



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

Brenda Penedo Tavares de Sousa

Acoplamento de Modos Guiados em Cabos de Pares Trançados Utilizando Antenas com Simetria Radial no Cenário Terabit DSL

DM 14/2020

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

2020

Brenda Penedo Tavares de Sousa

Acoplamento de Modos Guiados em Cabos de Pares Trançados Utilizando Antenas com Simetria Rádial no Cenário Terabit DSL

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 Albuquerque Costa

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)**

S725a Sousa, Brenda Penedo Tavares de
Acomplamento de Modos Guiados em Cabos de Pares Trançados
Utilizando Antenas com Simetria Radial no Cenário Terabit DSL /
Brenda Penedo Tavares de Sousa. — 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. Acomplamento. 2. Linhas de transmissão. 3. Modos
guiados. 4. Antenas. 5. Terabit DSL. I. Título.

CDD 384

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

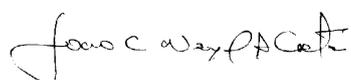
**ACOPLAMENTO DE MODOS GUIADOS EM CABOS
DE PARES TRANÇADOS UTILIZANDO ANTENAS
COM SIMETRIA RADIAL NO CENÁRIO TERABIT DSL**

AUTORA: **BRENDA PENEDO TAVARES DE SOUSA**

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

APROVADO EM: 26/02/2020.

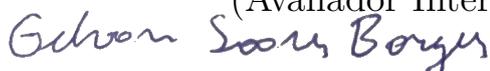
BANCA EXAMINADORA:



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



Prof. Dr. Karlo Queiroz da Costa
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. Gilvan Soares Borges
(Avaliador Externo ao Programa – IFPA)



Dr. André Mendes Cavalcante
(Avaliador Externo ao Programa – *Ericsson Research Brazil*)

VISTO:



Prof. Dra. Maria Emília de Lima Tostes
(Coordenadora do PPGEE/ITEC/UFPA)

Primeiramente, dedico à Deus, por ter me proporcionado o dom da vida e por ter me guiado durante esses dois, lindos, anos. Aos meus pais e irmã, que me apoiaram em todos os momentos em que esse sonho parecia impossível, e minha doce Melina que com seu mais puro sorriso sempre me dava forças para continuar.

Agradecimentos

Se hoje comemoro uma conquista, esta se deve primeiramente à Deus, meu eterno protetor e àqueles que estiveram ao meu lado em todos os momentos e que fizeram de meus sonhos os seus.

Agradeço aos meus pais, Ivan Tavares e Regina Penedo, aos quais, com certeza, nunca conseguirei retribuir o esforço a mim dispensado. Agradeço o apoio de cada dia, os conselhos, as conversas, o amor, o carinho e todos os momentos em que estiveram comigo e que possibilitaram a realização desse grande sonho, que hoje não é só meu. Vocês são a minha fonte de inspiração e de amor!

Agradeço a minha irmã, Beatriz Penedo, pelos momentos em que a sua alegria me fez alegrar e que, com certeza, fizeram a minha caminhada se tornar mais leve, mais feliz e mais inspiradora. Obrigada, maninha!

Agradeço aos meus queridos amigos, que hoje não são apenas amigos, mas sim irmãos, em especial, Letícia Ribeiro, Thais Sena, Larissa Silveira, Tainá Rezende, André Valente, Felipe Brito, Daniel Guerreiro e Marco Aurélio, que me acompanham desde o colégio, pela força nos momentos de fraqueza e por dividirem comigo preciosos momentos que muitas vezes me tiraram da aflição nessa caminhada.

Aos meus professores, que durante esses longos anos, compartilharam conhecimentos e me auxiliaram na busca da realização plena de meus ideais profissionais e humanos e, principalmente, ao Prof. Dr. João Weyl, que além de cumprir honrosamente com seus deveres institucionais, possibilitando a realização desse sonho, foi um grande amigo e sempre esteve ao meu lado tentando me passar um pouco de todo conhecimento e experiência que contempla, ao senhor, somente gratidão e muito orgulho.

Agradeço a toda equipe LEA (Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado) que me acolheu desde a graduação, sempre me apoiando e disponibilizando todo o suporte possível para meu crescimento tanto profissional quanto pessoal. Dessa equipe agradeço principalmente a minha companheira de pesquisa Daynara Dias que tornou essa caminhada menos solitária, André Fernandes e Aline Ohashi que sempre estavam presentes para escutar cada dúvida e reclamação do processo do mestrado. Obrigada por toda ética e competência durante esses anos, todos foram fundamentais.

Às instituições CNPq, Fapespa e Ericsson pelo suporte financeiro enquanto bolsista e desenvolvimento de todo o projeto.

Obrigada a todos que estiveram comigo durante todos esses anos e que de algum modo contribuíram para a conquista do meu título de Mestre.

*“Todas as vitórias ocultam uma abdicação”
(Simone de Beauvoir)*

Resumo

O desenvolvimento dos padrões de transmissão de dados e tecnologias de acesso sempre vem atrelado com a necessidade de suprir altas taxas de dados. Assim, tecnologias já implantadas, como exemplo o sistema DSL (*Digital Subscriber Line*) que utiliza pares trançados para transmissão, vem se ajustando para conseguir atender essa crescente demanda de dados. No sistema DSL, os pares trançados são utilizados como linha de transmissão, utilizando o modo transversal eletromagnético (TEM). Entretanto, as limitações físicas do par trançado como linha de transmissão impedem que o sistema alcance taxas mais elevadas, necessárias para suportar aplicações da quinta geração (5G). Recentemente, foi proposta a utilização de outros modos de transmissão no par trançado, os modos guiados de ordem superior, como alternativa para que essa infraestrutura consiga suportar taxas de transmissão da ordem de Terabits por segundo (Tbps), denominada como a tecnologia Terabit DSL (TDSL). Porém, um dos desafios para esta implementação é o acoplamento dos modos guiados no par trançado, já que não são amplamente explorados no contexto de propagação dos modos guiados de ordem superior, como acontece com guias de onda mais simples, como exemplo de Sommerfeld e Goubau. Neste cenário, esta dissertação tem como objetivo avaliar o acoplamento do sinal radiado entre uma antena com propagação radial e um cabo de pares trançados, analisando o comportamento eletromagnético das estruturas. Considerando que o cabo de pares trançados não tem um modelo analítico fechado para o comportamento dos modos de ordem superior, que se propagam ao longo deles, todos os resultados foram obtidos a partir de simulações numéricas no *software* HFSS (*High Frequency Structure Simulator*). Esses resultados são em termos do parâmetro de espalhamento da antena e do campo eletromagnético no cabo, sendo possível avaliar a eficiência de acoplamento, o guiamento do sinal e prever a taxa de transmissão disponível aos usuários. Os resultados obtidos mostraram que o acoplamento entre a antena e o cabo de pares trançados sem blindagem alcançou níveis de até 83,83% em frequências de 0,15 THz, demonstrando uma alta eficiência de acoplamento quando comparada com cenários mais simples da literatura, que alcançam níveis em média de 67%. Verificou-se que a utilização desses cabos para transmissão de dados é eficaz, conseguindo entregar taxas de até 1,737 Tbps em cabos de até 10 metros, enquanto que as previsões de taxa para o cenário TDSL que consideram o acoplamento 100% alcançam níveis de 2,013 Tbps.

Palavras-chaves: Acoplamento, linhas de transmissão, modos guiados, antenas, polarização radial, Terabit DSL, par trançado.

Abstract

The development of data transmission standards and access technologies has always been linked to the need to supply high data rates. Thus, technologies already implemented, such as the DSL (Digital Subscriber Line) system that uses twisted pairs for transmission, have been adjusting to support this growing data demand. In DSL systems, the twisted pairs are used as a transmission line, using the transverse electromagnetic mode (TEM). However, the physical limitations of the twisted pair as a transmission line prevent the system from achieving higher rates, needed to support fifth generation (5G) applications. Recently, it was proposed to use other transmission modes in the twisted pair, the higher order guided modes, as an alternative for this structure to be able to support transmission rates of the order of Terabits per second, having been termed as the Terabit DSL technology (TDSL). However, one of the challenges for this implementation is the coupling of the guided modes in the twisted pair, since they are not widely explored in the context of the propagation of higher-order guided modes, as simpler waveguides, such as Sommerfeld and Goubau. In this scenario, this dissertation aims to evaluate the coupling of the radiated signal between an antenna with radial propagation and the twisted pair cable, analyzing the electromagnetic behavior of structures. Considering that the twisted pair cable does not have a closed analytical model for the behavior of higher order modes, which propagate along these structures, all the results were obtained from numerical simulations in the software HFSS (High Frequency Structure Simulator). These results are in terms of the scattering parameter of the antenna and the electromagnetic field in the cable, making it possible to evaluate the coupling efficiency, the signal guidance and to predict the transmission rate available to users. The results obtained showed that the coupling between the antenna and the unshielded twisted pair cable reached levels of up to 83.83 % at frequencies of 0.15 THz, demonstrating a high coupling efficiency when compared to simpler scenarios in the literature, reaching levels on average 67 %. It was found that the use of these cables for data transmission is effective, managing to deliver rates of up to 1.737 Tbps in cables of up to 10 meters, while the rate forecasts for the TDSL scenario that consider the 100 % coupling reach levels of 2.013 Tbps.

Keywords: Coupling, transmission lines, guided modes, antennas, radial polarization, Terabit DSL, twisted pair.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Crescimento global de usuários de internet.	24
Figura 2 – Evolução da rede de acesso híbrida fibra-cobre, acompanhado do gradativo aumento da fibra e encurtamento do cobre.	30
Figura 3 – Evolução da banda de frequência das versões do sistema DSL.	30
Figura 4 – Evolução até o G.mgfast.	31
Figura 5 – <i>Binder</i> de pares trançados e núcleo de ar onde ocorre a propagação dos modos no cenário Terabit DSL.	32
Figura 6 – Projeções de taxa para o cenário Terabit DSL.	33
Figura 7 – Comparação das projeções de taxa do cenário Terabit DSL com tecnologias anteriores.	33
Figura 8 – Guias de ondas mais usuais.	35
Figura 9 – Campo elétrico e magnético em uma linha de transmissão de dois fios.	38
Figura 10 – Parâmetros primários de uma linha de comprimento dx	38
Figura 11 – Guia de onda de Sommerfeld.	40
Figura 12 – Guia de onda de Goubau.	41
Figura 13 – Constante de propagação em função da frequência dos guias de Sommerfeld e Goubau.	41
Figura 14 – Vista longitudinal e da seção transversal do par trançado.	42
Figura 15 – Comparação das atenuações dos guias de onda de Sommerfeld, Goubau e a) Par trançado com 4 modos de propagação e b) Cabo de par trançado com 16 modos de propagação.	42
Figura 16 – Esquemático representativo de uma antena.	43
Figura 17 – Modelo de Thevenin de uma antena.	44
Figura 18 – Configurações das antenas tipo fio. a) Dipolo, b) Circular quadrática e c) Helicoidal.	45
Figura 19 – Configurações das antenas tipo abertura. a) Abertura piramidal, b) Abertura cônica e c) Abertura retangular.	46
Figura 20 – Representação de uma antena de microfita. a) Quadrada e b) Circular.	47
Figura 21 – Representação de antenas do tipo <i>array</i> . a) Yagi-Uda, b) <i>Array</i> de antenas do tipo abertura, c) <i>Array</i> de antenas de microfita e d) <i>Array</i> de guias de onda de fenda.	47
Figura 22 – Configurações das antenas do tipo refletoras: a) Plana, b) <i>Corner</i> , c) Parabólica com alimentação frontal e d) Parabólica (Alimentação Cassegrain).	48
Figura 23 – Configurações de antenas de lente, a) com índice de refração $\eta > 1$ e b) com índice de refração $\eta < 1$	49
Figura 24 – Diagrama de radiação de uma antena com seus lóbulos maiores e menores.	50
Figura 25 – Rotação de uma onda eletromagnética plana e sua elipse de polarização em $z = 0$ como uma função do tempo.	53
Figura 26 – Métodos de acoplamento esquematizados, de acordo com os cenários encontrados na literatura. a) <i>Scattering in-couple</i> , b) <i>Plasmonic in-couplers</i> e c) <i>Lens focusing</i>	56

Figura 27 – Resumo esquemático da metodologia.	57
Figura 28 – Modelo da antena fotocondutiva proposta em (DEIBEL et al., 2006). (a) Modelo real com haste de alimentação. (b) Modelo ideal utilizado para simulação.	58
Figura 29 – Esquemático de representação da antena acoplada ao substrato e a lente acopladora.	59
Figura 30 – Radiação da antena proposta em (DEIBEL et al., 2006) mostrando sua polarização radial e simétrica no eixo z.	60
Figura 31 – Antena com domo, substrato e PEC na parte posterior do substrato.	61
Figura 32 – Cenário de simulação completo. a) Cenário sem blindagem e b) Cenário com blindagem.	61
Figura 33 – Seção transversal do par trançado a) sem blindagem e b) com blindagem.	62
Figura 34 – Parâmetro k multiplicativo da antena ideal.	65
Figura 35 – Variação da dimensão da antena mantendo a proporção.	65
Figura 36 – Variação da impedância de acordo com a dimensão adequada da antena.	66
Figura 37 – Variação da dimensão das estruturas do domo e substrato de acordo com o parâmetro l	67
Figura 38 – Seções para medição da concentração do campo para as diferentes dimensões de l . a) $l = 1, 1$ b) $l = 1, 5$ c) $l = 2$	68
Figura 39 – (a) <i>Farfield</i> da antena simulada em 0,3 THz, no espaço-livre. (b) Padrão de radiação da antena com polarização radial em 0,3 THz no plano y-z.	69
Figura 40 – a) <i>Farfield</i> da antena e b) Diagrama de radiação da antena com domo, substrato e PEC na parte posterior do substrato.	70
Figura 41 – Determinação da seção de medição a partir da variação do raio da seção. a) Cenário sem blindagem b) Cenário com blindagem	71
Figura 42 – Análise da potência média no CAT 5e sem blindagem a partir da variação do raio da seção de medição.	72
Figura 43 – Posição das seções de medição.	73
Figura 44 – Concentração do campo elétrico nas seções P_o e P_i no cenário sem blindagem.	73
Figura 45 – Concentração do campo elétrico nos plano P_o e P_i no cenário com blindagem.	74
Figura 46 – Variação do acoplamento em função da frequência e níveis de potencia média do cabo sem blindagem.	75
Figura 47 – Variação do acoplamento em função da frequência e níveis de potencia média do cabo com blindagem.	75
Figura 48 – Seções de medição de potência ao longo do cabo.	76
Figura 49 – Concentração do campo elétrico nos plano P_i e P_f no CAT 5e sem blindagem.	77
Figura 50 – Concentração do campo elétrico nos plano P_i e P_f no CAT 5e com blindagem.	77
Figura 51 – Potência média nas seções de medição ao longo do cabo sem blindagem.	78

Figura 52 – Gráfico do acoplamento interpolado para 4096 pontos.	80
Figura 53 – Comparação da taxa agregada para o cenário com blindagem, considerando o acoplamento calculado e a taxa prevista na literatura (100% de acoplamento).	80

Lista de tabelas

Tabela 1 – Crescimento do tráfego de dados na internet.	24
Tabela 2 – Evolução da categoria ADSL.	29
Tabela 3 – Alguns dos modelos do par trançado encontrados na literatura.	39
Tabela 4 – Eficiência de acoplamento para cada método.	56
Tabela 5 – Parâmetros da antena original simulada.	59
Tabela 6 – Especificações do CAT 5e.	61
Tabela 7 – Novas dimensões da antena simulada.	66
Tabela 8 – Potência média na seção de saída para a variação do parâmetro l	68
Tabela 9 – Nível do campo elétrico no início e final do cabo de par trançado.	70
Tabela 10 – Coordenadas das posições das seções de medição.	72
Tabela 11 – Potência média nos planos P_i e P_f dos cenário com e sem blindagem.	78
Tabela 12 – Parâmetros utilizados para o calcular a taxa.	79
Tabela 13 – Resumo dos resultados obtidos e resultados da literatura.	82

Lista de abreviaturas e siglas

ADSL	<i>Assymetrical Digital Subscriber Line</i>
AsGa	Arseneto de Gálio
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BW	<i>Bandwith</i>
CAT 5e	<i>Enhaced Category 5</i>
DC	<i>Corrente Discreta</i>
DMT	<i>Discrete Multi-tone</i>
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i>
DUT	<i>Device under test</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FEXT	<i>Fiber-to-the-Home</i>
FT	Função de transferência
FTTH	<i>Fiber-to-the-Home</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
LT	Linha de Transmissão
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
NEXT	<i>Near-End Crosstalk</i>
PCA	<i>Photoconducting Antenna</i>
PEC	<i>Perfect Eletric Conductor</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>

RL	<i>Return Loss</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
TE	<i>Modo Transverse Electric</i>
TEM	<i>Transverse electromagnetic</i>
TM	<i>Transverse Magnetic</i>
TDSL	Terabit DSL
VDSL	<i>Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line</i>
3D	Tridimensional

Lista de símbolos

kHz	Quilohertz
MHz	Megahertz
GHz	Gigahertz
THz	Terahertz
kbps	Quilobits por segundo
Mbps	Megabits por segundo
Gbps	Gigabits por segundo
Tbps	Terabits por segundo
dB	Decibel
%	Por cento
μm	Micrometro
mm	Milímetro
cm	Centímetro
m	Metro
E_z	Campo elétrico na direção z
H_z	Campo magnético na direção z
Λ	Comprimento de onda
β	Número de onda
Λ_g	Comprimento de onda do guia
π	Letra grega pi equivalente a 3,14159
I	Corrente no condutor
c/c'	Percursos de integração
(x, y, z)	Coordenadas no espaço-tempo

Z_A	Representação da antena como uma carga Z_A
Z_G	Representação de uma LT como uma impedância Z_G
R_L	Condução e perdas dielétricas
R_r	Radiação da antena
X_A	Reatância da antena
λ_o	Comprimento de onda do espaço livre
f_c	Frequência de corte
S_{11}	Parâmetro de espalhamento na porta 1
ω	Frequência angular
α	Constante de atenuação
β	Constante de fase
γ	Constante de propagação
$H(f)$	Função de transferência
Γ	Coefficiente de reflexão na carga
Z_c	Impedância de entrada
Z_o	Impedância característica
D	Diretividade
U	Intensidade de radiação
U_o	Intensidade de radiação para fontes isotrópicas
P_{rad}	Energia total radiada
r_g	Raio do <i>gap</i>
r_i	Raio do eletrodo interno
r_e	Raio do eletrodo externo
a	Raio do condutor
b	Raio do isolante
c	Espessura da capa externa

d	Espessura da blindagem
C	Capacidade do canal
H	Função de transferência do canal
P_t	Potência do transmissor
σ^2	Densidade espectral de potência ruído Gaussiano branco aditivo
I	Interferências que atingem o canal
P_o	Potência média no plano de saída da antena
P_i	Potência média no plano de acoplamento
P_f	Potência média no plano de saída do cabo
η	Eficiência de acoplamento
j	Unidade imaginária ($\sqrt{-1}$)

Sumário

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	Contexto	20
1.2	Trabalhos Relacionados	21
1.3	Motivação e Justificativa	24
1.4	Objetivos	26
1.5	Organização da Dissertação	26
2	SISTEMAS DSL	28
2.1	A evolução do sistema DSL	28
2.2	Futuro do sistema DSL	31
2.2.1	Terabit DSL	31
3	GUIAS DE ONDAS	35
3.1	Análise eletromagnética do guia de onda	36
3.2	Par trançado como linha de transmissão e como guia de onda	37
3.2.1	Guias de onda de Sommerfeld, Goubau e par trançado	39
4	ANTENAS	43
4.1	Parâmetros de antenas	49
4.1.1	Diagramas de radiação	50
4.1.2	Largura de banda	51
4.1.3	Perda de retorno	51
4.1.4	Polarização	52
4.1.5	Diretividade	54
4.2	Estruturas e métodos para melhoria da antena e do acoplamento	54
5	METODOLOGIA	57
5.1	Cenário de Simulação com Antena Radial	58
5.1.1	Antena	58
5.1.2	Substrato e Lente acopladora	59
5.1.3	Cenário Completo	60
5.1.3.1	Com Cabo de Par Trançado	60
5.2	Avaliação do desempenho da transmissão	62
6	RESULTADOS	64
6.1	Operação da Antena	64
6.2	Lente acopladora e Substrato	67

6.2.1	Definição da dimensão	67
6.2.2	Análise do campo distante e diagrama de radiação	68
6.3	Posicionamento do cabo	69
6.4	Análise da Eficiência de Acoplamento	71
6.4.1	Determinação da eficiência de acoplamento para os cenários	72
6.5	Análise do Guiamento nos cabos	76
6.6	Desempenho da Transmissão	79
7	CONCLUSÕES	81
7.1	Trabalhos Futuros	82
7.2	Artigos Publicados	83
	REFERÊNCIAS	85

1 Introdução

1.1 Contexto

As motivações para investigação e criação de novos padrões de transmissão e tecnologias de acesso, sempre vieram acompanhadas da crescente demanda de taxa de dados exigida pelos usuários. Dessa forma, a tecnologia linha de assinante digital (DSL - do inglês *Digital Subscriber Line*), que ainda utiliza a rede de pares trançados implantada, vem sendo ajustada para conseguir suprir essas altas taxas de dados (FOUBERT et al., 2012).

Há tempos, as redes de cobre só conseguiam suportar taxas de alguns kilobits por segundo (kbps), enquanto que atualmente, através da tecnologia linha de assinante digital, consegue-se alcançar taxas superiores a 100 Megabits por segundo (Mbps). Os avanços da transmissão por redes de cobre sempre buscaram soluções para conseguir um aumento da taxa com a redução gradativa do comprimento da rede de cobre e mudança na frequência de transmissão, ou seja, a evolução do sistema DSL veio acompanhado com aumento da largura de banda e gradativa redução do comprimento do cabo de cobre, já que ambos sempre foram fatores que limitaram a capacidade de transmissão do sistema (SOUSA, 2018).

Nos sistemas DSL, os pares trançados, assim como todos os meios físicos de propagação neste cenário, são utilizados como linha de transmissão, utilizando o modo transversal eletromagnético (TEM). Apesar das evoluções das tecnologias de acesso (ADSL, VDSL, G.fast, XG.fast, Gm.GFast), as limitações físicas do par trançado como linha de transmissão continuam impedindo que o sistema alcance taxas na faixa de Terabit por segundo. Dessa forma, a exploração de modos de ordem superior, transversal elétrico (TE) e transversal magnético (TM), nessas estruturas já é objeto de estudo e traz consigo a possibilidade de aumentar ainda mais a taxa de dados nessa infraestrutura disponível (CIOFFI et al., 2018) (SOUSA, 2018).

Nesse contexto, utilização do par trançado como guia de ondas surgiu em Cioffi et al. (2018), onde é introduzido o conceito do Terabit DSL (TDSL), que propõe que os pares trançados também sejam utilizados como guia para modos de ordem superior, propagando ondas eletromagnéticas próximas e entre os seus fios condutores. Essa alternativa de reaproveitamento do par trançado, surge como comparação aos guias de onda mais simples, como é o caso do guia de onda de Sommerfeld, constituído por um condutor cilíndrico imerso no ar, e o de Goubau, que é um condutor cilíndrico envolvido por um dielétrico, os quais transportam ondas eletromagnéticas em suas superfícies com baixa atenuação.

Apesar do grande potencial para transportar o sinal na faixa próxima de terahertz (THz) ao longo de sua superfície, devido a baixa atenuação e dispersão desprezível, ainda existem limitações práticas para o uso de cabos metálicos como guia de onda, até mesmo para as estruturas radiais mais simples, como o fato de a onda eletromagnética de superfície ser radialmente polarizada, dificultando o acoplamento com a fontes de onda eletromagnética que em várias aplicações podem ser polarizadas linearmente (SOUSA et al., 2019).

A dificuldade do acoplamento entre uma fonte polarizada linearmente e estruturas radiais, como é o caso dos guias de onda de Sommerfeld, Goubau e até mesmo o par trançado, é devido a fraca sobreposição espacial do modo guiado que é radialmente polarizado (ZHENG et al., 2013), dessa forma, na literatura, há alternativas para facilitar o acoplamento em estruturas radiais simples, utilizando antenas com polarização radial, como em (DEIBEL et al., 2006), ou utilizando métodos de acoplamento que aumentem a eficiência entre a antena e o guia de onda.

Nesse cenário, utilização do par trançado como meio para a propagação de modos de ordens superior é um novo conceito que traz a ideia de alcançar níveis bastante elevados de taxa aos usuários, porém um longo caminho de desenvolvimento ainda precisa ser percorrido. Então, a análise do par trançado precisa ser avaliada tanto em relação ao comportamento dos modos guiados no guia, assim como as maneiras adequadas de inserção do campo eletromagnético em sua estrutura, para que sejam possíveis as previsões de taxa na ordem de Tbps da literatura.

1.2 Trabalhos Relacionados

A utilização do par trançado nos sistemas de comunicação DSL, já é uma tecnologia amplamente utilizada e explorada para entregar aos usuários taxas de dados adequadas, de modo que, para que não houvesse o desperdício dessa estrutura, foram realizadas diversas adaptações que possibilitaram que este sistema conseguisse entregar taxas mais altas aos usuários. Então, durante a evolução do sistema DSL, o que aconteceu foram consecutivas tentativas de aumentar a taxa de dados a partir do reaproveitamento do par trançado.

Dentre a evolução do sistema DSL, o encurtamento do par trançado e o aumento da largura de banda se fez presente até a tecnologia mais atual. Em Coomans et al. (2015) é proposto o conceito do sistema chamado XG-fast, a tecnologia de banda larga de 5ª geração (5GBB) capaz de fornecer uma taxa de dados de até 10 Gbps sobre pares curtos de cobre em uma largura de banda de 500 MHz. O XG-fast que surgiu como melhoria ao padrão G-fast, que prometia entregar taxas de até 1 Gbps. Porém, apesar de entregar taxas ainda mais altas, da ordem de 10 Gbps, o padrão XG-fast não atende a demanda de dados atual, como mostra a Tabela 1.

Em Foubert et al. (2012) é proposta uma alternativa para a utilização do par trançado como linha de transmissão por meio do chamado modo fantasma de primeira camada. Essa forma de utilização do cabo de pares trançados, surge do acoplamento eletromagnético entre os pares para a criação de um canal virtual de transmissão. Com essa mesma proposta, os trabalhos de Gomes (2012), Coomans et al. (2014), Ikeda (2015), Sousa (2018), Souza et al. (2016), Souza et al. (2017) e Freitas et al. (2017) aprimoram a ideia do modo fantasma e apresentam propostas acerca da utilização do modo fantasma de segunda camada em frequências de transmissão de até 500 MHz, do padrão XG.fast. Nessas alternativas, a utilização de cabos de pares trançados com blindagem e o aumento da frequência do XG.fast, torna possível a rede DSL entregar taxas de até 24 Gbps.

Apesar de toda essa evolução e aumento da taxa entregue ao usuário, a transmissão de dados por meio da utilização dos pares trançados ainda busca alternativas para alcançar níveis ainda mais altos de taxa de dados. Em Cioffi et al. (2018), a proposta vai muito além de agregação de canais extras, aumento da largura de banda ou encurtamento do cabo. O estudo realizado em Cioffi et al. (2018) traz a proposta de utilização do par trançado como guia de ondas capazes de propagar modos de ordens superiores.

Em Cioffi et al. (2018), o desempenho da transmissão por meio da utilização dos pares trançados como guia de ondas se baseiam em um modelo de canal de atenuação já existente, de um guia de onda mais simples chamado de guia de Sommerfeld. Este estudo prevê taxas de 8 Tbps em um cabo com quatro pares trançados para comprimentos de 100 metros e taxas de 100 Gbps e 10 Gbps em cabos de comprimento de 300 e 500 metros, respectivamente. Apesar de prever taxas tão elevadas com a utilização do par trançado como guia de onda, esse estudo faz uma comparação do modelo de atenuação não realística, já que a estrutura do par trançado é bem mais complexa que a do guia de onda de Sommerfeld.

Na mesma proposta de exploração de guias de onda no cenário Terabit DSL, em Shresth et al. (2019) é investigada a propagação da radiação Terahertz em um guia de onda com vários elementos metálicos envoltos em uma jaqueta de metal. É feita a avaliação de curvas e não uniformidades ao longo do eixo do guia de ondas, os quais resultam em padrão de modos aleatórios na saída do guia. Segundo o estudo, essa mistura estocástica é ideal para uma transmissão vetorial, análoga à múltipla entrada múltipla saída (MIMO), conceito comumente usado em redes sem fio, podendo permitir taxas de dados de terabit por segundo nos cabos existentes já em uso pelos sistemas DSL.

Já em Souza et al. (2019b) o mesmo estudo de desempenho de transmissão por meio do par trançado é realizado. Porém, a análise do modelo do canal é feita a partir de simulações numéricas, utilizando características do próprio par trançado para obter a atenuação referente ao canal, além de que é realizada uma comparação do nível de atenuação obtido com o guia de Sommerfeld, que foi utilizado como base em Cioffi et

al. (2018), e o de Goubau. Como resultados, o trabalho obteve níveis de atenuação bem mais altos do que os utilizados em Cioffi et al. (2018), de forma que a taxa de transmissão chegou a níveis de 3 Tbps em 10 metros, provando que as taxas apresentadas em Cioffi et al. (2018) não são realísticas.

Apesar de que já estudado e inicialmente comprovado que a utilização do par trançado como guia de onda pode ser uma alternativa para evolução das redes DSL, conseguindo proporcionar um cenário com taxas na ordem de Terabit por segundo, algumas análises acerca desta tecnologia ainda estão abertas. Em Cioffi et al. (2018) e em Souza et al. (2019b), por exemplo, a excitação do sinal no par trançado não é considerada, de forma que na prática o acoplamento do sinal entre a fonte de excitação e o guia de onda não tem uma eficiência de 100%, podendo fazer com que os níveis de taxa sejam reduzidos.

Apesar de não haver nenhuma análise que considere o acoplamento no par trançado ou antenas adequadas para o acoplamento no par trançado, em Deibel et al. (2006) uma proposta de acoplamento no guia de onda circular nu a partir de uma fonte de excitação com polarização radial é analisada. É realizado um estudo do acoplamento entre essa antena radial com polarização circular, analisada em específico em Deibel, Escarra e Mittleman (2015), e o guia de onda a partir da utilização de uma lente esférica que focaliza o sinal radiado, tudo em um cenário Terahertz. A análise é realizada tanto no ambiente simulado quanto em um ambiente medido, chegando a níveis de acoplamento maiores que 50% entre a fonte de excitação e o guia de onda. Porém, não é realizada nenhuma análise da taxa de transmissão obtida com esse acoplamento alcançado, mas pode-se perceber que a taxa prevista em Cioffi et al. (2018) já reduziria pelo menos pela metade.

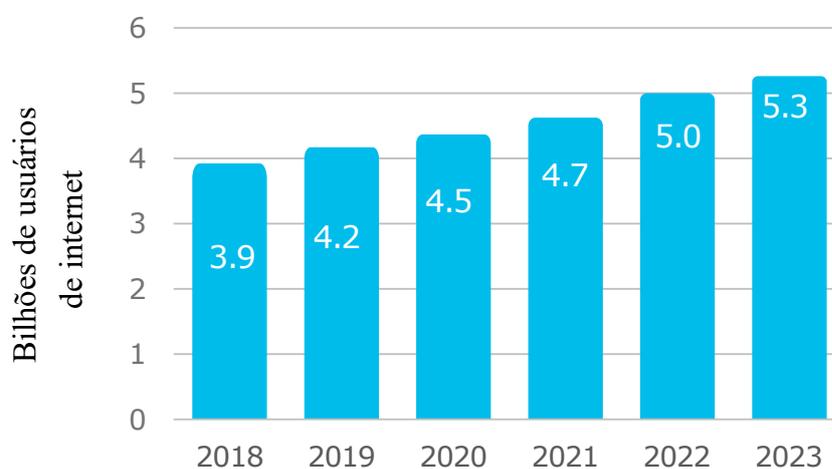
Outro trabalho que realiza a análise do acoplamento entre uma fonte excitadora e um guia de onda é apresentado em (ZHENG et al., 2013). Considerando a dificuldade de acoplamento em guias cilíndricos, neste trabalho é desenvolvido um método para gerar feixes vetoriais cilíndricos de banda larga THz em guias de ondas de Sommerfeld. São apresentados resultados experimentais e medidos em um cenário que utiliza a fonte de excitação com polarização radial e lentes convencionais para focalizar o sinal ao guia, resultando e uma eficiência de acoplamento média de até 16,8% e, em 0,3 THz, a máxima eficiência do acoplamento de 66,3%.

Dessa forma, a tentativa de reutilização da ampla infraestrutura da tecnologia DSL, a partir da adaptação do sistema, objetiva entregar níveis cada vez mais altos de taxa. Como apresentado, estudos vêm sendo realizados acerca do tema, porém até a atualidade a avaliação do acoplamento entre uma fonte de excitação e um par trançado ou cabo de par trançado não foi realizado. Os trabalhos desenvolvidos dentro do mesmo escopo, porém com cenários diferentes (guias diferentes e frequências diferentes por exemplo) se aproximam da ideia, mas não comprovam a possibilidade de utilização do par trançado para um cenário Terabit DSL.

1.3 Motivação e Justificativa

Apesar de todo o progresso das redes DSL, a demanda requerida ultrapassou a capacidade do sistema DSL, devido ao grande aumento de dispositivos conectadas à internet e ao acelerado crescimento do número de usuários. A nova era da "*internet of things*" (IoT), ou internet das coisas, onde tudo está conectado e trocando informações, fez com que até onde a capacidade da rede DSL conseguiu evoluir não fosse o bastante (CISCO, 2017). Dados disponíveis em CISCO (2020), mostram que o crescimento dos usuários conectados à internet só tem aumentado, e mais de 60% da população mundial tem acesso à rede de dados, como esquematizado na Figura 1, fazendo com que o tráfego de dados na rede aumente cada vez mais, como mostrado na Tabela 1 (CISCO, 2017).

Figura 1 – Crescimento global de usuários de internet.



Fonte: Adaptada de (CISCO, 2020).

Tabela 1 – Crescimento do tráfego de dados na internet.

Ano	Tráfego global de internet
1992	100 GB por dia
1997	100 GB por hora
2002	100 GB por segundo
2007	2.000 GB por segundo
2016	26.600 GB por segundo
2021	105.800 GB por segundo

Fonte: Adaptada de (CISCO, 2017).

Então, considerando que as redes DSL ainda permanecem no atual cenário de transmissão de dados e a necessidade de alcançar taxas cada vez mais altas, investir em pesquisas sobre alternativas de utilização deste meio, já implantado, que fogem ao padrão de linha de transmissão, comumente utilizado, é necessário para que esta tecnologia acompanhe a demanda requerida dos usuários. Então, desde a introdução das redes

DSL mais simples nos anos 90, o principal desafio enfrentado é o aumento das taxas de transmissão na rede, sendo o fator mais importante para o seu desenvolvimento.

Embora a sociedade esteja caminhando na direção dos cabos de fibra óptica, coaxiais e redes *wireless* no lugar dos originais cabos de cobre das redes DSL, levar em consideração que a implantação por completo de uma rede baseada em fibra óptica em substituição de toda a rede DSL já implantada, ainda é inviável tanto logisticamente como economicamente. Dessa forma, a infraestrutura já existente das redes de telefonia torna o seu desenvolvimento economicamente mais interessante comparado às fibras, coaxiais e *wireless*, já que apresentam custos mais atrativos que enlaces dessas tecnologias mais recentes.

Dessa forma, como alternativa ao principal fator de desenvolvimento das tecnologias de transmissão de dados, a utilização de modos de ordem superiores guiados no par trançado vem com a proposta de fazer com que as redes DSL consigam atender taxas na ordem de até Terabit por segundo. Porém, como é um tema proposto recentemente, a ideia de utilizar o par trançado como guia de onda desses modos, ainda, apresenta alguns pontos obscuros e mal definidos, como por exemplo, não apresentar nenhuma modelagem analítica do comportamento dos modos guiados ao longo do par trançado, quantos modos se propagarão no guia e, também, como seria a excitação desses diversos modos no par trançado.

Apesar de já haver diversos estudos em guias de ondas mais simples e amplamente explorados, que exploram a modelagem analítica dos modos guiados no canal, níveis de atenuação dos modos propagados bem definidos e outros parâmetros necessários, o acoplamento entre as fontes de excitação e esses guias de ondas ainda é um fator com grande dificuldade. Na literatura, os estudos que abordam o acoplamento em guias, mostram que os níveis da eficiência de acoplamento não são elevados e não seriam interessantes para as transmissões nas redes DSL, uma vez que em média os acoplamentos alcançam 50%, e perder metade de um sinal não seria eficiente em uma transmissão DSL.

Na literatura são encontrados poucos trabalhos que abordam o par trançado como guia de onda. Além disso, os trabalhos existentes não consideram no cálculo da taxa de transmissão para os modos guiados a análise acerca da eficiência de acoplamento no par trançado. Além disso, do nosso conhecimento, o efeito de uma estrutura radiadora também não é considerado na literatura. Então, destaca-se neste trabalho a avaliação da utilização do cabo de par trançado como guia de onda e a avaliação do acoplamento entre uma fonte de excitação e o cabo de par trançado, dentro do cenário Terabit DSL. Esta análise de acoplamento é de extrema relevância, já que a utilização do par trançado como guia de onda é dependente da porcentagem de acoplamento para o cálculo de taxas reais de transmissão que serão entregues aos usuários nas redes DSL.

1.4 Objetivos

Com base no exposto acima, levando em consideração a viabilidade do guiamento de ondas em pares trançados e as limitações do acoplamento do sinal em estruturas radiais, o principal objetivo desta dissertação é avaliar um cenário de acoplamento entre o cabo de pares trançados como guia de onda para os modos de ordem superior e uma antena com polarização radial.

Nessa análise é de interesse avaliar o comportamento do cabo de par trançado como guia de onda, o comportamento da antena com polarização radial e algum método eficaz de acoplamento entre a antena (fonte de excitação) e o cabo de pares trançados, de forma a se obter o melhor resultados possível para a transmissão no contexto TDSL.

Portanto, além dessas avaliações, os objetivos específicos desse trabalho estão listados a seguir:

- Demonstrar através de análises eletromagnéticas dos campos ao longo dos guias a viabilidade do acoplamento e guiamento ao longo do cabo de par trançado, por meio de simulações numéricas de um cenário construído no *software* HFSS;
- Avaliar o acoplamento um cenário de transmissão com cabo de pares trançados sem e com blindagem. Determinar qual dos cenários seria mais adequado;
- Avaliar o desempenho da utilização de antenas com polarização radial na eficiência de acoplamento no par trançado;
- Prever taxas agregadas aos usuários considerando o acoplamento calculado.

1.5 Organização da Dissertação

O restante dessa dissertação está organizado em sete capítulos com o objetivo de embasar teoricamente e metodologicamente os resultados obtidos da proposta, como listados abaixo:

- O capítulo 2 apresenta uma breve explicação sobre os sistemas DSL explicando como o par trançado era utilizado e de que formas a tecnologia foi evoluindo para elevar a taxa de transmissão entregue aos usuários e quais níveis essa taxa alcançava.
- O capítulo 3 aborda resumidamente teoria de guia de ondas, fazendo uma comparação com o modo de linha de transmissão. Além disso, aborda o par trançado no contexto de linhas de transmissão e guias de ondas.

- O capítulo 4 apresenta alguns meios de excitação do sinal nesses guias de onda, trazendo conceitos de antenas, polarização e métodos de acoplamento no cenário do guia de onda utilizado.
- O capítulo 5 descreve a metodologia utilizada para explicar os cenários simulados e que geraram os resultados obtidos.
- O capítulo 6 mostra os resultados obtidos a partir dos cenários construídos e simulados através de *software* comercial, verificando parâmetros da antena, o método de acoplamento e o cálculo da eficiência de acoplamento entre a antena e o par trançado e demais análises realizadas.
- O capítulo 7 apresenta as conclusões do trabalho, destacando as principais contribuições e perspectivas para a continuidade do estudo e resultados publicados e eventos.

2 Sistemas DSL

A utilização do par trançado é uma realidade desde as primeiras transmissões do sinal de áudio. Faz mais de 140 anos que Graham Bell inventou o telefone em 1876, e a estrutura cabeada originalmente implantada para fornecer este serviço ainda continua vigente (MAES; NUZMAN, 2015). Na essência de funcionamento do telefone, uma onda acústica é convertida em sinal elétrico, este sinal elétrico é transportado pela estrutura cabeada e recebida por outro telefone convertendo o sinal elétrico analógico em onda acústica novamente (MAES; NUZMAN, 2015).

Nesse processo de transmissão da onda acústica ao longo dos pares trançados, sempre houveram desafios e dificuldades na qualidade do sinal, como por exemplo a atenuação e *crosstalk* do sinal. A atenuação nos sinais elétricos enviados faz com que as ondas transmitidas fiquem cada vez mais fracas ao longo do comprimento do cabo, podendo prejudicar a recepção do sinal no lado do receptor. Enquanto que, o *crosstalk* é um tipo de interferência interna entre os sinais que se propagam ao longo do cabo, no qual o sinal passa de um par para outro através do acoplamento eletromagnético (MAES; NUZMAN, 2015).

Portanto, desde o início da utilização dessa tecnologia de pares trançados, já haviam desafios que precisavam ser vencidos para atender de forma mais adequada os usuários da rede. Dessa forma, novas técnicas e aprimoramentos acerca da rede já implantada foram sendo criados para conseguir atender às demandas, que cresciam cada vez mais (MAES; NUZMAN, 2015).

2.1 A evolução do sistema DSL

No século 20, os primeiros computadores digitais foram criados tornando-se realidade a transferência de dados entre máquinas remotas, por meio dos modems de banda de voz que permitiam os usuários ter recursos na rede de telefonia (MAES; NUZMAN, 2015). O *Dataphone*, criado em 1958, foi o primeiro dispositivo capaz de modular dados a 50 bits por segundo em uma frequência baixa, e também demodular o sinal analógico.

Como a utilização desses computadores se tornando cada vez mais comum, um grande problema surgia e tinha que ser enfrentado. Uma vez que o serviço de voz compartilhava o mesma banda de frequência de telefonia, o serviço de um não estava disponível quando o outro estava em uso, ou seja, o telefone não funcionava ao mesmo tempo em que o computador estava sendo utilizado (MAES; NUZMAN, 2015). A evolução destes sistemas fez com que esse problema fosse resolvido.

Com a criação da rede mundial de computadores, em 1989, o tráfego de dados aumentou exponencialmente e cada vez mais desafios foram encontrados para a rede de telecomunicações. Dessa forma, era necessário fazer com que a estrutura implantada atendessem as demandas e superassem as limitações do canal (MAES; NUZMAN, 2015). Então, a partir desse momento a tecnologia DSL começou a se estender e evoluir, modificando algumas de suas definições, como por exemplo a frequência de transmissão.

A primeira tecnologia DSL que ganhou popularidade foi a chamada de Linha de Assinante Digital Assimétrico (ADSL), nessa tecnologia cada nó de acesso ADSL ficava localizado em uma *central office* (CO), a qual conseguia atender uma área dentro de um raio de 5 quilômetros. Na categoria ADSL, são encontradas evoluções com frequências diferentes, como descritas na Tabela 2, porém a maioria dessas versões utilizam a técnica da duplexação por divisão de frequência (FDD, *Frequency Division Duplexing*), a qual permite o serviço de voz paralelamente ao de comunicação de dados (MAES; NUZMAN, 2015).

Tabela 2 – Evolução da categoria ADSL.

Versão	Frequência	Taxa
ADSL1	até 1,1 MHz	8 Mbps
ADSL2plus	até 2,2 MHz	24 Mbps

Fonte: Elaborada pela autora com dados de Maes e Nuzman (2015).

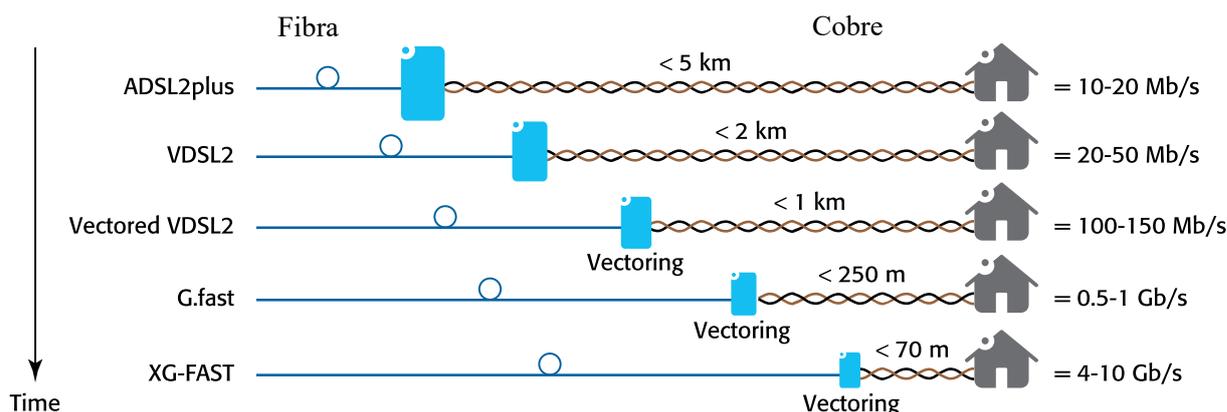
Paralelo à utilização do par trançado, a estrutura da rede é formada, também, pela fibra óptica. A utilização da fibra óptica para a comunicação de dados, permite que a capacidade de transporte atinja níveis bem superiores do que somente com o par trançado, uma vez que a atenuação do canal de fibra óptica é entorno de 0,2 dB por quilômetro (MAES; NUZMAN, 2015). Porém, a implantação de um sistema totalmente baseado em fibra óptica é economicamente inviável, então o que acontece na prática é uma rede híbrida, ou seja, tanto com fibra óptica quanto com pares trançados.

Dessa forma, a evolução das tecnologias DSL foram todas baseadas no aumento da largura de banda de transmissão e encurtamento do par trançado, que conseqüentemente ocasionou o aumento do comprimento da fibra. Esse alongamento da fibra descreve uma arquitetura chamada de *fiber-to-the-x* (FTTx), que diz respeito à chegada da fibra óptica à um ponto anterior a residência do usuário, como pode ser observado na Figura 2 e Figura 3 (MAES; NUZMAN, 2015).

Portanto, a evolução do sistema DSL modificou as estruturas da rede e trouxe a possibilidade de alcançar taxas cada vez mais altas por meio da tecnologia do cobre. O G.fast e a geração seguinte, conhecida por XG.fast (COOMANS et al., 2015), são tecnologias posteriores às VDSL2 (*Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line*) e Vplus, foi uma categoria que utilizava bandas de frequência de até 35 MHz entregando taxas de até

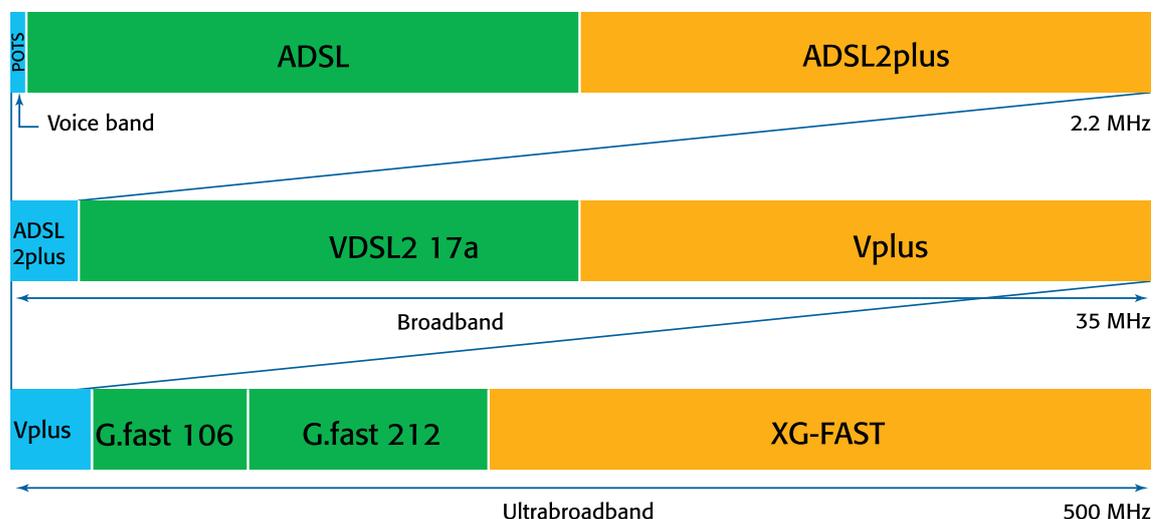
150 Mbps. A primeira utiliza a faixa de frequência de 212 MHz e atinge taxas de 1 Gbps utilizando comprimentos típicos menores que 250 m, enquanto a nova geração XG.fast consegue aumentar essa taxa para 10 Gbps utilizando uma faixa de frequência de até 500 MHz em comprimentos típicos abaixo de 70m (SOUSA, 2018). A evolução das bandas de frequência das categorias mais recentes do sistema DSL podem ser vistas na Figura 3.

Figura 2 – Evolução da rede de acesso híbrida fibra-cobre, acompanhado do gradativo aumento da fibra e encurtamento do cobre.



Fonte: Adaptada de (MAES; NUZMAN, 2015).

Figura 3 – Evolução da banda de frequência das versões do sistema DSL.



Fonte: (MAES; NUZMAN, 2015).

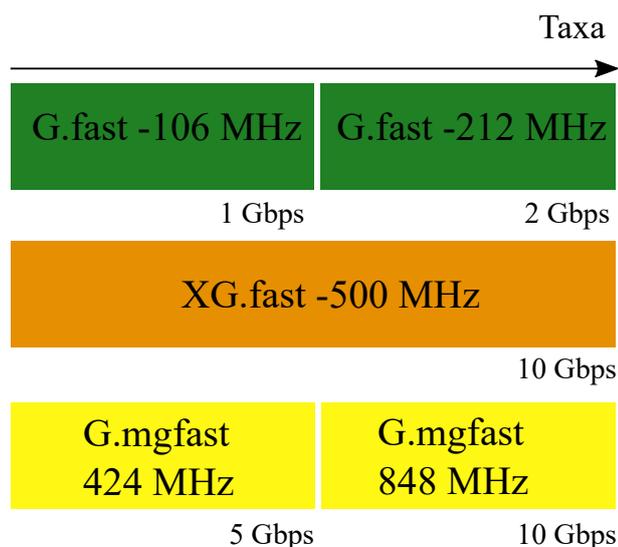
Considerando os dados de crescimento de dispositivos e usuários, apresentados na Figura 1 e na Tabela 1, é nítido ver que apesar de toda a evolução e adaptação sucedida no sistema DSL não será o bastante para suprir o nível de taxa de dados atingidas atualmente e nos próximos anos, que alcançarão casas na ordem de Terabit por segundo. Então, embora as taxas entregues pelo sistema mais atual sejam altas, ainda assim não são suficientes, abrindo espaço para o surgimento de novas tecnologias.

2.2 Futuro do sistema DSL

Considerando as estatísticas de crescimento da taxa de dados, como relatado na seção 2.1, novas alterações no sistema de linha de assinante digital ainda são necessárias para que essa estrutura implantada não seja totalmente substituída. Então, posterior às tecnologias G.fast e XG.fast ainda foram criadas novas categorias, entre elas, uma chamada de G.mgfast.

A categoria G.mgfast é um extensão do sistema G.fast, possuindo compatibilidade com versões anteriores também compatíveis com o G.fast, já que o XG.fast sempre esteve ligado mais a uma marca empresarial do que uma padronização. Do mesmo modo que a versão anterior, o G.mgfast usa a modulação *Discrete multi-tone* (DMT) e as mesmas características de espaçamento do G.fast (OKSMAN et al., 2019). O grande diferencial do G.mgfast é a largura de banda, que é aumentada até 848 MHz, como pode ser observado na Figura 4, a partir do aumento do número das subportadoras (OKSMAN et al., 2019).

Figura 4 – Evolução até o G.mgfast.



Fonte: Elaborada pela autora.

Apesar de ser a tecnologia mais recente, também provendo taxas em níveis altos, essa nova categoria ainda não conseguiria atender as altas demandas de dados previstas para os próximos anos. Então, o estudo de novas alterações para o sistema DSL são imprescindíveis para a continuação desta rede, e atualmente uma alternativa para o prolongamento do DSL foi a proposta do cenário Terabit DSL.

2.2.1 Terabit DSL

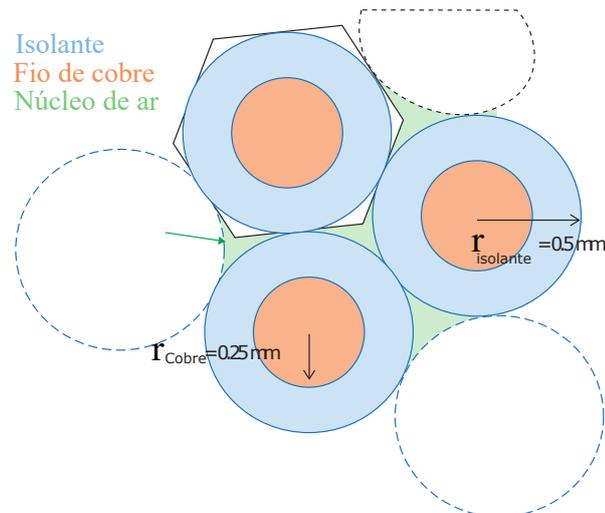
O cenário chamado Terabit DSL vem sendo enxergado como uma alternativa para tornar a rede DSL uma arquitetura de ultra alta velocidade (CIOFFI et al., 2018). Essa tecnologia traria consigo a possibilidade de conseguir atender as demandas previstas por

CISCO (2017), apresentadas na Tabela 1, utilizando a rede DSL já implantada e entregando taxa de dados muito mais altas por meio dos pares trançados. Essa tecnologia propõe um cenário de transmissão em duas bandas de frequência, umas de 0,1 até 0,3 THz e outra de 0,5 até 0,15 THz.

Esse cenário prevê taxas mais altas que qualquer sistema DSL utilizado atualmente, que utiliza o método de linha de transmissão para o par trançado (CIOFFI et al., 2018). O terabit DSL utilizaria a rede DSL já implantada, porém ao invés da utilização do par trançado como linhas de transmissão que utiliza o modo de propagação TEM, utilizariam os modos guiados de ordem superior do par trançado, TE e TM (CIOFFI et al., 2018).

Considerando que os pares trançados são estruturas com dimensões da seção transversa bem pequenas, a propagação de ondas milimétricas entre e ao redor de seus condutores são viáveis para altas frequências (CIOFFI et al., 2018). Essas ondas milimétricas se propagariam nos espaços entre os condutores, como esquematizado na Figura 5, os núcleos de ar, e também na região ao redor da estrutura dos pares trançados.

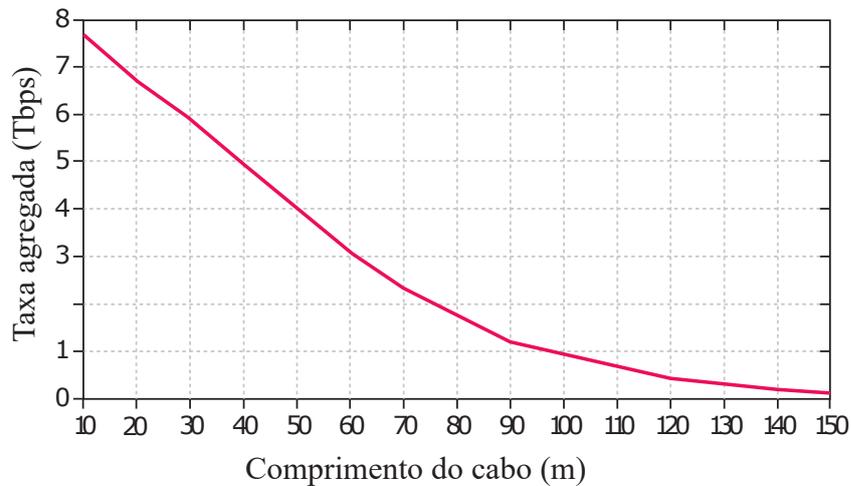
Figura 5 – *Binder* de pares trançados e núcleo de ar onde ocorre a propagação dos modos no cenário Terabit DSL.



Fonte: Adaptada de (CIOFFI et al., 2018).

Como na maiorias das transmissões existem limitações, a utilização dos pares trançados nesse cenário de guiamento de modos de ordem superiores, só se torna possível devido a utilização de *vectoring* entre os modos propagados, uma vez que seriam inúmeros modos interagindo e sofrendo o efeito da diafonia (*crosstalk*). Entretanto, com a utilização dessas técnicas de mitigação, o uso de guias de ondas podem permitir taxas de dados tão altas quanto Terabits por segundo em comprimentos de linha de até 100 metros, 100 Gb/s em 300 metros e 10 Gb/s em 500 metros, como previsto em (CIOFFI et al., 2018), mostrado na Figura 6, enquanto que utilizando linhas de transmissão esses níveis não são atingidos.

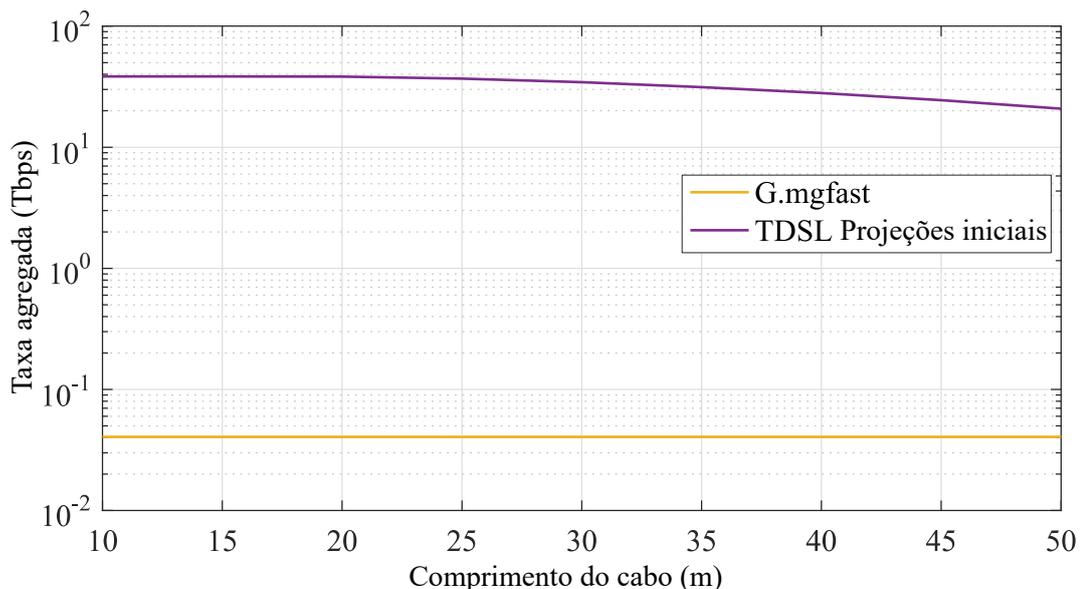
Figura 6 – Projeções de taxa para o cenário Terabit DSL.



Fonte: Adaptada de (CIOFFI et al., 2018).

Dessa forma, essa nova alternativa de utilização do par trançado além de tornar viável a evolução das redes DSL, ela possibilita o aumento da taxa entregue, soma da taxa de cada canal, ao usuário sem a redução gradativa de comprimento do cobre e gradativo aumento da fibra óptica, que é uma tecnologia mais cara. O cenário Terabit DSL se mostra muito mais vantajoso em níveis de taxa agregada se comparando com qualquer outra versão de tecnologia DSL disponível até o momento, como mostra a Figura 7 a comparação do desempenho da tecnologia mais eficiente desenvolvida, g.mgfast, e a proposta pelo cenário TDSL.

Figura 7 – Comparação das projeções de taxa do cenário Terabit DSL com tecnologias anteriores.



Fonte: Elaborada pela autora.

Nesse contexto de criação de novos modelos de transmissão, a evolução dos cenários ainda depende do estudo aprofundado de alguns quesitos apresentados nessas propostas,

sendo necessário avaliar, por exemplo:

- Primeiramente uma avaliação do custo econômico das novas tecnologias propostas em comparação com a rede híbrida já desenvolvida e a implantação de uma rede completamente de fibra óptica;
- Como o par trançado se comporta como guia de onda, para averiguar se realmente as projeções do Terabit DSL são realísticas;
- Como seriam excitados os modos propagados ao longo do par trançado, considerando quais antenas seriam mais propícias para esta excitação e demais características para o acoplamento;
- Avaliar os modos guiados ao longo do par trançado e fazer a verificação de como os métodos de cancelamento de interferência se aplicariam e influenciariam na projeção das taxas agregadas.

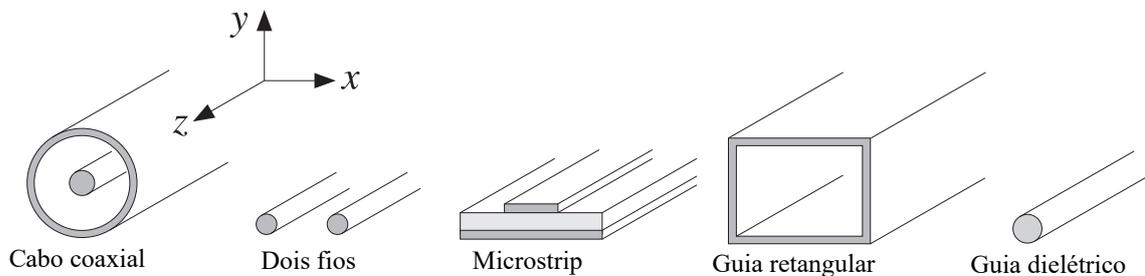
3 Guias de ondas

Os guias de ondas são utilizados, assim como as linhas de transmissão (LTs), para transferir de forma eficiente a energia de um ponto transmissor para um ponto receptor, ou seja, transporta a energia na forma de onda eletromagnética de um ponto do espaço para outro (ORFANIDIS, 2016).

Os guias de ondas surgiram como uma alternativa à utilização das LTs para transmissão na faixa de micro-ondas, trazendo como diferencial a possibilidade de transferência de ondas eletromagnéticas de alta potência ou alta frequência. Essas estruturas de propagação de modos guiados de ordem superior oferecem vantagem de menores perdas, quando comparadas às tradicionais linhas de transmissão (ORFANIDIS, 2016).

A maior parte dos guias de ondas podem ser caracterizados como linhas de transmissão, guias de ondas metálicos, dielétricos e fibra óptica. Esses guias podem ser descritos, também, por meio da geometria das suas seções transversais, que geralmente são homogêneas e assumem formas circulares, retangulares ou elípticas. Na prática, alguns dos guias de ondas mais utilizados e conhecidos são: cabo coaxial, linhas de transmissão de dois fios e *microstrip*, guias de ondas ocos e fibra óptica, como esquematizados na Figura 8.

Figura 8 – Guias de ondas mais usuais.



Fonte: Adaptada de (ORFANIDIS, 2016).

As LTs, para alguns autores, não são vistas como um guia de ondas, porém de maneira geral as LTs são guias de ondas constituídos por duas ou mais superfícies condutoras separadas por uma diferença de potencial, que permitem a propagação de onda eletromagnéticas no modo TEM (Transversal eletromagnético). Neste cenário, tanto o campo elétrico quanto o magnético longitudinal desaparecem e os campos são totalmente transversais. Em alguns guias de ondas, o modo de propagação TEM não ocorre, existindo apenas os modos de propagação de ordens superiores, conhecidos como:

- Modos TE: Os chamados modos transversais elétricos (TE) ocorrem quando só existe componente longitudinal de campo magnético, de forma que o campo elétrico

está transversal à propagação. Ou seja, considerando a direção de propagação z , resumidamente temos que, $E_z = 0$ e $H_z \neq 0$;

- Modos TM: Os chamados modos transversais magnéticos (TM) ocorrem quando só existe componente longitudinal de campo elétrico, de forma que o campo elétrico está transversal à propagação. Ou seja, considerando a direção de propagação z , resumidamente temos que, $E_z \neq 0$ e $H_z = 0$;
- Modos Híbridos: Ocorre quando a solução geral e completa for uma combinação linear do modo TE e TM, ou seja, ocorre quando $E_z \neq 0$ e $H_z \neq 0$. O modo híbrido geralmente ocorre na propagação em fibras ópticas.

Os modos de propagação de ordens superiores são ondas eletromagnéticas que não se propagam nos condutores metálicos, e sim, confinados no espaço entre eles ou em suas superfícies (CIOFFI et al., 2018). Diferentemente das linhas de transmissão com predominância do modo TEM que não possuem frequência de corte e operam desde o regime DC até frequências mais altas, os guias de ondas que utilizam os modos de ordens superiores são mais utilizados na faixa de micro-ondas, já que a onda eletromagnética se propaga em dimensões muito pequenas existentes nos guias e a frequência é dependente do comprimento de onda (λ), tornando a propagação em frequências muito baixas e inviável. Portanto, nesses guias de ondas existem frequências que não há propagação, ou seja, dependendo da geometria e dimensões do guia só há propagação a partir de uma determinada frequência (f_c), chamada frequência de corte (ORFANIDIS, 2016).

3.1 Análise eletromagnética do guia de onda

Os guias de ondas são analisados a partir das equações de Maxwell, descritas em Orfanidis (2016), considerando as coordenadas adequadas à cada geometria da seção transversal do guia de onda em estudo e também obedecendo as condições de contorno da geometria da parede externa de cada guia. No estudo dos guias de ondas, o objetivo é encontrar as soluções das equações de Maxwell para cada guia e então analisar o comportamento do campo elétrico e magnético em cada um. Então, o campo elétrico e magnético, considerando que a direção de propagação dos guias é em z , são considerados de acordo com a Equação 3.1 (ORFANIDIS, 2016).

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

onde β é o número de onda ou constante de propagação ao longo da direção do guia. O comprimento de onda correspondente, chamado de comprimento de onda do guia, é determinado como $\lambda_g = 2\pi/\beta$.

A partir das Equações de Maxwell o estudo da propagação das ondas no guia leva em consideração o aspecto ondulatorio e o carácter vetorial das ondas eletromagnéticas. Porém, o estudo dos guias de onda permitem a análise do comportamento dos guias a partir da análise modal, a qual descreve a forma de distribuição do campo, e também análise da atenuação da propagação do sinal, na qual observa os aspectos dispersivos de sinais composto por muitas frequências (ORFANIDIS, 2016).

Dessa forma, os guias de ondas mais usuais e com estruturas mais simples (retangulares, cilíndrico, elípticos) já tem suas modelagens analíticas muito bem formuladas e definidas, seja pela análise mais vetorial das ondas eletromagnéticas como pelo aspecto modal dos guias. Em contrapartida, o fato de utilizar o par trançado como guia de onda ser um estudo mais recente e também devido a complexidade de sua estrutura, nenhuma modelagem analítica foi realizada, ou seja, não apresentam tal estudo eletromagnético das ondas guiadas nessa estrutura.

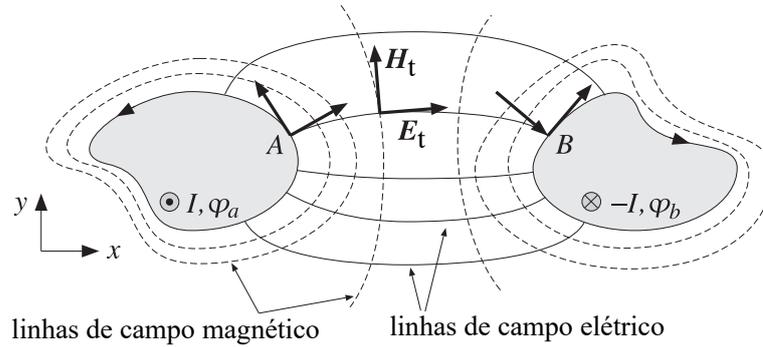
3.2 Par trançado como linha de transmissão e como guia de onda

Nos sistemas de comunicação telefônica, o par trançado, assim como o cabo de par trançado, sempre foram utilizados para transferir informações aos usuários na forma de linha de transmissão, TEM, sendo uma tecnologia desenvolvida e amplamente utilizada em linhas telefônicas e comunicação entre computadores em uma *Local Area Network* (LAN) (SOUSA, 2018). Nesta forma de utilização do par trançado, o sinal é propagado por meio de ondas eletromagnéticas que trafegam ao longo do cabo em modo TEM, onde o campo elétrico e o magnético são nulos longitudinalmente (BORGES, 2016).

Na Figura 9 encontra-se a distribuição de campo em uma linha de transmissão de dois fios, considerando os condutores perfeitos e um meio dielétrico homogêneo, só havendo propagação do modo TEM. Dessa forma, uma corrente I se propaga em um condutor e uma corrente $-I$ se propaga no segundo condutor (BORGES, 2016). Este esquema de propagação é exatamente o que ocorre no par trançado utilizado como guias do modo TEM.

Para a propagação do sinal em modo de linha de transmissão, utilizando unicamente o modo TEM, é necessário que as frequências de operação cujos os comprimentos de onda associados sejam bem maiores que as dimensões da seção transversal da linha, caso contrário irá existir outros modos de propagação (BORGES, 2016). Apesar de na prática os cabos de par trançado serem de boa qualidade, os condutores não são perfeitos e o meio dielétrico é heterogêneo, fazendo com que haja outros modos de propagação nas linhas,

Figura 9 – Campo elétrico e magnético em uma linha de transmissão de dois fios.



Fonte: Adaptada de Orfanidis (2016)

porém a intensidade desses outros modos de propagação são baixos, então as linhas de transmissão continuam sendo tratadas como meio de propagação somente do modo TEM.

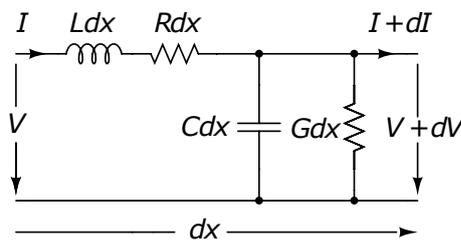
Com isso, as linhas de transmissão em geral, podem ser analisados e modelados a partir de relações eletrostáticas e magnetostáticas de tensão e corrente, como descritas nas Equações 3.2 e 3.3, onde t representa as componentes transversais do campo, c e c' são os percursos de integração na seção transversal da linha e (x, y, z, t) são as coordenadas no espaço-tempo.

$$v(x, t) = - \int_c e_t(x, y, z, t).dl \tag{3.2}$$

$$i(x, t) = \int_{c'} h_t(x, y, z, t).dl \tag{3.3}$$

Outra forma bastante comum de representar uma linha de transmissão é apresentada em Souza (2018), onde a linha de transmissão é descrita a partir dos parâmetros primários da linha, como representados pela Figura 10. Nessa representação é considerado um pequeno comprimento uniforme da LT para deduzir os parâmetros secundários da linha. O circuito representativo da LT é formado pela impedância em série, resistência Rdx e indutância Ldx , e uma impedância em paralelo, capacitância Cdx e admitância Gdx . Cada parâmetro R, L, C, G é definido por unidade de comprimento e chamados de parâmetros primários.

Figura 10 – Parâmetros primários de uma linha de comprimento dx .



Fonte: Adaptada de Orfanidis (2016)

A partir do descrito na Figura 10, é possível deduzir os parâmetros secundários da linha, representados por γ e Z_o , e definidos pelas Equações 3.4 e 3.5, respectivamente.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad (3.4)$$

$$Z_o = \sqrt{(R + jL\omega)/(G + jC\omega)} \quad (3.5)$$

onde, α representa a constante de atenuação, β é a constante de fase, e γ é uma variável no domínio da frequência.

Mais especificamente, o par trançado utilizado como linha de transmissão, somente dos modos TEM, apresenta diversos modelos muito bem definidos, como apresentados na Tabela 3, sendo encontrados na literatura e que caracterizam muito bem um par trançado por meio da impedância série ($Z_s(\omega)$) e admitância em paralelo ($Y_p(\omega)$) da linha (BORGES, 2016).

Tabela 3 – Alguns dos modelos do par trançado encontrados na literatura.

Modelo	Impedância e Admitancia
VUB	$Z_s(\omega) = \sqrt{-\omega R_o} \frac{J_0(\sqrt{-\omega/R_o})}{J_1(\sqrt{-\omega/R_o})} + \omega(\ln(2r) + \frac{J_2(\sqrt{-\omega/R_o})}{J_2(\sqrt{-\omega/R_o}) + 4r^2 J_0(\sqrt{-\omega/R_o})})$ $Y_p(\omega) = j\omega(\frac{\pi\epsilon_o}{\text{acosh}(r)} \cdot \epsilon_r)$
NASA	$Z_s(\omega) = [\frac{(2r)^2+1}{(2r)^2-1} \sqrt{\omega R_o} + \omega \ln(2r - \frac{1}{2r})] \sqrt{1 + (\pi v r d)^2}$ $Y_p(\omega) = j\omega(\frac{\pi\epsilon_o}{\ln(2r - \frac{1}{2r})} \cdot \epsilon_r) \sqrt{1 + (\pi v r d)^2}$

Fonte: Elaborada pela autora com dados de Borges (2016).

Diferente do que existe na literatura sobre o par trançado como linha de transmissão e seus diversos modelos de canal, como os da *Vrije Universiteit Brussel* (VUB) e da *National Aeronautics and Space Administration* (NASA), descritos criteriosamente em Borges (2016), os modelos para os pares trançados como guias de ondas, que é um estudo mais recente proposto por Cioffi et al. (2018), ainda não são bem descritos na literatura. Informações sobre o comportamento eletromagnético ao longo desses guias são muito restritas e a modelagem analítica dos modos de ordem superior guiados ao longo da superfície do par trançado não são definidas.

Em contrapartida, na literatura encontram-se diversos guias de onda com estruturas mais simples que apresentam uma modelagem analítica muito bem definida, como por exemplo o guia de onda de Sommerfeld e de Goubau, descritos na seção 3.2.1 a seguir.

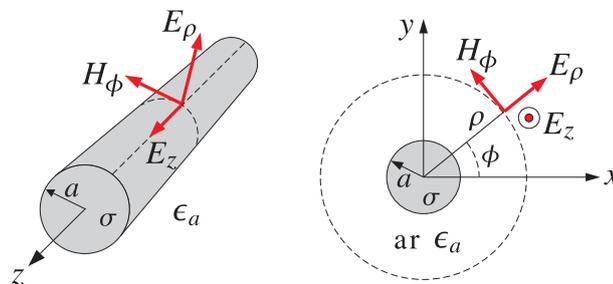
3.2.1 Guias de onda de Sommerfeld, Goubau e par trançado

Partindo do ponto em que a utilização do par trançado como guia de onda ainda não é um tópico muito explorado, guias de ondas constituídos de condutores cilíndricos mais

simples e que já possuem modelagem analítica bem estabelecida, ajudam o entendimento e avaliação do guiamento no par trançado. Entre esses guias de ondas mais estudados, que também são conhecidos como guias de ondas de superfície, já que os campos eletromagnéticos são guiados nas superfícies de seus condutores ao longo de seus comprimentos, podemos citar os guias de ondas de Sommerfeld e Goubau (SARKAR et al., 2017).

O guia de onda de Sommerfeld é descrito por um condutor cilíndrico nu, como esquematizado na Figura 11. A possibilidade de guiamento ao longo da superfície de um condutor foi demonstrada por Sommerfeld, com essa estrutura, em 1899. Foi demonstrado que o principal modo de propagação no condutor nu é em modo TM sem frequência de corte e que sua existência é somente quando a condutividade do condutor (σ) é finita.

Figura 11 – Guia de onda de Sommerfeld.



Fonte: Adaptada de (ORFANIDIS, 2016).

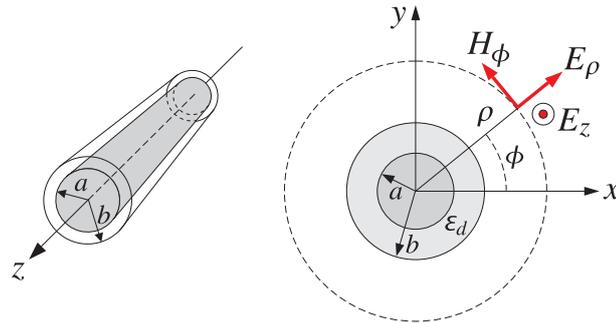
Sommerfeld também demonstrou que esse condutor nu propagando no modo TM exibia uma atenuação muito baixa ao longo de seu comprimento. Apesar dessa vantagem, a onda de superfície guiada no condutor era muito dispersa, ou seja, se estendia em uma ampla área ao redor do condutor antes de decair à valores desprezíveis, tornando o guia muito susceptível a perturbações exteriores, imperfeições e curvas ao longo do guia (ORFANIDIS, 2016) (COLLIN, 1960).

Solucionando o problema da distância considerável do campo na linha de Sommerfeld temos o guia de onda de Goubau (ORFANIDIS, 2016). Esse guia de onda é exatamente a mesma estrutura do guia de onda de Sommerfeld com a adição de um revestimento dielétrico ao redor do condutor cilíndrico, como esquematizado na Figura 12. A presença do dielétrico faz com que o campo eletromagnético guiado na superfície se aproxime do condutor, ou seja aumenta o confinamento do campo à estrutura.

Esse guia de onda que foi considerado primeiramente por Harms e depois detalhado por Goubau, apesar de conseguir solucionar a problemática acima mencionada, não possui uma atenuação tão baixa quanto o guia de Sommerfeld. Isso ocorre devido a atenuação no guia de Goubau ser determinada pela soma das atenuações no dielétrico e condutor e também devido o dielétrico aproximar o campo ao condutor onde as perdas são maiores, assim, apresentando atenuações maiores do que o guia de Sommerfeld.

Os guias de onda de Sommerfeld e Goubau, como comentado anteriormente, são

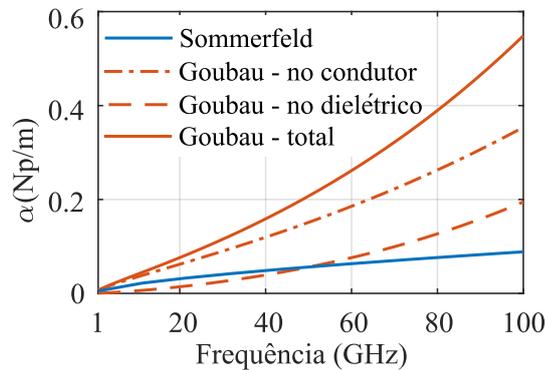
Figura 12 – Guia de onda de Goubau.



Fonte: (ORFANIDIS, 2016).

modelados analiticamente e apresentam solução das equações de Maxwell por meio de suas coordenadas cilíndricas, como podem ser encontradas em (ORFANIDIS, 2016). A partir das soluções das equações de Maxwell e considerando a condutividade do condutor de cobre equivalente a $5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$ com isolante de polietileno com permissividade relativa de 2,26, é possível comparar as atenuações na Figura 13 e perceber que a atenuação do guia de onda de Goubau é bem mais alta que a do Sommerfeld.

Figura 13 – Constante de propagação em função da frequência dos guias de Sommerfeld e Goubau.

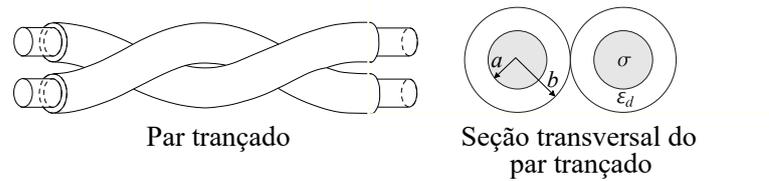


Fonte: Adaptada de (SOUZA et al., 2019a).

Então, nesse contexto de guias de ondas cilíndricos envolvidos por dielétrico, o par trançado como guia de onda, considerando a estrutura esquematizada na Figura 14, pode ter seu comportamento aproximado aos dos guias de Sommerfeld e Goubau como descrito em (CIOFFI et al., 2018). Porém, em (SOUZA et al., 2019a) o par trançado é modelado por simulação numérica para determinar a atenuação ao longo de sua superfície e em (SOUZA et al., 2019b) a simulação numérica é realizada para o cabo de par trançado.

Nessa abordagem, é possível notar que compará-lo com o guia de onda de Sommerfeld, como mencionado em Cioffi et al. (2018), não é viável, uma vez que a estrutura do par trançado é mais complexa e possui o isolamento dielétrico entorno de seus condutores. Dessa forma, na Figura 15 pode-se perceber que a atenuação dos modos propagados em um par trançado se aproximam muito mais do guia de onda de Goubau. Enquanto o guia de Sommerfeld apresenta atenuação máxima de $0,19 \text{ Np/m}$, os modos guiados no

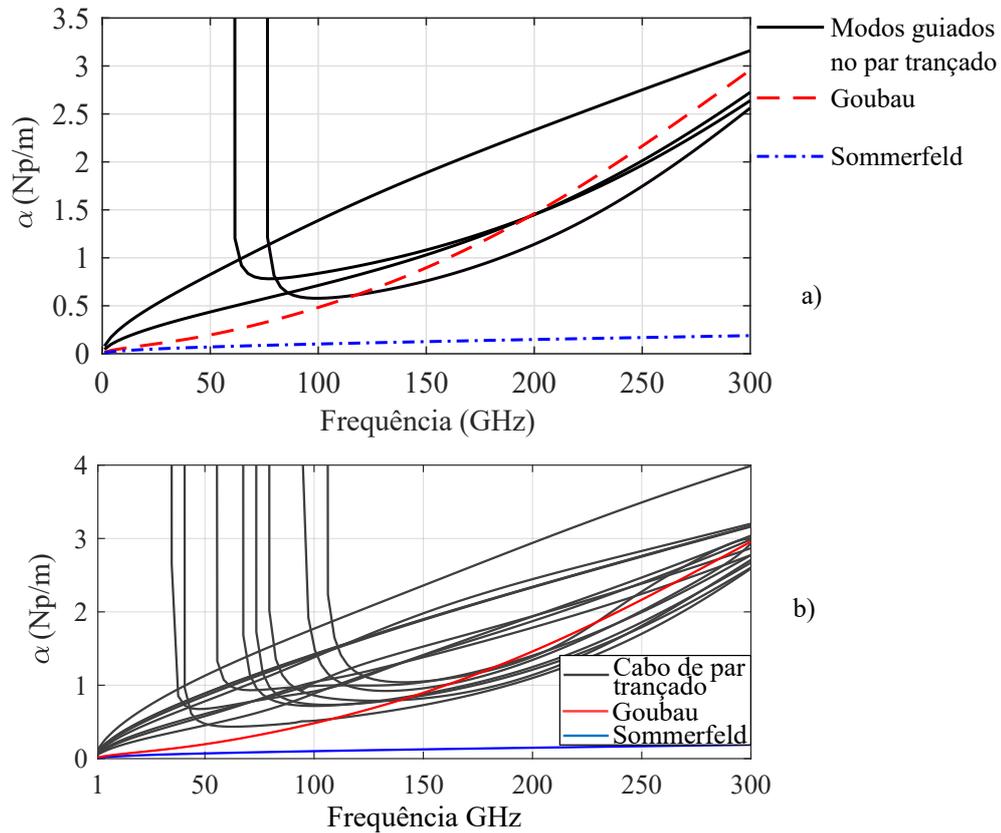
Figura 14 – Vista longitudinal e da seção transversal do par trançado.



Fonte: Adaptada de (SOUZA et al., 2019a) .

par trançado sofrem atenuações entre 2,56 e 3,16 Np/m em 300 GHz. Por outro lado, percebe-se que as constantes de atenuação dos modos guiados em um par trançado têm níveis próximos ao da linha de Goubau, provavelmente devido a ambos possuírem isolante em torno do condutor.

Figura 15 – Comparação das atenuações dos guias de onda de Sommerfeld, Goubau e a) Par trançado com 4 modos de propagação e b) Cabo de par trançado com 16 modos de propagação.



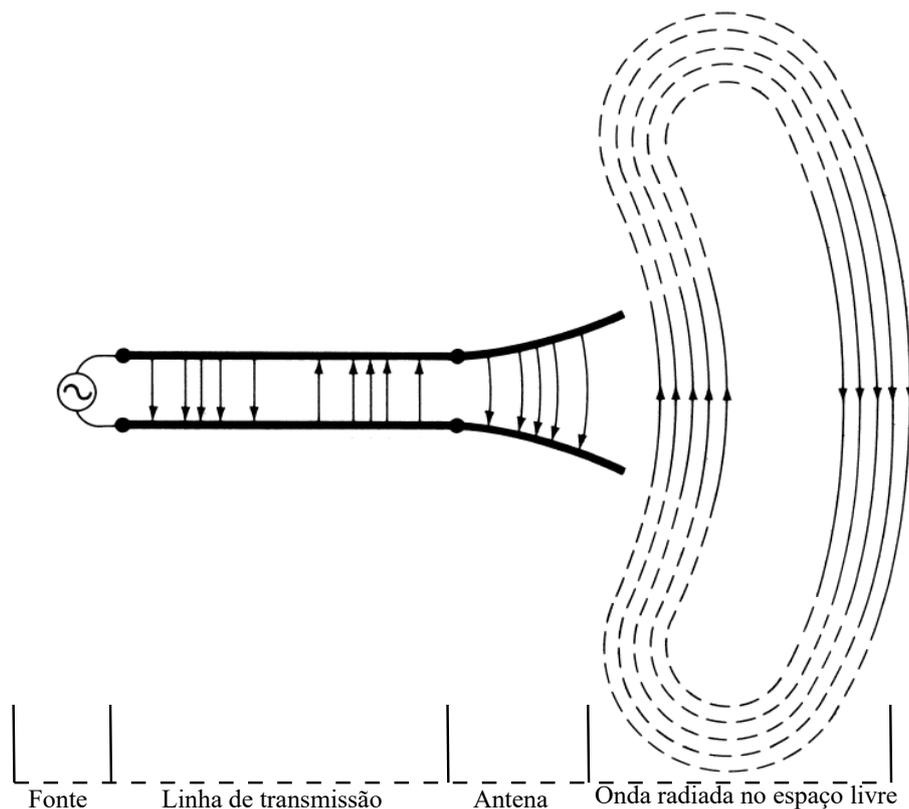
Fonte: Adaptada de (SOUZA et al., 2019a) e (SOUZA et al., 2019b).

Então, na literatura, o estudo do par trançado como guia de onda prevê níveis de atenuação bem próximos do nível de atenuação do guia de onda de Goubau, de forma que apesar de não haver modelagem analítica para os modos superiores guiados par trançado, em alguns trabalhos já são estudado como um possível meio de propagação para modos de ordens superiores a partir de simulações numéricas.

4 Antenas

De forma simplificada, o IEEE (*The Institute of Electrical and Electronic Engineers*) define uma antena como sendo um condutor metálico que permite emitir ou captar ondas eletromagnéticas (IEEE. . . , 1969). Em outras palavras, uma antena pode ser definida como a estrutura intermediária entre o espaço livre e um sistema de guiamento para excitação da mesma, como esquematizado na Figura 16. A excitação de uma antena pode ser realizada a partir de guiamento, através de uma linha de transmissão, cabo coaxial ou guias de ondas, conectando a fonte transmissora e levando a energia eletromagnética até a antena (BALANIS, 2005).

Figura 16 – Esquemático representativo de uma antena.



Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

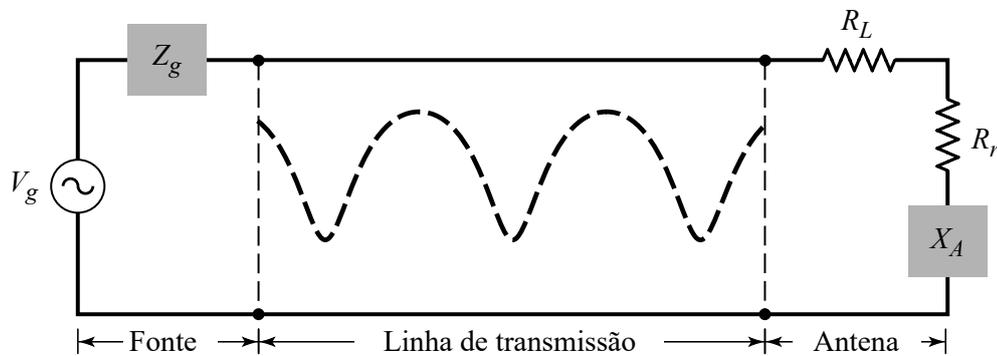
Uma antena pode ser modelada, de acordo com o sistema esquematizado na Figura 16, a partir do teorema de Thevenin, onde a fonte pode ser representada por um gerador ideal de tensão, a linha de transmissão vista como uma impedância característica Z_G e a antena representada por uma carga Z_A todos esses sendo representados no circuito equivalente de Thevenin, como esquematizado na Figura 17. A antena representada pela carga Z_A é equivalente a:

$$Z_A = (R_L + R_r) + jX_A, \quad (4.1)$$

onde, R_L é representa a condução e perdas dielétricas associadas à estrutura da antena, enquanto R_r , é usado para representar a radiação pela antena e a reatância X_A é usada para representar a parte imaginária da impedância associada à radiação pela antena.

Em condições ideais, toda a energia gerada na fonte seria propagada pela antena, mas na prática não é isso que acontece. A energia que chega em R_r é menor que a energia gerada, isso ocorre devido as perdas nos dielétricos tanto da linha de transmissão como da antena e também devido aos descasamentos entre as estruturas.

Figura 17 – Modelo de Thevenin de uma antena.



Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

De forma mais geral, além de receber ou transmitir energia, uma antena é um sistema sem fio que geralmente, é utilizado para otimizar ou acentuar a energia da radiação em algumas direções e suprimi-la em outras. Assim, a antena também deve servir como um sinal direcional, além de um dispositivo de sondagem. Dependendo do contexto de utilização e necessidade, é necessário criar várias formas para atender às demandas de utilização, podendo ser um pedaço de fio condutor, uma abertura, um remendo, uma montagem de elementos, um refletor, uma lente e assim por diante. Então, assim como o sistema de transmissão, as antenas também vêm se modificando e adaptando para atender às necessidades da rede (BALANIS, 2005).

Entre os muitos tipos de antenas existentes, é possível reuni-las em alguns subgrupos como:

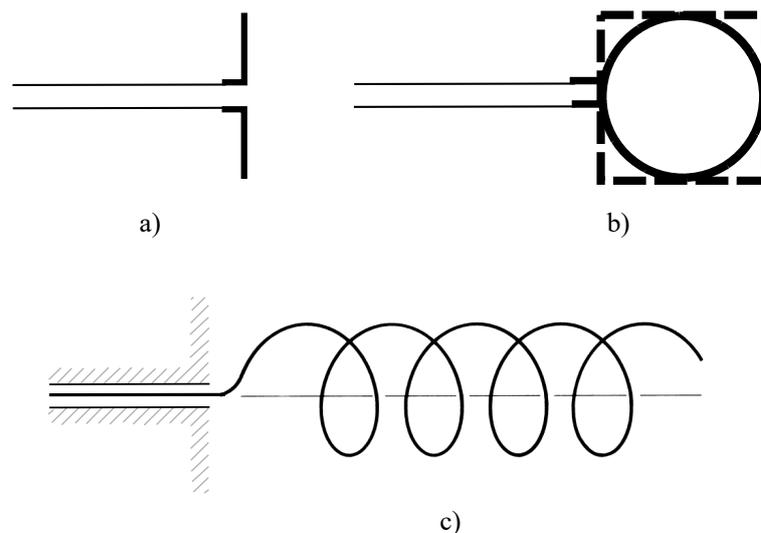
- Antenas filamentosas, do inglês *wire antennas*;
- Antenas de abertura, do inglês *aperture antennas*;
- Antenas de microfita, do inglês *microstrip*;
- Antenas em conjunto, do inglês *array antennas*;

- Antenas refletoras, do inglês *reflector antennas*;
- Antenas de lentes, do inglês *lens antennas*.

As antenas filamentosas são as mais utilizadas na prática, é possível encontrar aplicações em automóveis, edifícios, navios e em diversos lugares, essas antenas tem como características baixa diretividade e a banda passante estreita. Entre as antenas filamentosas, destacam-se as antenas de fio reto (dipolo), as antenas tipo *loop* e helicoidais, esquematizadas na Figura 18a, 18b e 18c, respectivamente (BALANIS, 2005).

As antenas de fio reto são as antenas, do inglês *wire*, mais antigas, mais simples, mais baratas e também, as mais versáteis para muitas aplicações. As *loop* também são antena simples, baratas e muito versáteis, que devido a sua simplicidade tanto de análise quanto de construção tornaram-se antenas populares e com muita atenção do mercado. Elas podem assumir muitas formas diferentes, como retangulares, quadradas, triangulares, elipsoidais, circulares, e diversas outras configurações (SILVA, 2014).

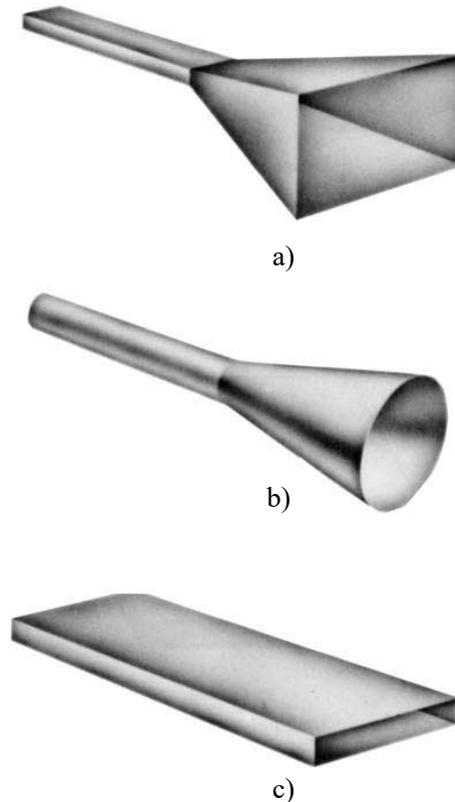
Figura 18 – Configurações das antenas tipo fio. a) Dipolo, b) Circular quadrática e c) Helicoidal.



Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

As antenas do tipo abertura são antenas mais utilizadas para frequências de micro-ondas, ou seja frequências mais elevadas, e apresentam formas mais sofisticadas. As antenas de abertura podem assumir diversas formas, entre elas a de um guia de ondas ou no formato de corneta cuja abertura pode ser na forma quadrada, retangular, circular, elíptica ou qualquer outra configuração geométrica, algumas delas estão esquematizadas na Figura 19 (BALANIS, 2005). Este tipo de antena é muito prática para aplicações espaciais, uma vez que podem ser embutidas na superfície da espaçonave ou aeronave. A abertura dessas antenas pode ser coberta com um material dielétrico para protegê-las das condições ambientais, facilitando a montagem de forma que não perturbe o perfil aerodinâmico da embarcação, que em aplicações de alta velocidade geralmente são críticas.

Figura 19 – Configurações das antenas tipo abertura. a) Abertura piramidal, b) Abertura cônica e c) Abertura retangular.



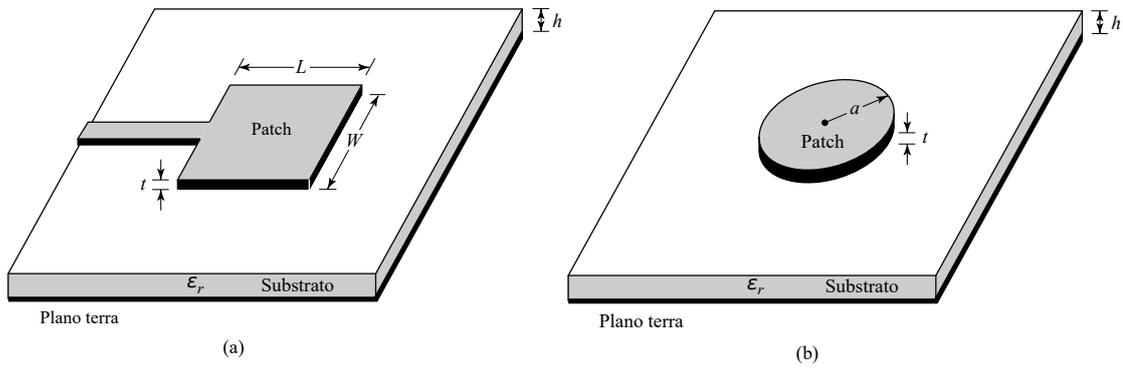
Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

As antenas de microfita ganharam espaço no mercado a partir da década de 1970, difundindo-se na utilização em satélites, naves espaciais, mísseis, radares, automóveis e em telefones celulares. Sua ampla exploração surge da grande facilidade de utilização dessa estrutura, já que estruturas discretas, simples, moldáveis a superfícies curvas, de baixo custo de fabricação e mecanicamente robustas. Além disso, são muito versáteis em termos de frequências de ressonância, polarização, diagrama de radiação e impedância de entrada (BALANIS, 2005).

Uma antena de microfita pode ser descrita como uma plaqueta metálica, do inglês *patch*, bem fina ($t \ll \lambda_o$, onde λ_o é o comprimento de onda do espaço livre) colocada sobre um substrato dielétrico, depositado sobre uma base metálica plana e aterrada, como esquematizada na Figura 20. A parte metálica depositada acima do substrato dielétrico pode assumir diversas formas, entre elas quadrada, retangular, tira fina (dipolo), circular, elíptica, triangular, ou qualquer outra configuração (BALANIS, 2005).

As antenas do tipo *array* são antenas montadas em conjunto geralmente em formato de matriz, de forma os elementos dessa matriz podem ser ou não idênticos, ou seja, é um arranjo de antenas individuais de qualquer tipo (Filamentares, abertura, microfita, etc.) que reunidas foram a antena do tipo *array* (BALANIS, 2005). Essa antena pode ser esquematizada na Figura 21, onde podemos ver um arranjo de antenas refletoras, de

Figura 20 – Representação de uma antena de microfita. a) Quadrada e b) Circular.

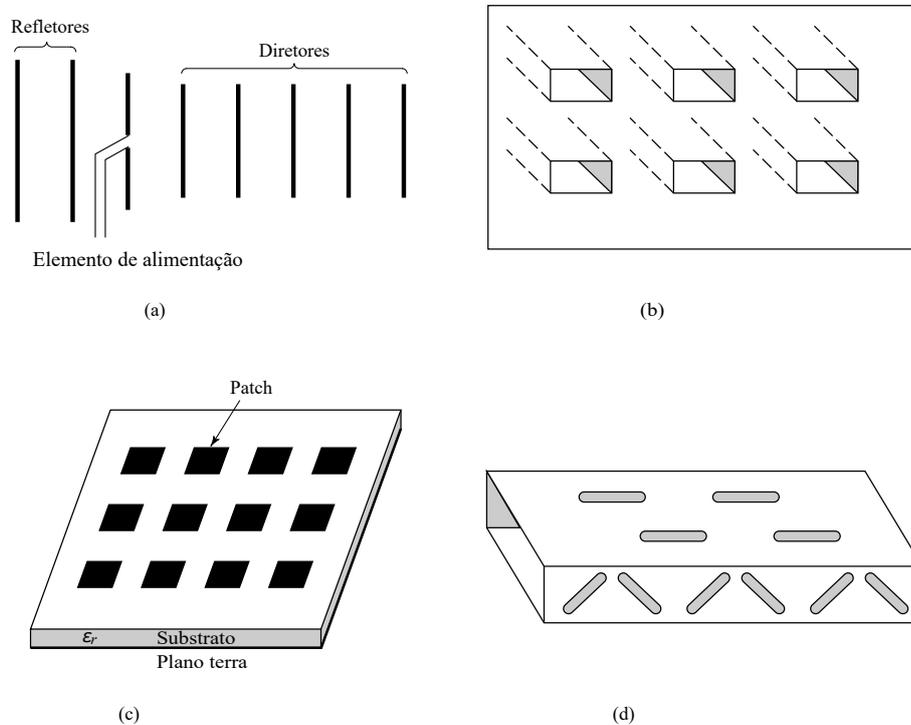


Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

abertura, microfita e guia de onda fendido.

A utilização de um arranjo de antenas ocorre em diversas aplicações nas quais antenas individuais não conseguem atender uma característica de radiação adequada. Dessa forma, várias antenas agrupadas em um conjunto geométrico ordenado conseguem produzir características de radiação próprias. A configuração desse conjunto de antenas pode ser ordenada de forma que o campo radiado se minimize ou maximize (SILVA, 2014).

Figura 21 – Representação de antenas do tipo *array*. a) Yagi-Uda, b) *Array* de antenas do tipo abertura, c) *Array* de antenas de microfita e d) *Array* de guias de onda de fenda.



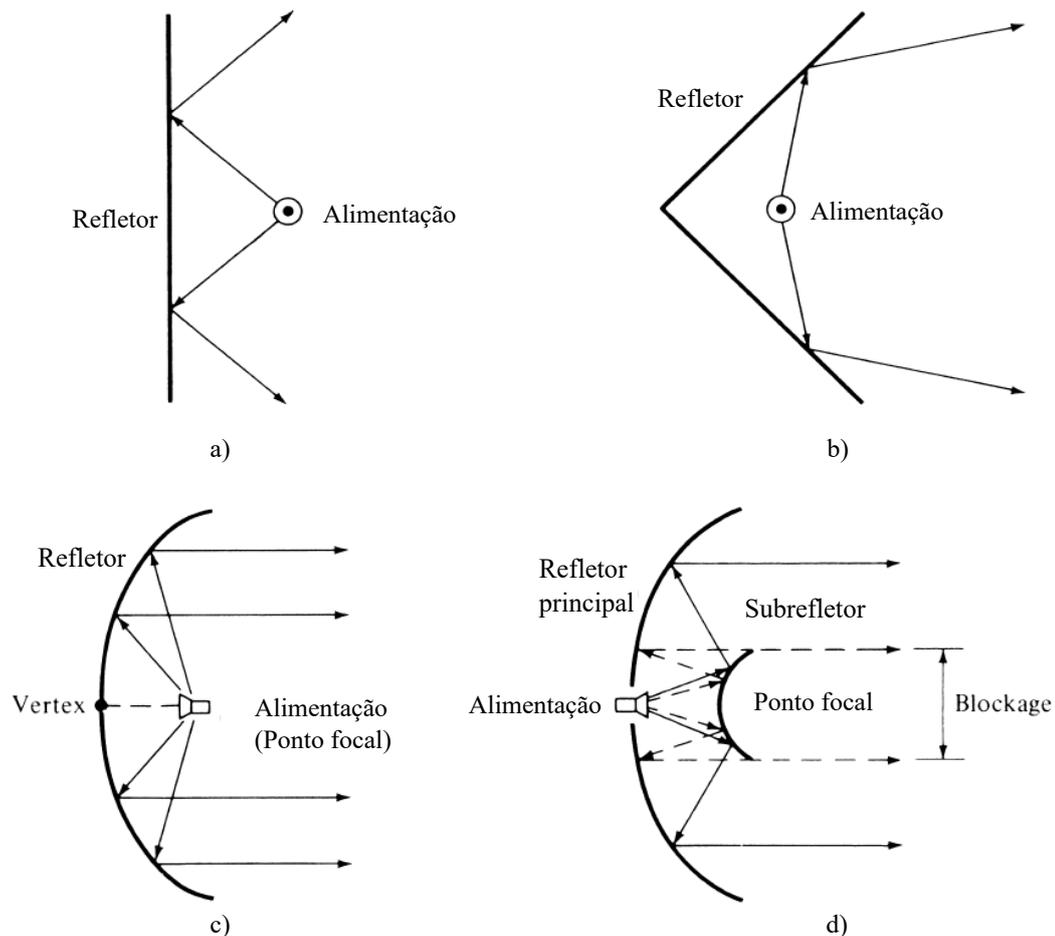
Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

As antenas refletoras são um dos tipos de antenas mais antigas, são utilizadas desde a descoberta da propagação de ondas por Hertz. Apesar de até a segunda guerra mundial

o projeto destas antenas não serem em grande volume (BALANIS, 2005), a necessidade de comunicação em grandes distâncias o projeto de formas mais sofisticadas de antenas tiveram que ser desenvolvidas, e neste ponto, as antenas refletoras se destacam (SILVA, 2014).

As antenas refletoras podem assumir diversas configurações, porém dentre as mais comuns encontram-se as planas, as de canto e as curvas, como esquematizadas nas Figuras 22a, 22b e 22c. As antenas refletoras planas são as mais simples, as quais são formadas por um plano reto que direciona a energia diretamente na direção desejada. As refletoras de canto são antenas formadas por dois planos retos formando um canto, como esquematizado na Figura 22b, de forma que a energia refletida sempre terá o mesmo ângulo da de chegada, sendo utilizada em diversas aplicações. Já as antenas refletoras curvas, ou parabólicas, são as antenas com configuração estrutural mais melhora, de forma que raios incididos nesta superfície parabólica convergem todos para um ponto chamado de ponto focal (BALANIS, 2005).

Figura 22 – Configurações das antenas do tipo refletoras: a) Plana, b) *Corner*, c) Parabólica com alimentação frontal e d) Parabólica (Alimentação Cassegrain).



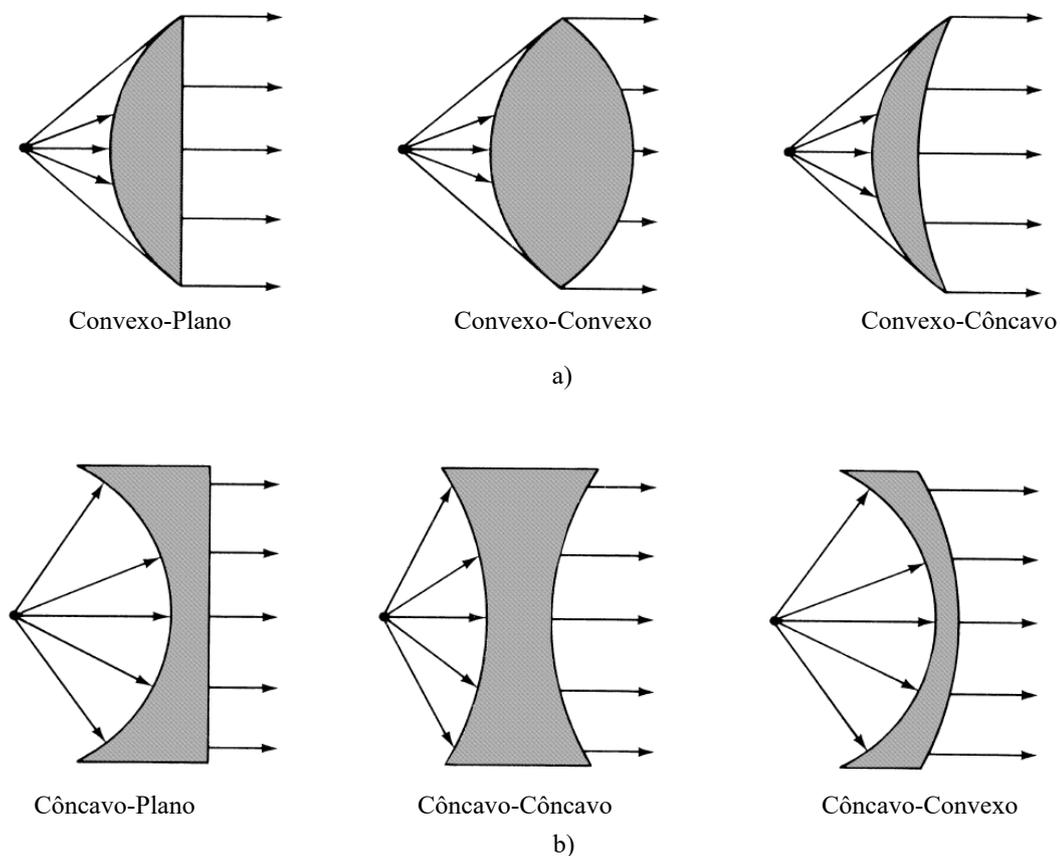
Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

Por último temos as antenas do tipo lente, de forma geral essas antenas são

utilizadas para colimar energia incidente divergente, fazendo com que a energia propagada em direções indesejadas seja organizada na direção que se tem interesse. A partir de uma escolha adequada de material e uma determinada configuração geométrica, é possível criar lentes para transformar a energia divergente em ondas planas (SILVA, 2014).

Antenas-lentes podem ser usadas em conjunto com as antenas refletoras parabólicas, especialmente em frequências elevadas, porém suas dimensões e pesos podem se tornar excessivamente grandes em baixas frequências. Antenas-lentes são classificadas de acordo com o material de que são construídas ou de acordo com sua forma geométrica (SILVA, 2014). Essas antenas podem assumir as formas esquematizadas na Figura 23a e 23b.

Figura 23 – Configurações de antenas de lente, a) com índice de refração $\eta > 1$ e b) com índice de refração $\eta < 1$.



Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

4.1 Parâmetros de antenas

Independentemente de suas formas e tipos, as antenas para serem caracterizadas a partir de seu desempenho precisam ser descritas a partir de vários parâmetros. Entre esses parâmetros pode-se destacar o diagrama de radiação, a largura de banda, a perda de retorno, polarização e diversos outros que conseguem caracterizar as antenas. Alguns

desses parâmetros são inter-relacionados, de forma que não são necessários de todos para caracterizar de fato a antena utilizada (BALANIS, 2005).

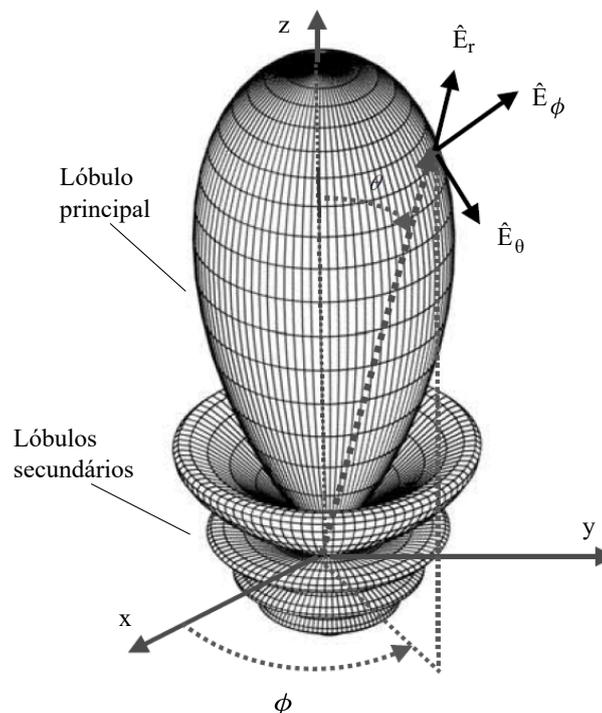
Dessa forma, alguns desses conceitos serão explorados, de forma sucinta, nos tópicos abaixo para embasar teoricamente algumas das análises realizadas no decorrer da dissertação.

4.1.1 Diagramas de radiação

O padrão de radiação de uma antena é definido em Balanis (2005) como sendo "uma função matemática ou uma representação gráfica das propriedades de radiação da antena em função das coordenadas espaciais". Na maioria dos casos, o padrão de radiação é definido na região de campo distante, chamada de *farfield*, de forma que é representado em função das coordenadas direcionais. Dentre as propriedades utilizadas para caracterizar a radiação de uma antena, são equivalentes às grandezas de densidade de fluxo de potência, intensidade de radiação, diretividade, fase, polarização e intensidade de campo.

O diagrama de radiação na sua forma tridimensional pode apresentar formas como esquematizadas na Figura 24. O diagrama de radiação pode ser caracterizado em lóbulos, os quais representam uma porção do padrão de radiação limitado por regiões de intensidade de radiação relativamente fraca (BALANIS, 2005).

Figura 24 – Diagrama de radiação de uma antena com seus lóbulos maiores e menores.



Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

É possível definir os padrões de campo e energia a partir da escala nos quais são

plotados, sendo cada um definido por:

- O padrão de campo (em escala linear) normalmente representa um gráfico da magnitude do campo elétrico ou magnético em função do espaço angular;
- O padrão de potência (em escala linear) normalmente representa um gráfico do quadrado da magnitude do campo elétrico ou magnético em função do espaço angular;
- O padrão de potência (em dB) representa a magnitude do campo elétrico ou magnético, em decibéis, em função do espaço angular.

Os diagramas de radiação, nessa dissertação, são apresentados tanto na forma tridimensional quanto na forma bidimensional, em função do campo elétrico, em coordenadas cilíndricas e nos planos x-y, para as análises bidimensionais.

4.1.2 Largura de banda

A largura de banda (BW) de uma antena pode ser definida como a faixa de frequência em que parâmetros da antena como impedância de entrada, diagrama de radiação, largura de feixe, polarização, nível de lóbulo secundário, ganho, direção do feixe, eficiência de radiação, estão dentro de limites aceitáveis de funcionamento (BALANIS, 2005).

A definição da largura de banda para antenas pode variar um pouco de acordo com o tipo de antena. Para antenas com a banda larga a largura de banda pode ser representada como a razão entre as frequências superior e inferior da faixa de operação, como descrita em 4.2. Porém, quando a antena possui uma banda estreita, a largura de banda é expressa como a razão entre a diferença de frequências superior (f_2) e inferior (f_1) e a frequência central (f_c), descrita em 4.3 (SILVA, 2014).

$$BW = f_2 - f_1 \quad (4.2)$$

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_c} \quad (4.3)$$

As avaliações de largura de banda nessa dissertação consideraram como principal parâmetro para definir a BW a perda de retorno da antena, que a partir de um nível adequado a banda de frequência foi considerada adequada para utilização.

4.1.3 Perda de retorno

Em dispositivos eletromagnéticos, como uma antena, a perda de retorno é uma razão logarítmica, dada em dB, que compara a potência refletida e a potência entregue.

Ela calcula a porção de potência incidente que é refletida, devido aos descasamentos de impedância existentes (FERNANDES, 2016). Esse parâmetro é definido como:

$$RL(dB) = -20\log|\Gamma|, \quad (4.4)$$

onde Γ é o coeficiente de reflexão dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o}, \quad (4.5)$$

onde Z_c é a impedância de entrada e Z_o é a impedância característica.

Quando a carga está casada, a perda de retorno também pode ser denominada como parâmetro de espalhamento $|S_{11}|$.

A perda de retorno é um parâmetro primordial para a determinação do desempenho das antenas, e nessa dissertação foi considerada como limite aceitável para a perda de retorno de -10 dB (NETO, 2016).

4.1.4 Polarização

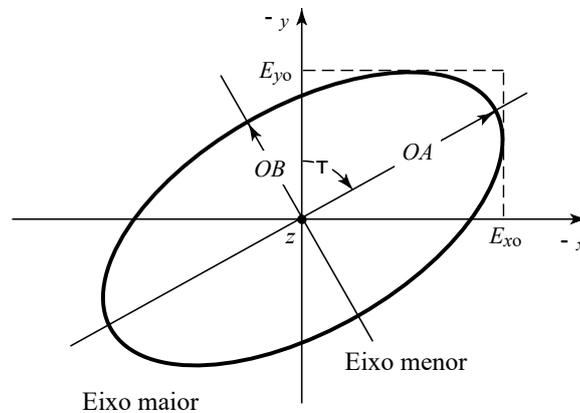
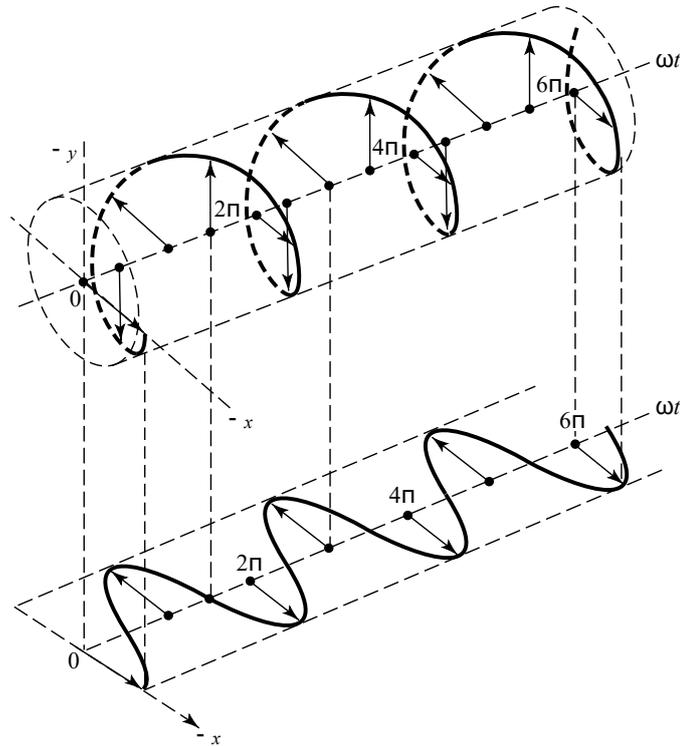
Entre os parâmetros que caracterizam uma antena, a polarização é um conceito extremamente importante. A polarização de uma antena é definida como a movimentação do vetor de campo elétrico no tempo, em outras palavras, a polarização é a trajetória realizada pela extremidade do vetor de campo elétrico ao longo da direção de propagação da onda eletromagnética (SILVA, 2014) (SANTOS, 2016).

A polarização pode ser classificada em linear, circular e elíptica. A polarização é dita elíptica quando a trajetória realizada pelo vetor do campo elétrico da onda forma uma elipse, como esquematizada na Figura 25. Quando essa trajetória ao longo do tempo é na forma de um círculo, a polarização é classificada como circular. Por fim, quando o vetor variante no tempo representar uma reta, a polarização é dita linear. (SANTOS, 2016).

Mais especificamente as características necessárias e suficientes para a caracterização de cada polarização são:

- A *polarização linear* além de ser caracterizada pelo vetor de campo elétrico estar sempre orientado ao longo da mesma linha reta, o vetor do campo elétrico precisa ter somente uma componente ou ter duas componentes lineares ortogonais que estão em fase ou 180 graus (ou múltiplos de 180 graus) fora de fase;
- Na *polarização circular* além do vetor do campo elétrico traçar um círculo em função do tempo, o vetor precisa ter dois componentes de campo ortogonais e lineares, cada

Figura 25 – Rotação de uma onda eletromagnética plana e sua elipse de polarização em $z = 0$ como uma função do tempo.



Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

componente deve ter a mesma magnitude e possuir uma diferença de fase de 90 graus ou múltiplos;

- Considerando que os dois casos anteriores são casos particulares da *polarização elíptica*, o vetor de campo elétrico que constrói uma trajetória elíptica ao longo do tempo precisa, também, ter dois componentes lineares ortogonais, ter a mesma ou diferentes magnitudes e caso as magnitudes sejam diferentes a diferença de fase entre os dois componentes não deve ser 0 ou múltiplos de 180 graus, e caso tenham magnitudes iguais diferença de fase entre os dois componentes não deve ser múltiplos ímpares de 90 graus.

4.1.5 Diretividade

O conceito de diretividade foi alterado desde a versão de 1983 do *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* quando comparado com o da versão de 1973. De acordo com a nova definição do padrão de 1983, o termo diretividade é descrito como a relação da intensidade de radiação em uma determinada direção com a intensidade de radiação em todas as direções (BALANIS, 2005).

Matematicamente, segundo Balanis (2005), a diretividade é descrita por:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}}, \quad (4.6)$$

onde U é a intensidade de radiação, U_0 é a intensidade de radiação para fontes isotrópicas e P_{rad} é a energia total radiada.

Em outras palavras, a diretividade é definida como a capacidade de uma antena concentrar a potência radiada em uma determinada direção, de modo que quanto menor o ângulo de concentração, maior é a diretividade (SILVA, 2014).

4.2 Estruturas e métodos para melhoria da antena e do acoplamento

De acordo com alguns dos parâmetros apresentados, existem estruturas capazes de melhorar o desempenho antenas. Parâmetros como diretividade e largura de banda, por exemplo, podem ser aperfeiçoados. Entre essas estruturas estão os substratos e lentes. Os substratos e as lentes costumam ser estruturas dielétricas capazes de modificar parâmetros da radiação da antena, ajudando na propagação das ondas eletromagnética para cada contexto de utilização.

Os substratos são estruturas geralmente posicionadas na parte posterior das antenas com o objetivo de reduzir as perdas da radiação da antena. Esses substratos possuem valores de constante dielétrica que variam de acordo com o material que são escolhidos e com a necessidade do projeto, sendo necessário, para antenas de microfita por exemplo, ter características como baixa perda e elevadas taxa de homogeneidade (NETO, 2016).

Dentro desse contexto, além da estrutura do substrato amplamente utilizado em antenas de microfita, existem técnicas capazes de auxiliar algumas faltas no desempenho das antenas. Além de modificar alguns parâmetros específicos da antena, esses métodos podem facilitar a conexão e/ou acoplamento entre a estrutura da antena e o meio que se propagará as ondas eletromagnéticas.

Primeiramente o acoplamento entre duas estruturas diz respeito a porção de energia ou potência que a estrutura receptora capta em relação a quantidade emitida pela fonte.

Em outras palavras, o acoplamento ou eficiência de acoplamento, η , é uma relação sempre entre 0 e 1 que serve para caracterizar a eficiência do transporte de energia de uma estrutura à outra.

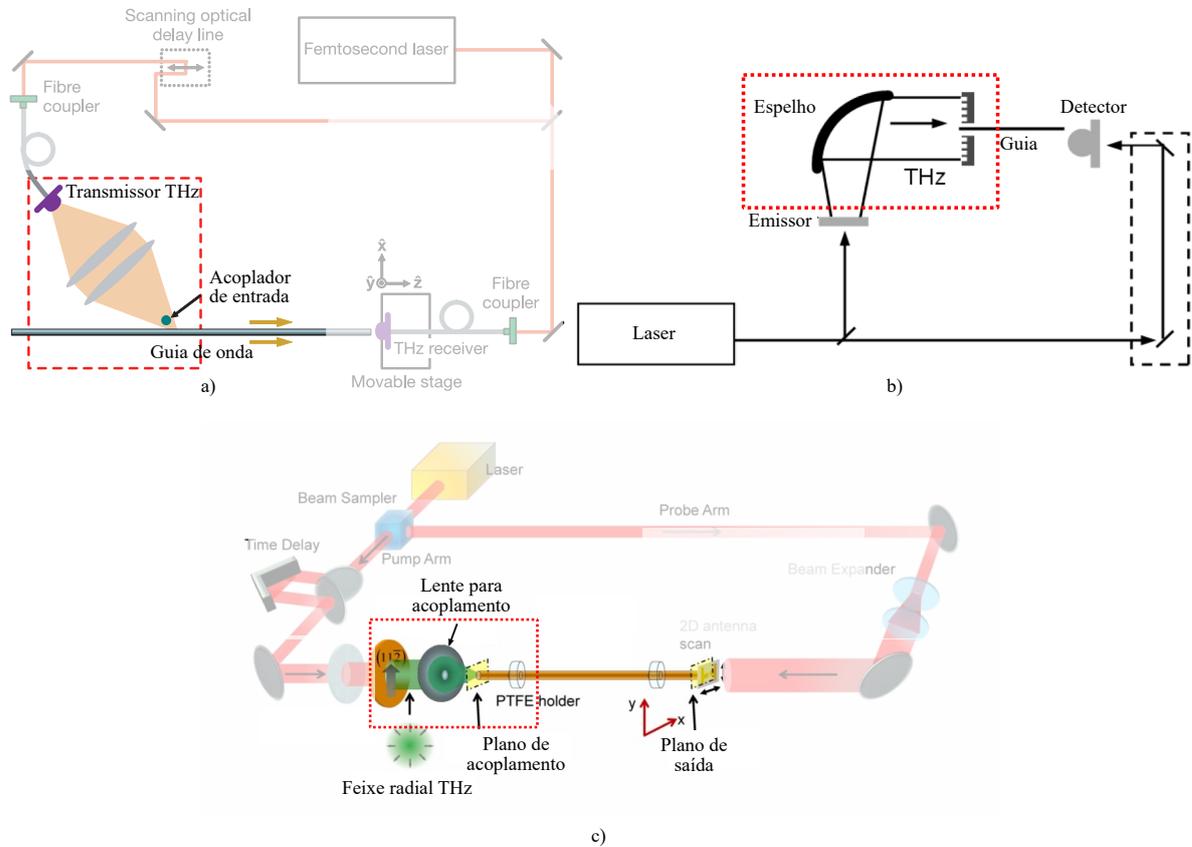
Os chamados métodos de acoplamento surgem da dificuldade existente no acoplamento entre as antenas e o meio que a onda se propaga, e tem como o objetivo de melhorar os níveis de acoplamento entre essas estruturas. Então dependendo da polarização da onda eletromagnética radiada pela antena, como explorado na seção 4.1.4. Na literatura, existem vários métodos para melhorar nessa eficiência de acoplamento, entre eles estão em destaque alguns métodos utilizados para guias de ondas em cenários adversos, esquematizados na Figura 26:

- *Scattering in-couple*: nesse método, pulsos THz polarizados linearmente são gerados por um transmissor fotocondutor de fibra acoplada e focalizados em um guia de ondas de aço inoxidável. Um segundo fio de aço inoxidável atua como um acoplador de entrada. Assim, um modo radialmente polarizado é excitado no espaço ao redor do guia de onda (WANG; MITTLEMAN, 2004);
- *Mode filters*: este método consiste em utilizar uma placa de fase diferencial que induz uma inversão de polarização em comparação ao campo eletromagnético anteriormente lançado no fio (CHUSSEAU; GUILLET, 2012);
- *Plasmonic in-couplers*: este método envolve a inserção da extremidade de um fio de metal afunilado no centro de uma abertura circular menor que o comprimento de onda, fabricada em uma folha metálica planar autônoma. A abertura do menor comprimento de onda é cercada por sulcos anulares concêntricos (AGRAWAL; NAHATA, 2007);
- *Lens focusing*: A partir da utilização de lentes, este método consiste em focalizar diretamente um feixe de onda THz de banda larga com lentes convencionais (ZHENG et al., 2013).

A eficiência de acoplamento alcançada apresenta valores bastante variados entre os métodos, uma vez que estes resultados são de cenários diferentes encontrados na literatura. As eficiências de acoplamento alcançadas em cada método estão resumidas na Tabela 4.

Portanto, além das antenas possuírem seus parâmetros descritivos capazes de melhorar seu funcionamento, também existem métodos de facilitar a utilização dessas estruturas na prática. Entre esses métodos, é possível notar que lentes acopladoras (*Lens focusing*) são utilizadas para aumentar a diretividade das antenas, assim como outras estruturas são utilizadas para modificar a polarização da onda eletromagnética radiada pela antena e facilitar o acoplamento.

Figura 26 – Métodos de acoplamento esquematizados, de acordo com os cenários encontrados na literatura. a) *Scattering in-couple*, b) *Plasmonic in-couplers* e c) *Lens focusing*.



Fonte: Adaptada de (BALANIS, 2005).

Tabela 4 – Eficiência de acoplamento para cada método.

Método	Eficiência
<i>Scattering in-couple</i>	0,50%
<i>Mode filters</i>	50%
<i>Plasmonic in-couplers</i>	Não especificada
<i>Lens focusing</i>	66,30%

Fonte: Elaborada pela autora.

Nessa dissertação além da utilização de uma antena com seus parâmetros bem definidos de acordo com os descritos na seção 4.1, um método de acoplamento foi utilizado para melhorar o desempenho da estrutura no contexto de utilização.

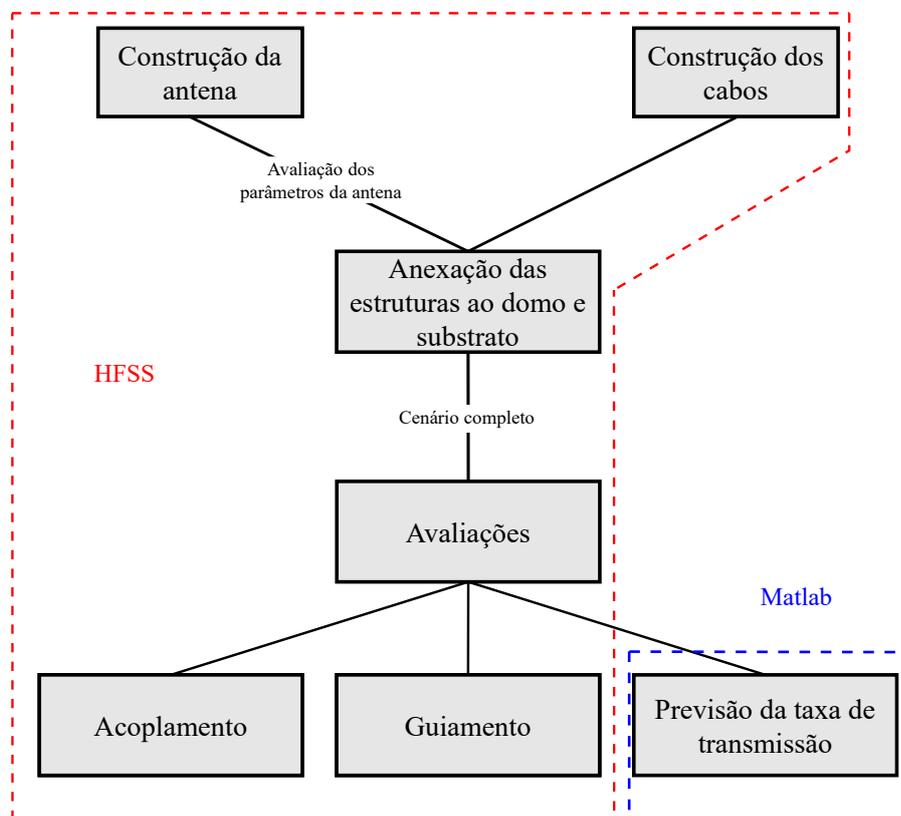
5 Metodologia

As simulações foram realizadas por meio do *software* HFSS (*High Frequency Structure Simulator*), que utiliza o método dos elementos finitos para soluções computacionais precisas e eficientes para projetos e análises eletromagnéticas.

Os cenários foram construídos para avaliar o acoplamento de modos guiados em um cabo de pares trançados. Para isso, foram realizadas análises para determinar qual o melhor cenário para o acoplamento entre a antena e cabo utilizado, de modo que algumas definições das estruturas tanto da antena como do cabo foram modificadas para determinar o cenário mais eficiente para os requisitos do Terabit DSL.

A partir dessa ferramenta, a montagem do cenário 3D foi organizada e simulada em 3 partes: a construção da antena, anexação da antena à lente acopladora e substrato e, por fim, a montagem do cabo como guia de onda, como descritas nas seções a seguir. Em resumo a metodologia para avaliação do cenário está esquematizada na Figura 27. Estas simulações geraram resultados de acoplamento, guiamento e também permitiram o cálculo da taxa de transmissão, realizada no *software* Matlab.

Figura 27 – Resumo esquemático da metodologia.



Fonte: Elaborada pela autora.

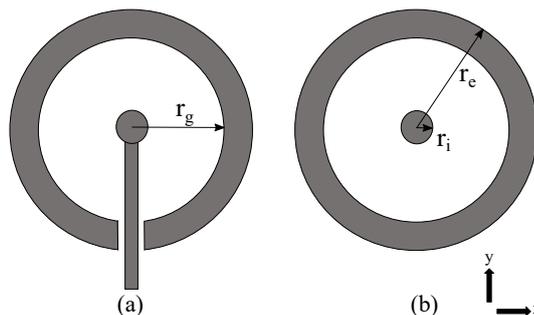
5.1 Cenário de Simulação com Antena Radial

5.1.1 Antena

A antena utilizada se baseou em um modelo de antena fotocondutiva (PCA) proposta em (DEIBEL et al., 2006). Diferente das antenas fotocondutivas mais utilizadas, a antena proposta utiliza uma simetria cilíndrica para gerar uma propagação radial, a partir de uma superposição de dipolos contidos em todo o anel circular, gerando uma superposição dos campos gerados em cada dipolo (DEIBEL; ESCARRA; MITTLEMAN, 2015).

Segundo o modelo proposto, a estrutura da antena real seria composta por dois eletrodos, um interno e outro externo, sendo excitada por uma haste que atravessa o eletrodo externo e chega ao centro do eletrodo interno, como ilustrada na Figura 28a.

Figura 28 – Modelo da antena fotocondutiva proposta em (DEIBEL et al., 2006). (a) Modelo real com haste de alimentação. (b) Modelo ideal utilizado para simulação.



Fonte: Elaborada pela autora.

Para efeitos de simulação, uma antena ideal foi construída, desconsiderando os efeitos da haste de alimentação, de acordo com a Figura 28b. Com essa modificação, a excitação da antena foi feita diretamente no eletrodo interno. No HFSS essa excitação foi realizada utilizando uma *lumped port*, que excita a região entre os eletrodos, com direção de polarização do eletrodo externo para o interno, para uma faixa de frequência de 0,1 a 1 Terahertz, já que a antena original retirada de Deibel et al. (2006) operava em frequência de THz.

Dessa forma, a antena ideal foi construída no HFSS de acordo com as dimensões descritas em (DEIBEL et al., 2006), mostradas na Tabela 5. Para simplificar o modelo simulado, toda a estrutura da antena foi construída utilizando PEC (*Perfect electric conductor*) e a simulação foi realizada colocando a antena em um meio com constante dielétrica de aproximadamente 1, correspondente ao espaço livre.

Como o cenário de simulação desejado era diferente do cenário proposto em (DEIBEL et al., 2006), a antena foi modificada para atender aos requisitos de frequência do cenário Terabit DSL. Essas modificações foram realizadas a partir de testes realizados

Tabela 5 – Parâmetros da antena original simulada.

Parâmetros	Valores[μm]
Raio do eletrodo interno (r_i)	2,5
Raio do gap (r_g)	102,5
Raio do eletrodo externo (r_e)	112,5
Espessura da estrutura (e)	0,035

Fonte: Elaborada pela autora.

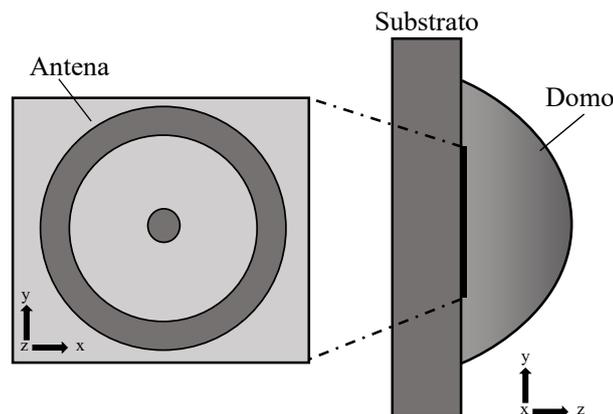
no simulador alterando a dimensão da estrutura da antena, o que tornou possível o ajuste das configurações de radiação da antena para a frequência adequada.

Após as simulações no *software* HFSS, foram coletados dados de interesse para análise do desempenho da antena utilizada. Entre esses, foram extraídos: o parâmetro S_{11} , que nos disponibiliza a frequência de ressonância da antena; a distribuição do campo distante (*farfield*); e, ainda, o diagrama de radiação, o qual nos permite analisar a direção de maior radiação da antena.

5.1.2 Substrato e Lente acopladora

Considerando o campo radiado pela antena e com objetivo de direcionar o campo para o cabo, a antena construída foi colocada entre duas interfaces. Como esquematizado na Figura 29, a antena está disposta no plano x-y entre o substrato e a lente acopladora ou domo.

Figura 29 – Esquemático de representação da antena acoplada ao substrato e a lente acopladora.



Fonte: Elaborada pela autora.

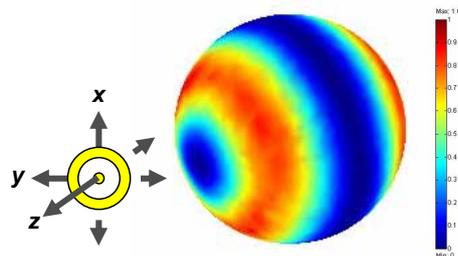
O substrato consiste em um meio com constante dielétrica equivalente a 13, que é aproximadamente igual ao material Arseneto de Gálio (AsGa), com espessura de $500 \mu\text{m}$. Esse material foi escolhido de acordo com Deibel et al. (2006), que faz suas análises para faixas de frequência bem semelhantes. A lente acopladora, que foi o método de acoplamento utilizado na dissertação, é representada por um domo esférico de silício de raio $2000 \mu\text{m}$,

colocado do outro lado da antena para acoplar o feixe ao cabo. As dimensões originais dessas estruturas estão apresentadas em (DEIBEL et al., 2006).

Considerando o cenário do Terabit DSL e as modificações na estrutura da antena, também foram necessárias alterações nas dimensões da lente acopladora e do substrato para se adequar a nova antena. Dessa forma, foi avaliada qual melhor dimensão atendia às necessidades da nova antena entregando o melhor direcionamento de campo na saída da estrutura, que é o objetivo de ambos.

A antena original proposta em (DEIBEL et al., 2006) tem como característica ser uma antena com polarização radial e simétrica no eixo z , ou seja, sua radiação é direcionada tanto para frente como para trás, como esquematizada na Figura 30 disponibilizada em (DEIBEL et al., 2006). Essa característica faz com que parte do sinal seja perdido, já que o cabo acoplado fica posicionado a frente da antena e somente parte do sinal radiado é acoplado no cabo.

Figura 30 – Radiação da antena proposta em (DEIBEL et al., 2006) mostrando sua polarização radial e simétrica no eixo z .



Fonte: (DEIBEL et al., 2006).

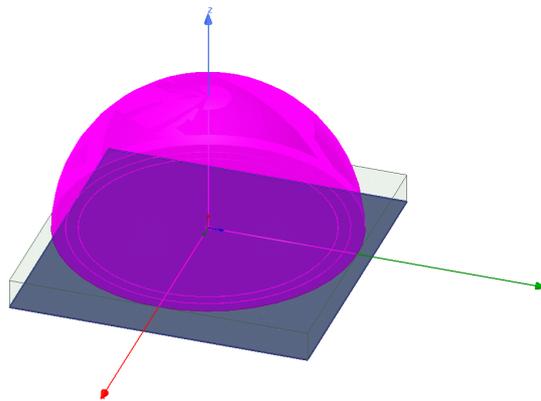
Como solução a esse problema, na parte posterior do substrato foi adicionada uma superfície elétrica condutora perfeita (PEC) com o objetivo de direcionar a radiação emitida, como pode ser visto na Figura 31, e geram resultados na Figura 40 no Capítulo 6. Dessa forma, as estruturas de direcionamento da radiação da antena são compostas pelo substrato, lente acopladora e pela superfície elétrica condutora.

5.1.3 Cenário Completo

5.1.3.1 Com Cabo de Par Trançado

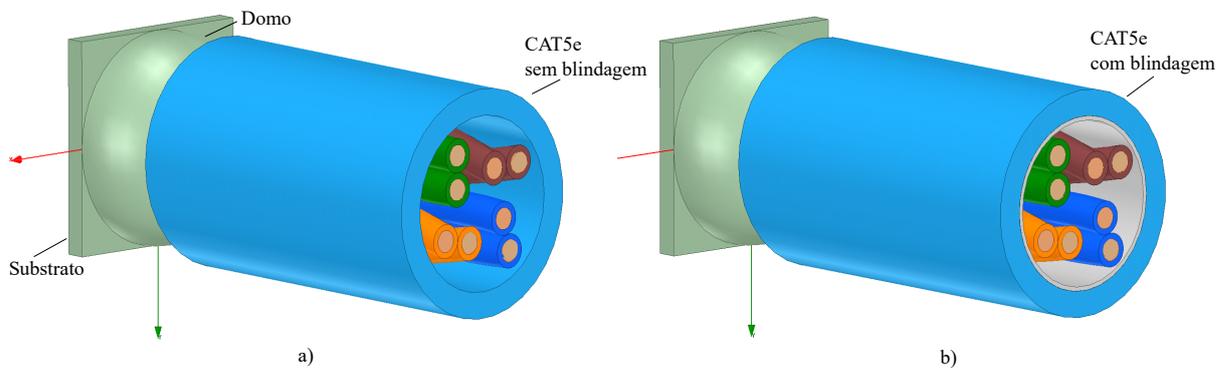
O cenário de simulação completo é composto pelas estruturas descritas nas seções anteriores, antena, substrato e domo, mais o cabo de pares trançados acoplado à estrutura, como esquematizado na Figura 32. A localização do cabo no cenário foi definida a partir de prévias análises da direção de radiação da estrutura com o domo e da intensidade do campo elétrico radiado.

Figura 31 – Antena com domo, substrato e PEC na parte posterior do substrato.



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 32 – Cenário de simulação completo. a) Cenário sem blindagem e b) Cenário com blindagem.



Fonte: Elaborada pela autora.

O cabo utilizado para simulação foi um CAT 5e (*Enhanced Category 5*) sem e com blindagem, Figura 32a e 32b respectivamente, estruturados de acordo com os padrões categoria 5 melhorada. As dimensões do cabo estão descritas na Tabela 6, de acordo com a seção transversal do cabo, como é mostrado na Figura 33.

Tabela 6 – Especificações do CAT 5e.

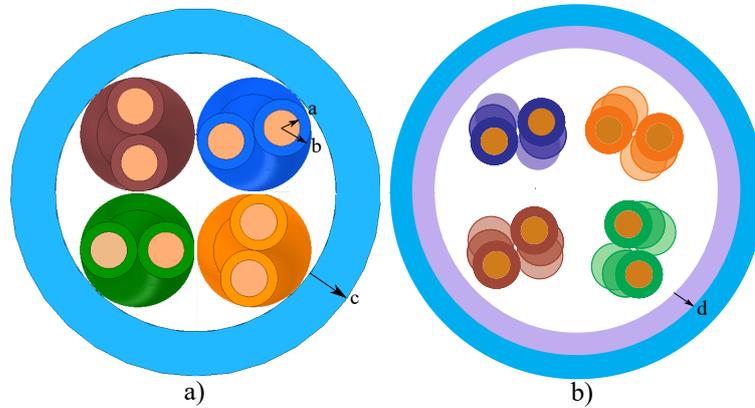
Parâmetro	Valor (mm)		Material associado
Raio do condutor (a)	0,255		Cobre
Raio do isolante (b)	0,395		Polietileno
Espessura da capa externa (c)	0,61		PVC
Comprimento do trançado (mm)	laranja	13,28	-
	marrom	12,63	-
	verde	19,21	-
	azul	17,87	-
Espessura da blindagem (d)	0,1		Alumínio

Fonte: Elaborada pela autora com dados de (SOUSA, 2018).

Neste cenário simulado, o cabo tem como objetivo servir de guia de onda para a propagação das ondas geradas pela antena. Devido às limitações computacionais, o cabo de

par trançado utilizado nas simulações tem um comprimento de 9,605 mm, representando o comprimento do par com o maior trançamento do CAT 5e.

Figura 33 – Seção transversal do par trançado a) sem blindagem e b) com blindagem.



Fonte: Elaborada pela autora.

Com o cenário de simulação completo, como mostrado na Figura 32, a simulação pode ser realizada na faixa de frequência de operação da antena que interessa ao Terabit DSL, anteriormente mencionada (0,1 até 0,3 THz). Porém, para simplificar a avaliação do acoplamento no cabo os resultados a seguir foram em termos da frequência central (0,2 THz) da faixa do TDSL.

5.2 Avaliação do desempenho da transmissão

Após o cálculo da eficiência de acoplamento, que é o principal objetivo do trabalho, é de interesse analisar, a partir das taxas previstas em Cioffi et al. (2018) e Souza et al. (2019a), a taxa agregada considerando a eficiência de acoplamento. Essa avaliação é realizada por meio da adição do parâmetro η , que representa a eficiência de acoplamento e será definido na seção 6.4, na fórmula da SNR (*Signal to Noise Ratio*) do canal.

A *SNR* pode ser definida, originalmente, pela equação 5.1, porém considerando a eficiência de acoplamento, a *SNR* foi calculada pela Equação 5.2,

$$SNR = \frac{|H|^2 \cdot P_t}{\sigma^2 + I} \quad (5.1)$$

$$SNR_{acopl} = \eta \cdot \frac{|H|^2 \cdot P_t}{\sigma^2 + I} \quad (5.2)$$

onde, a *SNR* depende do módulo da função de transferência do canal de transmissão $|H|^2$, da potência do transmissor P_t , da densidade espectral de potência σ^2 do ruído gaussiano branco aditivo (AWGN - Additive White Gaussian Noise) e da soma da potência de todas

as interferências que atingem o canal de transmissão I, além da eficiência de acoplamento $\eta\%$.

Portanto, a partir da nova SNR calculada, para prever a taxa de transmissão para o cenário do Terabit DSL e avaliar se realmente esse cenário conseguiria alcançar níveis tão altos de taxa aos usuários como previsto em (CIOFFI et al., 2018), foi utilizada a fórmula da capacidade de transmissão de Shannon, que estima a capacidade de transmissão do sinal. A capacidade de Shannon é descrita pela equação:

$$C = BW \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (5.3)$$

onde, capacidade do canal de transmissão C é função da largura de banda BW e da relação sinal ruído (SNR - *Signal to Noise Ratio*), dada por 5.2. A partir desses passos, foram calculadas as taxas agregadas para cada ponto de frequência simuladas no *software* HFSS, dentro da faixa do Terabit DSL.

Como na transmissão em sistemas DSL os dados são transmitidos via um conjunto de subcanais independentes com largura fixa Δf (i.e., utiliza-se o DMT - *Discrete Multitone Modulation*) (SOUZA et al., 2019a), a capacidade total de transmissão C_{tot} é dada por:

$$C_{tot} = \Delta f \sum_{M \in m} \sum_{K \in k} \log_2(1 + SNR_{k,m}/\Gamma) \quad (5.4)$$

onde $SNR_{k,m}$ é a relação sinal ruído por subcanal k do modo de propagação m , e as variáveis K e M representam, respectivamente, a quantidade total de subcanais e de modos de propagação da transmissão. O fator 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 (SOUZA et al., 2019a).

6 Resultados

Neste capítulo são analisados os resultados gerados a partir dos cenários construídos, como explicados no capítulo 5, no *software* de simulação HFSS. É válido destacar que os resultados foram obtidos a partir das simulações realizadas em uma máquina com 2 processadores de 3,10 GHz e memória RAM de 128 Gbytes. Embora a máquina apresente um bom desempenho, as simulações nas frequências mais altas, ficam inviáveis em determinados cenários provavelmente devido a malha necessária para representar o mesmo.

6.1 Operação da Antena

O modelo da antena, como mencionado anteriormente, foi baseado no modelo proposto por (DEIBEL et al., 2006), porém a antena foi simulada variando alguns parâmetros para o funcionamento de acordo com o sistema Terabit DSL e de acordo com o método de acoplamento escolhido, que atinge melhores resultados entre 0,1 a 0,5 THz (ZHENG et al., 2013). Portanto, a antena é projetada pra uma faixa de frequência entre 0,1 e 0,3 THz.

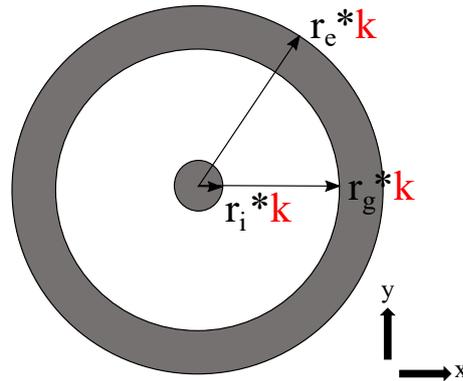
Dessa forma, para o ajuste da faixa de operação da antena (frequência de ressonância) e melhoria dos parâmetros de propagação de sinal, foram realizadas simulações variando os parâmetros abaixo:

- Variação das dimensões da estrutura proporcionalmente;
- Variação da impedância da porta.

Foi realizada primeiramente a variação da dimensão da antena, partindo das dimensões propostas do artigo base, descritas na Tabela 5. Portanto, a variação foi feita a partir da multiplicação de todas as dimensões por uma constante k , como esquematizado na Figura 34.

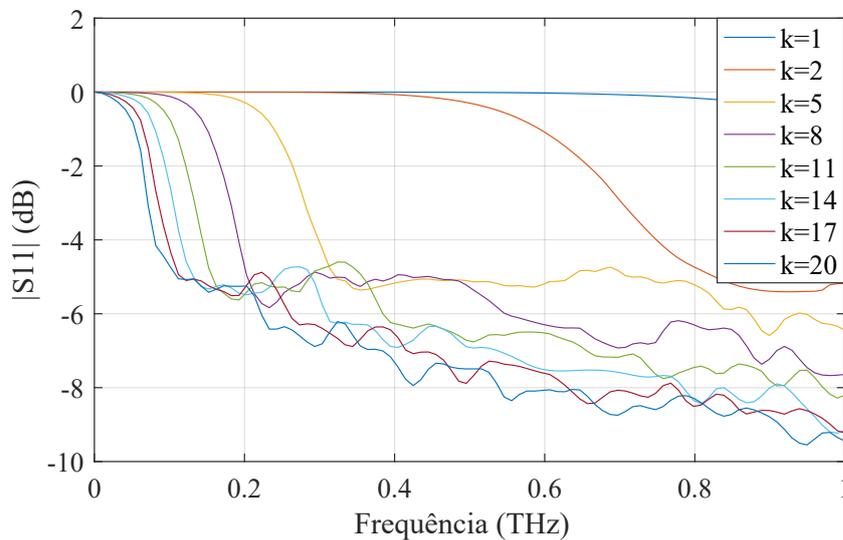
A constante k foi variada até que a faixa de frequência desejada fosse atingida. Para isso, nas simulações realizadas foram adotados para k os valores de 1, 2, 5, 8, 11, 14, 17 e 20. Tendo conhecimento que a faixa de frequência desejada era de 0,1 THz a 0,3 THz, o valor mais adequado para k foi de 20. A escolha de $k = 20$ pode ser analisada na Figura 35, em que o $|S_{11}|$ já decai para níveis mais baixos em 0,1 THz.

Partindo da determinação de k igual a 20, foi realizada a variação da impedância da porta para determinar o valor de impedância da antena, a partir do parâmetro de espalhamento ($|S_{11}|$). O *software* de simulação HFSS utiliza como valor padrão de impe-

Figura 34 – Parâmetro k multiplicativo da antenna ideal.

Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 35 – Variação da dimensão da antenna mantendo a proporção.



Fonte: Elaborada pela autora.

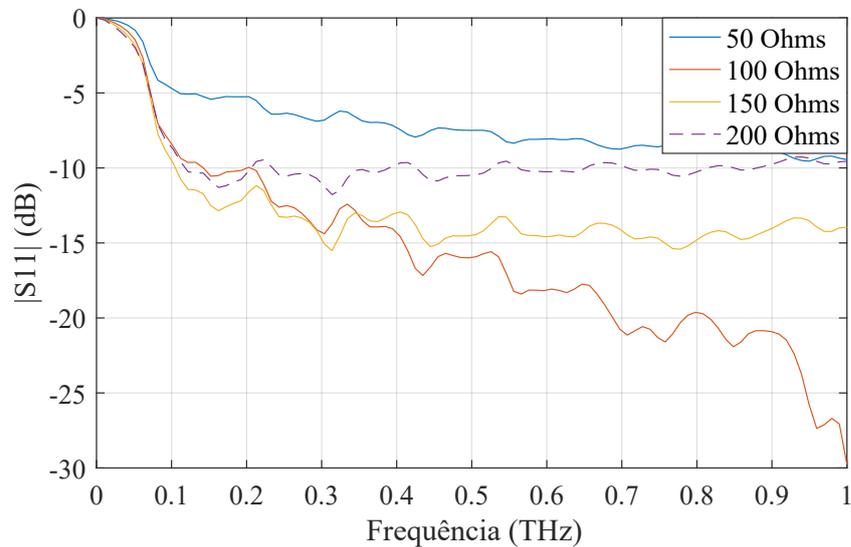
dância em suas simulações o valor de 50 Ohms, porém para a antena simulada esse valor não retorna níveis adequados de $|S_{11}|$ desejados para propagação. Mais especificamente, o nível não fica menor que -10 dB, definido como sendo o nível mínimo para propagação (DOLATSHA et al., 2017).

No *software* é possível realizar essa variação através do ajuste da impedância da *lumped port*, alimentada com 1 Watt, utilizada na simulação. A impedância foi variada realizando um *sweep* desde o valor de 50 Ohms até o valor em que o nível do parâmetro de espalhamento se tornasse adequado.

Na Figura 36, é possível notar que a variação de impedância não altera a faixa de frequência de operação, como ocorreu com a variação da dimensão, e sim o nível do parâmetro $|S_{11}|$. A medida que esse parâmetro foi sendo alterado, a curva do $|S_{11}|$ foi ficando abaixo de -10 dB, na frequência de operação desejada. Alcançado um determinado valor, nota-se que o $|S_{11}|$ começou a voltar para níveis superiores a -10 dB, como aconteceu

com a curva de 200 Ohms. Dessa forma, pode-se admitir que o valor anterior, equivalente a 150 Ohms, é o mais adequado, ou seja, o mais casado com a estrutura da antena. Então, determina-se que a impedância da antena é de aproximadamente 150 Ohms.

Figura 36 – Variação da impedância de acordo com a dimensão adequada da antena.



Fonte: Elaborada pela autora.

Partindo da determinação da frequência, com o parâmetro k escolhido igual a 20 e com os níveis adequados de $|S_{11}|$ para propagação, a antena utilizada para as próximas simulações fica com todas as suas dimensões multiplicadas pelo parâmetro k e impedância de 150 Ohms. As novas dimensões da antena são descritas na Tabela 7.

Tabela 7 – Novas dimensões da antena simulada.

Parâmetros	Valores
Raio do eletrodo interno (R_i)	50 μm
Raio do gap (R_g)	2,05 mm
Raio do eletrodo externo (R_e)	2,25 mm
Espessura da estrutura	0,035 μm

Fonte: Elaborada pela autora.

Sumarizando as alterações realizadas na estrutura da antena original, proposta em (DEIBEL et al., 2006), foi possível perceber que:

- Variação proporcional da dimensão da antena: Essa alteração mostrou que a variação da dimensão da antena influencia na faixa de frequência de operação, sendo possível se ajustar aos pré-requisitos de frequência do cenário Terabit DSL;
- Ajuste da impedância da excitação: O ajuste desse parâmetro retornou como resultado a alteração do nível do parâmetro $|S_{11}|$, quanto melhor ajustado melhores os resultados das curvas (<-10 dB).

6.2 Lente acopladora e Substrato

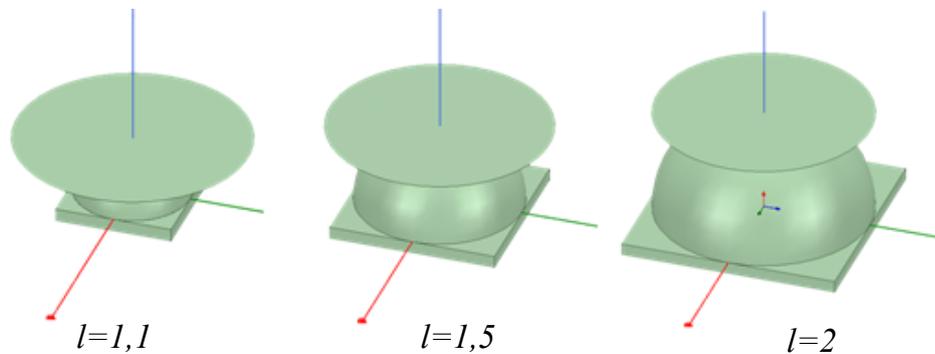
6.2.1 Definição da dimensão

Como já discutido, o objetivo do substrato e do domo é focalizar o campo para o cabo que será acoplado posteriormente, no entanto, para o cenário utilizado em (DEIBEL et al., 2006) o substrato e a lente acopladora estão com dimensões adequadas para atender as necessidades das dimensões originais da antena descritas na Tabela 5.

Adaptando essas estruturas para o cenário proposto nessa dissertação, foi avaliado qual a dimensão mais adequada para essas estruturas com a “nova” dimensão da antena, a partir de uma avaliação da concentração do campo elétrico da seção transversal na saída do domo. Nessa análise, uma constante l foi definida, da mesma forma que a constante k , para variar proporcionalmente as dimensões do domo e substrato.

Considerando que as dimensões originais de domo e substrato utilizados em Deibel et al. (2006) eram menores que o raio do eletrodo externo da antena alterada, a variação partiu de uma dimensão mínima para essas estruturas, de forma que a antena ficasse contida dentro delas. Portanto, foram estabelecidos 3 valores de l : $l = 1,1$, $l = 1,5$ e $l = 2$, as dimensões podem ser vistas esquematicamente na Figura 37.

Figura 37 – Variação da dimensão das estruturas do domo e substrato de acordo com o parâmetro l .

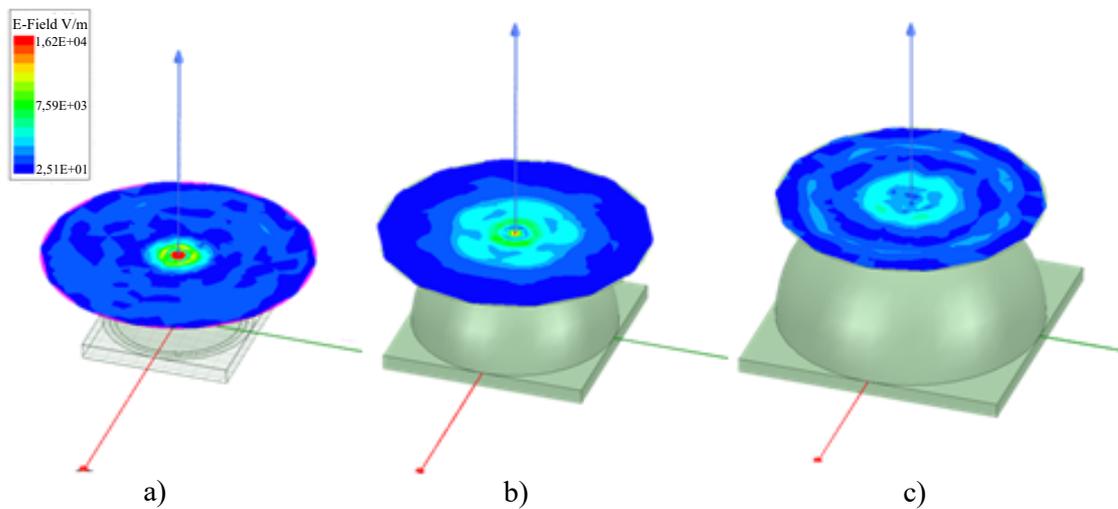


Fonte: Elaborada pela autora.

Como já mencionado, uma superfície foi colocada bem na saída da estrutura para avaliar a concentração do campo. Essa análise foi feita tanto visualmente, a partir do *plot* do campo na superfície na Figura 38, como pela ferramenta disponibilizada pelo simulador “*Field calculator*”, a qual a partir da equação da potência média na superfície, descrita na Equação 6.1, calcula o nível do campo na seção, demonstrando para qual l os resultados são melhores.

$$P_{med} = \frac{1}{2} \int Re \frac{1}{Z} (|E_x|^2 + |E_y|^2) dA \quad (6.1)$$

Figura 38 – Seções para medição da concentração do campo para as diferentes dimensões de l . a) $l = 1,1$ b) $l = 1,5$ c) $l = 2$.



Fonte: Elaborada pela autora.

A partir do cálculo disponibilizado pelo HFSS, o valor de potência média em cada seção para as variações de l estão descritos na Tabela 8.

Tabela 8 – Potência média na seção de saída para a variação do parâmetro l .

l	Potência média (W)
1,1	0,6018
1,5	0,4493
2	0,4215

Fonte: Elaborada pela autora.

Com os resultados de potência média na seção da saída do domo obtidos nas simulações, determinou-se que a dimensão mais adequada para o domo e substrato foi de $l = 1,1$ já que alcançou o maior valor de potência média, de 0,6018, e concentrou mais o campo como é claramente observado na Figura 38.

Para $l = 1,1$ as “novas” dimensões do raio domo e largura do substrato foram de 2,475 mm e 4,95 mm, respectivamente. O raio do domo e a largura do substrato foram alterados de acordo com a variação de l , mas a espessura do substrato foi mantida.

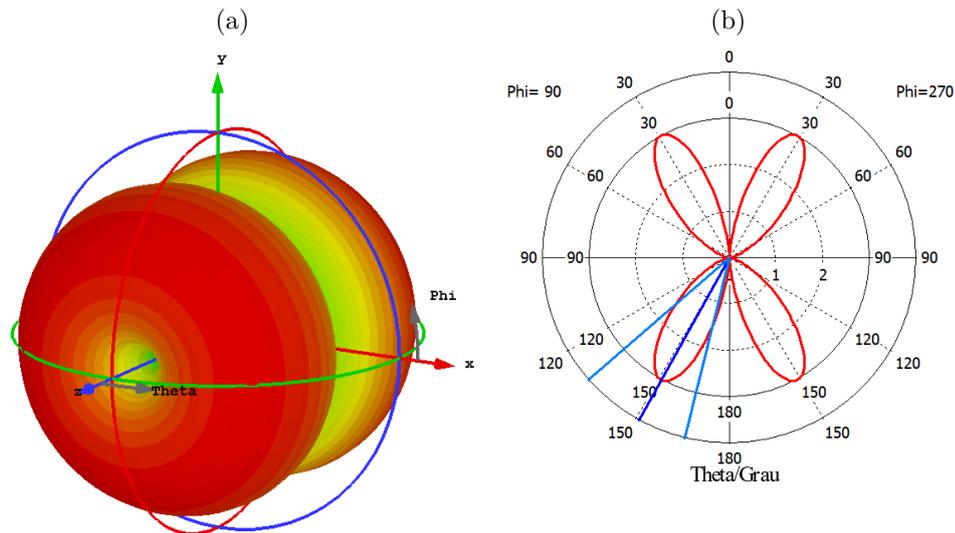
6.2.2 Análise do campo distante e diagrama de radiação

A partir da antena modificada para o cenário Terabit DSL, com frequência de operação ajustada e dimensões adequadas das estruturas acopladoras, pode-se analisar as regiões do campo eletromagnético entorno da antena transmissora (*Farfield*) e o diagrama de radiação no plano y - z .

Como mencionado na seção 5.1.2, a antena proposta em (DEIBEL et al., 2006) tem como característica ser uma antena com polarização radial com simetria cilíndrica

no eixo z . Essa configuração pode ser analisada a partir dos resultados de simulação no HFSS da antena com a configuração original na Figura 39, que em (DEIBEL et al., 2006) é descrita como um modo de propagação em formato de "donut" ao longo do eixo z .

Figura 39 – (a) *Farfield* da antena simulada em 0,3 THz, no espaço-livre. (b) Padrão de radiação da antena com polarização radial em 0,3 THz no plano y - z .



Fonte: Elaborada pela autora.

Sabendo dessa característica e considerando que a polarização radial da antena é de extrema importância para os guias de ondas cilíndricos, era necessário avaliar se a anexação da superfície condutora, mencionada na seção 5.1.2, influenciaria nessa configuração. Portanto, as simulações do *Farfield* foram realizadas na frequência intermediária da faixa do Terabit DSL, mais especificamente em 0,2 THz.

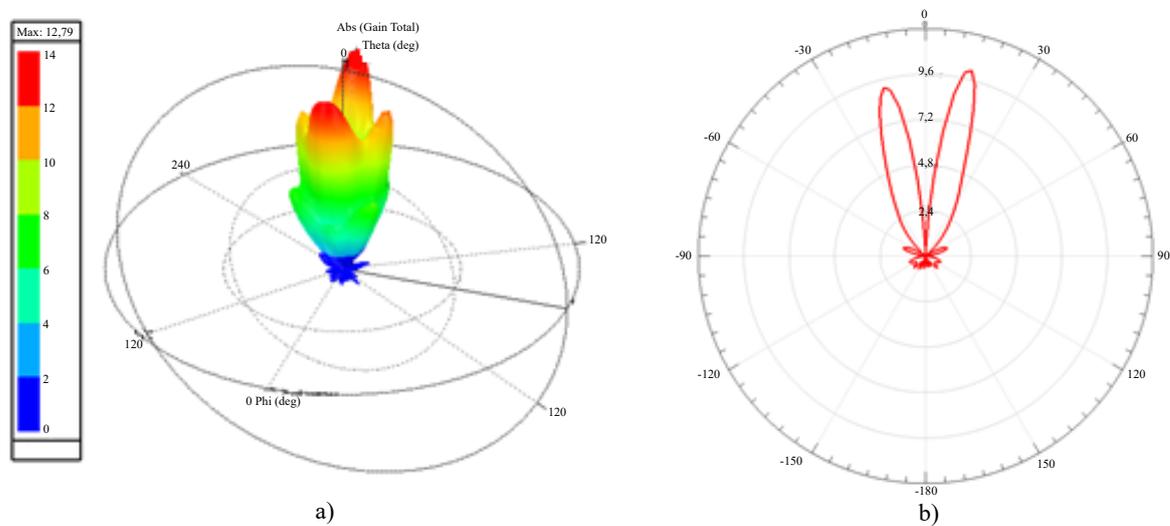
Como pode ser visto na Figura 40a a distribuição de campo eletromagnético, *Farfield*, e o diagrama de radiação na Figura 40b da estrutura manteve sua configuração radial porém direcionada somente no eixo z positivo. Esse resultado era exatamente o que era esperado, uma vez que a polarização se manteve adequada e foi evitada a perda de sinal para o lado oposto de propagação, simetria no eixo z , que não era de interesse ao cenário.

6.3 Posicionamento do cabo

Como mostrado na Figura 32, o cenário completo é formado pela antena, substrato, domo e par trançado acoplado à estrutura. Portanto, foram feitas avaliações para determinar qual a melhor posição do cabo de par trançado em relação a estrutura já montada.

Assim, para posicionar a seção inicial do centro do par trançado, foram determinadas três posições variando no eixo z . A primeira posição foi em 0,1 mm, bem próxima da antena, a segunda foi escolhida para ser uma região intermediária localizada na metade do

Figura 40 – a) *Farfield* da antena e b) Diagrama de radiação da antena com domo, substrato e PEC na parte posterior do substrato.



Fonte: Elaborada pela autora.

raio do domo, 1,2375 mm, e a última posição foi em 2,475 mm, a qual está bem na saída do domo.

A medição do campo elétrico (E) foi feita em relação ao eixo z para avaliar tanto o acoplamento no par trançado quanto o guiamento na estrutura. Essa análise foi feita considerando desde a seção de acoplamento do par trançado (Pi) até o comprimento final do par (Pf), o resultado pode ser avaliado na Tabela 9.

Tabela 9 – Nível do campo elétrico no início e final do cabo de par trançado.

	Posição	Magnitude de E em Pi (V/m)	Magnitude de E em Pf (V/m)
Com cabo	$z = 0,1$ mm	6672	218,5
	$z = 1,2375$ mm	2756	1339
	$z = 2,475$ mm	3274	1901

Fonte: Elaborada pela autora.

A partir dessa avaliação, podemos perceber que a posição que tem melhor desempenho é quando o cabo está localizado na saída do domo, garantindo intensidades de campo de 3274 V/m em Pi e 1901 V/m em Pf , demonstrando que além do sinal acoplar de forma eficaz nessa posição ele é melhor guiado ao redor da estrutura.

A partir das considerações das seções anteriores, o cabo completo, com quatro pares trançados e revestimento externo, foi acoplado à estrutura como esquematizado na Figura 32. O centro do cabo foi posicionado na saída do domo, mais especificamente, nas coordenadas $(x,y,z)=(0, 0, 2.475)$ mm.

6.4 Análise da Eficiência de Acoplamento

O objetivo dessa análise é avaliar a eficiência de acoplamento entre a antena e o cabo CAT 5e, considerando dois cenários diferentes: com CAT 5e sem blindagem e com CAT 5e blindado. Nesta análise, tornou-se possível determinar qual a configuração de cabo mais adequada à antena utilizada e o quanto cada cabo consegue acoplar de sinal. À priori, todos os valores calculados foram para a frequência intermediária do cenário Terabit DSL de 0,2 THz.

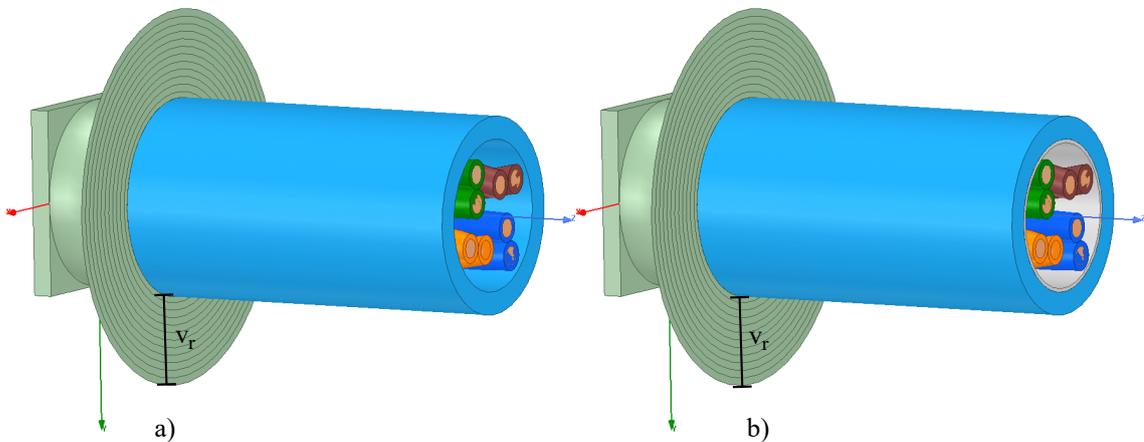
Para realizar essa análise, foram dispostas seções de medição para determinar a potência média em cada plano, a partir da Equação 6.1, e posteriormente calcular a eficiência de acoplamento, a partir da Equação 6.2,

$$\eta = \frac{P_{(med,P_i)}}{P_{(med,P_o)}} \quad (6.2)$$

na qual η é a eficiência de acoplamento, $P_{(med,P_i)}$ é a potência média no plano de acoplamento do CAT 5e e $P_{(med,P_o)}$ é a potência no plano da antena. Essa modo de analisar o acoplamento foi baseado no descrito em (ZHENG et al., 2013).

Como em (ZHENG et al., 2013) o guia de onda utilizado não é um par trançado e possui dimensões diferentes, foi necessário determinar qual o raio mais adequado para a seção da medição. Para isso, foi realizada uma simulação fazendo uma varredura na dimensão do raio da seção iniciando por uma dimensão igual ao raio do cabo até uma dimensão tal que o valor potência média na seção de medição não apresentassem variações significativas, como esquematizado na Figura 41, que mostra que para seções com raios superiores a 6,2 mm o valor se estabiliza.

Figura 41 – Determinação da seção de medição a partir da variação do raio da seção. a) Cenário sem blindagem b) Cenário com blindagem

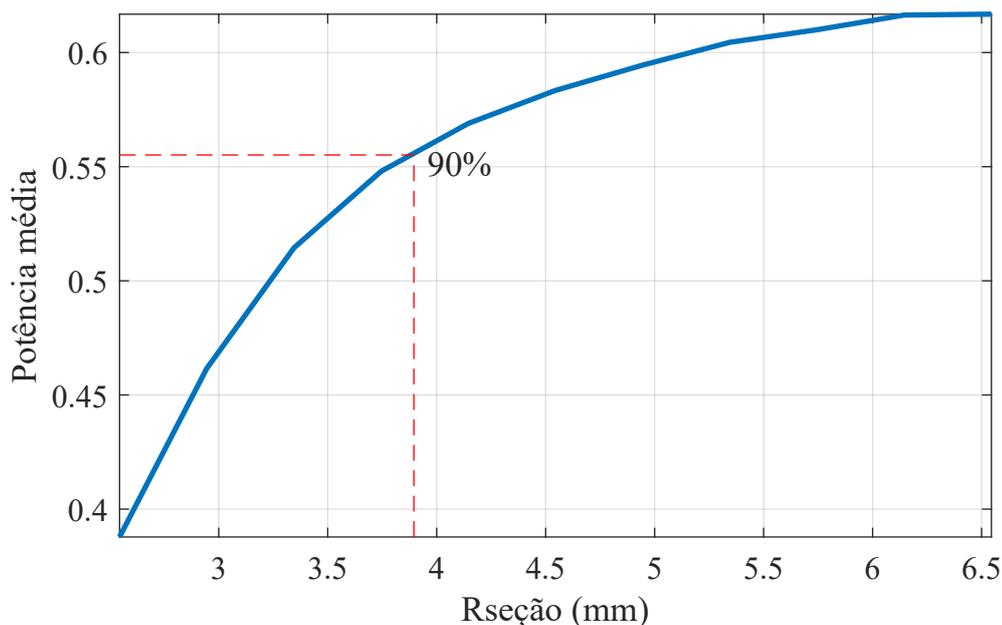


Fonte: Elaborada pela autora.

Em cada seção de raio, foi calculada a potência média, de acordo com a Equação

6.1, e então para determinar qual a seção adequada para medição foi estabelecido que quando o valor de potência média chegasse a 90% do valor máximo de potência medido, o raio da seção de medição era o adequado (WILTSE, 2006). Na Figura 42 é possível observar a potência média na seção de medição em função da variação do raio da seção, de modo que o valor equivalente a 90% do valor total é o raio de dimensão 3,8952 mm.

Figura 42 – Análise da potência média no CAT 5e sem blindagem a partir da variação do raio da seção de medição.



Fonte: Elaborada pela autora.

Essa simulação foi realizada para o cenário com o cabo não blindado, uma vez que, no cenário com blindagem, o campo fica praticamente todo confinado internamente à estrutura da blindagem. Dessa forma, o raio da seção de medição para o cabo CAT 5e com blindagem foi adotado como sendo o mesmo do cenário sem blindagem.

6.4.1 Determinação da eficiência de acoplamento para os cenários

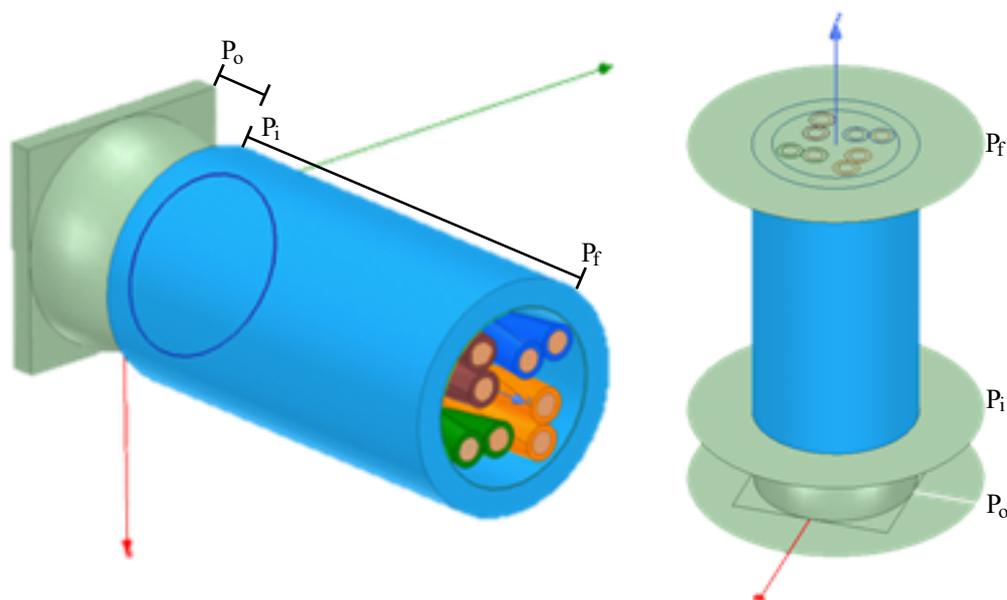
Após a determinação da dimensão da seção de medição, foram dispostos os três planos de medição P_o , P_i e P_f , seção da saída da antena, seção de acoplamento do CAT 5e e seção no comprimento do cabo, respectivamente. As coordenadas de cada ponto estão especificadas na Tabela 10 e esquematizadas na Figura 43.

Tabela 10 – Coordenadas das posições das seções de medição.

Posição	Coordenadas (x,y,z) mm
P_o	(0, 0, 0,1)
P_i	(0, 0, 2,475)
P_f	(0, 0, 12,08)

Fonte: Elaborada pela autora.

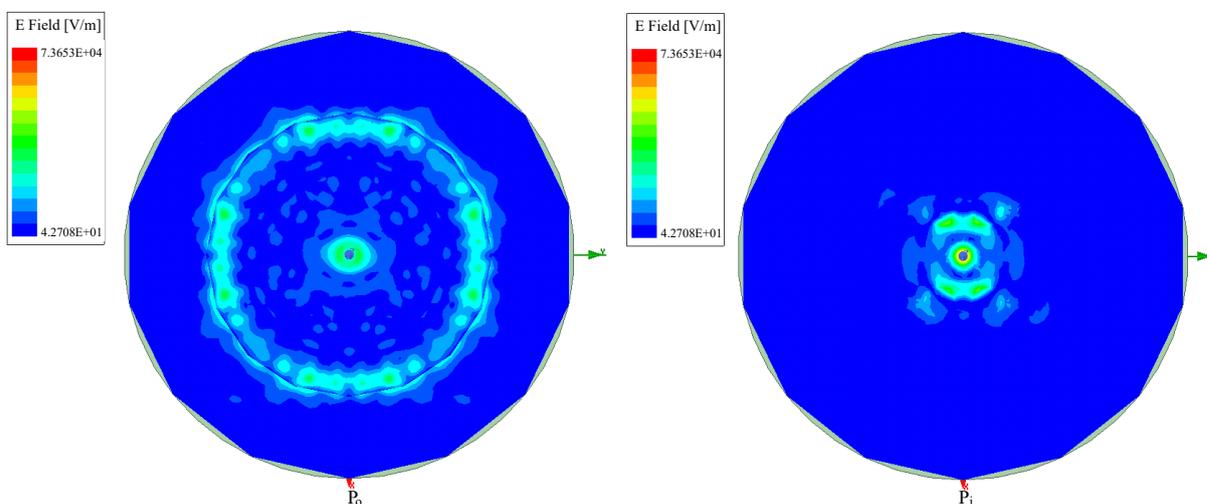
Figura 43 – Posição das seções de medição.



Fonte: Elaborada pela autora.

No primeiro cenário, composto pelo cabo CAT 5e sem blindagem, a análise do acoplamento foi feita a partir medição da potência média nas seções P_o e P_i , com as coordenadas descritas na Tabela 10, que são os planos da antena e de acoplamento, respectivamente. Utilizando as ferramentas do *software* e se baseando no cálculo da potência média em uma superfície por meio da Equação 6.1, os valores obtidos nos planos P_o e P_i foram de $0,6735\text{ W}$ e $0,4164\text{ W}$, em seguida o acoplamento, em porcentagem ($\eta \cdot 100\%$), foi calculado a partir da Equação 6.2 de modo que a eficiência de acoplamento entre os planos atingiu $61,82\%$ para a frequência de $0,2\text{ THz}$. A concentração do campo pode ser vista na Figura 44.

Figura 44 – Concentração do campo elétrico nas seções P_o e P_i no cenário sem blindagem.



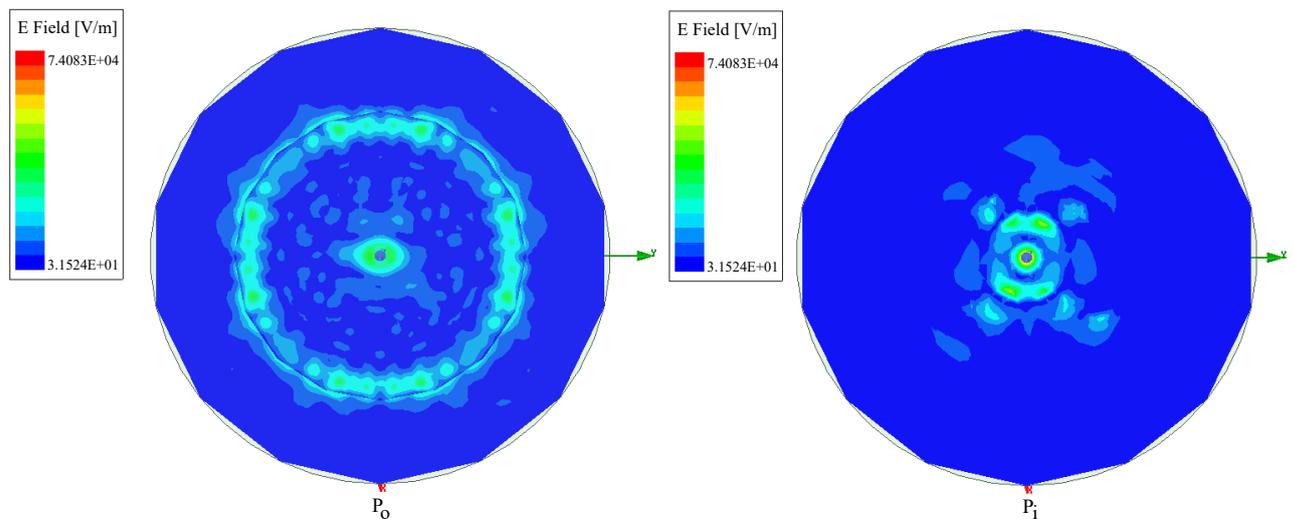
Fonte: Elaborada pela autora.

Na Figura 44 é possível notar que o campo radiado pela antena é confinado na estrutura do cabo, tanto ao redor dos condutores como no centro do cabo, ou seja, como no cabo de par trançado os pares trançados giram entorno do centro o campo fica confinado nesse espaço, como um guia de onda oco. Percebe-se que a presença do cabo evita a dispersão do campo, fazendo com que o campo elétrico permaneça em volta do cabo.

O segundo cenário foi composto pelo cabo CAT 5e com blindagem como descrito na seção 5.1.3. A análise do acoplamento foi feita da mesma forma realizada para o cenário sem blindagem, considerando os planos de medição de potência média na mesma localização utilizada para o cenário anterior.

Utilizando as mesmas ferramentas e cálculos utilizados para obter os resultados para o cenário sem blindagem, com cabo blindado, os valores obtidos nos planos P_o e P_i foram de $0,6612 W$ e $0,3792 W$, em seguida o acoplamento foi calculado, também, a partir da Equação 6.2 de modo que a eficiência de acoplamento entre os planos atingiu $57,34\%$, para a frequência de $0,2 THz$. A concentração do campo de ser vista na Figura 45.

Figura 45 – Concentração do campo elétrico nos plano P_o e P_i no cenário com blindagem.



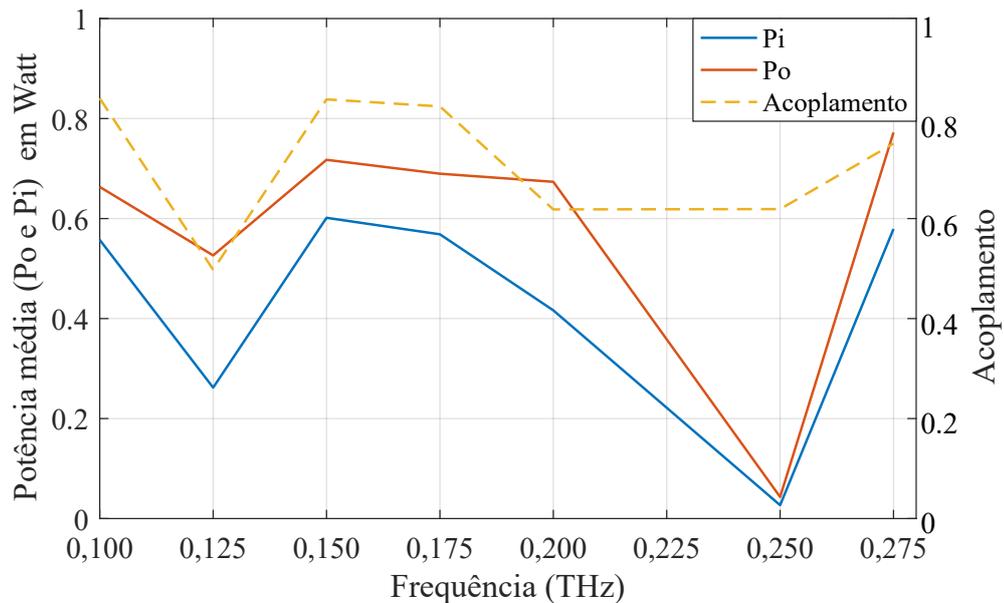
Fonte: Elaborada pela autora.

A partir dessa análise, notou-se que apesar de apresentarem níveis muito próximos, o cabo de par trançado sem blindagem, acopla de forma mais eficiente o campo eletromagnético gerado pela antena, o que talvez aconteça devido ao posicionamento do cabo no cenário, uma vez que o ponto focal da lente utilizada não foi, de fato, considerado. Como mostrado na Figura 44 e 45, a configuração do campo tanto em P_o quanto em P_i são muito semelhantes.

Além da avaliação do acoplamento na frequência central do cenário Terabit DSL, $0,2 THz$, foi feita uma análise do acoplamento em toda a faixa de frequência, ou seja, desde $0,1$ até $0,3 THz$. Por motivos computacionais, ou seja, a capacidade da máquina

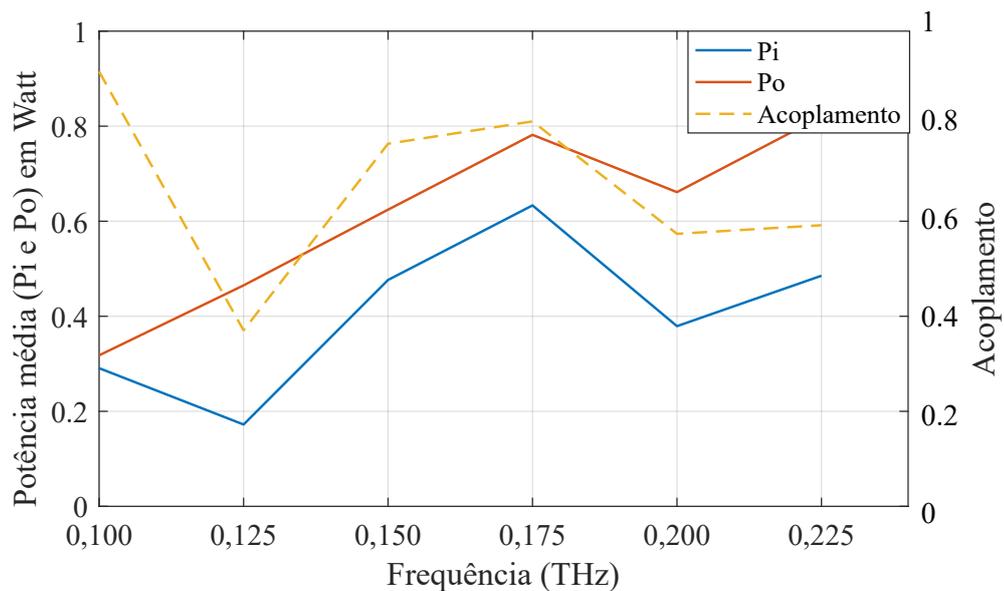
utilizada não foi necessária, esse acoplamento não foi calculado em todos os pontos da frequência, e sim somente de 25 em 25 GHz, não sendo possível obter o valor em 0,3 THz. O resultado do acoplamento ao longo da frequência para o cabo sem e com blindagem pode ser observado na Figura 46 e Figura 47, respectivamente.

Figura 46 – Variação do acoplamento em função da frequência e níveis de potência média do cabo sem blindagem.



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 47 – Variação do acoplamento em função da frequência e níveis de potência média do cabo com blindagem.



Fonte: Elaborada pela autora.

A partir da análise das Figuras 46 e 47, é possível notar que o acoplamento no cabo de par trançado é bastante variável a medida que a frequência também varia. Para

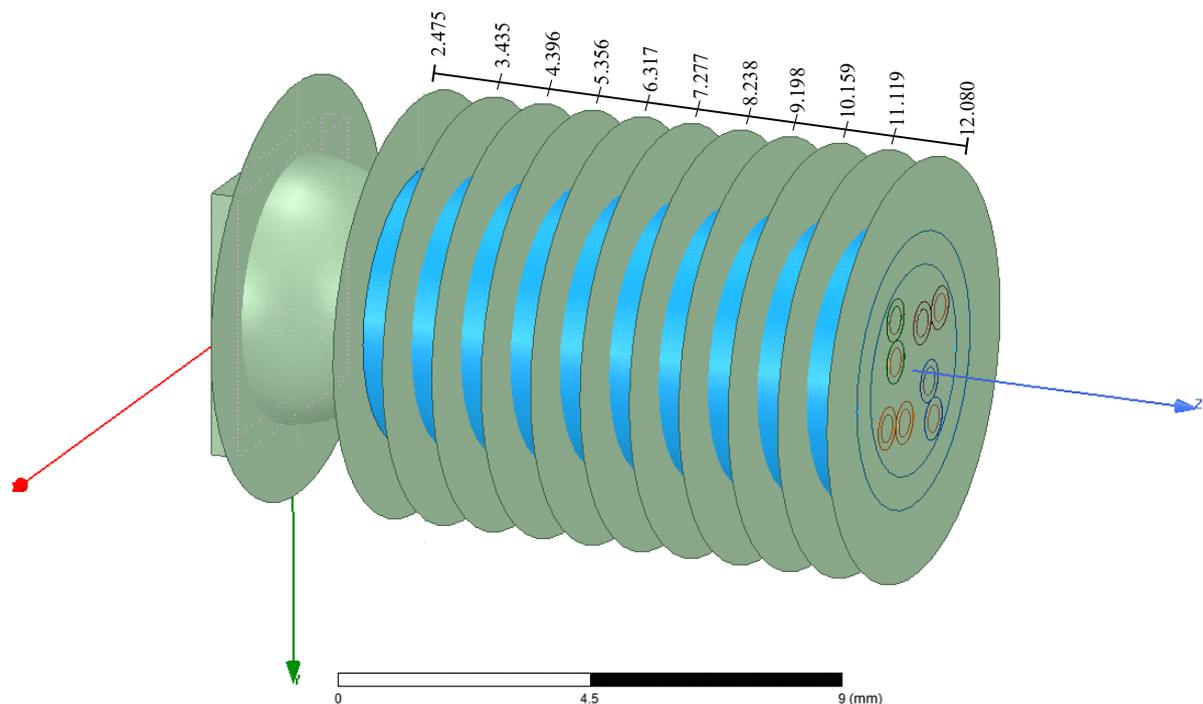
ambos os cenários, os maiores valores de acoplamento obtidos ficaram entre a faixa de 0,125 THz e 0,175 THz, além do valor de 0,1 THz que também apresentou valores elevados de acoplamento. Para o cenário sem blindagem, o máximo acoplamento obtido foi para o valor de 0,15 THz com um acoplamento de 83,83% e para o cenário com blindagem o máximo acoplamento foi obtido em 0,175 THz com 81% de acoplamento.

É importante destacar que apesar dos valores de acoplamento estarem em níveis acima de 50%, em alguns pontos o valor de potência média são extremamente baixos, como por exemplo em 0,25 THz no cenário sem blindagem. Portanto, em uma transmissão real seria interessante avaliar uma antena que obtivesse potências em níveis adequados em toda a banda de frequência, ou então utilizar a antena simulada somente para cenários que não incluam esses pontos com potências baixas.

6.5 Análise do Guiamento nos cabos

Além de avaliar a eficiência de acoplamento em ambos os cenários, foi avaliada a intensidade do campo eletromagnético ao longo do cabo, ou seja, se além do campo acoplar na seção P_i , o cabo conseguia guiar o campo elétrico até a seção P_f e o quanto de potência estava disponível no final do comprimento do cabo simulado. Dessa forma, assim como esquematizado na Figura 48, foram dispostas seções de medição para avaliar como a potência decaía ao longo do cabo e qual a relação de potência entre a seção P_i e a seção P_f .

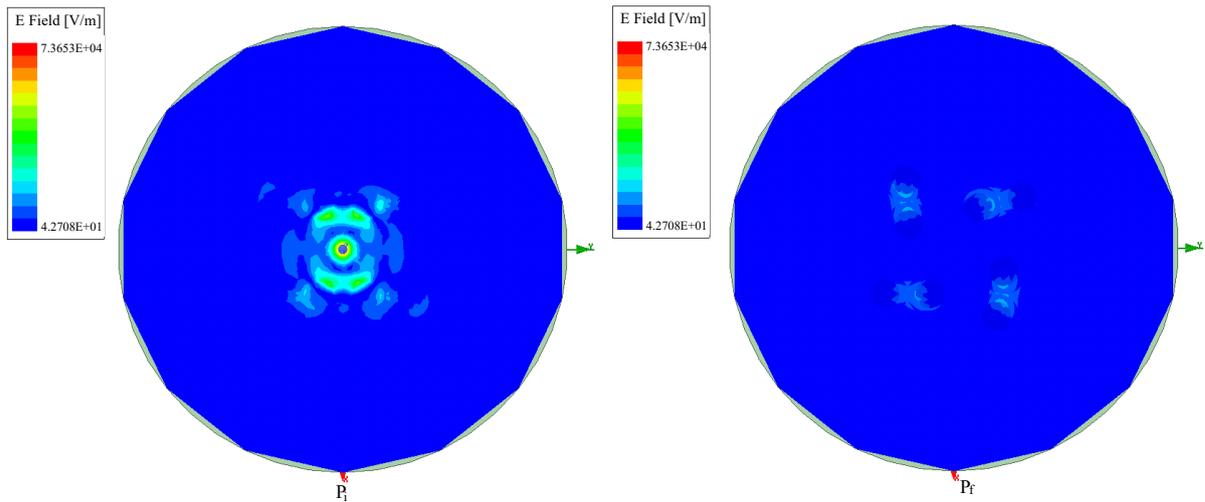
Figura 48 – Seções de medição de potência ao longo do cabo.



Fonte: Elaborada pela autora.

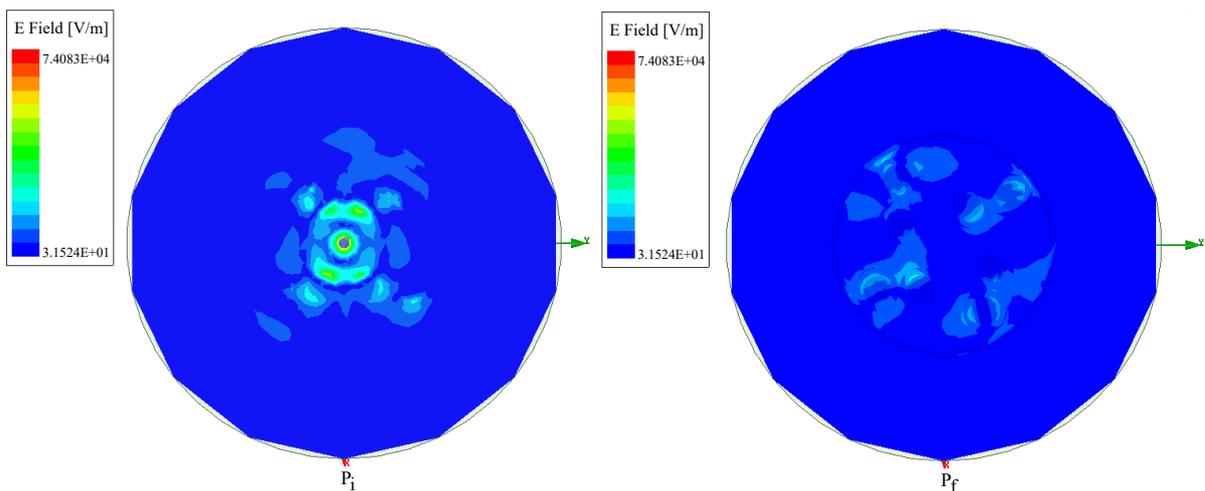
Utilizando a mesma equação utilizada anteriormente para calcular a potência média na seção P_o , P_i e P_f , foi calculada para cada plano disposto a potência média e a relação de potência, P_f/P_i , tanto para o cenário com o cabo sem blindagem como para o cenário com blindagem. Os resultados de potência média nos planos P_i e P_f estão dispostos na Tabela 11 e as distribuições do campo elétrico nas Figuras 49 e 50 para os cenários sem e com blindagem, respectivamente.

Figura 49 – Concentração do campo elétrico nos plano P_i e P_f no CAT 5e sem blindagem.



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 50 – Concentração do campo elétrico nos plano P_i e P_f no CAT 5e com blindagem.



Fonte: Elaborada pela autora.

Analisando a potência média em cada plano de medição disposto, como esquematizado na Figura 48, foi possível acompanhar o decaimento dessa potência ao longo do comprimento do cabo. Esse resultado está exposto na Figura 51, onde é possível realizar a comparação do decaimento de potência média entre os dois cenários simulados.

Tabela 11 – Potência média nos planos P_i e P_f dos cenário com e sem blindagem.

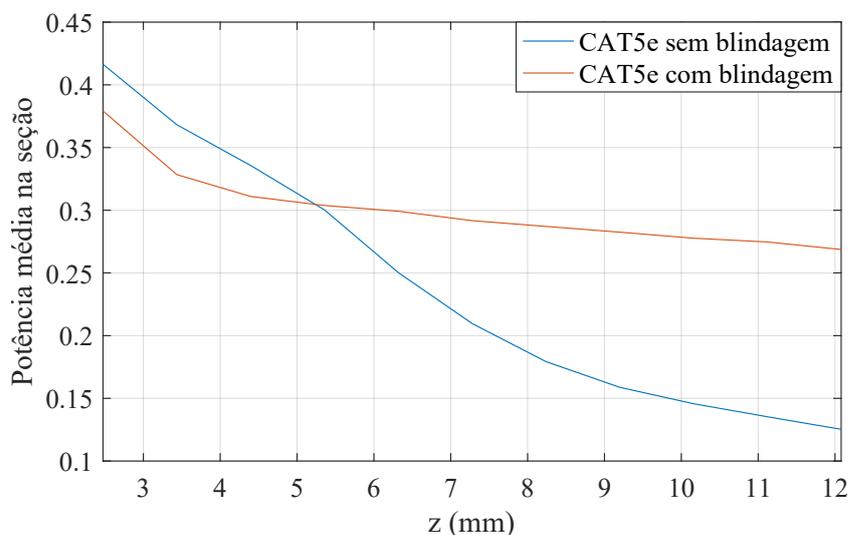
	Cenário	
	Sem blindagem	Com blindagem
P_{méd} P_i (W)	0,4146	0,3792
P_{méd} P_f (W)	0,1253	0,2732
Relação P_f/P_i (dB)	-5,1970	-1,4242

Fonte: Elaborada pela autora.

De acordo com os resultados obtidos nas Figuras 49, 50, 51 e Tabela 11, torna-se possível analisar qual o cabo mais adequado, ou seja, em qual dos cabos (CAT 5e sem blindagem e CAT 5e com blindagem) a maior eficiência é atingida para o guiamento do sinal. Dessa forma, a Figura 51, que mostra o decaimento da potência ao longo do cabo para ambos os cenário deixa nítido que apesar do cabo sem blindagem acoplar um nível mais baixo de potência em sua estrutura, na seção P_i , o guiamento ao longo de seu comprimento é muito mais eficiente, de forma que o cabo sem blindagem perde cerca de 70% do sinal acoplado, enquanto o CAT 5e com blindagem perde menos de 30% do sinal acoplado. Em dB o cenário sem blindagem tece uma perda de 5,197 dB e o cenário com blindagem uma perda de 1,4242 dB.

Portanto, além de avaliar se o cabo acopla de forma eficiente na seção P_i , é importante avaliar se essa energia é conservada ao longo do comprimento do cabo, já que nas redes DSL os cabos de pares trançados ainda percorrem por vários metros até entregar os dados aos usuários. Das Figuras 49, 50 também é possível visualizar que a presença dos cabos realmente guias o campo em sua estrutura, uma vez que sem a presença deles no cenário o campo eletromagnético estaria disperso no espaço-livre.

Figura 51 – Potência média nas seções de medição ao longo do cabo sem blindagem.



Fonte: Elaborada pela autora.

É possível analisar que o cenário com blindagem consegue guiar de forma mais

adequada o sinal, apesar da sua eficiência de acoplamento ser menor. Isso ocorre devido a blindagem conseguir confinar melhor o campo elétrico em sua estrutura, diferente do cabo sem blindagem, que apesar de acoplar o sinal ele sofre mais com a dispersão do campo no espaço.

6.6 Desempenho da Transmissão

A partir dos passos descritos na seção 5.2 da metodologia, o desempenho do canal foi avaliado a partir da capacidade de Shannon, de acordo com a Equação 5.4. Alguns parâmetros necessários pré-definidos para o cálculo da taxa estão descritos na Tabela 12, com dados retirados de (SOUZA et al., 2019a).

Tabela 12 – Parâmetros utilizados para o calcular a taxa.

Parâmetro	Valor
Número total de subcanais K	4096
Máximo de bits por subcanal	12
Ganho de codificação (γ_c)	7,0 dB
Margem (γ_m)	6,0 dB
Potência total de transmissão (P_t)	50 dBm
Densidade espectral de potência σ^2 do AWGN	-160 dBm/Hz

Fonte: Elaborada pela autora com dados de (SOUZA et al., 2019a).

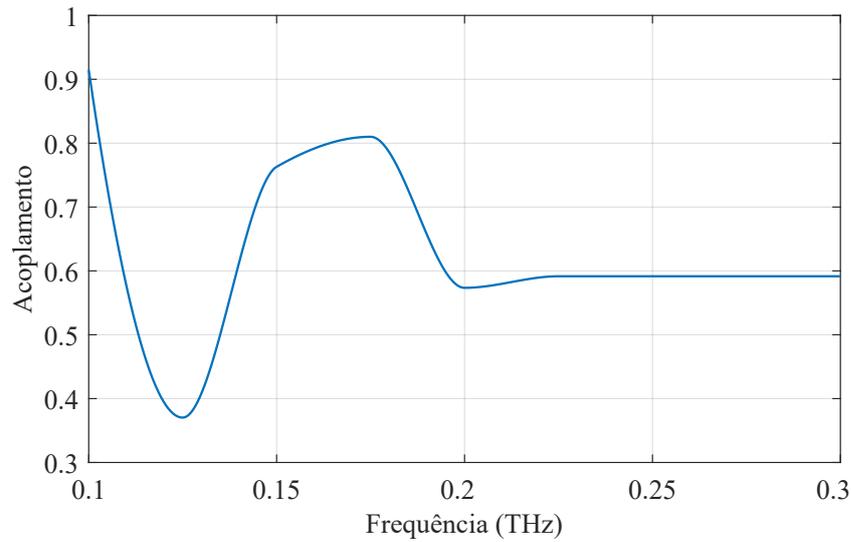
É importante destacar que essa análise foi realizada somente para o cenário com blindagem e comparada com a taxa prevista em (SOUZA et al., 2019a), que apresenta somente resultados para o cenário com blindagem.

Como descrito na Tabela 12, a quantidade de subcanais utilizados é de 4096. Porém, devido às limitações computacionais mencionadas anteriormente, não foi possível realizar uma varredura em toda a faixa de frequência do Terabit DSL, de forma que não se obteve o valor do acoplamento em 4096 pontos da frequência. Portanto, para a análise de taxa ser realizada de forma eficiente, foi feita uma interpolação na curva de acoplamento apresentada na seção 6.4.1. Com isso, chegamos a uma curva de acoplamento com um total de 4096 pontos na faixa de frequência de interesse, como mostrado na Figura 52.

Portanto, contendo os valores de acoplamento para cada ponto da faixa de frequência, 0,1 até 0,3 THz, foi possível calcular a capacidade do canal. Na Figura 53 é possível avaliar que quando o acoplamento é considerado a taxa agregada na faixa de frequência do Terabit DSL é reduzida, entretanto ainda sim alcança níveis de Terabit por segundo.

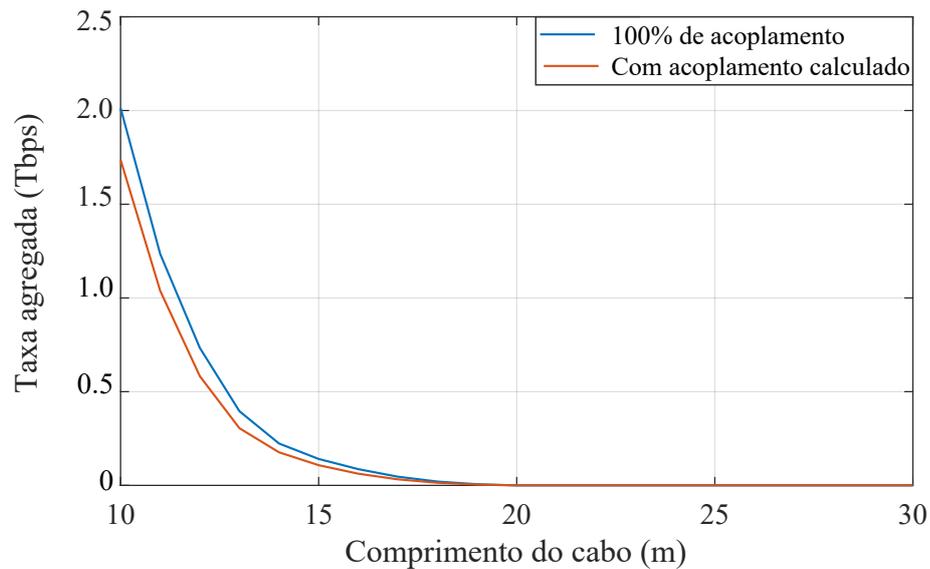
É importante destacar que as precisões de taxa realizadas nesta dissertação foram baseadas nos resultados de (SOUZA et al., 2019a), onde todos os modos de propagação no par trançado são excitados igualmente. No nosso cenário, devido a limitações do *software* HFSS, os resultados obtidos da antena não disponibilizam quais modos de propagação

Figura 52 – Gráfico do acoplamento interpolado para 4096 pontos.



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 53 – Comparação da taxa agregada para o cenário com blindagem, considerando o acoplamento calculado e a taxa prevista na literatura (100% de acoplamento).



Fonte: Elaborada pela autora.

são excitados no cabo e em qual intensidade. Portanto, a análise de taxa é somente uma previsão aproximada do valor em Tbps que pode ser alcançado.

7 Conclusões

Considerando o contexto de evolução dos sistemas de transmissão de dados por meio das redes DSL e a crescente demanda de dados que acompanha o aumento de usuários inseridos na rede, a adaptação da estrutura dos pares trançados continua sendo uma alternativa à total substituição pelas fibras ópticas. Entre essas alternativas e evoluções da rede DSL o novo conceito do Terabit DSL, é o mais novo método de aumentar ainda mais as taxas agregadas.

A proposta da tecnologia TDSL é baseada no aproveitamento de modos de maior ordem guiados na estrutura de pares trançados, em adição aos tradicionalmente usados na tecnologia DSL legada. Nesse contexto, surgem novos desafios para implementação da tecnologia TDSL, desde processamento/agregação de sinais ao acoplamento entre fonte e transmissores ao sistema de guiamento (pares trançados/modos guiados), que precisam ser mais eficientes.

Nesta dissertação foi apresentada uma avaliação do acoplamento entre um cabo de pares trançados (CAT 5e) e uma antena radial com polarização circular, avaliando, também, o guiamento na estrutura do cabo para dois cenários diferentes: um cabo de pares trançados sem blindagem e com blindagem, prevendo a taxa agregada para alguns pontos de frequência. Todas as avaliações foram realizadas no *software* de simulação HFSS em frequências na ordem próxima de terahertz, dentro do contexto do cenário Terabit DSL, que tem como proposta entregar dados em níveis de Terabit por segundo aos usuários.

O acoplamento entre a estrutura da antena e o cabo é uma análise de extrema importância quando trata da taxa entregue ao usuário, uma vez que nem toda potência radiada acopla na estrutura do par trançado. Os resultados disponíveis na literatura não levaram em conta esse aspecto, com estimativa de taxas de transmissão mais altas que as realmente suportadas. Portanto, considerando a polarização radial, a antena escolhida apresentou níveis de acoplamento bastante satisfatórios, mesmo que o acoplamento observado não tenha um comportamento uniforme ao longo da faixa de frequência, como esperado.

Resultados apresentados mostraram que para o cenário sem blindagem o acoplamento atingiu resultados mais eficientes, alcançando níveis de 83,83% na frequência de 0,15 THz, e o pior valor foi de 49,76% na frequência de 0,125 THz. No cenário com blindagem, apesar de também apresentar resultados satisfatórios, os níveis de acoplamento alcançados entre as estruturas foram mais baixos, alcançando o nível máximo de 81% na frequência de 0,175 THz, e o pior valor foi de 37,03% na frequência de 0,125 THz.

Além da análise de acoplamento, foi realizada a análise do guiamento do campo

eletromagnético ao longo do cabo. Os resultados mostraram que apesar do cabo de pares trançados sem blindagem acoplar uma parte maior do sinal, o guiamento ao longo de sua estrutura é menos eficaz, uma vez que os resultados na seção final do cabo, P_f , para a frequência central do cenário Terabit DSL (0,2 THz) são menores que a do cabo com blindagem, apresentando valores de 0,1253 e 0,2732 para os cabos sem e com blindagem, respectivamente. Representando um total de aproximadamente 70% e 30% de perda ao final do cabo para os cenários sem e com blindagem, respectivamente.

A partir das análises de guiamento realizadas, foi possível fazer uma previsão da taxa agregada aos usuários. Os resultados mostraram que apesar de não alcançar níveis tão altos como os previamente propostos na literatura, já que estes consideraram um acoplamento de 100% nos cabos, é possível concluir que o sistema Terabit DSL permite transmissão à taxas bastante elevadas. Para o cenário com blindagem, a máxima taxa alcançada foi de 1,737 Tbps para uma banda frequência de 0,1 até 0,3 THz, enquanto a taxa prevista na literatura alcançava níveis de 2,013 Tbps para uma banda frequência de 0,1 até 0,3 THz, ambos para um cabo de comprimento de 10 metros.

Em resumo, para os cenários encontrados na literatura e para os resultados obtidos nessa dissertação temos:

Tabela 13 – Resumo dos resultados obtidos e resultados da literatura.

Cenário	Acoplamento	Guiamento	Taxa	Dados obtidos na dissertação
Sem blindagem	83,83%	30,22%	-	
Com blindagem	81%	72%	1,737 Tbps	
Sem blindagem	-	-	20 Tbps	Cioffi et al. (2018)
Com blindagem	-	-	2,013 Tbps	Souza et al. (2019b)

Fonte: Elaborada pela autora.

7.1 Trabalhos Futuros

O estudo acerca do cenário Terabit DSL é novo portanto, tanto o acoplamento nos cabos de pares trançados como a propagação do campo eletromagnético ao longo dele apresentam uma gama extensa de estudos futuros a se realizar:

- Considerando que na literatura não há nenhum tipo de estudo acerca da eficiência de acoplamento entre antenas e os pares trançados, avaliar outros tipos de antenas com essas estruturas, é uma linha de pesquisa ainda em aberto;
- Da literatura, é de conhecimento que no par trançado existem modos guiados com diferentes níveis de atenuação, portanto projetar antenas que excitem os modos

com menor atenuação para alcançar taxas agregadas ainda maiores, também são propostas de trabalhos futuros;

- Avaliar como esses modos propagados no cabos se interferem e como conseguir cancelar essas interferências também precisam ser levados em consideração, do mesmo modo que as interferências do tipo NEXT e FEXT são mitigadas em cabos de pares trançados.

7.2 Artigos Publicados

A pesquisa acerca das redes DSL e alternativas em relação ao aumento da taxa agregada ao usuário por meio destas, geraram algumas publicações relacionados ao tema desta dissertação durante o mestrado, as quais foram publicadas em forma de artigos em congressos nacionais e internacionais. A seguir, os trabalhos são destacados de acordo com o ano e tipo de publicação.

Trabalhos completos publicados em anais de congressos relacionados diretamente com o tema da dissertação:

- 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.
- 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.
- 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.

Trabalhos completos publicados em anais de congressos relacionados indiretamente com o tema da dissertação, porém todos com o objetivo de aumentar a taxa em redes DSL:

- 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.
- 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.
- 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.

Referências

- AGRAWAL, A.; NAHATA, A. Coupling terahertz radiation onto a metal wire using a subwavelength coaxial aperture. *Optics express*, v. 15, p. 9022–8, 08 2007. Citado na página 55.
- BALANIS, C. A. *Antenna theory analysis and design*. [S.l.]: A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION, 2005. Citado 12 vezes nas páginas 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 53, 54 e 56.
- BORGES, G. S. *Modelagem de par-trançado para comunicações em banda larga*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Pará, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 39.
- CHUSSEAU, L.; GUILLET, J.-P. Coupling and propagation of sommerfeld waves at 100 and 300 GHz. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, v. 33, p. 174–182, 02 2012. Citado na página 55.
- 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 11 vezes nas páginas 20, 22, 23, 31, 32, 33, 36, 39, 41, 62 e 63.
- CISCO. *The Zettabyte Era: Trends and Analysis*. 2017. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 32.
- CISCO. *Cisco Annual Internet Report (2018, 2023)*. 2020. Citado na página 24.
- COLLIN, R. E. *Field theory of guided waves*. [S.l.]: New York, Toronto and London: McGraw-Hill Book Company, 1960. Citado na página 40.
- 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 22.
- 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*, v. 53, n. 12, p. 83–88, Dec 2015. ISSN 0163-6804. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 29.
- DEIBEL, J.; ESCARRA, M.; MITTLEMAN, D. Photoconductive terahertz antenna with radial symmetry. *ELECTRONICS LETTERS*, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 58.
- DEIBEL, J. A.; WANG, K.; ESCARRA, M. D.; MITTLEMAN, D. M. Enhanced coupling of terahertz radiation to cylindrical wire waveguides. *Opt. Express*, OSA, v. 14, n. 1, p. 279–290, Jan 2006. Citado 11 vezes nas páginas 10, 21, 23, 58, 59, 60, 64, 66, 67, 68 e 69.
- DOLATSHA, N.; GRAVE, B.; SAWABY, M.; CHEN, C.; BABVEYH, A.; KANANIAN, S.; BISOGNIN, A.; LUXEY, C.; GIANESELLO, F.; COSTA, J.; FERNANDES, C.; ARBABIAN, A. 17.8 a compact 130 GHz fully packaged point-to-point wireless system with 3D-printed 26 dBi lens antenna achieving 12.5 Gb/s at 1.55pJ/b/m. In: . [S.l.: s.n.], 2017. p. 306–307. Citado na página 65.

FERNANDES, E. M. F. *APLICACAO DE SUPERFICIE SELETIVA EM FREQUENCIA PARA MELHORIA DE DESEMPENHO DE SISTEMAS DE ANTENAS TIPO BANDA DUPLA*. Dissertação (Mestrado) — UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE, 2016. Citado na página 52.

FOUBERT, W.; NEUS, C.; BIESEN, L. V.; ROLAIN, Y. Exploiting the phantom-mode signal in DSL applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 61, n. 4, p. 896–902, April 2012. ISSN 0018-9456. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 22.

FREITAS, M. M. M.; SOUZA, D. D.; SOUSA, B. P. T.; GOMES, D. A.; SALES, C. S.; RODRIGUES, R. M.; A.COSTA, J. C. W. Utilizando a segunda camada do modo fantasma para aprimoramento de aplicações g.fast. *XXXV Simpósio brasileiro de telecomunicações e processamento de sinais - SBrT2017*, p. 788–792, Setembro 2017. Citado na página 22.

GOMES, D. *Transmissão DSL em Phantom Mode: Medições e Avaliação de Desempenho*. Dissertação (Mestrado) — UFPA, 2012. Citado na página 22.

IEEE standard definitions of terms for antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 17, n. 3, p. 262–269, May 1969. ISSN 1558-2221. Citado na página 43.

IKEDA, G. *Avaliação de Desempenho na Segunda Camada de uma Transmissão em Modo Fantasma*. 2015. Citado na página 22.

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 3 vezes nas páginas 28, 29 e 30.

NETO, A. S. e S. *Antenas de microfita para 4G, 5G e arranjo de antenas cilíndricas*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 54.

OKSMAN, V.; STROBEL, R.; STARR, T.; MAES, J.; COOMANS, W.; KUIPERS, M.; TOVIM, E. B.; WEI, D. Mgfast: A new generation of copper broadband access. *IEEE Communications Magazine*, v. 57, n. 8, p. 14–21, August 2019. ISSN 1558-1896. Citado na página 31.

ORFANIDIS, S. J. *Electromagnetic waves and antennas*. [S.l.]: Rutgers University New Brunswick, NJ, 2016. Citado 6 vezes nas páginas 35, 36, 37, 38, 40 e 41.

SANTOS, H. W. dos. *Desempenho de antenas de microfita miniaturizadas com polarização circular para sistemas de comunicações sem fio*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2016. Citado na página 52.

SARKAR, T. K.; ABDALLAH, M. N.; SALAZAR-PALMA, M.; DYAB, W. M. Surface plasmons-polaritons, surface waves, and zenneck waves: Clarification of the terms and a description of the concepts and their evolution. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 59, n. 3, p. 77–93, June 2017. ISSN 1558-4143. Citado na página 40.

SHRESTH, 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 na página 22.

- SILVA, R. A. O. *APLICACAO DE TECNICAS DE ALARGAMENTO DE BANDA EM ANTENAS DE MICROFITA*. Dissertação (Mestrado) — INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA, 2014. Citado 7 vezes nas páginas 45, 47, 48, 49, 51, 52 e 54.
- 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 tds1 utilizando antenas com simetria radial. *XXXVII SIMPOSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICACOES E PROCESSAMENTO DE SINAIS*, 2019. Citado na página 21.
- SOUSA, B. P. T. de. *Transmissao em modo fantasma aplicada a sistemas G.fast e XG.fast: Alcancando 24 Gbps com cabos blindados e sem a utilizacao de vectoring*. 2018. Trabalho de conclusao de curso. Citado 5 vezes nas páginas 20, 22, 30, 37 e 61.
- SOUZA, D. D. *Analise do modo de transmissao fantasma de segunda camada aplicado a sistemas G.fast*. 2018. Trabalho de conclusao de curso. Citado na página 38.
- SOUZA, D. D.; FREITAS, M. M. M.; SOUSA, B. P. T.; SALES, C. S.; RODRIGUES, R. M.; COSTA, J. C. W. A. Performance analysis for transmission in phantom systems in corporate environments. *XXXIV Simpósio brasileiro de telecomunicações e processamento de sinais - SBrT2016*, p. 368–372, Setembro 2016. Citado na página 22.
- SOUZA, D. D.; FREITAS, M. M. M.; SOUSA, B. P. T.; SALES, C. S.; RODRIGUES, R. M.; COSTA, J. C. W. A. Analise do modo fantasma aplicado a sistemas g.fast e xg.fast. *XXXV SIMPOSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICACOES E PROCESSAMENTO DE SINAIS*, 2017. Citado na página 22.
- SOUZA, D. D.; SOUSA, B. P. T.; BORGES, G. S.; RODRIGUES, R. M.; CAVALCANTE, A. M.; COSTA, J. C. W. A. Avaliacao de modos guiados em par trancado para transmissao em terabit/s. *XXXVII SIMPOSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICACOES E PROCESSAMENTO DE SINAIS*, 2019. Citado 5 vezes nas páginas 41, 42, 62, 63 e 79.
- 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 twisted-pair cables for terabit/s systems applications. *18th edition of the SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2019. Citado 4 vezes nas páginas 22, 23, 41 e 42.
- WANG, K.; MITTLEMAN, D. M. Metal wires for terahertz wave guiding. *Nature*, v. 432, p. 376–379, 2004. Citado na página 55.
- 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 72.
- ZHENG, Z.; KANDA, N.; KONISHI, K.; KUWATA-GONOKAMI, M. Efficient coupling of propagating broadband terahertz radial beams to metal wires. *Opt. Express*, OSA, v. 21, n. 9, p. 10642–10650, May 2013. Citado 5 vezes nas páginas 21, 23, 55, 64 e 71.