



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E BIOMÉDICA

**Marx Miguel Miranda de Freitas**

# **Estudo da viabilidade de sistemas G.fast e G.mgfast sobre a estrutura coaxial**

Belém – Pará

2018

Marx Miguel Miranda de Freitas

## **Estudo da viabilidade de sistemas G.fast e G.mgfast sobre a estrutura coaxial**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado para obtenção do título de Engenheiro Eletricista. Instituto de Tecnologia. Faculdade de Engenharia Elétrica e Biomédica. Universidade Federal do Pará.

Orientador: Prof. Dr. Roberto Menezes Rodrigues  
Coorientador: Prof. Dr. Diogo Lobato Acatauassú Nunes

Belém – Pará

2018

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

---

F862e Freitas, Marx Miguel Miranda  
Estudo da viabilidade de sistemas G.fast e Gm.fast sobre a estrutura coaxial / Marx Miguel Miranda  
Freitas. - 2018.  
67 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Instituto de  
Tecnologia, Universidade Federal do Pará, Belém, 2018.  
Orientação: Prof. Dr. Roberto Menezes Rodrigues  
Coorientação: Prof. Dr. Diogo Lobato Acatauassú Nunes.

1. G.fast. 2. G.mgfast. 3. Cabo coaxial. 4. Cabos RG. I. Rodrigues, Roberto Menezes, *orient.* II. Título

---

CDD 621.3

Marx Miguel Miranda de Freitas

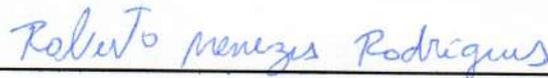
## **Estudo da viabilidade de sistemas G.fast e G.mgfast sobre a estrutura coaxial**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado para obtenção do título de Engenheiro Eletricista. Instituto de Tecnologia. Faculdade de Engenharia Elétrica e Biomédica. Universidade Federal do Pará.

Trabalho aprovado em: Belém – Pará, 28 de fevereiro de 2018:

Conceito: *Excelente*

### **BANCA EXAMINADORA:**



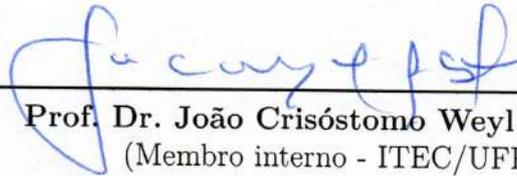
---

**Prof. Dr. Roberto Menezes Rodrigues**  
(Orientador - ITEC/UFPA)



---

**Prof. Dr. Diogo Lobato Acatauassú Nunes**  
(Coorientador - CUNCAST/UFPA)



---

**Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl A. Costa**  
(Membro interno - ITEC/UFPA)



---

**Prof. Dr. Gilvan Soares Borges**  
(Membro externo - IFPA)

Belém – Pará

2018

*Este trabalho é dedicado a Deus e a minha família que sempre me incentivaram a buscar uma vida além daquela que as intempéries da vida me propuseram.*

# Agradecimentos

Ter o grau de engenheiro eletricista é uma enorme conquista em minha vida e inúmeras são as pessoas as quais gostaria de agradecer. Contudo há aquelas que não poderiam passar em branco. Por esta razão, agradeço a Jesus Cristo por ter me dado o fôlego de vida e a intrepidez necessária para superar meus limites. A meus pais, Asarias Favacho e Lucilene Miranda, e minha irmã, Valéria Nayara, por todo o incentivo, apoio e inspiração que me deram ao longo de minha vida. Ao Professor Dr. João Weyl por ter me dado a oportunidade de fazer parte do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LEA) e por ter me apoiado e incentivado a continuar na pesquisa. Ao meu orientador e Professor Dr. Roberto Menezes pela dedicação, paciência, e por ter me selecionado para o projeto. Ao meu co-orientador e Professor Dr. Diogo Acatauassú por todo apoio, incentivo, paciência e dedicação na elaboração deste trabalho. Ao Professor Dr. Claudomiro Sales, por ter me dado a primeira oportunidade de fazer parte do projeto Ericsson e por ter sido um excelente orientador. Ao prof. Dr. Marco Sousa por ter me dado as primeiras orientações, ensinamentos e práticas de robótica. Ao Prof. Dr. Gilvan Borges por todo incentivo, apoio e ensino de características fundamentais do eletromagnetismo. Aos meus colegas de laboratório do LEA, especialmente a Daynara Sousa por ter dedicado parte do seu tempo nos meus primeiros passos no LaTeX. A Leonardo Ramalho, a Reginaldo Santos e a Dércio Mathe. Por fim agradeço a Ericsson S.A. Brasil, ao CNPQ e ao laboratório de sistemas embarcados (LASSE).

*“A vereda do justo é como a luz da aurora,  
que brilha cada vez mais até torna-se dia perfeito:  
(Bíblia Sagrada, Provérbios 4:18)*

# Resumo

Os padrões G.fast e G.mgfast sobre a estrutura coaxial têm sido propostos, por desenvolvedores, como alternativas viáveis de implementação da 5ª geração de banda larga do DSL. A demanda por altas taxas de dados e a crescente necessidade de aprimoramento dos canais de transmissão, tem sido fatores de propulsão para estas proposições. O padrão G.fast atualmente, atinge taxas de até 2 Gbps e soluções de empresas, como *Alcatel Lucent* exploram os potenciais deste para até 10 Gbps em bandas de até 500 MHz. Contudo, espera-se criar aplicações paralelas, de maior facilidade de implementação para padrões de bandas maiores, tais como o G.mgfast que explora frequências de até 848 MHz. Dessa forma, o meio coaxial vem ganhando notoriedade e este trabalho avalia a viabilidade do mesmo aplicados a sistemas G.fast e G.mgfast. Busca-se neste, avaliar através de simulações e medições o ganho de taxa desses canais em cabos RG59, RG06 e RG11, sob confecções de fabricantes distintos e sob diferentes comprimentos. Será visto que em comprimentos menores que 70 m pode-se alcançar taxas de até 10 Gbps no cabo coaxial sem a utilização de técnicas de pré-codificação de canal, assim como pode-se explorar os potenciais deste para 11 Gbps até mesmo em cabos mais simples como o RG59.

**Palavras-chaves:** G.fast. G.mgfast. Cabo coaxial. Cabos RG.

# Abstract

The standards G.fast and G.mgfast on the coaxial structure have been proposed by developers as viable alternatives for the implementation of the 5th DSL broadband generation. The demand for high bit rates and the growing need to improve transmission channels have been propelling factors for these propositions. The G.fast standard currently reaches rates of up to 2 Gbps, and enterprise solutions such as Alcatel Lucent exploit its potential up to 10 Gbps in bands up to 500 MHz. However, it is expected to create parallel applications that are easier to implement for larger band patterns, such as the G.mgfast that exploits frequencies up to 848 MHz. Thus, the coaxial medium is gaining notoriety and this work evaluates its viability over G.fast and G.mgfast systems. The aim of this work is to evaluate through simulations and measurements the rate gain of these channels in RG59, RG06 and RG11 cables, under different manufacturers and under different lengths. It will be seen that in lengths of less than 70 m, rates up to 10 Gbps can be achieved in the coaxial cable without pre-coding techniques. It will be seen also as well as the coax potentials can be exploited up to 11 Gbps even in simpler cables as though as RG59.

**Keywords:** G.fast. G.mgfast. Coaxial cable. RG cables.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Crescimento do tráfego de dados e expectativa para 2021 . . . . .	18
Figura 2 – Esquema típico das redes híbridas de fibra e cobre. As siglas apresentadas representam, Escritório central da operadora - CO ( <i>Central Office</i> ), Fibra óptica - FO, Ponto de Distribuição - DP ( <i>Distribution Point</i> ) . . .	19
Figura 3 – Esquema típico de uma rede HFC usada em transmissões DOCSIS. . .	20
Figura 4 – Rede híbrida de fibra e cobre, panorama de evolução das tecnologias de cobre. . . . .	21
Figura 5 – Processo de evolução e de avanços relacionados ao G.fast . . . . .	23
Figura 6 – Sinalização Simples . . . . .	27
Figura 7 – Sinalização Comum - <i>Tr</i> representa o transmissor e <i>Re</i> o receptor. . . .	28
Figura 8 – Sinalização Diferencial - <i>Tr</i> representa o transmissor e <i>Re</i> o receptor. .	28
Figura 9 – Vista lateral de um cabo coaxial genérico. As siglas PE, PEH e PVC significam Polietileno, Isolamento do ar-espaco de polietileno e Cloreto de Polivinilo. . . . .	29
Figura 10 – Modelos de cabos coaxiais utilizados em SAT TV e CATV. . . . .	30
Figura 11 – Parâmetros primários de uma linha de comprimento dx. . . . .	30
Figura 12 – Seção transversal de um cabo coaxial . . . . .	32
Figura 13 – Sistema Linear - Relações de entrada e saída. . . . .	33
Figura 14 – Rede de duas portas descrita por matriz de espalhamento. . . . .	34
Figura 15 – Particionamento da banda de um canal em vários subcanais. . . . .	35
Figura 16 – Fluxograma de obtenção de taxa. . . . .	37
Figura 17 – Tabela de especificações dos cabos RG59, RG06 e RG11 de acordo com Conduiti (2016), Megatron (2016), CableTech (2016), Belden (2017). . .	38
Figura 18 – Máscara espectral de potência de transmissões G.fast. . . . .	39
Figura 19 – Máscara espectral de potência de transmissões G.mgfast proposta pelo autor. . . . .	40
Figura 20 – Esquema genérico de um <i>Network Analyser</i> medindo a função de transferência de um DUT. . . . .	43
Figura 21 – Visão frontal do NA 4395A. . . . .	44
Figura 22 – <i>Minimum loss pad</i> J2042. Em 22b $Z_0$ é igual a $50 \Omega$ e $Z_c$ igual a $75 \Omega$ .	44
Figura 23 – Kit de transmissão e reflexão utilizado no trabalho. . . . .	45
Figura 24 – <i>Setup</i> de medição de função de transferência. . . . .	45
Figura 25 – Deslocamento do plano de calibração. . . . .	46
Figura 26 – Calibração <i>Through</i> . . . . .	47

Figura 27 – Procedimento de medição de função de transferência. Os cabos RG se conectam à interface ligada ao analisador de rede que coleta os dados do canal através do <i>software</i> que roda no computador. . . . .	47
Figura 28 – Função de transferência dos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimento de 50m no perfil 848 MHz. . . . .	48
Figura 29 – Taxa por comprimento no cabo RG59, nos quatro perfis de frequência. . . . .	49
Figura 30 – Taxa por comprimento no cabo RG06, nos quatro perfis de frequência. . . . .	50
Figura 31 – Taxa por comprimento, no cabo RG11, nos quatro perfis de frequência. . . . .	50
Figura 32 – Comparação das taxas alcançadas pelos cabos em 12 bits por portadora, nos perfis 106 MHz e 212 MHz. . . . .	51
Figura 33 – Comparação das taxas alcançadas pelos cabos em 12 bits por portadora, nos perfis 424 MHz e 848 MHz. . . . .	52
Figura 34 – Diferentes níveis de <i>bitloading</i> nos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimentos de 50 m, no perfil 106 MHz. . . . .	53
Figura 35 – Diferentes níveis de <i>bitloading</i> nos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimentos de 50 m, no perfil 212 MHz. . . . .	53
Figura 36 – Diferentes níveis de <i>bitloading</i> nos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimentos de 50 m, no perfil 424 MHz. . . . .	54
Figura 37 – Diferentes níveis de <i>bitloading</i> nos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimentos de 50 m, no perfil 848 MHz. . . . .	54
Figura 38 – Função de transferência dos canais coaxiais medidos e simulados - comparação. . . . .	55
Figura 39 – Função de transferência dos canais coaxiais medidos - cabo enrolado e desenrolado. . . . .	56
Figura 40 – Tipos de conectores. Uma e duas partes (com emenda). . . . .	56
Figura 41 – Influência dos conectores na função de transferência. Em vermelho estão as medições feitas com um conector de uma parte, e em azul os resultados dos conectores de duas partes (com emenda coaxial). . . . .	57
Figura 42 – Interpolação dos dados obtidos do analisador de rede - comparação das curvas interpoladas e medidas. . . . .	58
Figura 43 – Comparação da taxa alcançada pelo cabo RG59 nas medições e nas simulações - <i>Bitloading</i> de 1 a 25. . . . .	58
Figura 44 – Comparação da taxa alcançada pelo cabo RG06 nas medições e nas simulações - <i>Bitloading</i> de 1 a 25. . . . .	59
Figura 45 – Comparação da taxa alcançada pelo cabo RG06, de diferentes fabricantes, em 10 m de comprimento. <i>Bitloading</i> variando de 1 a 25. . . . .	60

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do sistema G.fast. . . . .	39
Tabela 2 – Considerações feitas nas simulações. . . . .	41
Tabela 3 – Cabos, padrões, fabricantes e perfis utilizados nas medições. . . . .	42
Tabela 4 – Médias dos ganhos em Gbps de acordo com o <i>bitloading</i> - Ganho de taxa não é proporcional ao aumento da constelação. . . . .	55

# Lista de abreviaturas e siglas

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CATV	<i>Cable Television</i>
CO	<i>Central Office</i>
dB	Decibel
DMT	<i>Discrete Multitone</i>
DOCSIS	<i>Data Over Cable Service Interface Specification</i>
DP	<i>Distribution Point</i>
DUT	<i>Device Under Test</i>
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FO	Fibra óptica
FT	Função de transferência
FTTH	<i>Fiber-To-The-Home</i>
FTTdp	<i>Fiber To The Distribution Point</i>
Gbps	Giga bits por segundo
HFC	<i>Hybrid Fiber Coax</i>
HM2	Halogênio Livre
Hz	Hertz
IoT	<i>Internet of Things</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
MD	Modo diferencial

Mbps	Mega bits por segundo
NA	<i>Network Analyser</i>
NEXT	<i>Near End Crosstalk</i>
PE	Polietileno
PEH	Isolamento de ar espaço polietileno
PVC	Cloreto de Polivinilo
PSD	<i>Power Density Spectral</i>
RSIR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
VDSL2	<i>Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line</i>
SAT TV	Televisão Via Satélite
TDD	<i>Time Division Duplexing</i>
TV	<i>Television</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>

# Lista de símbolos

$\pi$	Número irracional <i>Pi</i>
$\omega$	Frequência angular
$\Omega$	Resistência elétrica
$\alpha$	Constante de atenuação
$\beta$	Constante de fase
$\gamma$	Constante de propagação
$\delta$	Constante da restrição de potência de transmissão
$\Delta_f$	Subcanais ou tons em Hz
$\Gamma$	Gap de <i>RSIR</i>
$\rho$	Potência máxima do sinal transmitido nos sistemas DSL
$\sigma$	Densidade espectral de potência do ruído Gaussiano branco aditivo
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do espaço livre
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa
$\mu$	Permeabilidade magnética do meio
$\sigma_c$	Condutividade elétrica
$\varepsilon_0$	Permissividade elétrica do espaço livre
$\varepsilon_r$	Permissividade elétrica relativa
$\varepsilon'$	Parte real da permissividade elétrica complexa
$\varepsilon''$	Parte imaginária da permissividade elétrica complexa
$S_{11}$	Parâmetro de espalhamento que relaciona ondas refletidas com as incidentes na porta 1.
$S_{22}$	Parâmetro de espalhamento que relaciona as ondas refletidas com as incidentes na porta 2.
$S_{12}$	Parâmetro de espalhamento que relaciona as ondas recebidas na porta 1 com as transmitidas na porta 2.

$S_{21}$  Parâmetro de espalhamento que relaciona as ondas recebidas na porta 2 com as transmitidas na porta 1.

$\tan \delta$  Tangente de perdas

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>18</b>
<b>1.1</b>	<b>Contexto</b>	<b>18</b>
1.1.1	DOCSIS	20
1.1.2	Tecnologia DSL	21
<b>1.2</b>	<b>Motivação</b>	<b>23</b>
<b>1.3</b>	<b>Trabalhos relacionados</b>	<b>24</b>
<b>1.4</b>	<b>Justificativa</b>	<b>25</b>
<b>1.5</b>	<b>Objetivos</b>	<b>26</b>
<b>1.6</b>	<b>Organização do Trabalho</b>	<b>26</b>
<b>2</b>	<b>REFERENCIAL TEÓRICO</b>	<b>27</b>
<b>2.1</b>	<b>Modos de sinalização do cabo coaxial</b>	<b>27</b>
2.1.1	Sinalização Simples	27
2.1.2	Sinalização Comum	27
2.1.3	Sinalização Diferencial	28
<b>2.2</b>	<b>Cabo coaxial</b>	<b>29</b>
2.2.1	Modelo eletromagnético do cabo coaxial	29
2.2.2	Parâmetros RLGC do cabo coaxial	31
2.2.3	Função de transferência	33
2.2.3.1	Função de transferência do cabo coaxial - Método analítico	34
2.2.3.2	Função de transferência do cabo coaxial - Método empírico	34
<b>2.3</b>	<b>Taxa de Transmissão</b>	<b>35</b>
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>37</b>
<b>3.1</b>	<b>Construção dos cabos RG59, RG06, e RG11</b>	<b>37</b>
<b>3.2</b>	<b>Características de transmissões G.fast e G.mgfast</b>	<b>38</b>
3.2.1	Características do G.fast	38
3.2.2	Características propostas para transmissões G.mgfast	39
<b>3.3</b>	<b>Cenário de simulação</b>	<b>40</b>
3.3.1	Materiais e métodos do cenário de simulação	41
<b>3.4</b>	<b>Cenário de medição</b>	<b>41</b>
3.4.1	Materiais e métodos do cenário de medição	42
3.4.1.1	Analisador de rede	43
3.4.1.2	<i>Minimum loss pad</i>	44
3.4.1.3	<i>Kit de transmissão e reflexão</i>	45
3.4.1.4	<i>Setup de medição de função de transferência</i>	45

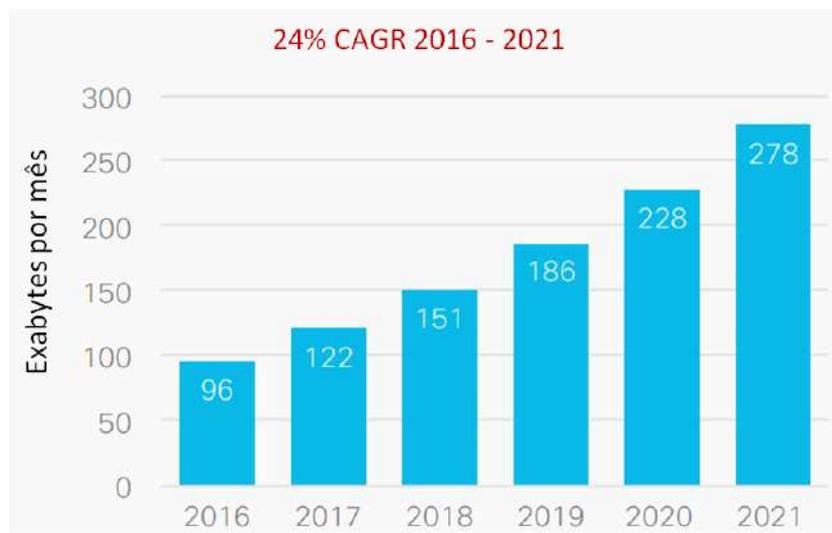
3.4.1.5	Calibração e compensação . . . . .	46
3.4.1.6	Medição . . . . .	47
<b>4</b>	<b>RESULTADOS . . . . .</b>	<b>48</b>
<b>4.1</b>	<b>Resultados do cenário de simulação . . . . .</b>	<b>48</b>
4.1.1	Função de transferência dos cabos RG59 RG06 e RG11 . . . . .	48
4.1.2	Taxa por comprimento nos cabos RG59, RG06 e RG11 - 12 bits por tom . .	49
4.1.3	Comparação entre as taxas nos cabos RG59, RG06 e RG11 em comprimentos de até 100 m - 12 bits por tom . . . . .	51
4.1.4	Diferentes níveis de <i>bitloading</i> nos cabos RG59, RG06 e RG11 no compri- mentos de 50 m, nos quatro perfis . . . . .	52
<b>4.2</b>	<b>Resultados do cenário de medição . . . . .</b>	<b>55</b>
4.2.1	Função de transferência de cabos coaxiais - comparação dos ganhos medidos e simulados . . . . .	55
<b>4.3</b>	<b>Medições de cabo enrolado e desenrolado, com dois tipos de co- nectores . . . . .</b>	<b>56</b>
4.3.1	Interpolação de dados medidos . . . . .	58
<b>4.4</b>	<b>Comparação das taxas alcançadas nos cenários medidos e simulados</b>	<b>59</b>
<b>4.5</b>	<b>Comparação de taxa entre fabricantes distintos . . . . .</b>	<b>60</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>61</b>
<b>5.1</b>	<b>Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>61</b>
<b>5.2</b>	<b>Artigos publicados . . . . .</b>	<b>62</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>63</b>

# 1 Introdução

## 1.1 Contexto

A expansão da demanda de dados nos últimos anos tem servido como alerta para as redes de acesso. A chegada do 4K, a necessidade de vídeos de alta qualidade e a rápida expansão do número de dispositivos móveis conectados as redes *wireless*, têm impulsionado a elevação do nível de consumo dos usuários. Em pouco tempo espera-se que estas se tornem incapazes de suprir os requerimentos da próxima década (ODLING et al., 2009; HAMZEH et al., 2015). De acordo com Cisco (2017), na Figura 1, em cinco anos a necessidade dos usuários será cerca de 1,84 vezes maior que a atual. Ou seja, um crescimento de aproximadamente 84 % é esperado apenas nos próximos cinco anos, o que demonstra a necessidade de tecnologias de maior desempenho.

Figura 1 – Crescimento do tráfego de dados e expectativa para 2021



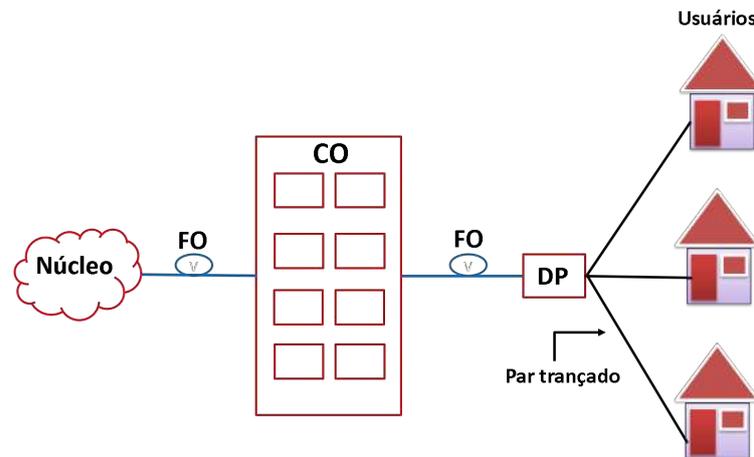
Fonte – Modificado de Cisco (2017) por Ohashi (2017).

No processo de investigação de tecnologias de maior desempenho, uma alternativa é reutilizar as arquiteturas das redes atuais, que estão no mercado das companhias de cabos e telefone desde a década de 90 (as chamadas redes híbridas), (ODLING et al., 2009; KERPEZ, 1995). Assim, melhorias nessas redes podem ser feitas enquanto que novas soluções podem ser desenvolvidas paralelamente .

A estrutura das redes atuais é formada por *links* de fibra ótica longos, Stoneback

(2011a), partindo do núcleo da rede até um dado ponto de conexão próximo dos usuários finais. Deste ponto de conexão até o usuário, utiliza-se cabos metálicos (veja Figura 2), (GOMES, 2012). Tal estrutura híbrida é comumente utilizada nos sistemas DSL (*Digital Subscriber Line*) atuais, como por exemplo o G.fast.

Figura 2 – Esquema típico das redes híbridas de fibra e cobre. As siglas apresentadas representam, Escritório central da operadora - CO (*Central Office*), Fibra óptica - FO, Ponto de Distribuição - DP (*Distribution Point*)



Fonte – Elaborada pelo autor.

Objetiva-se no futuro eliminar a presença da interface metálica dessas redes, e levá-las para um cenário de maior performance de dados conhecido como FTTH (*Fiber To The Home*), (MEHMOOD; RAHMAN; CIOFFI, 2015; ODLING et al., 2009). No FTTH taxas de até 40 Gbps podem ser atingidas, Coomans et al. (2014), onde os efeitos de indução eletromagnética advindos da circulação da corrente elétrica no metal, Sadiku (2010), não existem .

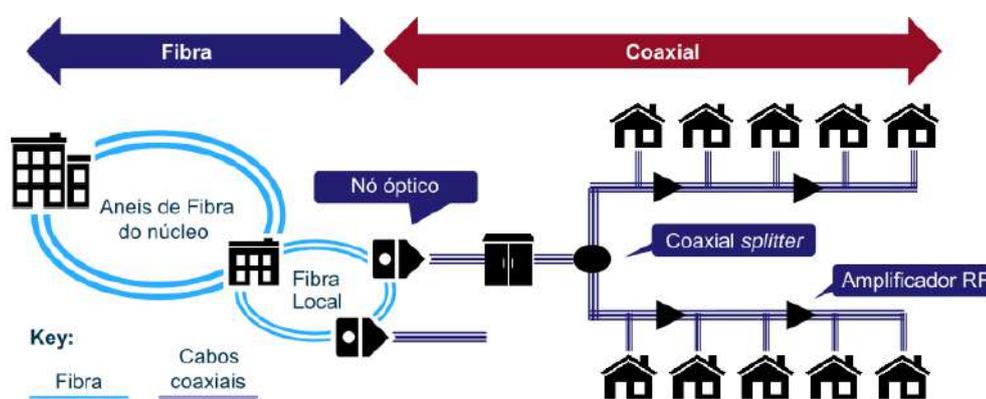
Contudo, apesar das evidentes melhorias e benefícios oriundos do FTTH, a implementação deste ainda é altamente custosa, Odling et al. (2009), e apesar da expansão que o acompanha nos últimos anos, Chen et al. (2015), a sua implementação total ainda é inviável. Dessa forma, como foi anteriormente dito, soluções de aprimoramento das tecnologias híbridas atuais ainda despontam como principal fator de melhorias momentaneamente (HAMZEH et al., 2015).

Há dois tipos básicos de arquiteturas híbridas que podem ser melhoradas. Elas são muito parecidas entre si, com algumas diferenças, mas a principal variação entre elas se dá a partir da última milha, pois uma utiliza cabo coaxial, e outra utiliza pares trançados. Cada uma delas transporta um tipo de tecnologia, com padrões, modulações, espectros e serviços levemente diferentes. Ambas são descritas a seguir, nas subseções 1.1.1 e 1.1.2.

### 1.1.1 DOCSIS

Tipicamente utilizado nas redes Híbridas de Fibra e Coax - HFC (*Hybrid Fiber Coax*), veja Figura 3, O DOCSIS (*Data Over Cable Service Interface Specification*) é um padrão de transmissão de dados originalmente criado e padronizado pela organização sem fins lucrativos *Cable Labs*. O DOCSIS ao longo do tempo passou por vários tipos de aprimoramento e padronizações até chegar a uma de sua versões mais recentes, chamada de DOCSIS 3.0 (HAMZEH et al., 2015; PARKER ALEX SLINGER, 2014), onde atinge-se taxas de 1,2 Gbps no *downstream* e 100 Mbps no *upstream*.

Figura 3 – Esquema típico de uma rede HFC usada em transmissões DOCSIS.



Fonte – Parker Alex Slinger (2014).

Nessa arquitetura o fluxo de dados se dá da seguinte forma (veja a Figura 3). O núcleo da rede se conecta a um nó óptico, através de fibras de alta capacidade e de lá, cabos coaxiais fluem dos nós até os usuários finais após passarem por amplificadores de sinal. A presença desse amplificadores é indesejada. Por isso em muitas arquiteturas deseja-se diminuir o comprimento dos cabos coaxiais e estender a fibra para cada vez mais próximo dos usuários, para que assim taxas cada vez mais altas, em maiores bandas de frequências e constelações QAM, possam ser alcançadas, (STONEBACK, 2011b; CABLELABS, 2017).

Em vista disso, a *Cable Labs* recentemente lançou uma nova tecnologia DOCSIS, intitulada de DOCSIS 3.1. De acordo com Hamzeh et al. (2015), Mehmood, Rahman e Cioffi (2015), esta pode alcançar taxas de até 10 Gbps no *downstream* e 1-2 Gbps no *upstream* fazendo uso de bandas de frequência da ordem de 1 GHz. Além disso, em sua versão 3.1 mais recente, a *Full Duplex*, taxas de até 10 Gbps podem ser obtidas em ambas as direções (*downstream* e *upstream*), (CABLELABS, 2017). Contudo, uma maior complexidade de hardware é necessária para atingir esta finalidade e os produtos ainda estão em desenvolvimento.

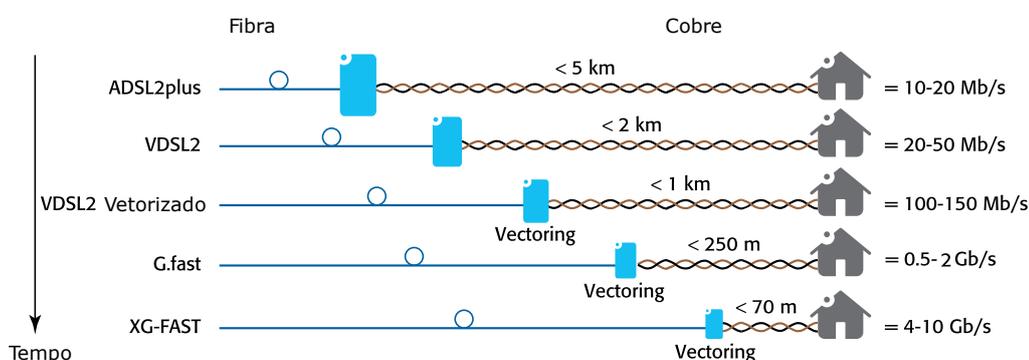
### 1.1.2 Tecnologia DSL

De acordo com Starr, Cioffi e Silverman (1999) e Golden, Dedieu e Jacobsen (2007), a Linha Digital do Assinante, ou simplesmente DSL (*Digital Subscriber Line*), é uma tecnologia de acesso, de alta capacidade de envio de dados, cujo meio de transmissão característico é o par trançado. Padronizada e regulamentada pelo ITU, esta tecnologia conta com uma forte presença no mercado desde a década de 80, e atualmente encontra-se na sua quarta geração de banda larga (GOMES, 2012).

No DSL, a de arquitetura de rede predominante baseia-se em um cenário híbrido de fibra e cobre chamado de FTTdp (*Fiber To The Distribution Point*), Oksman et al. (2016), visto na Figura 2. No FTTdp o núcleo da rede (composto por satélites, processadores de alto nível entre outros) se conecta a uma central de trabalho, chamada CO (*Central Office*), de onde ramos de fibra óptica se espalham por quilômetros de extensão até alcançarem pequenos pontos de distribuição, chamadas de DP (*Distribution Points*), onde os pares trançados fluem até os usuários.

O G.fast é o padrão de banda larga mais recente lançado pelo ITU. Utilizando técnicas de pré-codificação de canal, larguras de banda de até 212 MHz, em cabos menores que 250 m, o G.fast atinge taxas de até 2 Gbps por usuário final nos pares trançados, de acordo com (ZAFARUDDIN; BERGEL; LESHEM, 2017).

Figura 4 – Rede híbrida de fibra e cobre, panorama de evolução das tecnologias de cobre.



Fonte – Modificado de Maes e Nuzman (2015).

Tendo duas versões bases, padronizadas nas recomendações G.9700 e G.9701 do ITU, uma que inicia em 2.2 MHz e termina em 106 MHz e outra cuja frequência final se encontra em 212 MHz, o G.fast aproveita muito do legado deixado pela terceira geração do DSL, caracterizada pelo VDSL2 (*Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line*) (OKSMAN et al., 2016). Entre estas, podemos destacar o que é dito em (ZAFARUDDIN; BERGEL; LESHEM, 2017):

- Utilização da arquitetura FTTdp.
- Algoritmos de pré codificação de canal, tais como o *Zero Forcing*.

- Modulação DMT (*Discrete Multitone Modulation*).

Contudo, apesar das similaridades com o VDSL2, o G.fast traz algumas melhorias em seu funcionamento, como maior número de sub portadoras e eliminação de NEXT (*Near End Crosstalk*) através de TDD (*Time Division Duplexing*), o que permite transmissões independentes no *downstream* e *upstream* ao longo de toda a banda de frequências (ZAFARUDDIN; BERGEL; LESHEM, 2017; CHEN et al., 2015).

O G.fast trouxe muitas melhorias para as redes, pois ampliou a sua largura de banda e o nível de taxa fornecido pelas mesmas. Entretanto, apesar avanços obtidos com o mesmo, conforme foi dito na seção 1.1, as estimativas das demandas de dados das próximas décadas pressupõe que este padrão não será suficiente para atender os perfis de consumo dos usuários próximas gerações de banda larga. Aplicações 4K, IoT (Internet of Things) e a conexão massiva das redes 5G exigirão que conexões de no mínimo 10 Gbps sejam utilizadas em redes de pequeno porte, o que coloca o G.fast atual, 106 MHz e 212 MHz, em critério de defasamento em poucos anos se novos perfis de bandas de frequências maiores não forem padronizados.

Diante disto, do mesmo modo que a *Cable Labs* tem buscado a evolução do DOCSIS, como é o caso do DOCSIS 3.1 (1.1.1), sistemas de maior complexidade, largura de banda, menores comprimentos, e maior eficiência espectral, baseados no G.fast também têm sido propostos por desenvolvedores do G.fast, tal como é visto em (ADTRAN, 2017; COOMANS et al., 2015).

Por esta razão laboratórios que trabalham para empresas do ramo do G.fast estão desenvolvendo melhorias dedicadas ao mesmo. A *Bell Labs* que é vinculada a *Alcatel Lucent*, por exemplo, criou o XG.fast na arquitetura dos pares trançados. Este é capaz de entregar até 10 Gbps em dois pares trançados, em bandas de 500 MHz, com o uso de *bonding*, *vectoring* e modo fantasma *bonding* (COOMANS et al., 2015; COOMANS et al., 2014). Porém muito ainda há para se evoluir no estudo de aprimoramento da tecnologia DSL para que sua quinta geração de banda larga (5ª GBB) seja plenamente possível. Uma imagem do processo de evolução da tecnologia DSL pode ser vista Figura 4.

No entanto, o XG.fast é uma criação da *Alcatel Lucent* e que portanto está vinculada a uma empresa, desta forma as conferências relacionadas ao G.fast que vem ocorrendo, também tem proposto um padrão mais geral chamado de G.mgfast, BBF (2017), que explora bandas de 424 MHz e 848 MHz alcançando teoricamente taxas superiores a 10 Gbps nos pares trançados. Estudos relacionados ao G.mgfast tem sido propostos e sua padronização é prevista para 2020 (ADTRAN, 2017).

No entanto, é importante destacar que apesar da motivação advinda dos trabalhos relacionados ao XG.fast, ainda existem muitas dificuldades de implementação de sistemas simples baseados em G.fast nos pares trançados. Problemas estruturais, níveis de

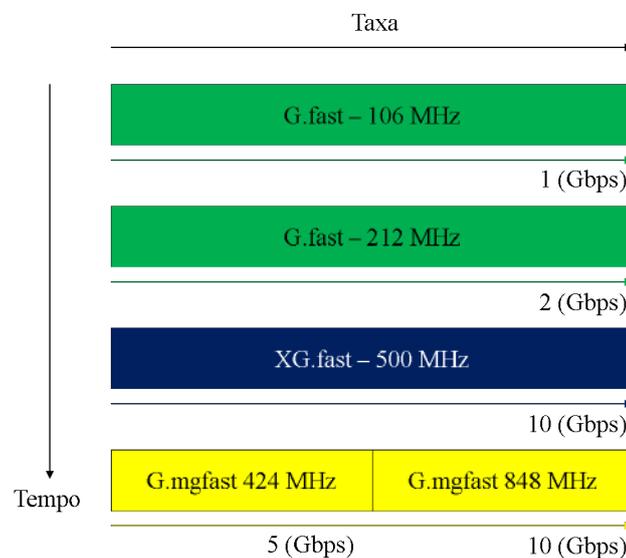
interferência e fatos que serão expostos na próxima seção deixam claro que o ITU precisa buscar outros meios de transmissão para gerar arquiteturas de transmissão mais simples, paralelamente ao par trançado.

Portanto, propõe-se neste trabalho uma investigação paralela, envolvendo um meio de transmissão de melhor qualidade estrutural, conhecido por sua implementação massiva nas redes DOCSIS, o cabo coaxial. Além disso, propõe-se a utilização deste em cenários G.fast e G.mgfast no objetivo de atender as demandas da próxima década. Vale ressaltar que o diferencial baseia-se justamente na ampliação da banda, pois a recomendação dos cabos coaxiais já é prevista pela recomendação G9700 do ITU (ITU-T, 2017).

## 1.2 Motivação

De acordo com os resultados das conferências mais atuais, com cancelamento de *crosstalk* o G.mgfast é tão eficaz quanto o XG.fast 500 MHz nos pares trançados ADTRAN (2017), BBF (2017) mesmo sem utilizar modo fantasma ou *bonding*. Na Figura 5 tem-se o processo de evolução espectral e de avanços relacionados ao G.fast com o tempo.

Figura 5 – Processo de evolução e de avanços relacionados ao G.fast



Fonte – Elaborada pelo autor.

Todavia, no G.mgfast existe em pares trançados existe um problema relacionado a baixa eficiência dos algoritmos de *vectoring* linear, tal como o *Zero Forcing*, em altas frequências. Dessa forma, algoritmos de *vectoring* não linear precisam fazer parte das transmissões. Devido a isto, mesmo o G.fast 212 MHz ainda não é bem difundido (ZAFARUDDIN; BERGEL; LESHEM, 2017; LANNÉER et al., 2017). Além disso, para que o G.fast seja eficaz nos pares trançados é necessários que:

- Os pares trançados precisam estar em boas condições de uso.
- Os cabos que contém os pares devem estar isolados, ou devem conter blindagem externa, pois do contrário, efeitos de *alien crosstalk* degradarão boa parte da transmissão e poucos são os algoritmos de mitigação de *alien crosstalk* que existem, e mesmo estes não possuem um padrão pré-definido de escolha de qual algoritmo será realmente implantado (GOMES et al., 2017; MAKHARASHVILI et al., 2016).

Assim, devido a estas limitações, proposições que relacionam o G.fast e o G.mgfast, ao coax têm se destacado (ADTRAN, 2017), uma vez que esses meios não precisam de *vectoring*, mitigação de *alien crosstalk*, são robustos a efeitos de interferência externas, possuem fácil implementação e têm uma ampla infraestrutura espalhada pelo mundo.

### 1.3 Trabalhos relacionados

Nesta seção são mostrados os principais trabalhos relacionados aplicações de banda larga envolvendo cabos coaxiais, sistemas G.fast, G.mgfast em redes híbridas, tanto de fibra e cobre quanto de fibra e coaxial.

Em Hamzeh et al. (2015), Mehmood, Rahman e Cioffi (2015), Parker Alex Slinger (2014) são expostas as bases do DOCSIS 3.1, mostrando as suas divisões no espectro, os tipos de modulação, as portadoras e as expectativas de sua implementação futura. Enquanto que em (STONEBACK, 2011b) são exibidas as diversas arquiteturas de redes ópticas que ainda utilizam os cabos coaxiais para gerar altas taxas de dados nas redes HFC o que pode ser um cenário motivador para o uso do coax.

Em Coomans et al. (2015), Coomans et al. (2014) é exibido o XG.fast (COOMANS et al., 2014). Nele dois pares trançados com o uso do *vectoring*, modo fantasma e *bonding* atingem até 10 Gbps de cabos em comprimentos de 30 m. Nesse mesmo *paper*, propõe-se também uma implementação do XG.fast nos cabos coaxiais.

No entanto, no que tange aos sistemas G.mgfast, não se tem artigos, nem mesmo aplicações estabelecidas. É um sistema ainda em desenvolvimento; Espera-se que o mesmo seja implantado por volta de 2020 (ADTRAN, 2017). Contudo, seu uso relacionado a cabos coaxiais já é de antemão, visto com grandes perspectivas em aplicações futuras (BBF, 2017; ADTRAN, 2017). Em (BBF, 2017; ADTRAN, 2017) é dito que os coaxiais aplicados a sistemas G.mgfast atingem taxas de até 10 Gbps na versão 848 Mhz e 5Gbps na versão 424 MHz. Nestes documentos são exibidas comparações entre os cabos coaxiais e os pares trançados em sistemas G.fast, onde os meios coaxiais, no perfil 106 MHz, em comprimentos de até 300 metros tem praticamente a mesma taxa que em 50 metros, enquanto nos cabos coaxiais a queda de taxa é brusca.

Neles também são vistos os desempenhos dos sistemas G.fast e G.mgfast sobre cabos coaxiais de diferentes tipos e qualidades para estimação de taxa e levantamento de qual nível de infraestrutura se é necessário para que se possa realizar uma transmissão de qualidade. Porém, os resultados destes se baseiam apenas em simulações. Não há nenhum tipo de atividade experimental relacionada a esses procedimentos. Além disso, testes de diferentes tipos de *bitloading* no cabo coaxial também não são feitos.

## 1.4 Justificativa

Os objetivos relacionados a utilização do cabo coaxial como meio de transmissão alternativo para a sistemas G.fast e G.mgfast se baseiam fundamentalmente nos seguintes motivos:

- O cabo coaxial é um meio de transmissão amplamente conhecido pela indústria, cuja origem remonta a década de 40, com muitos modelos e fabricantes (PARKER ALEX SLINGER, 2014; HELUKABEL, 2015; CONDUTI, 2016).
- É um meio de menor atenuação Coomans et al. (2014) que atua em largas bandas de frequências da ordem de 1 - 3 GHz Helukabel (2015).
- Apresenta menor suscetibilidade a efeitos de interferência externa, pois possui blindagem externa (ORFANIDES, 2003).
- Não necessita de pré-codificação de canal.
- Milhões de usuários ao redor do mundo possuem cabo coaxial em suas residências, condomínios ou empresas (HAMZEH et al., 2015), que foram deixados por sistemas de TV digital ou TV por satélite.
- É possível estabelecer a coexistência entre sistemas de TV por satélite (SAT TVs) e sistemas G.fast e G.mgfast, pois as bandas das SAT TVs operam em média nas faixas de 1 GHz – 3 GHz. Abaixo disto tem-se aproximadamente 1 GHz banda útil subutilizada. Portanto, cabos coaxiais de usuários que com sistemas de SAT TV previamente instalados poderiam ser plenamente reutilizados, o que geraria um importante impacto econômico para os provedores.

É obvio que não se propõe aqui a substituição do par trançado pelo cabo coaxial, mas sim uma alternativa paralela de aprimoramento da tecnologia, aliado a redução de custos de implantação. Vale ressaltar novamente que já existem recomendações do ITU para a utilização do G.fast sobre os cabos coaxiais. A segunda emenda da recomendação G.9700 no anexo X propõe a utilização destes dois sistemas conjuntos.

## 1.5 Objetivos

Este trabalho investiga o desempenho de sistemas G.fast e G.mgfast sobre a estruturas dos cabos coaxiais, através de simulações e medições. Busca-se mensurar as taxas de bits que estes sistemas atingem sob diferentes tipos de infraestrutura oriundas de diversos tipos de fabricantes de cabos. Dessa forma, Pretende-se:

- Elaborar um *setup* de medição de sistemas G.fast e G.mgfast sobre cabos coaxiais.
- Propor máscaras espectrais para o G.mgfast.
- Obter as funções de transferência e as taxa de bits de cabos (RG06, RG59 e RG1) medidos e simulados, nos perfis de banda do G.fast e G.mgfast, e fazer um comparativo entre eles.
- Avaliar o comportamento Taxa (Gbps) x Comprimento (m) desses cabos nas simulações.
- Verificar a influência dos tipos de conectores envolvidos no processo de medição.
- Verificar o efeito do percentual de blindagem dos cabos no processo de medição, nos comprimentos de de 8,5 m, 10 m.
- Verificar os níveis de taxa atingidas sobre essa infraestrutura para diferentes tipos de *bitloading* tanto nas medições quanto nas simulações.

## 1.6 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado como listado a seguir:

O capítulo 2 descreverá a modelagem dos cabos coaxiais, os modos de sinalização que o mesmo contém. O capítulo fará um breve comentário sobre parâmetros S, função de transferência, além de descrever as métricas de desempenho que serão utilizadas pela investigação.

O capítulo 3 descreverá os procedimentos utilizados na geração dos resultados de funções de transferência, medidos e simulados em laboratório, além de descrever os procedimentos realizados com esses resultados para calcular as taxas de transmissão das simulações e das medições, através de um *software* escrito em MATLAB.

O capítulo 4 apresentará os resultados obtidos das medições e das simulações nos cenários G.fast e G.mgfast, sob análises de comprimento, tecnologia envolvida, nível de percentual de blindagem e de *bitloading* nas análises realizadas.

E por último, o capítulo 5 mostrará a conclusão do trabalho.

## 2 Referencial teórico

Este capítulo apresenta os elementos teóricos fundamentais no processo de formação desse trabalho. Apresenta-se a caracterização do meio de transmissão, por exemplo a função de transferência, e os modos de sinalização que podem ser utilizados no mesmo.

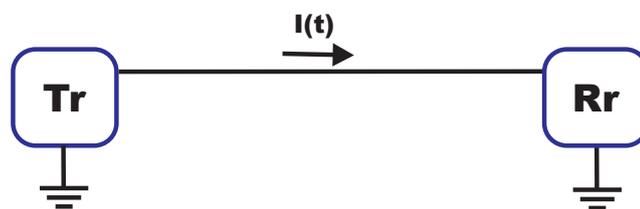
### 2.1 Modos de sinalização do cabo coaxial

Há várias formas de se sinalizar uma linha de transmissão ou um circuito elétrico (DORF RICHARD C., 2010; SADIKU, 2010). Ondas triangulares, trem de pulsos entre outras fazem parte desta lista de possibilidades. Porém, em linhas de transmissão a dois condutores, mais especificamente falando do cabo coaxial, há predominantemente três sinalizações. Cada uma delas, tem sua utilidade voltada para cada tipo de tecnologia empregada, mas podem ser aplicadas em qualquer canal de dois condutores. As definições de todas as sinalizações a seguir foram retiradas de (GOMES, 2012).

#### 2.1.1 Sinalização Simples

A sinalização simples é a mais empregada por cabos coaxiais (ORFANIDES, 2003). Ela consiste de dois condutores nos quais o sinal de corrente flui em um único sentido. Um dos condutores é o canal de circulação da corrente e o outro é o canal de retorno, que também é utilizado como referência do circuito. Esse esquema, apesar da simplicidade de operação, é muito propício a efeitos de ruído e portanto seu uso é indicado apenas a sistemas de baixa complexidade ou a canais de infraestrutura robusta, como o coaxial. A sinalização simples pode ser vista na Figura 6.

Figura 6 – Sinalização Simples



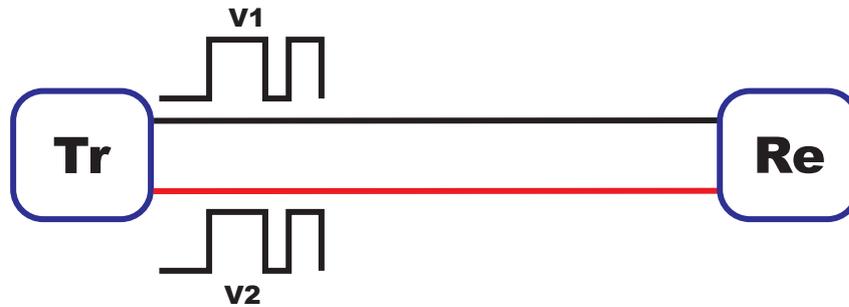
Fonte – Gomes (2012).

#### 2.1.2 Sinalização Comum

A sinalização comum é bem parecida com a simples, a diferença entre elas está no fato de que nessa, ambos os condutores transportam sinais de mesma polaridade e

amplitude, Figura 7. Nenhum dos canais é a referência do circuito e a recepção destes é igual a média aritmética dos sinais capturados pelo receptor, Equação 2.1. No entanto assim como no modo simples, o modo comum também está muito sujeito a efeitos de induções de ruído.

Figura 7 – Sinalização Comum - *Tr* representa o transmissor e *Re* o receptor.



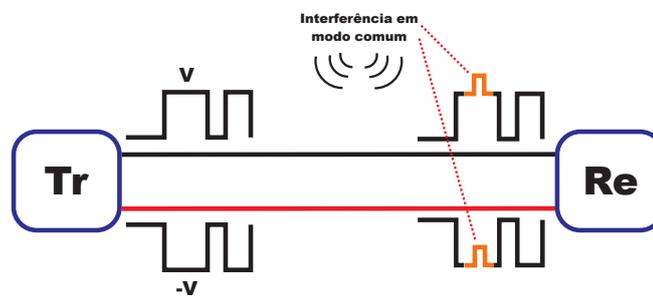
Fonte – Gomes (2012).

$$V_{re} = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{2V_2}{2} = \frac{2V_1}{2} = V_2 = V_1 \quad (2.1)$$

### 2.1.3 Sinalização Diferencial

Amplamente popular em sistema DSL a base de par trançado Ikeda (2015), o modo diferencial é o mais robusto a efeitos de interferência em modo comum, provocadas por induções externas. Nesta, sinais de polaridade reversas trafegam nos condutores conforme mostra a Figura 8. O ruído afeta esses sinais da mesma forma, e portanto na recepção o processo de diferença, teoricamente, elimina os efeitos de ruído. Isto pode ser constatado na Equação 2.2.

Figura 8 – Sinalização Diferencial - *Tr* representa o transmissor e *Re* o receptor.



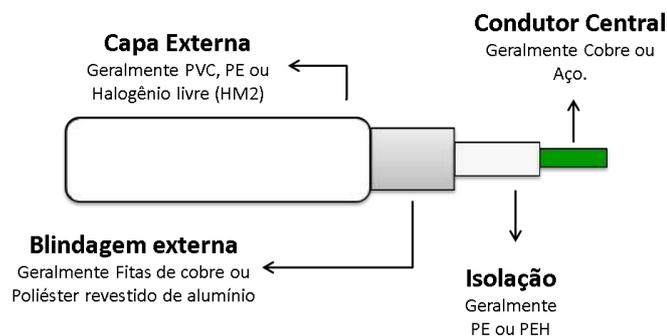
Fonte – Gomes (2012)

$$V_{re} = V_a - V_b = V_a - (-V_a) = 2V_a = 2V_b \quad (2.2)$$

## 2.2 Cabo coaxial

O cabo coaxial é uma linha de transmissão de dois condutores cilíndricos concêntricos, envolvidos por material dielétrico que opera de forma eficiente em bandas de frequências de até 3 GHz. São meios de baixa atenuação, suscetibilidade a interferências externas (PAUL, 1994) e devido a sua característica construtiva operam de forma eficiente em sinalização simples. A Figura 10 apresenta uma visão detalhada de alguns modelos de cabos coaxiais utilizados em SAT TV e CATV (*Cable Television*).

Figura 9 – Vista lateral de um cabo coaxial genérico. As siglas PE, PEH e PVC significam Polietileno, Isolamento do ar-espço de polietileno e Cloreto de Polivinilo.



Fonte – Elaborado pelo autor, baseado em (HELUKABEL, 2015).

Em uma visão mais geral, na Figura 9, temos uma imagem genérica de um cabo coaxial. Nesta tem-se que:

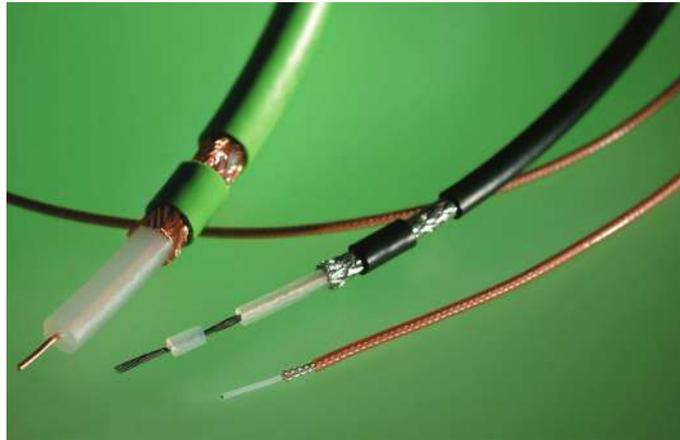
- O condutor central é o meio físico por onde os sinais de tensão e corrente trafegam.
- O condutor externo, ou malha externa, atua como caminho de retorno e como blindagem eletrostática para o condutor central.
- Os dielétricos que envolvem os condutores servem para confinar os campos na região do cabo e para limitar a velocidade de propagação da onda eletromagnética no meio físico.

Sabemos que os objetivos deste trabalho se baseiam no estudo do cabo coaxial aplicado a sistemas G. fast e GmG.fast, mas antes de entrarmos nos detalhes específicos desta pesquisa, características fundamentais relacionadas à modelagem dessas linhas de transmissão precisam ser expostas.

### 2.2.1 Modelo eletromagnético do cabo coaxial

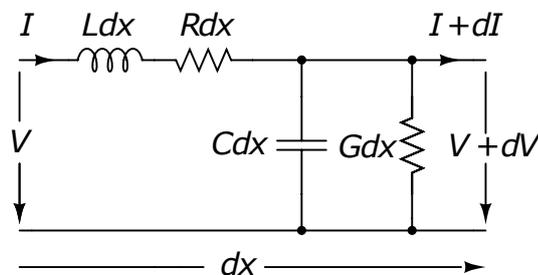
As modificações ocorridas em sinais de corrente e tensão ao passarem por um cabo coaxial podem ser modeladas de várias formas. Uma das mais conhecidas e difundidas

Figura 10 – Modelos de cabos coaxiais utilizados em SAT TV e CATV.



Fonte – Helukabel (2015).

no meio acadêmico é vista no eletromagnetismo clássico. Ela se chama de divisão por unidade de comprimento e consiste basicamente em dividir o cabo em vários segmentos de comprimento infinitesimal,  $dx$ , para determinar os parâmetros primários que são fundamentais na solução de equações de linhas de transmissão (PAUL, 1994). A Figura 11 apresenta o modelo da divisão por unidade de comprimento que caracteriza linhas de transmissão de dois condutores.

Figura 11 – Parâmetros primários de uma linha de comprimento  $dx$ .

Fonte – (GOLDEN; DEDIEU; JACOBSEN, 2006).

A divisão por unidade de comprimento, vista na Figura 11, nos apresenta uma noção básica do comportamento de dois condutores, no domínio da frequência e é uma técnica tão bem estabelecida é aplicável a diversos tipos de linhas de transmissão de dois condutores Pozar (2012), como o par trançado (OHASHI, 2017). No entanto a modelagem dos quatro parâmetros, exibidos na Figura 11, chamados de RLGC, é distinta para cada tipo de linha de condutor duplo, e portanto uma análise específica para cada tipo deve ser vista, pois como veremos a seguir, características importantes de um cabo, como impedância característica, constante de propagação e função de transferência são derivados deles.

Cada letra da sigla RLGC têm o seguinte significado:

- R é a resistência que advém da característica condutiva da linha.
- L é a autoindutância total dos dois condutores da linha.
- C é a capacitância devido à proximidade que existe entre dielétrico e os dois condutores.
- G é a condutância total que advém das perdas nos dielétricos entre os condutores.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das malhas e das correntes na Figura 11, conforme descrito em Sadiku (2010) temos então os parâmetros primários da linha:

$$\begin{aligned}dV &= -(R + jL\omega)Idx \\dI &= -(G + jC\omega)Vdx\end{aligned}\tag{2.3}$$

onde  $\omega$ ,  $V$ ,  $I$  representam a frequência angular, tensão e corrente elétrica respectivamente.

A partir dos parâmetros primários, é possível deduzir os secundários da linha,  $\gamma$  e  $Z_0$ . Dessa forma temos que a constante de propagação  $\gamma$  é definida por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)}\tag{2.4}$$

onde  $\alpha$  representa a constante de atenuação e  $\beta$  é a constante de fase. Do termo  $\omega$ , percebe-se que  $\gamma$  é uma variável dependente da frequência.

Já a impedância característica  $Z_0$  do meio é definida por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}.\tag{2.5}$$

Estes parâmetros indicam a oposição da linha ao fluxo de corrente alternada. Em sistemas DSL, como são utilizadas altas frequências,  $L\omega$  se torna muito maior que  $R$ , e  $G$ , e portanto a Equação 2.5 pode ser aproximada por 2.6, (GOLDEN; DEDIEU; JACOBSEN, 2006).

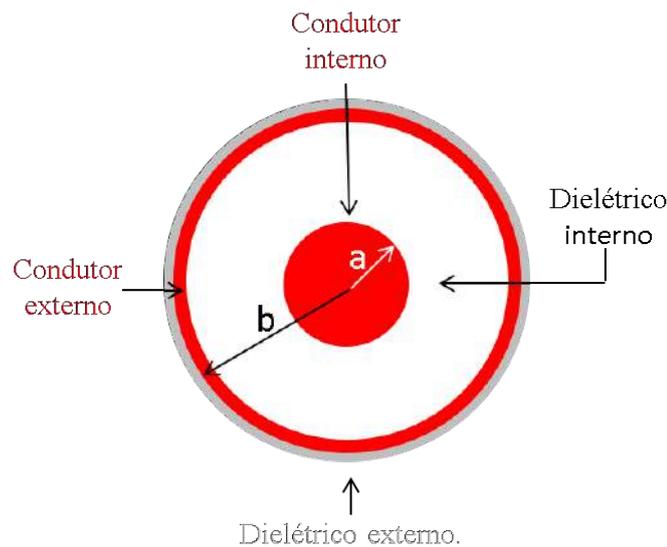
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}\tag{2.6}$$

### 2.2.2 Parâmetros RLGC do cabo coaxial

Na subseção 2.2.1 foi vista a Equação 2.6, a qual apresentava uma versão simplificada da impedância característica de um cabo coaxial. Na Equação 2.6 considerava-se que a frequência angular era muito alta, e que por isso os parâmetros R e G eram dispensáveis.

Todavia, para abordagens mais complexas, onde se deseja modelar o comportamento do canal em uma larga faixa de frequências é necessário ter em mãos cada um dos parâmetros RLGC para poder se ter uma noção mais próxima do real do canal analisado. Diante disso, aqui apresentamos os parâmetros primários do cabo coaxial obtidos em (POZAR, 2012).

Figura 12 – Seção transversal de um cabo coaxial



Fonte – Modificada de Shi, Tröltzsch e Kanoun (2011).

De acordo com Pozar (2012), a obtenção dos parâmetros RLGC de uma linha, bem como seus derivados, está diretamente relacionada a geometria, as características condutivas e dielétricas da linha. Dessa forma, na Figura 12, temos a seção transversal de um cabo coaxial genérico e partir de seus parâmetros, temos que:

*Indutância* (H/m)

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (2.7)$$

onde  $\mu$  é a permeabilidade magnética do meio,  $b$  é o raio do condutor externo e  $a$  é o raio do condutor interno.

*Capacitância* (F/m)

$$C = \frac{2\pi\epsilon'}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (2.8)$$

onde  $\epsilon'$  é a parte real da permissividade elétrica complexa do espaço entre os condutores

*Resistência* ( $\Omega$ /m)

$$R(f) = \frac{R_s}{2\pi} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (2.9)$$

onde  $R_s$  é a resistência de superfície dos condutores.

Condutância (S/m)

$$G(f) = \frac{2\pi\omega\varepsilon''}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (2.10)$$

onde  $\varepsilon''$  é a parte imaginária da permissividade elétrica complexa do espaço entre os condutores e  $\omega$  é a frequência angular em rad/s. Dos parâmetros apresentados é importante lembrar que:

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon_r \varepsilon_0} \quad (2.11)$$

onde  $\tan \delta$  e  $\varepsilon_r$  são respectivamente a tangente de perdas e a permissividade elétrica do material, e  $\varepsilon_0$  é a permissividade do ar.

Além desta relação, tem-se que:

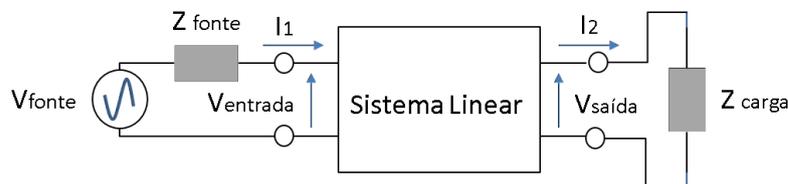
$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma_c}} \quad (2.12)$$

onde  $\mu_0$  e  $\sigma_c$  são a permeabilidade magnética do ar e a condutividade do condutor central respectivamente.

### 2.2.3 Função de transferência

A função de transferência (FT) é das principais características de um sistema linear. Ela consiste em uma razão entre o sinal de saída e o sinal de entrada que trafegam dentro do sistema, e com isto representa a quantidade de potência elétrica que pode ser entregue de uma fonte para uma carga, ao longo do espectro de frequências.

Figura 13 – Sistema Linear - Relações de entrada e saída.



Fonte – Elaborada pela autor.

O conhecimento da função de transferência torna possível a obtenção dos sinais de saída conhecendo-se apenas os sinais de entrada (LATHI, 2006). O equacionamento geral de uma função de transferência, baseado na Figura 13 pode ser vista a seguir:

$$H(f) = \frac{V_{saída}(f)}{V_{entrada}(f)} \quad (2.13)$$

onde  $H(f)$  é a função de transferência,  $V_{saída}(f)$  e  $V_{entrada}(f)$  são a tensão de saída e tensões de entrada, no domínio da frequência respectivamente.

Entretanto, como veremos a seguir a função de transferência pode ser determinada a partir de dois métodos, analíticos e empíricos e portanto devem ser caracterizadas adequadamente.

### 2.2.3.1 Função de transferência do cabo coaxial - Método analítico

A obtenção analítica da função de transferência de uma linha de dois condutores, mais especificamente falando do canal coaxial de seção única casado nas duas pontas, se dá através dos parâmetros RLGC e fundamentalmente falando, esta métrica é função do comprimento  $l$  do canal e da constante de propagação  $\gamma$ , conforme mostra a Equação 2.14.

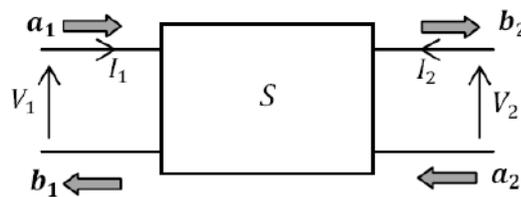
$$H(f) = e^{-\gamma l} \quad (2.14)$$

### 2.2.3.2 Função de transferência do cabo coaxial - Método empírico

Além da função de transferência oriunda dos parâmetros RLGC, vistos em 2.2.2, uma forma de analisar sistemas de transmissão é através dos parâmetros de espalhamento do mesmo. Estes, são redes que relacionam ondas incidentes  $a$  com ondas refletidas  $b$ , conforme 2.15, para gerar caracterizações de canal. Essas análises são tipicamente usadas em processos de medição e em simuladores complexos.

$$b = [S]a \quad (2.15)$$

Figura 14 – Rede de duas portas descrita por matriz de espalhamento.



Fonte – (NEUS, 2011).

Para uma rede de duas portas como mostra a Figura 14, aplicando a Equação 2.15, tem-se que:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.16)$$

Reorganizando a Equação 2.16, tem-se o conjunto de equações que calculam cada um dos parâmetros de espalhamento:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \\ S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \\ S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Os parâmetros de espalhamento  $S_{21}$  e  $S_{12}$  representam o ganho de transmissão direto e reversa respectivamente, enquanto que  $S_{11}$  e  $S_{22}$  representam a razão entre a onda refletida e incidente, vistos na entradas e nas saídas.

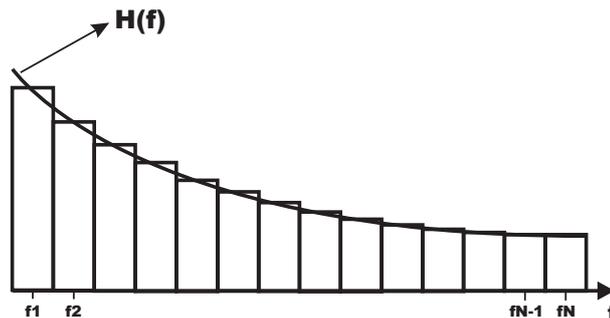
Em processo de levantamento de dados experimentais e ao longo de simulações, o conhecimento dos parâmetros  $S$  permitem obter informações relacionadas ao função de transferência do canal, tal como mostra a Equação 2.13, e com isso pode-se expressar a mesma em decibel, de acordo com Zhang e Hsiang (2007), como segue:

$$H(f)_{dB} = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad (2.18)$$

## 2.3 Taxa de Transmissão

Para avaliar o desempenho do sistema de comunicação proposto é necessário estimar a capacidade de transmissão dos canais que ele utiliza. Em sistemas DSL, de forma geral, considera-se que as transmissões são feitas utilizando *Discrete Multitone Modulation* (DMT), em que os dados são transmitidos via um conjunto de subcanais independentes no domínio da frequência, que também são chamados de tons, com largura de banda fixa  $\Delta_f$ , como mostra a Figura 15.

Figura 15 – Particionamento da banda de um canal em vários subcanais.



Fonte – Gomes (2012).

De acordo com Drakulić et al. (2015), a quantidade de bits por tom para o canal  $l$  pode ser definida pela Equação 2.19:

$$R_l(f) = \log_2 \left( 1 + \frac{RSIR(f)}{\Gamma} \right) \quad (2.19)$$

onde  $\Gamma$  representa o gap de transmissão da  $RSIR$ , que é um parâmetro definido para o sistema atender as restrições de taxa de erro de bit.  $\Gamma$  incorpora parâmetros como margem de ruído e ganho de código para aumentar o desempenho da transmissão e evitar taxas de erro de bit indesejáveis.  $\Gamma$  defini-se do seguinte modo:

$$\Gamma = \frac{\Gamma(P_e)\gamma_m}{\gamma_c} \quad (2.20)$$

onde  $\Gamma(P_e)$  é um gap de SNR para uma taxa de erro de bit alvo,  $\gamma_m$  representa a margem de ruído e  $\gamma_c$  o ganho de código. Tal relação, da Equação 2.20, está em escala linear. Em escala logarítima,  $\Gamma(P_e)$  soma-se a  $\gamma_m$  e subtrai-se de  $\gamma_c$  para gerar  $\Gamma$ .

$RSIR(f)$  denota a relação sinal ruído mais interferência, por tom  $f$ , definida pela Equação 2.21:

$$RSIR(f) = \frac{|H_l(f)|^2 \rho}{\sigma^2 + C_l(f)} \quad (2.21)$$

onde  $H_l(f)$  representa o ganho do canal  $l$  e  $C_l(f)$  representa a soma de todas as interferências que atingem a transmissão no canal  $l$ , mas nos cabos coaxiais  $C_l(f)$  tende a zero, pois este possui blindagem externa (SADIKU, 2010). A partir da taxa de bits podemos definir a taxa de transmissão do canal  $l$  pela Equação 2.22:

$$R_l = \Delta_f \sum_{f=1}^K R_l(f) \quad (2.22)$$

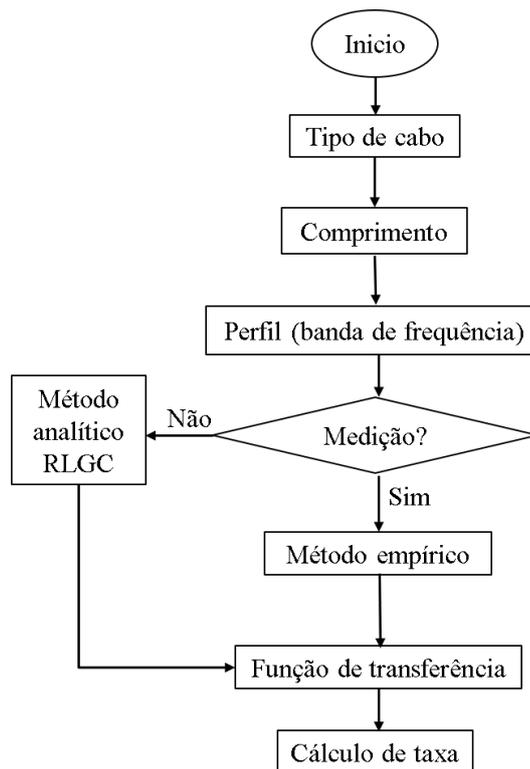
onde  $K$  é a quantidade total de sub canais.

### 3 Metodologia

A metodologia utilizada neste trabalho consiste em análises quantitativas e qualitativas do desempenho de sistemas G.fast e G.mgfast em diferentes tipos de cabos coaxiais através de medições e simulações. Em ambos os casos, utilizou-se a função de transferência dos canais, medidos e simulados, para estimar, através de um *software* escrito em MATLAB, a taxa de bits obtida em cada canal avaliado.

No processo de estimação de taxa, foram utilizados cabos do tipo RG06, RG59 e RG11, que são os mais populares em sistemas de SAT TV e CATV, em diferentes comprimentos, faixas de frequência e com diferentes números de bits por portadora. O processo de geração de taxa, tanto das simulações, quanto nas medições, pode ser visto no fluxograma presente na Figura 16.

Figura 16 – Fluxograma de obtenção de taxa.



Fonte – Elaborada pelo autor.

#### 3.1 Construção dos cabos RG59, RG06, e RG11

Os cabos da família RG possuem diversas especificações ao redor do mundo. Os padrões podem diferir de acordo com alguns fabricantes regionais. Diferenças de material

dielétrico, velocidade de propagação das ondas no meio físico utilizado, pequenas variações de bitola e espessura dos condutores interno e externo podem estar presentes. Em Helukabel (2015) por exemplo, a especificação adotada seguem os padrões militares dos Estados Unidos, enquanto que Conduiti (2016), Megatron (2016), CableTech (2016) seguem padrões certificados pela Anatel e por outras grandes empresas (BELDEN, 2017).

Neste trabalho, utilizou-se os padrões das empresas certificadas pela Anatel, que podem ser vistos na tabela expressa na Figura 17. A fim de efeitos de comparação, o leitor pode observar estas especificações e comparar com a imagem genérica do cabo coaxial, vista na Figura 9.

Figura 17 – Tabela de especificações dos cabos RG59, RG06 e RG11 de acordo com Conduiti (2016), Megatron (2016), CableTech (2016), Belden (2017).

<b>Especificações dos condutores</b>				
Cabos (75Ω)	Condutor interno		Condutor externo	
	Material	Diâmetro (mm)	Material - 1ª Camada	Material - 2ª Camada
RG59	Aço cobreado	0,81	Fita aluminizada + poliéster aderida ao dielétrico	Trança em liga de alumínio
RG06	Aço cobreado	1,02	Fita de alumínio + poliéster aderida ao dielétrico	Trança em liga de alumínio
RG 11	Aço cobreado	1,63	Fita aluminizada aderida ao dielétrico	Trança em liga de alumínio
<b>Especificações dos dielétricos</b>				
Cabos (75Ω)	Isolação interna		Isolação externa	
	Material	Diâmetro (mm)	Material	Diâmetro (mm)
RG59	Polietileno expandido	3,66	PVC não propagante à chama	6,1
RG06	Polietileno expandido	4,57	PVC não propagante à chama	6,93
RG 11	Polietileno expandido	7,11	PVC não propagante à chama	10,16

Fonte – Elaborada pelo autor, dados retirados de CableTech (2016).

## 3.2 Características de transmissões G.fast e G.mgfast

### 3.2.1 Características do G.fast

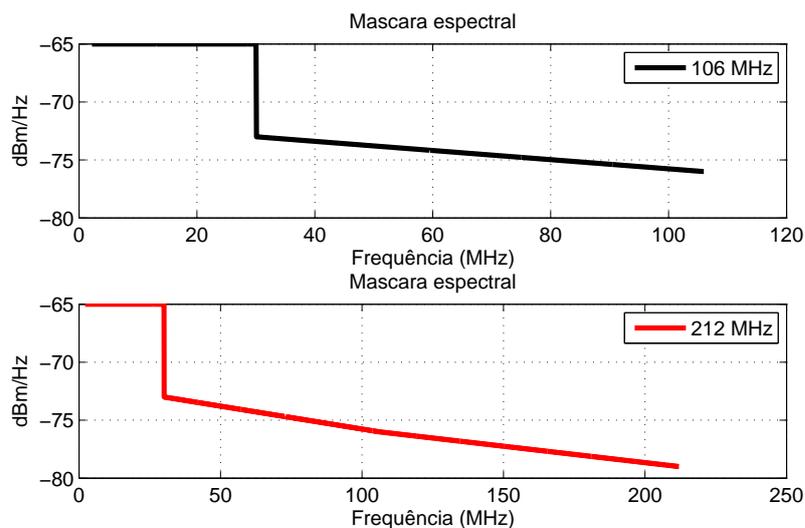
De acordo com (ITU-T, 2017) o padrão G.fast possui duas versões, as quais utilizam bandas de frequência distintas. A primeira começa em 2.2 MHz e termina em 106 MHz e a outra inicia no mesmo ponto, mas se estende até 212 MHz. Em ambas, de acordo com Zafaruddin, Bergel e Leshem (2017), durante as transmissões, usa-se os seguintes parâmetros:

Tabela 1 – Parâmetros do sistema G.fast.

Parâmetro	Tipo/Valor
Modulação	DMT
Espaçamento entre tons - $\Delta_f$	51,75 kHz
PSD do Ruído gaussino branco aditivo (AWGN) - branco (white) - $\sigma^2$	-140 dBm/Hz
Máxima potência transmitida	4 dBm
Máximo <i>bitloading</i> por tom	12
Probabilidade de erro de bit (BER) para operação	$10^{-7}$
Gap de RSIR - $\Gamma(P_e)$	9,75 dB
Margem de ruído - $\gamma_m$	6 dB
Ganho de código - $\gamma_c$	5 dB
Gap de RSIR - $\Gamma$	10,75 dB

Com os dados da Tabela 1, as máscaras espectrais durante as transmissões, de acordo com ITU-T (2017), devem ter o seguinte formato:

Figura 18 – Máscara espectral de potência de transmissões G.fast.



Fonte – Modificada de ITU-T (2017).

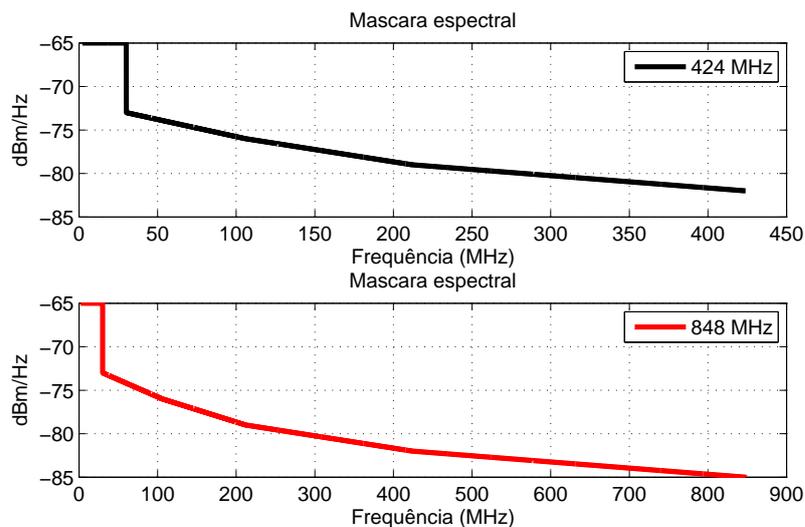
Desta forma, resume-se alguns elementos associados ao sistema G.fast.

### 3.2.2 Carterísticas propostas para transmissões G.mgfast

Ainda não existem padronizações referentes a sistemas G.mgfast. Do pouco que se sabe, visto em (ADTRAN, 2017), ele terá duas bandas de operação. Uma que inicia em 2.2 MHz e termina em 424 MHz e outra que inicia no mesmo ponto e termina em 848 MHz. No entanto, muitos outros detalhes ainda estão ocultos. Um deles é a máscara espectral.

Neste trabalho, para definir uma máscara espectral, nós consideramos um procedimento de retas similar ao do G.fast. Na Figura 19, por exemplo, no caso 106 MHz, uma reta constante inicia em 2.2 MHz e termina até 30 MHz. Após isto, uma outra reta, porém decrescente, caminha em direção até o ponto final de 106 MHz, deixando uma queda de -3 dB, entre 30 MHz e 106 MHz. No segundo caso, o mesmo processo se repete, mas a partir de 106 MHz, uma nova reta decrescente inicia e termina em 212 MHz deixando a mesma diferença de -3 dB entre os pontos.

Figura 19 – Máscara espectral de potência de transmissões G.mgfast proposta pelo autor.



Fonte – Elaborada pelo autor, baseado em ITU-T (2017).

Neste trabalho, para as transmissões G.mgfast foi considerado-se a mesma máscara do G.fast até 212 MHz. Todavia, entre 212 MHz e 424 MHz e entre 424 MHz e 848 MHz, considerou-se duas retas decrescentes de -3 dB de queda. Daí obtém-se as máscaras espectrais propostas para as versões 424 MHz e 848 MHz. Além disso, no que tange aos demais parâmetros, como espaçamento entre tons, levou-se em consideração a Tabela 1 que segue as mesmas recomendações tidas em ITU-T (2017) para o cabo coaxial.

### 3.3 Cenário de simulação

Ao longo das simulações utilizou-se os parâmetros de transmissão do G.fast, Tabela 1, e as máscaras de transmissão vistas nas subseções 3.2.1 e 3.2.2. Foram feitas simulações nas versões 106 MHz e 212 MHz, do G.fast e 424 MHz e 848 MHz, do G.mgfast. Nelas analisou-se os seguintes testes de casos:

- Função de transferência dos cabos RG59, RG06 e RG11 na versão 848 MHz no comprimento de 50m.

- Análise de taxa x comprimento nos cabos RG06, RG59 e RG11 nas duas verões do G.fast (106 MHz e 212 MHz) e nas duas do G.mgfast (424 MHz e 848 MHz) com a quantidade de 12 bits por tom, como especifica o G.fast.
- Comparação das taxas obtidas pelos cabos RG59, RG06 e RG11 em comprimentos de até 100 m, com 12 bits por tom.
- Avaliação dos padrões, 106 MHz, 212 MHz, 424 MHz e 848 MHz nos cabos RG59, RG06 e RG11 com um número de bits por tom variando de 1 a 25 para avaliação do potencial de extensão do canal.

Os procedimentos, *softwares* e considerações vistas neste cenário são mostrados a seguir.

### 3.3.1 Materiais e métodos do cenário de simulação

A ferramenta de simulação utilizada nas análises de taxa, deste trabalho, baseia-se em um *software* escrito em MATLAB, pelo autor e por Diogo Acatauassú, co-orientador do trabalho. O simulador, foi projetado de acordo com o modelo eletromagnético RLGC, do cabo coaxial, encontrado em Pozar (2012), visto nas subseções 2.2.2 e 2.2.3, e na equação de capacidade do sistema baseado em DMT exibida na subseção 2.3.

Tabela 2 – Considerações feitas nas simulações.

Parâmetro	Valor
Permissividade relativa - $\epsilon_r$	2,3 $F/m$ - Polietileno
Condutividade - $\sigma_c$	$6,17 \times 10^7 S/m$ - Cobre puro
Tangente de perdas - $\tan \delta$	$4 \times 10^{-4}$ - Polietileno

Para os levantamentos de curvas de canal e taxa agregada, utilizou-se os raios do condutor interno e externo, vistos na Figura 17. Devido a dificuldade de obtenção das constantes dielétricas e condutivas do polietileno expandido a gás e do aço cobreado, adotou-se como isolante interno o polietileno e como condutor interno o cobre puro. Além disso definiu-se uma tangente de perdas fixa, tal como propõe-se em (POZAR, 2012). Nessas considerações:

## 3.4 Cenário de medição

As medições propostas neste trabalho, utilizaram cenários mais restritos, devido a fatores econômicos e a indisponibilidade de alguns de materiais. Nas medições utilizou-se apenas cabos RG59 e RG06 e três comprimentos de cabos, onde esses variavam entre três

fabricantes distintos. Estes foram, a Megatron, a Conduiti e a Cable Tech. Nas medições analisou-se:

- Função de transferência dos cabos RG59, RG06 e RG11 nos perfis, comprimentos e fabricantes expostos na Tabela 3.
- Análise da influência da adição de conectores no processo de medição na função de transferência.
- Análise da função de transferência dos cabos enrolados e desenrolados.
- Verificação da influência do percentual de malha em uma transmissão de cabo em ambiente isolado.
- Taxa agregada dos cabos para *bitloading* de 12 bits.
- Taxa agregada dos cabos para *bitloading* de 1 a 25 bits.
- Comparação dos resultados medidos com os simulados.

Para atingir a essa finalidade, precisou-se de equipamentos e procedimentos experimentais, os quais serão vistos a seguir.

### 3.4.1 Materiais e métodos do cenário de medição

As medições atingiram somente os três primeiros perfis de transmissão G.fast e G.mgfast, 106 MHz, 212 MHz e 424 MHz, devido as limitações do instrumento de medição. A Tabela 3 sumariza os perfis, padrões, comprimentos e fabricantes analisados nas medições.

Tabela 3 – Cabos, padrões, fabricantes e perfis utilizados nas medições.

Marca/Malha(%)	Comprimento(s)	Padrão	106 MHz	212 MHz	424 MHz
Megatron (67 %)	10 m e 50 m	RG59 e RG06	X	X	X
Conduiti (90 %)	10 m	RG06	X	X	X
CableTech (90 %)	8,5 m	RG06	X	X	X

Além disso, é importante ressaltar que no cenário medido foi necessária a utilização de técnicas de interpolação polinomial, pois o aparelho de medição gerava tons com espaçamento de no mínimo 90 kHz, nas faixas pretendidas, e portanto uma adequação ao espaçamento de 51,75 kHz precisou ser feita.

Durante o processo de medição utilizou-se os seguintes equipamentos e procedimentos:

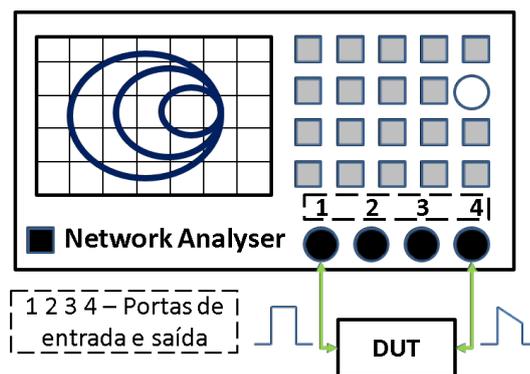
- *Vector Network Analyser Agilent 4395A.*
- *Minimum loss pad J2042.*
- *Kit de transmissão e reflexão.*
- Calibração response *Through*, com segmento coaxial RG06 de 15cm.
- Conectores N, F (compressão) e emenda coaxial.
- *Software (AMT Noise Identification)* pertencente ao LEA, escrito em MATLAB, para controle do *Network Analyser* e obtenção de dados.

A descrição de cada equipamento, bem como dos procedimentos apresentados acima, encontra-se a seguir.

#### 3.4.1.1 Analisador de rede

O analisador de rede - NA (*Network Analyser*), é um equipamento de medição que serve para avaliar a resposta em frequência de dispositivos elétricos. O uso deste é vasto e abrange aplicações que compreendem desde componentes simples, como capacitores e indutores, até a sistemas complexos, como cabos e componentes de RF (KEYSIGHT, 2005).

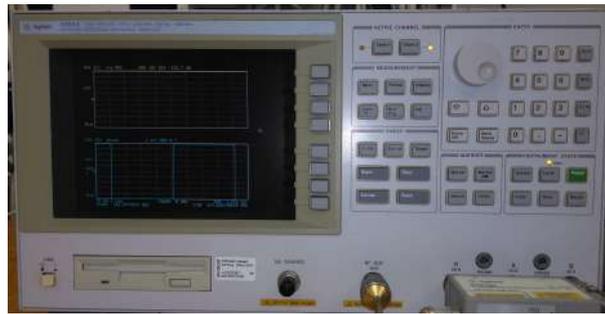
Figura 20 – Esquema genérico de um *Network Analyser* medindo a função de transferência de um DUT.



Fonte – Elaborada pelo autor.

O princípio de funcionamento deste equipamento consiste basicamente, na inserção de um sinal de tensão em um dispositivo, sob medição, chamado de DUT (*Device Under Test*), e na medição deste mesmo sinal, após ele passar pelo dispositivo. Daí o NA executa a razão entre esses dois sinais, e então gera a caracterização do DUT ao longo da frequência. Para aliar a explicação a uma representação gráfica, um exemplo genérico disto é exibido na Figura 20.

Figura 21 – Visão frontal do NA 4395A.



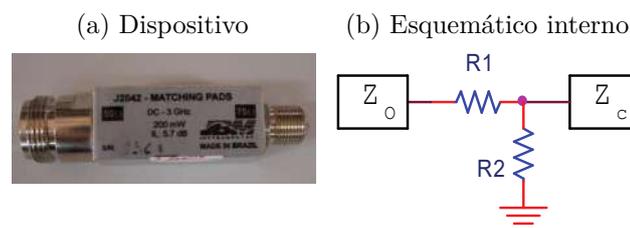
Fonte – Elaborada pelo autor.

Há vários tipos de analisadores de rede comercializados no mundo. Suas descrições de funcionamento podem ser encontradas em (RADIO-ELECTRONICS, 2012). Neste trabalho, no entanto, utilizou-se apenas um tipo de analisador de rede, o qual tem por nome 4395A e faz parte da espécie VNA (*Vector Network Analyser*), medindo, portanto, fase e amplitude. A visão frontal do NA 4395A é exibida na Figura 21.

### 3.4.1.2 *Minimum loss pad*

Os analisadores de rede em geral costumam ter portas de entrada com impedâncias fixadas em um determinado valor. Geralmente, como é o caso do NA 4395A, essas tendem a oscilar em torno de um valor que circunda os  $50 \Omega$ . No entanto, como boa parte dos cabos coaxiais, incluindo os utilizados neste trabalho, têm impedâncias características fixas em  $75 \Omega$ , a conexão e a performance do NA em relação ao DUT fica prejudicada.

Figura 22 – *Minimum loss pad* J2042. Em 22b  $Z_0$  é igual a  $50 \Omega$  e  $Z_c$  igual a  $75 \Omega$



Fonte – Elaborada pelo autor.

Dessa forma, portanto, adaptadores de impedância, também chamados de *minimum loss pad*, que nada mais são que um arranjo de resistores utilizados para fazer a correlação das impedâncias de dois aparelhos, BroadWave (2017), foram utilizados como interface entre o NA e os cabos coaxiais. Neste trabalho, utilizou-se o *minimum loss pad*, J2042 ( $50 \Omega / 75 \Omega$ ), da JBM instrumentos, que é bem popular no Brasil e utilizado até mesmo utilizado por grandes agências como a Anatel em (ANATEL, 2014). O J2042 pode ser visto na Figura 22.

### 3.4.1.3 Kit de transmissão e reflexão

O *Kit de transmissão e reflexão* é um componente cujo objetivo é captar as múltiplas reflexões e que acontecem no cabo, e fazer relações com o sinal transmitido para que com esses seja possível determinar parâmetros relacionados a reflexão,  $S_{11}$ , e de transmissão  $S_{21}$ . O modelo utilizado neste trabalho pode ser visto na Figura 23

Figura 23 – Kit de transmissão e reflexão utilizado no trabalho.



Fonte – Elaborada pelo autor.

### 3.4.1.4 Setup de medição de função de transferência

O *setup* de medição deste trabalho é visto na Figura 24. Utiliza-se o *minimum loss pad* e o kit de transmissão e reflexão juntamente com o NA 4395A para medir a função de transferência do cabo coaxial. Um processo similar a este foi visto na subseção 2.2.3, onde o sistema linear é o cabo coaxial, a fonte representa as portas *A* e *R* do NA, e a carga, a porta *B*.

Figura 24 – Setup de medição de função de transferência.



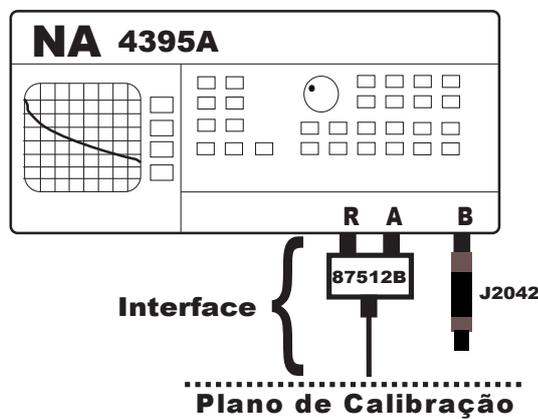
Fonte – Elaborada pelo autor.

### 3.4.1.5 Calibração e compensação

No *setup* de medição deste trabalho, como mostrou a Figura 24, não é possível conectar o cabo coaxial diretamente ao NA. Por isso o *minimum loss pad* e o *Kit de transmissão e reflexão* foram utilizados como interface. Todavia, quando se adiciona esses dispositivos as portas do equipamento, o mesmo entende que esses também fazem parte do DUT e que, portanto, devem ser levados em consideração na medição (GOMES, 2012).

Contudo, como o objeto de nosso interesse é apenas o cabo coaxial, essa consideração, feita pelo NA, não é bem-vinda em nossas análises e, portanto, deseja-se que ela seja desfeita ou compensada. O método que nos permite compensar a adição desses componentes e mensurar apenas o comportamento do cabo, é a calibração.

Figura 25 – Deslocamento do plano de calibração.



Fonte – Modificada de Gomes (2012).

Na calibração, o NA desloca o plano de referência, também chamado de plano de calibração, das portas de origem para a saída da interface. Neste trabalho a interface é composta pelo *minimum loss pad* e pelo *Kit de transmissão e reflexão*. Com isso, o DUT passa a ser em teoria somente o cabo coaxial e as medições se tornam mais precisas. A Figura 25 ilustra sucintamente esse processo.

O tipo de calibração utilizada no trabalho foi a *response-Through*, que é adequada para medições de função de transferência. O NA foi calibrado através de um segmento de 15 cm do cabo RG06. A ilustração desse processo consta na Figura 26.

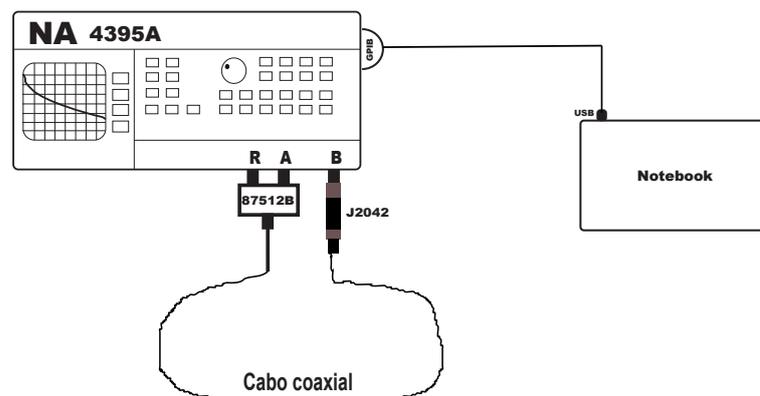
Figura 26 – Calibração *Through*.

Fonte – Elaborada pelo autor.

#### 3.4.1.6 Medição

Após as considerações e procedimentos listados acima, o procedimento de medição ocorreu conforme mostra ilustrado na Figura 27.

Figura 27 – Procedimento de medição de função de transferência. Os cabos RG se conectam à interface ligada ao analisador de rede que coleta os dados do canal através do *software* que roda no computador.



Fonte – Modificada de Gomes (2012).

No processo como um todo, o sinal de referência da porta *R* é enviado do cabo até a porta *B*. Daí uma razão entre os níveis de tensão recebidos e transmitidos é realizada para estimação da função de transferência.

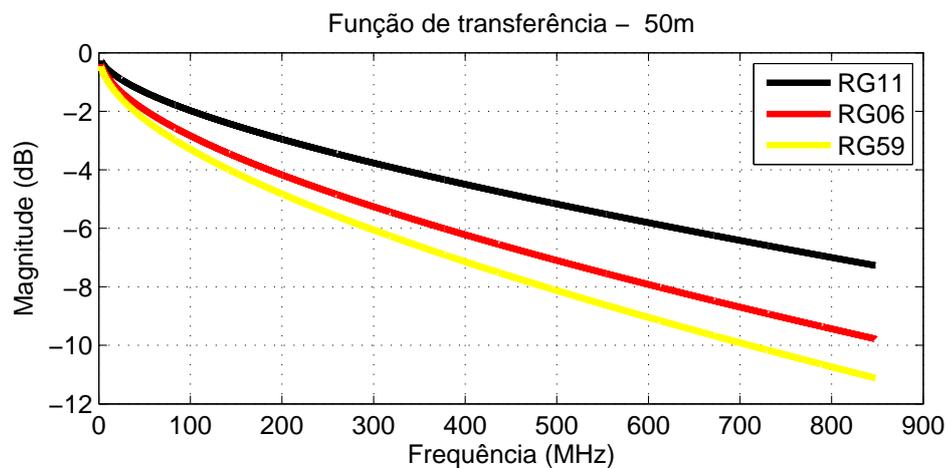
## 4 Resultados

### 4.1 Resultados do cenário de simulação

#### 4.1.1 Função de transferência dos cabos RG59 RG06 e RG11

Na Figura 28 tem-se a comparação entre os três tipos de cabos analisados neste trabalho. Da mesma, percebe-se que o desempenho do cabo RG11 ao longo de toda a banda de 2,2 MHz a 848 MHz é sem dúvida o melhor dentre eles. Isto já era esperado devido as maiores bitolas desse cabo, pois de acordo com as equações da subseção 2.2.2, a capacitância, a resistência e a condutância do cabo serão menores quanto maiores forem os diâmetros dos condutores central e externo, pois uma menor constante de atenuação será observada.

Figura 28 – Função de transferência dos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimento de 50m no perfil 848 MHz.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Na mesma, Figura 28, nota-se que o RG59 tem o pior desempenho, pois é o que tem a menor relação de bitolas. A diferença de rendimento entre esses cabos nas mais altas frequências é significativa. Os cabos RG11 possuem ganho de aproximadamente 4 dB acima do RG59, e de 2,5 dB com relação ao do RG06, o qual fica aproximadamente 1,5 dB acima do RG59, o que demonstra mais uma vez o pior desempenho do RG59 em termos de ganho de canal, em relação aos outros.

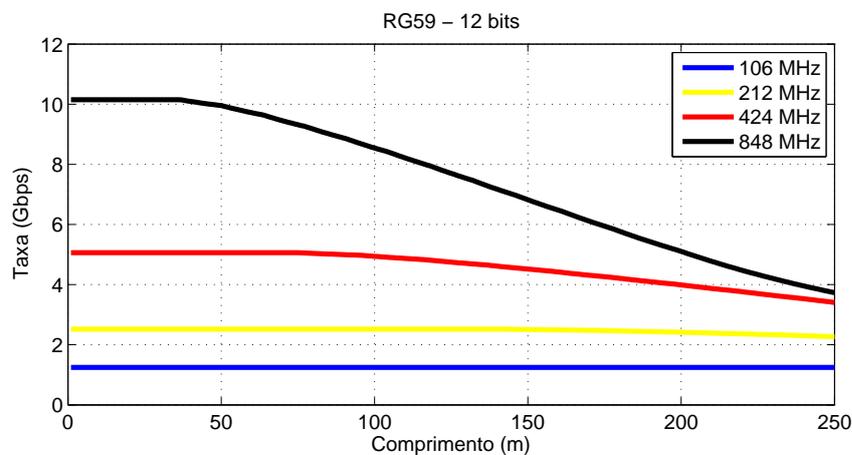
Esses resultados de atenuação podem ser conferidos nos *datasheets* das empresas Conduiti, CableTech e Megatron. Os mesmos reforçam uma noção natural de mercado, pois se o leitor fizer uma breve pesquisa, verá que os cabos RG11 são comercializados

a preços que podem ser até 10 vezes mais caros que os estipulados para o cabo RG59. Já os cabos RG06 que custam em média custa 1,5 vezes o valor de um RG59, também apresentam um melhor desempenho. Ou seja, os resultados da Figura 28 mostram que cabos de maior relação de bitola sofrem menor atenuação na função de transferência, uma vez que a melhor qualidade estrutural lhes confere maior ganho de canal.

#### 4.1.2 Taxa por comprimento nos cabos RG59, RG06 e RG11 - 12 bits por tom

Apesar dos resultados acima indicarem diferenças de até 4 dB entre os cabos de menor e maior qualidade estrutural, buscou-se entender a seguir o quão forte essa diferença se traduziria em termos de taxa. Como foi dito na seção 2.3, a taxa de transmissão não se expressa de forma linear, mas logarítmica. Diante disso, buscou-se entender nas Figuras 29, 30, 31, o quão diferentes seriam os desempenhos individuais de cada cabo, nos quatro perfis de banda propostos, em comprimentos de até 250 m, com o número máximo de 12 bits por tom, especificado pelo G.fast.

Figura 29 – Taxa por comprimento no cabo RG59, nos quatro perfis de frequência.



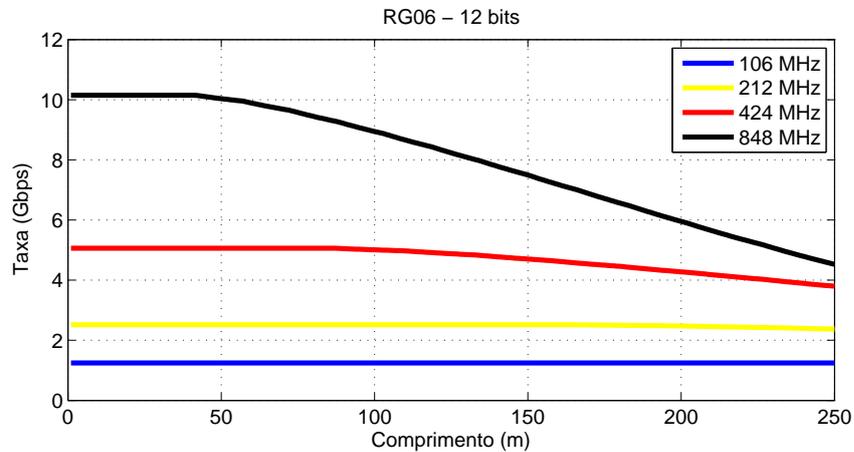
Fonte – Elaborada pelo autor.

Nas Figuras 29 e 30, percebe-se que a diferença de taxa entre os cabos RG06 e RG59 não é tão evidente até aproximadamente 100 m. Enquanto que para os demais comprimentos, a magnitude dessa diferença se amplia. Além disso, nos dois primeiros perfis (106 MHz e 212 MHz), a diferença entre as taxas do RG59 e RG06 é inferior a 0,01 Gbps.

É importante frisar também que tanto no RG59 quanto no RG06, no perfil 106 MHz, o aumento do comprimento, até 250 m, não faz a menor diferença em termos de taxa agregada, apesar de implicar em perdas de até 250 Mbps no perfil 212 MHz. No entanto para perfis maiores, as diferenças de comprimento podem ser bem mais significativas,

onde divergências de até 67% se verificam (caso do cabo RG59 no perfil 848 MHz), como ilustrado na Figura 29.

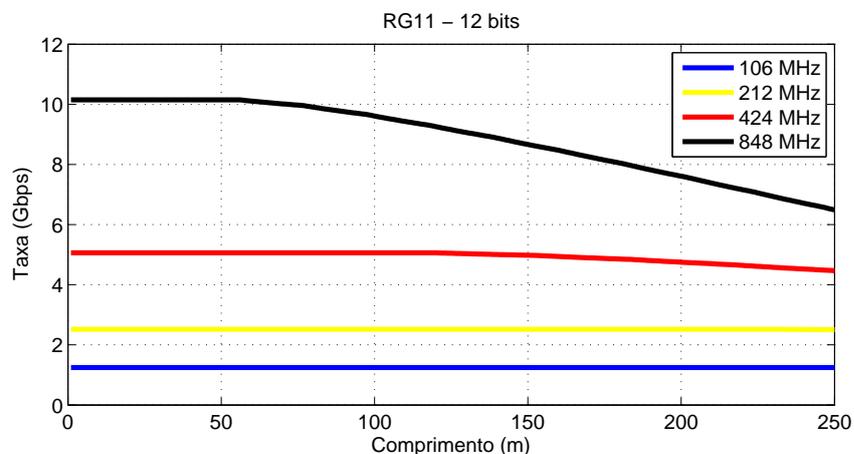
Figura 30 – Taxa por comprimento no cabo RG06, nos quatro perfis de frequência.



Fonte – Elaborada pelo autor.

No que tange ao cabo RG11, novamente pode-se ver que ele possui melhor desempenho e que é o menos afetado pelo aumento do comprimento do cabo, haja vista que possui menor constante de atenuação, Figura 31. Esses resultados no entanto, em ambos os cabos, mostram com entusiasmo as análises dos três primeiros perfis, pois diferentemente do que ocorre no par trançado, como visto em Zafaruddin, Bergel e Leshem (2017) e em ADTRAN (2017), a variação do comprimento não produz variações drásticas na taxa. Contudo podemos contatar também que em 848 MHz a diferença de comprimento traz variações elevadas em termos de taxa.

Figura 31 – Taxa por comprimento, no cabo RG11, nos quatro perfis de frequência.

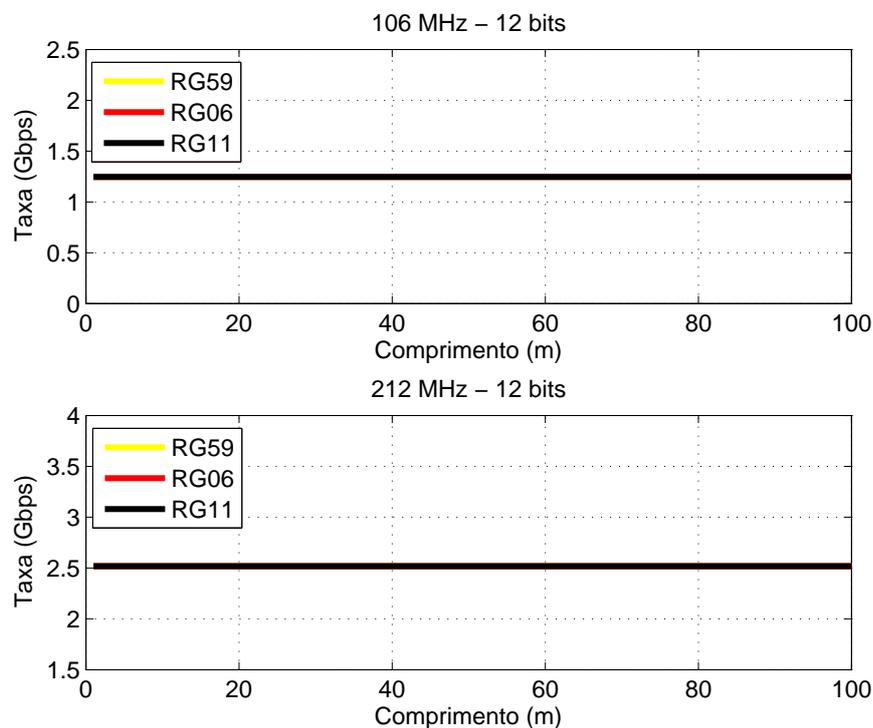


Fonte – Elaborada pelo autor.

### 4.1.3 Comparação entre as taxas nos cabos RG59, RG06 e RG11 em comprimentos de até 100 m - 12 bits por tom

Do que foi visto na subseção 4.1.2, os cabos RG11 sempre demonstravam melhor desempenho. Contudo, nos cenários futuros de implementação do G.mgfast, comprimentos de até 50 m serão utilizados e portanto, há a necessidade de verificar o quão significativas seriam essas diferenças em termos de taxa até 100 m de comprimento.

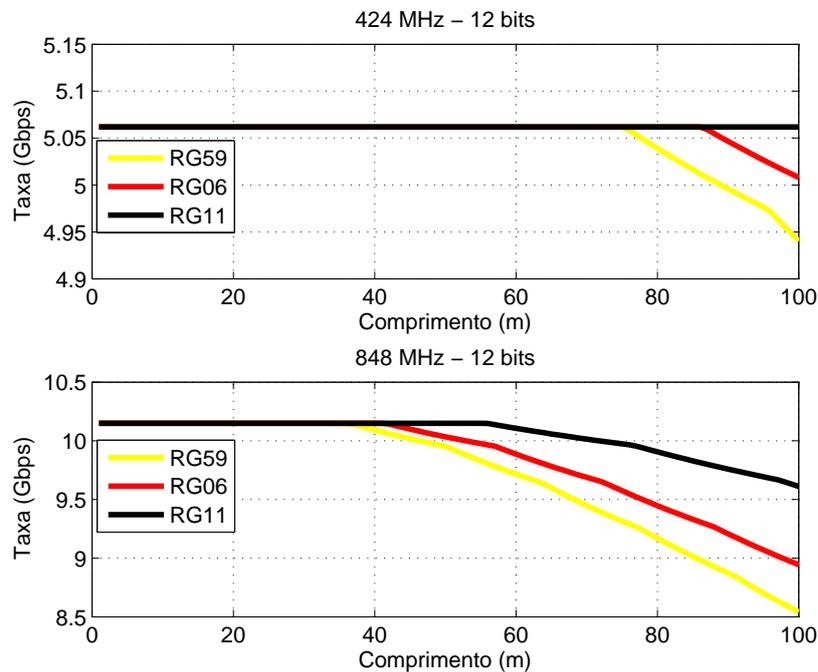
Figura 32 – Comparação das taxas alcançadas pelos cabos em 12 bits por portadora, nos perfis 106 MHz e 212 MHz.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Diferentemente do que viu-se subseção 4.1.2 em comprimentos longos, as diferenças entre as taxas dos cabos em até 50 m foi praticamente irrisória. Conforme mostram as Figuras 32 e 33, nos dois primeiros perfis as taxas entre os cabos RG59, RG06 e RG11, não apresentam nenhuma variação. Todos apresentaram taxas de 1,25 Gbps, para o perfil 106 MHz, e 2,5 Gbps, para o perfil 212 MHz em toda faixa de comprimentos analisados.

Figura 33 – Comparação das taxas alcançadas pelos cabos em 12 bits por portadora, nos perfis 424 MHz e 848 MHz.



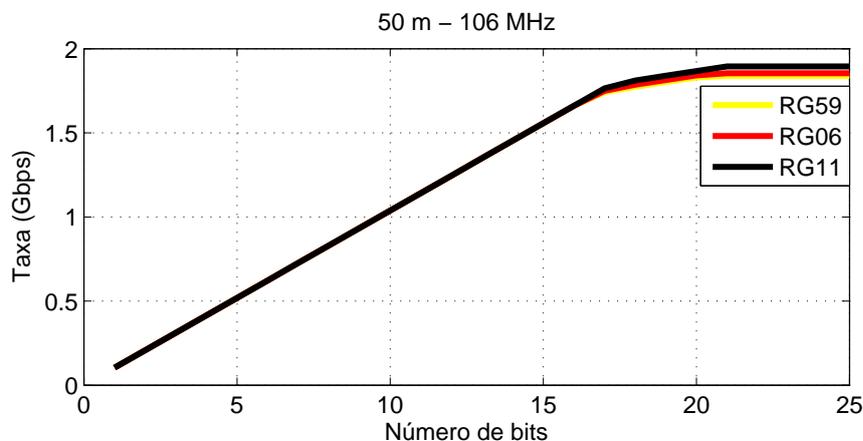
Fonte – Elaborada pelo autor.

Além disso, nas faixas de frequências maiores, em comprimentos de até 70 m, Figura 33, no perfil 424 MHz, as taxas também não demonstraram variação, independentemente dos cabos serem Rg59, RG06 ou 11. Todas ficaram em torno de 5 Gbps e mesmo em 100 m, a diferença máxima encontrada foi de 10 Mbps. De forma análoga, vemos no perfil 848 MHz que a diferença da infraestrutura do cabo também não gerou grandes variações de desempenho, pois em média, até 50 m de comprimento, as taxas estiveram próximas de 10 Gbps. Entretanto, percebe-se que diferenças de aproximadamente 1,5 Gbps se verifiquem em 100 m. Porém, nota-se que em comprimentos de até 50 m as diferenças são irrisórias. Dessa forma, as análises restantes terão como alvo comprimentos de 50m.

#### 4.1.4 Diferentes níveis de *bitloading* nos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimentos de 50 m, nos quatro perfis

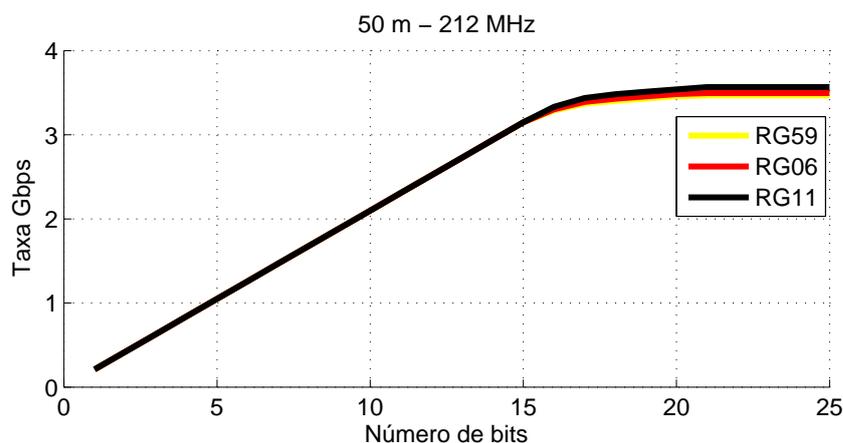
Conforme dito anteriormente, os resultados dessa seção baseiam-se em cabos com comprimentos de 50 m nos quatro perfis de banda de frequência. A diferença desta subseção em relação as outras é a investigação do impacto do número de bits por tom na taxa de transmissão. É importante ressaltar que os *bitloadings* típicos do G.fast não superam 15 bits, mas abordaremos de forma teórica, *bitloadings* de até 25 bits.

Figura 34 – Diferentes níveis de *bitloading* nos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimentos de 50 m, no perfil 106 MHz.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Figura 35 – Diferentes níveis de *bitloading* nos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimentos de 50 m, no perfil 212 MHz.



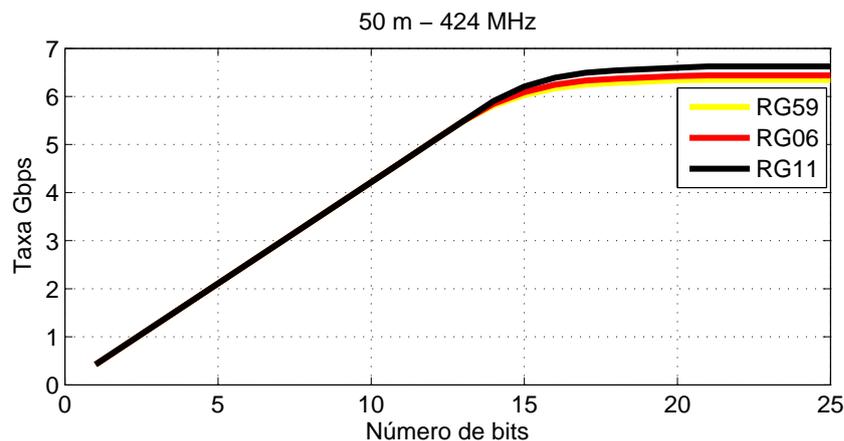
Fonte – Elaborada pelo autor.

Nas Figuras 34, 35, 36 e 37 vemos as taxas de dados no coax para diferentes valores de bits anexados aos tons de frequência. Verifica-se que até 2 Gbps podem ser adicionados ao desempenho de um sistema G.mgfast em 21 bits, em relação ao que é encontrado em 12 bits por tom. Contudo, também vemos que a partir de 21 bits por subportadora o impacto do aumento do número de bits é praticamente irrisório na taxa, pois dentro das especificações de máscara e ruído consideradas no Capítulo 3, a SNR do canal decai com o aumento da frequência, limitando a alocação de bits por tom. Assim, não importa o quão maior seja o número de bits anexados, o canal só suportará o que for garantido pela sua SNR na frequência em questão.

Além disso, é importante destacar que para efeitos de implementação 21 bits por tom representariam uma constelação QAM de 2097152 símbolos e portanto, completamente

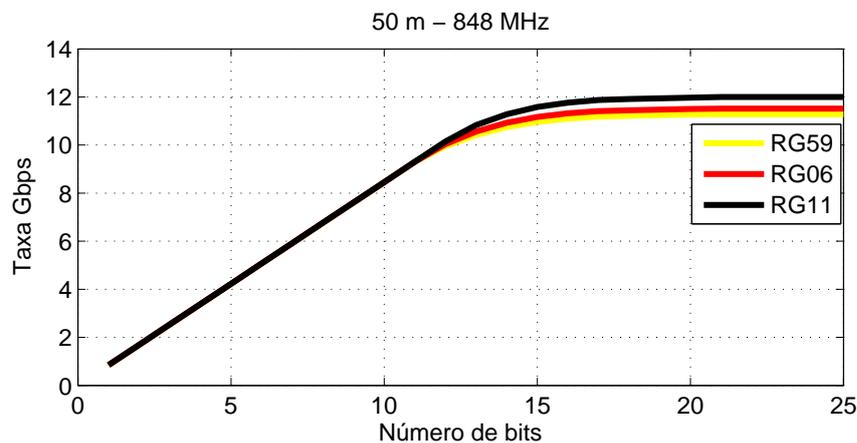
inviável. Todavia, para entendimento do problema, explanamos todos esses bits a título de informação de que mesmo o cabo coaxial sendo um meio de menor atenuação que o par trançado, acima de 15 bits por tom, a viabilidade da transmissão fica comprometida. A tabela 4 sumariza isto.

Figura 36 – Diferentes níveis de *bitloading* nos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimentos de 50 m, no perfil 424 MHz.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Figura 37 – Diferentes níveis de *bitloading* nos cabos RG59, RG06 e RG11 no comprimentos de 50 m, no perfil 848 MHz.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Esses resultados, assim como os da 4.1.3, nos mostram que tanto cabos mais simples, como é o caso do RG59, quanto do RG11 podem ser utilizados para este tipo de cenário. A diferença básica é que a relação custo-benefício envolvendo cabos de menor custo são evidentes quando se deseja fazer uma distribuição em massa da tecnologia. Contudo, esses resultados são provenientes de simulações. As medições que serão expostas a seguir terão como papel comprovar os resultados obtidos através do modelo RLGC.

Tabela 4 – Médias dos ganhos em Gbps de acordo com o *bitloading* - Ganho de taxa não é proporcional ao aumento da constelação.

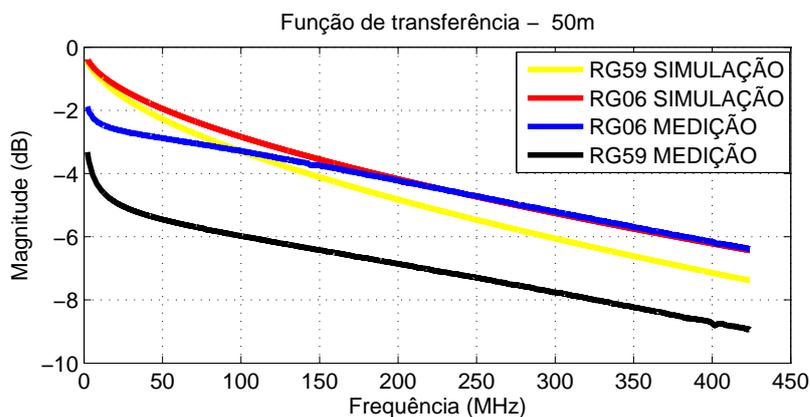
<i>Bitloading</i>	QAM	106 MHz	212 MHz	424 MHz	848 MHz
12 bits	4096	1,246	2,518	5,062	10,03
15 bits	32768	1,557	3,148	6,150	11,301
21 bits	2097152	1,702	3,501	6,538	11,620

## 4.2 Resultados do cenário de medição

### 4.2.1 Função de transferência de cabos coaxiais - comparação dos ganhos medidos e simulados

Conforme dito anteriormente, a validação dos resultados simulados se dão através dos experimentais. Ressaltando que como dissemos no Capítulo 3, avaliamos aqui somente os cabos RG06 e RG59. Neste viés, os primeiros resultados de comparação se encontram na Figura 38. Nela vemos que existem diferenças entre os ganhos das medições e das simulações. A causa disto se baseia no fato de que o modelo idealístico das simulações desconsidera efeitos de não uniformidades, interferentes externos e espessura da blindagem, enquanto que nas medições estes efeitos estão sempre presente.

Figura 38 – Função de transferência dos canais coaxiais medidos e simulados - comparação.

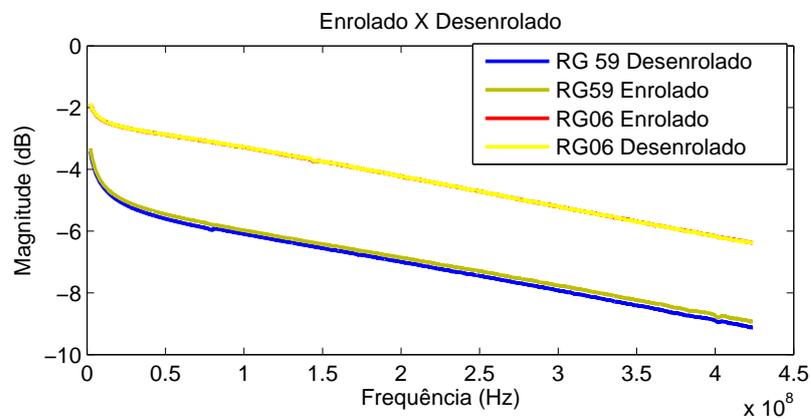


Note que os cabos coaxiais RG59 utilizados aqui, pertencem ao fabricante citado neste trabalho, a Megatron. Nos cabos RG59 a diferença foi mais significativa que no caso do RG06. Isto provavelmente ocorre devido a processos de fabricação dos cabos que são diferentes entre os fabricantes e entre um processo e outro. Contudo as similaridades entre os resultados mostram que é possível ter confiança nas simulações. Entretanto, mais comparações serão feitas a seguir.

### 4.3 Medições de cabo enrolado e desenrolado, com dois tipos de conectores

Antes de se analisar as taxas de dados dos cabos medidos e simulados, é necessário ter em mente que processos práticos envolvem várias variáveis que podem afetar o desempenho de transmissões. Em Gomes (2012) por exemplo, o desempenho de canais fantasmas era afetado pelo enrolamento dos cabos. Também foi dito em Ohashi (2017) que o desempenho dos modos fantasmas, nas simulações de não uniformidades, também eram afetados pelos *pigtails* utilizados. Dessa forma, analisamos processos similares a seguir.

Figura 39 – Função de transferência dos canais coaxiais medidos - cabo enrolado e desenrolado.



Fonte – Elaborada pelo autor.

A Figura 39 apresenta a função de transferência de cabos RG59 e RG06, de 50m, enrolado e desenrolado. Percebe-se nela que os cabos são muito pouco afetados pelos efeitos de enrolamento. O que significa que em diferentes tipos de arranjo, as transmissões sobre cabos coaxiais mantêm o mesmo desempenho. Já na Figura 41, vê-se que os conectores usados no processo afetam levemente o desempenho das transmissões. Tais conectores podem ser visualizados na Figura 40.

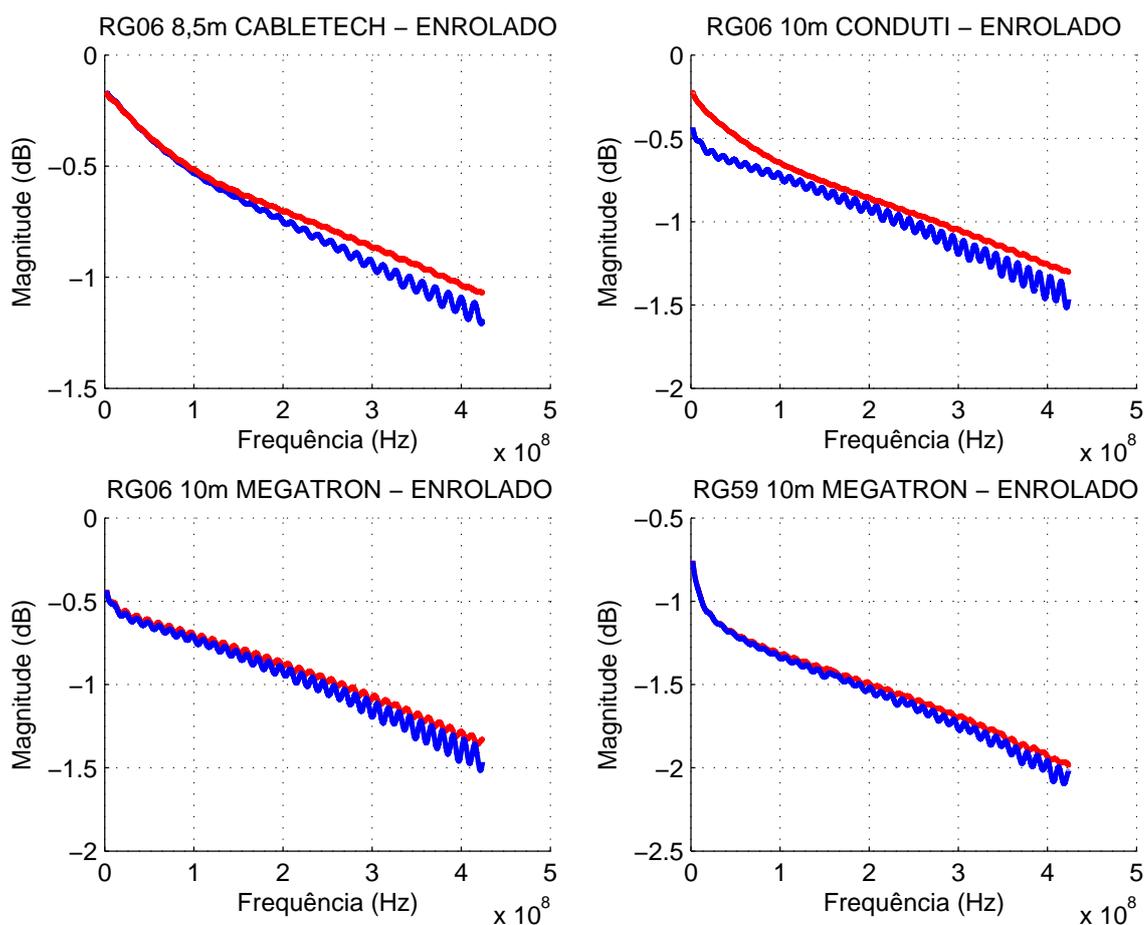
Figura 40 – Tipos de conectores. Uma e duas partes (com emenda).



Fonte – Elaborada pelo autor.

Esses conectores são divididos em dois tipos, de uma e duas partes. Nos conectores de duas partes, uma emenda coaxial é utilizada para adaptar o conector N, as pontas do conector de compressão fixado no coax. Já no conector de única parte, o conector N se liga diretamente ao coax. Os efeitos destes conectores são apresentados na Figura 41.

Figura 41 – Influência dos conectores na função de transferência. Em vermelho estão as medições feitas com um conector de uma parte, e em azul os resultados dos conectores de duas partes (com emenda coaxial).



Fonte – Elaborada pelo autor.

Na Figura 41, cabos de três fabricantes distintos apresentados, e vemos nessa que um maior nível de ondas estacionárias se observa, quando emendas coaxiais são utilizadas, pois descasamentos de impedâncias entre o cabo, o conector e a emenda geram um maior número de reflexões. É importante ressaltar também, que os comprimentos de 8,5 m e 10 m foram utilizados pelo fato das reflexões serem mais intensas em comprimentos pequenos.

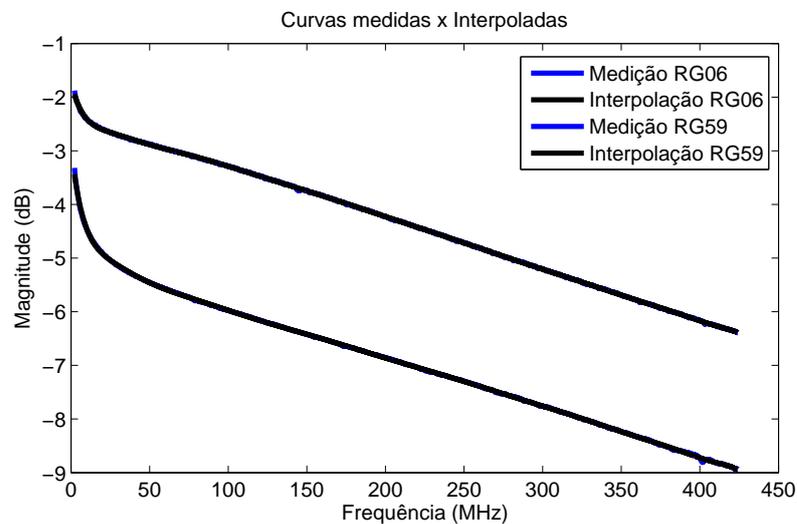
Contudo é possível constatar que para os conectores de uma única parte as ondas estacionárias são reduzidas e portanto, obtém-se medições de melhor qualidade. Dessa forma fica-se explícito que conforme já era esperado, a adição de conectores degrada

levemente a performance de uma medição. Portanto medições com conector único são desejadas.

### 4.3.1 Interpolação de dados medidos

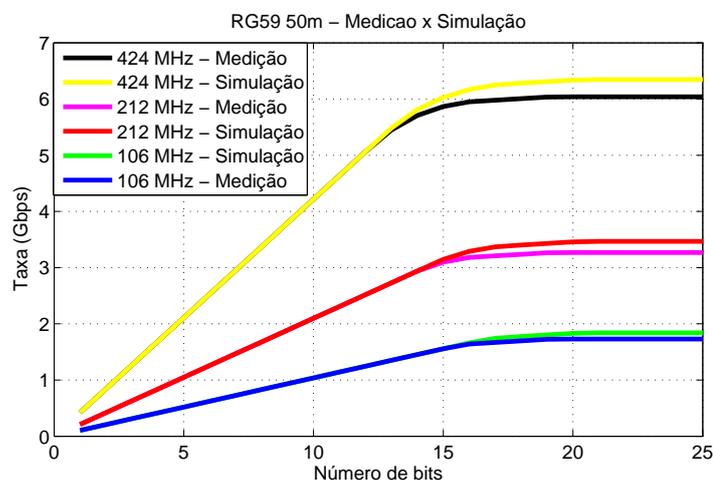
Conforme foi dito no Capítulo 3 devido a limitações do NA utilizado neste trabalho, interpolações foram necessárias para que o espaçamento entre tons se adequa-se ao requerido pelos sistemas G.fast. A Figura 42 apresenta as curvas interpoladas e medidas e mostra que são muito parecidas e que portanto são válidas.

Figura 42 – Interpolação dos dados obtidos do analisador de rede - comparação das curvas interpoladas e medidas.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Figura 43 – Comparação da taxa alcançada pelo cabo RG59 nas medições e nas simulações - *Bitloading* de 1 a 25.



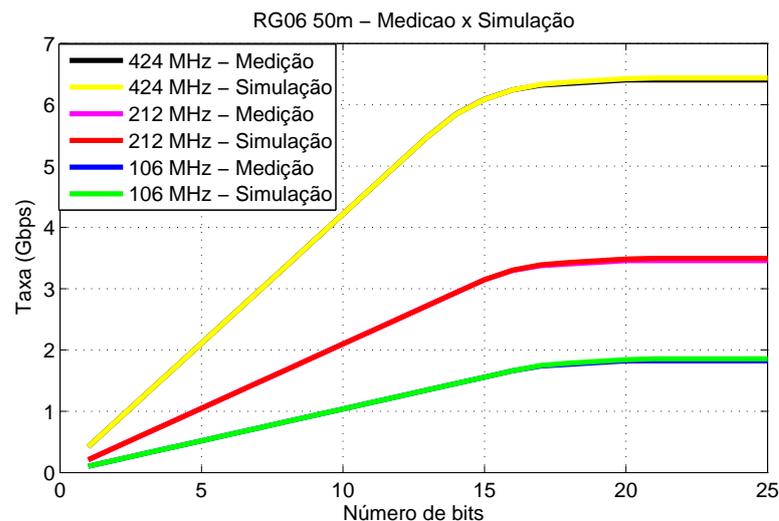
Fonte – Elaborada pelo autor.

## 4.4 Comparação das taxas alcançadas nos cenários medidos e simulados

Os resultados expostos nas Figuras 43 e 44 demonstram que existem similaridades entre as taxas das medições e das simulações. No caso do RG06, as simulações tiveram praticamente a mesma performance dos canais medidos, enquanto que nos canais RG59 aproximadamente 308 Mbps de diferença se verificou entre os cabos medidos e simulados. Nós não sabemos afirmar ainda com precisão se esta variação se relaciona a qualidade de fabricação do cabo RG59 ou se advém das considerações adotadas nas simulações, pois no RG06 sob as mesmas considerações, a maior diferença encontrada foi de apenas 25 Mbps.

Todavia, estes procedimentos de comparação demonstram que os processos de simulação são válidos, pois se assemelham em muito com as medições.

Figura 44 – Comparação da taxa alcançada pelo cabo RG06 nas medições e nas simulações - *Bitloading* de 1 a 25.



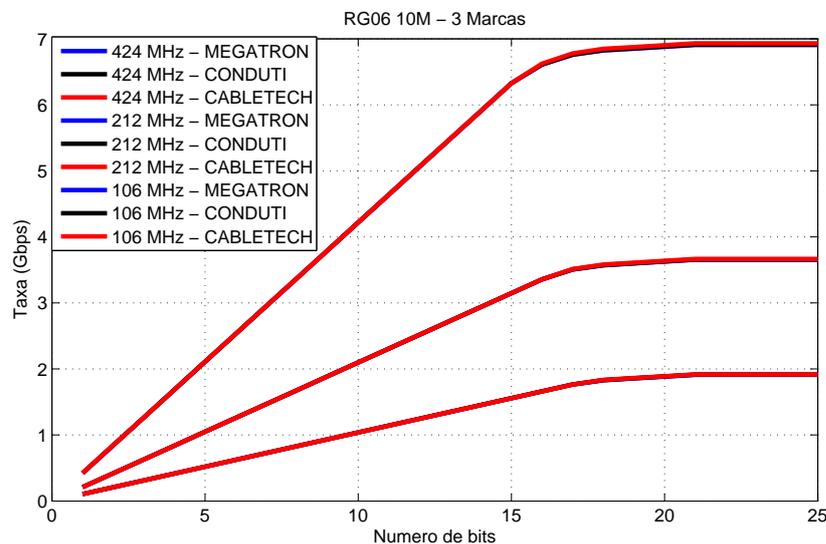
Fonte – Elaborada pelo autor.

Além disto, percebeu-se que assim como nas simulações, o aumento do número de bits por tom nas medições, não resultou em um aumento expressivo da taxa de dados. Em média, pouco mais de 1,3 Gbps de agregamento se observou para um aumento de 256 vezes o tamanho da constelação. Nesse sentido, *hardwares* de implementações mais complexas seriam inviáveis, pois não agregariam taxa na mesma medida em que aumentam a complexidade do sistema.

## 4.5 Comparação de taxa entre fabricantes distintos

Conforme já foi dito, os cabos coaxiais utilizados da fabricante Megatron, possuem apenas 67% de malha externa, enquanto que os cabos da Conduti e da CableTech contém 90% de malha. Por esta razão, realizou-se a comparação das taxas alcançadas por marca de cabo, no comprimento de 10 m, veja a Figura 45. Dos resultados, percebeu-se que em condições normais de interferência, tais como TV digital e estações de FM, alterações no desempenho da taxa não são evidenciados em cabos com maior ou menor percentual de blindagem externa.

Figura 45 – Comparação da taxa alcançada pelo cabo RG06, de diferentes fabricantes, em 10 m de comprimento. *Bitloading* variando de 1 a 25.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Assim, nós percebemos que taxas de até 7 Gbps podem ser alcançadas nos comprimentos de 10m no perfil 424 MHz, independentemente no nível de blindagem associada e da qualidade de fabricação dos cabos.

## 5 Conclusão

Este trabalho através de simulações e medições demonstrou a viabilidade de aplicações G.fast e G.mgfast sobre os cabos coaxiais, pois em um único canal taxas de até 10 Gbps foram alcançadas em frequências de até 848 MHz, nas máscaras espectrais propostas. Sob diferentes qualidades de infraestrutura e fabricantes, percebeu-se que até mesmo cabos RG59 em comprimentos menores que 50 metros poderiam ser utilizados para as transmissões, com menos de 10% de diferença de desempenho em relação a cabos de custo bem mais elevados, tais como o RG11.

Verificou-se a aplicabilidade nos quatro perfis de banda de transmissão e constatou-se que é absolutamente indiferente a utilização de cabos de alta qualidade em comprimentos curtos de cabo e em espectros menores, tais como o de 106 MHz e o de 212 MHz. Em geral, nestes mesmos perfis o desempenho do cabo coaxial não foi tão superior ao dos pares trançados, contudo lança mão de uma série de fatores essenciais para utilização do G.fast sobre o par trançado, como *vectoring* e mitigação de *alien crosstalk*.

Também foram vistos os cuidados necessários para se utilizar adequadamente toda a performance de uma transmissão G.fast e G.mgfast sobre o coax e verificou-se que não haviam muitas diferenças dos resultados simulados do modelo de Pozar (2012) com os resultados práticos.

Além disso, viu-se que a estrutura implantada poderia ter cabos de diferentes comprimentos sob distintas formas de organização, pois não haviam diferenças significativas nas medições de cabos enrolados e desenrolados, e que taxas superiores a 11 Gbps poderiam ser atingidas fazendo uso de uma maior quantidade de bits por portadora na transmissão. Todavia tendo em mente que o aumento da taxa não seria proporcional ao aumento da constelação QAM utilizada e do *hardware de implementação necessário*.

### 5.1 Trabalhos Futuros

- Investigar a capacidade de transmissão dos sistemas G.fast e G.mgfast sobre a influência de linhas, trançadas e coaxiais, interferentes.
- Avaliar os mesmos resultados de simulações em um modelo de canal que considere a indutância e a capacitância dependentes da frequência.
- Avaliar o estudo de coexistência do G.fast e G.mgfast em SAT TVs e TVs Digitais.
- fazer uma análise dos sistemas G.fast e G.mgfast no meio coaxial em termos de magnitude do vetor de erro - EVM (*Error Vector Magnitude*).

- Realizar estudos *Full Duplex* do G.fast e do G.mgfast.

## 5.2 Artigos publicados

Durante o período de graduação do discente, alguns artigos relacionados a G.fast e DSL de uma forma geral, foram publicados. Estes abordavam com maior especificidade o modo fantasma e os pares trançados. A seguir, os trabalhos são destacados de acordo com o ano e tipo de publicação.

Trabalhos completos publicados em anais de congressos:

1. SOUZA, D. D.; FREITAS, M. M. M. ; SOUSA, B. P. T. ; SALES JUNIOR, C. S. ; RODRIGUES, R. M. ; COSTA, J. C. W. A. . Análise do modo fantasma aplicado a sistemas G.fast e XG.fast. In: XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2017, São Pedro-SP. Anais do XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2017.
2. FREITAS, M. M. M. ; SOUZA, D. D. ; SOUSA, B. P. T. ; GOMES, D. A. ; SALES JUNIOR, C. S. ; RODRIGUES, R. M. ; COSTA, J. C. W. A. . Utilizando a segunda camada do modo fantasma para aprimoramento de aplicações G.fast. In: XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2017, São Pedro-SP. Anais do XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2017.

Resumos publicados em anais de congressos:

1. FREITAS, M. M. M. ; SOUSA, B. P. T. ; SOUZA, D. D. ; SALES JUNIOR, C. S. ; COSTA, J. C. W. A. . Performance analysis for transmission in phantom systems in corporate environments. In: XXXIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2016), 2016, Sanatarém. IC-03: Poster: Trabalhos de Iniciação Científica III, 2016. p. 747-748.

# Referências

ADTRAN, I. *Gfast, Enabling the Gigabit Society*. 901 Explorer Boulevard Huntsville, AL 35806: [s.n.], 2017. Disponível em: <<http://portal.adtran.com/web/fileDownload/doc/33601>>. Citado 5 vezes nas páginas 22, 23, 24, 39 e 50.

ANATEL. *Relatório de Teste Laboratorial de Interferência do LTE na faixa de 700 MHz no ISDB-T*. Tv. Rosa Moreira, 476 - Telégrafo, Belém - PA, 66113-110: [s.n.], 2014. Disponível em: <<http://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documento.asp?numeroPublicacao=311026>>. Citado na página 44.

BBF. *Gfast track, Broadband Fórum, acess summit event*. Berlin: [s.n.], 2017. Disponível em: <<https://www.broadband-forum.org/downloads/base-lv/gfast-lv-oct.pdf>>. Citado 3 vezes nas páginas 22, 23 e 24.

BELDEN. *Solução em transmissão de sinais*. Rua Surubim, 577 - 4º Andar Cidade Monções - CEP 04571-050 São Paulo - Brasil: [s.n.], 2017. Disponível em: <[https://docs.wixstatic.com/ugd/ca88af\\\_bfb8a564fad3434db9fe8820b5b842ae.pdf](https://docs.wixstatic.com/ugd/ca88af\_bfb8a564fad3434db9fe8820b5b842ae.pdf)>. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 38.

BROADWAVE, T. *Application Notes, Impedance Matching Pads*. 5195 Commerce Circle Indianapolis, IN 46237: [s.n.], 2017. Disponível em: <[http://www.broadwavetechnologies.com/CataloguesPDF/application\\_notes\\_matching\\_pad.pdf](http://www.broadwavetechnologies.com/CataloguesPDF/application_notes_matching_pad.pdf)>. Citado na página 44.

CABLELABS. *The evolution of DOCSIS*. 858 Coal Creek Cir, Louisville, CO 80027, EUA: [s.n.], 2017. Disponível em: <<https://www.cablelabs.com/full-duplex-docsis/>>. Citado na página 20.

CABLETECH. *RGE 06 90%*. Cacapava, SP: [s.n.], 2016. Disponível em: <[http://www.cabletech.com.br/download/rge06\\_90.pdf](http://www.cabletech.com.br/download/rge06_90.pdf)>. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 38.

CHEN, K. T.; YANG, S. K.; KUO, F. H.; LEE, R. R. The evaluation of next-generation copper-wire technology. In: *2015 17th Asia-Pacific Network Operations and Management Symposium (APNOMS)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 412–415. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 22.

CISCO. *The Zettabyte Era: Trends and Analysis*. 2017. Disponível em: <<http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-indexvni/vni-hyperconnectivity-wp.html>>. Citado na página 18.

CONDUTI. *Série 6 Celular + P*. Av. Henry Ford, 933 - Mooca - CEP 03109-000 - São Paulo - SP - Brasil: [s.n.], 2016. Disponível em: <<http://www.condutti.com.br/produtos/Serie-6-CelularP/1/9>>. Citado 3 vezes nas páginas 9, 25 e 38.

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 4 vezes nas páginas 19, 22, 24 e 25.

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 22 e 24.
- DORF RICHARD C., S. J. A. *Introduction to electric circuits*. 8st. ed. New Jersey, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2010. ISBN 9780470521571. Citado na página 27.
- DRAKULIĆ, S.; STATOVCI, D.; WOLKERSTORFER, M.; ZEMEN, T. Comparison of interference mitigation techniques for next generation dsl systems. In: *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 971–976. ISSN 1550-3607. Citado na página 36.
- GOLDEN, P.; DEDIEU, H.; JACOBSEN, K. *Fundamentals of DSL Technology*. [S.l.]: Auerbach Publications, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- GOLDEN, P.; DEDIEU, H.; JACOBSEN, K. (Ed.). *Implementation and applications of DSL technology*. [S.l.]: Auerbach Publications, 2007. Citado na página 21.
- GOMES, D. *Transmissão DSL em Phantom Mode: Medições e Avaliação de Desempenho*. Dissertação (Mestrado) — UFPA, 2012. Citado 8 vezes nas páginas 19, 21, 27, 28, 35, 46, 47 e 56.
- GOMES, D.; MEDEIROS, E.; KLAUTAU, A.; PELAES, E. Mitigation of alien crosstalk for downstream dsl impaired by multiple interferers. *IEEE Communications Letters*, v. 21, n. 11, p. 2380–2383, Novembro 2017. ISSN 1089-7798. Citado na página 24.
- HAMZEH, B.; TOY, M.; FU, Y.; MARTIN, J. Docsis 3.1: scaling broadband cable to gigabit speeds. *IEEE Communications Magazine*, v. 53, n. 3, p. 108–113, March 2015. ISSN 0163-6804. Citado 5 vezes nas páginas 18, 19, 20, 24 e 25.
- HELUKABEL. *Cables & Wires, Selection table for coax cables*. Business Park, Office No E-1-O103, Dubai Aviation City - Logistic City P.O. Box 644332, Dubai: [s.n.], 2015. Citado 4 vezes nas páginas 25, 29, 30 e 38.
- IKEDA, G. *Avaliação de Desempenho na Segunda Camada de uma Transmissão em Modo Fantasma*. 2015. Citado na página 28.
- ITU-T. *Fast access to subscriber terminals (G.fast) – Power spectral density specification*. Genebra, Suíça, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 23, 38, 39 e 40.
- KERPEZ, K. J. The channel capacity of hybrid fiber/coax (hfc) networks. In: *Proceedings of 1995 IEEE International Symposium on Information Theory*. [S.l.: s.n.], 1995. p. 481–. Citado na página 18.
- KEYSIGHT, T. I. *Network Analyser Basics*. Av. Henry Ford, 933 - Mooca - CEP 03109-000 - São Paulo - SP - Brasil: [s.n.], 2005. Disponível em: <[https://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/BTB\\_Network\\_2005-1.pdf](https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/BTB_Network_2005-1.pdf)>. Citado na página 43.
- LANNEER, W.; TSIAFLAKIS, P.; MAES, J.; MOONEN, M. Linear and nonlinear precoding based dynamic spectrum management for downstream vectored gfast transmission. *IEEE Transactions on Communications*, v. 65, n. 3, p. 1247–1259, March 2017. ISSN 0090-6778. Citado na página 23.

LATHI, B. P. *Sinais e Sistemas Lineares*. 2st. ed. [S.l.]: Bookman, 2006. ISBN 978-8560031139. Citado na página 33.

MAES, J.; NUZMAN, C. J. The past, present, and future of copper access. *Bell Labs Technical Journal*, v. 20, p. 1–10, 2015. ISSN 1089-7089. Citado na página 21.

MAKHARASHVILI, T.; BOOTH, B.; MARTIN, K.; DREWNIK, J.; BEETNER, D. G. Study of alien crosstalk to a broadr-reach; protocol based system. In: *2016 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 379–384. Citado na página 24.

MEGATRON. *Cabos Coaxiais*. Av. João Paulo II, 181 - Marco, Belém - PA, 66095-491: [s.n.], 2016. Disponível em: <<http://megatron.com.br/catalogo2017/mobile/index.html#p=8>>. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 38.

MEHMOOD, H.; RAHMAN, S.; CIOFFI, J. M. Bit loading profiles for high-speed data in docsis 3.1. *IEEE Communications Magazine*, v. 53, n. 3, p. 114–120, March 2015. ISSN 0163-6804. Citado 3 vezes nas páginas 19, 20 e 24.

NEUS, C. *Reflectometric Analysis of Transmission Line Networks*. Tese (Doutorado) — Faculty of Engineering, 2011. Citado na página 34.

ODLING, P.; MAGESACHER, T.; HOST, S.; BORJESSON, P. O.; BERG, M.; AREIZAGA, E. The fourth generation broadband concept. *IEEE Communications Magazine*, v. 47, n. 1, p. 62–69, January 2009. ISSN 0163-6804. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

OHASHI, A. *Impacto de não-uniformidades em cabos de pares trançados na transmissão em modo fantasma*. Dissertação (Mestrado) — UFPA, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 18, 30 e 56.

OKSMAN, V.; STROBEL, R.; WANG, X.; WEI, D.; VERBIN, R.; GOODSON, R.; SORBARA, M. The itu-t's new g.fast standard brings dsl into the gigabit era. *IEEE Communications Magazine*, v. 54, n. 3, p. 118–126, March 2016. ISSN 0163-6804. Citado na página 21.

ORFANIDES, S. J. *Eletromagnetic Waves and Antennas*. 1st. ed. New Jersey, NJ, USA: Pearson Higher Education & Professional Group, Inc, 2003. ISBN 9780130938558. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 27.

PARKER ALEX SLINGER, M. T. M. Y. R. Final Report of Ofcom, *Future capability of cable networks for superfast broadband*. 2014. Disponível em: <[https://www.ofcom.org.uk/\\_\\_data/assets/pdf\\_file/0022/47434/cable-sfbb.pdf](https://www.ofcom.org.uk/__data/assets/pdf_file/0022/47434/cable-sfbb.pdf)>. Citado 3 vezes nas páginas 20, 24 e 25.

PAUL, C. R. *Analysis of multiconductor transmission lines*. New York, NY: Wiley, 1994. (Wiley Microwave Opt. Eng.). Includes exercises. Disponível em: <<http://cds.cern.ch/record/268110>>. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 4st. ed. New Jersey, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2012. ISBN 9780470631553. Citado 4 vezes nas páginas 30, 32, 41 e 61.

RADIO-ELECTRONICS. *RF network analyzer basics tutorial*. 2012. Disponível em: <[http://www.radio-electronics.com/info/t\\_and\\_m/rf-network-analyzer/analyser-basics-tutorial.php](http://www.radio-electronics.com/info/t_and_m/rf-network-analyzer/analyser-basics-tutorial.php)>. Citado na página 44.

SADIKU, M. N. *Elements of Electromagnetics*. 5st. ed. Oxfordshire, Oxon, UK: Oxford University Press, Inc., 2010. ISBN 9780199743001. Citado 4 vezes nas páginas 19, 27, 31 e 36.

SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, v. 27, n. 3, p. 379–423, Junho 1948. ISSN 0005-8580. Nenhuma citação no texto.

SHI, Q.; TRÖLTZSCH, U.; KANOUN, O. Analysis of the parameters of a lossy coaxial cable for cable fault location. In: *Eighth International Multi-Conference on Systems, Signals Devices*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6. Citado na página 32.

STARR, T.; CIOFFI, J. M.; SILVERMAN, P. J. *Understanding digital subscriber line technology*. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 1999. Citado na página 21.

STONEBACK, D. The evolution of hybrid fiber-coaxial cable networks to an all-fiber network. In: *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–3. ISSN pending. Citado na página 19.

STONEBACK, D. The evolution of hybrid fiber-coaxial cable networks to an all-fiber network. In: *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–3. ISSN pending. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 24.

ZAFARUDDIN, S. M.; BERGEL, I.; LESHEM, A. Signal processing for gigabit-rate wireline communications: An overview of the state of the art and research challenges. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 34, n. 5, p. 141–164, Sept 2017. ISSN 1053-5888. Citado 5 vezes nas páginas 21, 22, 23, 38 e 50.

ZHANG, J.; HSIANG, T. Y. *Extraction of Subterahertz Transmission-line Parameters of Coplanar Waveguides*. 2007. Piers online. Vol. 3, no. 7. Citado na página 35.