



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Daynara Dias Souza

**Avaliação de Modos Guiados em Cabos de Cobre
para Transmissão de Dados em Terabit por
Segundo**

DM: 15/2020

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil

2020

Daynara Dias Souza

**Avaliação de Modos Guiados em Cabos de Cobre
para Transmissão de Dados em Terabit por
Segundo**

Dissertação submetida à Banca Examinadora
do Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica da UFPA para obtenção do Grau de
Mestre em Engenharia Elétrica na Área de
Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl A. Costa

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil

2020

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

S719a Souza, Daynara Dias,
Avaliação de Modos Guiados em Cabos de Cobre para
Transmissão de Dados em Terabit por Segundo / Daynara Dias
Souza. — 2020.
87 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque
Costa

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Instituto de Tecnologia, Universidade Federal
do Pará, Belém, 2020.

1. Linhas digitais de assinantes. 2. Guias de ondas. 3.
Sistemas de comunicação em banda larga. 4. Cabos de
telecomunicação. 5. Inovações tecnológicas. I. Título.

CDD 384

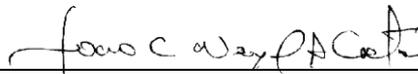
**“AVALIAÇÃO DE MODOS GUIADOS EM CABOS DE
COBRE PARA TRANSMISSÃO DE DADOS EM TERABIT
POR SEGUNDO”**

AUTORA: DAYNARA DIAS SOUZA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRA EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM: 27/03/2020

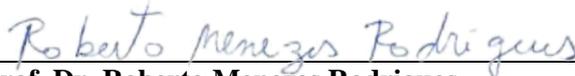
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa
(Orientador – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. Roberto Menezes Rodrigues
(Avaliador Externo ao Programa – ITEC/UFPA)



Eng. Dr. André Mendes Cavalcante
(Avaliador Externo – ERICSSON)

VISTO:



Prof.^a Dr.^a Maria Emília de Lima Tostes
(Coordenadora do PPGEE/ITEC/UFPA)

Este trabalho é dedicado à minha mãe Francinete Dias dos Santos.

Agradecimentos

Agradeço à minha mãe, Francinete dos Santos, por todo o esforço, pela educação que me passou e por sempre acreditar em mim. À minha irmã Deysi Souza e irmão Deyverson Souza, por me incentivarem e apoiarem.

Agradeço ao meu orientador, professor doutor João Weyl, por todo conhecimento transmitido, dedicação, incentivo e apoio durante esses anos de pesquisa no Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LEA). Ao professor doutor Gilvan Borges, professor doutor Roberto Menezes, professor doutor Claudomiro Sales, doutor André Mendes e mestre Igor Almeida pelos bons direcionamentos das atividades de pesquisa.

Aos amigos e colegas de trabalho do LEA, em especial Aline Ohashi, André Fernandes, Brenda Penedo, Marx Freitas e Victor Rodrigues.

Às instituições que ofereceram o suporte financeiro para realização desta pesquisa, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e Ericsson Telecomunicações S/A.

“O prazer no trabalho aperfeiçoa a obra.”
(Aristóteles)

Resumo

As tecnologias baseadas em cobre têm usado os cabos de pares trançados e coaxiais como linhas de transmissão, explorando o modo TEM (Transversal Eletromagnético) para transmitir dados. Na tecnologia sobre par trançado, para garantir maiores taxas é necessário utilizar bandas de frequências cada vez maiores, o que implica também em aumento da atenuação sobre o modo TEM, com conseqüente limite na taxa de dados do enlace. As aplicações para sistemas de última geração (5G) demandam por taxas na ordem de dezenas Gbps (Gigabit por segundo), praticamente impossíveis de atender devido à sua atenuação, mesmo considerando enlaces curtos. Nesse contexto, no sentido de dar mais sobrevida aos cabos de pares trançados, foi proposto utilizá-los como guias de ondas, i.e., explorando seus modos de ordem superior para transmissão, em um sistema chamado de Terabit DSL (*Digital Subscriber Line*). Tais modos são do tipo TE (Transversal Elétrico) ou TM (Transversal Magnético), e surgem quando os comprimentos de onda, associados às frequências de operação, são da mesma ordem ou menores que as dimensões da seção transversal do cabo de par trançado. Fato semelhante se aplica aos cabos coaxiais. Ao utilizar esses modos, estima-se alcançar taxas de transmissão na ordem de Tbps (Terabit por segundo) em cabos de pares trançados. Isso possibilita, por exemplo, ter cabos de pares trançados e coaxiais como alternativas viáveis para a rede de transporte no futuro sistema 5G. Tais prognósticos assumem que o modelo baseado no modo guiado em um único fio condutor nu, conhecido como modelo de Sommerfeld, descreve a atenuação dos modos guiados de ordem superior em um par trançado. No entanto, é evidente que tal modelo não descreve adequadamente cabos de pares trançados, dado que a sua estrutura física é muito mais complexa. Assim sendo, é premente um estudo mais apurado sobre as características dos modos de ordem superior presentes em cabos de pares trançados e coaxiais, visando previsões em completa conformidade com a real estrutura e propagação eletromagnética através destes. Este trabalho investiga a propagação de vários modos guiados em cabos de pares trançados e coaxiais, a partir de simulações numéricas no *software* HFSS (*High Frequency Structure Simulator*), considerando características construtivas reais. Com base nos resultados obtidos, determinou-se a taxa de dados agregada de cada cabo usado como guia de ondas. Os resultados obtidos indicam que se pode alcançar para 10 metros de comprimento, taxas de dados de mais de 1,7 Tbps em apenas um par trançado, até 6,1 Tbps em um cabo de quatro pares trançados e aproximadamente 5,6 Tbps em um cabo coaxial.

Palavras-chaves: Terabit DSL. Guias de ondas. Sistemas de comunicação em banda larga. Sistemas e aplicações 5G. Redes cabeadas.

Abstract

Copper-based technologies have used twisted pair and coaxial cables as transmission lines, exploring TEM (Transverse Electromagnetic) mode to transmit data. In twisted pair technology, to ensure higher rates, it is necessary to increase the band frequencies, which also implies an increase in attenuation over the TEM mode, with a consequent limit on the link data rate. Applications for the latest generation (5G) systems require rates in the order of tens Gbps (Gigabit per second), practically impossible to meet due to their attenuation, even considering short links. In this context, to give a new breath to twisted pair cables, it was proposed to use them as waveguides, i.e., exploring their higher-order modes for transmission, in a system called Terabit DSL (Digital Subscriber Line). Such modes are of the TE (Transverse Electric) or TM (Transverse Magnetic) types, and arise when the wavelengths, associated to the operating frequencies, are of the same order or smaller than the cross-sectional dimensions of the twisted pair cable. A similar fact applies to coaxial cables. When using these modes, it is estimated transmission rates in the order of Tbps (Terabit per second) to be achieved on twisted pair cables. This enables, for example, to have twisted pair and coaxial cables as viable alternatives to the transport network in the future 5G system. Such predictions assume that the model based on the guided mode on a single bare conducting wire, known as the Sommerfeld model, describes the attenuation of the higher-order guided modes in a twisted pair. However, this model does not adequately describe twisted pair cables, given that its physical structure is much more complex. Therefore, a more accurate study on the characteristics of the higher-order modes present in twisted pair and coaxial cables is needed, aiming at predictions in complete agreement with the real structure and electromagnetic propagation through them. This work investigates the propagation of several guided modes in twisted pair and coaxial cables, from numerical simulations in the HFSS (High Frequency Structure Simulator) software, considering real constructive characteristics. Based on the results obtained, the aggregate data rate of each cable used as a waveguide was determined. The results obtained indicate that data rates of more than 1.7 Tbps in just one twisted pair can be reached for 10 meters in length, up to 6.1 Tbps in one cable with four twisted pairs and approximately 5.6 Tbps in one coaxial cable.

Keywords: Terabit DSL. Waveguides. Broadband communication systems. 5G systems and applications. Wired networks.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Principais requisitos e capacidades para serviços gerais 5G.	18
Figura 2 – Resumo dos tipos de cenários considerados e resultados avaliados pelos trabalhos relacionados ao tema desta dissertação.	22
Figura 3 – Visão geral sobre topologias e tecnologias da rede de acesso de cobre, fibra e híbrida.	26
Figura 4 – Evolução e características das tecnologias do sistema DSL.	27
Figura 5 – Taxas de dados estimada no sistema Terabit DSL de 100 a 300 GHz. a) Em um par e b) em um cabo de 4 pares.	28
Figura 6 – Arquitetura de redes HFC: (a) tradicional e (b) ponto a ponto.	29
Figura 7 – Estação base macro tradicional.	30
Figura 8 – Estação base com RRH.	30
Figura 9 – C-RAN com RRHs.	31
Figura 10 – Particionamento da banda de um canal em vários subcanais.	32
Figura 11 – Exemplo de otimização do espectro de transmissão usando o Algoritmo 1.	36
Figura 12 – Guias de ondas comuns.	38
Figura 13 – Guia de onda de superfície de Sommerfeld.	40
Figura 14 – Guia de onda de superfície de Goubau.	42
Figura 15 – Parâmetros das linhas de Sommerfeld e Goubau com raio do condutor a de 0,25 mm e raio do isolante b igual a 0,4 mm. (a) Campo elétrico longitudinal $E_z(\rho)$ em 100 GHz. (b) Constante de atenuação α na faixa de 1 a 100 GHz.	45
Figura 16 – Linha de dois fios condutores.	46
Figura 17 – Distribuição de campos do modo TEM em uma linha ideal de dois condutores.	46
Figura 18 – Seção transversal do cabo coaxial e campos elétrico e magnético do modo TEM.	47
Figura 19 – Metodologia adotada para determinação dos modos guiados em cabos de cobre e taxa de bits.	49
Figura 20 – Cenário de simulação no HFSS.	51
Figura 21 – Seção transversal de um par trançado, (a) sem blindagem e (b) com blindagem.	55
Figura 22 – Seção transversal de um cabo de quatro pares trançados, (a) sem blindagem e (b) com blindagem.	55
Figura 23 – Seção transversal de um cabo coaxial.	56
Figura 24 – Comparação da constante de atenuação α teórica e simulada no HFSS para os guias de Sommerfeld e Goubau.	57
Figura 25 – Constante de atenuação α dos quatro primeiros modos guiados em um par trançado simulado no HFSS.	58

Figura 26 – Constante de atenuação α dos dezesseis primeiros modos guiados em um CAT5e blindado simulado no HFSS.	59
Figura 27 – Constante de atenuação α dos dezesseis primeiros modos guiados em um cabo coaxial simulado no HFSS.	60
Figura 28 – Comparação da atenuação média dos modos guiados de cada cenário analisado, juntamente com a atenuação do modo fundamental das linhas de Sommerfeld e Goubau.	61
Figura 29 – Comparação da constante de atenuação α do modo TEM no par trançado e cabo coaxial até 1 GHz simulado no HFSS.	62
Figura 30 – Padrões de distribuição do campo elétrico dos quatro primeiros modos guiados em um par trançado com blindagem em 200 GHz.	62
Figura 31 – Padrões de distribuição do campo elétrico dos dezesseis primeiros modos guiados em um CAT5e com blindagem em 200 GHz.	63
Figura 32 – Padrões de distribuição do campo elétrico dos dezesseis primeiros modos guiados em um cabo coaxial do tipo RG11 em 200 GHz.	64
Figura 33 – Modelo da antena fotocondutiva ideal utilizado para simulação do acoplamento no par trançado.	65
Figura 34 – Magnitude do campo elétrico na seção transversal de cada cabo simulado em 200 GHz: (a) Linha de Sommerfeld, (b) linha de Goubau, (c) par trançado sem blindagem, (d) par trançado com blindagem, (e) CAT5e sem blindagem, (f) CAT5e com blindagem, (g) RG59 e (h) RG11.	66
Figura 35 – Taxa agregada dos quatro modos guiados em um par trançado usando as mesmas configurações de transmissão que (CIOFFI et al., 2018).	67
Figura 36 – Curvas de SNR/ Γ para os 4 primeiros modos guiados em um par trançado de 10 m.	68
Figura 37 – Curvas de SNR/ Γ para os 16 primeiros modos guiados em um CAT5e de 10 m.	68
Figura 38 – Curvas de SNR/ Γ para os 16 primeiros modos guiados em um cabo coaxial de 10 m.	69
Figura 39 – Taxa de dados agregada dos modos guiados do par trançado para comprimentos de 10 a 100 m usando o algoritmo <i>water-filling</i>	71
Figura 40 – Taxa de dados de cada modo guiado do par trançado para os comprimentos de 10, 25, 50 e 100 m usando o algoritmo <i>water-filling</i>	72
Figura 41 – Taxa de dados agregada dos modos guiados do cabo CAT5e para comprimentos de 10 a 100 m usando o algoritmo <i>water-filling</i>	73
Figura 42 – Taxa de dados de cada modo guiado do cabo CAT5e para os comprimentos de 10, 25, 50 e 100 m usando o algoritmo <i>water-filling</i>	74
Figura 43 – Taxa de dados agregada dos modos guiados do cabo coaxial para comprimentos de 10 a 100 m usando o algoritmo <i>water-filling</i>	75

Figura 44 – Taxa de dados de cada modo guiado do cabo coaxial para os comprimentos de 10, 25, 50 e 100 m usando o algoritmo <i>water-filling</i>	75
Figura 45 – Comparação da taxa de dados agregada para todos os cenários de cabos. . .	77

Lista de tabelas

Tabela 1	– Parâmetros utilizados no cálculo da taxa de transmissão.	53
Tabela 2	– Raiz do erro quadrático médio da atenuação (em neper por metro) dos quatro primeiros modos guiados no par trançado com blindagem ao variar seu comprimento de 5 mm para 12,63 mm.	55
Tabela 3	– Valores do comprimento de uma trança associado a cada par trançado do cabo CAT5e.	56
Tabela 4	– Parâmetros construtivos dos cabos de pares trançados e coaxiais.	56
Tabela 5	– Banda de frequência de transmissão, modos utilizados e taxa de dados agregada para cada cenário de cabo em 10 m.	70
Tabela 6	– Potência total de transmissão para cada cenário de cabo em 10 m.	70
Tabela 7	– Banda de transmissão e modos utilizados no par trançado correspondentes aos resultados apresentados nas Figuras 39 e 40.	72
Tabela 8	– Banda de transmissão e modos utilizados no CAT5e correspondentes aos resultados apresentados nas Figuras 41 e 42.	73
Tabela 9	– Banda de transmissão e modos utilizados no coaxial correspondentes aos resultados apresentados nas Figuras 43 e 44.	76
Tabela 10	– Resumo do alcance de cada cenário.	77
Tabela 11	– Taxa agregada considerando um fator η representado a eficiência de acoplamento para cada cenário em 10 m.	78

Lista de abreviaturas e siglas

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BBU	<i>Baseband Unit</i>
CAT5e	<i>Enhanced Category 5</i>
CO	<i>Central Office</i>
C-RAN	<i>Cloud-Radio Access Network</i>
DMT	<i>Discrete Multitone</i>
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FTTC	<i>Fiber To The Curb/Cabinet</i>
FTTdp	<i>Fiber To The distribution point</i>
FTTH	<i>Fiber To The home</i>
FTTx	<i>Fiber To The x</i>
HFC	<i>Hybrid Fiber-Coaxial</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
ITU-T	<i>International Telecommunication Union – Telecommunication standardization sector</i>
M2M	<i>Machine-to-Machine</i>
MTC	<i>Machine-Type Communication</i>
PE	Polietileno
PSD	<i>Power Spectral Density</i>
PVC	Policloroeteno
RRH	<i>Remote Radio Head</i>
RRU	<i>Remote Radio Unit</i>
SNIR	<i>Signal to Noise plus Interference Ratio</i>

SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TE	Transversal Eléctrico
TEM	Transversal Eletromagnético
TM	Transversal Magnético
WF	<i>Water-filling</i>

Lista de símbolos

MHz	Mega-hertz
GHz	Giga-hertz
Gbps	Gigabit por segundo
Tbps	Terabit por segundo
dB	Decibel
dB/m	Decibel por metro
W	Watts
dBm	Decibel-miliwatt
Δ_f	Largura de banda dos subcanais
C	Capacidade de transmissão de dados de um canal
H, H_k	Função de transferência (resposta em frequência), do canal e de um subcanal k , respectivamente.
f	Frequência
Γ	Gap de SNR
b_k, \bar{b}_k	Número de bits alocado em cada subcanal, sem restrição (valor máximo e integralidade) e com estas restrições, respectivamente.
b_{max}	Número de bit máximo no subcanal k
p_k	Potência espectral alocada no subcanal k
σ_k^2	PSD do AWGN
R, \bar{R}	Taxa de dados de um canal, total e útil, respectivamente.
\bar{R}_{ag}	Taxa de dados agregada
$p_k^{b_{max}}$	Potência requerida para alcançar b_{max} no subcanal k
p_k^{mask}	Máscara espectral
μ^{sum}	Multiplicador de Lagrange para a restrição da máxima soma da potência

μ_k^0	Multiplicador de Lagrange para a restrição de positividade da potência
μ_k^{mask}	Multiplicador de Lagrange para a restrição da máscara espectral combinada com da alocação de bit máxima
$\mathbf{E}(x, y, z, t)$	Fasor de campo elétrico
$\mathbf{H}(x, y, z, t)$	Fasor de campo magnético
j	Unidade imaginária ($\sqrt{-1}$)
ω_c, f_c	frequência de corte, em radiano por segundo e em Hz, respectivamente.
λ_c	comprimento de onda de corte
α	Constante de atenuação
ϵ	Permissividade elétrica
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
σ	Condutividade elétrica
μ	Permeabilidade magnética
$\tan \theta$	Tangente de perda dielétrica
S/m	Siemens por metro
Np/m	Neper por metro

Sumário

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Contexto e motivação	18
1.2	Trabalhos relacionados	20
1.3	Justificativa	22
1.4	Objetivos	23
1.5	Organização da dissertação	24
2	TECNOLOGIAS DE ACESSO	25
2.1	Redes de acesso de banda larga fixa	25
2.2	Meios de transporte para o acesso móvel 5G	29
2.3	Desempenho de um sistema de comunicação	31
2.3.1	Taxa de dados	31
2.3.2	Técnicas de otimização de desempenho – <i>Water-filling</i>	33
2.3.3	Técnicas de mitigação de interferência	36
3	MODOS DE PROPAGAÇÃO EM CABOS DE COBRE	38
3.1	Guias de ondas	38
3.1.1	Guias de Sommerfeld e Goubau	40
3.1.2	Modos de propagação em cabos de pares trançados	45
3.1.3	Modos de propagação em cabos coaxiais	47
4	CONFIGURAÇÕES DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS E AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO	49
4.1	Simulações numéricas	49
4.1.1	Métodos dos elementos finitos	50
4.1.2	Configurações das simulações	50
4.2	Considerações para a avaliação de desempenho	52
5	RESULTADOS E ANÁLISES	54
5.1	Cenários de avaliação	54
5.2	Análise das simulações numéricas	57
5.2.1	Constantes de atenuação	57
5.2.2	Padrões de campo elétrico e eficiência de acoplamento	62
5.3	Análise do desempenho de transmissão	66
5.3.1	Definição da faixa de frequência de transmissão	67
5.3.2	Taxa de dados agregada em função do comprimento de cada cenário	71

5.3.3	Efeito da eficiência de acoplamento na taxa de dados	77
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	79
6.1	Conclusões	79
6.2	Trabalhos futuros	80
6.3	Publicações	80
	REFERÊNCIAS	82

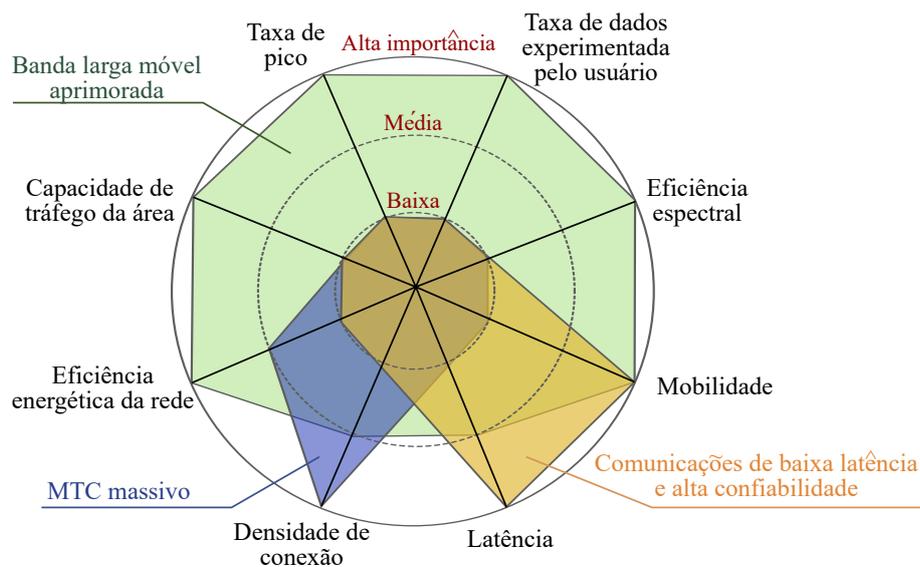
1 Introdução

1.1 Contexto e motivação

Espera-se que nos próximos anos haja um grande aumento no tráfego de dados devido à crescente dependência global de conectividade e aplicações como *streaming* de vídeo 4k e jogos em tempo real. Em 2022 é estimado que o tráfego triplique em relação a 2017, com 396 Exabytes por mês (CISCO, 2019). Um número crescente de aplicações M2M (*Machine-to-Machine*), como medidores inteligentes, vigilância por vídeo, monitoramento de saúde, contribuem de forma expressiva para o crescimento de dispositivos e conexões.

Até 2022, as conexões M2M serão 51% do total de dispositivos e conexões (CISCO, 2019). O M2M é uma aplicação MTC (*Machine-Type Communication* – Comunicação do Tipo Máquina), e se configura um sistema que possui requisitos muito rigorosos de funcionamento, dependendo da aplicação. Dessa forma, a quinta geração de serviços móveis, 5G, visa fornecer acesso ilimitado às informações e a capacidade de compartilhar dados em qualquer lugar, a qualquer hora e por qualquer pessoa, e tem o objetivo de atender não somente o sempre crescente número de dispositivos conectados e demanda de dados, mas também os requisitos das diversas aplicações de uso. A Figura 1 resume os principais requisitos das diversas aplicações para redes 5G (ÖHLÉN et al., 2015; ANDREWS et al., 2014; ITU-T, 2015a).

Figura 1 – Principais requisitos e capacidades para serviços gerais 5G.



Essas demandas das redes 5G exercem um grande impacto nas arquiteturas de redes móveis e seus sistemas de transporte, que além de cumprir os requisitos rigorosos de capacidade,

sincronização, tempo, atraso e instabilidade, também precisarão atender demandas de conectividade e fluxo altamente flexíveis (ÖHLÉN et al., 2015). Nesse contexto, uma das soluções para a rede de transporte 5G é reaproveitar a infraestrutura de rede já existente reutilizando os cabos de cobre, de pares trançados ou coaxiais, para fazer a conexão entre as antenas e a unidade central remota, o que pode acelerar a implantação do 5G e diminuir seus custos se comparados à utilização em larga escala da fibra óptica (CIOFFI et al., 2018; ÖHLÉN et al., 2015; FUJITSU, 2014; LU et al., 2014; ACATAUASSU et al., 2018).

Além disso, há os usuários das redes de banda larga fixa onde os meios de transmissão são pares trançados, cabos coaxiais e fibras ópticas, com a maior parte dos usuários usando tecnologias baseadas em cobre ou de redes híbridas de fibra e cobre (OECD, 2017; TOPIC, 2019). No Brasil, 60% dos acessos em dezembro de 2019 são de tecnologias de cabos metálicos e coaxiais (ANATEL, 2020).

O sistema DSL (*Digital Subscriber Line* – Linha Digital do Assinante) é uma tecnologia criada com o objetivo de reutilizar cabos de pares trançados instalados pela rede de telefonia para serviços de banda larga. O padrão DSL atual, chamado de G.fast, transmite em frequências de 2,2 MHz a 212 MHz para alcançar taxas de até 2 Gbps (ITU-T, 2019), e já está em desenvolvimento o padrão G.mgfast, que expandirá a faixa até 848 MHz e objetiva alcançar até 10 Gbps em comprimentos muito curtos (≤ 30 metros) (ITU-T, 2018). O alcance de taxas de dados na ordem de Gbps nesses sistemas é possível graças ao surgimento de técnicas de transmissão conjunta em múltiplos pares (conhecida como *bonding*) e técnicas de cancelamento de interferência como o *vectoring* (GINIS; CIOFFI, 2002), que são utilizadas nos sistemas mais atuais, e reforçam ainda mais a utilização de cabos de cobre nos poucos metros restantes em direção ao usuário final, onde a implantação da fibra é mais onerosa.

Tradicionalmente, os cabos de par trançado são usados como linhas de transmissão para transportar energia eletromagnética de um ponto a outro de um sistema, usando o modo de propagação TEM (Transversal Eletromagnético). Entretanto, o par trançado possui alta atenuação, quando comparado, por exemplo, a fibra óptica, e cada par é utilizado para transmitir apenas um canal de comunicação através deste modo, limitando o alcance de maiores taxas de dados nessa estrutura. Considerando isto, existem outros modos de propagação dos tipos TE (Transversal Elétrico) e TM (Transversal Magnético) não explorados em um par trançado que podem ser usados para transmissão, chamados de modos guiados de ordem superior. Tais modos se propagam com distribuição de campo entre os condutores e ao redor deles, em frequências cujos comprimentos de onda associados são menores que o espaço entre os condutores (LEVIATAN; ADAMS, 1982), correspondendo a frequências na ordem de GHz, bem maiores que as utilizadas atualmente nos sistemas DSL.

Recentemente, Cioffi et al. (2018) propôs a utilização do par trançado como guia de ondas ao invés de linha de transmissão, em frequências de até 300 GHz. Usando essa ideia, taxas de 1 Tbps em 100 metros podem ser alcançadas, em um sistema denominado Terabit DSL. O trabalho

se baseou na atenuação de outro guia de onda conhecido como linha de Sommerfeld, que consiste apenas de um condutor cilíndrico nu (JEON et al., 2005b; WANG; MITTLEMAN, 2004), para representar o comportamento esperado do guiamento em par trançado. Entretanto, em (CIOFFI et al., 2018) não há indicação do quanto o guia de Sommerfeld usado como modelo representa as características de uma estrutura mais complexa como o par trançado. Do mesmo modo, em (CIOFFI et al., 2018) não há consideração sobre o efeito do isolante dielétrico envolvendo o condutor, como é característico do par trançado. Dessa forma, é importante investigar as características do guiamento de ondas eletromagnéticas em cabos de cobre típicos usados nos sistemas de comunicação atuais para determinar se é realmente possível alcançar taxas de dados nos níveis descritos em (CIOFFI et al., 2018).

1.2 Trabalhos relacionados

A maioria dos trabalhos que investigam o guiamento em cabos metálicos foca na linha de Sommerfeld devido principalmente suas aplicações em sensoriamento, imagem e espectroscopia (WANG; MITTLEMAN, 2004; JEON et al., 2005a; JEON et al., 2005b; WILTSE, 2006). O artigo publicado por Wang e Mittleman (2004) apresenta medidas da atenuação em um fio de aço inoxidável com um diâmetro de 0,9 mm, nas quais a propagação possui praticamente nenhuma dispersão e baixa atenuação. Em (JEON et al., 2005a; JEON et al., 2005b) apresenta-se medidas da atenuação em um fio de cobre 0,52 mm de diâmetro até 400 GHz, mostrando que a perda de propagação é muito baixa e chega no máximo a 2,2 dB/m, próximo ao teórico. Já em (WILTSE, 2006), fios de cobre com diâmetros maiores são medidos, e mostra-se que para 2 mm a atenuação é cerca de 0,66 dB/m em 140 GHz, enquanto que para o diâmetro de 12 mm a atenuação é de 0,26 dB/m.

Como visto por esses trabalhos, a atenuação do guia de Sommerfeld é realmente baixa e é menor quanto maior o diâmetro do condutor. No entanto, o efeito do dielétrico deve ser levado em consideração para aplicações práticas dos sistemas de comunicação baseados em cobre. Esse efeito foi analisado primeiramente por Harms em 1907 e depois de forma bem rigorosa por Goubau (GOUBAU, 1950; GOUBAU, 1951), ao avaliar a propagação em um guia cilíndrico constituído de um condutor envolvido por um dielétrico, que ficou conhecido como linha de Goubau. Em Wiltse (2007) é apresentado uma comparação da atenuação obtida pelas linhas de Sommerfeld e Goubau, mostrando que quando maior a espessura da capa dielétrica, melhor é o guiamento e menor perda de curvatura, porém maior é a atenuação e dispersão da onda de propagação.

Os trabalhos citados até agora consideram um único modo de propagação, o modo fundamental, e apenas um condutor. A propagação em linhas de dois condutores paralelos e sem dielétrico são avaliados em (LEVIATAN; ADAMS, 1982; MBONYE et al., 2009; SHRESTHA et al., 2019). Em (LEVIATAN; ADAMS, 1982) é levado em consideração numericamente os efeitos

dos modos de ordem superior numa linha de dois condutores ideais. Seus resultados mostram que modos de ordem superior se propagam quando o comprimento de onda é da mesma ordem ou menor que a dimensão da seção transversal dos condutores. Além disso, mostra-se que as constantes de atenuação dos modos de ordem superior diminuem à medida que a distância entre os condutores aumenta. Já Mbonye et al. (2009) realiza experimentos em dois fios cilíndricos paralelos de aço inoxidável, cada um com 0,3 mm de diâmetro e 0,5 cm de separação entre os centros dos condutores em frequências de até 500 GHz. A atenuação medida do guia de onda é relativamente baixa de no máximo 2,6 dB/m, próximo ao valor teórico para o modo TEM nesse guia, e similar ao esperado para o guia de Sommerfeld. Além disso, demonstra-se o forte acoplamento da onda de propagação aos dois fios, em contraste com a do guia de Sommerfeld em que a onda é fracamente acoplada e possui alta perda de curvatura. Em Shrestha et al. (2019) é mostrado que a atenuação experimental em um guia de dois condutores cobertos por uma blindagem metálica é aproximadamente 1,97 dB/m em 200 GHz. Entretanto, não são dadas informações do diâmetro, material dos condutores usados e se há ou não isolante dielétrico.

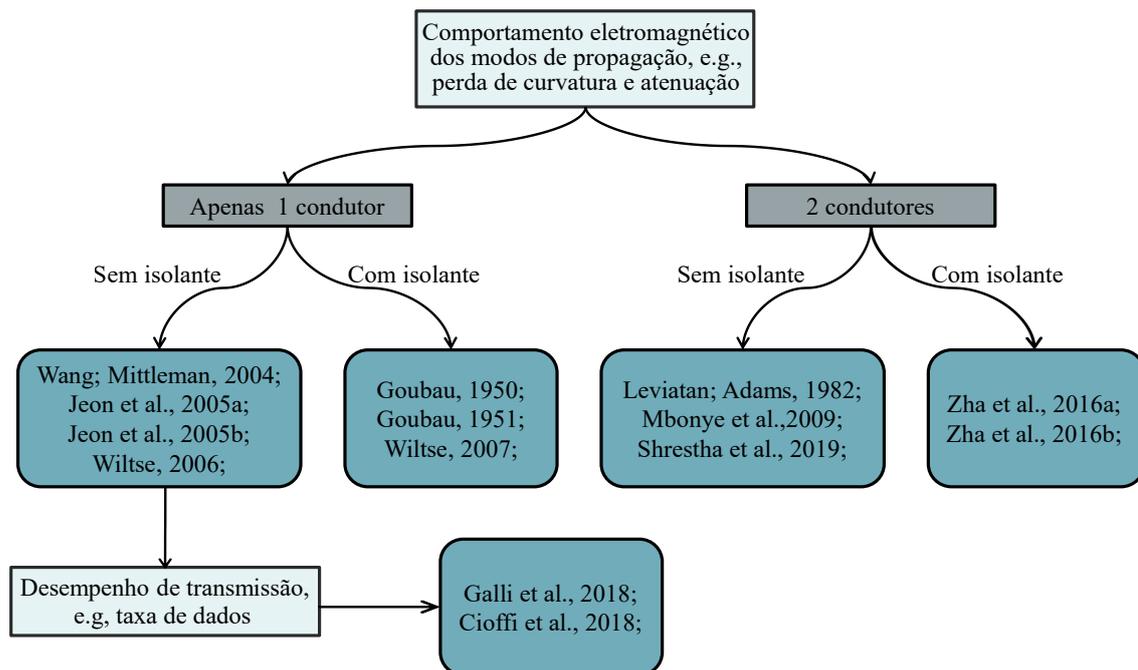
Os trabalhos (ZHA et al., 2016a; ZHA et al., 2016b) realizam experimentos em pares paralelos de cobre com diâmetro de 0,5 mm e 1 mm de separação entre os centros dos condutores. Eles avaliam o efeito do isolante de silicone de 25 μm de espessura no guiamento e perda de curvatura. Seus resultados mostram que o revestimento dielétrico concentra fortemente o campo à superfície dos condutores, e dessa forma, a perda de curvatura é muito menor em comparação com as dos condutores não revestidos. No entanto, não são mostrados valores de atenuação para poder quantificar a perda de potência do guia e conseqüentemente o despenho de transmissão do sistema.

Os trabalhos (GALLI et al., 2018; CIOFFI et al., 2018) avaliam o desempenho de sistemas de comunicação que utilizam guiamento em cabos de cobre, ambos baseados em modelos teóricos do guia de Sommerfeld. Em Galli et al. (2018) é proposto utilizar as linhas de transmissão de energia elétrica de média tensão, compostas de condutores nu, como guias de onda abertos e não como linhas de transmissão. Esse trabalho observa que ao usar linhas de energia como guias de onda abertos, o modo excitado (principal) realmente se propaga em torno da linha de energia como um modo TM, de acordo com o modelo de Sommerfeld, e não através dele como um modo TEM. Ele sugere que essa técnica pode ser usada no suporte a aplicações 5G, como meios de transporte e acesso de banda larga. Os resultados mostram que uma capacidade de canal de 1 Tbps em 100 m pode ser alcançada com uma única linha elétrica de cobre de 10 mm, usando 1 W (30 dBm) de potência total transmitida e na faixa de 1 a 100 GHz, ou 200 Gbps em um condutor de cobre com 0,5 mm de diâmetro na mesmas condições. No entanto, como visto nos trabalhos anteriores, a onda de Sommerfeld é fracamente guiada e sofre com altas perdas de curvatura, e isto não foi considerado por Galli et al. (2018). Assim, a taxa de dados pode ser mais baixa se a perda de curvatura for levada em consideração.

Já Cioffi et al. (2018) avalia o uso de vários modos guiados de ordem superior para aplicação em sistemas DSL que utilizam cabos de pares trançados. Para isto, ele criou um modelo de canal para a resposta em frequência dos modos guiados baseado no modelo do guia de Sommerfeld, considerando que cada modo guiado possui a mesma atenuação, assim como um modelo para interferência entre os modos. Com esse modelo, ele avaliou a capacidade de transmissão usando uma técnica para mitigação de interferência não linear, e encontrou que a taxa de dados de um usuário usando apenas um par é 1 Tbps em 100 m, considerando cada condutor de cobre com 0,5 mm de diâmetro propagando dois modos guiados (quatro modos no total), 100 mW (20 dBm) de potência total e na faixa de 100 a 300 GHz.

A forma como essa seção está organizada é resumida na Figura 2, explicitando as características construtivas da estrutura de guiamento avaliada (i.e., número de condutores e o uso ou não de isolante), e o tipo de avaliação realizada pelo trabalho (i.e., apenas análise do comportamento eletromagnético dos modos de propagação ou também do desempenho de transmissão).

Figura 2 – Resumo dos tipos de cenários considerados e resultados avaliados pelos trabalhos relacionados ao tema desta dissertação.



Fonte – Elaborada pela autora.

1.3 Justificativa

Os trabalhos descritos anteriormente mostram através de simulações e experimentalmente o potencial do guiamento de uma onda eletromagnética na superfície de cabos metálicos. Entretanto, focam em linhas de apenas um condutor ou dois condutores paralelos, que são estru-

turas mais simples e não representam os cabos típicos de pares trançados utilizados nos sistemas de comunicação. Além disso, a maioria investiga o guiamento em um único modo guiado ou não caracterizam a propagação em modos de ordem superior. Dos trabalhos encontrados que investigam o guiamento em par trançado, não são informadas as características construtivas do par trançado usado nem como foi realizado o experimento. Devido à proposta do sistema Terabit DSL ser relativamente recente, não foram encontrados na literatura trabalhos que investiguem teoricamente o comportamento eletromagnético dos modos de ordem superior em cabos de pares trançados, e que considerando a falta de simetria destes cabos, supõe-se que esta tarefa seja complexa.

Para a avaliação de desempenho de um sistema que reutiliza a estrutura legada de cabos de cobre, é necessário considerar características construtivas reais desses cabos, como o trançamento do par, e as perdas no condutor e isolante, pois influenciam as características de propagação do par trançado e nos níveis de atenuação. Apesar da falta de modelos teóricos, há uma variabilidade de simuladores eletromagnéticos capazes de determinar com boa precisão o comportamento eletromagnético de diversos meios de propagação. Dessa forma, esta abordagem pode ser útil para encontrar as características de propagação eletromagnética através de cabos de cobre.

Nesse sentido, esta dissertação utiliza um *software* de simulação numérica para avaliar os modos guiados em cabos de pares trançados comumente usados em sistemas DSL. Sendo que o principal diferencial em relação aos trabalhos da literatura é a consideração das características construtivas realísticas. Adicionalmente, devido à grande disponibilidade de cabos de cobre coaxiais em sistemas de banda larga, este trabalho também investiga as características de propagação dos modos guiados de ordem superior nestes cabos. Como há modelos teóricos para todos os modos de propagação dos cabos coaxiais, tendo em vista que sua estrutura física é mais simples, isto possibilita a validação da metodologia adota para obtenção dos resultados.

Por fim, diferente do foi feito na literatura, esta dissertação também avalia as taxas de dados alcançáveis considerando as características de propagação dos modos de ordem superior em cabos pares trançados e coaxiais, com fidelidade às estruturas físicas dos mesmos. Tudo isto é feito visando determinar o quanto as considerações feitas pelo sistema Terabit DSL são realísticas e se sua proposta realmente pode melhorar o desempenho das redes cabeadas.

1.4 Objetivos

O objetivo deste trabalho é investigar a viabilidade de taxas de dados em Terabit por segundo através da transmissão de modos de propagação de ordem superior em cabos metálicos de cobre (par trançado e coaxial) comumente encontrados na prática. Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Avaliar os modos guiados de ordem superior dos cabos de cobre dos tipos trançados e coaxiais em termos de constante de atenuação e taxa de dados em frequências de até 300 GHz.
- Analisar os padrões de distribuição de campo elétrico de cada modo nas seções transversal dos cabos.
- Avaliar a faixa de frequência e densidade espectral de potência de transmissão de cada modo para maximizar a taxa de dados.

1.5 Organização da dissertação

O restante deste trabalho está organizado em cinco capítulos. O Capítulo 2 trata das características das redes híbridas que usam fibra e sistemas DSL, e redes híbridas baseadas em fibras e cabos coaxiais. É apresentado também como cabos de cobre podem ser usados em sistemas 5G. Ao final do Capítulo 2 são descritos métodos para a otimização de potência e para determinação da taxa de dados a partir da função de transferência do canal de comunicação.

O Capítulo 3 aborda aspectos teóricos de interesse para o entendimento da utilização de pares trançados e cabos coaxiais como guias de ondas. Além disso, o Capítulo 3 também descreve os modelos de atenuação dos guias de Sommerfeld e Goubau que são utilizados para validar a metodologia proposta e os resultados deste trabalho.

O Capítulo 4 mostra a metodologia utilizada para obter a taxa de dados a partir da atenuação dos modos guiados em cabos de cobre. Apresentam-se as configurações do *software* HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) usado para simular a atenuação dos modos guiados em cabos de cobre. Mostra-se como a atenuação de cada modo é usada para gerar um modelo de função de transferência do canal e também as configurações para o cálculo da taxa de dados.

O Capítulo 5 apresenta os cenários de avaliação considerados, os resultados de atenuação dos modos guiados em cabos de pares trançados e coaxiais, e sua análise. As atenuações dos guias de Sommerfeld e Goubau também são comparadas com as atenuações dos modos em cabos de pares trançados. O desempenho de transmissão usando os modos guiados dos cabos de pares trançados e coaxiais com características construtivas realistas são apresentadas.

Por fim, o Capítulo 6 apresenta as considerações finais, como conclusões, trabalhos futuros e publicações relacionadas.

2 Tecnologias de acesso

Este capítulo trata das principais características de sistemas de comunicação que se baseiam em cabos de cobre e está dividido em três seções. A primeira seção apresenta a evolução tecnológica do sistema DSL e redes híbridas de fibra e cobre. A segunda trata de sistemas de comunicação móveis, definições, arquitetura e como cabos de cobre podem ser utilizados na rede de transporte (*fronthaul*) de sistema 5G. Na última seção, são apresentados os métodos para quantificar o desempenho do sistema, como o cálculo da taxa de dados, otimização da densidade espectral de potência da transmissão e mitigação de interferência.

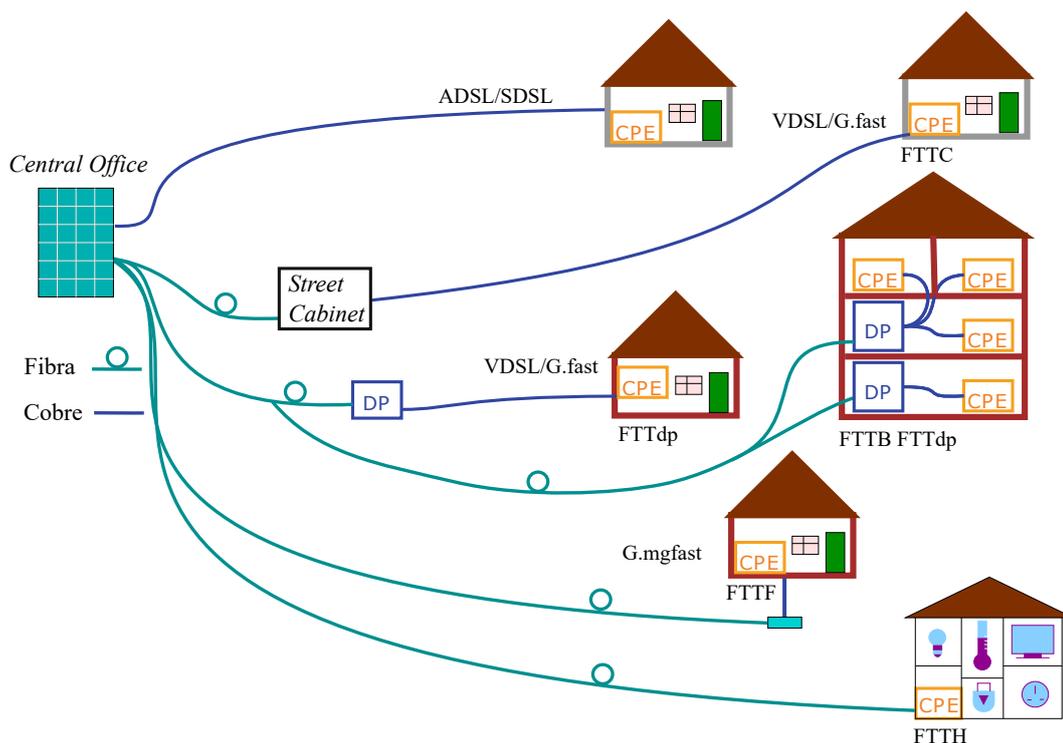
2.1 Redes de acesso de banda larga fixa

Para acompanhar as crescentes demandas dos usuários, as operadoras de telecomunicações estão migrando das redes baseadas em cobre para as redes baseadas em fibra. No entanto, a migração para uma infraestrutura toda em fibra requer grandes investimentos e leva um tempo considerável para ser concluída - provavelmente pelo menos uma década na maioria dos países (ZHAO et al., 2014). Dessa forma, a arquitetura de referência das redes de acesso de fibra definida pelo ITU-T (*International Telecommunication Union – Telecommunication standardization sector*) (ITU-T, 2003) permite usar cabos de fibra e cobre como meio de transmissão, com uma possível transição entre eles no meio da rede de acesso, como mostra a Figura 3. Como a fibra óptica pode alcançar vários trechos com relação às instalações do cliente, a arquitetura dos sistemas híbridos de fibra e cobre é chamada de FTTx (*Fiber To The x*) (BORZYCKI, 2018). O “x” é usado para generalizar essa arquitetura e é substituído por outra letra que indica o ponto a partir do qual a rede de fibra é substituída pela de cobre.

A parte de cobre da rede vem historicamente da tecnologia DSL, compondo várias versões do FTTx a cada novo padrão do DSL, como ilustra a Figura 3. Os cabos de cobre utilizados pelo sistema DSL são pares trançados da rede de telefonia tradicional, originalmente usado para transportar sinais de voz com uma frequência máxima de 3,4 kHz. Todas as tecnologias DSL excedem essa frequência máxima (ZHAO et al., 2014). A primeira geração de tecnologias do DSL é o ADSL (*Asymmetric DSL*), que atinge taxas de dados na ordem de 10 Mbps e suporta pares trançados de vários quilômetros. O ADSL é atendido diretamente a partir do CO (*Central Office* - escritório central), que é um nó da rede que fornece vários milhares de assinantes (STROBEL, 2019).

Para melhorar as taxas de dados e a qualidade do serviço, foram introduzidos novos nós de rede, os armários de rua (*street cabinets*) e uma nova tecnologia de transmissão, VDSL2 (*Very-high-speed DSL 2* (ITU-T, 2006)), que serve centenas de assinantes. O VDSL2 atinge uma taxa de dados máxima de 200 Mbps e trabalha em comprimentos menores que 2 km.

Figura 3 – Visão geral sobre topologias e tecnologias da rede de acesso de cobre, fibra e híbrida.



Fonte – Adaptada de Strobel (2019).

Uma conexão de fibra é usada para conectar os armários da rua com o CO. A topologia de rede é chamada de FTTC (*Fiber To The Curb/Cabinet*). Com a introdução do cancelamento de diafonia nesse sistema (VDSL2 vetorizado) é possível alcançar até 300 Mbps (STROBEL, 2019; BORZYCKI, 2018).

O padrão atual do sistema DSL é chamado de G.fast (ITU-T, 2019; ITU-T, 2017), e possui duas versões, uma padronizada para faixas de frequências de até 106 MHz, a qual atinge taxas agregada de dados de até 1 Gbps, e outra na faixa de frequência de 212 MHz padronizada para atingir até 2 Gbps, ambas utilizando cabos de cobre de até 250 m e técnicas de pré-codificação de canal para cancelamento de diafonia. A topologia de rede da correspondente é chamada de FTTdp (*Fiber To The distribution point*), onde o DP (*Distribution Point* – ponto de distribuição) é um nó de rede tipicamente a uma distância abaixo de 100 m do assinante. No DP, os feixes de cabos contêm um pequeno número de pares trançados, conectando, por exemplo, 16 ou 24 assinantes (STROBEL, 2019). A topologia também é chamada FTTB (*Fiber To The Building*) quando o DP está localizado em um edifício.

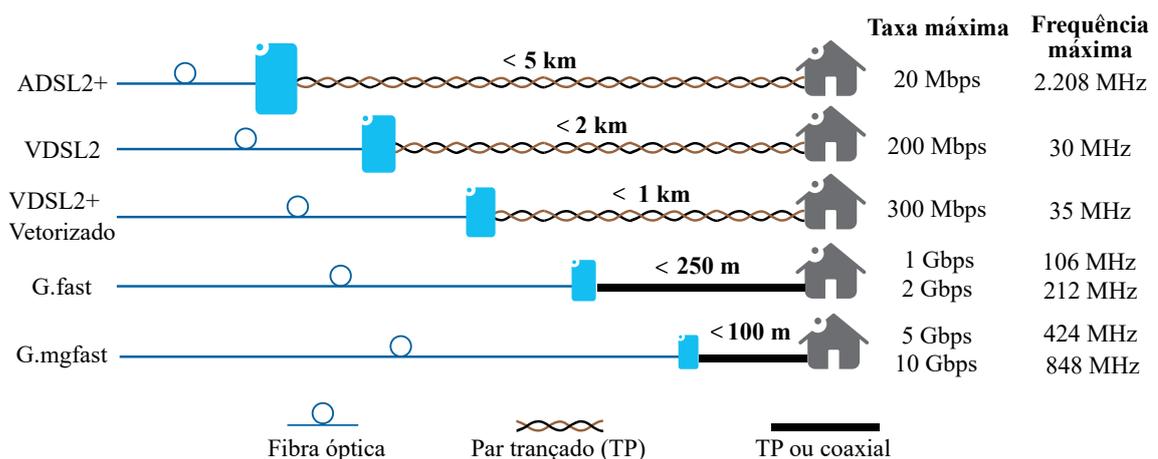
Um novo padrão do sistema DSL já está em pesquisa, chamado de G.mgfast (ITU-T, 2018), com uma versão projetada para operar até 424 MHz e atingir até 5 Gbps, e outra até 848 MHz para alcançar até 10 Gbps, ambos em comprimentos menores que 100 m. No G.mgfast uma topologia chamada FTTF (*Fiber To The Frontage*) é definida pela fibra chegando a rua do assinante e o sistema DSL operando nos comprimentos de cabo de cobre restantes. Com essas

taxas de dados essa rede dará suporte a futura casa inteligente (BAI et al., 2019). Taxas de até 10 Gbps em 30 m usando uma largura de banda de 500 GHz já foram demonstrados (COOMANS et al., 2015; COOMANS et al., 2014).

Por fim, o FTTH (*Fiber To The home*) é uma rede de fibra completa, diretamente do CO às instalações dos usuários, e atingem taxas de dados máxima de 1 Gbps a 40 Gbps dependendo do tipo de sistema (BORZYCKI, 2018; ZHAO et al., 2014).

A Figura 4 resume a evolução tecnológica das redes DSL, destacando o alcance, a taxa de dados e frequência máxima de transmissão (que corresponde aproximadamente à largura de banda de operação) usada em cada padrão DSL. A figura mostra que para atingir taxas de dados mais elevadas em cabos de pares trançados, é necessário aumentar a largura de banda. No entanto, a atenuação por km do cabo eleva-se monotonicamente com a frequência. Assim, o comprimento do cabo deve diminuir para compensar esse efeito. Assim, de acordo com Borzycki (2018) o alcance do sistema se torna muito curto para a maioria dos propósitos.

Figura 4 – Evolução e características das tecnologias do sistema DSL.

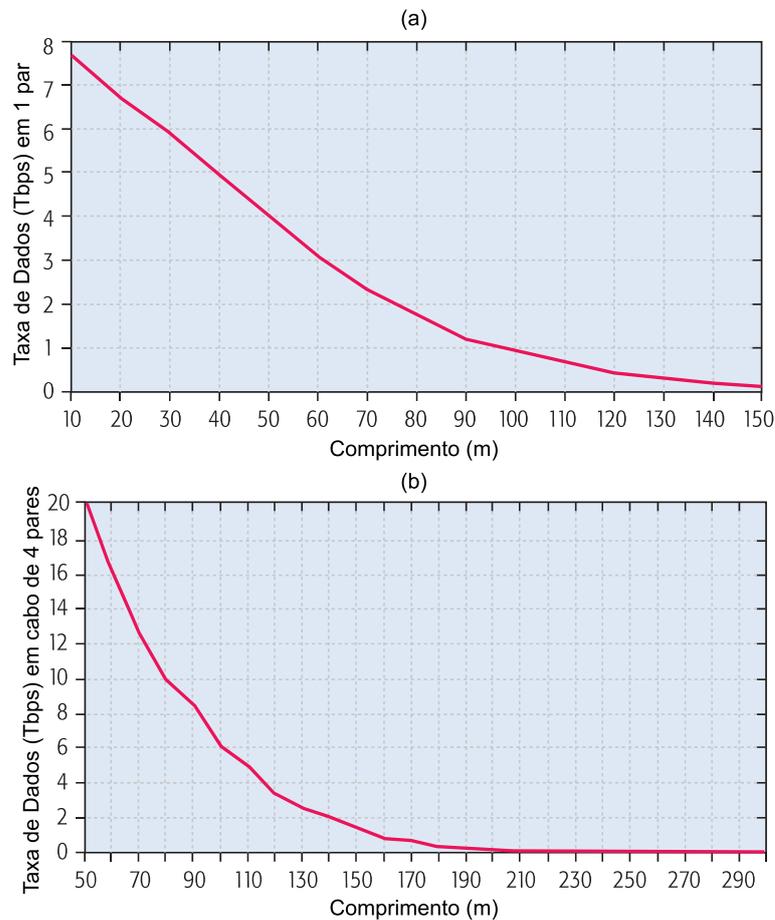


Fonte – Adaptada de Maes e Nuzman (2015).

Para superar esse limite e poder alcançar altas taxas de dados em comprimentos mais longos, Cioffi et al. (2018) estimou que os cabos de pares trançados podem transmitir na superfície dos condutores em frequências da ordem de GHz e prever taxas na ordem de Tbps, chamando assim o pretensão sistema de Terabit DSL. A Figura 5 mostra a taxa alcançada em função do alcance do sistema, onde nota-se que para um alcance de 100 m atinge-se 1Tbps em um único par e 6 Tbps em quatro pares.

Os padrões DSL também podem operar sobre cabos de cobre dos tipos coaxiais da infraestrutura legada de TV por satélite (SAT TV), (ITU-T, 2017), ou cabos de pares trançados Ethernet (e.g., CAT5e e CAT6) recém instalados em muitos edifícios (BORZYCKI, 2018; ITU-T, 2019). As redes a cabo coaxial foram originalmente estabelecidas como redes unidirecionais para fornecer televisão às residências dos clientes, como uma alternativa de alta qualidade às transmissões de televisão terrestre, frequentemente sujeitas a interferências. As redes foram

Figura 5 – Taxas de dados estimada no sistema Terabit DSL de 100 a 300 GHz. a) Em um par e b) em um cabo de 4 pares.

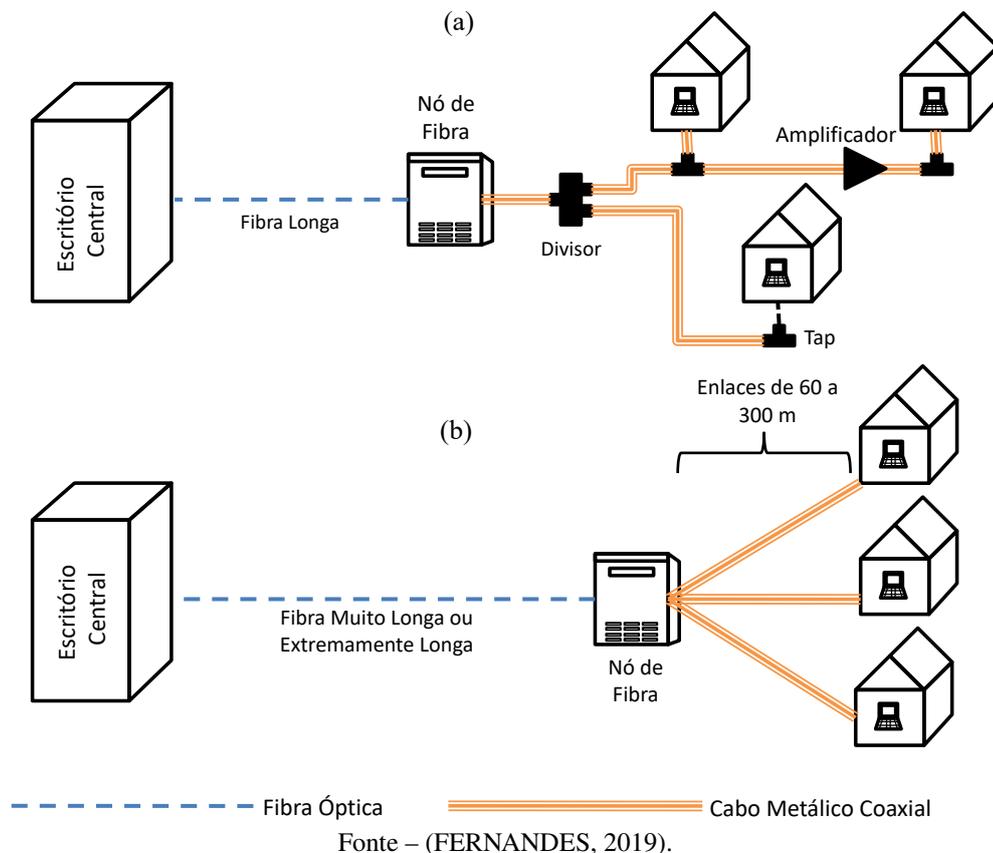


Fonte – Adaptada de Cioffi et al. (2018).

atualizadas posteriormente para fornecer comunicação bidirecional. As redes de cabos antigas eram totalmente baseadas em cabos coaxiais, mas as redes modernas são baseadas em uma arquitetura chamada HFC (*Hybrid Fiber-Coaxial*), mostrada na Figura 6. As redes HFC tradicionais adotam uma topologia de árvore e ramificação, conforme ilustrado na Figura 6a, que também inclui amplificadores eletrônicos para aumentar o sinal em relação ao ruído. Para maximizar a capacidade de dados, recentemente (CLOONAN et al., 2015) propôs o uso de uma arquitetura HFC ponto a ponto, como ilustra a Figura 6b, onde a fibra é colocada mais próxima ao usuário e conectada diretamente com o cabo coaxial que vai para ao usuário (sem o uso do divisor). Os comprimentos dessa arquitetura variam tipicamente entre 60 m a 300 m.

Essas redes HFC utilizam o padrão de transmissão chamada DOCSIS (*Data Over Cable Service Interface Specification*). A versão DOCSIS 3.0 é projetada para atingir taxas de bits no *downstream* de no máximo 1,2 Gbps na arquitetura HFC tradicional (Figura 6a), enquanto que o padrão DOCSIS 3.1 trabalha na arquitetura ponto a ponto (Figura 6b) e pode atingir até 10 Gbps (MEHMOOD et al., 2015; HAMZEH et al., 2015; CLOONAN et al., 2015).

Figura 6 – Arquitetura de redes HFC: (a) tradicional e (b) ponto a ponto.



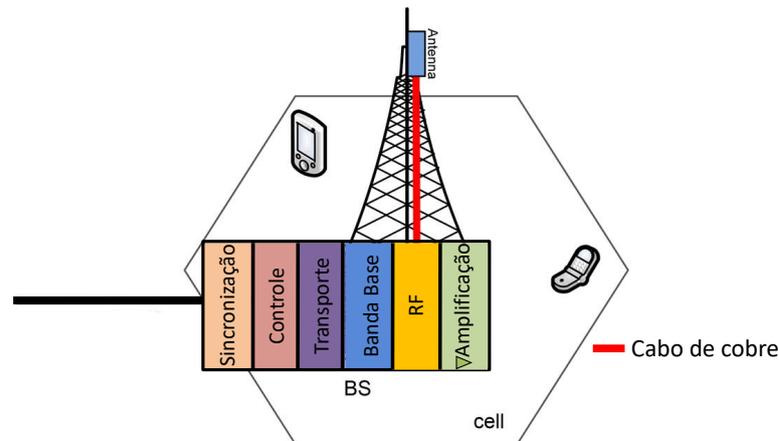
2.2 Meios de transporte para o acesso móvel 5G

Tradicionalmente, em redes móveis celulares, os usuários se comunicam com uma estação base que atende uma área na qual eles estão localizados. As principais funções de uma estação base podem ser divididas em processamento de banda base e funcionalidades de rádio. As principais subfunções do módulo de processamento de banda base são codificação, modulação e FFT (*Fast Fourier Transform*). O módulo de rádio é responsável pelo processamento digital, filtragem de frequência e amplificação de potência (CHECKO et al., 2015).

Na arquitetura tradicional, a funcionalidade de processamento de rádio e banda base é integrada dentro de uma estação base. O módulo da antena, que serve os usuários distribuídos em uma grande área de cobertura, está geralmente localizado a poucos metros do módulo de rádio, como mostrado na Figura 7, pois os cabos de cobre empregados para conectá-los exibem grandes perdas. Essa arquitetura era popular na implantação de redes móveis 1G e 2G. No entanto, essa arquitetura possui problemas relacionados ao alto consumo de energia e custo de instalação, pois exige a utilização de grandes locais para sua implantação (CHECKO et al., 2015).

Em uma estação base com arquitetura RRH (*Remote Radio Head*), também chamada de RRU (*Remote Radio Unit*), a estação base é separada em uma unidade de rádio e em uma

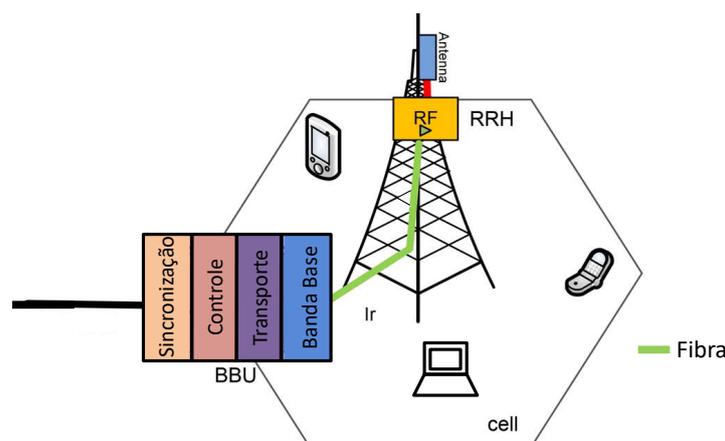
Figura 7 – Estação base macro tradicional.



Fonte – Adaptada de Checko et al. (2015).

unidade de processamento de sinal, como mostra a Figura 8. O RRH fornece a interface para os meios de transporte (e.g., fibra óptica, micro-ondas, cabos de pares trançados e cabos coaxiais), e realiza processamento digital, conversão digital para analógico e vice-versa, amplificação de potência e filtragem. A parte que realiza o processamento de sinal em banda base é chamada de BBU (*Baseband Unit*). Essa arquitetura foi introduzida quando as redes 3G estavam sendo implantadas e agora é usada na maioria das estações base. Nessa arquitetura, o equipamento da BBU pode ser colocado em um local mais conveniente e de fácil acesso, permitindo economia de aluguel e manutenção do local em comparação com a arquitetura tradicional, onde uma BBU precisa ser colocada perto da antena (CHECKO et al., 2015).

Figura 8 – Estação base com RRH.

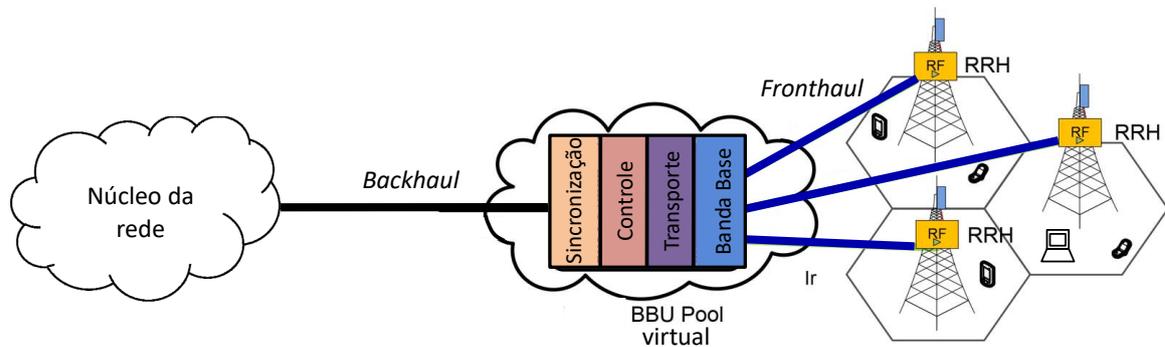


Fonte – Adaptada de Checko et al. (2015).

A arquitetura C-RAN (*Cloud-Radio Access Network*) é uma evolução da arquitetura de rede anterior na qual os recursos de banda base são agrupados, para que possam ser compartilhados entre estações base. No C-RAN, para otimizar a utilização da BBU entre estações base com

mais tráfego e as com menos, as BBUs são centralizadas em uma entidade chamada *BBU Pool*. Um *BBU Pool* é compartilhado entre as várias células e virtualizado, como mostra a Figura 9. A parte de *fronthaul* da rede se estende dos RRHs até o *BBU Pool*. O *backhaul* conecta o *BBU Pool* ao núcleo da rede móvel (CHECKO et al., 2015).

Figura 9 – C-RAN com RRHs.



Fonte – Adaptada de Checko et al. (2015).

A arquitetura C-RAN explicada acima geralmente refere-se à macro-células, porém ela também pode ser aplicada para a cobertura de ambientes menores e com muitos usuários, por exemplo, escritórios e estádios, em uma configuração conhecida como C-RAN *small-cells*. Como as redes 5G necessitam de uma alta capacidade de transmissão, é preferível a utilização de fibra ótica como meio de transporte. No entanto, para redes C-RAN *small-cells*, a reutilização de cabos de pares trançados e coaxiais podem ser alternativas viáveis de melhor custo-benefício (ÖHLÉN et al., 2015; FUJITSU, 2014; LU et al., 2014; ACATAUASSU et al., 2018). Como exemplos disto, temos o sistema *Radio Dot* da Ericsson, que utiliza cabo de pares trançados Ethernet (e.g., CAT5e e CAT6) para o *fronthaul* de ambientes *indoor* (LU et al., 2014), já Acatauassu et al. (2018) apresenta uma alternativa para o *fronthaul* de redes 5G que reutiliza cabos coaxiais.

2.3 Desempenho de um sistema de comunicação

2.3.1 Taxa de dados

Uma forma de avaliar o desempenho de sistema de comunicação é estimando sua capacidade de transmissão dados. A máxima capacidade de transmissão de dados de um canal, de acordo com Shannon (1948) é dada por:

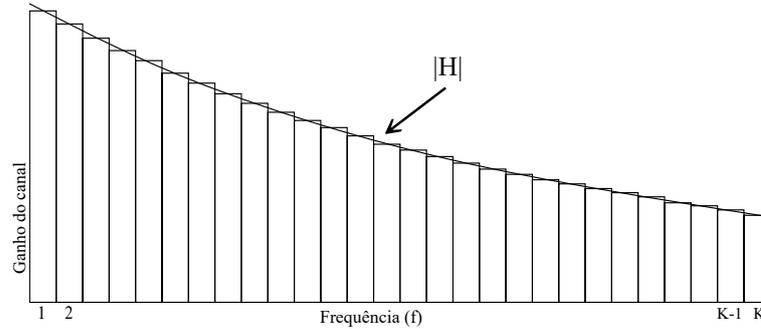
$$C = W \cdot \log_2 (1 + SNR), \quad (2.1)$$

em que a capacidade do canal de transmissão C é função da largura de banda W e da SNR (*Signal to Noise Ratio* – Relação Sinal Ruído).

Em sistemas DSL considera-se que as transmissões são feitas utilizando a modulação DMT (*Discrete Multitone* – múltiplos tons discretos), em que os dados são transmitidos via

um conjunto de subcanais, ou tons, independentes no domínio da frequência com largura de banda fixa Δ_f , como mostra a Figura 10, onde o canal possui ganho H definido como a relação entre a tensão na saída e entrada do canal em função da frequência (f), e chamado de função de transferência (ou mais corretamente, resposta em frequência).

Figura 10 – Particionamento da banda de um canal em vários subcanais.



Fonte – Adaptada de Golden et al. (2006).

Sendo assim, de acordo com Strobel (2019), o número de bits alocado em cada subcanal k pode ser definida como:

$$b_k = \log_2 \left(1 + \frac{SNIR_k}{\Gamma} \right) \quad (2.2)$$

onde Γ representa o gap de SNR e é definido para que o sistema atenda as restrições de taxa de erro de bit de esquemas práticos de modulação e codificação. Seu valor em dB pode ser aproximado por $\Gamma_{dB} \approx 9.75 + \gamma_m - \gamma_c$, onde γ_c é o ganho de codificação e γ_m é a margem do sistema desejada (STARR et al., 1999). A Equação (2.2) pode ser usada como limite superior, porém a alocação de bits permite apenas valores inteiros entre 1 e b_{max} . Menos de um bit/Hz por subcanal também pode ocorrer considerando o uso de codificação de alta redundância (STROBEL, 2019; CIOFFI et al., 2018). Dessa forma, uma definição melhor para a alocação de bits é dada por:

$$\bar{b}_k = \begin{cases} 0, & \text{se } b_k < 0 \\ \lfloor b_k \rfloor, & \text{se } 0 \leq b_k \leq b_{max} \\ b_{max}, & \text{se } b_k > b_{max} \end{cases} \quad (2.3)$$

O termo $SNIR_k$ na Equação (2.2) denota a $SNIR$ (*Signal to Noise plus Interference Ratio* – relação sinal ruído mais interferência) por tom k , e é definida como:

$$SNIR_k = \frac{|H_k|^2 p_k}{\sigma_k^2 + I_k} \quad (2.4)$$

onde H_k representa o ganho do canal no tom k , I_k é a soma de todas as interferências que atingem o canal de transmissão, incluindo o acoplamento eletromagnético entre os modos de

transmissão, p_k é a potência espectral alocada no subcanal k e σ_k^2 denota a densidade espectral de potência do AWGN (*Additive White Gaussian Noise* – ruído gaussiano branco aditivo). Caso o termo referente às interferências (I_k) na Equação (2.4) não seja considerado, a equação equivale somente à SNR.

A partir da taxa de bits por subcanal dada pelas Equações (2.2) e (2.3), pode-se definir a taxa de dados do canal de transmissão de acordo com a Equação (2.5):

$$R = \Delta_f \sum_{k=1}^K \bar{b}_k \quad (2.5)$$

onde K é a quantidade total de subcanais ortogonais. A ortogonalidade dos canais é garantida pelo uso de extensão cíclica, chamados de prefixo e sufixo cíclico adicionados no início ou fim do símbolo DMT, respectivamente. A extensão cíclica adiciona dados de *overhead*, e dessa forma, a taxa de dados útil é menor que a dada na Equação (2.5), pois deve-se subtrair a taxa de bits de *overhead*. Para isto, tendo K_{cp} amostras de prefixo cíclico, K_{sp} amostras de sufixo cíclico e B amostras de janelas, o período do símbolo é $t_s = (2K + K_{cp} + K_{sp} - B)/(2K\Delta_f)$, e $f_s = 1/t_s$ é a taxa de símbolos (STROBEL, 2019). Considerando $K_{sp} = B$, e definindo o fator de *overhead* como $x = K_{cp}/2K$, pode-se reescrever a Equação (2.5) para considerar somente a taxa de dados útil de cada canal como:

$$\bar{R} = f_s \sum_{k=1}^K \bar{b}_k = \frac{\Delta_f}{1+x} \sum_{k=1}^K \bar{b}_k \quad (2.6)$$

A taxa de dados da Equação (2.6) representa o que se pode alcançar usando toda banda de transmissão do sistema, sem divisão dos dados usados para *upstream* ou *downstream*. Em um sistema que utilize vários canais de transmissão para um usuário, defini-se a taxa de dados agregada como a soma da taxa de cada canal independentemente. Dessa forma, chamando a taxa de dados, dada pela Equação (2.6), para um determinado canal m de \bar{R}_m , a taxa de dados agregada é dada por:

$$R_{ag} = \sum_{m=1}^M \bar{C}_m \quad (2.7)$$

onde M é a quantidade total de canais (ou modos de propagação) utilizados para transmissão.

2.3.2 Técnicas de otimização de desempenho – *Water-filling*

Esta seção aborda uma técnica de otimização da taxa de bits baseada no método *water-filling* de acordo com procedimentos apresentados por Strobel (2019).

É possível executar o *water-filling* sobre qualquer conjunto paralelo de canais independentes que podem ser indexados em frequência, tempo e/ou espaço. A otimização do *water-filling* é mantida para a soma da taxa de dados de todos esses subcanais independentes.

Existem duas possíveis restrições para potência em sistemas DSL. Uma é a máscara espectral que limita a PSD (*Power Spectral Density* – densidade espectral de potência) do sinal transmitido, de tal forma que $p_k \leq p_k^{mask}$, onde p_k é a potência espectral do subcanal k . A outra é a soma da potência dos subcanais ser limitada a p_{sum} , ou seja, $\sum_{k=1}^K p_k \leq p_{sum} = P_t/\Delta_f$, para um sistema com K subcanais. Onde P_t é a potência total máxima de transmissão do canal.

A PSD de transmissão pode ser otimizada a partir do método *water-filling* modificado para considerar também a restrição da máscara espectral e o limite máximo de alocação de bit da transmissão. O problema de otimização para maximização da taxa de bits de um único canal é dado por:

$$\min_{p_k, k=1, \dots, K} \sum_{k=1}^K -\log_2 \left(1 + \frac{|H_k|^2 p_k}{\Gamma \sigma_k^2} \right) \quad (2.8)$$

$$\text{Sujeito a : } \sum_{k=1}^K p_k \leq p_{sum} \quad (2.9)$$

$$\text{Sujeito a : } p_k \leq \min(p_k^{mask}, p_k^{b_{max}}) = \bar{p}_k^{mask} \quad (2.10)$$

$$\text{Sujeito a : } p_k \geq 0 \quad (2.11)$$

onde o valor máximo para alocação de bit $b_k \leq b_{max}$ foi incorporada à restrição da máscara espectral na Equação (2.10) ao usar $p_k^{b_{max}}$, que é a potência requerida para alcançar o número de bit máximo, b_{max} , no subcanal k , dada por:

$$p_k^{b_{max}} = (2^{b_{max}} - 1) \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2} \quad (2.12)$$

A função de Lagrange para o problema $\phi(p_k, \mu^{sum}, \mu_k^{mask}, \mu_k^0)$ é dada por

$$\begin{aligned} \phi(p_k, \mu^{sum}, \mu_k^{mask}, \mu_k^0) &= \sum_{k=1}^K -\log_2 \left(1 + \frac{|H_k|^2 p_k}{\Gamma \sigma_k^2} \right) \\ &+ \mu^{sum} \left(\sum_{k=1}^K p_k - p_{sum} \right) + \mu_k^{mask} \left(\sum_{k=1}^K p_k - \bar{p}_k^{mask} \right) - \sum_{k=1}^K \mu_k^0 p_k \end{aligned} \quad (2.13)$$

com os multiplicadores de Lagrange μ^{sum} para a restrição da máxima soma da potência, μ_k^0 para positividade e μ_k^{mask} para a restrição da máscara espectral combinada com da máxima alocação de bit.

A condição de viabilidade dual para o problema de otimização é

$$\begin{aligned} \frac{\partial \phi(p_k, \mu^{sum}, \mu_k^{mask}, \mu_k^0)}{\partial p_k} &= -\frac{1/\ln(2)}{|H_k|^{-2} \Gamma \sigma_k^2 + p_k} \\ &+ \mu^{sum} + \mu_k^{mask} - \mu_k^0 = 0 \quad \forall k = 1, \dots, K. \end{aligned} \quad (2.14)$$

O multiplicador de Lagrange μ^{sum} é derivado da Equação (2.14) pela abordagem *water-filling* para um determinado conjunto de portadoras $\mathbb{I}_{mask} \subseteq \{1, \dots, K\}$ onde a restrição da

máscara está ativa e um conjunto $\mathbb{I}_0 \subset \{1, \dots, K\}$, onde a restrição de positividade está ativa. No restante das portadoras $\mathbb{I}_{fill} = \{i : i \notin \mathbb{I}_{mask} \wedge i \notin \mathbb{I}_0\}$, apenas a restrição de máxima soma da potência está ativa. O multiplicador de Lagrange μ^{sum} é

$$\frac{1}{\mu^{sum}} = \frac{1}{|\mathbb{I}_{fill}|} \left(p_{sum} + \sum_{k \in \mathbb{I}_{fill}} \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2} - \sum_{k \in \mathbb{I}_{mask}} \bar{p}_k^{mask} \right). \quad (2.15)$$

Por fim, a alocação de potência ótima é calculada a partir de μ^{sum} como

$$p_k = \begin{cases} 0 & \text{para } k \in \mathbb{I}_0 \\ \bar{p}_k^{mask} & \text{para } k \in \mathbb{I}_{mask} \\ \frac{1}{\mu^{sum}} - \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2} & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (2.16)$$

que satisfaz as condições do problema quando os conjuntos \mathbb{I}_0 e \mathbb{I}_{mask} são selecionados corretamente. O Algoritmo 1 mostra os passos para busca dos conjuntos \mathbb{I}_0 e \mathbb{I}_{mask} e otimização do espectro de transmissão para maximização da taxa de dados em um único canal (*link*). Esse algoritmo é a base para a otimização de sistemas com vários canais (STROBEL, 2019).

Algoritmo 1: Otimização de espectro de transmissão para um único canal.

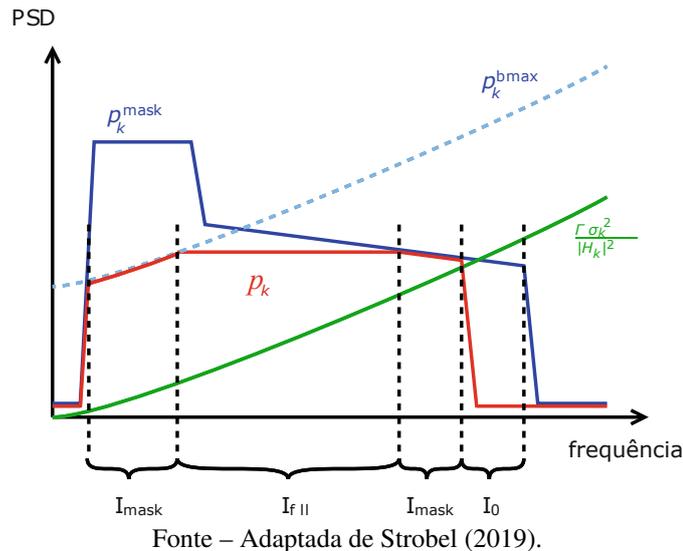
```

Calcule  $\bar{p}_k^{mask}$ 
Inicialize  $\mathbb{I}_{0,init} = \{i : \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2} \geq \bar{p}_k^{mask}\}$ ,  $K_0 = |\mathbb{I}_0|$ 
Inicialize  $\mathbb{I}_{mask} = \{\}$ ,  $K_{mask} = 0$ 
Inicialize  $\mathbb{I}_{fill}$ 
if  $K_{0,init} = K$  then
     $p_k = 0 \forall k = 1, \dots, K$ 
else
    if  $\sum_{k \in \mathbb{I}_{fill}} \bar{p}_k^{mask} \leq p_{sum}$  then
         $p_k = \bar{p}_k^{mask} \forall k \notin \mathbb{I}_{0,init}$ ; 0 caso contrário
    else
        Ordene os valores do ruído  $\frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2}$  para todo  $k \notin \mathbb{I}_{0,init}$  em ordem decrescente no vetor
         $\mathbf{k}_{noise}$ 
        for  $K_0 = 0$  to  $K - 1 - K_{0,init}$  do
            Defina  $\mathbb{I}_0 = \mathbb{I}_{0,init} \cup \{i : i \in k_{noise,1}, \dots, k_{noise,K_0}\}$ 
            Ordene os valores da diferença  $\bar{p}_k^{mask} - \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2}$  para todo  $k \notin \mathbb{I}_0$  em ordem crescente no
            vetor  $\mathbf{k}_{mask}$ 
            for  $K_{mask} = 0$  to  $K - K_0 - K_{0,init}$  do
                Defina  $\mathbb{I}_{mask} = \{i : i \in k_{mask,1}, \dots, k_{mask,K_{mask}}\}$ 
                Defina  $\mathbb{I}_{fill}$  adequadamente
                Avalie Eq. (2.15) para  $\mu^{sum}$ 
                Avalie Eq. (2.16) para alocação de potência
                if  $\mu^{sum} > 0$  e  $p_k > 0 \forall k \in \mathbb{I}_{fill}$  e  $p_k \leq \bar{p}_k^{mask} \forall k \in \mathbb{I}_{fill}$  then
                    Esta é a solução, pare.
                end if
            end for
        end for
    end if
end if

```

A Figura 11 mostra um exemplo da otimização do espectro no sistema G.fast. Em baixas frequências, a restrição que está ativa é a de máxima alocação de bit devido ao menor nível de atenuação do canal. Em frequências mais altas, a restrição de máxima soma da potência está ativa, até que a restrição da máscara espectral se torne ativa. Algumas das portadoras podem ter $p_k = 0$ devido ao aumento da atenuação do canal em altas frequências.

Figura 11 – Exemplo de otimização do espectro de transmissão usando o Algoritmo 1.



2.3.3 Técnicas de mitigação de interferência

Como visto na Seção 2.3.1, a taxa de dados depende de vários fatores, entre eles, as interferências que atingem o canal. Estas interferências são conhecidas como *crosstalk* (ou diafonia), e em geral, quanto maior a frequência mais degradante é seu efeito (DRAKULIĆ et al., 2015). Em sistemas VDSL2 é utilizado de *vectoring linear zero-forcing*, uma técnica de baixa complexidade capaz de mitigar o *crosstalk* de forma quase ótima em frequências de até 30 MHz. Entretanto, o *vectoring linear* não possui bom desempenho em frequências maiores como a do G.fast (STROBEL, 2019). Uma das técnicas de mitigação que podem ser usadas quando o *crosstalk* é muito alto, é o NLP (*Non-Linear Precoder* – pré-codificador não linear) de Tomlinson Harashima, porém é uma técnica com maior complexidade.

Baseado em (CIOFFI et al., 2018), esta seção explica de forma resumida como pode ser feita a análise do desempenho da transmissão a partir da decomposição de matrizes utilizadas nas técnicas de pré-codificação do canal não linear.

Em aplicações de sistema DSL, o processamento conjunto dos sinais é possível apenas na prestadora pois, os usuários estão em diferentes localizações, sendo assim, no *downstream* o processamento conjunto é feito no transmissor e no *upstream* é feito no receptor. A matriz de transmissão do canal H , contendo os ganhos dos canais e interferências, pode ser decomposta

em três matrizes usando a decomposição QR:

$$H = D G Q^*, \quad (2.17)$$

onde Q é uma matriz unitária que significa que $QQ^* = Q^*Q = I$ e o asterisco representa a operação conjugado transposto, G é uma matriz triangular com diagonal principal igual a 1 e D é uma matriz diagonal com todas as entradas positivas.

Para o *downstream*, definindo o vetor transmitido \mathbf{x} , que possui uma componente para cada modo (canal) de transmissão, como $\mathbf{x} = Q G^{-1} \mathbf{v}$, onde \mathbf{v} é o vetor de dados contendo o sinal modulado para cada modo. Dessa forma, o sinal na saída do canal é

$$\mathbf{y} = H \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{y} = D \mathbf{v} + \mathbf{n} \quad (2.19)$$

onde \mathbf{n} é o sinal do ruído branco aditivo. Os ganhos da matriz diagonal D e o ruído determinam o desempenho de cada modo. A taxa de dados de cada usuário é calculada ao somar a taxa de cada modo associado à ele. Esta operação é repetida em cada tom e a taxa de dados é somada em todos os tons. Isso pode ser feito pelo pré-codificador *dirty paper* ou Tomlinson-Harashima. A multiplicação por Q não aumenta energia ou potência.

Quando todos os modos transmitidos podem ser coordenados nas duas extremidades, ou seja, quando todos os pares terminam e começam nos mesmos dois locais físicos, taxas de dados mais altas são possíveis. Isso é chamado de codificação de vetor e, por exemplo, os cabos Ethernet podem usar essa codificação nos quatro pares trançados do cabo. Alguns sistemas DSL que utilizam a técnica *bonding* também correspondem a um único usuário efetivo transmitindo em vários pares.

A transmissão codificada por vetor usa o SVD (*Singular Value Decomposition* – decomposição de valor singular), $H = F D M^*$, onde F e M são matrizes unitárias e D é uma matriz diagonal com todas as entradas positivas conhecidas como os valores singulares. O transmissor transmite a entrada $\mathbf{x} = M \mathbf{v}$ e o receptor processa na saída do canal $\mathbf{Y} = F^* \mathbf{y}$. O resultado é um canal diagonal (componente independente de \mathbf{X} em cada saída da antena livre de todas as outras entradas). Os ganhos da diagonal D determinam, junto com ruído de fundo, o desempenho de cada um dos modos, e a taxa de dados do usuário é calculada adicionando as taxas de dados para cada modo associado com o usuário.

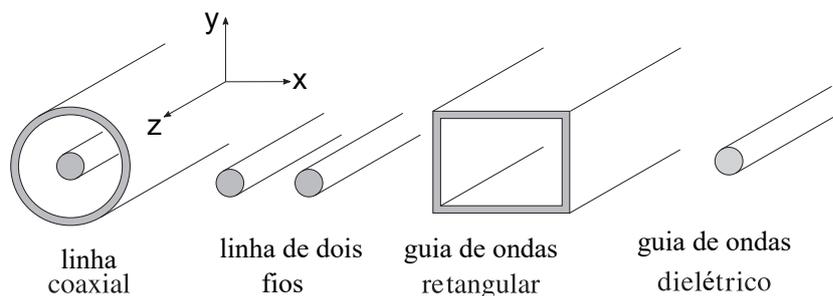
3 Modos de propagação em cabos de cobre

Este capítulo trata dos principais tópicos relacionados à análise dos modos de propagação em cabos de cobre. Mais especificamente, trata-se da classificação dos modos de acordo com os campos elétrico e magnético, cálculo da atenuação, os aspectos específicos dos guias de onda de superfície de Sommerfeld e Goubau. Trata também dos modelos do modo de linha transmissão em cabos de cobre e características dos modos de ordem superior dos cabos de pares trançados e coaxiais. Portanto, os fundamentos teóricos apresentados neste capítulo são usados para validação dos resultados de simulação deste trabalho. Além disso, para avaliar o desempenho de um sistema de comunicação é necessário determinar as características de propagação do meio utilizado. No escopo desse trabalho, a característica de maior interesse é a atenuação dos modos de propagação em cabos de cobre, usada para gerar um modelo de função de transferência do canal usado no cálculo da taxa de dados.

3.1 Guias de ondas

Guias de onda são usados para transferir energia eletromagnética de maneira eficiente de um ponto no espaço para outro. Algumas estruturas de guiamentos mais comuns são o cabo coaxial, as linhas de transmissão de dois fios, guias de onda de condutores ocos e fibras ópticas, apresentados na Figura 12. A escolha da estrutura é ditada pela banda de frequência operacional desejada, a quantidade de energia a ser transferida e quanto de perda de transmissão que podem ser toleradas (ORFANIDIS, 2016).

Figura 12 – Guias de ondas comuns.



Fonte – Adaptada de Orfanidis (2016).

Para avaliar um guia de ondas, busca-se soluções das equações de Maxwell que se propagam ao longo da direção guia (a direção z) e estão confinadas nas proximidades da estrutura guia. Assim, presume-se que os campos elétrico e magnético tenham a forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(x, y, z, t) &= \mathbf{E}(x, y)e^{j\omega t - j\beta z} \\ \mathbf{H}(x, y, z, t) &= \mathbf{H}(x, y)e^{j\omega t - j\beta z} \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde β é o número de ondas de propagação ao longo da direção guia. O comprimento de onda correspondente, chamado de comprimento de onda guia, é denotado por $\lambda_g = 2\pi/\beta$. A relação precisa entre ω e β depende do tipo de estrutura de guia de ondas e do modo de propagação específico (ORFANIDIS, 2016).

Devido ao papel preferencial desempenhado pela direção de guiamento z , é conveniente decompor as equações de Maxwell em componentes longitudinais, isto é, ao longo da direção z , e componentes transversais, nas direções x, y . Dependendo se ambos, uma ou nenhuma das componentes longitudinais são zero, pode-se classificar as soluções como TEM (Transversal Eletromagnético), TE (Transversal Elétrico), TM (Transversal Magnético) ou híbrida:

$$\begin{aligned} E_z = 0, \quad H_z = 0, \quad & \text{modos TEM} \\ E_z = 0, \quad H_z \neq 0, \quad & \text{modos TE ou H} \\ E_z \neq 0, \quad H_z = 0, \quad & \text{modos TM ou E} \\ E_z \neq 0, \quad H_z \neq 0, \quad & \text{modos híbridos ou HE ou EH} \end{aligned}$$

Pode-se expressar os campos transversais em termos dos campos longitudinais como

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_T &= \frac{-j\beta}{k_c^2} (\nabla_T E_z - \frac{\omega\mu}{\beta} \hat{\mathbf{z}} \times \nabla_T H_z) \\ \mathbf{H}_T &= \frac{-j\beta}{k_c^2} (\nabla_T H_z + \frac{\omega\epsilon}{\beta} \hat{\mathbf{z}} \times \nabla_T E_z) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Já os campos longitudinais devem satisfazer as equações bidimensionais de Helmholtz:

$$\begin{aligned} \nabla_T^2 E_z + k_c^2 E_z &= 0 \\ \nabla_T^2 H_z + k_c^2 H_z &= 0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde μ e ϵ denotam as permeabilidade e permissividade, respectivamente, do meio no qual os campos se propagam, por exemplo, o meio entre os condutores em um cabo coaxial ou o meio no guia de ondas retangular, o qual se considera que seja sem perdas por enquanto. Essas equações devem ser resolvidas de acordo com as condições de contorno apropriadas para cada tipo de guia de ondas. Uma vez que os campos E_z e H_z são conhecidos, os campos transversais \mathbf{E}_T e \mathbf{H}_T são calculados a partir da Equação (3.2), resultando em uma solução completa das equações de Maxwell para a estrutura de guiamento (ORFANIDIS, 2016).

Além disso, na Equação (3.3), k_c representa o **número de onda de corte** dado por

$$k_c^2 = \omega^2 \epsilon \mu - \beta^2 \quad (3.4)$$

Algumas definições relacionadas são a **frequência de corte** e o **comprimento de onda de corte** no qual a onda deixa de se propagar, definidas da seguinte forma

$$\omega_c = ck_c, \quad \lambda_c = \frac{2\pi}{k_c} \quad (3.5)$$

Como as seções transversais dos guias de interesse dessa dissertação possuem simetria cilíndrica, convém reescrever as equações de Helmholtz de (3.3) em coordenadas cilíndricas:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi^2} + k_c^2 E_z &= 0 \\ \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \phi^2} + k_c^2 H_z &= 0. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Já a versão em coordenadas cilíndricas de (3.2) é:

$$\begin{aligned} E_\rho &= \frac{-j\beta}{k_c^2} \left(\partial_\rho E_z - \frac{\omega\mu}{\beta} \frac{1}{\rho} \partial_\phi H_z \right) & H_\rho &= \frac{-j\beta}{k_c^2} \left(\partial_\rho H_z + \frac{\omega\epsilon}{\beta} \frac{1}{\rho} \partial_\phi E_z \right) \\ E_\phi &= \frac{-j\beta}{k_c^2} \left(\frac{1}{\rho} \partial_\phi E_z + \frac{\omega\mu}{\beta} \partial_\rho H_z \right) & H_\phi &= \frac{-j\beta}{k_c^2} \left(\frac{1}{\rho} \partial_\phi H_z - \frac{\omega\epsilon}{\beta} \partial_\rho E_z \right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

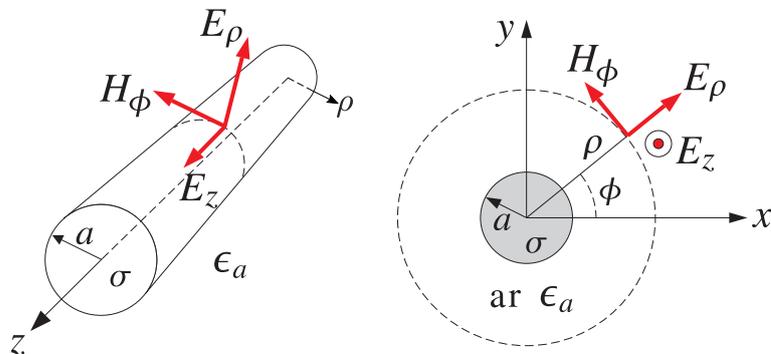
3.1.1 Guias de Sommerfeld e Goubau

O guia de Sommerfeld é um condutor cilíndrico infinitamente longo de raio a e condutividade finita σ , imerso no ar, como mostra a Figura 13 (ORFANIDIS, 2016). Recebe este nome após Sommerfeld demonstrar em 1899 a possibilidade do guiamento de uma onda eletromagnética ao longo de um condutor e provar que o modo de propagação principal é do tipo TM sem frequência de corte e existe somente se a condutividade do condutor for finita. Sendo assim, considera-se as permissividades do condutor $\epsilon_c = \epsilon_0 - j\sigma/\omega$ e do ar $\epsilon_a = \epsilon_0$, com permissividades relativas,

$$\epsilon_c = 1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_0}, \quad \epsilon_a = \frac{\epsilon_a}{\epsilon_0} = 1.$$

A condutividade do condutor é considerada constante na frequência, mas também pode ser feita dependente da frequência.

Figura 13 – Guia de onda de superfície de Sommerfeld.



Fonte – Adaptada de Orfanidis (2016).

Para este modo TM, apenas as componentes de campo E_z , E_ρ , H_ϕ são diferentes de zero e são função apenas da distância radial ρ . Dessa forma, encontra-se a partir das Equações (3.6) e (3.7), configurando $\partial_\phi = 0$ e $H_z = 0$, que as soluções apropriadas são

$0 \leq \rho \leq a$	$a \leq \rho \leq \infty$	
$E_z = AJ_0(\gamma_c \rho)$	$E_z = BH_0^{(1)}(\gamma \rho)$	(3.8)
$E_\rho = A \frac{j\beta}{\gamma_c} J_1(\gamma_c \rho)$	$E_\rho = B \frac{j\beta}{\gamma} H_1^{(1)}(\gamma \rho)$	
$H_\phi = A \frac{jk_0 \varepsilon_c}{\eta_0 \gamma_c} J_1(\gamma_c \rho)$	$H_\phi = B \frac{jk_0 \varepsilon_a}{\eta_0 \gamma} H_1^{(1)}(\gamma \rho)$	
$\gamma_c = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_c - \beta^2}$	$\gamma = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_a - \beta^2}$	

onde A e B são constantes, $k_0 = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$ e $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$ são o número de onda e impedância do vácuo, respectivamente. γ_c é o número de onda lateral no condutor e γ é o número de onda lateral no ar. $J_n(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie. $H_n^{(1)}(x)$ é a função de Hankel. Essas expressões devem ser multiplicadas pelo fator comum $e^{j\omega t - j\beta z}$ (ORFANIDIS, 2016).

A partir disto, sabendo que os campos tangenciais E_z e H_ϕ na superfície do condutor ($\rho = a$) devem ser iguais, a seguinte equação característica pode ser determinada:

$$\frac{\gamma H_0^{(1)}(\gamma a)}{\varepsilon_a H_1^{(1)}(\gamma a)} = \frac{\gamma_c J_0(\gamma_c a)}{\varepsilon_c J_1(\gamma_c a)} \quad (3.9)$$

A Equação (3.9) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\gamma = \frac{H_1^{(1)}(\gamma a)}{H_0^{(1)}(\gamma a)} \frac{\varepsilon_a \gamma_c J_0(\gamma_c a)}{\varepsilon_c J_1(\gamma_c a)} \quad (3.10)$$

Notando que $\gamma_c = \sqrt{k_0^2 (\varepsilon_c - \varepsilon_a) + \gamma^2}$, a Equação (3.10) pode então ser transformada na seguinte iteração

$$\gamma_c = \sqrt{k_0^2 (\varepsilon_c - \varepsilon_a) + \gamma_n^2} \quad (3.11)$$

$$\gamma_{n+1} = \frac{H_1^{(1)}(\gamma_n a)}{H_0^{(1)}(\gamma_n a)} \frac{\varepsilon_a \gamma_c J_0(\gamma_c a)}{\varepsilon_c J_1(\gamma_c a)}, \quad (3.12)$$

e pode ser inicializado em $\beta_0 = 0, 9k_0$, $\gamma_0 = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_a - \beta_0^2}$ ou algo semelhante. A iteração não requer nenhuma aproximação além da razão das funções de Bessel ($J_0(x)/J_1(x)$).

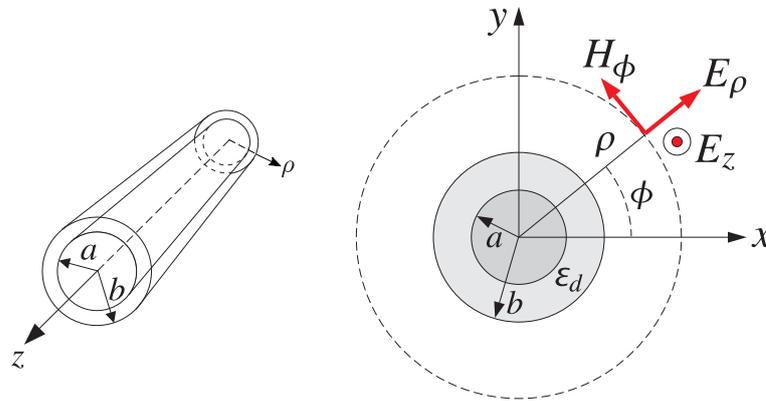
A partir da solução dessas equações, o número de onda de propagação β pode ser determinado, como $\beta = \sqrt{k_0^2 - \gamma^2}$. Dessa forma, a **constante de atenuação** em neper por metro é calculada como

$$\alpha = -\text{Im}[\beta], \quad (3.13)$$

e pode-se expressar seu valor em dB/m fazendo 8.686α . Já a parte real de β é a constante de fase em radiano por metro (ORFANIDIS, 2016).

De acordo com Stratton (1941), o modo TM da linha de Sommerfeld exibe uma atenuação muito baixa ao longo do seu comprimento e é fracamente ligada a superfície. Por outro lado, essa onda de superfície na linha de Sommerfeld se estende a uma distância considerável do condutor antes de decair a um valor desprezível, o que aumenta as chances da onda guiada ser perturbada por objetos próximos, imperfeições e curvas ao longo da linha (COLLIN, 1960). Esse problema pode ser mitigado pela adição de um revestimento dielétrico na superfície do condutor, o que faz com que o campo fique mais confinado na superfície da linha. Isto foi considerado primeiro por Harms e estudado mais tarde em detalhes por Goubau - em uma configuração conhecida como linha de Goubau ou de Harms-Goubau, mostrada na Figura 14 (COLLIN, 1960).

Figura 14 – Guia de onda de superfície de Goubau.



Fonte – Adaptada de Orfanidis (2016).

No caso da linha de Goubau, é inicialmente considerado que o condutor é perfeito e o revestimento dielétrico é sem perdas, para determinar os campos da onda TM e número de onda da linha de Goubau. Devido a isso, deve-se encontrar soluções que possuem um número de onda de propagação com valor real, β . As perdas ôhmicas e dielétricas podem ser levadas em consideração posteriormente (ORFANIDIS, 2016). Portanto, a partir das Equações (3.6) e (3.7), configurando $\partial_\phi = 0$ e $H_z = 0$, as soluções apropriadas são

$a \leq \rho \leq b$	$b \leq \rho < \infty$	(3.14)
$E_z = E_0 Z_0(h\rho)$	$E_z = E_1 K_0(\gamma\rho)$	
$E_\rho = E_0 \frac{j\beta}{h} Z_1(h\rho)$	$E_\rho = -E_1 \frac{j\beta}{\gamma} K_1(\gamma\rho)$	
$H_\phi = E_0 \frac{jk_0 \epsilon_d}{\eta_0 h} Z_1(h\rho)$	$H_\phi = -E_1 \frac{jk_0 \epsilon_a}{\eta_0 \gamma} K_1(\gamma\rho)$	
$h = \sqrt{k_0^2 \epsilon_d - \beta^2}$	$\gamma = \sqrt{\beta^2 - k_0^2 \epsilon_a}$	

onde E_0 e E_1 são constantes, h é o número de onda lateral dentro do dielétrico e γ é o número de onda lateral no ar. Z_0 e Z_1 são definidos a partir das funções de Bessel de primeira ($J_n(x)$) e segunda ($Y_n(x)$) espécie como

$$Z_0(h\rho) = J_0(h\rho) - \frac{J_0(ha)}{Y_0(ha)} Y_0(h\rho), \quad (3.15)$$

$$Z_1(h\rho) = J_1(h\rho) - \frac{J_1(ha)}{Y_1(ha)} Y_1(h\rho). \quad (3.16)$$

A função $K_n(x)$ é a função de Hankel para argumento imaginário, definida como

$$K_n(x) = \frac{\pi}{2} j^{n+1} H_n^{(1)}(jx), \quad x > 0 \quad (3.17)$$

A condição de contorno na superfície do condutor ($\rho = a$) já está incorporada à solução. As condições de contorno na interface do ar e do revestimento dielétrico ($\rho = b$) são a continuidade dos campos magnético e elétrico tangenciais, E_z , H_ϕ , resultando na equação característica que determina o número de onda de propagação β ,

$$\frac{h}{\varepsilon_d} \frac{Z_0(hb)}{Z_1(hb)} = -\frac{\gamma}{\varepsilon_a} \frac{K_0(\gamma b)}{K_1(\gamma b)} \quad (3.18)$$

sabendo que $h = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_d - \beta^2}$ e $\gamma = \sqrt{\beta^2 - k_0^2 \varepsilon_a}$. Uma maneira de resolver essa equação iterativamente é primeiro convertê-la na forma,

$$\frac{\gamma}{h} = -\frac{1}{\varepsilon_d} \frac{K_1(\gamma b)}{K_0(\gamma b)} \frac{Z_0(hb)}{Z_1(hb)} \equiv F(\beta) \quad (3.19)$$

onde definiu-se $\varepsilon_a = 1$, e então resolvendo o lado esquerdo para β , encontra-se

$$\beta = k_0 \sqrt{\frac{1 + \varepsilon_d F^2(\beta)}{1 + F^2(\beta)}}. \quad (3.20)$$

A qual pode ser então transformada na seguinte equação recursiva,

$$\beta_{n+1} = r k_0 \sqrt{\frac{1 + \varepsilon_d F^2(\beta_n)}{1 + F^2(\beta_n)}} + (1 - r) \beta_n. \quad (3.21)$$

onde foi introduzido um parâmetro de relaxamento, $0 < r \leq 1$. A iteração pode ser inicializada em algum ponto dentro da faixa $k_0 \sqrt{\varepsilon_a} \leq \beta \leq k_0 \sqrt{\varepsilon_d}$, pois γ e h são de valor real (ORFANIDIS, 2016).

Uma vez que os campos são determinados para o condutor ideal e o caso dielétrico sem perdas, eles podem ser usados para calcular a constante de atenuação α (em neper por metro), ao longo da linha como

$$\alpha = \frac{P'_{loss}}{2P_T} \quad (3.22)$$

onde P'_{loss} é a perda de potência por unidade de comprimento do condutor e P_T , a potência transmitida (ORFANIDIS, 2016).

A perda de potência P'_{loss} consiste em uma parte devido às perdas no condutor, assumindo uma condutividade grande, mas finita σ , e uma parte devido às perdas no revestimento dielétrico, assumindo uma pequena parte imaginária (negativa) para a permissividade dielétrica dada em função da tangente de perda, $\epsilon_I = \epsilon_d \tan \theta$. As duas partes são dadas por (ORFANIDIS, 2016),

$$P'_c = \oint_C R_s |\mathbf{H}_{tan}|^2 dl \quad (3.23)$$

$$P'_d = \frac{1}{2} \omega \epsilon_I \int_S |\mathbf{E}|^2 dS \quad (3.24)$$

onde C é o contorno do condutor, e \mathbf{H}_{tan} é o campo magnético tangencial nesta superfície, ou seja, $H_\phi(\rho)$ para $\rho = a$, e $R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}$ é a impedância de superfície do condutor. Para as perdas dielétricas, S é a área anular de seção transversal definida por $a \leq \rho \leq b$. Assim, a perda total é dada por

$$P'_{loss} = P'_c + P'_d = \frac{1}{2} R_s |H_\phi|^2 (2\pi a) + \frac{1}{2} \omega \epsilon_I \int_a^b [|E_z|^2 + |E_\rho|^2] 2\pi \rho d\rho \quad (3.25)$$

A potência transmitida é obtida através da integração da componente z do vetor Poynting nas áreas transversais do revestimento dielétrico e do ar.

$$P_T = \int_a^b \frac{1}{2} \text{Re}[E_p H_\phi^*] 2\pi \rho d\rho + \int_b^\infty \frac{1}{2} \text{Re}[E_p H_\phi^*] 2\pi \rho d\rho \quad (3.26)$$

Substituindo as soluções de (3.14) nas Equações (3.25) e (3.26) e usando a condição $Z_0(ha) = 0$, defini-se as seguintes integrais normalizadas,

$$U = \frac{1}{Z_1^2(ha)} \frac{2}{a^2} \int_a^b Z_1^2(h\rho) \rho d\rho = \frac{b^2}{a^2} \cdot \frac{Z_1^2(hb) - Z_0(hb)Z_2(hb)}{Z_1^2(ha)} - 1 \quad (3.27)$$

$$V = \frac{1}{Z_1^2(ha)} \frac{2}{a^2} \int_a^b Z_0^2(h\rho) \rho d\rho = \frac{b^2}{a^2} \cdot \frac{Z_1^2(hb) + Z_0^2(hb)}{Z_1^2(ha)} - 1 \quad (3.28)$$

$$W = \frac{Z_1^2(hb)}{Z_1^2(ha)} \frac{1}{K_1^2(\gamma b)} \frac{2}{a^2} \int_b^\infty K_1^2(\gamma\rho) \rho d\rho = \frac{Z_1^2(hb)}{Z_1^2(ha)} \cdot \frac{b^2}{a^2} \cdot \frac{K_0(\gamma b)K_2(\gamma b) - K_1^2(\gamma b)}{K_1^2(\gamma b)} \quad (3.29)$$

onde o subscrito 2 se refere às funções de Bessel da ordem dois.

Usando as relações de continuidade dos campos magnético e elétrico tangenciais na interface $\rho = b$ e a Equação (3.18), pode-se expressar P'_{loss} e P_T em termos de U, V, W ,

$$P'_{loss} = |E_0|^2 \pi a^2 \frac{k_0^2 \epsilon_d^2 Z_1^2(ha)}{\eta_0^2 h^2} \left[\frac{R_s}{a} + \frac{\eta_0 \tan \theta}{2k_0 \epsilon_d} (\beta^2 U + h^2 V) \right] \quad (3.30)$$

$$P_T = \frac{1}{2} |E_0|^2 \pi a^2 \frac{\beta k_0 \varepsilon_d^2 Z_1^2(ha)}{\eta_0^2 h^2} \left[\frac{1}{\varepsilon_d} U + W \right] \quad (3.31)$$

Sendo assim, a **constante de atenuação** total é dada por

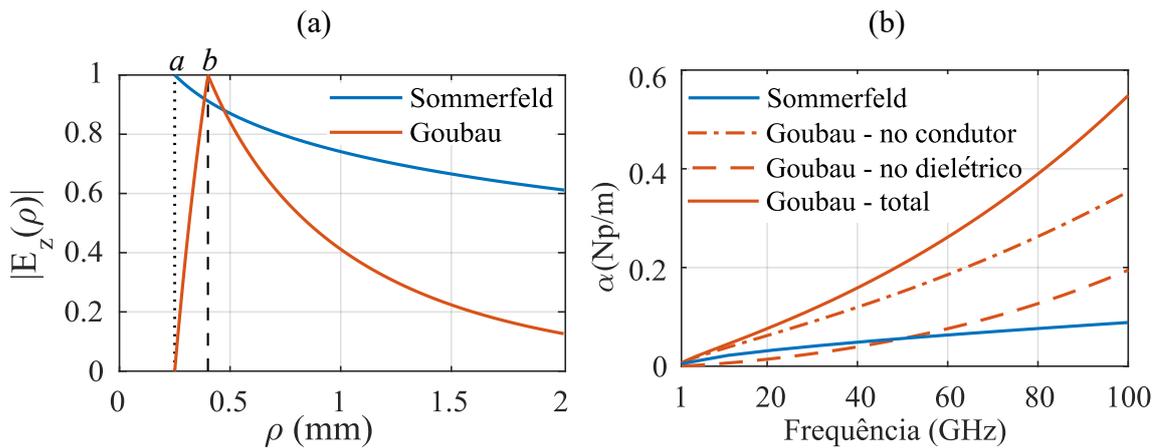
$$\alpha = \frac{k_0}{\beta \eta_0} \cdot \frac{\frac{R_s}{a} + \frac{\eta_0 \tan \theta}{2k_0 \varepsilon_d} (\beta^2 U + h^2 V)}{\frac{1}{\varepsilon_d} U + W} \quad (3.32)$$

onde o termo R_s representa as perdas no condutor e o termo $\tan \theta$ representa as perdas dielétricas (ORFANIDIS, 2016).

Essas são as soluções das equações de propagação do modo TM nos guias de Sommerfeld e Goubau, conforme descritas em Orfanidis (2016). A partir das soluções dessas equações, considerando a condutividade do condutor de cobre igual a $5,8 \times 10^7$ siemens por metro (S/m) e isolante de polietileno com permissividade relativa igual a 2,26 e tangente de perda de 4×10^{-4} , pode-se comparar pela Figura 15 alguns parâmetros de propagação dos guias de Sommerfeld e Goubau.

A Figura 15a apresenta o perfil do campo elétrico longitudinal E_z em função da distância para o centro do condutor ρ dos guias de Sommerfeld e Goubau, demonstrando que a adição da cobertura dielétrica deixa o campo mais próximo à superfície. Contudo, a atenuação no guia de Goubau é determinada pela soma das atenuações no dielétrico e condutor, e dessa forma, apresenta valores maiores do que o guia de Sommerfeld, como visto na Figura 15b.

Figura 15 – Parâmetros das linhas de Sommerfeld e Goubau com raio do condutor a de 0,25 mm e raio do isolante b igual a 0,4 mm. (a) Campo elétrico longitudinal $E_z(\rho)$ em 100 GHz. (b) Constante de atenuação α na faixa de 1 a 100 GHz.



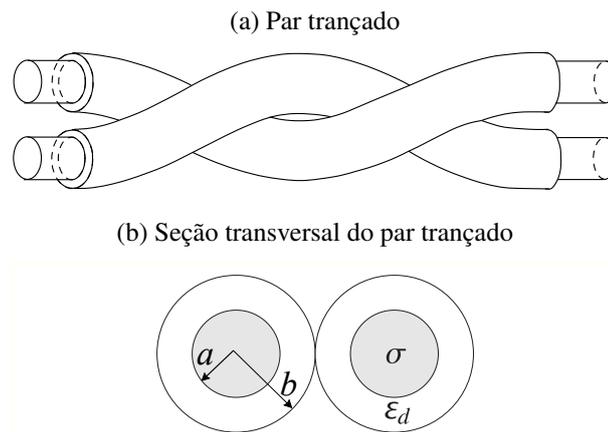
Fonte – Elaborada pela autora.

3.1.2 Modos de propagação em cabos de pares trançados

O modo TEM, em que as componentes longitudinais dos campos elétrico e magnético são nulos, é o modo de propagação fundamental em linhas de dois fios condutores como o

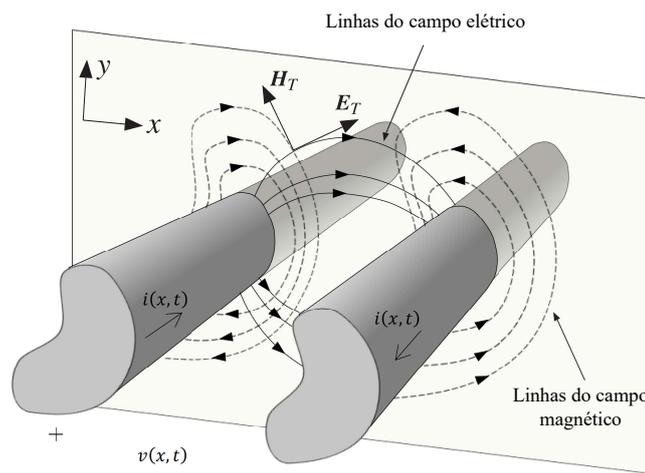
par trançado da Figura 16a. Sobre condições idealizadas, em que os condutores são perfeitos, paralelos e imersos em um meio dielétrico homogêneo, o único modo de propagação existente é o TEM, como apresenta a Figura 17. Isso ocorre apenas para frequências de operação cujos comprimentos de onda associados sejam bem maiores que as dimensões da seção transversal da linha (Figura 16b). Caso contrário, coexistirão outros modos de propagação TE e TM guiados no espaço entre os condutores (LEVIATAN; ADAMS, 1982; BORGES, 2016).

Figura 16 – Linha de dois fios condutores.



Fonte – Elaborada pela autora.

Figura 17 – Distribuição de campos do modo TEM em uma linha ideal de dois condutores.



Fonte – Adaptada de Borges (2016).

Apesar de existirem vários modelos de linha de transmissão para o par trançado considerando o modo de propagação TEM (BORGES, 2016), há poucas informações na literatura sobre os modos guiados do par trançado. Já a teoria dos modos de propagação em guias de onda com uma estrutura simples é bem desenvolvida, como os guias de superfície de Sommerfeld e

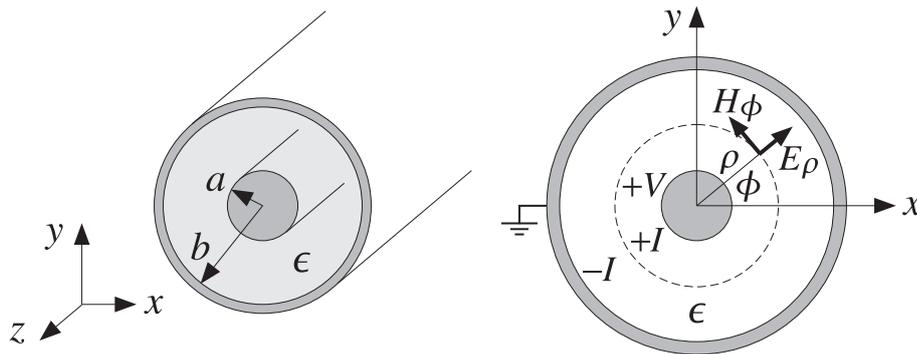
Goubau apresentados na seção anterior, e podem ajudar a entender e avaliar o guiamento no par trançado.

A estrutura física de um cabo de par trançado é muito mais complexa do que a citada anteriormente, tornando um desafio a modelagem analítica de seus modos de ordem superior. No entanto, é razoável pensar que haverá modos guiados no espaço entre os pares a partir de certas frequências de corte em diante. Além disso, cada condutor de cabo pode propagar um modo guiado por superfície (sem frequência de corte), semelhante a uma linha de Sommerfeld ou Goubau descritos na Seção 3.1.1 (CIOFFI et al., 2018; GOUBAU, 1951).

3.1.3 Modos de propagação em cabos coaxiais

O modo de propagação TEM é o modo fundamental no cabo coaxial, apresentado na Figura 18, e não possui frequência de corte. No entanto, os modos TE e TM com frequências de corte mais altas também existem nas linhas coaxiais.

Figura 18 – Seção transversal do cabo coaxial e campos elétrico e magnético do modo TEM.



Fonte – (ORFANIDIS, 2016).

A solução para todos os modos de ordem superior do cabo coaxial encontra-se no livro de Marcuvitz (1951). O comprimento de onda de corte para os modos TM_{mn} ,

$$\lambda_c \cong \frac{2(b-a)}{n}, \quad \text{para } n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.33)$$

Já para os modos TE_{m1} ,

$$\lambda_c \cong \frac{\pi(a+b)}{m}, \quad \text{para } m = 1, 2, 3, \dots \quad (3.34)$$

E para os modos TE_{mn} ,

$$\lambda_c \cong \frac{2(b-a)}{n-1}, \quad \text{para } n = 2, 3, 4, \dots \quad (3.35)$$

É evidente a partir dessas equações, que o modo TE_{11} é o dominante entre os modos TE no guia coaxial, sendo também o primeiro modo de ordem superior, com comprimento de onda de corte:

$$\lambda_c \cong \pi(a+b) \quad (3.36)$$

A frequência de corte é dada a partir do comprimento de onda de corte por

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c} = \frac{c_0}{n\lambda_c} \quad (3.37)$$

onde n é o índice de refração dado por

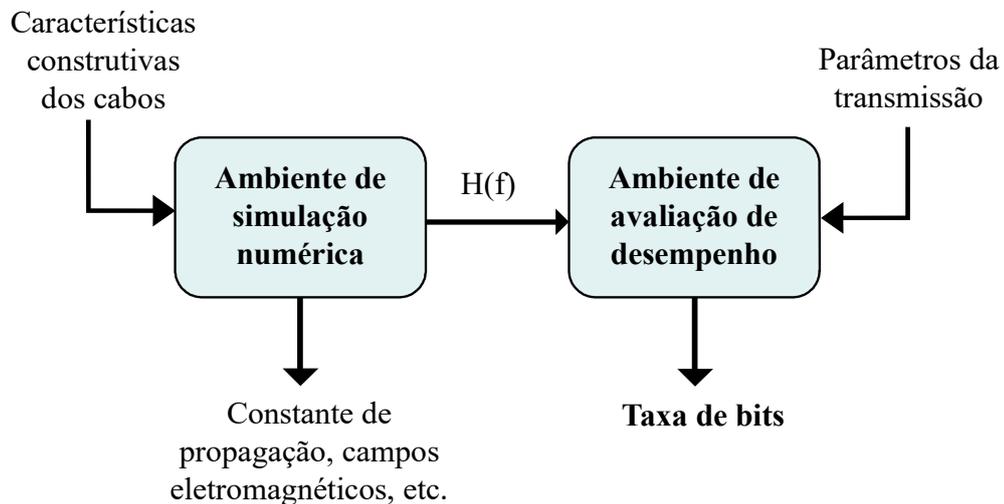
$$n = \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{\mu_0\epsilon_0}} = \sqrt{\epsilon_d}. \quad (3.38)$$

Como exemplo, usando $a = 1,03$ mm e $b = 3,60$ mm e o dielétrico com $\epsilon_d = 2,25$ (polietileno), resulta em $\lambda_c = 13,622$ mm e frequência de corte de $f_c = 14,68$ GHz.

4 Configurações das simulações numéricas e avaliação de desempenho

Este capítulo apresenta as ferramentas utilizadas e considerações para a obtenção dos resultados desta dissertação. A metodologia é essencialmente composta por dois blocos principais: o ambiente de simulação numérica e o de avaliação de desempenho, como mostrado na Figura 19. O primeiro ambiente será responsável pela execução da simulação eletromagnética do sistema. Para isto, é preciso informações sobre a estrutura física do cabo, faixa de frequência de interesse e número de modos de propagação a serem simulados. Ele irá fornecer informações como constante de propagação dos modos de transmissão existentes e distribuição de campo na seção transversal. Em particular, o primeiro ambiente deve alimentar o segundo com a função de transferência do(s) modo(s) de transmissão de interesse. Para realizar a avaliação de desempenho, o segundo ambiente também precisa ser alimentado com informações sobre a própria transmissão, como ganhos do sistema e potência de transmissão. Finalmente, a taxa de bits máxima alcançável é obtida e é usada para avaliar o sistema. As duas seções a seguir mostram todas as configurações utilizadas nos dois ambientes.

Figura 19 – Metodologia adotada para determinação dos modos guiados em cabos de cobre e taxa de bits.



Fonte – Elaborada pela autora.

4.1 Simulações numéricas

As simulações numéricas foram realizadas no *software* comercial HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) (ANSYS... , 2017a). Este *software* utiliza o método dos elementos finitos

para simulações eletromagnéticas no domínio da frequência de componentes como antenas, filtros e guias de onda. Nesta ferramenta de simulação, é possível obter uma visualização dos campos eletromagnéticos e parâmetros para avaliação da qualidade do sinal.

4.1.1 Métodos dos elementos finitos

Neste método, uma estrutura é subdividida em muitas pequenas subseções chamadas elementos finitos. No HFSS, esses elementos finitos estão na forma de tetraedros. Uma solução é encontrada para os campos dentro desses tetraedros. Esses campos são inter-relacionados, para que as equações de Maxwell sejam satisfeitas através das condições de fronteiras entre os elementos, produzindo uma solução de campo para toda a estrutura original. Depois que a solução de campo é encontrada, a matriz de espalhamento S é gerada e a solução é determinada (ANSYS..., 2017b).

O processo adaptativo pode ser resumido da seguinte forma:

1. HFSS gera uma malha geométrica inicial.
2. Usando a malha inicial, o HFSS calcula os campos eletromagnéticos que existem dentro da estrutura quando é excitado na frequência da solução.
3. Com base na solução atual de elementos finitos, o HFSS determina as regiões do domínio do problema em que a solução exata tem um alto grau de erro. Uma porcentagem predefinida de tetraedros nessas regiões é refinada. A malha é refinada criando um número de tetraedros menores que substituem o elemento maior original.
4. O HFSS gera outra solução usando a malha refinada.
5. O HFSS recalcula o erro, e o processo iterativo (resolver \rightarrow análise de erros \rightarrow refinamento) ocorre até que os critérios de convergência sejam satisfeitos ou o número solicitado de passos adaptativos seja concluído.

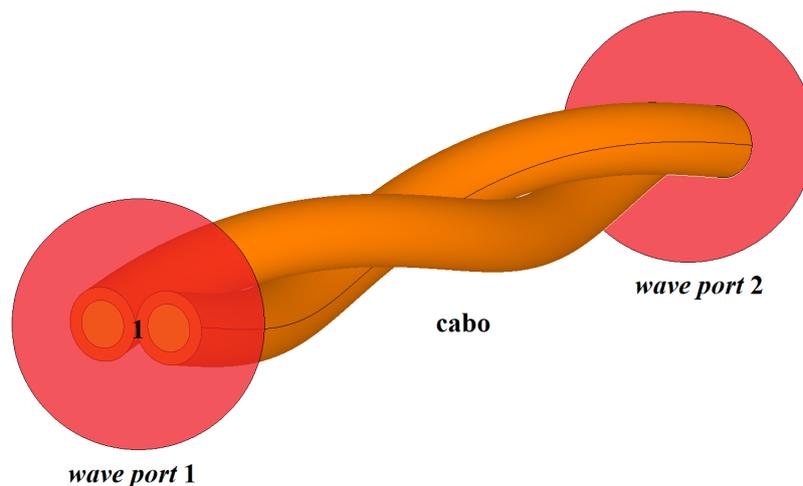
Se uma varredura de frequência está sendo realizada, o HFSS resolve o problema em outros pontos de frequência sem refinar ainda mais a malha. Para gerar uma solução em uma faixa de frequência, é definida uma varredura de frequências e a frequência da solução é definida como a frequência de operação do dispositivo, a frequência central da varredura, ou uma frequência que esteja entre 60 e 80% da frequência máxima desejada.

4.1.2 Configurações das simulações

Para avaliar o guiamento em cabos de cobre, o parâmetro de interesse fornecido pelo HFSS é a constante de propagação na faixa de frequência simulada de cada modo guiado.

A Figura 20 mostra o cenário de simulação completo de um cabo, exemplificado por um par trançado, utilizado como guia de ondas no HFSS. O cenário consiste de um cabo criado no ambiente 3D com características construtivas realísticas, como valores de diâmetro e tipo de material, e em cada extremidade do cabo é usada uma *wave port* capaz de excitar simultaneamente vários modos guiados na estrutura. As configurações utilizadas nessa *wave port* permitem o acoplamento e casamento de impedância ideal em cada modo.

Figura 20 – Cenário de simulação no HFSS.



Fonte – Elaborada pela autora.

Além disso, as seguintes configurações usadas nas simulações foram:

- Configuração de *design*: Materiais dielétricos com permissividade relativa maior que um e tangente de perda maior que zero são considerados como dependentes da frequência. Dessa forma, sua condutividade e permissividade são determinadas pelo algoritmo de Djordejovic-Sarkar (DJORDJEVIC et al., 2014);
- *Setup* de solução: frequência da solução configurada em 200 GHz. Função base de 2ª ordem com solucionador direto, critério de convergência para Delta S de 0,001;
- *Setup* da varredura de frequências: Interpolação da faixa de frequência de 1 GHz a 300 GHz, espaçadas de 0,1 GHz (2991 amostras), e 0,01% de tolerância de erro;
- *Wave port*: Configurada para excitar um determinado número de modos guiados dependendo de cada cenário. O diâmetro da porta é definido para ser o mesmo da seção transversal dos cabos simulados.

4.2 Considerações para a avaliação de desempenho

Os dados de constante de propagação de cada modo, obtidos na simulação no *software* HFSS, são utilizados para obter o módulo da função de transferência de um canal, ou *link*, de comprimento l , usando a seguinte equação:

$$|H| = e^{-\alpha(f).l} \quad (4.1)$$

onde α é a parte real constante de propagação, chamada de constante de atenuação (em neper por metro) em função da frequência f . É importante ressaltar que o modelo da função de transferência na Equação (4.1) é válido apenas quando a impedância da fonte de excitação é igual à impedância característica do modo guiado (ORFANIDIS, 2016). Isso é alcançado configurando uma *wave port* no HFSS. Devido às limitações computacionais, só foi possível simular alguns milímetros de cada cabo avaliado. Esta limitação não incorre em erros significativos na constante de atenuação dos modos, pois esta é dada por unidade de comprimento (veja esta análise na Seção 5.1).

Em relação à interferência entre os canais, pode-se utilizar um modelo baseado na constante de propagação de cada modo para estimar o *crosstalk* entre eles, como foi usado por Cioffi et al. (2018) no sistema Terabit DSL. Esse modelo foi padronizado inicialmente para uso no sistema VDSL2, e assim, se baseia na utilização do modo TEM para o par trançado e frequências de operação na ordem de algumas dezenas de MHz (ITU-T, 2015b). Considerando que as frequências de operação do sistema Terabit DSL são na faixa GHz, é importante verificar se este modelo realmente pode representar o *crosstalk* entre os modos guiados de ordem superior dos cabos de pares trançados. No entanto, como o comprimento do cabo teve de ser reduzido nas simulações numéricas, dada as limitações computacionais, não há como computar adequadamente o *crosstalk* no HFSS, pois o mesmo ocorre ao longo do comprimento do cabo. Portanto, não foi possível validar a eficácia desse modelo para os cenários considerados nesta dissertação. Sendo assim, optou-se por desconsiderar o *crosstalk* no cálculo da taxa de dados (i.e., considerá-lo nulo), levando em consideração que existem técnicas de pré-codificação de canal que podem mitigá-lo de forma eficiente (e.g., NLP e SVD) (CIOFFI et al., 2018).

A taxa de transmissão do sistema foi determinada realizando os procedimentos mostrados na Seções 2.3.1 e 2.3.2 utilizando o MATLAB. As configurações utilizadas no cálculo estão de acordo com (CIOFFI et al., 2018), e são mostradas na Tabela 1. A PSD de transmissão usada em (CIOFFI et al., 2018) é do tipo plana, em que a potência de transmissão máxima é dividida igualmente para todos os tons na faixa de frequência. Em relação às configurações do algoritmo de alocação de potência *water-filling*, descrito na Seção 2.3.2, como não foi especificado nenhuma restrição para a máscara espectral no sistema Terabit DSL, definiu-se

$$p_k^{mask} = \begin{cases} p_k^{bmax}, & \text{para } p_k^{bmax} \leq 0.5 \times p_{sum} \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (4.2)$$

Além disso, como as constantes de propagação foram simuladas com 2991 pontos (1 a 300 GHz espaçados de 0,1 GHz), foi feita uma interpolação para obter os 4096 subcanais na faixa de frequência de transmissão usada. A definição desta faixa é discutida nos resultados.

Tabela 1 – Parâmetros utilizados no cálculo da taxa de transmissão.

Parâmetro	Valor
Número total de subcanais K	4096
Máximo de bits por subcanal b_{max}	12
Ganho de codificação γ_c	7,0 dB
Margem γ_m	6,0 dB
Potência de transmissão máxima para cada modo P_t	20 dBm
Densidade espectral de potência σ_k^2 do AWGN	-160 dBm/Hz
Fator de <i>overhead</i> x	10%

5 Resultados e análises

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos nesta dissertação. Inicialmente, explicitam-se os cenários considerados para a avaliação do guiamento em cabos de pares trançados e coaxiais. Em seguida, apresentam-se os resultados das simulações numéricas no *software* HFSS, tanto dos níveis de atenuação dos modos guiados em cada cenário, quanto de padrões de distribuição de campo elétrico. Na sequência, os resultados obtidos da análise de desempenho do sistema em termos de taxa de dados são apresentados.

5.1 Cenários de avaliação

Para avaliação dos resultados, três cenários principais foram simulados:

- **1º Cenário:** Avaliação dos modos guiados em um único par trançado, com ou sem blindagem;
- **2º Cenário:** Avaliação dos modos guiados em um cabo de quatro pares trançados, com ou sem blindagem externa;
- **3º Cenário:** Avaliação dos modos guiados em um cabo coaxial. Dois tipos de cabos típicos são avaliados, RG59 e RG11;

O objetivo do primeiro cenário é determinar a constante de propagação de um único par trançado, com ou sem blindagem, e comparar com as projeções do sistema Terabit DSL propostos por Cioffi et al. (2018). A Figura 21 apresenta a seção transversal do par trançado simulado, onde os raios do condutor de cobre e do isolante de polietileno são iguais a 0,255 mm e 0,4 mm, respectivamente, e corresponde ao par marrom de um cabo CAT5e (*Enhanced Category 5*). A simulação do par trançado com blindagem possui estes mesmos parâmetros, com a adição de uma blindagem de alumínio com 0,1 mm de espessura. Para simplificar a simulação em termos de recursos computacionais, foi simulado um comprimento que corresponde a apenas uma trança do par marrom (12,63 mm). Esse procedimento é válido visto que a atenuação é dada por unidade de comprimento, então é possível simular para qualquer comprimento sem incorrer em erros significativos. Esta suposição foi validada ao realizar simulações preliminares da atenuação de um par trançado sem blindagem com dois comprimentos diferentes (5 mm e 12,63 mm). Dessa forma, a Tabela 2 apresenta a raiz do erro quadrático médio dos quatro primeiros modos para esses dois comprimentos, e verifica-se que seu valor é em média $3,2 \times 10^{-3}$.

No segundo cenário avalia-se a constante de propagação de um cabo de quatro pares do tipo CAT5e com ou sem blindagem externa, cujos parâmetros construtivos são ilustrados na

Figura 21 – Seção transversal de um par trançado, (a) sem blindagem e (b) com blindagem.

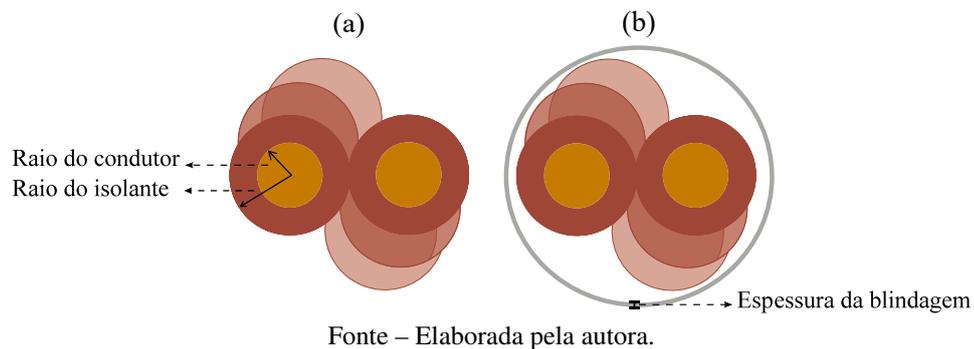
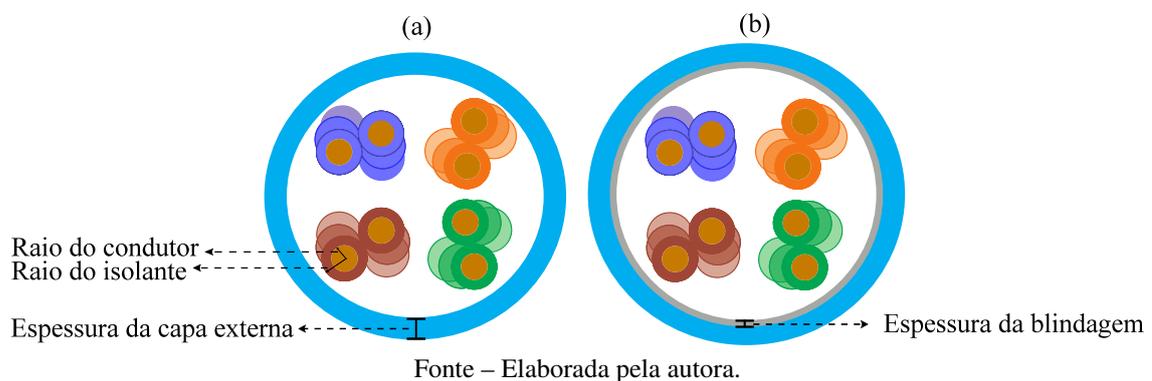


Tabela 2 – Raiz do erro quadrático médio da atenuação (em neper por metro) dos quatro primeiros modos guiados no par trançado com blindagem ao variar seu comprimento de 5 mm para 12,63 mm.

Modo	Raiz do erro quadrático médio
1º	0.0063
2º	0.0020
3º	0.0022
4º	0.0021

Figura 22. Os parâmetros construtivos do CAT5e são mostrados na Tabela 3 e o trançamento de seus pares são apresentados na Tabela 4, eles foram determinados a partir de uma amostra do CAT5e do fabricante Furukawa. Para acelerar a simulação, definiu-se o comprimento do cabo como o maior comprimento de trançado do cabo (19,21 mm).

Figura 22 – Seção transversal de um cabo de quatro pares trançados, (a) sem blindagem e (b) com blindagem.



O terceiro e último cenário objetiva determinar a constante de propagação do cabo coaxial e comparar com os cenários que utilizam cabos com características construtivas mais complexas, como os pares trançados. Uma vantagem desse cenário é que devido ao cabo coaxial apresentar simetria radial, existe uma modelagem analítica do guiamento nessa estrutura, possibilitando a validação dos resultados simulados com a literatura. A seção transversal e os parâmetros

Tabela 3 – Valores do comprimento de uma trança associado a cada par trançado do cabo CAT5e.

Cor do par trançado	Comprimento de uma trança (mm)
Azul	17,87
Laranja	13,28
Marrom	12,63
Verde	19,21

construtivos do cabo coaxial são apresentados na Figura 23. Os valores de cada parâmetro usados na simulação estão na Tabela 4 e correspondem a um cabo coaxial o tipo RG59 e RG11. Esses parâmetros construtivos dos cabos coaxiais RG59 e RG11 foram baseadas em dados de (ITU-T, 2016).

Figura 23 – Seção transversal de um cabo coaxial.

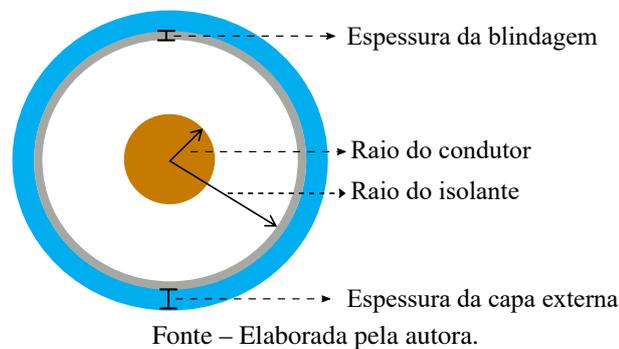


Tabela 4 – Parâmetros construtivos dos cabos de pares trançados e coaxiais.

Parâmetro	Material associado	Valor (mm)		
		CAT5e	RG59	RG11
Raio do condutor	Cobre	0,255	0,290	0,815
Raio do isolante	Polietileno (PE)	0,400	1,850	3,625
Espessura da blindagem	Alumínio	0,100	0,100	0,100
Espessura da capa externa	Policloroeteno (PVC)	0,610	1,125	1,325

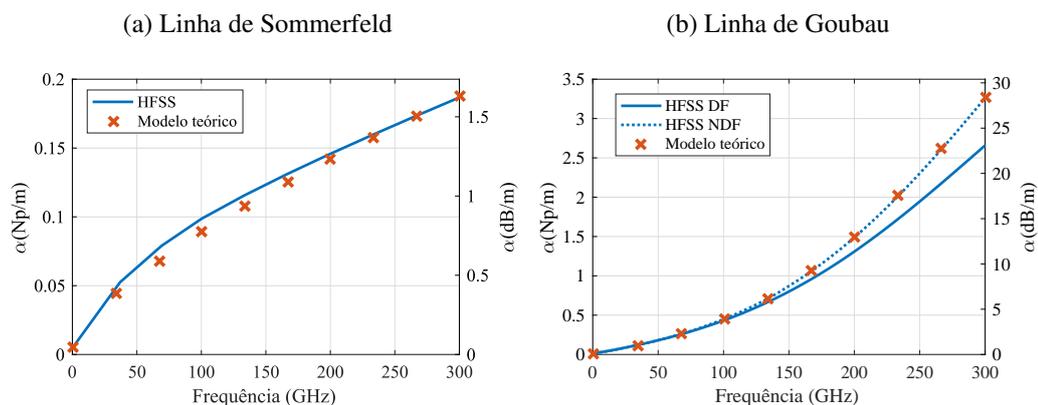
Os materiais usados na construção dos cabos de pares trançados e coaxiais da Tabela 4 foram configurados para ter uma condutividade igual a $\sigma = 3,8 \times 10^7 S/m$ para o alumínio e $\sigma = 5,8 \times 10^7 S/m$ para o cobre. Já a tangente de perda ($\tan \theta$) e permissividade relativa (ϵ) dos dielétricos são: $\tan \theta = 4 \times 10^{-4}$ em 10 GHz e $\epsilon = 2,25$ para o PE, e para o PVC, $\tan \theta = 7 \times 10^{-3}$ em 9,4 GHz e $\epsilon = 2,7$, de acordo com os valores apresentados em (BUR, 1985).

5.2 Análise das simulações numéricas

5.2.1 Constantes de atenuação

Primeiramente, para verificar se as configurações usadas no HFSS estão corretas, comparam-se os resultados simulados com modelos teóricos, antes de apresentar os resultados de atenuação dos cenários de avaliação deste trabalho. Dessa forma, simulou-se no HFSS o guia de Sommerfeld e o guia de Goubau, pois estes dois guias possuem modelagem analítica bem estabelecida. A Figura 24 apresenta a atenuação do modo fundamental desses dois guias, considerando os mesmos materiais e valores de raios do condutor e isolante usados no par trançado apresentado na Tabela 4. Pela Figura 24, percebe-se boa concordância das simulações no HFSS com o modelo teórico para as linhas de Sommerfeld e Goubau, descrito na Seção 3.1.1. Além disso, a Figura 24b compara o resultado de simulação no HFSS com o teórico considerando as características dielétricas não dependentes da frequência (NDF), ou seja, os valores são considerados constantes para toda frequência. Vale explicitar que o modelo teórico do guia de Goubau também pode considerar não constantes, porém para efeito de comparação foi utilizado apenas o resultado NDF. Na Figura 24b também são comparados os resultados de simulação no HFSS considerando características dielétricas NDF e dependentes da frequência (DF), onde a permissividade relativa e tangente de perda em função da frequência são determinadas pelo método apresentado em (DJORDJEVIC et al., 2014). Nota-se que a atenuação usando o modelo DF é menor que o NDF a partir de 100 GHz. Os resultados apresentados para todos os cenários de avaliação são configurados para usar o modelo DF, que é o mais indicado para simulações em uma faixa de frequência ampla.

Figura 24 – Comparação da constante de atenuação α teórica e simulada no HFSS para os guias de Sommerfeld e Goubau.

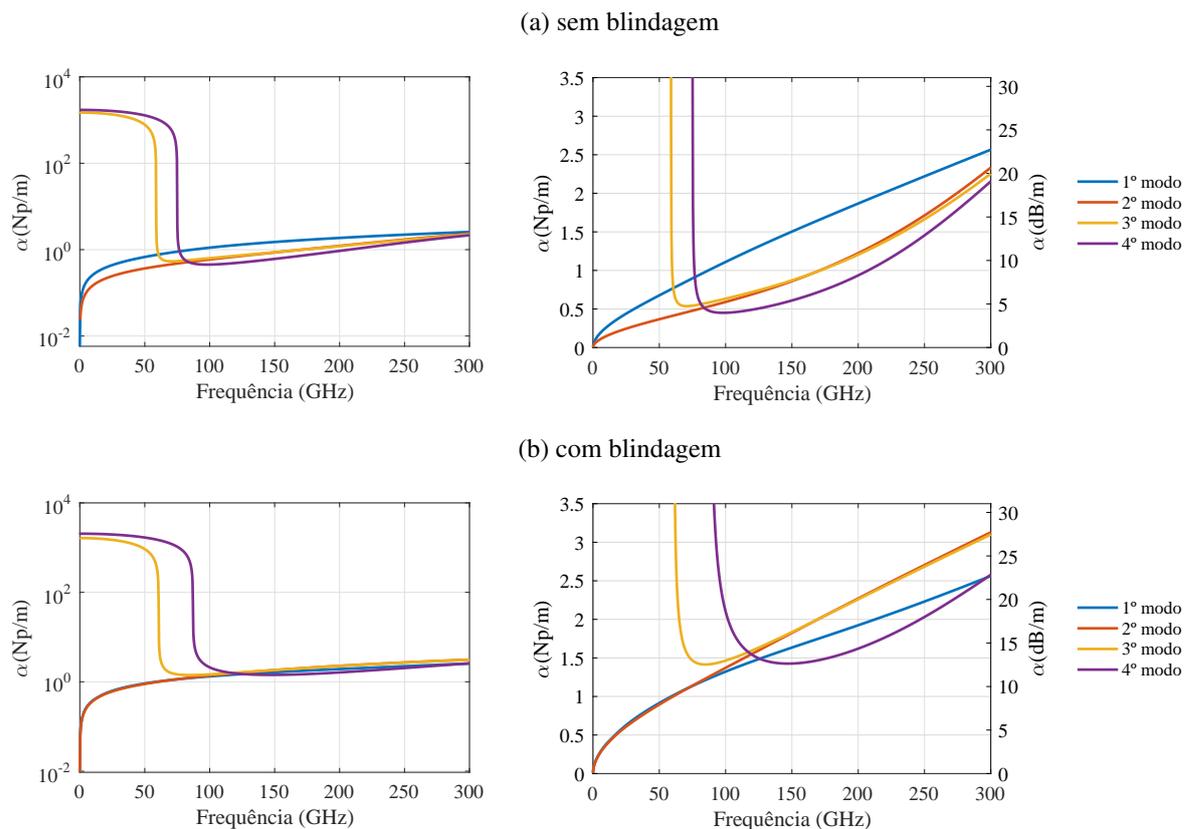


Fonte – Elaborada pela autora.

A Figura 25 mostra a constante de atenuação dos quatro primeiros modos guiados em um par trançado com blindagem e sem. As figuras da direita correspondem à um corte das figuras da esquerda para melhorar a visualização dos resultados. A Figura 25a é o caso do par sem

blindagem. Pode-se ver que para frequências abaixo de 60 GHz apenas dois modos se propagam com atenuações menores que 1 neper por metro (Np/m), isto é, o 1º e 2º modo. Esses modos são correspondentes aos modos de superfície do par trançado, já que não possuem frequência de corte e correspondem ao mesmo número de condutores, como indicado na Seção 3.1.2. Já os 3º e 4º modos possuem frequências de corte e se propagam com atenuação menores que 1 Np/m a partir de 60 GHz e 76 GHz, respectivamente. Eles correspondem aos modos que são guiados entre os condutores em frequências cujos comprimentos de onda são da mesma ordem ou menores que a seção transversal do par. De fato, considerando 60 GHz para a frequência de corte do 3º modo, o comprimento de onda equivale à 5 mm, portanto 3,125 vezes o diâmetro da seção transversal do par, confirmando esta afirmação. O mesmo pode-se concluir sobre os modos guiados do par trançado com blindagem apresentados na Figura 25b. Apesar dessa semelhança entre os dois, os modos guiados no par com blindagem possuem níveis de atenuação mais altos, o que é esperado já que a blindagem metálica é responsável por uma perda na superfície desse condutor extra em relação ao par sem blindagem.

Figura 25 – Constante de atenuação α dos quatro primeiros modos guiados em um par trançado simulado no HFSS.

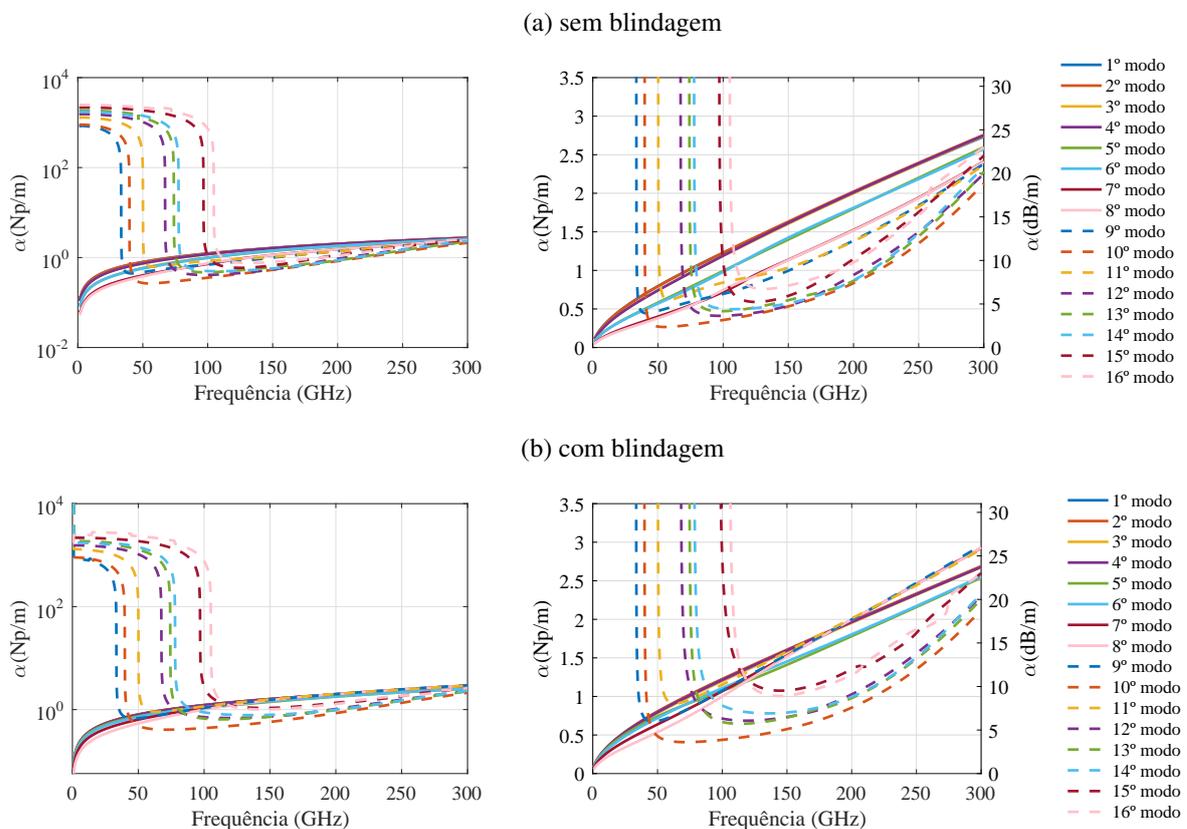


Além disso, os níveis de atenuação do par blindado da Figura 25b podem ser comparados com os resultados de (SHRESTHA et al., 2019), em que a atenuação em um guia de dois condutores cobertos por uma blindagem metálica é aproximadamente 1,97 dB/m em 200 GHz.

Esse valor é muito mais baixo que os da Figura 25b nessa frequência (14 dB/m a 19,7 dB/m), porém os autores (SHRESTHA et al., 2019) não informam o diâmetro, material dos condutores usados e se há ou não isolante dielétrico em seus experimentos, o que dificulta descobrir o motivo desta diferença. Apenas para comparação, realizou-se uma nova simulação do par trançado blindado no HFSS, substituindo o dielétrico polietileno por ar, o que leva a atenuações mínimas de 2,5 dB/m em 200 GHz, um valor mais próximo ao obtido por (SHRESTHA et al., 2019).

A Figura 26 mostra a constante de atenuação α dos primeiros dezesseis modos guiados em cabos CAT5e com ou sem blindagem externa. Novamente, as figuras da direita correspondem à um corte das figuras da esquerda para melhorar a visualização dos resultados. Pode-se notar que em ambos os cabos, apenas 8 modos se propagam com atenuações em torno de poucas unidades de Np/m em frequências abaixo de 30 GHz (linhas sólidas). Esses modos são os de superfície, pois não possuem frequência de corte e correspondem ao mesmo número de condutores no cabo. Os outros modos guiados, representados por linhas tracejadas, têm frequências de corte (por exemplo, o nono modo se propaga com atenuação inferior a 1 Np/m a partir de 35 GHz) e, portanto, corresponde aos que se propagam no espaço entre os condutores. Novamente, pela mesma razão apresentada para o caso de um único par, nota-se que os níveis de atenuação aumentam quando a blindagem é utilizada no cabo CAT5e.

Figura 26 – Constante de atenuação α dos dezesseis primeiros modos guiados em um CAT5e blindado simulado no HFSS.

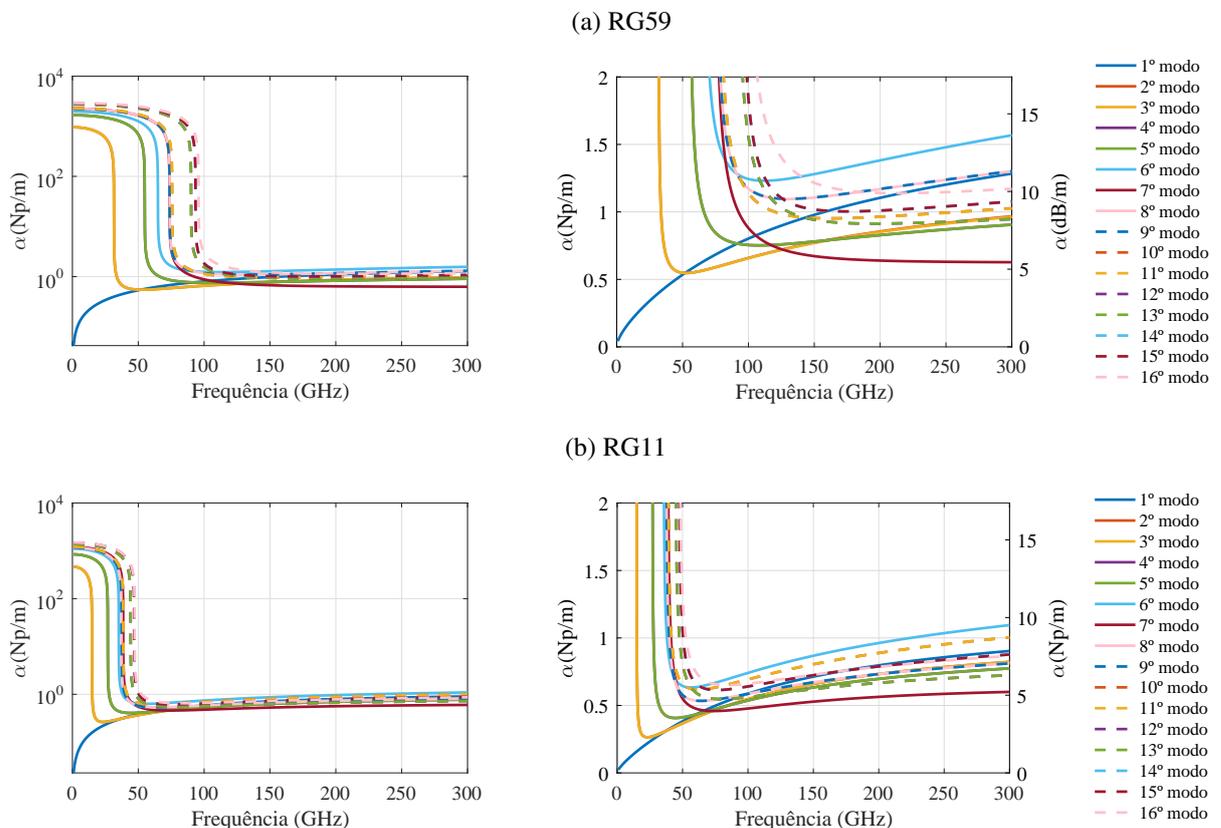


Fonte – Elaborada pela autora.

O motivo de simular quatro modos em um par trançado e dezesseis em um CAT5e é este ser o mesmo número de modos que os autores de (CIOFFI et al., 2018) assumem para calcular suas previsões de taxa de dados, o que corresponde a dois modos guiados por condutor. Pela mesma razão, a frequência máxima de simulação é 300 GHz também para estar de acordo com a proposta do sistema Terabit DSL (CIOFFI et al., 2018).

A Figura 27 apresenta a atenuação dos dezesseis primeiros modos guiados no cabo coaxial de dois tipos, o RG59, mostrado na Figura 27a, e o RG11, na Figura 27b. As figuras da direita correspondem à um corte das figuras da esquerda para melhorar a visualização dos resultados. Como é esperado para o cabo coaxial, há apenas um modo sem frequência de corte, o modo fundamental TEM, os outros são modos de ordem superior dos tipos TM e TE cuja frequência de corte possui expressão analítica, como apresenta a Seção 3.1.3. Usando a Equação (3.36) para o primeiro modo de ordem superior TE_{11} e usando os parâmetros mostradas na Tabela 4, calcula-se que para o cabo RG59 a frequência de corte é 39,7 GHz e para o RG11 é 14,3 GHz, próximos dos valores encontrados nas simulações. Comparando os resultados dos dois tipos de cabos, pode-se ver que os níveis de atenuação dos modos guiados no RG59 é mais elevado que os do RG11, o que é esperado, pois quanto menor a dimensão (raio dos condutores) do cabo maior é a atenuação, e o RG59 possui dimensões menores que o RG11.

Figura 27 – Constante de atenuação α dos dezesseis primeiros modos guiados em um cabo coaxial simulado no HFSS.

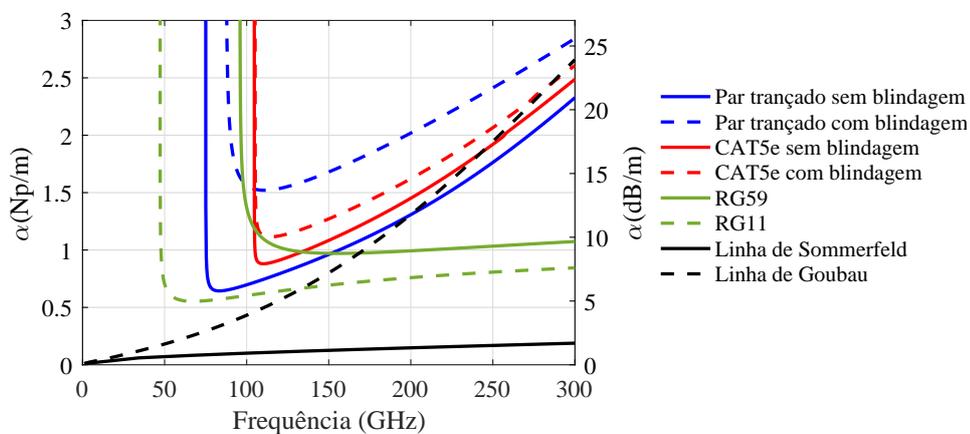


Fonte – Elaborada pela autora.

Para concluir esta seção de análise das constantes de atenuação dos modos guiados nos cabos de cobre, a Figura 28 compara a atenuação média de todos os modos guiados em cada cabo simulado, i.e., média da atenuação dos 4 primeiros modos guiados no par trançado com e sem blindagem, média da atenuação dos 16 primeiros modos guiados no CAT5e sem blindagem, CAT5e com blindagem, RG59 e RG11. A figura também apresenta a atenuação do modo fundamental nos guias de Sommerfeld e Goubau.

Na Figura 28, as atenuações dos modos guiados no par trançado e no CAT5e podem ser comparadas com as dos guias de onda de superfície de Sommerfeld e Goubau. Quando o sistema Terabit DSL foi proposto, idealizava-se que os níveis de atenuação apresentados pelos modos guiados no par trançado fossem próximos ao da linha de Sommerfeld (CIOFFI et al., 2018). Entretanto, conforme se observa pela Figura 28, a atenuação apresentada pelos modos guiados no par trançado e no CAT5e é muito mais alta. Por outro lado, percebe-se que as constantes de atenuação dos modos guiados no par trançado e no CAT5e têm níveis próximos ao da linha de Goubau, provavelmente devido a ambos possuírem isolante em torno do condutor.

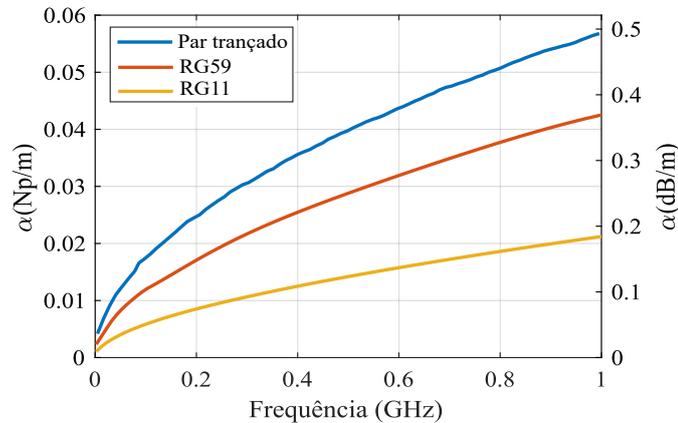
Figura 28 – Comparação da atenuação média dos modos guiados de cada cenário analisado, juntamente com a atenuação do modo fundamental das linhas de Sommerfeld e Goubau.



Fonte – Elaborada pela autora.

Além disso, pode-se ver na Figura 28 que o cabo com maior nível de atenuação é o par trançado com blindagem, já o par sem blindagem possui o menor nível de atenuação média entre os cabos de par trançado. Além disso, pela Figura 28 também se percebe que os modos guiados dos cabos coaxiais (RG59 e RG11) possuem atenuações bem menores que os modos dos cabos de par trançado. Isso condiz com o esperado, pois se sabe que o modo TEM do cabo coaxial possui menos perdas que o de uma linha de dois fios (ORFANIDIS, 2016; MARCUVITZ, 1951). Apenas para verificação, a Figura 29 compara a atenuação do modo TEM nos cabos coaxiais e no par trançado (sem blindagem) obtidas no HFSS. Esses níveis de atenuação foram comparados e estão de acordo com os valores apresentados em (ITU-T, 2016; BORGES, 2016).

Figura 29 – Comparação da constante de atenuação α do modo TEM no par trançado e cabo coaxial até 1 GHz simulado no HFSS.



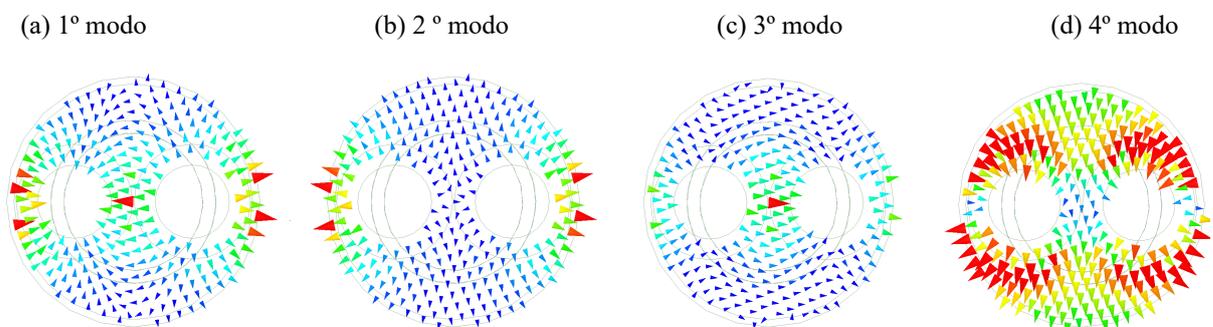
Fonte – Elaborada pela autora.

5.2.2 Padrões de campo elétrico e eficiência de acoplamento

As Figuras 30, 31 e 32 mostram os padrões do campo elétrico em 200 GHz de cada modo no par trançado, no CAT5e e no cabo coaxial, respectivamente. Nas Figuras 30 e 31 só são apresentados os padrões de campo para os casos com blindagem, pois os resultados sem blindagem são bem similares. Já a Figura 32 apresenta os padrões de campo para o RG11, já que os do RG59 são similares.

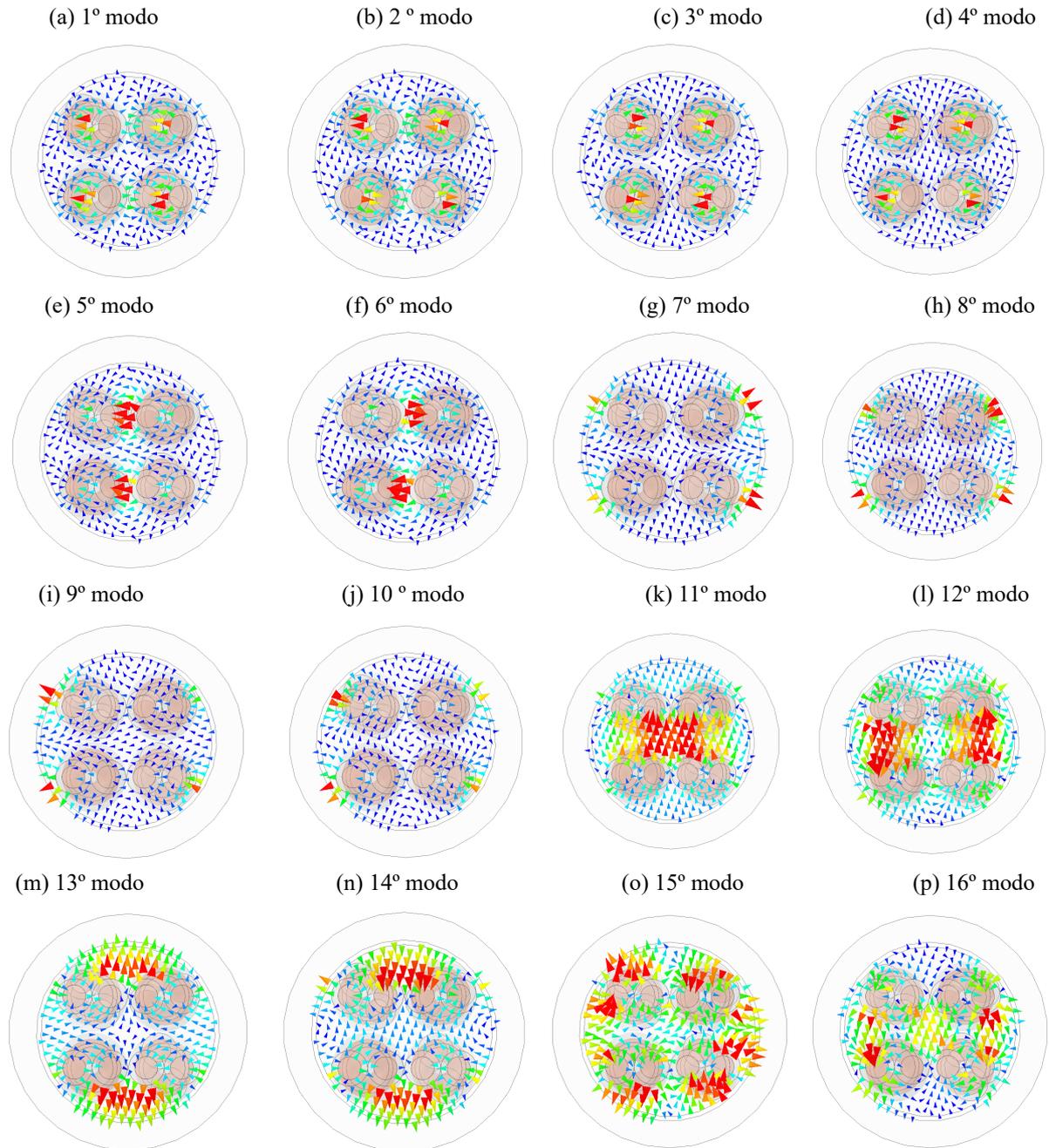
As simulações deste trabalho consideram um acoplamento perfeito de 100%, em que toda a potência inserida na fonte é enviada para o guia. No entanto, na prática os modos precisam ser excitados por antenas com padrão de radiação similares aos padrões de campo dos modos desejados, e devido à dificuldade de realizar isto, a eficiência de acoplamento não será perfeita na prática.

Figura 30 – Padrões de distribuição do campo elétrico dos quatro primeiros modos guiados em um par trançado com blindagem em 200 GHz.



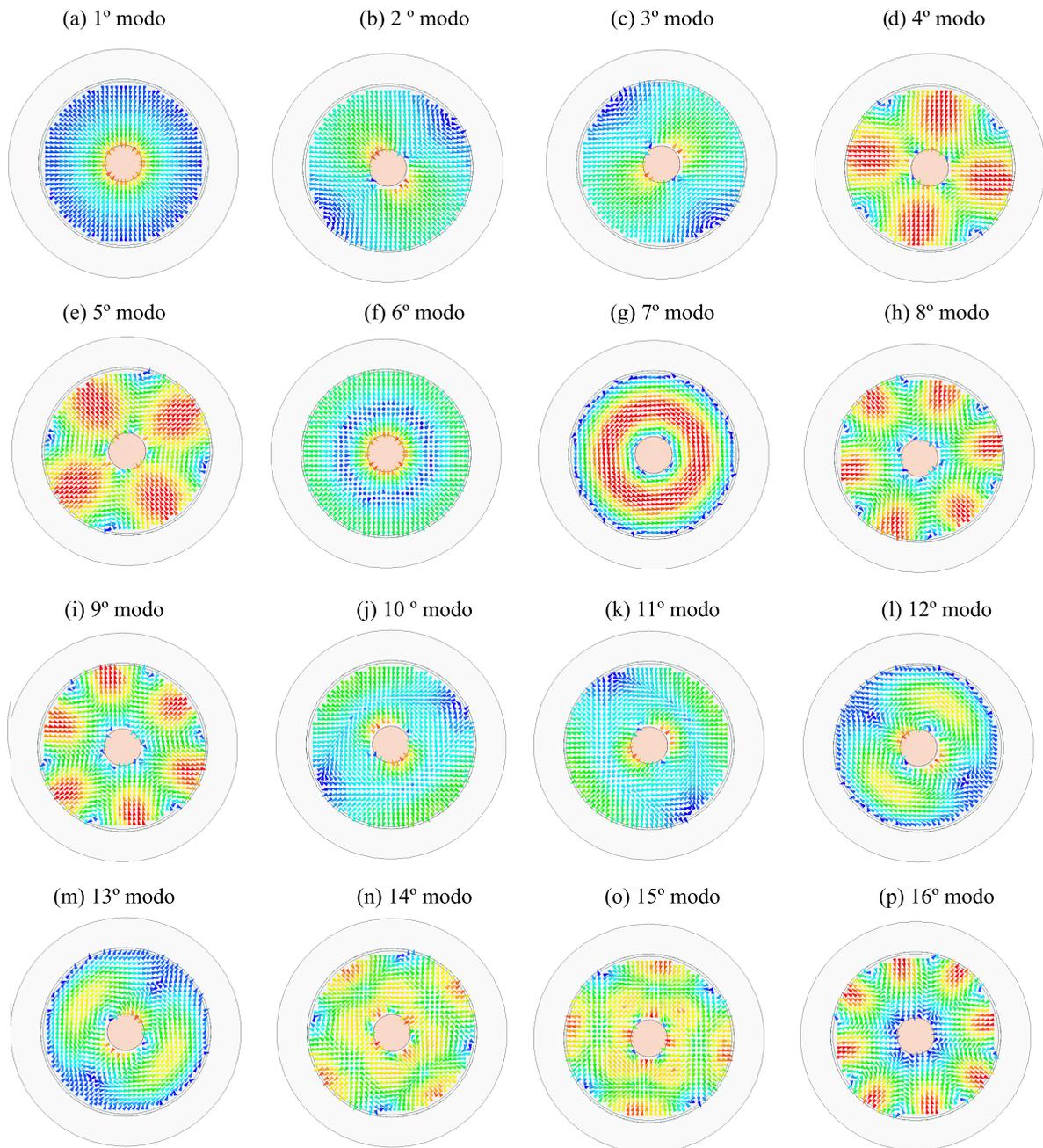
Fonte – Elaborada pela autora.

Figura 31 – Padrões de distribuição do campo elétrico dos dezesseis primeiros modos guiados em um CAT5e com blindagem em 200 GHz.



Fonte – Elaborada pela autora.

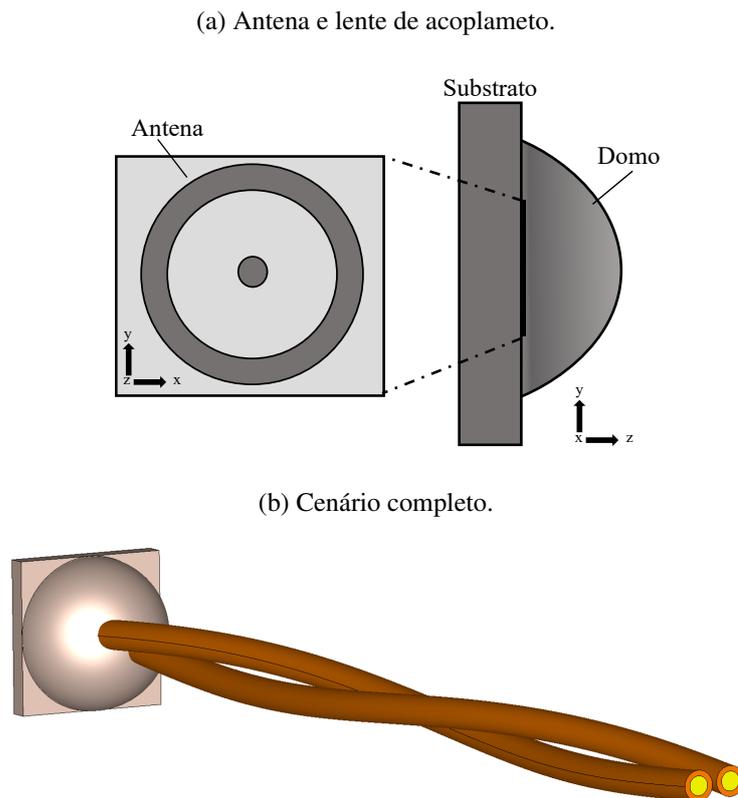
Figura 32 – Padrões de distribuição do campo elétrico dos dezesseis primeiros modos guiados em um cabo coaxial do tipo RG11 em 200 GHz.



Fonte – Elaborada pela autora.

A consideração de antenas para acoplamento dos modos guiados nos cabos de cobre analisados é uma linha de pesquisa relacionada, mas não é foco deste trabalho. Em (SOUSA et al., 2019), avalia-se uma antena fotocondutiva com polarização radial para excitação dos modos guiados, e uma lente formada por um domo dielétrico para aumentar a eficiência de acoplamento em um par trançado sem blindagem, como mostra a Figura 33. A simulação foi realizada no HFSS e a eficiência de acoplamento calculada foi de aproximadamente 27% em 300 GHz.

Figura 33 – Modelo da antena fotocondutiva ideal utilizado para simulação do acoplamento no par trançado.

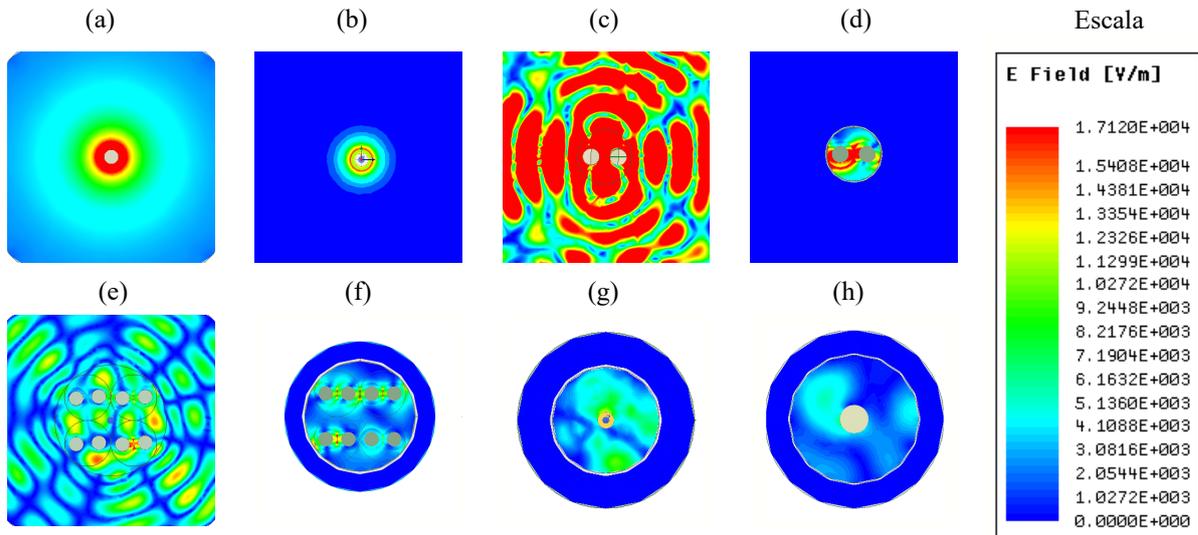


Fonte – (SOUSA et al., 2019)

Por fim, a Figura 34 compara a magnitude de campo elétrico na seção transversal de cada cenário de avaliação, excitando todos os modos guiados considerados neste trabalho, assim como com o modo fundamental das linhas de Sommerfeld e Goubau. Nota-se que os campos são bem confinados e próximos à superfície do condutor no guia de Goubau em contraste com o guia de Sommerfeld, comportamento previsto pela teoria (Seção 3.1.1). Entretanto, os campos dos modos guiados no par trançado e no CAT5e (sem blindagem, ilustrados nas Figuras 34c e 34e) não apresentam-se confinados às superfícies de seus condutores, o que os torna susceptíveis à perturbações externas, semelhante aos efeitos que ocorrem com o guia de Sommerfeld. Por outro lado, o uso da blindagem externa evita que os campos se estendam a distâncias consideráveis do centro do cabo, o que pode ser necessário para utilização desses cabos em aplicações práticas,

pois assim os campos ficam confinados na estrutura e não sofrem perturbações externas que podem reduzir o desempenho de transmissão do sistema.

Figura 34 – Magnitude do campo elétrico na seção transversal de cada cabo simulado em 200 GHz: (a) Linha de Sommerfeld, (b) linha de Goubau, (c) par trançado sem blindagem, (d) par trançado com blindagem, (e) CAT5e sem blindagem, (f) CAT5e com blindagem, (g) RG59 e (h) RG11.



Fonte – Elaborada pela autora.

5.3 Análise do desempenho de transmissão

Esta seção apresenta uma análise de desempenho do sistema de comunicação, baseada nas simulações eletromagnéticas realizadas no HFSS de atenuação dos modos guiados em cabos de cobre apresentadas na seção anterior.

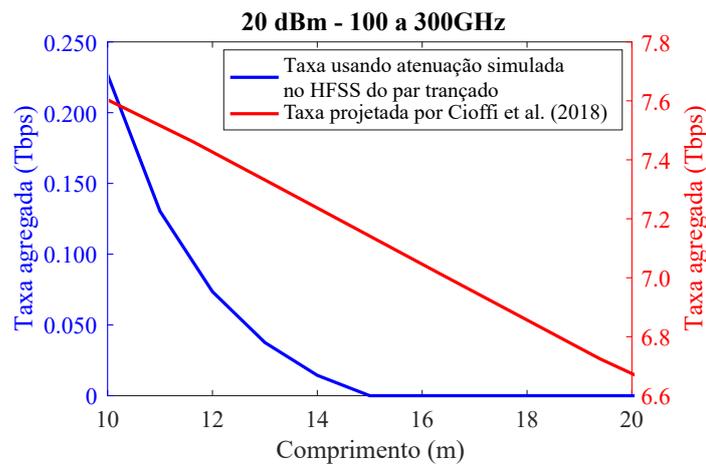
Para uma investigação inicial, compara-se a taxa agregada das simulações numéricas à apresentada em (CIOFFI et al., 2018), para as mesmas configurações de transmissão (veja a Seção 4.2) e mesmo número de modos. A Figura 35 mostra a taxa de dados agregada dos 4 modos do par trançado na banda de frequência de 100 a 300 GHz proposto por (CIOFFI et al., 2018). As taxas de dados das simulações numéricas apresentada na Figura 35 são muito inferiores às do sistema Terabit DSL. Por exemplo, a Figura 35 mostra uma taxa de 226,7 Gbps a partir das simulações numéricas em 10 metros, enquanto a taxa estimada em Cioffi et al. (2018) é mais de 7 Tbps, devido o modelo de atenuação usado por Cioffi et al. (2018) subdimensionar as perdas do par trançado.

No entanto, considerando que a banda de transmissão foi escolhida baseada na premissa de que a atenuação dos modos de propagação seria relativamente baixa (modelo de perdas baseado na linha de Sommerfeld), nota-se que transmitir na faixa de 100 a 300 GHz não é a

melhor escolha para o caso do par trançado, pois a atenuação dos modos guiados no par trançado é muito mais alta do que o modelo de Sommerfeld nessa faixa (reveja a Figura 28).

Além disso, pode-se notar pelas Figuras 25, 26 e 27 que há uma variação significativa nos níveis de atenuação entre os modos e diferentes frequências de corte. Dessa maneira, não se deve escolher uma faixa de frequência arbitrariamente, caso contrário, haverá um desperdício de potência ao alimentar os modos guiados de alta atenuação.

Figura 35 – Taxa agregada dos quatro modos guiados em um par trançado usando as mesmas configurações de transmissão que (CIOFFI et al., 2018).



Fonte – Elaborada pela autora.

5.3.1 Definição da faixa de frequência de transmissão

Esta seção discute a escolha da faixa de frequência de transmissão. Primeiramente, avalia-se a razão SNR/Γ para todos os modos em função da frequência (na faixa de 1 a 300 GHz) para verificar quando eles permanecem acima de um (ou zero dB), pois esse valor é o que leva a uma alocação de bits maior que zero em (2.2), e então, essa faixa de frequência correspondente pode ser usada para transmissão.

As Figuras 36, 37 e 38 apresentam as curvas de SNR/Γ para cada modo no par trançado, no CAT5e e no cabo coaxial, respectivamente, em 10 m de comprimento e usando uma potência total de transmissão de 20 dBm por modo. Além disso, compara-se a razão SNR/Γ usando uma PSD de transmissão plana com a otimizada pelo algoritmo WF (*water-filling*) descrito na Seção 2.3.2. Percebe-se que em todos os cenários, o algoritmo WF sempre deixa os valores de SNR/Γ entre 0 e 36 dB, que são necessários para a alocação de bits entre 1 e 12, e não há desperdício de potência, pois aloca menos potência nos tons menos atenuados e nos tons muito atenuados a potência alocada é zero, o que não acontece se for usada uma PSD de transmissão plana. Entretanto, nota-se pelas figuras que há modos que possuem níveis de SNR/Γ abaixo de 0 dB em toda faixa de frequência de interesse (1 a 300 GHz), devido às suas altas atenuações, e dessa forma não contribuiriam efetivamente para taxa de dados.

Figura 36 – Curvas de SNR/ Γ para os 4 primeiros modos guiados em um par trançado de 10 m.

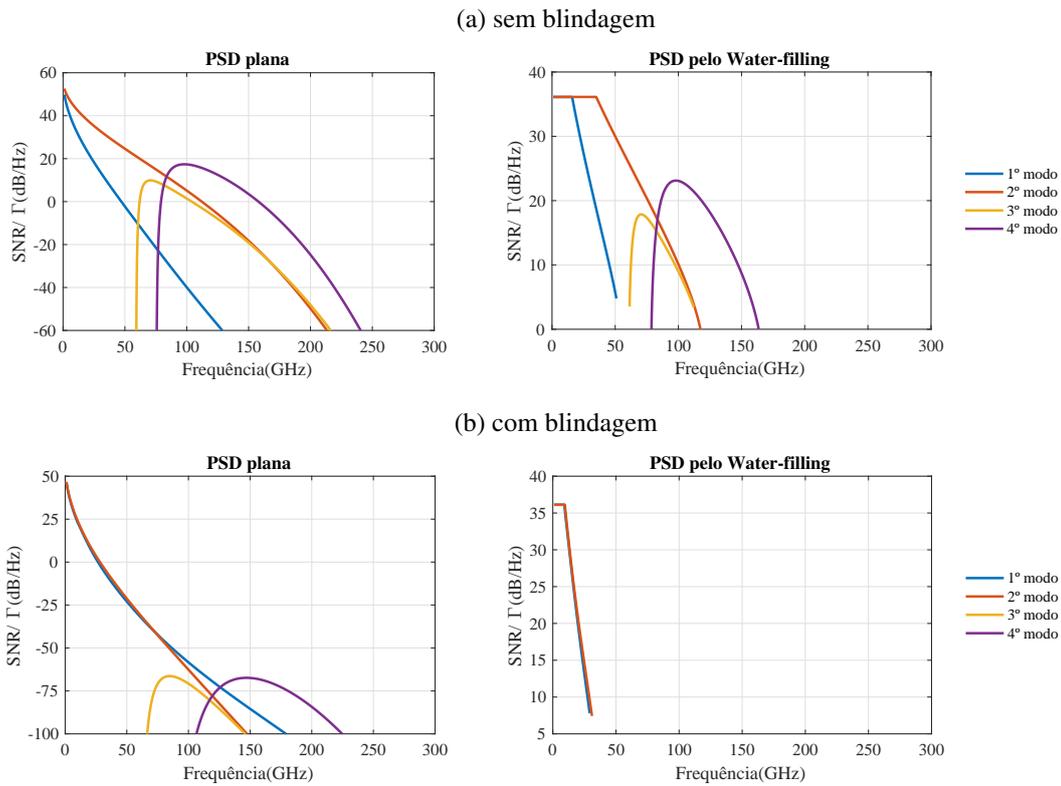


Figura 37 – Curvas de SNR/ Γ para os 16 primeiros modos guiados em um CAT5e de 10 m.

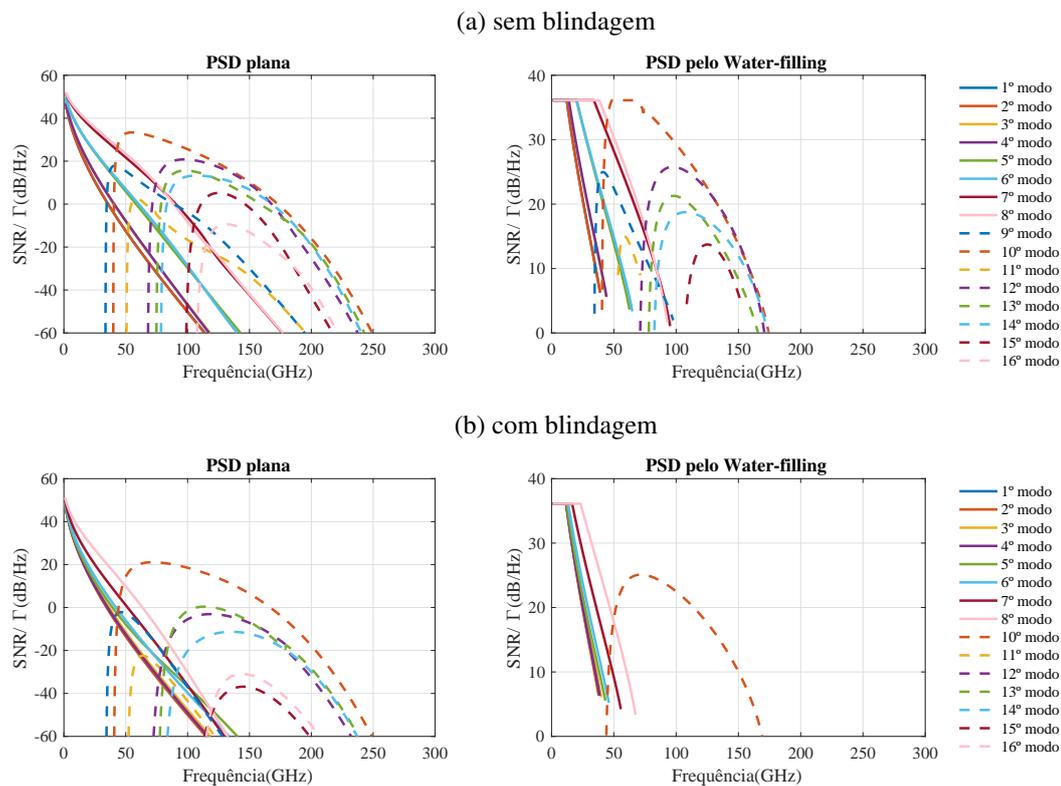
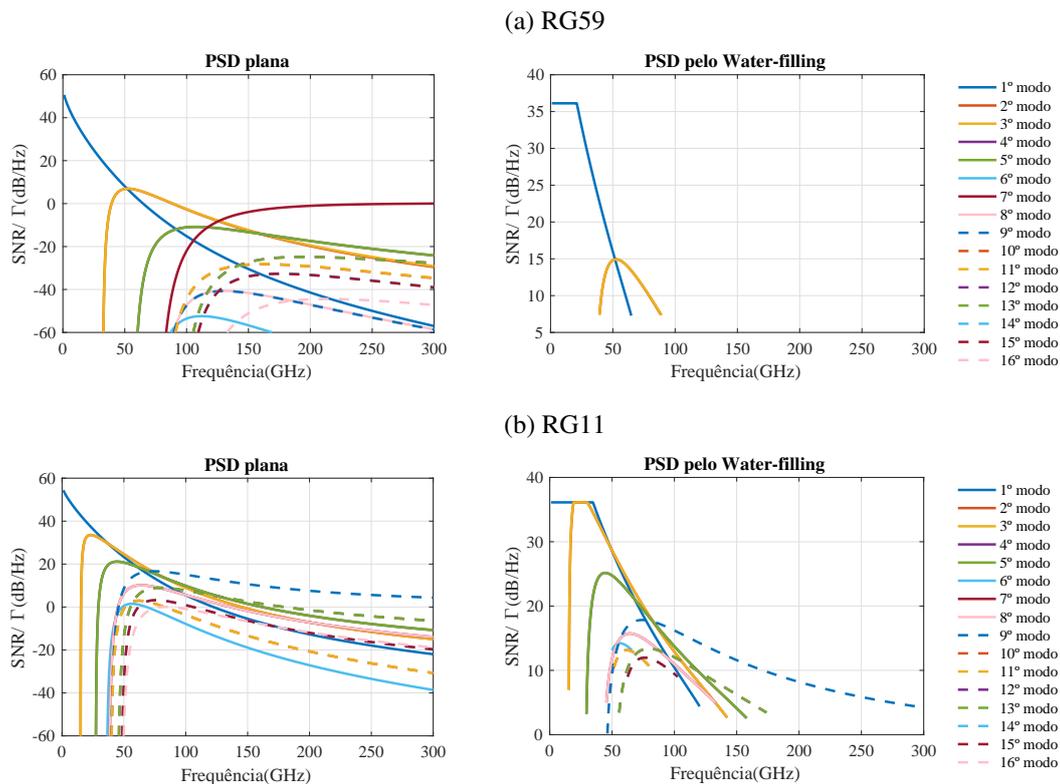


Figura 38 – Curvas de SNR/ Γ para os 16 primeiros modos guiados em um cabo coaxial de 10 m.



Fonte – Elaborada pela autora.

Pela Figura 36a, percebe-se que todos os 4 modos estão acima de 0 dB (em pelo menos alguma parcela da faixa de transmissão de interesse) e podem ser usados para transmitir dados. Já para o caso com blindagem na Figura 36b, os 3º e 4º modos são muito atenuados e seus níveis de SNR/ Γ estão abaixo de zero dB em toda faixa. Já na Figura 37a, percebe-se que os 15 primeiros modos do CAT5e sem blindagem possuem níveis de SNR/ Γ maior que 0 dB, em alguma parte da banda de transmissão analisada. Apenas o 16º modo não apresenta esse comportamento. Para o CAT5e com blindagem, na Figura 37b, nota-se que 7 dos 16 modos do CAT5e estão abaixo de 0 dB em toda a faixa de frequência de interesse devido à sua alta atenuação, e apenas 9 deles contribuiriam efetivamente para a taxa de dados - do 1º ao 8º e o 10º modo. Já pela Figura 38a, têm-se que apenas 3 modos no RG59 possuem níveis de SNR/ Γ aceitáveis para transmissão - 1º ao 3º modo. Por fim, na Figura 38b percebe-se que os 15 primeiros modos guiados no RG11 possuem valores de SNR/ Γ acima de 0 dB, em alguma parcela da faixa analisada, e apenas o 16º que não.

Portanto, somente os modos guiados que possuem níveis de SNR/ Γ maiores que 0 dB em alguma parcela da banda de interesse devem ser usados para transmissão. Além disso, o sistema de transmissão deve operar em uma determinada faixa de frequência, mesmo que cada modo tenha sua própria faixa de transmissão ótima. Dessa forma, escolheu-se a união das bandas ótimas de cada um dos modos para a faixa de frequência de transmissão utilizada. Por exemplo,

na Figura 36a, tem-se que a banda de transmissão ideal do 1º modo é 1 a 50 GHz, do 2º é 1 a 112 GHz, do 3º é 60 a 112 GHz, e do 4º é 79 GHz a 164 GHz, e a união dessas quatro faixas corresponde à faixa de 1 a 164 GHz. Sendo assim, a faixa de 1 a 164 GHz é a escolhida para transmissão dos 4 modos guiados no par trançado sem blindagem.

A Tabela 5 mostra a banda de frequência e os modos de transmissão escolhidos com base nos resultados de SNR/Γ descritos anteriormente, assim como a comparação da taxa de dados agregada usando uma PSD plana e uma PSD otimizada pelo WF. Pela tabela é visto que a taxa de dados agregada alcançada usando o WF é maior que o resultado com a PSD plana, 18,75% melhor na média. Deve-se notar que os modos utilizados e faixa de frequência definida são válidos apenas para o comprimento analisado (10 m). Como o objetivo é não desperdiçar potência, as análises para comprimentos maiores devem utilizar o mesmo raciocínio e definir quais modos e qual banda de frequência contribuem para a taxa de dados do sistema.

Tabela 5 – Banda de frequência de transmissão, modos utilizados e taxa de dados agregada para cada cenário de cabo em 10 m.

Cabo	Banda (GHz)	Modos	Taxa agregada (Tbps)	
			PSD plana	PSD pelo WF
Par trançado sem blindagem	1 a 163,5 GHz	1º ao 4º	1,468	1,729
Par trançado com blindagem	1 a 31 GHz	1º e 2º	0,417	0,431
CAT5e sem blindagem	1 a 174,3 GHz	1º ao 15º	5,095	6,103
CAT5e com blindagem	1 a 169 GHz	1º ao 8º e 10º	2,606	3,189
RG59	1 a 90 GHz	1º ao 3º	0,810	0,926
RG11	1 a 300 GHz	1º ao 15º	4,197	5,661

Com relação à potência total de transmissão, ela é proporcional ao número de modos úteis de transmissão. Como a potência em cada modo está configurada para 20 dBm (100 mW), cada cenário utiliza uma potência total igual à 100 mW vezes o número de modos que são usados na transmissão. A Tabela 6 apresentada a potência total necessária para cada cenário de cabo em 10 m considerando o número de modos que estão realmente sendo usados.

Tabela 6 – Potência total de transmissão para cada cenário de cabo em 10 m.

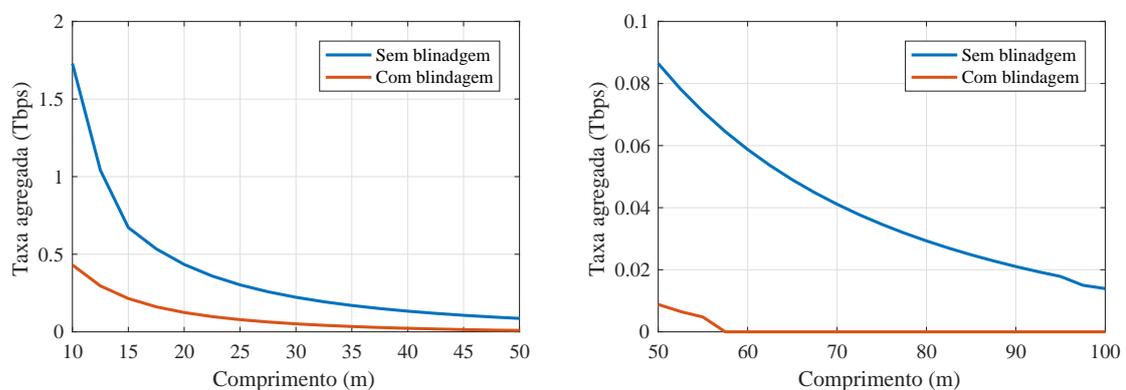
Cabo	Número de modos	Potência de transmissão total
Par trançado sem blindagem	4	400 mW (26,02 dBm)
Par trançado com blindagem	2	200 mW (23,01 dBm)
CAT5e sem blindagem	15	1500 mW (31,7 dBm)
CAT5e com blindagem	9	900 mW (29,5 dBm)
RG59	3	300 mW (24,7 dBm)
RG11	15	1500 mW (31,7 dBm)

5.3.2 Taxa de dados agregada em função do comprimento de cada cenário

Esta seção apresenta a avaliação de desempenho de cada cenário de simulação usando o algoritmo *water-filling* para otimização da alocação de potência, pois assim a taxa de dados pode ser maximizada. Além disso, para cada comprimento de cabo, foram usados apenas os modos que contribuem para a taxa agregada e a faixa de frequência de transmissão é definida do mesmo jeito que na seção anterior, pela união das faixas ideais de cada modo.

A Figura 39 apresenta a taxa de dados agregada usando os modos guiados do par trançado variando o comprimento do cabo. Já a Tabela 7 mostra a banda e os modos de transmissão correspondentes à cada comprimento. Nota-se que neste cenário, taxas na ordem de 1 Tbps são possíveis apenas para o par sem blindagem e em comprimentos muito curtos (≤ 12 m). Para maiores distâncias a taxa decai rapidamente e em 100 m atinge aproximadamente 14 Gbps. Já o par trançado com blindagem, atinge taxa de dados entre 4,7 Gbps e 431 Gbps, bem inferiores ao sem blindagem (pelo menos 68% menor), e só deve ser usado até aproximadamente 55 m, pois a partir deste comprimento a atenuação se torna muito elevada para transmitir dados.

Figura 39 – Taxa de dados agregada dos modos guiados do par trançado para comprimentos de 10 a 100 m usando o algoritmo *water-filling*.



Fonte – Elaborada pela autora.

Pela Tabela 7 percebe-se que a largura de banda útil diminui bastante com o aumento do comprimento. Para o par sem blindagem, passou de 162,50 GHz em 10 m para apenas 2,26 GHz em 100 m. Além disso, apenas o 2º modo pôde ser usado para comprimentos maiores que 100 m, já que é o menos atenuado entre os 4 modos no par trançado. Para o par com blindagem a largura de banda chega a ser apenas 540 MHz em 50 m.

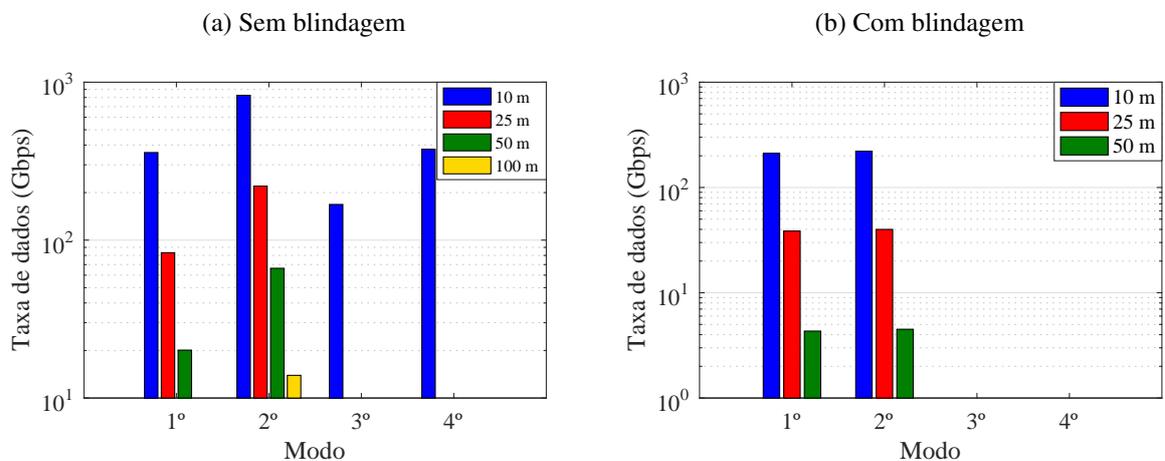
Já a Figura 40 mostra a taxa de dados por modo do par trançado em 4 comprimentos, 10, 25, 50 e 100 m. Pela Figura 40a, do par sem blindagem, percebe-se que o 2º modo sempre contribui com mais taxa de dados que os demais, e em 10 m corresponde à 48% da taxa total, em 25 m passa para 72% do total (sua contribuição aumentou pois os 3º e 4º modos não podem mais ser utilizados), em 50 m equivale 77% de toda taxa agregada, já em 100 m ele é o único modo utilizado. Esse comportamento não ocorre com o par blindado da Figura 40b, pois as atenuações

Tabela 7 – Banda de transmissão e modos utilizados no par trançado correspondentes aos resultados apresentados nas Figuras 39 e 40.

Comprimento (m)	Sem blindagem		Com blindagem	
	Banda (GHz)	Modos	Banda (GHz)	Modos
10	1 a 163,50	1º ao 4º	1 a 31,00	1º e 2º
20	1 a 50,60	1º e 2º	1 a 10,31	1º e 2º
30	1 a 26,55	1º e 2º	1 a 4,14	1º e 2º
40	1 a 16,36	1º e 2º	1 a 2,38	1º e 2º
50	1 a 11,14	1º e 2º	1 a 1,54	1º e 2º
60	1 a 8,11	1º e 2º	-x-	-x-
70	1 a 6,18	1º e 2º	-x-	-x-
80	1 a 4,86	1º e 2º	-x-	-x-
90	1 a 3,95	1º e 2º	-x-	-x-
100	1 a 3,26	2º	-x-	-x-

do 1º e 2º modo são similares, e dessa forma a porcentagem de contribuição para a taxa agregada dos dois são praticamente as mesmas.

Figura 40 – Taxa de dados de cada modo guiado do par trançado para os comprimentos de 10, 25, 50 e 100 m usando o algoritmo *water-filling*.

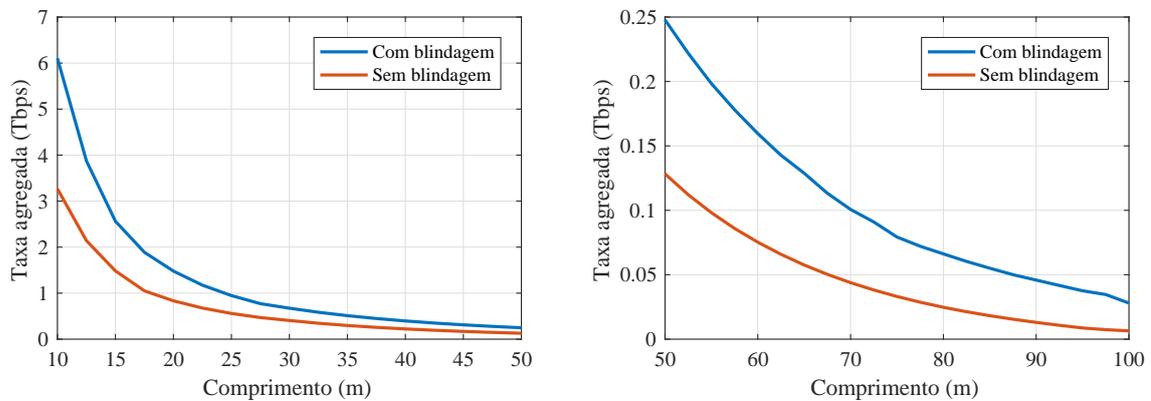


Fonte – Elaborada pela autora.

A Figura 41 apresenta a taxa de dados agregada usando os modos guiados do CAT5e variando o comprimento do cabo e a Tabela 8 mostra a banda e os modos de transmissão correspondentes à cada comprimento. Percebe-se pela Figura 41 que este cenário pode alcançar taxas acima de 1 Tbps no cabo com e sem blindagem para comprimentos muito curtos, menores que 25 m e 17 m respectivamente para o CAT5e sem e com blindagem. Além disso, a taxa de dados do CAT5e com blindagem é em média 53,6% menor que o sem blindagem.

Nota-se pela Tabela 8 que apesar de terem sido usados 15 modos e 9 modos do CAT5e sem e com blindagem em 10 m, respectivamente, o número de modos úteis diminuem com o

Figura 41 – Taxa de dados agregada dos modos guiados do cabo CAT5e para comprimentos de 10 a 100 m usando o algoritmo *water-filling*.



Fonte – Elaborada pela autora.

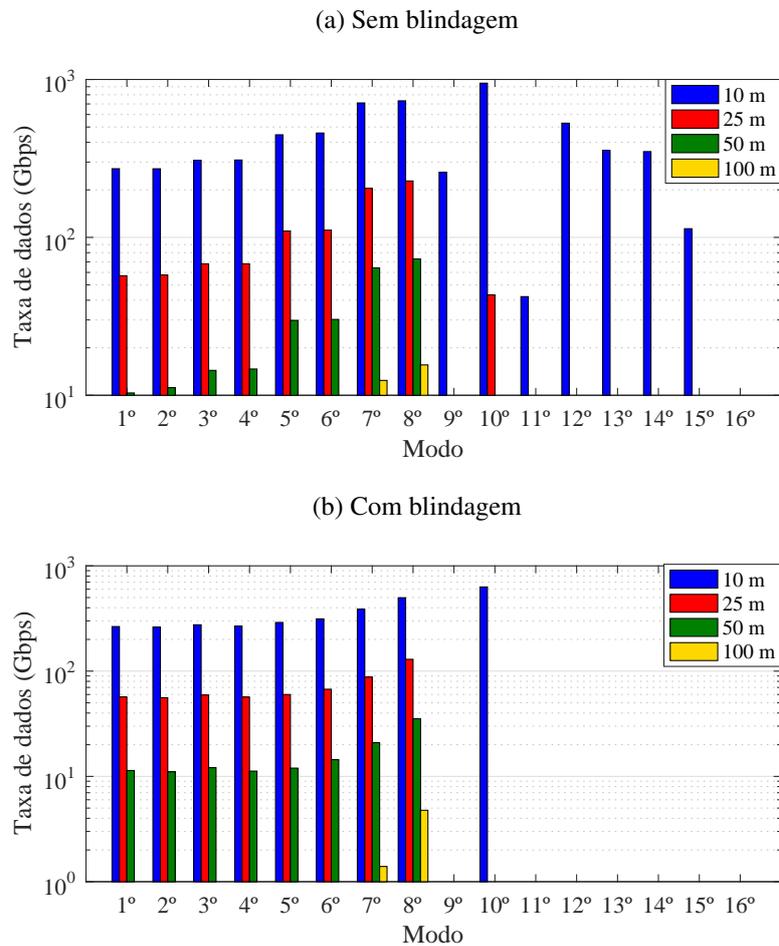
aumento do comprimento, e em 100 m apenas 2 modos (7º e 8º) são utilizados nos dois casos. Além disso, percebe-se que a diminuição da banda de transmissão adequada também é bastante acentuada, e que as bandas usadas nos dois cabos são parecidas.

Tabela 8 – Banda de transmissão e modos utilizados no CAT5e correspondentes aos resultados apresentados nas Figuras 41 e 42.

Comprimento (m)	Sem blindagem		Com blindagem	
	Banda (GHz)	Modos	Banda (GHz)	Modos
10	1 a 174,30	1º ao 15º	1 a 169,00	1º ao 8º e 10º
20	1 a 104,80	1º ao 8º e 10º	1 a 87,00	1º ao 8º
30	1 a 27,35	1º ao 8º	1 a 24,94	1º ao 8º
40	1 a 17,39	1º ao 8º	1 a 16,20	1º ao 8º
50	1 a 12,06	1º ao 8º	1 a 10,89	1º ao 8º
60	1 a 8,88	1º ao 8º	1 a 8,41	1º ao 8º
70	1 a 6,84	1º ao 8º	1 a 5,81	1º ao 8º
80	1 a 5,45	5º ao 8º	1 a 4,79	5º ao 8º
90	1 a 4,43	5º ao 8º	1 a 3,77	5º ao 8º
100	1 a 3,70	7º e 8º	1 a 3,08	7º e 8º

A Figura 42 ilustra a taxa de dados por modo nos cabos CAT5e com e sem blindagem nos comprimentos de 10, 25, 50 e 100 m. Pela Figura 42a é possível ver quais modos são utilizados e comparar a contribuição de cada para taxa agregada. Para 10 m, a maior taxa de dados é do 10º modo (16% do total), porém a partir de 25 m o 8º modo é o que mais contribui. Percebe-se para o CAT5e com blindagem, Figura 42b, que o 10º modo possui a maior taxa de dados e corresponde a 20% do total em 10 m. Entretanto, sua atenuação a partir de 20 m é muito alta (mínimo 86,8 dB) e ele não pode ser usado.

Figura 42 – Taxa de dados de cada modo guiado do cabo CAT5e para os comprimentos de 10, 25, 50 e 100 m usando o algoritmo *water-filling*.

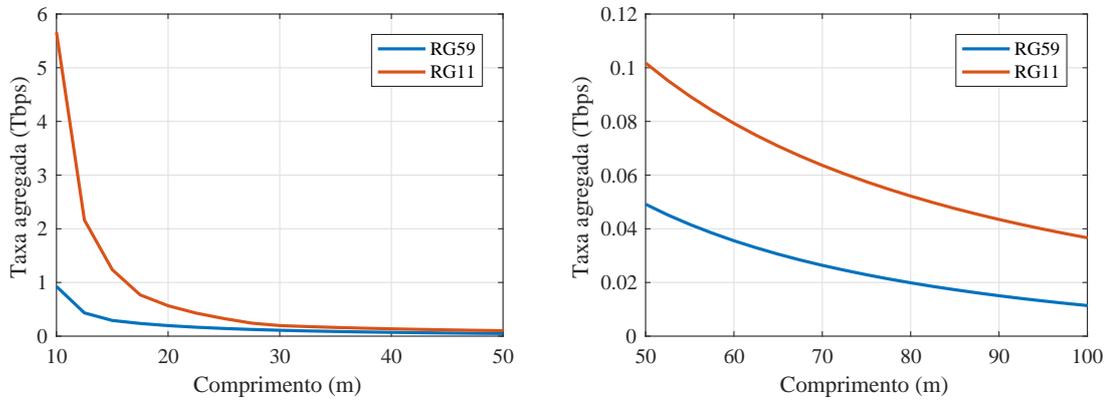


Fonte – Elaborada pela autora.

Já a taxa de dados agregada no cenário de utilização dos modos guiados do cabo coaxial são apresentadas na Figura 43. Como já é esperado, o cabo RG11 possui taxas bem superiores ao RG59, alcançando níveis bem acima de 1 Tbps em comprimentos menores que 15 m e aproximadamente 36 Gbps em 100 m. Já a taxa de dados do RG59 é em média 59% menor que a do RG11, e alcança no máximo 926 Gbps e no mínimo 11,4 Gbps.

A Figura 44 mostra a taxa de dados de cada modo dos cabos RG59 e RG11. Para o RG59, apenas o 1°, 2° e 3° modos são utilizados, e a porcentagem do valor total de cada modo é 55%, 22% e 23% em 10 m, respectivamente. Para comprimentos maiores, os modos de ordem superior (do 2° modo em diante) do RG59 possuem atenuações elevadas e não foram usados, apenas o 1° modo. Já para o RG11, os 15 primeiros modos guiados foram usados em 10 m, e em 25 m apenas 3 modos (1° ao 3°) foram utilizados. A Tabela 9 apresenta a faixa de frequência de transmissão e os modos utilizados em cada comprimento dos cabos RG59 e RG11.

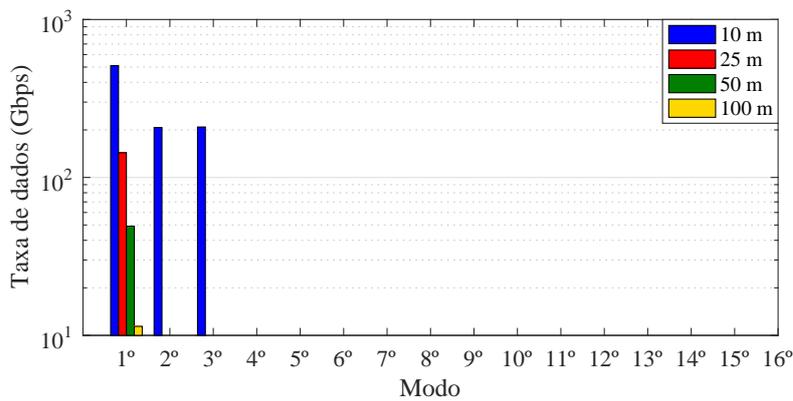
Figura 43 – Taxa de dados agregada dos modos guiados do cabo coaxial para comprimentos de 10 a 100 m usando o algoritmo *water-filling*.



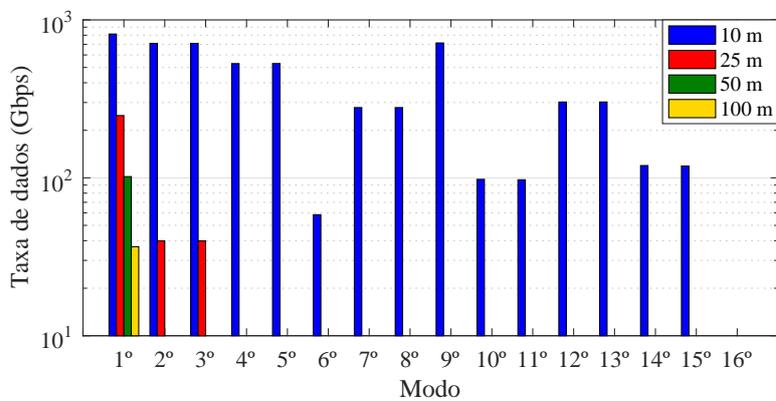
Fonte – Elaborada pela autora.

Figura 44 – Taxa de dados de cada modo guiado do cabo coaxial para os comprimentos de 10, 25, 50 e 100 m usando o algoritmo *water-filling*.

(a) RG59



(b) RG11



Fonte – Elaborada pela autora.

Tabela 9 – Banda de transmissão e modos utilizados no coaxial correspondentes aos resultados apresentados nas Figuras 43 e 44.

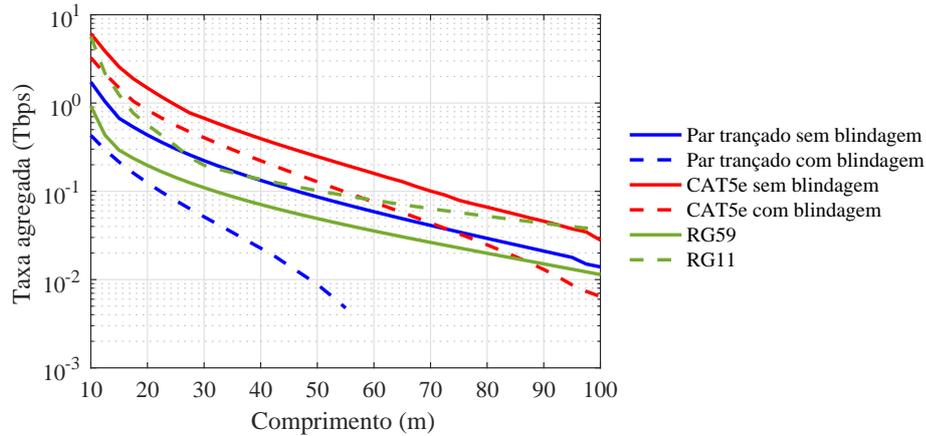
Comprimento (m)	RG59		RG11	
	Banda (GHz)	Modos	Banda (GHz)	Modos
10	1 a 90,00	1º ao 3º	1 a 300,00	1º ao 15º
20	1 a 28,34	1º	1 a 50,57	1º ao 3º
30	1 a 16,00	1º	1 a 28,04	1º
40	1 a 10,63	1º	1 a 21,18	1º
50	1 a 7,71	1º	1 a 14,76	1º
60	1 a 5,89	1º	1 a 11,69	1º
70	1 a 4,68	1º	1 a 9,61	1º
80	1 a 3,84	1º	1 a 8,11	1º
90	1 a 3,22	1º	1 a 6,95	1º
100	1 a 2,75	1º	1 a 6,7	1º

A Figura 45 compara a taxa de dados agregada em função do comprimento em cada cenário de cabo analisado. Nota-se que até 90 m, o melhor cenário é o CAT5e sem blindagem. A partir desse comprimento o RG11 possui melhor desempenho. Ainda comparando os cabos CAT5e sem blindagem e RG11, percebe-se que a partir de 30 m, o desempenho médio por modo do RG11 é melhor que o CAT5e, mas a taxa de dados do CAT5e sem blindagem só é maior porque possui até 8 vezes mais modos disponíveis para transmissão que o RG11. Por exemplo, em 30 m, a taxa média dos oito modos guiados no CAT5e é 84,1 Gbps, enquanto que no coaxial, como apenas um modo a taxa é 197,3 Gbps. Apenas dois cenários possuem taxas de dados menores que 10 Gbps, o par trançado com blindagem e o CAT5e com blindagem, demonstrando que o efeito da blindagem na atenuação dos modos guiados dos cabos de pares trançados é bastante degradante para a taxa de dados do sistema.

Em geral, as taxas de dados apresentadas na Figura 45 são muito mais altas a que do sistema G.mgfast (com banda de 848 MHz), que será projetado para atingir 10 Gbps no máximo por par trançado/coaxial (ITU-T, 2018; COOMANS et al., 2015). Por outro lado, o desempenho do par trançado e CAT5e são muito piores que os apresentados para o Terabit DSL previsto para atingir mais de 7 Tbps em apenas um par trançado de 10 m e mais de 20 Tbps em um cabo de 4 pares de 50 m (CIOFFI et al., 2018). A razão para isto é a suposição irreal de que o modelo de Sommerfeld despreveria a atenuação dos modos guiados em cabos de par trançado.

Por fim, como o objetivo desse trabalho é investigar se é possível atingir taxa em níveis de Tbps em cabos de cobre, a Tabela 10 apresenta em quais cenários de avaliação isso foi possível. Nota-se que apenas 2 cenários não atingiram taxas maiores que 1 Tbps, e nos cenários que cumpriram esse critério, o alcance em metros do sistema é curto, o maior deles é 25 m. Obviamente, o alcance é estendido para menores taxas de dados, e como se pode ver na Tabela 10, podem ser alcançados 0,5 Tbps em todos cenários exceto o par trançado com blindagem.

Figura 45 – Comparação da taxa de dados agregada para todos os cenários de cabos.



Fonte – Elaborada pela autora.

Tabela 10 – Resumo do alcance de cada cenário.

Cabo	>1 Tbps	1 Tbps até que comprimento?	0,5 Tbps até que comprimento?
Par trançado sem blindagem	sim	≈12 m	≈18 m
Par trançado com blindagem	não	-x-	-x-
CAT5e sem blindagem	sim	≈25 m	≈35 m
CAT5e com blindagem	sim	≈17 m	≈28 m
RG59	não	-x-	≈12 m
RG11	sim	≈15 m	≈21 m

5.3.3 Efeito da eficiência de acoplamento na taxa de dados

Os resultados de taxa apresentados até agora consideram que a eficiência de acoplamento é 100%. Porém, sabe-se que devem ser utilizadas antenas para excitar os modos de propagação dos cabos de cobre e que a eficiência na prática não será 100%, como dito na Seção 5.2.2. A influência que uma eficiência menor que 100% tem no sistema de comunicação pode ser vista como um fator extra responsável por perda na potência transmitida. Seu efeito na taxa de dados pode ser computado fazendo as seguintes alterações:

$$p'_k = \eta p_k \tag{5.1}$$

onde η é um fator que representa a eficiência de acoplamento e pode assumir valores entre 0 e 1, e p_k é a potência alocada original. Isso altera o valor da SNR e consequentemente da taxa de dados (veja a Seção 2.3).

Apesar do objetivo deste trabalho não ser avaliar antenas e métodos de acoplamento, usando essas considerações pode-se verificar o efeito do acoplamento no desempenho do sistema. Portanto, a Tabela 11 apresenta a taxa de dados agregada utilizando uma eficiência de acoplamento η igual para todos os modos guiados de cada cenário e constante na frequência.

O fator foi variado assumindo os valores de 90%, 70%, 50% e 30% de eficiência. Nota-se que reduções maiores que 1 Tbps podem ocorrer se a eficiência varia de 90% para 30%.

Além disso, sabendo que uma eficiência de 27% foi determinada em (SOUSA et al., 2019), pode-se avaliar o quanto isso altera a taxa do par trançado sem blindagem na Tabela 11, ao considerar o resultado de eficiência média de 30%. Dessa forma, verifica-se que a taxa reduz 24,5% (taxa foi de 1,729 Tbps para 1,3043 Tbps) se eficiência de acoplamento varia de 100% (Tabela 5) para 30% .

Tabela 11 – Taxa agregada considerando um fator η representado a eficiência de acoplamento para cada cenário em 10 m.

Cabo	Taxa agregada variando o fator η			
	$\eta = 0,9$	$\eta = 0,7$	$\eta = 0,5$	$\eta = 0,3$
Par trançado sem blindagem	1,6560	1,5850	1,4889	1,3043
Par trançado com blindagem	0,4006	0,3908	0,3739	0,3349
CAT5e sem blindagem	5,8694	5,6264	5,3091	4,6780
CAT5e com blindagem	3,1523	3,0198	2,8430	2,5273
RG59	0,8798	0,8083	0,7481	0,6309
RG11	5,4041	4,9092	4,3603	3,6195

6 Considerações finais

6.1 Conclusões

Este trabalho apresentou uma análise do desempenho de sistemas de transmissão em cabos de cobre típicos operando como guias de ondas para transmissão de múltiplos modos de propagação em frequências da ordem de GHz. Os cenários avaliados são o guiamento em: um único par trançado com ou sem blindagem; um cabo de quatro pares trançados do tipo CAT5e com ou sem blindagem externa; e um cabo coaxial dos tipos RG59 e RG11.

A motivação principal dessa investigação é a proposta do sistema Terabit DSL apresentada em (CIOFFI et al., 2018), para alcance de taxas de transmissão em níveis de Tbps, que considera perdas equivalentes ao modelo do modo guiado em um único condutor nu conhecido como linha de Sommerfeld, que possui atenuação relativamente baixa. Visando uma investigação mais realista, neste trabalho foram realizadas simulações numéricas no *software* HFSS considerando características construtivas dos cabos, tais como dimensões, trançamento dos pares e materiais do condutor e isolante.

Os resultados indicaram que as atenuações dos modos guiados nos cabos de pares trançados são muito maiores do que o previsto pela linha de Sommerfeld, contradizendo a suposição feita em (CIOFFI et al., 2018). Consequentemente, a taxa agregada alcançada é muito menor que a do Terabit DSL, o qual atinge mais de 7 Tbps em um único par e mais de 20 Tbps em um cabo de quatro pares (CIOFFI et al., 2018). Entretanto, os resultados desta dissertação mostram que é possível alcançar taxas de dados de até 1,7 Tbps em um par trançado, e até 6,1 Tbps em um cabo de quatro pares CAT5e, ambos sem blindagem de 10 m. Já os resultados apresentados para os cabos coaxiais são condizentes com a literatura. Mostra-se que é possível atingir até 5,6 e 0,9 Tbps, respectivamente em um cabo coaxial RG11 e RG59 de 10 m. Apenas dois cenários não tiveram taxas maiores que 1 Tbps, o par trançado com blindagem e o coaxial RG59.

Em geral, os resultados de todos os cenários são bastante superiores aos 10 Gbps máximos previstos para o sistema G.mgfast (ITU-T, 2018; COOMANS et al., 2015). Apenas dois cenários tiveram taxas menores que 10 Gbps, o par trançado com blindagem e o CAT5e com blindagem.

Também é visto que os modos guiados de ordem superior que possuem frequência de corte são descartados para transmissão quando o comprimento do cabo ultrapassa por volta de 20 m, sendo possível utilizar apenas os modos sem frequências de corte a partir de então. Isto foi o verificada ao usar 100 mW por modo, e caso a potência seja maior, o comprimento a partir do qual isto ocorre deve aumentar.

Adicionalmente, apesar de não ter sido avaliado o uso de antenas para excitação dos modos guiados de cada cenário, verifica-se o quanto uma eficiência de acoplamento média menor que 100% pode reduzir a taxa de dados. Indica-se a importância de levar em consideração a eficiência de acoplamento, pois os resultados mostram que reduções maiores que 1 Tbps podem ocorrer se a eficiência for 30%.

Em resumo, este trabalho demonstrou que os modos guiados de cabos de cobre são alternativas viáveis para aumentar o desempenho das redes cabeadas, dada o aumento no número de modos de propagação disponíveis e taxa de dados em relação aos padrões atuais.

6.2 Trabalhos futuros

Alguns tópicos relacionados à esta dissertação podem ser mais explorados em trabalhos futuros, como:

- a investigação de quais antenas e métodos de acoplamento podem ser usadas para excitar os modos de propagação nos cabos de pares trançados e coaxiais, assim como a determinação da eficiência de acoplamento usando essas estruturas, para então avaliar seu efeito de forma mais precisa na taxa de dados, o que ainda é uma linha de pesquisa ainda em aberto;
- a determinação dos níveis de interferência entre os modos guiados de cada cenário e avaliação do desempenho de transmissão sob essas condições, visto que nos resultados deste trabalho o *crosstalk* foi considerado mitigado. Porém se a técnica de mitigação de interferência não for eficiente, as taxas alcançadas diminuirão. Adicionalmente, de acordo com Cioffi et al. (2018), níveis de *crosstalk* elevados podem até mesmo melhorar o desempenho do sistema ao utilizar técnicas de processamento de sinais específicas. Dessa forma, para uma avaliação de desempenho mais precisa, tanto o *crosstalk* quanto as técnicas de mitigação/processamento adequadas precisam ser levadas em consideração;

6.3 Publicações

Durante o mestrado foram publicados alguns artigos relacionados ao tema desta dissertação.

1. **SOUZA, D. D.**; SOUSA, B. P. T.; BORGES, G. S.; RODRIGUES, R. M.; CAVALCANTE, A. M.; ALMEIDA, I. M.; COSTA, J. C. W. A. Evaluation of Copper Cables as Waveguides in Next-generation Wireline Technologies. In: IMOC, 2019, Aveiro - Portugal. 2019 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2019.

2. **SOUZA, D. D.**; SOUSA, B. P. T.; BORGES, G. S.; RODRIGUES, R. M.; CAVALCANTE, A. M.; COSTA, J. C. W. A. Avaliação de Modos Guiados em Par Trançado para Transmissão em Terabit/s. In: XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2019), 2019, Petrópolis - RJ. Anais do XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2019.
3. SOUSA, B. P. T.; **SOUZA, D. D.**; BORGES, G. S.; RODRIGUES, R. M.; CAVALCANTE, A. M.; COSTA, J. C. W. A. Acoplamento de Modos Guiados em Sistemas TDSL Utilizando Antenas com Simetria Radial. In: XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2019), 2019, Petrópolis - RJ. Anais do XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2019.

Além disso, foram publicados os seguintes artigos completos em anais de congressos sobre outras alternativas de transmissão em cabos de cobre, não relacionados ao conteúdo da dissertação:

1. **SOUZA, D. D.**; FREITAS, M. M. M.; SOUSA, B. P. T.; RODRIGUES, R. M.; COSTA, J. C. W. A. Análise Comparativa de Modos de Transmissão para Redes Gigabit-DSL. In: XXXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2018), 2018, Campina Grande - PB. Anais do XXXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2018.
2. **SOUZA, D. D.**; SOUSA, B. P. T.; FREITAS, M. M. M.; RODRIGUES, R. M.; COSTA, J. C. W. A. Explorando a Segunda Camada do Modo Fantasma de Transmissão em Sistemas G.fast. In: MOMAG, 2018, Santa Rita do Sapucaí. 18º SBMO - Simpósio Brasileiro De Micro-Ondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2018.
3. FERNADES, A. L. P.; OHASHI, A. A.; **SOUZA, D. D.**; SOUSA, B. P. T.; FREITAS, M. M. M.; COSTA, J. C. W. A.; FARIAS, F. S. Avaliação Técnica e Econômica de Cenários Fronthaul Indoor Híbridos e Baseados em Cobre Utilizando G.fast e Modo Fantasma. In: MOMAG, 2018, Santa Rita do Sapucaí - MG. 18º SBMO - Simpósio Brasileiro De Micro-Ondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2018.

Referências

- ACATAUASSU, D.; FREITAS, M.; COSTA, J. C. W. A.; MEDEIROS, E.; ALMEIDA, I.; CAVALCANTE, A. Coaxial networks for 5G fronthaul. In: *2018 IEEE 23rd International Workshop on Computer Aided Modeling and Design of Communication Links and Networks (CAMAD)*. [S.l.]: IEEE, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 31.
- ANATEL. *Acessos de Banda Larga Fixa*. ANATEL, 2020. Disponível em: <<https://www.anatel.gov.br/paineis/aceessos>>. Acesso em: 12.02.2020. Citado na página 19.
- ANDREWS, J. G.; BUZZI, S.; CHOI, W.; HANLY, S. V.; LOZANO, A.; SOONG, A. C. K.; ZHANG, J. C. What will 5G be? *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 32, n. 6, p. 1065–1082, June 2014. ISSN 0733-8716. Citado na página 18.
- ANSYS HFSS. 2017. Electromagnetics Suite, Versão 19.0.0. Disponível em: <<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>>. Acesso em: 30.03.2020. Citado na página 49.
- ANSYS HFSS: An Introduction to HFSS. 2017. Electromagnetics Suite, Versão 19.0.0. Citado na página 50.
- BAI, T.; ZHANG, H.; ZHANG, J.; XU, C.; RAWI, A. F. A.; HANZO, L. Impulsive noise mitigation in digital subscriber lines: The state-of-the-art and research opportunities. *IEEE Communications Magazine*, v. 57, n. 5, p. 145–151, May 2019. ISSN 1558-1896. Citado na página 27.
- BORGES, G. S. *Modelagem de par-traçado para comunicações em banda larga*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Pará, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 61.
- BORZYCKI, K. FTTx access networks: Technical developments and standardization. In: *Broadband Communications Networks - Recent Advances and Lessons from Practice*. [S.l.]: InTech, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 25, 26 e 27.
- BUR, A. Dielectric properties of polymer at microwave frequencies. *Polymer*, v. 26, p. 963, 07 1985. Citado na página 56.
- CHECKO, A.; CHRISTIANSEN, H. L.; YAN, Y.; SCOLARI, L.; KARDARAS, G.; BERGER, M. S.; DITTMANN, L. Cloud RAN for mobile networks - A technology overview. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 17, n. 1, p. 405–426, Firstquarter 2015. ISSN 2373-745X. Citado 3 vezes nas páginas 29, 30 e 31.
- CIOFFI, J. M.; KERPEZ, K. J.; HWANG, C. S.; KANELLAKOPOULOS, I. Terabit DSLs. *IEEE Communications Magazine*, v. 56, n. 11, p. 152–159, November 2018. ISSN 0163-6804. Citado 19 vezes nas páginas 9, 19, 20, 21, 22, 27, 28, 32, 36, 47, 52, 54, 60, 61, 66, 67, 76, 79 e 80.
- CISCO. *Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017-2022*. 2019. Disponível em: <<https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-741490.html>>. Acesso em: 10.01.2020. Citado na página 18.

CLOONAN, T.; AL-BANNA, A.; EMMENDORFER, M.; MARICEVIC, Z.; O'KEEFFE, F.; ULM, J. Lessons from telco & wireless providers: Extending the life of the HFC plant with new technologies. In: *SCTE Spring Technical Forum 15, Society of Cable Telecommunications Engineers*. [S.l.: s.n.], 2015. Citado na página 28.

COLLIN, R. E. *Field theory of guided waves*. [S.l.]: New York, Toronto and London: McGraw-Hill Book Company, 1960. Citado na página 42.

COOMANS, W.; MORAES, R. B.; HOOGHE, K.; DUQUE, A.; GALARO, J.; TIMMERS, M.; WIJNGAARDEN, A. J. van; GUENACH, M.; MAES, J. XG-fast: Towards 10 Gb/s copper access. In: *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 630–635. ISSN 2166-0077. Citado na página 27.

COOMANS, W.; MORAES, R. B.; HOOGHE, K.; DUQUE, A.; GALARO, J.; TIMMERS, M.; WIJNGAARDEN, A. J. van; GUENACH, M.; MAES, J. XG-fast: the 5th generation broadband. *IEEE Communications Magazine*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 53, n. 12, p. 83–88, dec 2015. Citado 3 vezes nas páginas 27, 76 e 79.

DJORDJEVIC, A.; OLCAN, D.; STOJILOVIC, M.; PAVLOVIC, M.; KOLUNDZIJA, B.; TOSIC, D. Causal models of electrically large and lossy dielectric bodies. *Facta universitatis - series: Electronics and Energetics*, National Library of Serbia, v. 27, n. 2, p. 221–234, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 57.

DRAKULIĆ, S.; STATOVCI, D.; WOLKERSTORFER, M.; ZEMEN, T. Comparison of interference mitigation techniques for next generation DSL systems. In: *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. [S.l.]: IEEE, 2015. p. 971–976. ISSN 1550-3607. Citado na página 36.

FERNANDES, A. L. P. *Avaliação técnico econômica de alternativas backhaul e fronthaul para arquiteturas de rádio centralizado em cenários 5G indoor*. Dissertação (Mestrado) — UFPA, 2019. Citado na página 29.

FUJITSU. *The Benefits of Cloud-RAN Architecture in Mobile Networ Expansion*. 2014. Online. White paper. Disponível em: <<http://www.fujitsu.com/downloads/TEL/fnc/whitepapers/CloudRANwp.pdf>>. Acesso em: 20.03.2020. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 31.

GALLI, S.; LIU, J.; ZHANG, G. Bare metal wires as open waveguides, with applications to 5G. In: *2018 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. ISSN 1938-1883. Citado na página 21.

GINIS, G.; CIOFFI, J. Vectored transmission for digital subscriber line systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 20, n. 5, p. 1085–1104, jun 2002. Citado na página 19.

GOLDEN, P.; DEDIEU, H.; JACOBSEN, K. *Fundamentals of DSL Technology*. [S.l.]: Auerbach Publications, 2006. Citado na página 32.

GOUBAU, G. Surface waves and their application to transmission lines. *Journal of Applied Physics*, AIP Publishing, v. 21, n. 11, p. 1119–1128, nov 1950. Citado na página 20.

GOUBAU, G. Single-conductor surface-wave transmission lines. *Proceedings of the IRE*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 39, n. 6, p. 619–624, jun 1951. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 47.

HAMZEH, B.; TOY, M.; FU, Y.; MARTIN, J. DOCSIS 3.1: scaling broadband cable to gigabit speeds. *IEEE Communications Magazine*, v. 53, n. 3, p. 108–113, March 2015. ISSN 1558-1896. Citado na página 28.

ITU-T. *Gigabit-capable passive optical networks (GPON): General characteristics*. 2003. Recommendation ITU-T G.984.1. Disponível em: <<http://handle.itu.int/11.1002/1000/9379>>. Acesso em: 13.02.2020. Citado na página 25.

ITU-T. *Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2)*. 2006. ITU-T Recommendation G.993.2. Disponível em: <<http://handle.itu.int/11.1002/1000/13747>>. Citado na página 25.

ITU-T. *M.2083 : IMT Vision - "Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond"*. 2015. Recommendation M.2083-0 (09/2015). Disponível em: <<https://www.itu.int/rec/R-REC-M.2083-0-201509-I/en>>. Acesso em: 31.03.2020. Citado na página 18.

ITU-T. *Self-FEXT cancellation (vectoring) for use with VDSL2 transceivers*. 2015. Online. ITU-T Recommendation G.993.5 (01/2015). Disponível em: <<http://handle.itu.int/11.1002/1000/12372>>. Citado na página 52.

ITU-T. *G.fast: Update of coax cable configurations working text for Annex X*. 2016. Contribution 2152. Disponível em: <<https://www.itu.int/md/T13-SG15-C-2152/en>>. Acesso em: 25.02.2020. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 61.

ITU-T. *Fast access to subscriber terminals (FAST) - Power spectral density specification*. 2017. ITU-T Recommendation G.9700 Amd. 2. Disponível em: <<http://handle.itu.int/11.1002/1000/13170>>. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

ITU-T. *Draft Multi-Gigabit fast access to subscriber terminals (MGfast) - PHY*. 2018. Disponível em: <<https://www.itu.int/md/T17-SG15-181008-TD-WP1-0258>>. Acesso em: 05.15.2019. Citado 4 vezes nas páginas 19, 26, 76 e 79.

ITU-T. *Fast Access to Subscriber Terminals (FAST) Physical layer specification*. 2019. ITU-T Recommendation G.9701 Amd. 1. Disponível em: <<http://handle.itu.int/11.1002/1000/14019>>. Acesso em: 10.04.2018. Citado 3 vezes nas páginas 19, 26 e 27.

JEON, T.-I.; ZHANG, J.; GRISCHKOWSKY, D. Study of the THz sommerfeld wave on single metal wires. In: (*CLEO*). *Conference on Lasers and Electro-Optics, 2005*. [S.l.]: IEEE, 2005. Citado na página 20.

JEON, T.-I.; ZHANG, J.; GRISCHKOWSKY, D. THz sommerfeld wave propagation on a single metal wire. *Applied Physics Letters*, v. 86, 04 2005. Citado na página 20.

LEVIATAN, Y.; ADAMS, A. The response of a two-wire transmission line to incident field and voltage excitation, including the effects of higher order modes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 30, n. 5, p. 998–1003, Sep. 1982. ISSN 0018-926X. Citado 3 vezes nas páginas 19, 20 e 46.

LU, C.; BERG, M.; TROJER, E.; ERIKSSON, P.-E.; LARAQUI, K.; AD, O. V. T.; ALMEIDA, H. Connecting the dots: small cells shape up for high-performance indoor radio. *Ericsson Review*, 2014. Disponível em: <<https://www.ericsson.com/4ae130/assets/local/reports-papers/ericsson-technology-review/docs/2014/er-radio-dot.pdf>>. Acesso em: 20.03.2020. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 31.

MAES, J.; NUZMAN, C. J. The past, present, and future of copper access. *Bell Labs Technical Journal*, v. 20, p. 1–10, 2015. ISSN 1089-7089. Citado na página 27.

MARCUVITZ, N. *Waveguide handbook*. McGraw-Hill, 1951. (Radiation Laboratory series). Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=EH-FAAAAIAAJ>>. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 61.

MBONYE, M.; MENDIS, R.; MITTLEMAN, D. M. A terahertz two-wire waveguide with low bending loss. *Applied Physics Letters*, AIP Publishing, v. 95, n. 23, p. 233506, dec 2009. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.

MEHMOOD, H.; RAHMAN, S.; CIOFFI, J. Bit loading profiles for high-speed data in DOCSIS 3.1. *IEEE Communications Magazine*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 53, n. 3, p. 114–120, mar 2015. Citado na página 28.

OECD. *Fixed broadband subscriptions*. OECD, 2017. Disponível em: <<https://data.oecd.org/broadband/fixed-broadband-subscriptions.htm#indicator-chart>>. Acesso em: 12.02.2020. Citado na página 19.

ÖHLÉN, P.; SKUBIC, B.; ROSTAMI, A.; LARAQUI, K.; CAVALIERE, F.; VARGA, B.; LINDQVIST, N. F. *Flexibility In 5G Transport Networks: The Key To Meeting The Demand For Connectivity*. 2015. Ericsson Technology Review. Disponível em: <<https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/ericsson-technology-review/articles/flexibility-in-5g-transport-networks-the-key-to-meeting-the-demand-for-connectivity>>. Citado 3 vezes nas páginas 18, 19 e 31.

ORFANIDIS, S. J. *Electromagnetic waves and antennas*. [S.l.]: Rutgers University New Brunswick, NJ, 2016. Citado 11 vezes nas páginas 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 47, 52 e 61.

SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, v. 27, n. 3, p. 379–423, July 1948. ISSN 0005-8580. Citado na página 31.

SHRESTHA, R.; KERPEZ, K.; HWANG, C. S.; MOHSENI, M.; CIOFFI, J.; MITTLEMAN, D. M. A metal wire waveguide for terabit DSL. In: *2019 44th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–2. ISSN 2162-2027. Citado 4 vezes nas páginas 20, 21, 58 e 59.

SOUSA, B.; SOUZA, D. D.; BORGES, G.; RODRIGUES, R. M.; CAVALCANTE, A. M.; COSTA, J. W. Acoplamento de modos guiados em sistemas TDSL utilizando antenas com simetria radial. In: *XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2019)*. Petrópolis, Brazil: [s.n.], 2019. Citado 2 vezes nas páginas 65 e 78.

STARR, T.; CIOFFI, J. M.; SILVERMAN, P. J. *Understanding digital subscriber line technology*. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 1999. Citado na página 32.

STRATTON, J. A. *Electromagnetic theory*. [S.l.]: New York and London: McGraw - Hill Book Company, 1941. Citado na página 42.

STROBEL, R. *Channel Modeling and Physical Layer Optimization in Copper Line Networks*. [S.l.]: Springer International Publishing, 2019. Citado 6 vezes nas páginas 25, 26, 32, 33, 35 e 36.

- TOPIC, P. *World Fixed Broadband Statistics - Q3 2019*. Point Topic, 2019. Disponível em: <<http://point-topic.com/free-analysis/world-fixed-broadband-statistics-q3-2019/>>. Acesso em: 12.02.2020. Citado na página 19.
- WANG, K.; MITTLEMAN, D. M. Metal wires for terahertz wave guiding. *Nature*, Springer Science and Business Media LLC, v. 432, n. 7015, p. 376–379, nov 2004. Citado na página 20.
- WILTSE, J. C. Surface-wave propagation on a single metal wire or rod at millimeter-wave and terahertz frequencies. In: *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 970–973. ISSN 0149-645X. Citado na página 20.
- WILTSE, J. C. Low-loss surface-wave propagation on coated or uncoated cylindrical conductor from 0.1 to 1 thz. In: *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 4657–4660. ISSN 1947-1491. Citado na página 20.
- ZHA, J.; KIM, G. J.; JEON, T.-I. Enhanced THz guiding properties of curved two-wire lines. *Optics Express*, The Optical Society, v. 24, n. 6, p. 6136, mar 2016. Citado na página 21.
- ZHA, J.; KIM, G. J.; JEON, T.-I. THz pulse propagation according to surface conditions of curved two-wire lines. In: *2016 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*. [S.l.]: IEEE, 2016. Citado na página 21.
- ZHAO, R.; FISCHER, W.; AKER, E.; RIGBY, P. *White Paper: Broadband Access Technologies*. [S.l.], 2014. Disponível em: <<https://ec.europa.eu/digital-single-market/en/news/white-paper-broadband-access-technologies>>. Acesso em: 13.02.2020. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 27.