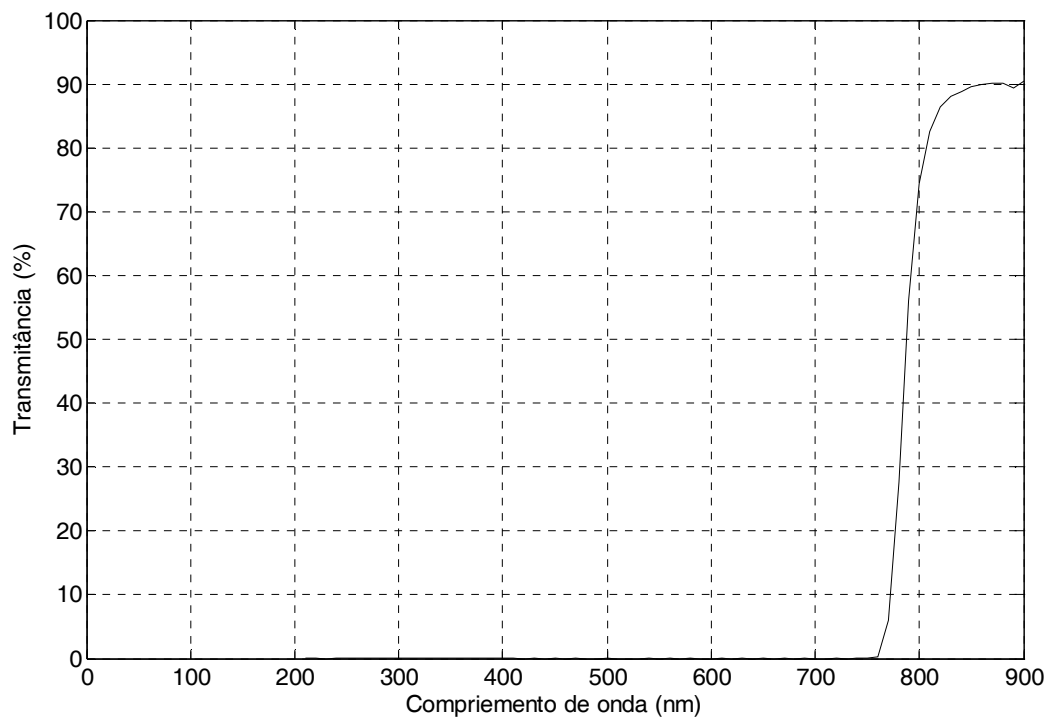


FIG. 3.26 Característica de transmissão do filtro óptico usado no telescópio de recepção.

O filtro usado elimina os comprimentos de onda inferiores a 760 nm e permite a passagem dos comprimentos de onda acima de 830 nm com transmitância de aproximadamente 90%. Desta forma, este filtro impede a recepção de ruídos de toda a faixa do espectro visível. Para os sinais, que devem ter comprimento de onda superiores a 830 nm, impõe uma atenuação de apenas 0,46 dB.

O telescópio receptor possui distância focal (f) de 48,7 mm, segundo os dados do fabricante (SALVA, 2008). Utilizando uma fibra multimodo com núcleo (d_o) de 62,5 μm de diâmetro, obtém-se o ângulo de recepção deste telescópio, através da EQ. 2.6:

$$FOV = 2 \cdot \arctan\left(\frac{d_o}{2f}\right) = 2 \cdot \arctan\left(\frac{62,5 \times 10^{-6}}{2 \cdot 48,7 \times 10^{-3}}\right) = 1,3 \text{ mrad} = 4' 24'' .$$

O valor do ângulo de recepção está diretamente ligado ao grau de precisão necessário no alinhamento do enlace. Dessa forma, utilizando-se este receptor, a precisão do alinhamento deve ser da ordem de 4' de grau.

Para minimizar a atenuação geométrica dada pela EQ. 2.7, são usados em geral receptores com áreas maiores que os transmissores em enlaces FSO. Contudo, na montagem realizada, a área do telescópio transmissor é maior que a do receptor, o que é indesejável, já que esta situação impõe uma atenuação geométrica mínima, dada pela EQ. 2.7, de 9,1 dB, que equivale à razão entre as áreas dos telescópios receptor e transmissor.

Com os telescópios disponíveis, uma opção para reduzir a atenuação geométrica seria a utilização de um telescópio semelhante ao usado na transmissão também na recepção. Para avaliar a dificuldade do alinhamento deste enlace, foi feito o cálculo do FOV desse telescópio usando a EQ. 2.6 (com $d_o = 223$ mm):

$$FOV = 2 \cdot \arctan\left(\frac{62,5 \times 10^{-6}}{2 \cdot 223 \times 10^{-3}}\right) = 0,28 \text{ mrad} = 58'' .$$

Este valor muito pequeno de FOV tornaria o alinhamento muito complicado e instável, uma vez que pequenas mudanças no ângulo de chegada do feixe, causados pela turbulência, por exemplo, poderiam desalinhar o enlace e retirá-lo de operação. Assim, o telescópio utilizado na transmissão não se adequa à recepção.

Outra possibilidade para reduzir a atenuação geométrica seria o uso do telescópio com menor diâmetro também na transmissão. Contudo, como este telescópio, que possui duas lentes, não pode ser considerado acromático entre os comprimentos de 980 nm e 1550 nm, o processo de colimação seria muito prejudicado. A única solução seria realizar a colimação

diretamente no comprimento de onda de 1550 nm, o que não é prático devido à indisponibilidade de câmeras que captam este comprimento de onda no Laboratório de Fotônica do IME.

Na TAB. 3.3, apresenta-se um resumo das características das lunetas utilizadas na transmissão e recepção. A coluna tipo de fibra indica a fibra óptica que deve ser usado no alimentador de cada telescópio. O tipo de fibra define o diâmetro dos feixes, através do diâmetro do núcleo da fibra.

TAB. 3.3 Resumo das características das lunetas transmissora e receptora

	Diâmetro	Área	Distância focal	Divergência mínima	FOV	Tipo de fibra
Telescópio Transmissor	100 mm	75,4 cm ²	223 mm	< 0,1 mrad	0,28 mrad (58")	Monomodo
Telescópio Receptor	35 mm	9,6 cm ²	48,7 mm	–	1,3 mrad (4'24")	Multimodo

3.2.3 CONVERSORES DE MÍDIA

Os conversores de mídia utilizados são do modelo GE-CVRSC.S50, que segue o padrão IEEE 802.3z, também conhecido por Gigabit Ethernet. Cada conversor possui uma interface elétrica (padrão 1000Base-T), a qual foi ligada a um computador, e uma interface óptica (padrão 1000Base-X), que foi ligada ao enlace óptico.

A porta óptica de saída, denominada Tx na FIG. 3.27, é fisicamente representada por um conector para fibra monomodo. A porta de entrada, Rx, possui um colimador integrado, de modo que pode receber sinais tanto de fibras monomodo quanto multimodo acopladas à sua entrada eficientemente.

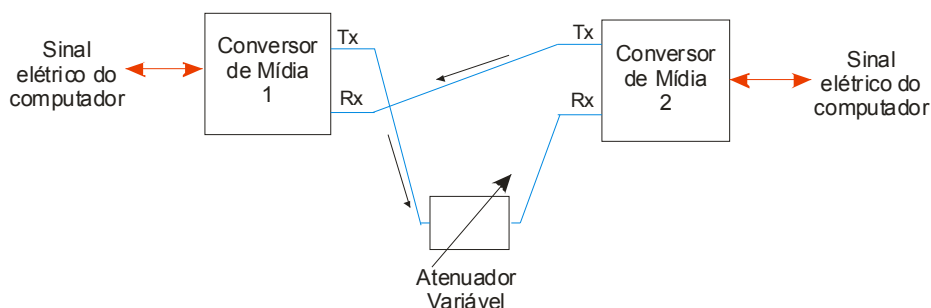


FIG. 3.27 Esquema utilizado para teste dos conversores de mídia

A taxa nominal de transmissão de dados desses conversores de mídia é de 1 Gb/s. Contudo, para a obtenção da taxa efetivamente transmitida pelos conversores de mídia, foi realizada a ligação direta, com fibras ópticas entre os conversores de mídia (ligação *back to back*), conforme mostrado na FIG. 3.27. Foi gerado tráfego a partir dos computadores com uso do programa iperf (IPERF, 2008) à taxa de 1 Gb/s e medida a taxa de transmissão efetiva.

Com o atenuador variável em 0 dB, foi obtida a taxa de transmissão de 47,1 Mb/s e taxa de perda de pacotes de 0,2%.

O valor obtido para a taxa de transmissão foi muito inferior ao nominal do padrão, 1 Gb/s. Isso é devido aos intervalos de silêncio obrigatório entre dois quadros Ethernet consecutivos, impostos pelo próprio padrão e, principalmente, devido às limitações de velocidade impostas pelos computadores (limitações geradas pelo hardware, sistema operacional e placa de rede) utilizados nos testes.

Taxas de transmissão maiores poderiam ser obtidas com o uso de um par de *switchs* ou roteadores Gigabit Ethernet, conectados a cada conversor de mídia e ligados a vários computadores simultaneamente. Nesta configuração, o tráfego deveria ser gerado em diversos computadores simultaneamente, o que eliminaria a limitação imposta por eles, de modo que a taxa de transmissão total seria mais próxima da nominal.

Os valores medidos, tanto para a taxa de transmissão quanto para a taxa de perda de pacotes, foram os tomados como referência nos testes realizados com o enlace FSO. As taxas de transmissão e de perda de pacotes foram medidas em laboratório, usando a montagem da na FIG. 3.27, para diversos valores de atenuação do atenuador variável, obtendo-se os resultados mostrados nas FIG. 3.28 e FIG. 3.29.

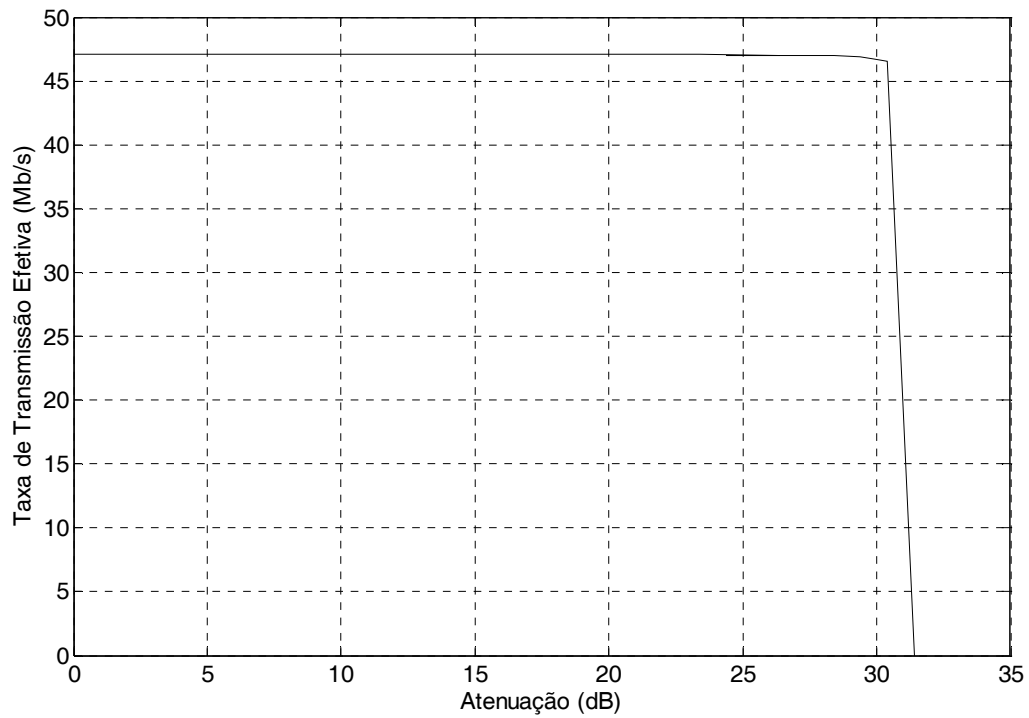


FIG. 3.28 Taxa de transmissão efetiva para a transmissão do conversor de mídia nº. 1 para o de nº. 2 em função da atenuação

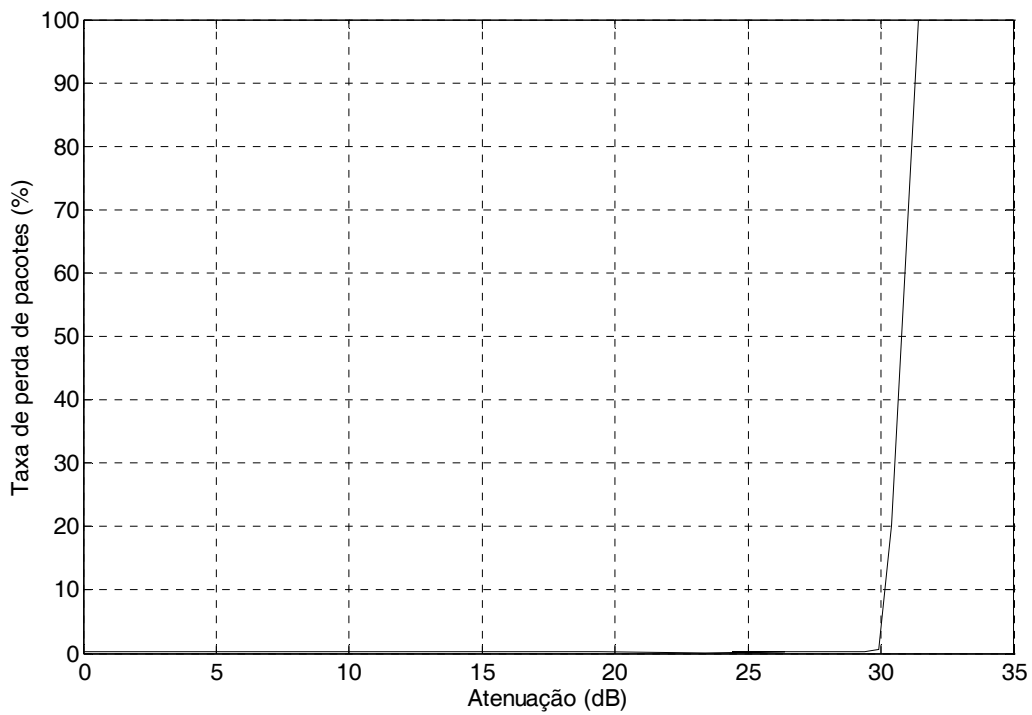


FIG. 3.29 Taxa de perda de pacotes para a transmissão do conversor de mídia nº. 1 para o de nº. 2 em função da atenuação

Verifica-se que os conversores de mídia operam em uma faixa bastante larga de atenuação de percurso. Não há variação na taxa de transmissão efetiva até o valor de 30,5 dB de atenuação. A partir desta atenuação, o enlace se torna indisponível.

A taxa de perda de pacotes se mantém por volta de 0,2% até 30 dB de atenuação. A partir deste valor a PER aumenta abruptamente, chegando a 100% para a atenuação de 30,5 dB.

Além da caracterização dos conversores de mídia no nível de rede, através das taxas de transmissão e de perda de pacotes, é fundamental a sua caracterização no nível físico, através da medição do sinal óptico gerado. Para tal, foi utilizada a montagem exibida na FIG. 3.30.

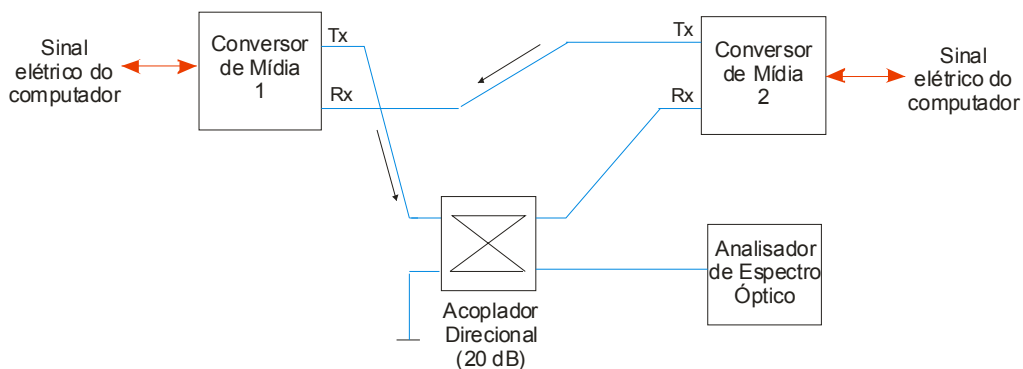


FIG. 3.30 Montagem experimental para a medição do sinal óptico de saída do conversor de mídia

Uma vez que os conversores exigem conexão duplex para a sua operação, foi necessário o uso do acoplador direcional nesta montagem. Todos os valores de potência medidos no analisador de espectro óptico, apresentados neste trabalho, já se encontram corrigidos em relação ao fator de acoplamento do acoplador direcional, que foi medido e é de -18,8 dB.

Na FIG. 3.31, tem-se o espectro óptico de transmissão do conversor de mídia número 1.

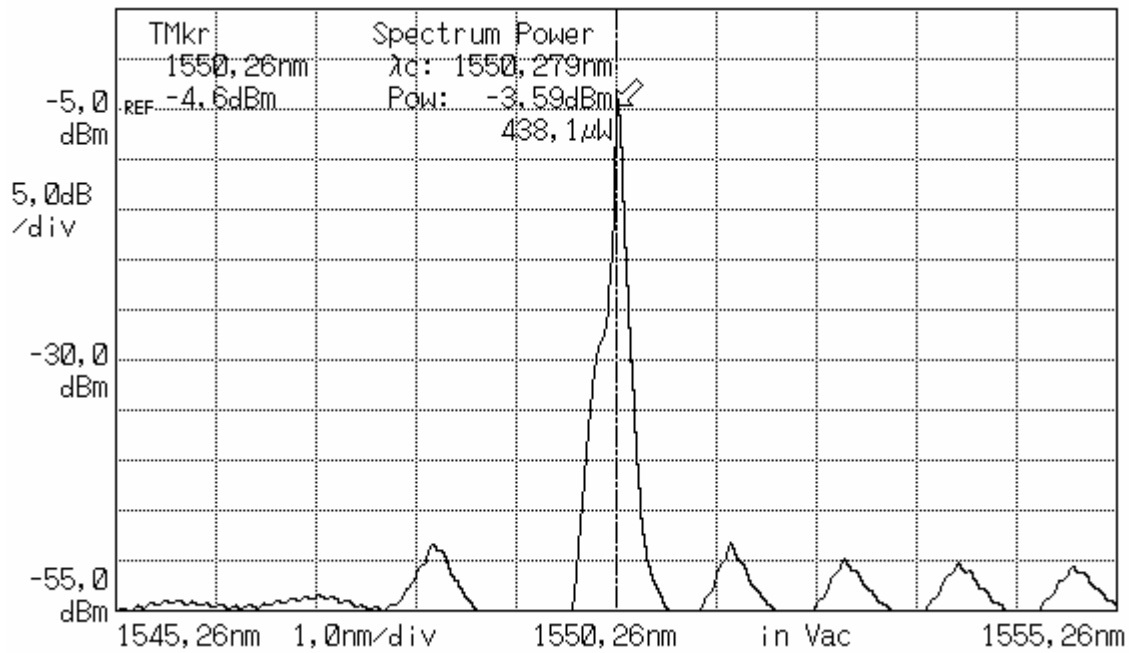


FIG. 3.31 Espectro de transmissão do conversor de mídia nº. 1

Observa-se que a luz emitida possui potência de -3,59 dBm e está centrada no comprimento de onda é de 1550,279 nm. A largura de linha é de 0,15 nm.

Considerando que os conversores de mídia operam até com uma atenuação de percurso de 30 dB no sentido do conversor nº. 1 para o nº. 2, deduz-se que a sensibilidade do receptor do conversor de mídia nº. 2 é de:

$$P_{Rx\min}(dBm) = P_{Tx1}(dBm) - At(dB) = -3,59 \text{ dBm} - 30 \text{ dB} = -33,6 \text{ dBm}.$$

Os mesmos testes descritos acima, para a medição das taxas de transmissão e de perda de pacotes e do espectro de transmissão também foram realizados para a transmissão do conversor de mídia nº. 2 para o nº. 1, sendo os resultados para a taxa de transmissão efetiva e a taxa de perda de pacotes exibidos nas FIG. 3.32 e FIG. 3.33, respectivamente.

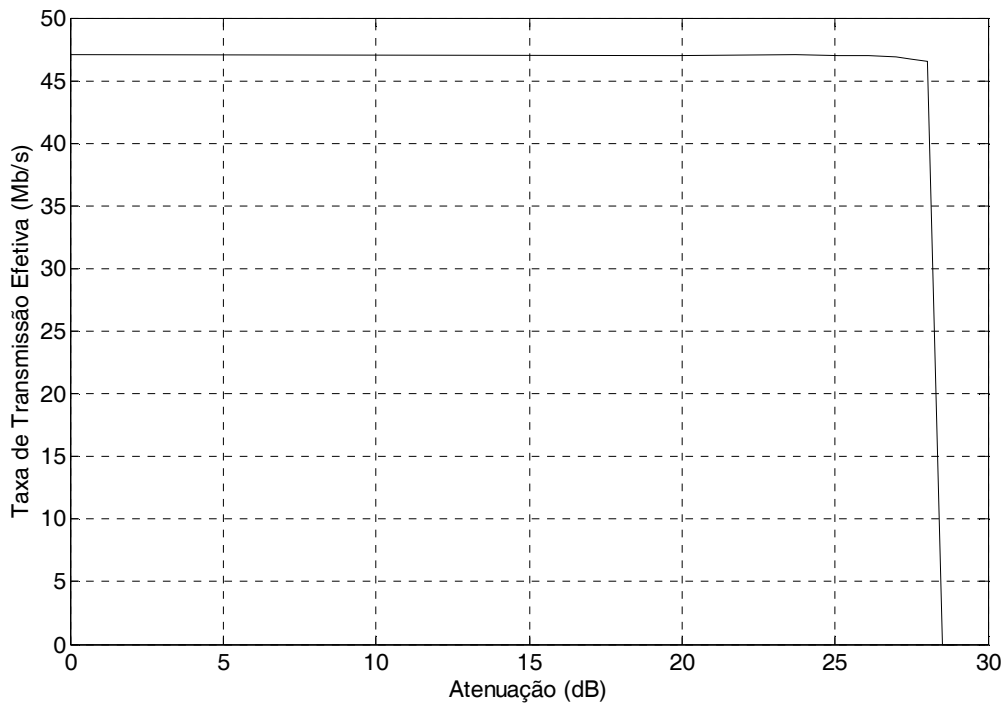


FIG. 3.32 Taxa de transmissão efetiva para a transmissão do conversor de mídia nº. 2 para o de nº. 1 em função da atenuação

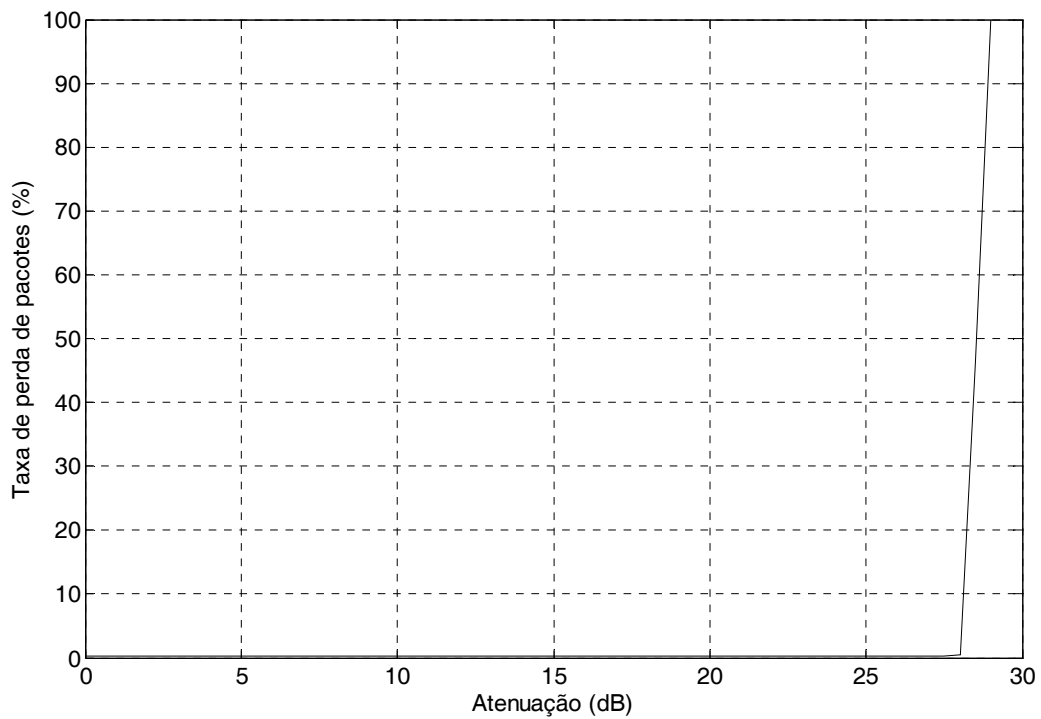


FIG. 3.33 Taxa de perda de pacotes para a transmissão do conversor de mídia nº. 2 para o de nº. 1 em função da atenuação

Observa-se que os resultados obtidos para a transmissão do conversor de mídia nº. 2 para o nº. 1 são semelhantes aos obtidos para a transmissão no sentido oposto, apenas com uma alteração no valor da atenuação limite para a operação, que agora é de 28 dB.

Na FIG. 3.34, mostra-se o espectro emitido pelo conversor de mídia nº. 2.

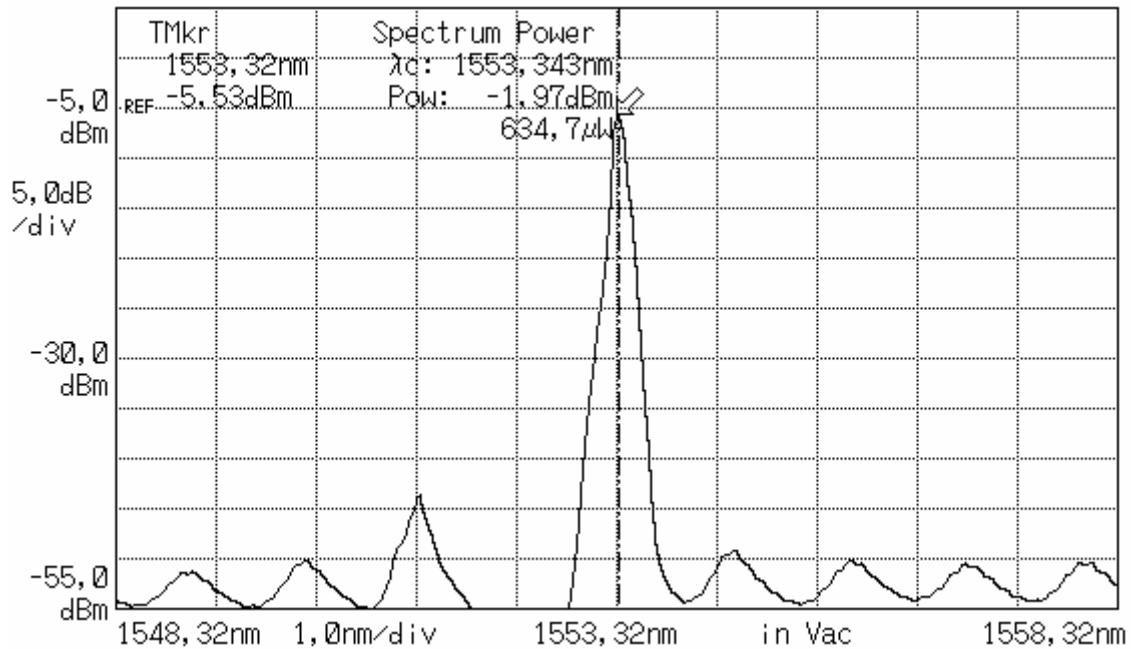


FIG. 3.34 Espectro de transmissão do conversor de mídia 2

O comprimento de onda central da luz emitida pelo conversor de mídia nº. 2 é 1553,343 nm e a sua potência é de -1,97 dBm, ou seja, 1,6 dB superior a transmitida pelo conversor de mídia nº. 1. Contudo, apesar da maior potência transmitida, o desempenho observado para a transmissão no sentido do conversor de mídia nº. 2 para o nº. 1 foi inferior ao observado na transmissão do conversor nº. 1 para o nº. 2.

Deve-se destacar que a transmissão no padrão IEEE 802.3z é *half-duplex*, de modo que os conversores de mídia podem utilizar comprimentos de onda próximos, ou mesmo iguais, sem influência no desempenho do sistema.

Desta forma, nas montagens seguintes, o enlace FSO sempre será montado usando o conversor de mídia nº. 1 no lado do transmissor e o conversor nº. 2 no lado do receptor. No sentido oposto, usar-se-á uma fibra óptica.

3.2.4 ALINHAMENTO DO ENLACE FSO

O processo de alinhamento consiste em colocar as lunetas transmissora e receptora em um mesmo eixo, uma de frente para a outra e à distância desejada, de modo a maximizar a potência detectada pelo receptor. Este processo pode ser dividido em duas etapas distintas: apontamento do feixe e alinhamento do receptor.

3.2.4.1 APONTAMENTO DO FEIXE

Nesta etapa a luneta transmissora é ajustada de modo que o feixe emitido incida no receptor. Esta etapa deve ser realizada após a colimação do transmissor.

Para o apontamento do feixe, foi colocado, na posição do receptor, um anteparo e uma câmera apontada para este. Ao transmissor foi acoplado um laser de comprimento de onda de 980 nm. Os ajustes de azimute e elevação do transmissor foram realizados até que o feixe, visto através da câmera, estivesse iluminando a posição desejada.

Na FIG. 3.35, mostra-se a imagem do feixe projetado sobre o anteparo posicionado a 3,86 m do transmissor. Neste o anel mais claro é a região iluminada pelo feixe e o círculo escuro representa a obstrução no centro do feixe causado pelo alimentador.



FIG. 3.35 Imagem do feixe na posição do receptor, obtida por uma câmera de vídeo.

O anteparo é removido e o receptor é colocado em sua posição para o prosseguimento do alinhamento.

3.2.4.2 ALINHAMENTO DO RECEPTOR

Nesta etapa são realizados os ajustes de elevação e azimute do receptor para que o máximo de potência seja detectada. Além disso, é ajustado o foco do receptor.

O receptor foi ligado, através de uma fibra multimodo com núcleo de 62,5 μm de diâmetro, a um medidor de potência óptica.

Os ângulos azimutal e de elevação do receptor são ajustados através de parafusos localizados em seu suporte, mostrados na FIG. 3.36, até que se obtenha a máxima potência possível.

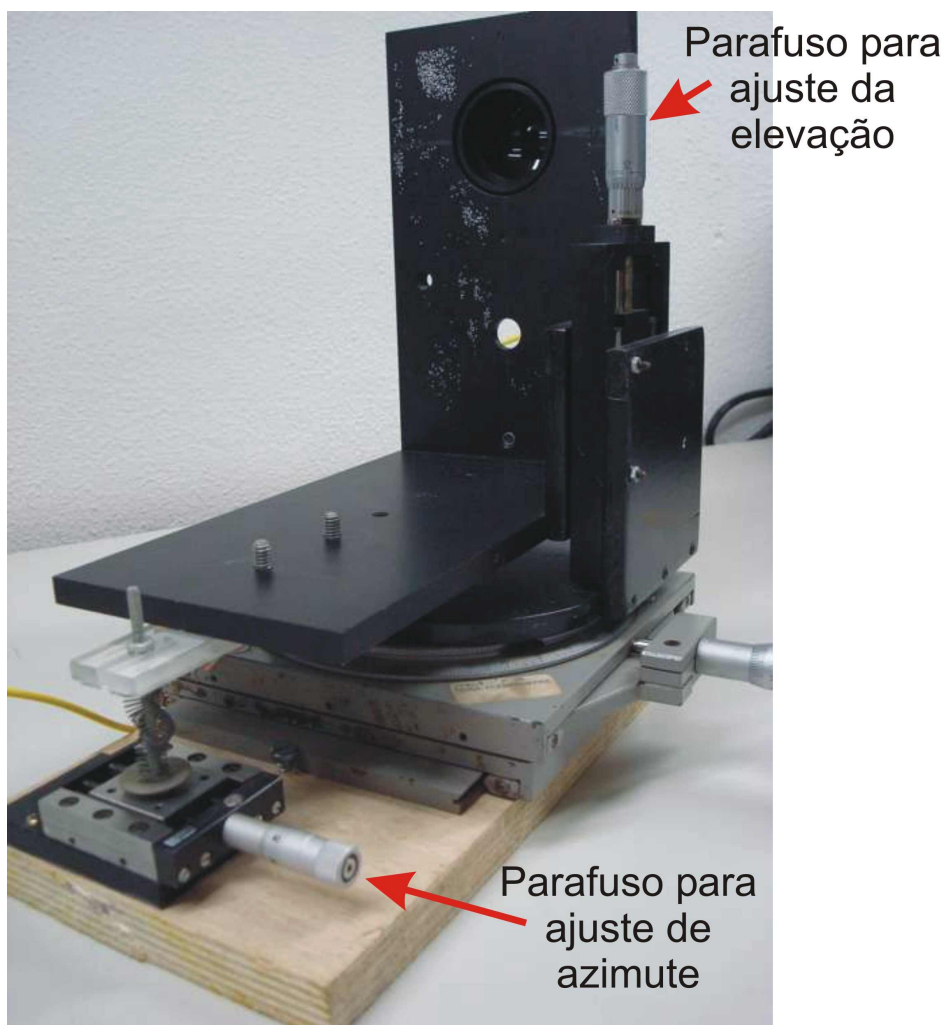


FIG. 3.36 Foto do telescópio receptor em sua base de ajuste

Na seqüência, são feitos deslocamentos transversais do receptor, que inicialmente estava no mesmo eixo do transmissor. Novamente o objetivo é receber o máximo de potência possível. Este ajuste transversal é necessário devido à obstrução no centro do

feixe transmitido, o que faz com que o máximo seja obtido quando o eixo central do receptor está posicionado aproximadamente no meio do anel iluminado, visto na FIG. 3.35. Até este momento foi usado o laser de 980 nm, ligado ao transmissor, devido à possibilidade de se observar a posição do feixe para o ajuste da posição transversal do receptor.

Para realização da focalização, e conclusão do alinhamento, o laser ligado ao transmissor é substituído por um de 1550 nm. Isso é necessário devido às diferenças de focalização apresentadas pela luneta receptora com o comprimento de onda. O ajuste de foco é realizado através da movimentação axial do conjunto formado pela lente 2 e fibra óptica, ver FIG. 3.25. Novamente o objetivo é maximizar a potência recebida. A sensibilidade deste ajuste é muito elevada, sendo observadas variações superiores a 10 dB para deslocamentos da ordem de 0,1 mm.

Depois da focalização, deve-se repetir o ajuste dos ângulos azimutal e de elevação, devido a pequenas alterações causadas pelo deslocamento do conjunto lente/fibra durante a focalização.

Na FIG. 3.37, apresenta-se a importância do ajuste do ângulo azimutal do receptor para a potência recebida. A linha descontínua representa o valor de $1/e^2$ do valor de pico da potência recebida.

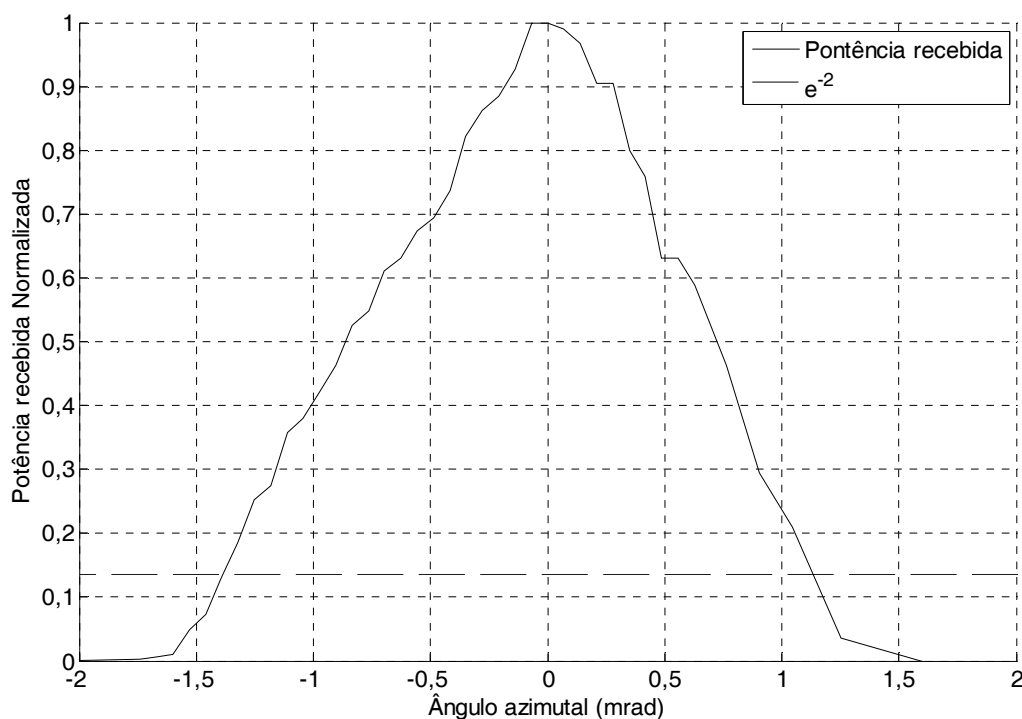


FIG. 3.37 Influência do ângulo azimutal do receptor na potência recebida para um enlace de 3,86 m de comprimento

Verifica-se que a potência recebida cai à metade para variações angulares inferiores a 1 mrad (3'). Devido à simetria, efeito semelhante é obtido para o ângulo de elevação. Este resultado deixa bem claro o quanto é crítico o alinhamento entre o transmissor e o receptor em um enlace FSO.

O efeito da focalização do receptor é aumentar ou diminuir o diâmetro do feixe projetado sobre a fibra. O ideal seria que o diâmetro do feixe projetado fosse inferior ao diâmetro do núcleo da fibra, para a máxima recepção. Contudo esta condição é muito difícil de ser obtida devido à imprecisão do ajuste disponível e às imperfeições das lentes (MELLES GRIOT, 2008). Além disso, deve-se ressaltar que a precisão do alinhamento seria ainda mais crítica, visto que neste caso o feixe extremamente pequeno teria de ser focalizado exatamente no centro da fibra.

3.2.5 ENLACE FSO EM BANCADA

A primeira montagem do enlace FSO foi feita em bancada, no interior do laboratório de Fotônica do IME. A distância entre o transmissor e o receptor óptico era de 2,8 m. O alinhamento do enlace foi feito conforme descrito na seção anterior.

Com o enlace alinhado foram realizadas as medições, as quais podem ser divididas em três etapas distintas: transmissão sem modulação em 980 nm, transmissão sem modulação em 1552 nm e transmissão com modulação usando os conversores de mídia GE-CVRSC.S50, vistos anteriormente.

3.2.5.1 TRANSMISSÃO SEM MODULAÇÃO EM 980 nm

Este teste foi realizado como parte do processo de alinhamento. Contudo, fornece informações a respeito do comportamento das lunetas transmissora e receptora ao ser modificado o comprimento de onda de operação. A montagem utilizada para as medidas sem modulação está representada na FIG. 3.38.

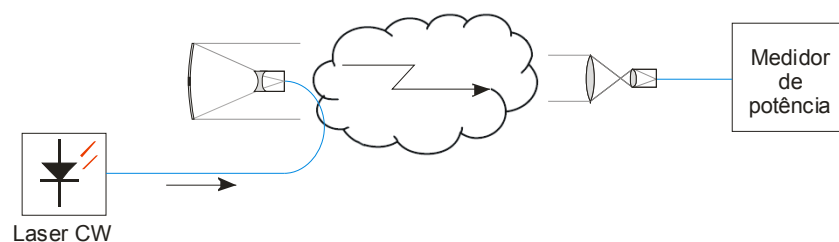


FIG. 3.38 Montagem para alinhamento e teste com transmissão sem modulação

O laser foi ajustado para emitir luz com potência, P_{Tx} , de 2,62 dBm. O espectro de emissão do laser pode ser visto na FIG. 3.39, onde também se observa que o comprimento de onda central deste laser é de 979,7 nm.

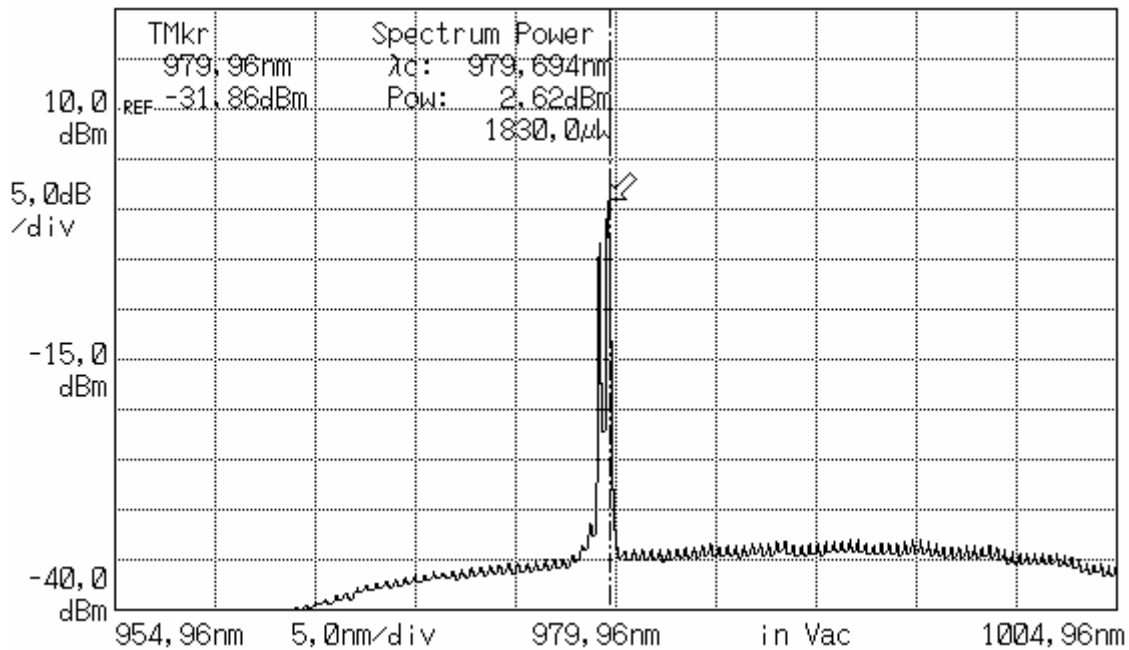


FIG. 3.39 Espectro de emissão do laser de 980 nm usado no alinhamento e no teste de transmissão sem modulação do enlace FSO

Na melhor condição de alinhamento conseguido, foi medida a potência recebida, P_{Rx} , de -15,39 dBm. Desta maneira, a perda de percurso medida neste enlace FSO foi de:

$$At(dB) = P_{Tx} - P_{Rx} = 2,62 \text{ dBm} - (-15,39 \text{ dBm}) \cong 18,0 \text{ dB} .$$

3.2.5.2 TRANSMISSÃO SEM MODULAÇÃO EM 1552 nm

Esta medição visa observar o comportamento das lunetas do enlace FSO no mesmo comprimento de onda que seria usado na transmissão de dados. Por se tratar do mesmo teste analisado na seção anterior, apenas com alteração do comprimento de onda, o esquema de montagem mantém-se semelhante ao observado na FIG. 3.38, havendo apenas a inclusão de um atenuador após o laser, como ilustrado na FIG. 3.40.

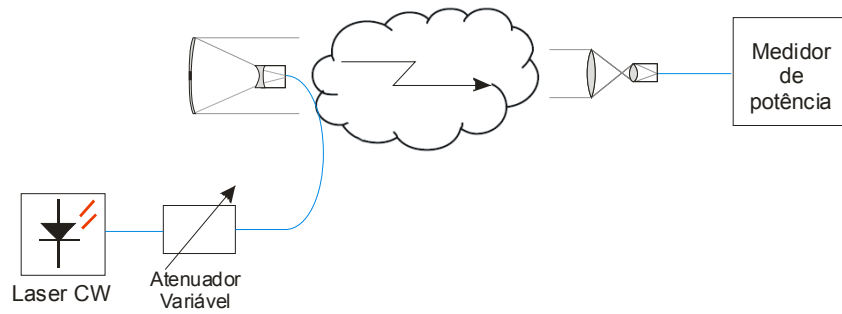


FIG. 3.40 Transmissão de luz sem modulação pelo enlace FSO

O laser utilizado possui uma grande variação no comprimento de onda em função da corrente de alimentação. Como se pretendia realizar testes com este mesmo laser mas diferentes potências de saída, optou-se por utilizar sempre uma mesma corrente de alimentação, o que garante um mesmo comprimento de onda, e alterar a potência de saída através de um atenuador variável.

Desta forma, em todas as medidas sem modulação em 1550 nm deste trabalho será usado o laser cujo espectro é exibido na FIG. 3.41, obtido com alimentação de 132,0 mA.

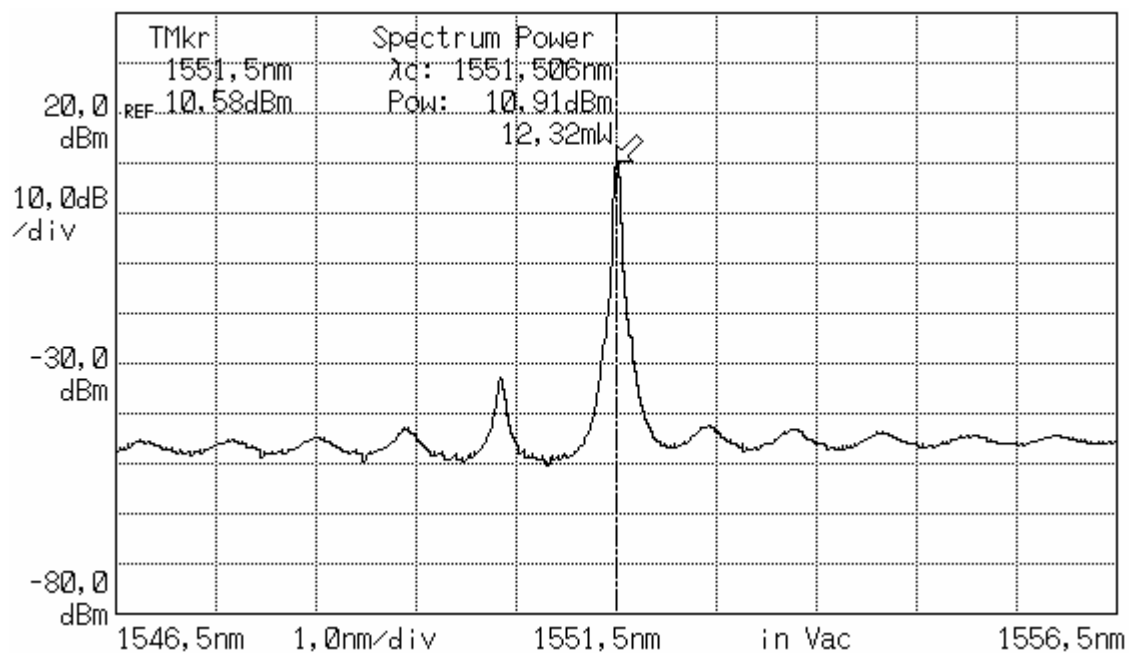


FIG. 3.41 Espectro de emissão do laser de 1552 nm usado nos teste de transmissão sem modulação do enlace FSO

Como se percebe, nesta condição de alimentação, o laser possui comprimento de onda de 1551,5 nm e potência, P_{Tx} , de 10,91 dBm. A variação da potência transmitida nos testes foi feita com o atenuador variável.

Após o alinhamento do enlace FSO e focalização do feixe no receptor com este comprimento de onda, foi medida a potência, P_{Rx} , de -15,82 dBm. Desta maneira, a perda no enlace FSO foi de:

$$At(dB) = P_{Tx} - P_{Rx} = 10,91 \text{ dBm} - (-15,82 \text{ dBm}) \cong 26,7 \text{ dB}.$$

Este resultado mostra que há uma diferença bastante significativa de desempenho dos dispositivos ópticos empregados entre os comprimentos de onda de 980 nm e 1551 nm. Esta diferença de 8,7 dB pode ser creditada ao filtro e às lentes do receptor e à lente do transmissor, visto que para este enlace de comprimento extremamente curto, as diferenças de resposta do canal FSO com o comprimento de onda podem ser desprezadas.

Para este enlace curto, a atenuação de percurso deve-se unicamente à atenuação geométrica e às perdas ópticas do transmissor e receptor, além da perda por desalinhamento. A atenuação geométrica pode ser aproximada apenas pela razão entre as áreas do receptor e transmissor.

Considerando os diâmetros e atenuações do transmissor e receptor mostrados na TAB. 3.2, tem-se:

$$At \approx 20 \log_{10} \left(\frac{d_{Tx}}{d_{Rx}} \right) + At_{Tx} + At_{Rx} + At_{desalin} = 22,1 \text{ dB}.$$

Desta forma, verifica-se que o valor medido é superior a perda teórica. Esta diferença deve-se à imprecisão da focalização do feixe no receptor e no alinhamento entre o transmissor e receptor, além das perdas ópticas nas lunetas.

Melhorando-se a mecânica de focalização do receptor, estima-se que o valor de 22,1 dB pode ser alcançado na prática. Por isso, os valores de perdas fixas dados na TAB. 3.2, continuarão a ser usados nas simulações apresentadas no Capítulo 4 desta dissertação.

3.2.5.3 TRANSMISSÃO COM MODULAÇÃO

Conforme medido no teste sem modulação, a perda no enlace FSO para esta distância é de 26,7 dB, que é inferior ao limite máximo de atenuação suportado pelos conversores de mídia usados, que é de 30 dB, como medido na Seção 3.2.3.

A taxa de transmissão de dados medida, utilizando o iperf (IPERF, 2008), foi de 46,7 Mb/s, com variações desprezíveis. Este resultado era esperado, visto que a atenuação de

percurso no enlace FSO encontra-se abaixo do necessário para a operação eficiente dos conversores de mídia. Este valor está bastante próximo ao exibido na FIG. 3.28 para a atenuação de 26,7 dB.

A taxa de perda de pacotes observada foi de 0,2%, que também encontra-se de acordo com o esperado para a transmissão do conversor de mídia nº. 1 para o nº. 2 com atenuação de 26,7 dB, como podemos observar na FIG. 3.29.

Neste teste não foram feitas medidas repetitivas, visto que não são esperadas variações no tempo em um enlace extremamente curto e em condições ambientais estáveis (enlace *indoor*). A variação ao longo do dia será analisada nas medidas realizadas na seqüência.

3.2.6 ENLACE FSO COM 39 m DE COMPRIMENTO

Nesta seção será descrito o teste realizado com o enlace FSO montado entre dois prédios do IME, conforme mostrado na FIG. 3.42. O comprimento total do enlace é de 39 m.



FIG. 3.42 Posições do transmissor e do receptor FSO no enlace de 39 m montado no IME

O transmissor foi colocado no laboratório de Técnicas Digitais do IME, que se localiza no segundo andar. O receptor foi colocado em uma sala de aula que se localiza no prédio em frente ao laboratório. O comprimento total de 39 m pode ser dividido em:

- Um trecho de 2,5 m cruzando um corredor em frente ao transmissor;
- 33 m cruzando o jardim entre os prédios. Parte deste trecho recebe a luz do sol apenas durante um período do dia devido às sobras dos prédios e de uma árvore;
- 2,5 m cruzando o corredor diante do receptor;
- 1 m no interior da sala onde foi colocado o receptor.

Estas características do enlace podem ser observadas na foto da FIG. 3.43, tirada a partir do receptor.



FIG. 3.43 Foto do enlace tirada a partir da posição do receptor

Tanto o transmissor quanto o receptor foram colocados a 2,7 m, aproximadamente, do piso do segundo andar. Seus posicionamentos podem ser visualizados com maiores detalhes na FIG. 3.44.



(a)



(b)

FIG. 3.44 (a) Posição do transmissor e (b) posição do receptor no enlace com 39 m de comprimento

O alinhamento do par transmissor/receptor e a focalização do feixe no receptor do enlace foram realizados de acordo com os procedimentos descrito na Seção 3.2.4.

3.2.6.1 TESTES E RESULTADOS

Foram realizados dois testes, um com transmissão com laser em 1551,5 nm sem modulação e outro com transmissão de dados utilizando os conversores de mídia analisados na Seção 3.2.3. Ambos os testes tiveram duração de 24 h consecutivas.

O teste sem modulação teve como principal objetivo a análise das variações da potência recebida ao longo de um dia. Foi utilizada a montagem exibida na FIG. 3.40. Foi usado o laser com espectro mostrado na FIG. 3.41 e o atenuador variável foi ajustado para que a potência de saída fosse de 4 mW (6 dBm). Os valores da potência recebida medidos ao longo do tempo estão exibidos na FIG. 3.45.

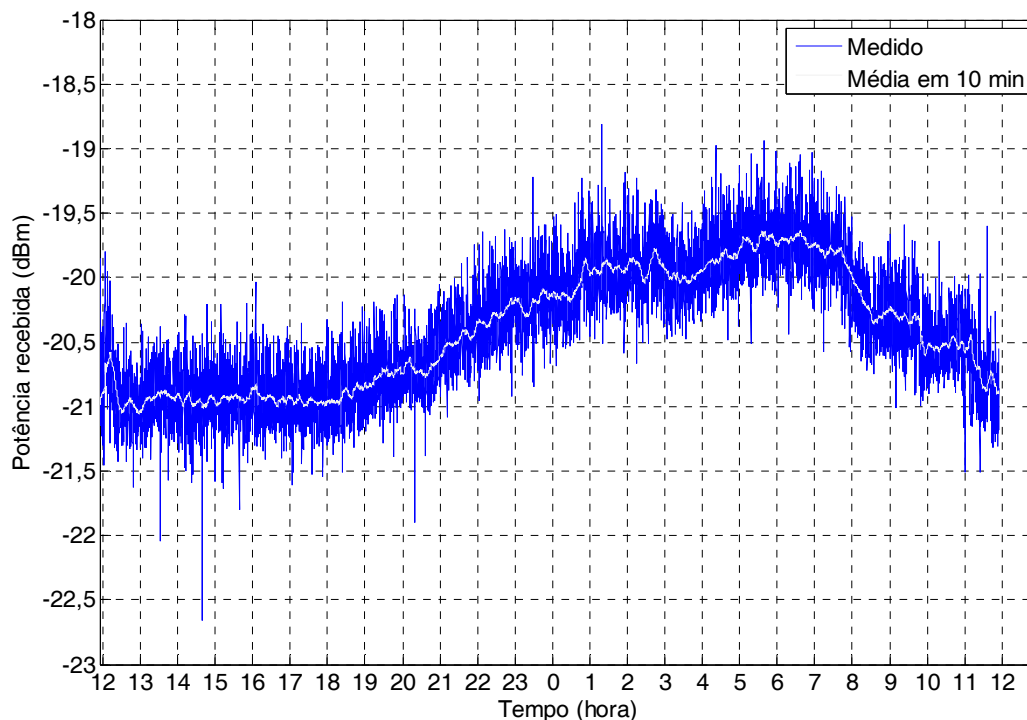


FIG. 3.45 Potência recebida para o enlace FSO com 39 m de comprimento montado no IME. Transmissão com laser CW em 1551,5 nm. Teste iniciado no dia 10/7/2008.

O traço em azul representa os valores instantâneos de potência medidos a intervalos de 10 s. O traço branco é a média corrida dos valores medidos em 10 minutos.

Percebe-se uma variação da potência instantânea em uma faixa de aproximadamente 1,2 dB no entorno da média corrida. Esta variação pode ser creditada aos ruídos inseridos durante a propagação do feixe na atmosfera e no receptor.

Das 12 h às 19 h, a potência média recebida ficou aproximadamente constante em -21 dBm. Isso indica que o canal não sofreu grandes variações neste período de tempo. A atenuação no enlace FSO foi de 27 dB, que corresponde ao valor máximo observado durante o teste.

Das 19 h até 1 h, observou-se um crescimento contínuo do valor médio da potência recebida. De 1 h as 8 h, verificou-se a ocorrência de um novo patamar para o valor médio da potência recebida, agora de aproximadamente -20 dBm, que corresponde a uma atenuação de 26 dB no enlace FSO.

A partir das 8 h, o valor médio da potência recebida começou a cair. Ao final do teste são observados valores de potência média recebida próximos aos vistos no início.

Dessa forma, a variação máxima da média corrida da potência recebida ao longo de um dia é de 1,3 dB. Valores maiores de potência são observados à noite, indicando que as condições gerais do canal FSO são melhores neste período. Esta variação pode ser creditada principalmente à cintilação, visto que o transmissor e o receptor foram posicionados próximos às paredes e ao teto, e que durante o dia é muito mais intensa que à noite, além de possíveis variações de visibilidade.

No teste com modulação foi utilizada a montagem exibida na FIG. 3.21. Uma vez que a atenuação medida no enlace FSO é inferior à máxima atenuação suportada pelos conversores de mídia, novamente não foi usado o EDFA.

O tráfego de bits no enlace foi gerado com uso do iperf e as estatísticas da taxa de transmissão e PER foram obtidas a intervalos de 10 s. Na FIG. 3.46, apresentam-se os resultados obtidos para a média corrida em 1 minuto da PER ao longo do teste.

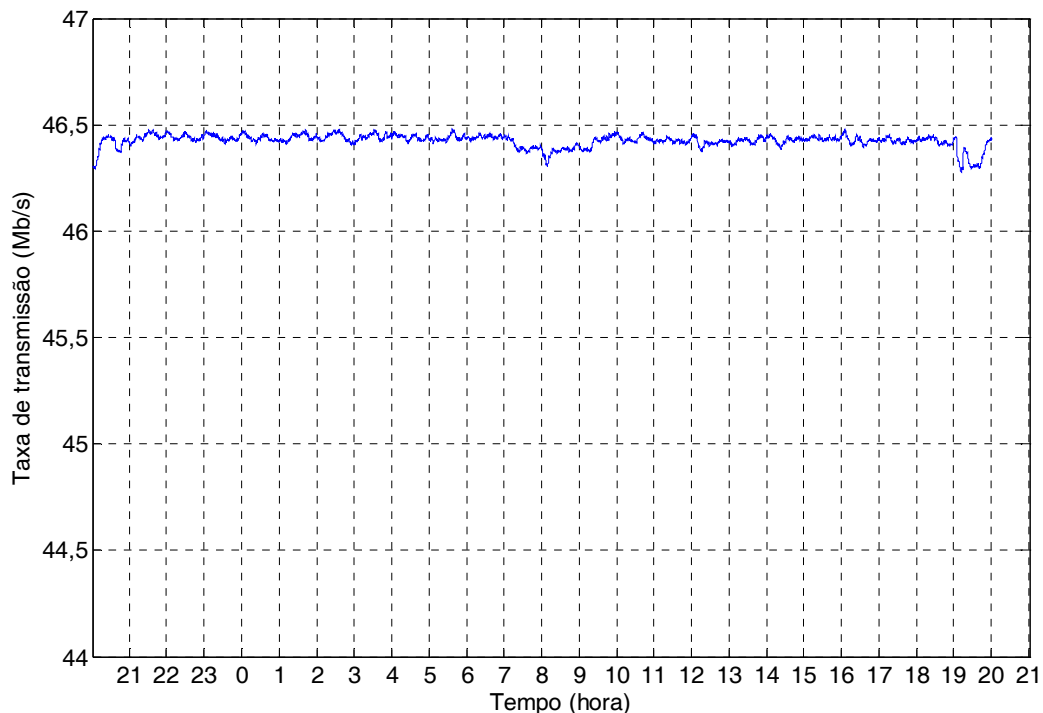


FIG. 3.46 Taxa de transmissão efetiva medida no enlace FSO com comprimento de 39 m em teste iniciado no dia 8/7/2008

A variação da taxa de transmissão média foi muito pequena, de apenas 0,2 Mb/s. Esse resultado era esperado, uma vez que a variação da perda no enlace FSO é muito pequena, conforme visto no teste sem modulação.

Como os conversores de mídia operam com atenuação de até 30,4 dB e o valor máximo da atenuação média medido no teste sem modulação foi de 27 dB, o enlace utilizando os conversores de mídia operou com uma margem de 3,4 dB.

Assim, a variação da atenuação esteve durante todo o tempo do teste dentro da margem de operação do enlace. De modo que o enlace manteve-se operacional durante todo o teste.

Na FIG. 3.47, são exibidos os resultados obtidos, a partir do iperf, para a taxa de perda de pacotes durante o teste com modulação.

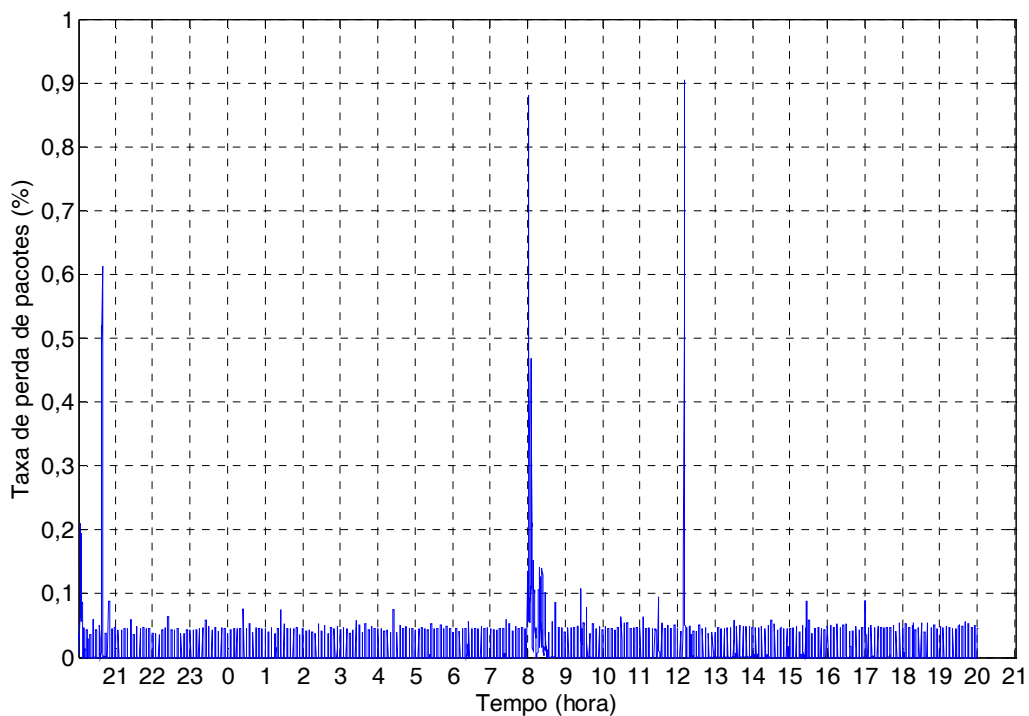


FIG. 3.47 Taxa de perda de pacotes medida no enlace FSO com comprimento de 38 m no teste iniciado no dia 8/7/2008

Observa-se que a taxa de perda de pacotes manteve-se baixa, estando na maior parte do tempo em valores inferiores a 0,06%. Houve apenas a ocorrência de algumas rajadas de erros pontuais, com duração da ordem de 1 minuto, às 20h40, às 8h e às 12h10. Nestas rajadas a PER é superior a 10 vezes a média, alcançando valores de até 0,9%.

Contudo mesmo durante estas rajadas o desempenho do enlace pode ser considerado satisfatório, visto que taxas de perda de pacotes da ordem de 10% são consideradas aceitáveis em redes IP (TANENBAUM, 2003).

3.2.7 ENLACE FSO COM 93 m DE COMPRIMENTO

Este enlace foi montado sobre o telhado de um dos prédios do IME. As posições do transmissor e do receptor podem ser observadas na FIG. 3.48.



FIG. 3.48 Posições do transmissor e do receptor FSO no enlace de 93 m montado no telhado do IME

Neste enlace, diferentemente do ocorrido no enlace descrito na Seção 3.2.6, o caminho percorrido pelo feixe óptico está o tempo todo exposto ao sol e vento. O objetivo desta montagem foi analisar o desempenho de um enlace FSO sujeito às intempéries, mais próximo das condições a que são submetidos os enlaces FSO comerciais.

Ambas as lunetas foram posicionadas sobre no terraço do prédio, a 1,15 m de altura. Novamente foi adotado o procedimento descrito na Seção 3.2.4 para o alinhamento do par transmissor/receptor e a focalização do feixe no receptor do enlace. Contudo, o apontamento do feixe na direção do receptor e o alinhamento do enlace só puderam ser realizados à noite, visto que a luz do sol ofuscava a imagem da câmera, impedindo a visualização do feixe durante o dia.

3.2.7.1 TESTE E RESULTADOS

Foi realizado teste de transmissão com o laser operando com o comprimento de onda de 1551,5 nm sem modulação. A duração do teste foi de 4 dias e 3 horas.

Foi utilizada a montagem exibida na FIG. 3.40, usando-se o laser com espectro mostrado na FIG. 3.41. Este laser foi ajustado para que a potência de saída fosse de 0,55 mW (-2,6 dBm). Os valores da potência recebida medidos ao longo do tempo são exibidos na FIG. 3.49. Cada gráfico na FIG. 3.49 exibe as medidas realizadas em um dia. O primeiro dia de medida, exibido no primeiro gráfico, é 2/9/2008.

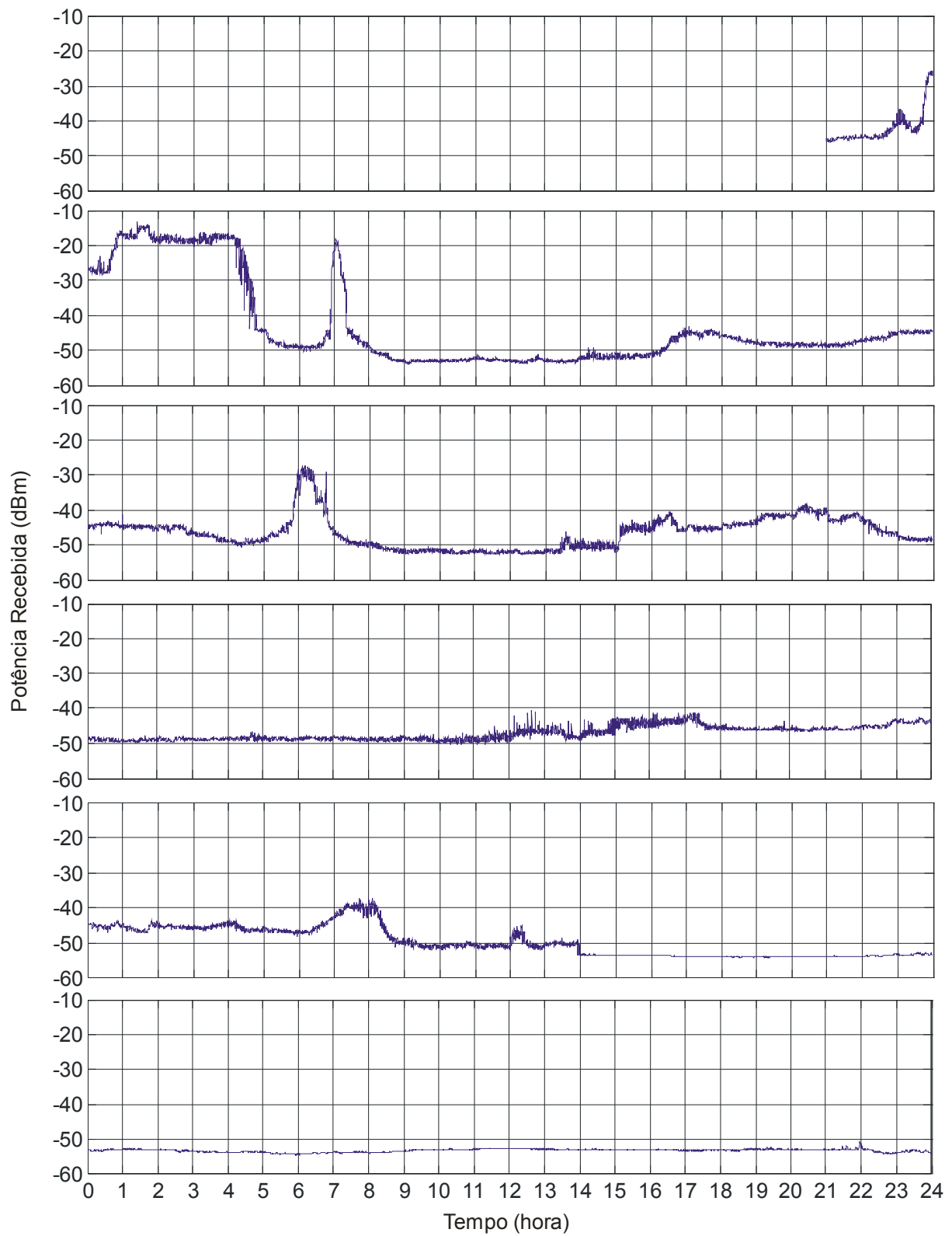


FIG. 3.49 Potência recebida para o enlace FSO com 93 m de comprimento montado no telhado do IME. Transmissão com laser CW em 1551,5 nm. Teste iniciado no dia 2/9/2008.

Pode-se observar um significativo aumento de potência às 23h30min do dia 1, seguido por outro aumento à 0h40min do 2º dia. A partir daí há uma estabilização da potência recebida em torno de -17 dBm até às 4h10min do 2º dia. A partir de então há uma queda da potência até -50 dBm. Esta queda pode ser creditada à existência de neblina, que reduz a visibilidade, à deposição de orvalho sobre as lentes do transmissor e receptor e ao desalinhamento do enlace. Até então o efeito da cintilação pode ser desprezado, visto que esta queda ocorreu antes do nascer do sol.

O pico que ocorre entre às 7h e 7h20min do 2º dia pode-se creditar à melhoria das condições atmosféricas e a uma eventual melhora do alinhamento. Durante o restante do 2º dia o nível de potência medido manteve-se abaixo de -40 dBm, indicando a piora do alinhamento do enlace. Mas, mesmo assim, observa-se que a potência recebida à noite é superior à recebida durante o dia após as 8h da manhã, possivelmente devido à redução dos efeitos da cintilação e melhora das condições de visibilidade.

Durante o 3º dia pode-se observar um pico por volta de 6h da manhã. Durante o restante deste dia, a potência recebida esteve abaixo de -40 dBm. Pequenas variações da potência recebida podem ser observadas no decorrer do 4º e 5º até às 14h, quando o enlace pode ser considerado completamente desalinhado, visto que a potência detectada estaciona entorno de -54 dBm, o qual é o nível de ruído do medidor de potência usado.

Deve-se ressaltar, contudo, que a tendência da potência ser menor durante o dia, entre às 8h e às 16h, pode ser creditada, além dos efeitos da cintilação, à piora temporária do alinhamento devido à dilatação térmica das lunetas e do sistema mecânico de alinhamento, visto que do 1º ao 5º dia de teste houve sol intenso.

O nível mínimo de potência recebida enquanto o sistema estava alinhado foi em torno de -52 dBm, obtido para a transmissão com -2,6 dBm, desta forma a atenuação do enlace foi de 49,4 dB. Apesar da atenuação elevada, o uso do sistema montado para a transmissão de dados é possível. No entanto, para tal é necessário o uso de fotodetetores APD, visto que estes possuem sensibilidade de aproximadamente -45 dBm para a BER de 10^{-12} (AGRAWAL, 2002) e de laser transmissor com potência mais elevada, de pelo menos 5 dBm. Deve-se, ainda, ressaltar que a perda pode ser bastante reduzida com o uso de uma base para as lunetas mais estável.

4 MODELAGEM E CARACTERIZAÇÃO DE ENLACES IEEE 802.11b SOBRE FSO

Nesta seção serão mostrados os resultados da modelagem da transmissão de sinais IEEE 802.11b através de enlaces FSO. O objetivo principal é a estimação das taxas de transmissão efetiva e de erro de bits em função das condições de propagação. Serão exibidos também alguns resultados práticos obtidos da caracterização de parte do sistema proposto.

Nos enlaces modelados na seqüência, o sinal elétrico é gerado por placas de rede sem-fio operando no padrão IEEE 802.11b que é utilizado para modular o feixe óptico. Ressalta-se que o conjunto laser, modulador óptico e placa de rede sem-fio juntamente o conjunto fotodetector e placa de rede sem-fio substituem os conversores de mídia, utilizados das medidas mostradas no Capítulo 3, na transmissão e recepção dos sinais ópticos.

4.1 MODELAGEM DE ENLACE IEEE 802.11B SOBRE FSO

Nesta seção será exposta a metodologia e os resultados da modelagem do sistema IEEE 802.11b sobre um enlace FSO. Na FIG. 4.1, é mostrado o diagrama em blocos do sistema simulado.

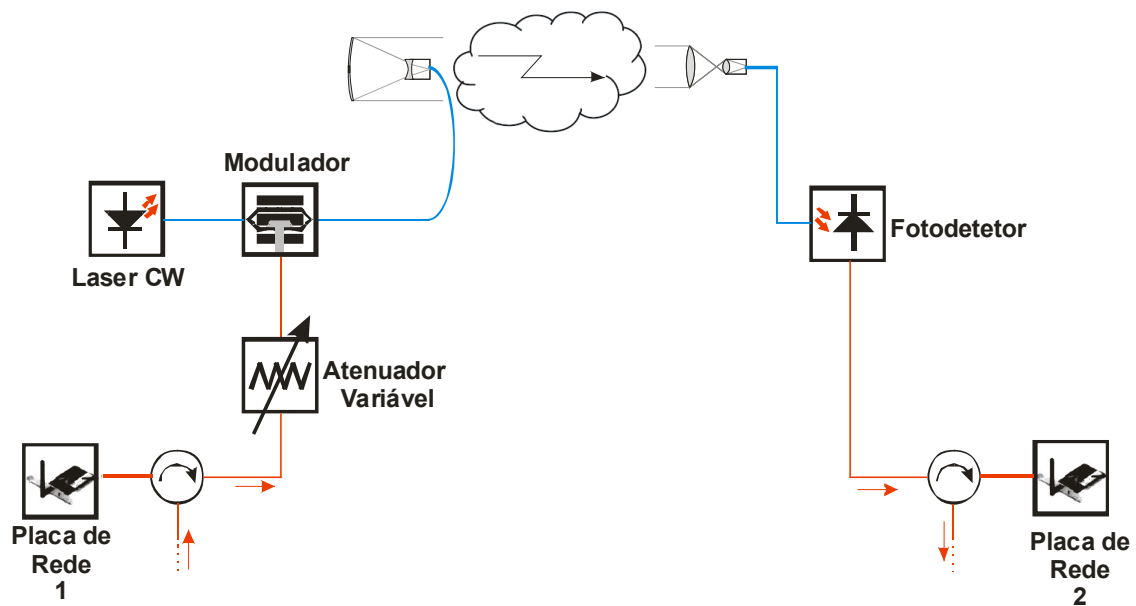


FIG. 4.1 Enlace usando modulação elétrica IEEE 802.11b sobre FSO. Apenas um sentido de transmissão é mostrado.

A modulação elétrica é realizada por placas de rede *wi-fi* IEEE 802.11b operando no modo *Ad-hoc*. Como nas placas de rede tanto a recepção quanto a transmissão se dão por uma única porta, são incluídos circuladores de microondas, conforme se pode ver na FIG. 4.1, para realizar a duplexação, ou seja, separação entre a transmissão e a recepção.

Para a modulação óptica é utilizado um modulador MZ ajustado para o formato ODSB-IC. A função do atenuador variável é o ajuste do nível de sinal elétrico que alimenta o modulador. Através deste ajuste, é possível regular o IMO.

Do lado da recepção, a conversão óptico-elétrica é realizada com um fotodetetor PIN.

Com a adição de mais um ou dois pares de placas de rede, operando em canais com bandas não sobrepostas obter-se-ia um sistema SCM. Na FIG. 2.14 pode-se verificar a possibilidade de operação simultânea de até três redes IEEE 802.11b não sobrepostas, cada qual constituindo um dos canais de um sistema SCM com 3 sub-portadoras.

Assim, o sistema aqui simulado constitui-se em uma das etapas da confecção de um sistema SCM utilizando modulação de microondas segundo o padrão IEEE 802.11b sobre um enlace FSO.

4.1.1 CÁLCULO DAS POTÊNCIAS ÓPTICAS TRANSMITIDA E RECEBIDA

A função de transferência do modulador MZ é dada por (TOGNERI, 2005):

$$P_o = (P_i L_a) \cdot \cos^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right), \text{EQ. 4.1}$$

onde P_i e P_o são as potências ópticas de entrada e saída do modulador, respectivamente, L_a é a perda óptica do dispositivo e $\Delta\phi$ é a diferença de fase na propagação da luz pelos braços do dispositivo, que depende da tensão aplicada aos seus eletrodos.

A EQ. 4.1 fornece a potência transmitida instantânea. O valor médio da potência é obtido considerando-se apenas a polarização. Para a obtenção de um sinal ODSB-IC a defasagem de polarização deve ser $\Delta\phi = \pm\pi/2$ rad.

Assim, o valor médio da potência óptica transmitida será obtido fazendo-se $\Delta\phi = \pm\pi/2$ rad (TOGNERI, 2005), ou seja:

$$P_{Tx} = (P_{laser} L_a) \cdot \cos^2\left(\frac{\pm\pi/2}{2}\right) = \frac{P_{laser} L_a}{2},$$

onde P_{laser} é a potência óptica emitida pelo laser CW acoplado ao modulador.

A potência óptica recebida, P_{Rx} , é obtida a partir da potência óptica transmitida pela aplicação dos modelos de atenuação do canal FSO, mais especificamente, com a aplicação das EQ. 2.15 e 2.16.

4.1.2 CÁLCULO DA POTÊNCIA ELÉTRICA DA SUB-PORTADORA NA RECEPÇÃO

A potência elétrica recebida será obtida a partir da fotocorrente gerada no fotodetector, dada por (AGRAWAL, 2002):

$$I_p = R_{FD} \cdot P_{Rx},$$

onde R_{FD} é a responsividade do fotodetector em A/W e P_{Rx} é a potência recebida em W.

Esta fotocorrente é a soma de um valor constante, correspondente à polarização do dispositivo e a corrente com o sinal. Assim, para obtenção do nível médio de potência da sub-portadora na entrada da placa de rede (demodulador elétrico) deve-se aplicar a EQ. 2.19. Assim, obtém-se:

$$\langle I_{port}^2 \rangle \geq \frac{m^2 (R_{PD} P_{Rx})^2}{2} . \text{EQ. 4.2}$$

4.1.3 SIMULAÇÃO DA CNR NA RECEPÇÃO

Para as simulações do enlace da FIG. 4.1, foi considerado o uso do laser D2525P fabricado pela Cyoptics (CYOPTICS, 2005) e o fotodetector PIN R2860E fabricado pela Encore (ENCORE, 2003). Os parâmetros destes componentes, bem como os demais parâmetros do enlace simulado encontram-se na TAB. 4.1. Para a perda por inserção do modulador, foi tomado o valor de 3,5 dB, valor típico para moduladores Mach-Zehnder (DAGLI,2006).

TAB. 4.1 Parâmetros do enlace IEEE 802.11b sobre FSO simulado

Parâmetro	Valor
Comprimento (R)	100 m
Diâmetro do Transmissor (d_{Tx})	100 mm
Diâmetro do Receptor (d_{Rx})	35 mm
Parâmetro da estrutura do índice de refração (C_n^2)	$2,89 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3} \text{ } ^\circ\text{C}^2$
Perdas ópticas no transmissor	1 dB
Perdas ópticas no receptor	9 dB
Perda por desalinhamento	3 dB
Margem do sistema	5 dB
Comprimento de onda	1552,52 nm
Potência do laser (P_{laser})	40 mW
Ruído de intensidade (RIN)	-135 dB/Hz
Perda por inserção do modulador (L_a)	3,5 dB
Responsividade do fotodetector PIN (R_{PD})	0,7 A/W
Largura de banda do sinal elétrico (B)	20 MHz
Tamanho dos pacotes IP	1500 bytes

A escolha do IMO é importante, pois influi diretamente na potência recebida da sub-portadora. Para sistemas com pequeno número de sub-portadoras, valores relativamente grandes de IMO podem ser usados sem que haja grandes degradações da CNR. Assim, como nas simulações será considerada apenas uma sub-portadora, usar-se-á IMOs de 10% e 25%.

Na FIG. 4.2, são exibidos os valores simulados para a potência do sinal recebido na entrada da placa de rede obtidos para os índices de modulação óptica anteriores e para as divergências de 0,1 mrad, 1 mrad e 2 mrad em função da visibilidade.

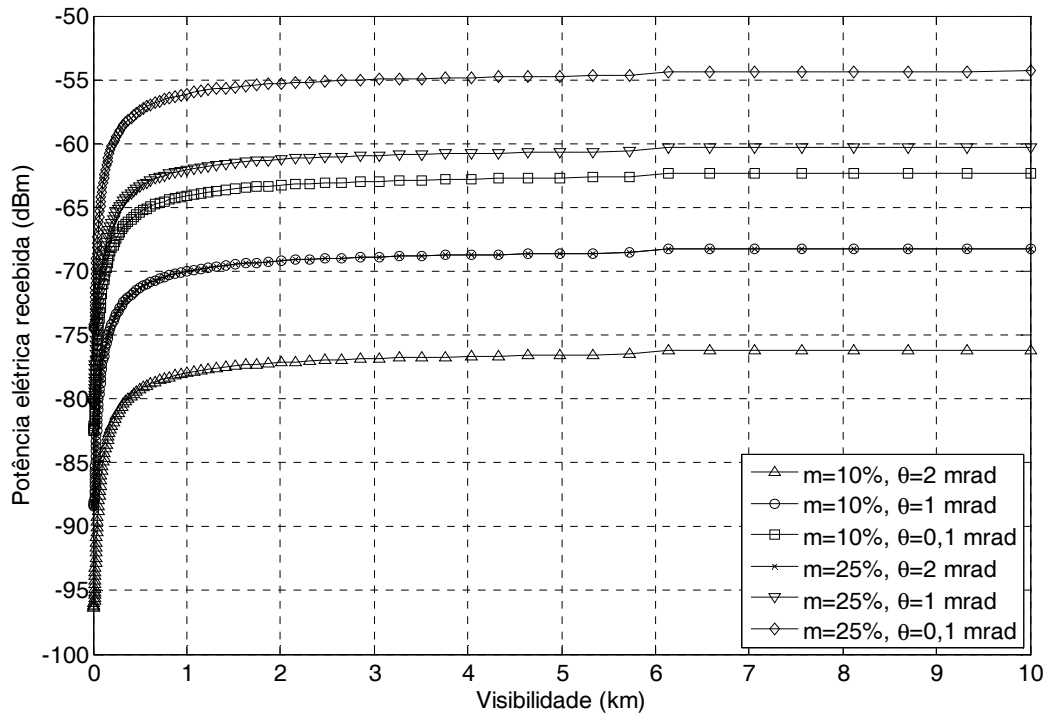


FIG. 4.2 Potência elétrica recebida em função da visibilidade

Nota-se que a potência recebida é até 8 dB maior para o índice de modulação de 25% que para o IMO de 10%.

Na FIG. 4.3, são exibidos os valores de CNR obtidos também para IMO de 10% e 25% e para as divergências de 0,1 mrad, 1 mrad e 2 mrad em função da visibilidade.

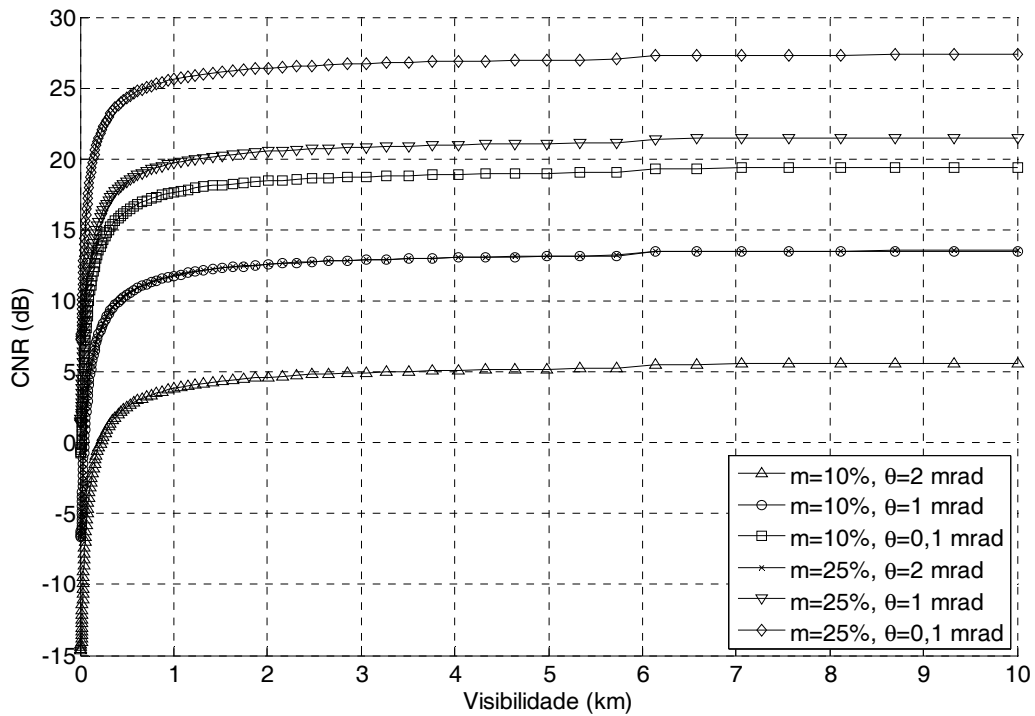


FIG. 4.3 Valores de CNR obtidos em função da visibilidade

Novamente verifica-se que os para o índice de modulação de 25% obtêm-se resultados melhores. Deve-se ressaltar contudo que em sistemas SCM com muitas sub-portadoras valores menores de IMO devem ser utilizados para minimizar a degradação do sinal devido à intermodulação.

4.1.4 MODELAGEM DA TAXA DE ERRO DE BITS (BER) E DA TAXA DE TRANSMISSÃO EFETIVA EM ENLACES IEEE 802.11B

A BER para os diferentes modos de modulação do padrão IEEE 802.11b pode ser obtida teoricamente a partir da CNR na entrada do receptor com o uso das expressões apresentadas em (BORGIO, 2004). Contudo, optou-se por utilizar as curvas empíricas obtidas por (PAVON, 2003), reproduzidas na FIG. 4.4.

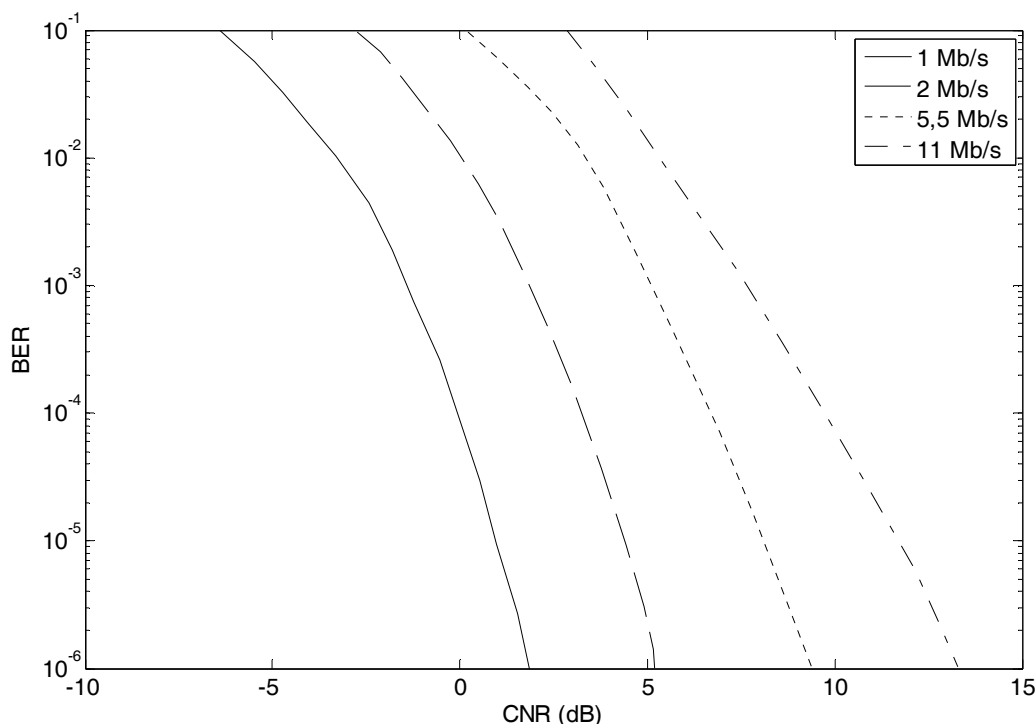


FIG. 4.4 BER em função da CNR para o padrão IEEE 802.11b (PAVON, 2003)

Estes valores de CNR foram obtidos para o processador DSSS HFA3861B, fabricado pela Intersil. Contudo, seus valores podem ser utilizados como referência para outros equipamentos *wi-fi* (PAVON, 2003).

Devido ao algoritmo de controle de erros através de retransmissão, presente no nível físico do protocolo IEEE 802.11b, a taxa de transmissão efetiva também varia com a BER.

Assim, também é possível expressar a taxa de transmissão efetiva em função da CNR. Uma expressão teórica para a taxa de transmissão efetiva é obtida em (PAVON, 2003), a qual encontra-se representada graficamente na FIG. 4.5 para os diferentes esquemas de modulação e para a transmissão de pacotes IP de 1500 octetos.

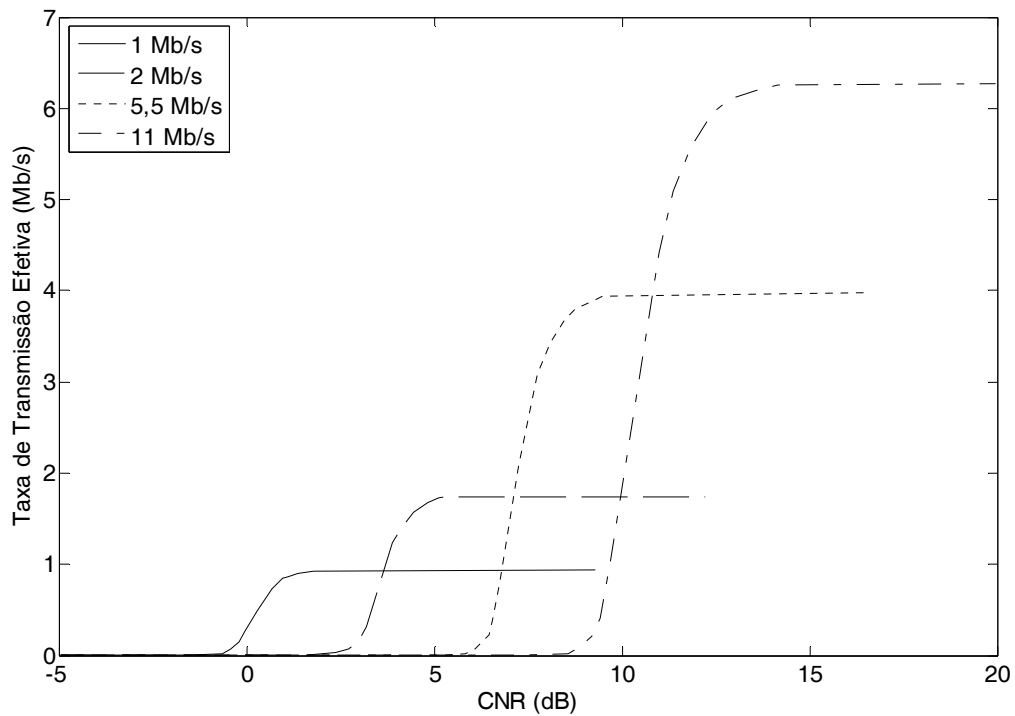


FIG. 4.5 Taxa de transmissão Efetiva em função da CNR para o padrão IEEE 802.11b (PAVON, 2003)

A partir dos dados da FIG. 4.4 e FIG. 4.5, foram calculados a BER e a taxa de transmissão efetiva em função da visibilidade para o sistema anteriormente simulado. Os resultados obtidos, podem ser vistos nos gráficos da FIG. 4.6 e FIG. 4.7. Nestas simulações foram consideradas apenas a modulação com taxa de linha de 11 Mb/s.

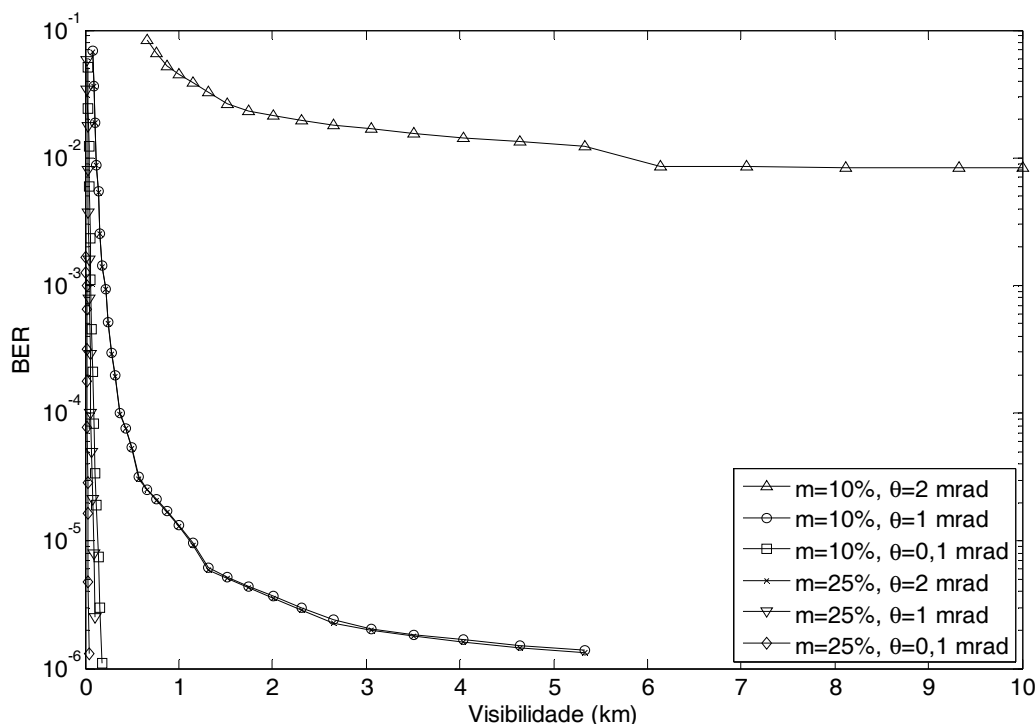


FIG. 4.6 Resultados da simulação da BER de um enlace IEEE 802.11b sobre FSO em função da visibilidade

Observa-se que a BER é muito alta para o sistema com $m=10\%$ e $\theta=2$ mrad, o que o torna indisponível. Os resultados para o sistema com $m=10\%$ e $\theta=1$ mrad e para $m=25\%$ e $\theta=2$ mrad são muito próximos. Ambos apresentam desempenho ruim, com taxas de erros superiores a 10^{-6} , que corresponde ao limiar de erro de bits comumente adotado em enlaces sem-fio.

Para os demais sistemas, as taxas de erros de bits são inferiores a 10^{-6} para as visibilidades superiores a 250 m. Comparando este resultado com os valores da distribuição de visibilidade acumulada na cidade do Rio de Janeiro, FIG. 3.16, conclui-se que estes sistemas apresentariam disponibilidades superiores a 99%, quando montados na cidade do Rio de Janeiro.

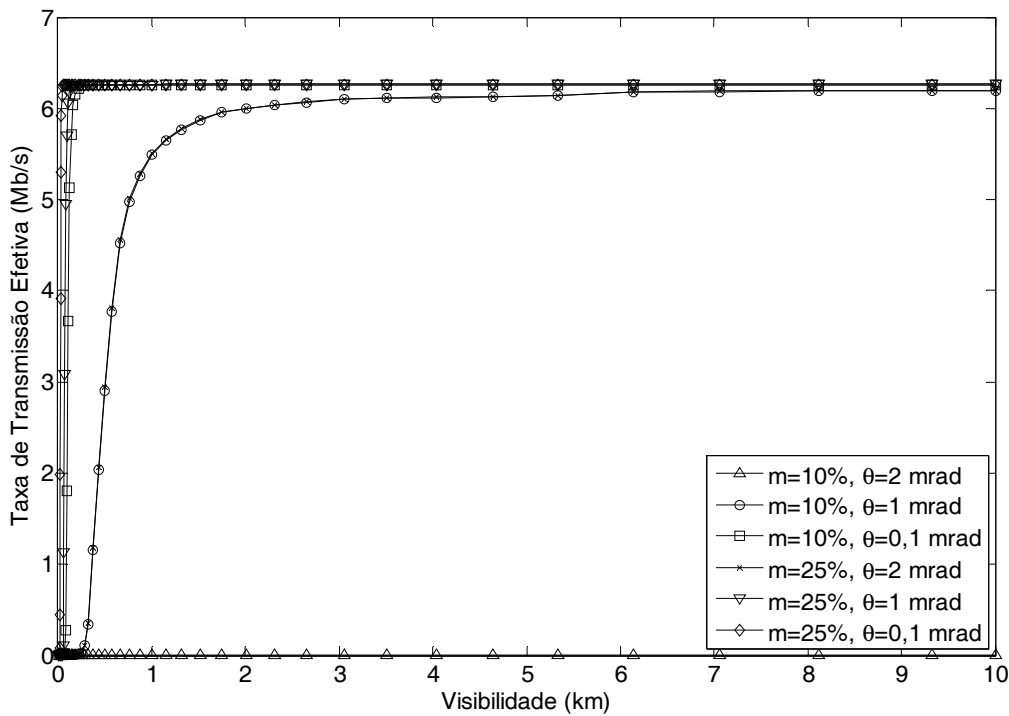


FIG. 4.7 Resultados da simulação da taxa de transmissão efetiva de um enlace IEEE 802.11b sobre FSO

Confirma-se que o sistema com $m=10\%$ e $\theta=2$ mrad não opera para a modulação de 11Mb/s. O sistema com $m=10\%$ e $\theta=1$ mrad e o com $m=25\%$ e $\theta=2$ mrad só alcançam taxas superiores a 5 Mb/s para visibilidades superiores a 750 m.

Os outros três sistemas simulados alcançam a taxa efetiva máxima teórica, de 6,26 Mb/s, para visibilidades superiores a 250 m, mostrando que é possível a obtenção de um bom desempenho mesmo em condições de nevoeiro moderado. Confrontando-se este valor de visibilidade com a distribuição acumulada da visibilidade na cidade do Rio de Janeiro, FIG. 3.16, verifica-se que é possível obter disponibilidade superior a 99%.

4.2 MONTAGEM EXPERIMENTAL DE SISTEMA DE MODULAÇÃO EM MICROONDAS UTILIZANDO IEEE 802.11B

Nesta seção são exibidos os resultados das medidas realizadas com as placas de rede sem-fio para análise da viabilidade de uso destas no sistema mostrado no diagrama em blocos da FIG. 4.1.

As medidas visaram a caracterização das placas quanto aos níveis de potência transmitidos, as taxas de perdas de pacotes e de transmissão efetiva.

As placas de rede sem-fio utilizadas são do modelo DWL-G520 fabricadas pela D-Link, as quais têm suas principais características listadas na TAB. 4.2. Alguns detalhes adicionais sobre os padrões de modulação utilizados podem ser vistos na TAB. 4.3.

TAB. 4.2 Características das placas de rede sem-fio DWL-G520

Característica	Valor
Padrões de operação	IEEE 802.11b, IEEE 802.11, IEEE 802.11g
Protocolo de controle de acesso ao meio	CSMA/CA
Faixa de frequências	2,4 GHz a 2,497 GHz
Potência de saída	15 dBm \pm 2 dB

TAB. 4.3 Padrões de modulação utilizados nas placas de rede sem-fio DWL-G520

Taxa de transmissão de linha	Tecnologia de modulação	Sensibilidade para PER de 8%
11 Mb/s	CCK	-82 dBm
5,5 Mb/s	CCK	-85 dBm
2 Mb/s	QPSK	-86 dBm
1 Mb/s	BPSK	-89 dBm

As medidas realizadas foram divididas em três etapas distintas: análise no nível de rede; medição da potência conduzida (potência elétrica medida antes da antena transmissora) e das taxas de transmissão efetiva e de perda de pacotes; análise do circuito de duplexação.

4.2.1 ANÁLISE NO NÍVEL DE REDE

Os principais objetivos desta etapa são a definição das configurações a serem utilizadas nos demais testes e verificação dos modos de operação possíveis para a conexão direta entre as placas em rede *Ad-hoc*, ou seja, em redes que operam sem a presença de um ponto de acesso.

As placas foram instaladas em dois computadores e configuradas para operação *Ad-hoc*. Verificou-se que neste modo de operação o padrão IEEE 802.11g é indisponível e as

placas operam apenas segundo o padrão IEEE 802.11b. Desta forma, apenas este padrão será considerado no restante deste trabalho.

4.2.2 MEDIÇÃO DA POTÊNCIA CONDUZIDA E DAS TAXAS DE TRANSMISSÃO EFETIVA E DE PERDA DE PACOTES

As redes *wi-fi* operam com transmissão comutada devido ao protocolo de acesso ao meio. Desta forma, um transmissor *wi-fi* só gera potência quando há dados a transmitir e, além disso, cada quadro transmitido deve ter sua correta recepção sinalizada através de quadro de ACK emitido por quem recebe o quadro.

Assim, para que sejam realizadas medidas confiáveis, deve-se gerar tráfego entre pelo menos um par de placas. A montagem utilizada para a geração de tráfego e medição do sinal transmitido é exibida na FIG. 4.8.

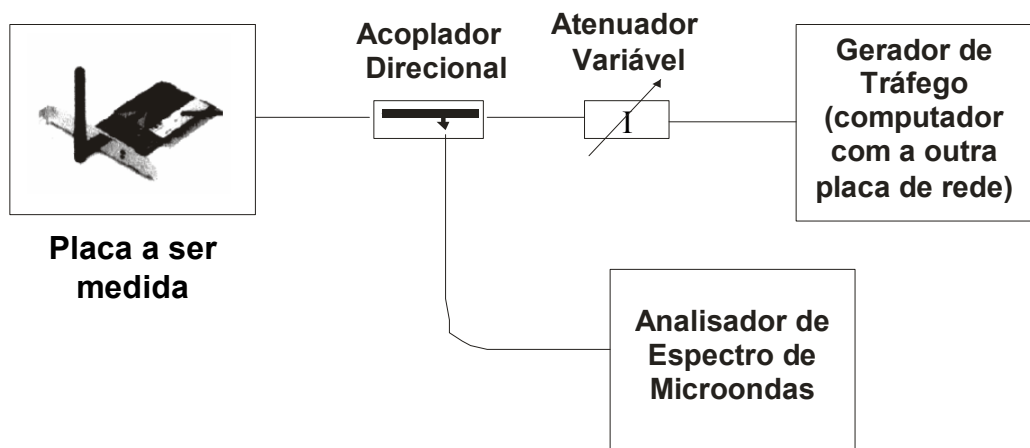


FIG. 4.8 Montagem para a medição do sinal transmitido pela placa de rede sem-fio D-Link DWL-G520

Para a geração de tráfego é novamente utilizado o programa iperf (IPERF, 2008).

Na FIG. 4.8, um acoplador direcional de 22 dB é utilizado para retirar uma amostra do sinal transmitido com um mínimo de interferência na transmissão entre as placas. O espectro do sinal transmitido é medido com um analisador do espectro Anritsu MS2721A; a potência de transmissão foi obtida por integração da resposta espectral.

A função do atenuador variável é impedir a saturação dos receptores das placas e para controlar a atenuação de percurso para as medidas da taxa de transmissão efetiva em função da atenuação.

Na FIG. 4.9, mostra-se o espectro do sinal transmitido pela placa de rede sem-fio para a taxa de transmissão de 11 Mb/s do padrão IEEE 802.11b.

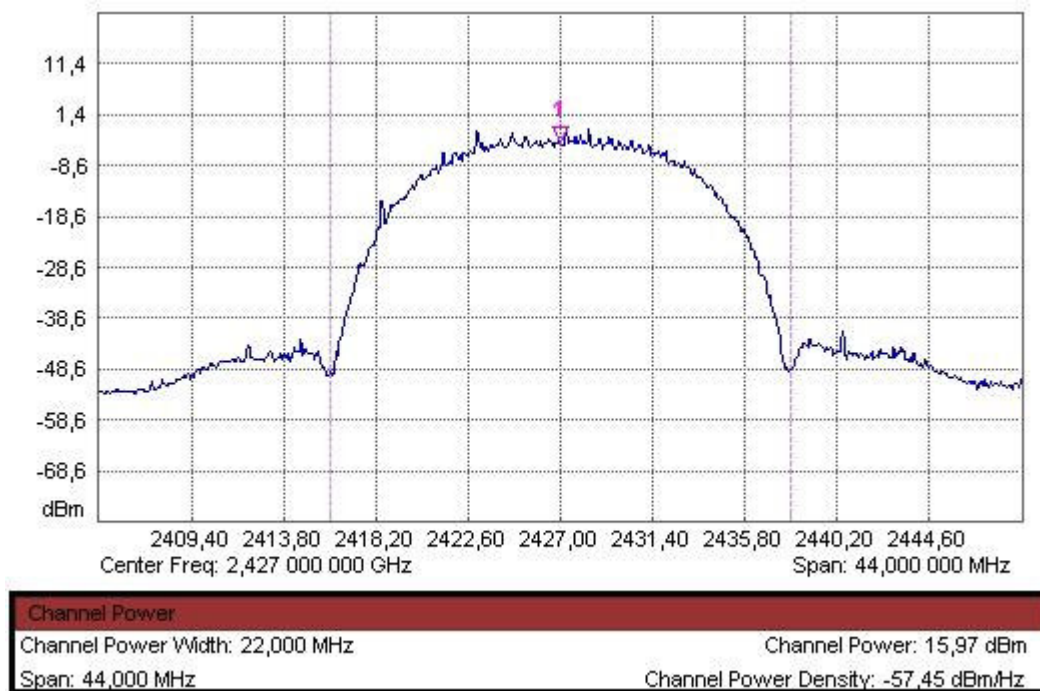


FIG. 4.9 Espectro de transmissão da placa de rede sem-fio D-Link DWL-G520 para a modulação de 11 Mb/s no padrão IEEE 802.11b

O espectro obtido é bastante uniforme, como esperado para um sistema com uma única portadora. A razão entre o pico de potência e o máximo fora da banda é de 40 dB. Para a potência total transmitida no canal, integração do espectro da região entre as linhas tracejadas verticais, obteve-se 15,97 dBm (39,5 mW).

Estas medidas foram realizadas para o canal 4 do padrão IEEE 802.11b, contudo resultados semelhantes são obtidos para os demais canais. Devido ao uso da técnica de espalhamento espectral DSSS, o espectro para as taxas de 5,5 Mb/s, 2 Mb/s e 1 Mb/s é semelhante ao espectro para a taxa de 11 Mb/s.

Na FIG. 4.10, apresentam-se os resultados da medição da taxa de transmissão efetiva em função da atenuação de percurso. Estas medidas foram feitas através da variação do valor do atenuador variável usado na montagem da FIG. 4.8.

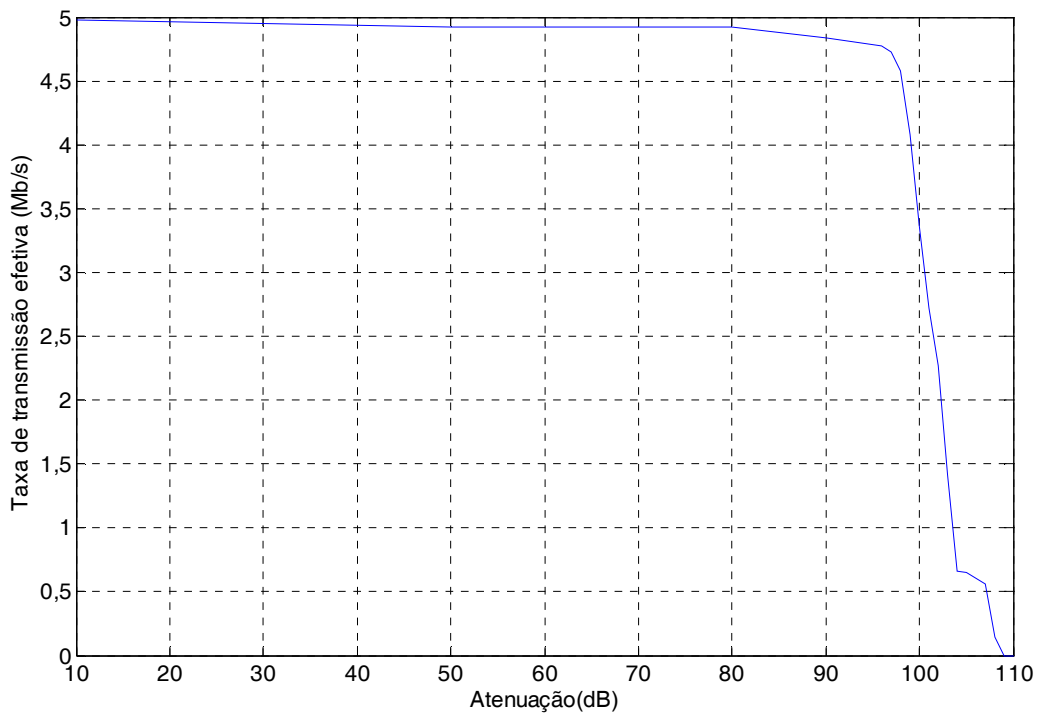


FIG. 4.10 Taxa de transmissão efetiva em função da atenuação de percurso para a placa de rede sem-fio D-Link DWL-G520 operando no padrão IEEE 802.11b

Verifica-se que a taxa de transmissão efetiva exibe um patamar em 4,94 Mb/s até a atenuação de 80 dB. De 80 dB a 97 dB, há uma pequena queda, chegando à taxa efetiva a 4,76 Mb/s. A partir de 97 dB de atenuação há uma queda acentuada da taxa efetiva. Para a atenuação de 110 dB, o enlace torna-se indisponível.

Considerando-se o valor medido para a potência transmitida, $P_{Tx}=15,97$ dBm e a atenuação limite de 97 dB, pode-se estimar a sensibilidade de recepção por:

$$P_{Rx} = P_{Tx} - At = 15,97 \text{ dBm} - 97 \text{ dB} = -81,03 \text{ dBm} .$$

Este valor está próximo da sensibilidade fornecida pelo fabricante, que é de -82 dBm.

Comparando os resultados obtidos para a taxa de transmissão efetiva com os resultados teóricos exibidos na FIG. 4.5, nota-se que as taxas medidas são por volta de 1 Mb/s inferior às teóricas. Essa diferença deve-se à interferência causada por outras redes sem-fio em operação nas proximidades do laboratório em que foram realizadas.

4.2.3 ANÁLISE DO CIRCUITO DE DUPLEXAÇÃO

Nesta seção serão exibidos os resultados obtidos para as medidas realizadas com o circuito de duplexação proposto, exibido na FIG. 4.11. O principal objetivo destas é verificar que este circuito atende aos requisitos, permitindo a sua operação satisfatória do sistema.

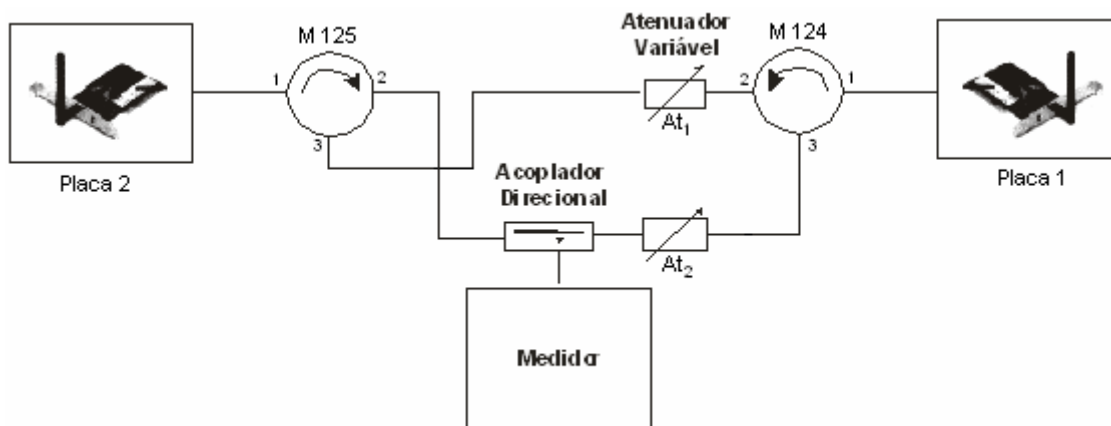


FIG. 4.11 Circuito de duplexação

Neste circuito a duplexação é realizada por circuladores de microondas, os quais possuem perdas por inserção inferiores a 0,2 dB entre as portas acopladas e perdas superiores a 16 dB na transmissão entre portas desacopladas.

Foram refeitas as medidas do espectro, após o circulator, e taxas de transmissão efetiva em função das atenuações, obtendo-se resultados exibidos nas FIG. 4.12 e 4.13.

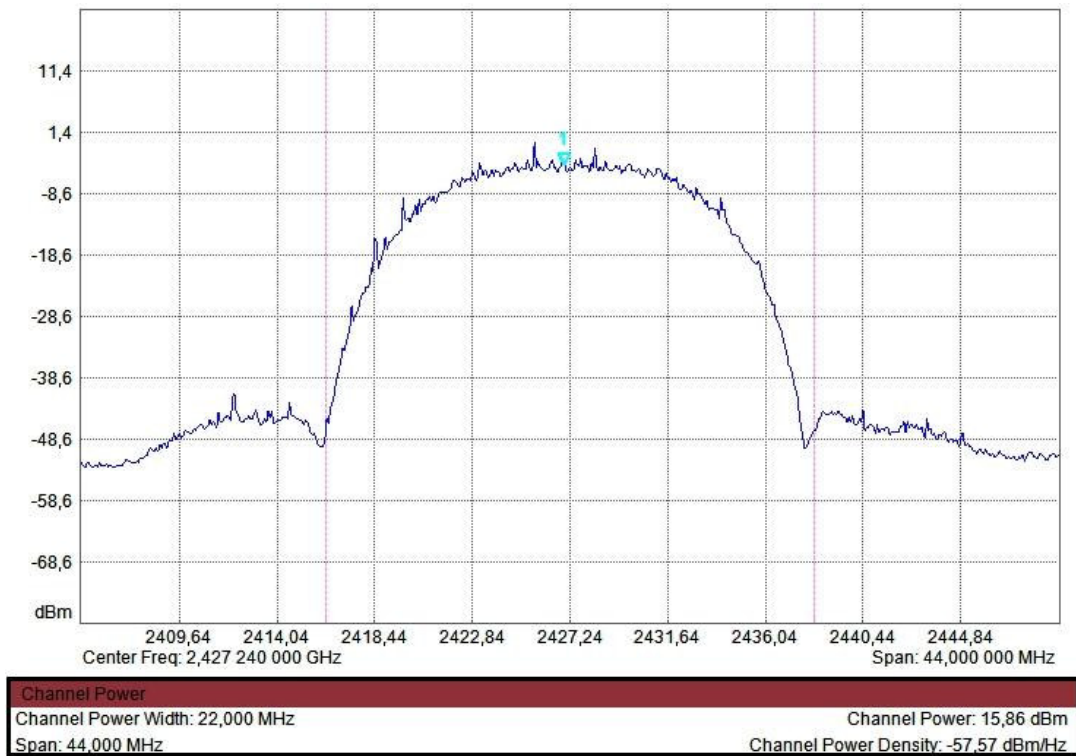
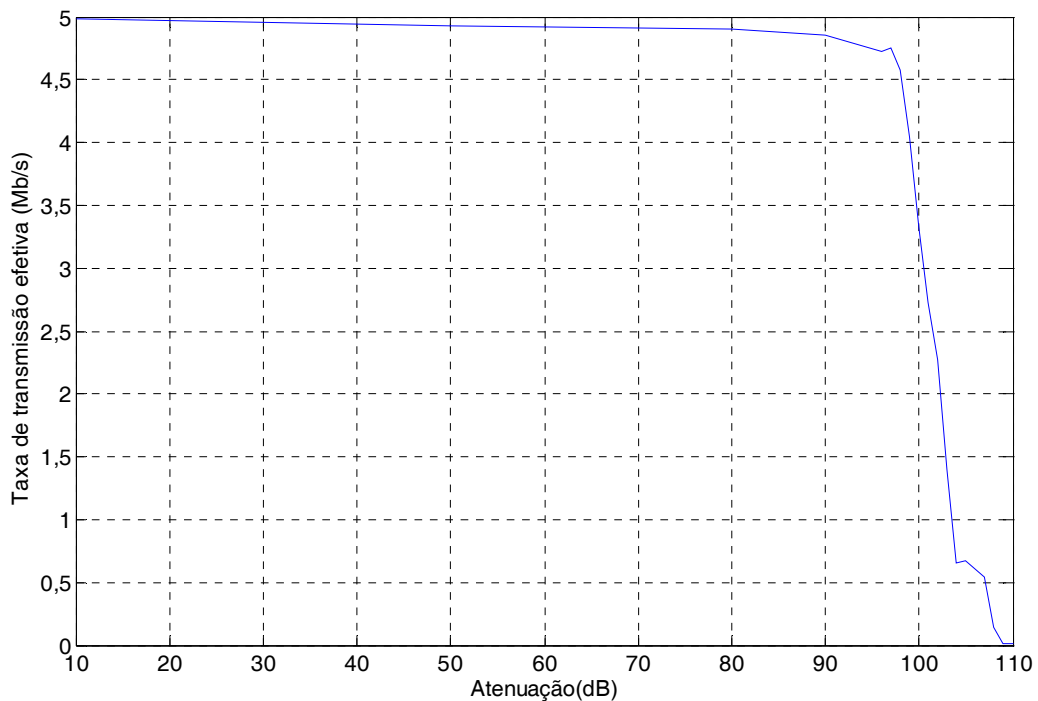


FIG. 4.12 Espectro de transmissão medido após o circuito de duplexação mostrado na FIG.

4.11



Pode-se observar que os resultados obtidos com o uso do duplexador são semelhantes aos da medição sem o circuito de duplexação. Houve apenas uma pequena redução na

potência, de 15,97 dBm sem o circuito de duplexação para 15,86 dBm com o circuito de duplexação.

Desta forma, comprova-se que este circuito realiza a separação entre a transmissão e a recepção sem prejudicar a operação do enlace, apenas incluindo uma pequena atenuação, inferior a 0,2 dB, ao sinal.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram realizados estudos de duas importantes tecnologias de comunicações ópticas: o FSO e o SCM. Foram analisados os principais fenômenos que ocorrem na propagação de sinais ópticos na atmosfera, como a absorção, espalhamento e cintilação, os quais foram utilizados na modelagem do canal atmosférico dos enlaces FSO. As influências dos principais parâmetros de projeto dos enlaces FSO sobre o desempenho dos mesmos foram analisadas através das diversas simulações realizadas.

Foi visto, nas simulações, que a atenuação imposta pela atmosfera é menor para a luz com o comprimento de onda de 1550 nm que para os comprimentos de onda 785 nm e 850 nm. Comprovando-se, assim, que o comprimento de onda de 1550 nm é o mais indicado, dentre os comumente utilizados em enlaces ópticos, para uso nos enlaces FSO. Verificou-se também que a escolha da divergência do feixe influi fortemente na atenuação total do enlace e na dificuldade imposta ao alinhamento, sobretudo para os enlaces de maior comprimento, de modo que sua especificação deve ser feita de forma cuidadosa.

Das análises de disponibilidade de enlaces FSO na cidade do Rio de Janeiro, viu-se que a limitação imposta pelo espalhamento Mie, utilizando dados estatísticos da visibilidade acumulada, é superior à limitação causada pela atenuação por chuvas. Constatou-se ainda a viabilidade de montagem de enlaces FSO que ofereçam disponibilidades superiores a 99%.

Na implementação experimental do enlace FSO, pôde-se verificar que para a obtenção de um bom alinhamento entre o transmissor e o receptor, é necessário que as bases tanto do transmissor quanto do receptor provenham mecânica de ajuste com elevada precisão, sobretudo para os ângulos de elevação e azimute, visto que estes parâmetros são críticos. Para o receptor, ainda é necessário que se tenha um bom sistema de focalização do feixe, visto que este foi a maior limitação imposta pela montagem experimental. Dos testes *outdoor* realizados, pôde-se verificar a necessidade de mecânica de alinhamento mais estável, na qual o alinhamento não seja mudado pelo vento, para que seja possível a análise da influência das condições atmosféricas do enlace.

Na TAB. 5.1, encontra-se um resumo dos parâmetros mecânicos dos telescópios transmissor e receptor que são críticos para o alinhamento de um enlace FSO neste trabalho. É mostrado também o grau de importância relativa entre eles observado a partir das montagens experimentais realizadas para esta dissertação.

TAB. 5.1 Influência dos parâmetros mecânicos dos telescópios transmissor e receptor no alinhamento de um enlace FSO

Parâmetro	Influência	Grau de importância
Ajuste do ângulo de elevação do transmissor	Rapidez do apontamento do feixe transmitido sobre o receptor	Média
Ajuste do ângulo de azimute do transmissor	Rapidez do apontamento do feixe transmitido sobre o receptor	Média
Ajuste do ângulo de elevação do receptor	Precisão do alinhamento do enlace e conseqüentemente do nível médio de potência recebido	Muito Alta
Ajuste do ângulo de azimute do receptor	Precisão do alinhamento do enlace, influi diretamente no nível médio de potência recebido	Muito Alta
Ajuste do posicionamento da fibra e da lente móvel do transmissor	Focalização do transmissor, ajuste do ângulo de divergência do feixe transmitido	Alta
Ajuste do posicionamento da fibra e da lente móvel do receptor	Focalização do feixe recebido, influi diretamente no nível médio de potência recebido	Muito Alta
Rijidez e estabilidade dos suportes	Indispensável para a realização de testes <i>outdoor</i>	Alta

Com os resultados obtidos da operação do enlace montado, pode-se verificar que o uso do conversor de mídia Gigabit Ethernet como modulador no enlace FSO representa uma alternativa eficiente, tanto do ponto de vista da simplicidade de implementação quanto do desempenho do enlace. Deve-se ressaltar que a modesta taxa de 46 Mb/s obtida nos testes deveu-se à limitação imposta pelo computador, e não pelo enlace. Sendo possível transpô-la pela simples inclusão de roteadores Gigabit Ethernet em ambos os lados do enlace.

Através das simulações do enlace IEEE 802.11b sobre FSO, comprovou-se que a operação de tal sistema é viável e que este fornece taxas de transmissão por volta de 6 Mb/s. Nos testes realizados com um par de placas de rede *wi-fi*, confirmou-se a eficiência do esquema de duplexação proposto.

Taxas de transmissão quase cinco vezes superiores podem ser obtidas com a substituição das placas de rede por pontos de acesso sem-fio, visto que estes possibilitariam a operação no padrão IEEE 802.11g. Neste caso, o sistema seria efetivamente um SCM sobre o FSO, visto que o padrão IEEE 802.11g utiliza modulação OFDM com 52 sub-portadoras.

Como trabalhos futuros, propõem-se a implementação completa do sistema SCM sobre FSO proposto, bem como o estudo dos impactos da propagação FSO sobre o sinal no padrão IEEE 802.11g. Outro estudo importante é a modelagem do canal FSO, principalmente quando sujeito a cintilação, através de sua resposta em frequência e a análise dos efeitos deste sobre sinais SCM. Propõe-se também a realização de novo projeto das lunetas ópticas, que contemple uma melhor mecânica de ajuste e sem obstrução no centro do feixe. Devem ser projetados, também, suportes para os telescópios transmissor e receptor estáveis o suficiente para que o alinhamento mantenha-se mesmo quando submetidos a ventos, que são comuns em montagens *outdoor*.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ACHOUR, Maha. **Simulating atmospheric free-space optical propagation: part I, rainfall attenuation**. UlmTech: San Diego, 2002.
- AGRAWAL, Govind P. **Fiber-optic communication systems**. 3.ed. New York: John Willey & Sons, 2002.
- ARNON, Shlomi. **Optical wireless communications**. Encyclopedia of Optical Engineering. Beer-Sheva: Ben-Gurion University of Negev, 2003.
- BLOOM, S., KOREVAAR, E., SCHUSTER, J., WILLERBRAND, H. **Understanding the performance of free-space optics**, Journal of Optical Networking. Vol. 2, No. 6, Jun. 2003.
- BOUCHET, Olivier, SIZUN, Hervé, BOISROBERT, Christian, FORNEL, Frédérique de, FAVENNEC, Pierre-Noël. **Free-Space Optics, Propagation and Communication**. ISTE: London, 2006.
- BORGO, Mauro, ZANELLA, Andrea, BISAGLIA, Paola, MERLIN, Simone. **Analysis of the hidden terminal effect in multi-rate IEEE 802.11b networks**. International Symposium of Wireless Personal Multimedia Communication WPMC 2004, Sept. 2004.
- CARBONNEAU, T. H., WISELY, D. R. **Opportunities and challenges for optical wireless; the competitive advantage of free space telecommunications links in today's crowded market place**. SPIE Conference on optical wireless communications, Boston, Massachusetts, vol. 3232, 1998.
- CERQUEIRA, J. L. R. P. **Estudo Radiometeorológico da Região Amazônica**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio, Fev. 2006.
- COLVERO, Claiton P. **Análise experimental de sistemas de comunicações ópticas no espaço livre em diferentes comprimentos de onda**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio, Ago. 2005.
- CLIFFORD, S.F. **The Classical Theory of Wave Propagation in a Turbulent Medium, Laser Beam Propagation in the Atmosphere**. Topics in Applied Physics, Vol. 25, pp. 9-43. J.W. Strohbehn, Springer-Verlag, Berlin-Germany, 1978.
- CURTIS, Franklin Jr. **Retire the Wire, Fixed Wireless**. Network computing, Set. 14, 2005.
- DAGLI, Nadir. **High-Speed Photonic Devices**. CRC, 2007.

- ELBATT, Tamer, IZADPANA, Hossein. **Design Aspects of hybrid RF/free space optical wireless networks**. Broadband Communications for the Internet Era Symposium digest, 2001 IEEE Emerging Technologies Symposium on 10/11 Sept. 2001.
- HAMZEH, Belal Y. **Multi-rate wireless optical communications in cloud obscured channels**. (A Doctor of Philosophy Thesis in Electrical Engineering) — Department of Electrical Engineering of The Pennsylvania State University. Pennsylvania State University, Dec. 2005.
- HUI, Rongqing, ZHU, Benyuan, HUANG, Renxiang, ALLEN, Christopher T., DEMAREST Kenneth R., RICHARDS, Douglas. **Subcarrier multiplexing for high-speed optical transmission**. Journal of Lighthwave Technology, vol. 20, Issue 3, Mar. 2002.
- IEEE 802.3, IEEE Std 802.3, 1998. **LANs & MANs - Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method & Physical Layer Specifications - Media Access Control Paramaters, Physical Layer, Repeater & Management Parameters**, 1998.
- IEEE 802.11 WG, IEEE Std 802.11b, 1999 edition (R2003). **International standard for Information Technology. Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks. Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band**, 2003.
- IEEE 802.11 WG, IEEE Std 802.11, 1999 edition. **International standard for Information Technology. Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks. Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications**, 1999.
- IPERF. **NLANR/DAST: Iperf - The TCP/UDP Bandwidth Measurement Tool**. Disponível: <http://dast.nlanr.net/Projects/Iperf/> [capturado em 25 fev. 2008].
- KARTALOPOULOS, Stamatios V. **Optical bit error rate: an estimation methodology**. Jonh Willey & Sons, 2004.
- KIM, Isaac, STIEGER, Ron, KOONTZ, Joseph A., MOURSUND, Carter, BARCLAY, Micah, ADHIKARI, Prasanna, SCHUSTER, John J., KOREVAAR, Eric J., RUIGROK, Richard, DECURSATIS, Casimer M. **Wireless optical transmission of fast ethernet FDDI, ATM and ESCON protocol data using the TerraLink laser communication systems**. Optical Engineering, vol. Vol. 37, 3143, Jun. 1998.
- KIM, Isaac, KOREVAAR, Eric. **Availability of Free Space Optics (FSO) and hybrid FSO/RF systems**. Optical Access Incorporated: San Diego, 2001.
- KIM, Isaac, McARTHUR, Bruce, KOREVAAR, Eric. **Comparison of laser beam propagation at 785 nm and 1550 nm in fog and haze for optical wireless communications**. Disponível: http://freespaceoptic.com/WhitePapers/Comparison_Of_Beam_in_Fog.pdf [capturado em 25 abr. 2008].

- LEUNG, Anthony. **Performance Analysis of SCM Optical Transmission Link for Fiber-to-the-Home**. Dissertação (Master of Science in Electrical Engineering) - BSEE University of Missouri-Rolla, April 2004.
- MAHDY, Ahmed, DEOGUN, Jitender S. **Wireless optical communications: a survey**. Wireless Communications and Networking Conference, 2004. WCNC. 2004 IEEE Vol. 4, 21/25 Mar. 2004.
- MELLES GRIOT. **Gaussian Beam Optics [online]**. 2008. Disponível: <http://www.mellesgriot.com/products/optics/> [capturado em 20 jul. 2008].
- OLEXA, Ron. **Implementing 802.11, 802.16, and 802.20 wireless network**. Boston: Newnes, 2005.
- OHRTMAN, Frank. ROEDER, Konrad. **Wi-Fi Handbook: Building 802.11b Wireless Networks**. New York: McGraw-Hill, 2003.
- OSORIO, José Alberto Huanachín. **Simulação e desenvolvimento de um enlace de 'Free-Space Optics' no Rio de Janeiro e a relação com a ITU-T G826**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio. Rio de Janeiro: PUC-Rio, Jul. 2005.
- PINTO, Marcos Luiz de Andrade. **Relação empírica da visibilidade com profundidade óptica, concentração de aerossóis e focos de queimadas em Alta Floresta e Cuiabá, em 1993 e 1994**. Dissertação de Mestrado do Curso da Pós-Graduação em Sensoriamento Remoto, orientada pelo Dr. Alberto Waingort Setzer, aprovada em 25 de setembro de 2001. INPE São José dos Campos 2003.
- PAVON, Javier Del Prado, CHOI, Sunghyun. **Link adaption strategy for IEEE 808.11 WLAN via received signal strength measurement**. IEEE International Conference on Communications, vol. 2. Anchorage, May 2003.
- SALVA, Ayrton. **Proposta eikuff01-2009**. Eikonol Equipamentos Ópticos e Analíticos. São Paulo, 2006.
- SALVA, Ayrton (eikonol@eikonol.ind.br). **Re: Explicações técnicas**. E-mail para SANTOS, Leandro B. (leandro.basilio@gmail.com) [mensagem capturada em 14 jul. 2008].
- SIRUFO, Sergio Henrique. **Análise de desempenho de redes IEEE 802.11b utilizando mecanismos de segurança**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio, Maio. 2005.
- TANENBAUM, Andrew S. **Redes de computadores**. Campus, 2003.
- TOGNERI, Arnaldo Paterline. **Análise de sistemas de multiplexação por subportadora – SCM**. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica – Automação) – Universidade Federal do Espírito Santo, 2005.

WALKER, S. D., BOUCOUVALAS, A. C. **Optimum design of subcarrier optical networks for local loop applications.** IEE Colloquium on Fibre Optic LANS and Techniques for the Local Loop. London, 17 Mar. 1989.

WAY, W. Broadband hybrid fiber/coax access systems technologies. San Diego: Academic, 1999.

WUR – METEOROLOGIE EN LUCHTKWALITEIT – METEOROLOGY AND AIR QUALITY.
The scintillation method. 2008. Disponível:
<http://www.met.wau.nl/index.html?http://www.met.wau.nl/downloads.html> [capturado em 15 jul. 2008].

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)