

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

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE REDES DE ACESSO  
G.MGFAST E *FRONTHAUL* 5G BASEADO EM CABOS  
COAXIAIS**

MARX MIGUEL MIRANDA DE FREITAS

DM 16/2019

UFPA / ITEC / PPGEE

Belém-Pará-Brasil

2019

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

MARX MIGUEL MIRANDA DE FREITAS

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE REDES DE ACESSO  
G.MGFAST E *FRONTHAUL* 5G BASEADO EM CABOS  
COAXIAIS**

DM 16/2019

UFPA / ITEC / PPGEE

Belém-Pará-Brasil

2019

MARX MIGUEL MIRANDA DE FREITAS

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE REDES DE ACESSO  
G.MGFAST E *FRONTHAUL* 5G BASEADO EM CABOS  
COAXIAIS**

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

Orientador: Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa

Coorientador: Prof. Dr. Diogo Lobato Acatauassú Nunes

UFPA / ITEC / PPGEE

Belém-Pará-Brasil

2019

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

---

F862a Freitas, Marx Miguel Miranda de, 1994-  
Análise de desempenho de redes de acesso G.mgfast e fronthaul  
5G baseado em cabos coaxiais / Marx Miguel Miranda de, 1994-  
Freitas. — 2019.  
86 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque  
Coorientador(a): Prof. Dr. Diogo Lobato Acatauassú Nunes  
Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, Instituto de Tecnologia, Universidade Federal  
do Pará, Belém, 2019.

1. Padrão G.mgfast. 2. Fronthaul 5G. 3. Cabo coaxial. 4.  
Redução de potência. 5. Antenas. I. Título.

CDD 384

---

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

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE REDES DE ACESSO G.MGFAST  
E FRONTHAUL 5G BASEADO EM CABOS COAXIAIS**

AUTOR: MARX MIGUEL MIRANDA DE FREITAS

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

APROVADO EM: 27/05/2019.

**BANCA EXAMINADORA:**

---

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

---

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

---

**Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Jr**  
(Avaliador Interno - PPGEE/UFPA)

---

**Prof. Dr. Claudomiro de Souza de Sales Jr**  
(Avaliador Interno - PPGEE/UFPA)

---

**Dr. André Mendes Cavalcante**  
(Avaliador Externo à instituição - ERICSSON)

Visto:

---

**Prof.<sup>a</sup> Dr.<sup>a</sup> Maria Emília de Lima Torres**  
(Coordenadora do PPGEE/ITEC/UFPA)

*Este trabalho é destinado à Cristo, à minha família e à todos aqueles que se empenham em propagar o conhecimento científico ao redor do mundo.*

# Agradecimentos

Receber o título de mestre em engenharia elétrica perante a esta amada instituição é um enorme prazer e uma grande conquista pessoal. Nesta caminhada, várias foram as dificuldades e as barreiras enfrentadas. Contudo, com esforço contínuo e com uma incrível rede de colaboradores estas intempéries foram superadas. De posse disso, quero deixar claro à quem devo prestar minha sincera gratidão.

Portanto, primeiramente gostaria de agradecer a Deus pelo fôlego de vida e pela saúde que tem me dado e porque ele é aquele a quem tudo devo.

Ao meu pai, Asarias Freitas, por todo amor, companheirismo, incentivo e por acreditar em mim, mesmo quando eu mesmo não acreditava. À minha mãe, Lucilene Miranda, por todas as conversas, conselhos e ombro amigo. À minha irmã Valéria Freitas, por sempre demonstrar em pequenas e grandes atitudes, a sua amizade e o seu amor de irmã.

Ao professor Dr. João Weyl, por toda gerência, coordenação, orientação, incentivo e companheirismo com os profissionais à ele relacionados. Ao professor Dr. Diogo Acataussú, pelas co-orientações relacionadas ao trabalho. Ao professor Dr. Claudomiro Sales, pelas orientações que me passou no LEA.

Ao professor Dr. Roberto Menezes, pelas aulas de medição e pela gerência interna de vários assuntos do LEA. Ao professor Dr. Aldebaro Klautau por todas as contribuições, críticas e recomendações. Ao Dr. André Cavalcante e a Igor Almeida, pela liderança, bom direcionamento das atividades e por acreditarem nas propostas dos pesquisadores da UFPA.

Ao professor Dr. Gilvan Borges, pela amizade e pelas explicações relacionadas à física eletromagnética. Aos meus amigos Daynara Dias e André Fernandes que estão comigo desde a graduação, compartilhando conhecimento, trabalho e bons momentos. Ao Professor Dr. Marco Sousa, por ter me aceitado no laboratório. Aos meus companheiros de trabalho, Reginaldo Santos, Aline Ohashi, Dércio Mathe, Victor Rodrigues e toda a família do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado, por todas as horas que tivemos juntos no trabalho e no lazer.

Por fim, agradeço gentilmente a Ericsson S/A e ao CNPq, pelo financiamento da pesquisa e por incentivarem os pesquisadores brasileiros à produzir conhecimento, tecnologia e por terem valorizarem o desenvolvimento da ciência no país e no mundo.

*“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

Este trabalho explora duas possibilidades de aproveitamento de tecnologias de sistemas cabeados maduras, utilizadas nas redes banda larga dos sistemas de 4<sup>a</sup> geração, em aplicações emergentes de próxima geração. Especificamente, avaliam-se duas propostas de uso da estrutura cabeada das redes HFC (Hybrid Fiber Coax) e dos sistemas de SAT TV (Satellite Television). A primeira delas, como suporte em redes de transporte (*fronthaul*) analógico de rede 5G. A segunda avalia o uso dos cabos coaxiais em redes de acesso G.mgfast (Multi Gigabit G.fast). Na primeira, são mostradas as relações existentes entre as taxas de dados e o número de antenas alcançadas pelo cabo coaxial RG06 sob um nível de potência fixo e sob uma condição sinal ruído alvo, considerando distâncias distintas e duas configurações de sinais de rádio. Mostra-se que no (*fronthaul*) analógico 5G analisado, taxas superiores a 40 Gbps podem ser obtidas em um cabo coaxial RG06, dando suporte para 140 antenas, atendendo a critérios de transmissão do 3GPP. Para segunda solução é proposto um processo para redução consumo de energia na rede, por meio da adequação da potência de transmissão na rede coaxial, com maior carregamento de bits nas frequências iniciais do espectro. São analisados enlaces com cabos coaxiais RG59, RG06 e RG11, considerando taxas variando entre 5 Gbps e 10 Gbps e dois tipos de algoritmos de carregamento de bit. Mostra-se que com esses procedimentos a economia de potência obtida em único enlace com cabo coaxial de 100 m pode ser utilizada para alimentar outros 28 cabos de 50 m. Por outro lado, mostra-se que a redução de potência não é relevante, do ponto de vista da redistribuição, em cabos cujo comprimento seja menor ou igual a 25 m.

**Palavras-chaves:** Padrão G.mgfast, *fronthaul* 5G, cabo coaxial, redução de potência, Antenas.

# Abstract

This work explores two possibilities of harnessing mature cabling technologies used in broadband networks of 4th generation systems in emerging next generation applications. Specifically, two proposals for using the cabling structure of Hybrid Fiber Coax and SAT TV (Satellite Television) systems are evaluated. The first one, as support in 5G network analog transport networks (fronthaul). The second evaluates the use of coaxial cables in access networks G.mgfast (Multi Gigabit G.fast). In the first one, It is shown the relationships between the data rates and the number of antennas reached by the coaxial cable RG06, under a fixed power level and a target signal noise condition, considering different distances and two configurations of radio signals. It is shown that in the 5G analogue fronthaul analyzed, rates higher than 40 Gbps can be obtained in a RG06 coaxial cable, giving support to 140 antennas, meeting 3GPP transmission criteria. The second solution proposes a process to reduce power consumption in the network, by adapting the transmission power in the coaxial network, with higher bit load in the initial frequencies of the spectrum. Links with RG59, RG06 and RG11 coaxial cables are analyzed, considering rates ranging from 5 Gbps to 10 Gbps and two types of bit loading algorithms. It is shown that with these procedures the power saving obtained in single link with 100 m coaxial cable can be used to power another 28 cables of 50 m. On the other hand, it is shown that the power reduction is not relevant, from the point of view of redistribution, in cables whose length is less than or equal to 25 m.

**Keywords:** G.mgfast standard, fronthaul 5G, coaxial cable, power reduction, Antennas.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Crescimento do tráfego de dados e expectativa para 2021 . . . . .	22
Figura 2 – Esquema simplificado das arquiteturas de redes híbridas. Estas são constituídas por um trecho inicial de fibra óptica (FO) seguidos de equipamentos localizados no provedor de serviço. Outros grupos de FO se direcionam à elementos intermediários agregadores que fazem a conexão entre os usuários e à rede, por meio de cabos metálicos. . . . .	23
Figura 3 – Exemplos de topologias das redes DSL. Os sinais trafegam por fibras ópticas e caminham até estações de trabalho conhecidos como CO ( <i>Central Office</i> ). Em seguida eles se direcionam à elementos agregadores conhecidos como Pontos de Distribuição (DP, <i>Distribution Point</i> ), são convertidos para o domínio elétrico, passam para as interfaces metálicas e posteriormente penetram os CPE ( <i>Cussub canaler Premises Equipment</i> ). Os ambientes de habitação no qual essas fibras se aproximam podem ser do tipo MDU (Multi Dwelling Unit) ou SDU (Single Dwelling Unit). . . . .	29
Figura 4 – Rede híbrida de fibra e metal, panorama de evolução das tecnologias de cobre dos sistemas DSL. O comprimento dos enlaces metálicos é reduzido ao longo do tempo. Do ADSL até o G.mgfast a redução observada é de 5 km para menos de 100 m. Nesse processo, as taxas máximas se elevaram de 20 Mbps para 10 Gbps. . . . .	30
Figura 5 – Modelo de coexistência dos sistemas G.fast e G.mgfast com os sistemas SAT TVs. O CPE e o DP tem a opção de alimentação via bateria local ou através do RPF por meio da fonte de energia do equipamento do usuário - <i>Power Source Equipment</i> (PSE). . . . .	31
Figura 6 – Esquema típico de uma rede HFC. A rede é dividida entre o núcleo (também conhecido como <i>headend</i> ), o nó óptico e os cabos coaxiais compartilhados. . . . .	32
Figura 7 – Arquiteturas RAN e C-RAN. Nas arquiteturas RAN cada antena era coordenada por uma estação base física dedicada. No C-RAN as antenas são coordenadas por meio de uma única estação base física que virtualiza várias estações base definidas em <i>software</i> . . . . .	33
Figura 8 – Topologia ponto-a-ponto para arquiteturas VDF e EDF. Em VDF, FO os cabos tem comprimentos menores que 300 m e em EDF menos que 60 m. . . . .	34
Figura 9 – Vista lateral de um cabo coaxial genérico. As siglas PE, PEH e PVC significam respectivamente Polietileno, Isolamento do ar-espaco de polietileno e Cloreto de Polivinilo. . . . .	35

Figura 10 – Seção transversal de um cabo coaxial. Relações entre as bitolas dos condutores, onde $a$ é o raio do condutor interno e $b$ é o raio do condutor externo. . . . .	36
Figura 11 – Cabo coaxial de comprimento infinitesimal. $R$ , $L$ , $G$ e $C$ são os parâmetros primários do cabo. . . . .	37
Figura 12 – Particionamento da banda de um canal em vários sub canais independentes, paralelos planos e ortogonais. . . . .	40
Figura 13 – Sistema de rádio sobre cabo coaxial proposto. A BBU <i>pool</i> localiza-se no provedor de serviço e as RRHs localizam-se nas dependências dos usuários. Os cabos coaxiais RG06 fazem parte do da região analógica do <i>fronthaul</i> e a fibra óptica da região digital. A RRU é responsável pelas conversões óptico-elétrica e digital-analógica. . . . .	42
Figura 14 – Configuração do sinal de rádio, considerando uma única antena conectada ao cabo coaxial. O sinal de rádio considerado tem largura de banda igual a 20 MHz para os sinais de $DL$ e $UL$ . Em azul tem-se a banda ocupada pelo sinal de $DL$ , $B_{DL}$ , e em vermelho a banda ocupada pelo sinal de $UL$ , $B_{UL}$ . A banda total é $B_C$ , a banda de guarda é $\Delta$ e o intervalo de guarda no início do espectro é $\Theta$ . . . . .	44
Figura 15 – Configuração do sinal de rádio, considerando $N$ antenas conetadas no cabo coaxial. O sinal de rádio assumido tem largura de banda igual a 20 MHz. O intervalo de guarda $\Theta$ é utilizado para evitar correntes DC no início da banda e para separar as os sinais de rádio $B_C$ um do outro. . . . .	45
Figura 16 – Configuração do sinal de rádio, segundo o 3GPP, considerando uma única antena conectada ao cabo coaxial. O sinal de rádio considerado tem largura de banda igual a 20 MHz. . . . .	46
Figura 17 – Interferência mútua entre os sinais de rádio de <i>downlink</i> (azul) e <i>uplink</i> (vermelho). No lado da RRH, o sinal de <i>uplink</i> gera vazamentos para o sinal de <i>downlink</i> . Note o vazamento em vermelho (UL) atingindo o azul (DL) no espectro de frequências, com PSD igual a -122 dBm/Hz. . . . .	48
Figura 18 – Interferência mútua entre os sinais de rádio de <i>downlink</i> (azul) e <i>uplink</i> (vermelho), observados na RRU. Em azul tem-se o vazamento fora de banda atingindo o sinal de UL, o qual é igual ao ruído de fundo de -140 dBm/Hz. . . . .	49
Figura 19 – Função de transferência do cabo RG06 segundo o modelo de canal RLGC clássico. Há diferentes atenuações quando diferentes comprimentos são considerados. A maior atenuação se dá no comprimento de 500 m, o qual chega a ter 40 dB a mais de atenuação se comparado ao cabo de 50 m. . . . .	50

Figura 20 – $SNR_{DL}$ (lida na RRH) e $SNR_{UL}$ (lida na RRU) observadas nas direções de <i>downlink</i> e <i>uplink</i> para 12 antenas conectadas a um cabo coaxial de 100 m usando larguras de banda de rádio de 100 MHz. $ASNR_{DL}$ é alcançada em aproximadamente 2,4 GHz. . . . .	51
Figura 21 – Interferência mútua entre os sinais de rádio de <i>downlink</i> (azul) e <i>uplink</i> (vermelho) observados na RRH conectada a um cabo coaxial de 100 m conectado a 50 antenas. . . . .	52
Figura 22 – Interferência Mútua entre os sinais de rádio de <i>downlink</i> (azul) e <i>uplink</i> (vermelho) observados na RRU conectada a um cabo coaxial de 100m conectado a 50 antenas. . . . .	52
Figura 23 – Número de antenas que podem ser usadas em nossa proposta de <i>fronthaul</i> analógico de rádio sobre coaxial em diferentes comprimentos e em diferentes bandas de sinais de rádio. . . . .	54
Figura 24 – Encontrando a mínima PSD Plana. Para cada valor de PSD, o algoritmo testa se este é capaz de fornecer uma taxa maior ou igual a desejada. O algoritmo faz isto até que o mínimo valor constante de PSD seja encontrado. Esse valor passa a ser conhecido como mínima PSD Plana. A mínima PSD Plana tem maior precisão a medida que a variável <i>passo</i> é melhorada. . . . .	57
Figura 25 – <i>Bitloading</i> obtido através da mínima PSD Plana em um cabo RG06 de 75m com 7,5 Gbps de taxa alvo desejada. . . . .	58
Figura 26 – Procedimento de obtenção da PSD reduzida. Em cada sub canal reduz-se a potência de modo a manter o número de bits inalterado e economizar potência com relação a mínima PSD Plana. . . . .	58
Figura 27 – Exemplo de mínima PSD Plana e PSD Plana em um cabo coaxial RG06 de 100m com taxa alvo fixada em 10 Gbps. <i>Passo</i> em 0,5. . . . .	59
Figura 28 – Exemplo de mínima PSD Plana e PSD Reduzida em um cabo coaxial RG06 de 100m com taxa alvo fixada em 10 Gbps. <i>Passo</i> em 0,08. . . . .	60
Figura 29 – Função de transferência dos cabos RG59, RG06 e RG11 segundo o modelo de canal adotado pelo ITU. . . . .	60
Figura 30 – Máscara espectral de potência de transmissões G.mgfast. O menor nível de PSD do perfil 424 MHz termina em -79 dBm/Hz e o menor nível de PSD do perfil 848 MHz termina em -82 dBm/Hz. . . . .	62
Figura 31 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG59, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com <i>bitloading</i> de 1 a 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida. . . . .	63
Figura 32 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG06, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com <i>bitloading</i> de 1 a 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida. . . . .	63

Figura 33 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG11, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com <i>bitloading</i> de 1 a 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.	64
Figura 34 – PSD no cabo RG59. PSD reduzida e mínima PSD Plana excedem os limites da máscara.	65
Figura 35 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG59, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com <i>bitloading</i> de 1 a 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.	66
Figura 36 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG06, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com <i>bitloading</i> de 1 a 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.	66
Figura 37 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG11, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com <i>bitloading</i> de 1 a 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.	67
Figura 38 – <i>Bitloadings</i> de 1 a 12 bits por sub canal, e 1 a 14 bits por sub canal no cabo RG06 no comprimento de 100 m, com taxa alvo em 10 Gbps.	68
Figura 39 – Mínimas PSDs Planas e PSDs Reduzidas para o cabo RG06 no comprimento de 100 m, nos <i>bitloadings</i> de 1 a 12 bits por sub canal e 1 a 14 bits por sub canal. A taxa alvo é de 10 Gbps.	68
Figura 40 – Economia de potência observada no cabo RG59 para as taxas alvo entre 5 e 10 Gbps nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, para o <i>bitloading</i> entre 1 e 14 bits.	69
Figura 41 – Economia de potência observada no cabo RG59 para as taxas alvo entre 5 e 10 Gbps nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, para o <i>bitloading</i> entre 1 e 12 bits.	70
Figura 42 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG59, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm.	80
Figura 43 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG59, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm.	80
Figura 44 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG06, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm.	81

Figura 45 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG06, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm. . . . .	81
Figura 46 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG11, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm. . . . .	82
Figura 47 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG11, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm. . . . .	82
Figura 48 – Economia de potência em porcentagem no cabo RG59, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida . . . . .	83
Figura 49 – Economia de potência em porcentagem no cabo RG06, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida . . . . .	83
Figura 50 – Economia de potência em porcentagem no cabo RG11, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida . . . . .	84

# Lista de tabelas

Tabela 1	– Tabela de especificações dos cabos RG59, RG06 e RG11 de acordo com ITU-T/2152 (2016), CBL (2019), Conduiti (2016). . . . .	36
Tabela 2	– Coeficientes do modelo ITU de acordo com o tipo de cabo. . . . .	40
Tabela 3	– Parâmetros de configuração do sinal de rádio sob FDD. A potência fixa em -60 dBm/Hz é utilizada para transmitir os sinais de rádio dentro das especificações de máscara espectral do LTE. As larguras de banda distintas são úteis para dar compatibilidade à três padrões de redes sem fio. Os intervalos de guarda são utilizados para separar os sinais de $UL$ , $DL$ e as antenas no espectro. . . . .	45
Tabela 4	– Relações entre $B_C$ , $\Delta$ , $B_{DL}$ , $B_{UL}$ , $TBC_{DL}$ e $TBC_{UL}$ . . . . .	47
Tabela 5	– Condutividade, permissividade relativa e tangente de perdas adotadas nas simulações devido a falta de referências com relação ao aço cobreado e ao polietileno expandido a gás. . . . .	49
Tabela 6	– Número Máximo de Antenas, Banda de Transmissão Útil no Cabo, Taxa Agregada por Antena e Taxa Total por Cabo - Configuração do Sinal de Rádio de Banda Base sem considerar o 3GPP - $B_c = 41$ MHz, 81 MHz e 201 MHz. . . . .	53
Tabela 7	– Número Máximo de Antenas, Banda de Transmissão Útil no Cabo, Taxa Agregada por Antena e Taxa Total por Cabo - Configuração do Sinal de Rádio de Banda Base de acordo com o 3GPP - $B_c = 41$ MHz, 81 MHz e 201 MHz. . . . .	54
Tabela 8	– Parâmetros usados no cálculo de taxa retirados de (ITU-R, 2018). Os parâmetros com o nome G.fast entre parênteses são os adotados do G.fast 212 MHz devido à ausência dos mesmos no padrão que ainda está em definição. . . . .	61

# Lista de abreviaturas e siglas

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise.</i>
ACLR	<i>Adjacent Channel Leakage Ratio.</i>
ACS	<i>Adjacent Channel Selectivity.</i>
BBU	<i>Base Band Unit.</i>
BBF	<i>Broad Band Forum</i>
BER	<i>Bit Error Rate.</i>
CO	<i>Central Office.</i>
CPRI	<i>Common Public Radio Interface.</i>
C-RAN	<i>Centralized Radio Access Network.</i>
CAPEX	<i>Capital Expenditure.</i>
CPE	<i>Cussub canaler Premises Equipment.</i>
OPEX	<i>Operational Expenditure.</i>
dB	Decibel.
DC	<i>Direct Current.</i>
DL	<i>Downlink.</i>
DMT	<i>Discrete Multitone Modulation.</i>
DOCSIS	<i>Data Over Cable Service Interface Specification.</i>
DP	<i>Distribution Point.</i>
DSL	<i>Digital Subscriber Line.</i>
DSM	<i>Dynamic Spectrum Management.</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude.</i>
EDF	<i>Extremely Deep Fiber.</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplexing.</i>

FO	Fibra Óptica.
FT	Função de Transferência.
FTTx	<i>Fiber To The X.</i>
FTTH	<i>Fiber To The Home.</i>
FTTB	<i>Fiber To The Building.</i>
FTTD	<i>Fiber To The Door.</i>
FTTP	<i>Fiber To The Tap.</i>
FTTdp	<i>Fiber To The Distribution Point.</i>
G.fast	<i>Fast Access to Subscriber Terminals.</i>
G.mgfast	<i>Multi Gigabit Fast</i>
Gbps	Giga bits por segundo.
HFC	<i>Hybrid Fiber Coax.</i>
HM2	Halogênio Livre.
Hz	Unidade de frequência <i>Hertz</i> .
IoT	<i>Internet of Things.</i>
FI	Frequência Intermediária.
ITU	<i>International Telecommunication Union.</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference.</i>
LTE	<i>Long Term Evolution.</i>
LTE-A	<i>LTE-Advanced.</i>
MDU	<i>Multi Dwelling Unit.</i>
Mbps	Mega bits por segundo.
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output.</i>
NA	<i>Network Analyzer.</i>
NR	<i>New Radio.</i>
OE	Óptico Elétrico.

OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing.</i>
PE	Polietileno.
PEH	Isolamento de ar espaço polietileno.
PVC	Cloreto de Polivinilo.
PSD	<i>Power Spectral Density.</i>
PSE	<i>Power Source Equipment.</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation.</i>
RAN	<i>Random Access Network.</i>
RoF	<i>Radio over Fiber.</i>
RoC	<i>Radio over Copper.</i>
RF	Rádio Frequência.
RPF	<i>Reverse Power Feeding.</i>
RRC	<i>Root Raised Cossine.</i>
RRH	<i>Radio Remote Head.</i>
RRU	<i>Radio Remote Unit.</i>
SAT TV	<i>Satellite Television.</i>
SDU	<i>Single Dwelling Unit.</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio.</i>
VDF	<i>Very Deep Fiber.</i>
UL	<i>Uplink.</i>
UE	<i>User Equipment.</i>
4G	Quarta geração de redes sem fio.
5G	Quinta geração de redes sem fio.

# Lista de símbolos

$\pi$	Número irracional (pi).
$f$	Frequência.
$\omega$	Frequência angular em radianos.
$\Omega$	Resistência elétrica.
$\gamma$	Constante de propagação.
$W$	Largura de banda de um canal contínuo.
$\Delta_f$	Subcanais ou tons em Hz.
$n$	Constante referente ao usuário.
$k$	Constante referente ao sub canal.
$\Gamma_k^n$	Gap da $SNR$ .
$\rho_k^n$	Potência alocada para o usuário $n$ no sub canal $k$ .
$\sigma_k^n$	Potência do ruído de fundo no sub canal $k$ no receptor do usuário $n$
$H_k^{n,n}$	Ganho direto do canal para o usuário $n$ no sub canal $k$ .
$b_k^n$	<i>Bitloading</i> do cada sub canal $k$ para o usuário $n$ .
$R_k^n$	Taxa total.
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do espaço livre.
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa.
$\mu$	Permeabilidade magnética do meio.
$\sigma_c$	Condutividade elétrica do condutor central.
$\varepsilon$	Permissividade elétrica do meio.
$\varepsilon_0$	Permissividade elétrica do espaço livre.
$\varepsilon_r$	Permissividade elétrica relativa.
$\varepsilon'$	Parte real da permissividade elétrica complexa.

$\varepsilon''$	Parte imaginária da permissividade elétrica complexa.
$\tan \delta$	Tangente de perdas.
$dx$	Elemento diferencial de comprimento.
$x$	Coordenada espacial na direção longitudinal da linha de transmissão.
$a$	Radio do condutor interno do cabo coaxial.
$b$	Radio do condutor externo do cabo coaxial.
$a(f)$	Atenuação da linha.
$v_p$	Velocidade de propagação da onda.
$Z_0$	Impedância característica do cabo coaxial.
$Z_{fonte}$	Impedância da fonte.
$Z_{carga}$	Impedância da carga.
$RLGC$	Resistência, Indutância, Condutância e Capacitância respectivamente.
$k_1, k_2, k_3, k_4$	Coefficientes de atenuação da linha.
$V_{saída}(f)$	Tensão de saída do sistema linear.
$V_{entrada}(f)$	Tensão de entrada do sistema linear.
$\Theta$	Intervalo de guarda entre as antenas.
$\Delta$	Banda de guarda entre os sinais de <i>Downlink</i> e <i>Uplink</i> .
$B_C$	Largura de banda total do sinal de rádio.
$B_{DL}$	Largura de banda do sinal de <i>downlink</i> .
$B_{UL}$	Largura de banda do sinal de <i>uplink</i> .
$N_A$	Número de antenas
$SNR_{DL}$	Relação sinal ruído do sinal de <i>downlink</i> .
$SNR_{UL}$	Relação sinal ruído do sinal de <i>uplink</i> .
$TBC_{DL}$	Largura de banda do sinal de <i>downlink</i> seguindo o 3GPP.
$TBC_{UL}$	Largura de banda do sinal de <i>uplink</i> seguindo o 3GPP.
$NRB_{DL}$	Blocos de recursos para sinais de <i>downlink</i> .
$NRB_{UL}$	Blocos de recursos para sinais de <i>uplink</i> .

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>22</b>
<b>1.1</b>	<b>Contexto</b>	<b>22</b>
<b>1.2</b>	<b>Propostas da dissertação</b>	<b>25</b>
1.2.1	Motivação do uso de cabos coaxiais	25
<b>1.3</b>	<b>Trabalhos relacionados</b>	<b>26</b>
<b>1.4</b>	<b>Justificativa</b>	<b>27</b>
<b>1.5</b>	<b>Organização da dissertação</b>	<b>27</b>
<b>2</b>	<b>REDES CABEADAS</b>	<b>29</b>
<b>2.1</b>	<b>Redes DSL e as próximas gerações de banda larga fixa</b>	<b>29</b>
2.1.1	O padrão G.mgfast	30
<b>2.2</b>	<b>Redes HFC e o <i>fronthaul</i> de redes 5G</b>	<b>31</b>
2.2.1	C-RAN	32
2.2.2	Adaptações nas redes HFC para suporte ao C-RAN	33
<b>2.3</b>	<b>Cabo coaxial</b>	<b>35</b>
<b>2.4</b>	<b>Características dos cabos RG59, RG06 e RG11</b>	<b>36</b>
<b>2.5</b>	<b>Modelagem eletromagnética dos cabos coaxiais</b>	<b>37</b>
2.5.1	Parâmetros RLGC do cabo coaxial utilizados no <i>fronthaul</i> de redes 5G	38
2.5.2	Adaptação dos parâmetros RLGC para as redes de acesso G.mgfast	39
<b>2.6</b>	<b>Capacidade de transmissão de sistemas cabeados</b>	<b>40</b>
<b>3</b>	<b>CABOS COAXIAIS NO <i>FRONTHAUL</i> DE REDES 5G</b>	<b>42</b>
<b>3.1</b>	<b>Arquitetura do sistema</b>	<b>42</b>
<b>3.2</b>	<b>Configurações do sinal de rádio sem o uso dos critérios do 3GPP</b>	<b>43</b>
<b>3.3</b>	<b>Configurações do sinal de rádio usando critérios do 3GPP</b>	<b>46</b>
<b>3.4</b>	<b>Interferências fora de banda</b>	<b>47</b>
3.4.1	Direção de <i>downlink</i>	47
3.4.2	Direção de <i>uplink</i>	48
<b>3.5</b>	<b>Metodologia</b>	<b>49</b>
3.5.1	Considerações de simulação	49
3.5.2	Estimação do número de antenas	50
<b>3.6</b>	<b>Resultados</b>	<b>52</b>
<b>4</b>	<b>CABOS COAXIAIS EM REDES DE ACESSO G.MGFAST</b>	<b>56</b>
<b>4.1</b>	<b>Redução da PSD</b>	<b>56</b>
4.1.1	Primeira parte - mínima PSD Plana	56

4.1.2	Segunda parte - PSD reduzida . . . . .	58
<b>4.2</b>	<b>Metodologia . . . . .</b>	<b>60</b>
4.2.1	Considerações de simulação . . . . .	61
<b>4.3</b>	<b>Resultados . . . . .</b>	<b>62</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>71</b>
<b>6</b>	<b>PUBLICAÇÕES . . . . .</b>	<b>73</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>74</b>
	 <b>APÊNDICES</b>	 <b>79</b>
	<b>APÊNDICE A – CURVAS ADICIONAIS . . . . .</b>	<b>80</b>
A.1	RG59 - Taxa alvo vs potência (escala em dBm) . . . . .	80
A.2	RG06 - Taxa alvo vs potência (escala em dBm) . . . . .	81
A.3	RG11 - Taxa alvo vs potência (escala em dBm) . . . . .	82
A.4	RG59 - Economia de potência . . . . .	83
A.5	RG06 - Economia de potência . . . . .	83
A.6	RG11 - Economia de potência . . . . .	84

# 1 Introdução

## 1.1 Contexto

Com o aumento do número de dispositivos móveis, a chegada do 4k e a crescente demanda por aplicações de alta capacidade, as redes de acesso atuais precisarão evoluir. Segundo Cisco (2017), na Figura 1, só de 2017 a 2021, um crescimento de aproximadamente 84% no fluxo global de dados foi previsto e acredita-se que este tráfego aumentará ainda mais com o tempo. Além disso, na próxima década, com a chegada da quinta geração de redes sem fio (5G) e com a densificação das aplicações IoT (*Internet of Things*), os serviços prestados aos assinantes, em redes de pequeno porte, devem cumprir requisitos rigorosos em termos de taxas de dados (da ordem de 10 Gbps ou mais), baixa latência (inferior a 1 ms), redução do consumo energético, mobilidade e qualidade de serviço (Ijaz et al., 2016; Sasipriya; Vigneshram, 2016; GEMALTO, 2018).

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



Fonte – Modificado de Cisco (2017).

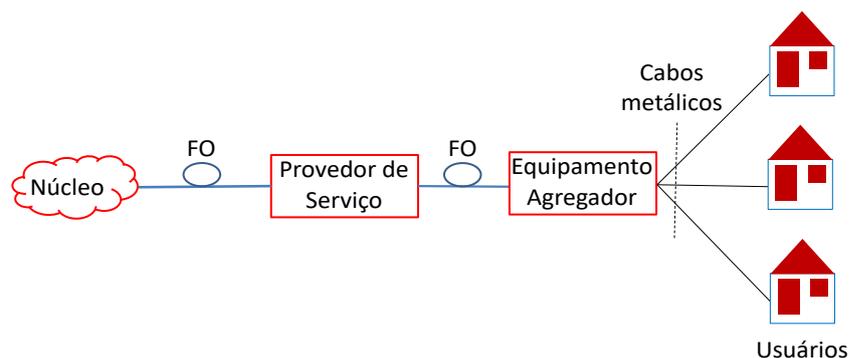
Segundo Strobel (2017), a maior parte desse tráfego virá dos dispositivos conectados aos CPEs (*Customer Premise Equipments*), via WiFi por exemplo. E, portanto, uma forma de habilitar os requisitos futuros com uma maior qualidade de serviço, se baseia em aproximar as fibras ópticas cada vez mais das dependências dos usuários.

Com isso, desenvolvimentos baseados em RoF (*Radio over Fiber*) ou FTTH (*Fiber to The Home*) mostram-se interessantes. Contudo, estes ainda são inviáveis do ponto de vista econômico, em larga escala, pois atualmente eles demandariam um custo médio de aproximadamente US\$ 3000 por usuário conectado. Dessa forma, soluções que reutilizem as infraestruturas das redes híbridas de fibra e metal ainda são de especial interesse, uma vez que com estas, capacidades de transmissão similares a do FTTH, por exemplo, podem

ser atingidas com custos médios 10 vezes inferiores (Hamzeh et al., 2015; Cioffi et al., 2017).

As redes híbridas de fibra e metal são tecnologias de acesso cujos meios de transmissão são divididos basicamente entre fibras ópticas e condutores metálicos. Nestas, as conexões se dão de maneira similar à exibida na Figura 2. O núcleo da rede se conecta ao provedor de serviço por meio de quilômetros de fibras ópticas de alta capacidade. Em seguida, outros grupos de fibras ópticas caminham até elementos intermediários chamados de agregadores, que são responsáveis por converter o sinal do domínio óptico para o domínio elétrico. Após isto, os pacotes de dados são transmitidos aos usuários finais por meio de pares trançados ou cabos coaxiais.

Figura 2 – Esquema simplificado das arquiteturas de redes híbridas. Estas são constituídas por um trecho inicial de fibra óptica (FO) seguidos de equipamentos localizados no provedor de serviço. Outros grupos de FO se direcionam à elementos intermediários agregadores que fazem a conexão entre os usuários e à rede, por meio de cabos metálicos.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Dentro das redes híbridas, existem duas arquiteturas comumente encontradas no mercado. Elas são chamadas de DSL (*Digital Subscriber Line*) e HFC (*Hybrid Fiber Coax*). As diferenças mais básicas entre elas estão relacionadas aos meios metálicos que chegam aos assinantes e aos padrões de transmissão adotados.

O DSL, por exemplo, na sua versão mais recente, utiliza o padrão G.fast (*Fast Access to Subscriber Terminals*) 212 MHz para atingir taxas de até 2 Gbps em pares trançados ou cabos coaxiais, em comprimentos de até 250 m<sup>1</sup> (ITU-T, 2017; M. Zafaruddin; Bergel and A. Leshem, 2017; Oksman et al., 2016). Já as redes HFC, usam o padrão DOCSIS (*Data Over Cable Service Interface Specification*) para transportar serviços de voz, TV e dados sobre cabos coaxiais, atingindo taxas de até 1.2 Gbps na versão conhecida como DOCSIS 3.0 (MEHMOOD; RAHMAN; CIOFFI, 2015; Hamzeh et al., 2015).

<sup>1</sup> As especificações do G.fast podem ser encontradas nas recomendações G.9700 e G.9701 do ITU.

No entanto, como as demandas de dados tendem a aumentar na próxima década, esses padrões de transmissão naturalmente terão de evoluir. O DOCSIS, por exemplo, na sua versão mais recente, conhecida como DOCSIS 3.1 *full duplex*, atinge taxas de até 10 Gbps em ambas as direções (*downstream* e *upstream*) fazendo uso de bandas de frequência da ordem de 1 GHz. Já os desenvolvimentos do G.fast caminham para taxas de dados de até 10 Gbps ou 20 Gbps (também em aplicações *full duplex*), dentro do novo padrão proposto pelo ITU (*International Telecommunication Union*) e pelo BBF (Broad Band Forum), chamado de G.mgfast (*Multi Gigabit Fast*) ou MGfast.

De igual modo, como é visto em Cloonan et al. (2015), Cloonan, Al-Banna e O’Keeffe (2016), a indústria de cabos recentemente iniciou discussões sobre como adaptar as redes HFC (Hybrid Fiber Coax) para desenvolvimentos de sistemas RoC (Radio Over Copper) 5G, de baixo custo, por meio da arquitetura C-RAN (*Centralized Radio Access Network*), a qual segundo (Naqvi et al., 2017), é a única arquitetura viável para lidar com aplicações *massive* MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). Uma vez que nas futuras redes móveis (como 5G e além), os desenvolvimentos de múltiplas antenas serão fundamentais para a realização do *beamforming*<sup>2</sup> nas faixas das ondas milimétricas (Yang et al., 2018; Molisch et al., 2017).

Nesse sentido, nesses novos desenvolvimentos, as alterações que tornam as redes híbridas capazes de atender os requisitos do futuro, se baseiam principalmente na implantação generalizada de múltiplas antenas, na diminuição dos enlaces metálicos, na expansão das larguras de banda e na redução do consumo energético (Boccardi et al., 2014; Naqvi et al., 2017; Fazlollahi; Chen, 2015).

Contudo, alguns pontos chave precisam ser analisados nesse processo. No caso do G.mgfast, por exemplo, com a diminuição da interface metálica, os elementos agregadores se aproximam cada vez mais dos usuários e ficam cada vez menores. Além disso, a sua quantidade em números de equipamentos aumenta (Henao; Louveaux; Maierbacher, 2016).

Os equipamentos agregadores em redes DSL, também conhecidos como DP (*Distribution Point*) por serem de pequeno porte e por estarem mais próximos aos usuários, são comumente instalados em paredes externas de casas, nos porões de edifícios e apartamentos, no nível do piso, em postes de telefone, sob tampas de bueiros ou em pedestais. Por causa disso, devido a dificuldade do acesso a energia elétrica nesses ambientes, os DPs tem a opção de adotar a tecnologia RPF (Reverse Power Feeding)<sup>3</sup>.

No RPF a alimentação dos DPs não provê de uma subestação própria, mas dos próprios usuários. Por consequência, pode existir a necessidade de que os assinantes sejam

<sup>2</sup> As técnicas de *beamforming* MIMO podem oferecer um alto ganho, uma melhor cobertura de sinal e uma alta eficiência espectral para comunicação celular de ondas milimétricas 5G.

<sup>3</sup> O RPF está incluído no modelo de referência FTTdp (*Fiber to The Distribution Point*) no padrão G.fast (G.9701).

compensados pela energia elétrica que eles fornecem ao DP, o que desestimula alguns desenvolvedores a implantar este tipo de sistema (Henao; Louveaux; Maierbacher, 2016).

Nesse sentido, entender o consumo de potência sobre essas redes, assim como os meios de reduzi-lo mostram-se essenciais. Além disso, no que concerne a sistemas HFC adaptados às redes móveis 5G, precisa-se de uma relação de compromisso entre a latência, a capacidade de dados e o número de antenas atingido por esses sistemas.

## 1.2 Propostas da dissertação

Neste trabalho faz-se dois estudos de caso, relacionados aos sistemas HFC e DSL, adotando exclusivamente o meio de transmissão coaxial como interface metálica entre os usuários e as redes de acesso. Em cada cenário há prioridades distintas, de tal modo que no primeiro, explora-se o potencial do tipo mais comum de cabos coaxiais (RG06) nas arquiteturas das redes HFC, dentro de uma rede de transporte (*fronthaul*) 5G analógica. Neste, busca-se conhecer o número de antenas, e as taxas de dados suportadas por essas linhas de transmissão em duas configurações de sinais de rádio, diante de interferências mútuas e de uma relação-sinal ruído alvo.

No segundo, explora-se a infraestrutura coaxial (RG59, RG06 e RG11) adotada pelo ITU, e tipicamente empregada em sistemas SAT TV (*Satellite Television*) e RF (Rádio Frequência), dentro do padrão G.mgfast, no intuito de conhecer a relação ótima entre as taxas de dados suportadas por essas linhas de transmissão e os níveis de economia de potência que podem ser alcançados, mediante à um exercício de modificação das PSDs (*Power Spectral Densities*), que para o cabo coaxial foi feito de forma iterativa. Em cada comprimento considerado, encontra-se uma mínima PSD Plana e posteriormente modifica-se essa PSD para reduzir ainda mais a potência total consumida.

### 1.2.1 Motivação do uso de cabos coaxiais

De acordo com Hamzeh et al. (2015), as empresas de cabo coaxial atendem a cerca de 50 milhões de assinantes de acesso de banda larga nos Estados Unidos, 40% a mais do que o DSL (par trançado) e assinantes de fibras. De igual modo, uma ampla infraestrutura coaxial legada de sistemas de SAT TV, será alvo de aplicações do padrão G.mgfast (BBF, 2017), pois entre as empresas motivadoras desse padrão está a AT&T que é dona de grande parte da infraestrutura coaxial dos sistemas SAT TV.

Além disso, os cabos coaxiais têm características físicas interessantes que possibilitam desenvolvimentos futuros, como baixa atenuação, ampla largura de banda (geralmente na ordem de 0 - 3GHz), menor suscetibilidade a efeitos de ingresso (devido a blindagem eletromagnética que os reveste), e portanto, até o momento não necessitam de cancelamento de interferências, do tipo FEXT (*Far-End Crosstalk*) ou do tipo *alien crosstalk*.

Vale ressaltar que desenvolvedores como AT&T, ADTRAN, Skypio e Proximus têm incentivado pesquisas concernentes a estas linha de transmissão, em cenários de banda larga fixa (ITU-T/2152, 2016; ITU-T/1840, 2016; BBF, 2017). Portanto, em vista da ampla infra estrutura coaxial já existente e devido a estrutura robusta desse meio de transmissão, soluções relacionadas a esta linha mostram simplicidade técnica, viabilidade do ponto de vista da econômico e capacidade de atender à critérios de alta capacidade.

### 1.3 Trabalhos relacionados

Nos estudos relacionados a redes de transporte (*fronthaul*) analógico 5G, redes de acesso G.mgfast e redução de potência foram vistos os seguintes trabalhos.

Dentro do contexto do G.mgfast, em (BBF, 2017), o Broad Band Forum (BBF) expõe os primeiros estudos relativos aos desenvolvimentos do G.mgfast. Neste, mostra-se as taxas de dados alcançadas sobre redes coaxiais que utilizam cabos RG59, RG06 e RG11, os desafios do G.mgfast e seus direcionamentos futuros. Contudo, análises relacionadas a redução de potência total não são apresentadas.

Em (Strobel, 2017), a Intel demonstra seu interesse no G.mgfast, e no mesmo avalia-se os níveis de taxa atingidos pelo cabo coaxial em transmissões *duplex* e *full duplex* (com cancelamento de eco). Considera-se uma PSD de transmissão plana e mostra-se que na faixa de 2.2 MHz a 848 MHz, taxas superiores a 16 Gbps podem ser alcançadas nos cabos coaxiais RG06 dentro dos cenários que envolvem o *full duplex*, e que a capacidade de dados é inferior a 9 Gbps quando o *full duplex* não é utilizado. Em (Strobel, 2017), restrições de potência não são consideradas e além disso, análises relacionadas à economia de potência também não são apresentadas.

Em Ginis e Cioffi (2002), Cendrillon et al. (2004), é mostrado que em sistemas DSL sobre pares trançados, a relação entre o controle de potência e as taxas de dados pode ser obtida por meio do DSM (*Dynamic Spectrum Management*), devido a presença do *crosstalk*. Em Ginis e Cioffi (2002), é mostrado um algoritmo de *water-filling* iterativo e distribuído que não necessita de controle centralizado, enquanto que em Cendrillon et al. (2004) é mostrado um método centralizado que usa decomposição dupla.

Já em M. Zafaruddin e Bergel and A. Leshem (2017), fala-se a respeito do *zero forcing*, o qual é um algoritmo de cancelamento de *crosstalk* linear, que pode ser utilizado nos sistemas G.fast. O *zero forcing* é mais efetivo quanto melhor for a dominância diagonal do canal. Contudo, como em cabos coaxiais, não há *crosstalk*, o controle de potência é mais simples, e portanto técnicas mais básicas podem ser utilizadas.

Dentro do contexto do *fronthaul* 5G, em Naqvi et al. (2017), o número de sinais de rádio alcançados pelos cabos CAT5 e CAT7, considerando alguns critérios do 5G, são

exibidos, e uma técnica de otimização é aplicada. Neste trabalho, aplicações envolvendo cabos coaxiais não são apresentadas, pois o foco são pares trançados. Além disso, os sinais de rádio considerados não fazem divisão no espectro quanto aos sinais de *downlink* e *uplink*. Ademais, o número de antenas alcançado não chega a 100, devido a menor largura de banda dos pares trançados.

Em Matera et al. (2018), a Politecnico di Milano e a Keysight executam o primeiro experimento de *fronthaul* analógico baseado em sistemas de rádio sobre cobre. No qual mostra-se a viabilidade de aplicações MIMO sobre cabos *ethernet* em frequências de até 400 MHz. No entanto, as análises se deram sobre pares trançados e não levaram em consideração os cabos coaxiais.

## 1.4 Justificativa

Nos trabalhos relacionados a cabos coaxiais, em geral, objetiva-se aumentar a taxa de dados. Contudo, o impacto que este aumento gera no consumo de potência total por vezes fica subavaliado. Além disso, a redução da potência, em redes coaxiais, também tem sido pouco explorada. Em ITU-T/1840 (2016) e em Strobel (2017), por exemplo, parte-se da premissa de que uma PSD Plana é utilizada, e então estima-se a taxa de dados e a potência total consumida. Contudo, quando se utiliza uma PSD Plana, há excesso de potência nas frequências iniciais do canal, onde a atenuação é menor.

Já no que concerne a abordagens relativas à aplicações 5G, uma das grandes prioridades se baseia no aumento da largura de banda disponível, para que além da capacidade de dados, o número de antenas se eleve. No entanto, nos pares trançados as larguras de banda são limitadas pelo *crosstalk* e pela maior atenuação dos pares, o que reduz o número de antenas alcançado por esses sistemas, assim como a taxa de transmissão. Além disso, o sistema RoC apresentado em (Naqvi et al., 2017), também não considera as interferências mútuas entre os sinais de rádio, do mesmo canal, que surgem devido a imperfeições nos acopladores.

Por conta disto, neste trabalho, nas análises relacionadas a sistemas G.mgfast, utiliza-se um processo de redução de potência que modifica as PSDs de transmissão a partir de PSDs planas de referência e utiliza-se os cabos coaxiais em uma rede de transporte *fronthaul* analógica 5G, capaz de dar suporte a mais antenas e taxas de dados mais elevadas, mesmo considerando efeitos de interferências mútuas.

## 1.5 Organização da dissertação

O restante do texto desta dissertação está organizado da seguinte forma:

**Capítulo 02 - Redes cabeadas**

São apresentados os conceitos de redes híbridas de fibra e metal (DSL e HFC), o padrão G.mgfast e as adaptações feitas nas redes HFC, chamadas de EDF (*Extremely Deep Fiber*) e *Very Deep Fiber* (VDF), para que estas sejam capazes de atender a critérios de redes de transporte (*fronthaul*) 5G. A arquitetura C-RAN é discutida e as vantagens advindas de um *fronthaul* analógico também são apresentadas. Por fim, mostra-se conceitos relativos a estrutura dos cabos coaxiais utilizados, como: geometria, construção, modelagem e capacidade de transmissão.

### **Capítulo 03** - *Cabos coaxiais no fronthaul de redes 5G*

São exibidas, a arquitetura do sistema, as configurações dos sinais de rádio, o planejamento da banda, as interferências mútuas e a quantidade de antenas que podem ser conectadas ao cabo coaxial em vários comprimentos, de enlace ponto-a-ponto não compartilhado, baseado em uma relação sinal-ruído (SNR) alvo, considerando e desconsiderando os critérios do 3rd Generation Partnership Project (3GPP). A descrição da metodologia é apresentada e posteriormente os resultados obtidos no capítulo são exibidos.

### **Capítulo 04** - *Cabos coaxiais em redes de acesso G.mgfast*

Apresenta-se o exercício de redução da potência total, baseado nas modificações realizadas na PSD, a partir de um algoritmo de busca que tem a sua operação dividida em duas etapas. Mostra-se as configurações de simulação utilizadas, os modelos de canal, as restrições de potência e máscara, e utiliza-se quatro comprimentos de cabos, compatíveis com as topologias FTTB, FTTD e FTTdp. Além disso, configura-se as taxas alvo para variar entre 5 Gbps e 10 Gbps, e com isso apresenta-se os resultados obtidos no capítulo.

### **Capítulo 05** - *Conclusões e trabalhos futuros*

Este capítulo conclui a dissertação, apresentando as considerações finais e as possibilidades de trabalhos futuros.

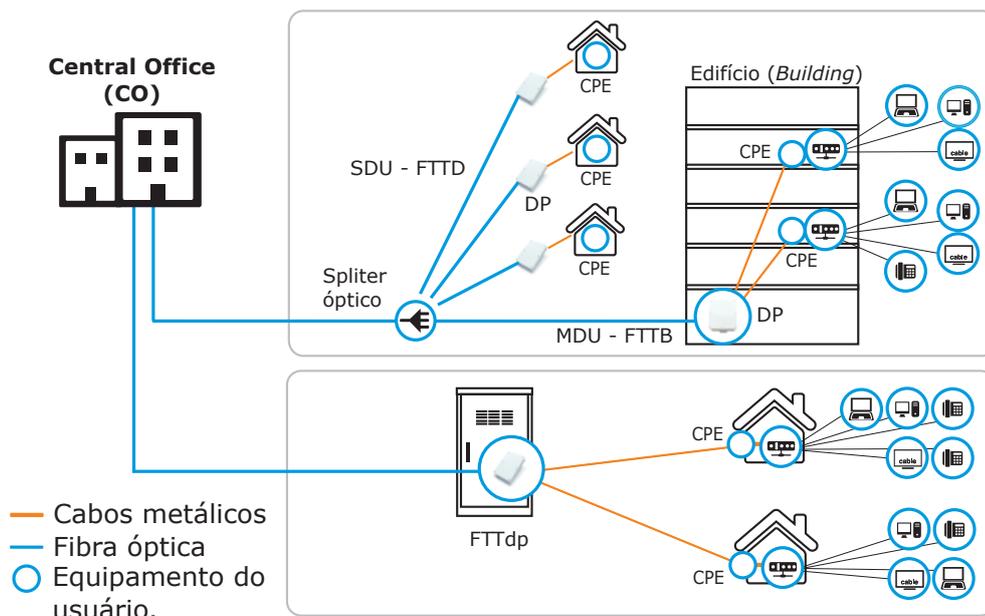
## 2 Redes cabeadas

### 2.1 Redes DSL e as próximas gerações de banda larga fixa

O DSL é uma tecnologia de acesso de transporte de dados que atende a cerca de 60% a 70% das conexões de internet fixa no mundo (Cioffi et al., 2017). Padronizado e regulamentado pelo ITU, o DSL vende seus serviços no mercado desde a década de 90, e boa parte de sua infraestrutura é legada das antigas redes telefônicas.

Atualmente, quase metade dos sistemas DSL têm uma estrutura similar à apresentada na Figura 3, na qual o provedor de serviço, representado pelo na qual o CO (*Central Office*), se conecta aos pontos intermediários de agregação que distribuem pares trançados ou cabos coaxiais para os usuários<sup>1</sup> (Cioffi et al., 2017; M. Zafaruddin; Bergel and A. Leshem, 2017).

Figura 3 – Exemplos de topologias das redes DSL. Os sinais trafegam por fibras ópticas e caminham até estações de trabalho conhecidos como CO (*Central Office*). Em seguida eles se direcionam à elementos agregadores conhecidos como Pontos de Distribuição (DP, *Distribution Point*), são convertidos para o domínio elétrico, passam para as interfaces metálicas e posteriormente penetram os CPE (*Cussub canaler Premises Equipment*). Os ambientes de habitação no qual essas fibras se aproximam podem ser do tipo MDU (Multi Dwelling Unit) ou SDU (Single Dwelling Unit).

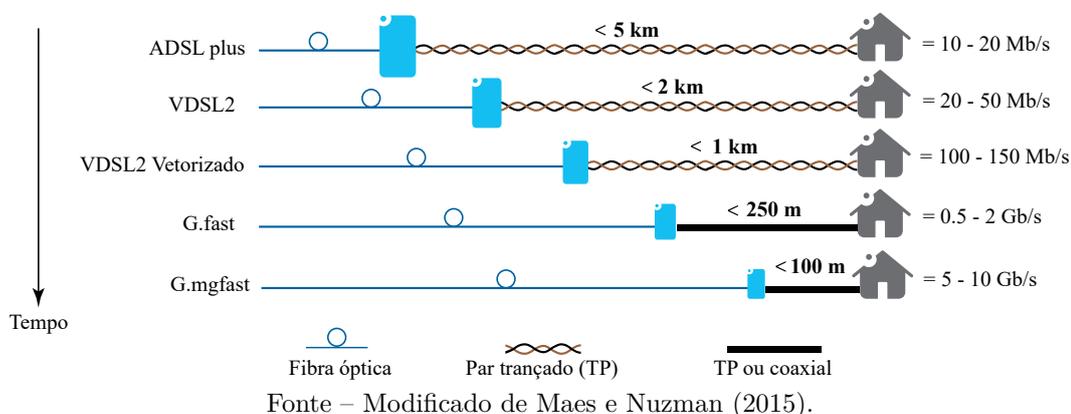


Fonte – Modificada de AlticeLabs (2016).

<sup>1</sup> Neste trabalho adota-se para o elemento agregador o termo DP (Distribution Point).

Como mostra a Figura 3, no DSL, as topologias que contêm esses pontos de agregação são conhecidas por muitos nomes; como, por exemplo, fibra-para-o-X (FTTx), onde X pode ser chamado de “nó”, “Basement”, “Building”, “Door”, “Curb”, “Distribution Point” ou “unidade de rede óptica (ONU)” (Cioffi et al., 2017). Além disso, os ambientes de implantação podem ser do tipo SDU (Single Dwelling Unit), onde existe apenas uma habitação por prédio, ou do tipo MDU (Multi Dwelling Unit), onde há mais de uma habitação por prédio (um edifício, por exemplo).

Figura 4 – Rede híbrida de fibra e metal, panorama de evolução das tecnologias de cobre dos sistemas DSL. O comprimento dos enlaces metálicos é reduzido ao longo do tempo. Do ADSL até o G.mgfast a redução observada é de 5 km para menos de 100 m. Nesse processo, as taxas máximas se elevaram de 20 Mbps para 10 Gbps.



Dentro dessas topologias e ambientes, à medida com que as fibras ópticas se aproximaram dos usuários as taxas de dados ficaram cada vez maiores. Como mostra a Figura 4, desde as primeiras versões do DSL até o G.fast os comprimentos máximos dos enlaces metálicos diminuíram de 5 Km para 250m (chegando a topologia conhecida como *Fiber to The Distribution Point* - FTTP), e as taxas de transmissão máximas se elevaram de 20 Mbps para 2 Gbps (GOMES, 2012).

### 2.1.1 O padrão G.mgfast

No objetivo de elevar ainda mais a capacidade de transmissão dos sistemas DSL, O ITU e o Broadband Forum têm proposto o padrão chamado de Multi Gigabit Fast (G.mgfast) ou simplesmente MGfast. O G.mgfast pretende atingir taxas de dados entre 5 Gbps e 10 Gbps<sup>2</sup>(em pares trançados e em cabos coaxiais), em frequências que iniciam em 2.2 MHz e terminam em 424 MHz ou 848 MHz<sup>3</sup> (ITU-R, 2018; ITU-T/SG15, 2017; Strobel, 2017).<sup>4</sup>

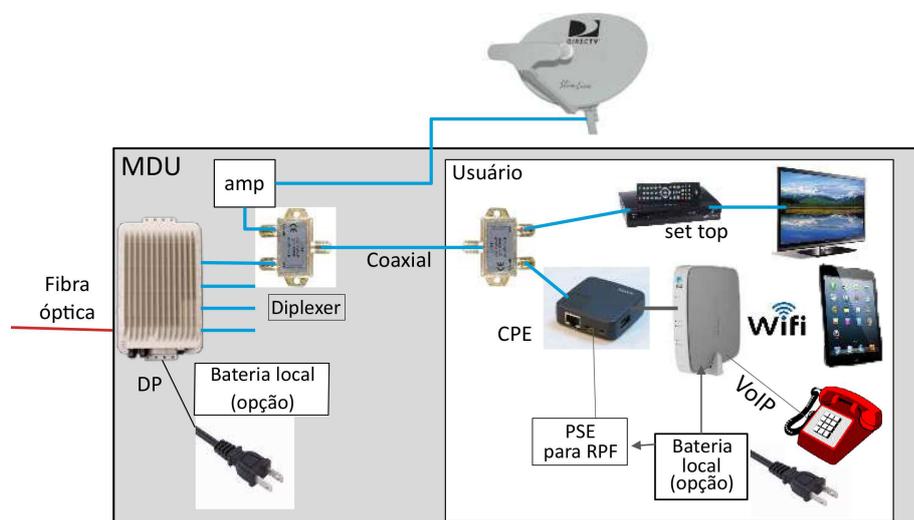
<sup>2</sup> Também objetiva-se que estas capacidades atinjam até mesmo 20 Gbps em transmissões *Full Duplex*

<sup>3</sup> Uma abordagem em 1696 MHz ainda está sob discussão no ITU.

<sup>4</sup> O foco será dado sobre os cabos coaxiais, em vista das razões apresentadas na Seção 1.2.1.

O G.mgfast reduzirá ainda mais o comprimento dos enlaces metálicos - metragens inferiores a 100m são esperadas - para que topologias como o *Fiber To the Bulding* (FTTB) e o *Fiber to the Door* (FTTD), vistas na Figura 3, sejam ainda mais densificadas. Além disso, conforme mostra a Figura 5, dentro das operações sobre cabo coaxial, espera-se que o G.mgfast opere em coexistência com os serviços de TV por satélite (SAT TV), principalmente em ambientes MDU, para que a infraestrutura legada dos sistemas SAT TV seja reutilizada (ITU-T/2152, 2016; ITU-T/1840, 2016). No entanto, as implementações também podem considerar apenas o G.mgfast. Para isso, retira-se os *diplexers*, a antena, os equipamentos *set top*, e então o cabo coaxial se conecta diretamente ao DP e ao CPE.

Figura 5 – Modelo de coexistência dos sistemas G.fast e G.mgfast com os sistemas SAT TVs. O CPE e o DP tem a opção de alimentação via bateria local ou através do RPF por meio da fonte de energia do equipamento do usuário - *Power Source Equipment* (PSE).



Fonte – Modificada de BBF (2017)

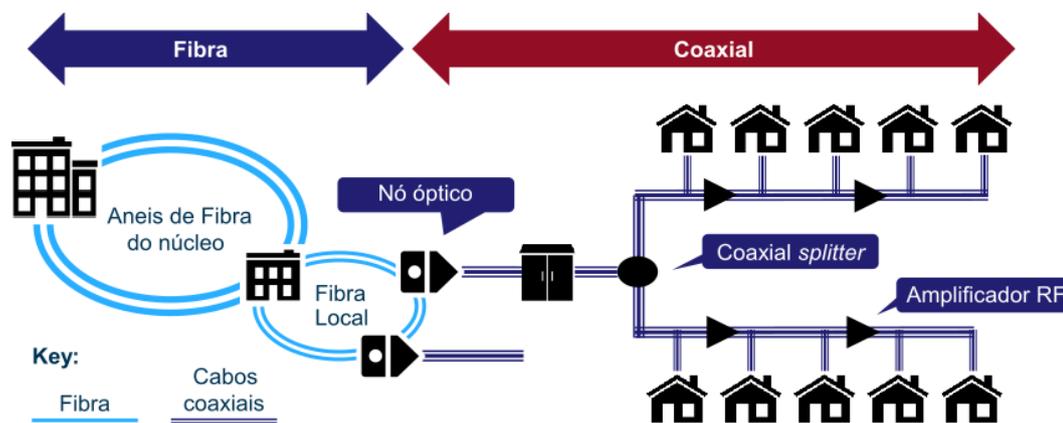
## 2.2 Redes HFC e o *fronthaul* de redes 5G

As redes HFC são estruturas cuja região de transporte é basicamente dividida entre fibras ópticas e cabos coaxiais. A arquitetura de rede mais comumente encontrada nos sistemas HFC é a vista, de forma simplificada, na Figura 6. Nesta, o fluxo de dados se dá da seguinte forma. 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 (STONEBACK, 2011; CABLELABS, 2017).

A presença desses amplificadores, no entanto, 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 taxas cada vez mais elevadas, em maiores faixas de frequências, sejam alcançadas (STONEBACK, 2011; CABLELABS, 2017). Além

disso, como é exibido na Figura 6, boa parte das redes HFC ainda utiliza meios físicos compartilhados entre os usuários, e com a demanda de dados futura, espera-se que a capacidade destes se eleve ainda mais.

Figura 6 – Esquema típico de uma rede HFC. A rede é dividida entre o núcleo (também conhecido como *headend*), o nó óptico e os cabos coaxiais compartilhados.



Fonte – (PARKER et al., 2014).

Nesse sentido, como foi dito na Seção 1.1, a indústria de cabos tem buscado adaptar as redes HFC (Hybrid Fiber Coax) para que estas sejam capazes de atender os requisitos das redes 5G (CLOONAN et al., 2015; CLOONAN; AL-BANNA; O'KEEFFE, 2016). No entanto, segundo (Boccardi et al., 2014) e Naqvi et al. (2017), para este fim, a implantação generalizada de muitas antenas, parece ser a única viável para cumprir tais requisitos, embora tal fato introduza muitos cenários de interferências. Diante disso, como diz (Checko et al., 2015), a arquitetura mais quotada para lidar com o volume de tráfego e o grande número de antenas das redes 5G é a C-RAN (*Centralized Radio Access Network*).

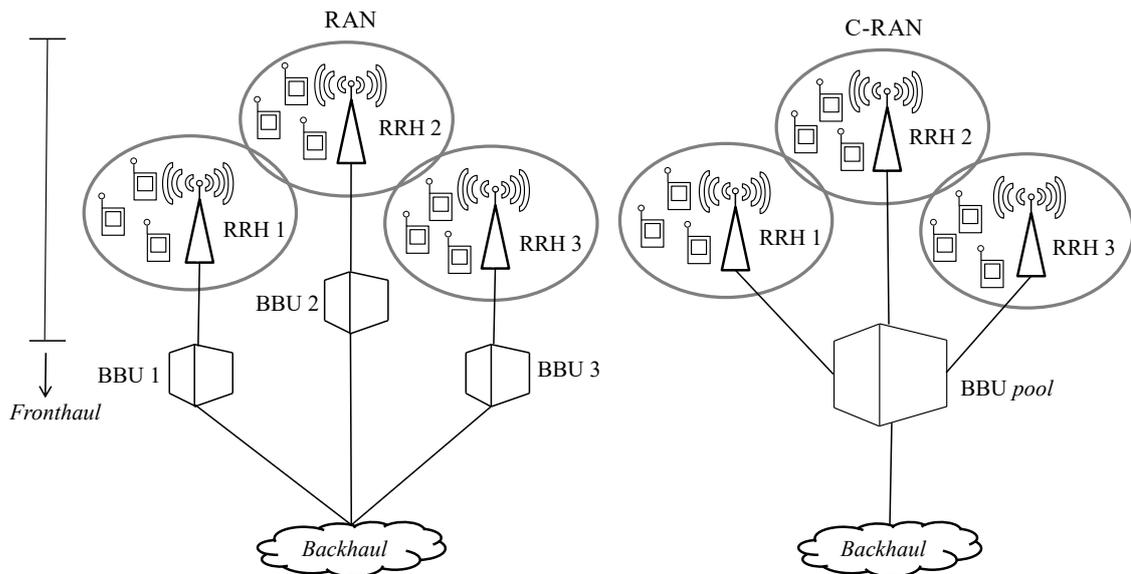
### 2.2.1 C-RAN

O C-RAN é uma arquitetura de rede em que as antenas são agrupadas em RRHs (*Remote Radio Heads*). As RRHs são estações de rádio simples, sem processamento e sem controle de tráfego que basicamente são utilizadas para conectar os usuários ao *fronthaul* da rede. Além disso, conforme mostra a Figura 7, diferentemente das arquiteturas anteriores conhecidas como RAN (*Radio Access Network*), o C-RAN centraliza o controle das células em uma única estação base conhecida como Base Band Unit (BBU) *pool* (Checko et al., 2015; MATERA et al., 2018; Naqvi et al., 2017; Fiorani et al., 2016).

Dessa forma, a BBU *pool* é uma estação de rádio complexa que por meio de um computador de alta capacidade, reúne várias BBUs definidas por *software* em um único dispositivo; a BBU *pool* controla as modulações, o tráfego das células, gerencia as interferências e conecta o *fronthaul* ao *backhaul*, que é a região restante da rede. Além disso,

a BBU *pool* permite a expansão flexível da rede, pois se o número de RRHs aumentar, novas BBUs poderão ser virtualizadas em *software* dentro da BBU *pool*.

Figura 7 – Arquiteturas RAN e C-RAN. Nas arquiteturas RAN cada antenna era coordenada por uma estação base física dedicada. No C-RAN as antenas são coordenadas por meio de uma única estação base física que virtualiza várias estações base definidas em *software*.



Fonte – Modificada de (Checko et al., 2015).

Com isto, o C-RAN possibilita que os provedores de serviço reduzam o CAPEX (*Capital Expenditure*) e o OPEX (*Operational Expenditure*) da rede. Uma vez que segundo Checko et al. (2015), o CAPEX e o OPEX de uma rede *wireless* aumentam significativamente quanto maior for o número de estações base presentes. Além disso, como nota-se na Figura 7, nas arquiteturas anteriores, conhecidas como RAN (*Radio Access Network*), cada célula tinha uma BBU específica gerenciando tráfego e aplicando processamento em estruturas chamadas de sites. O que além de elevar os atrasos da rede, também elevavam os níveis de CAPEX e OPEX.

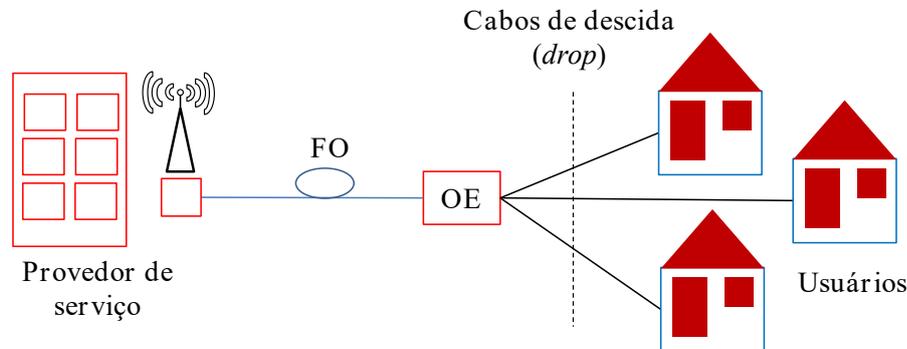
### 2.2.2 Adaptações nas redes HFC para suporte ao C-RAN

Para adaptar as redes HFC à uma rede de transporte (*fronthaul*) 5G, é necessário que as conexões dos usuários sejam do tipo ponto-a-ponto, passivas (sem elementos ativos) e não compartilhadas, para que os mesmos tenham total proveito da largura de banda disponível do meio de transmissão adquirido e assim maximizem as suas taxas de transmissão.

Em vista disso, em Cloonan et al. (2015), sugere-se uma conectividade coaxial ponto-a-ponto (não compartilhada) que maximiza a capacidade de largura de banda desses

meios físicos, através de duas arquiteturas de rede que diminuam o comprimento dos enlaces coaxiais entre o nó óptico e os usuários.

Figura 8 – Topologia ponto-a-ponto para arquiteturas VDF e EDF. Em VDF, FO os cabos tem comprimentos menores que 300 m e em EDF menos que 60 m.



Fonte – Elaborada pelo autor.

A primeira, ilustrada na Figura 8, é conhecida como VDF (*Very Deep Fiber*). Nela, cada linha coaxial de aproximadamente 300 m, é ligada à um conversor OE (Óptico Elétrico) e posteriormente direcionada ao usuário. No VDF, os cabos coaxiais são removidos da rede de distribuição e apenas a região de descida é utilizada (*drop*).

A segunda, também ilustrada na Figura 8, é chamada de EDF (*Extremely Deep Fiber*). A qual é uma arquitetura em estrela do tipo FTTP (*Fiber To The Tap*), onde a fibra chega ainda mais próximo do assinante e requer o custo de escavação pelos bairros. Nela, os comprimentos dos cabos tem aproximadamente 60 m.

Deste modo, verifica-se que as arquiteturas VDF e EDF permitem a criação de uma topologia em estrela propícia à implementação do C-RAN, pois admitindo que as RRHs localizam-se nas dependências dos usuários e que a BBU *pool* localiza-se no provedor de serviço, é possível fazer com que cada RRH seja coordenado pela BBU *pool*. Resultando em uma solução RoC capaz de suportar alta capacidade, com total coordenação e máxima flexibilidade (LU et al., 2014).

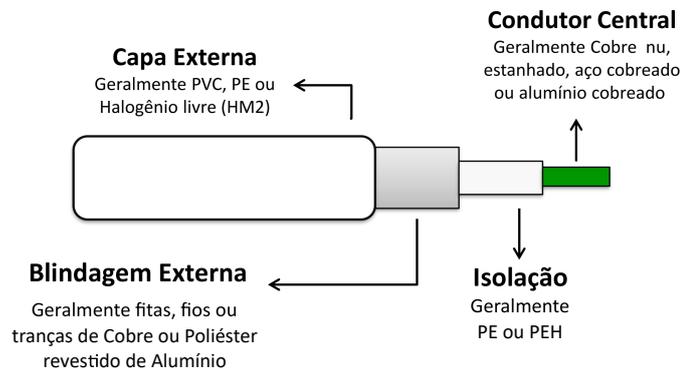
No entanto, como é dito por Bartelt et al. (2015), o *fronthaul* das arquiteturas C-RAN atualmente são convencionalmente projetados para trabalhar com protocolos de transmissão digital que demandam conversões analógicas digitais que podem necessitar de uma expansão das larguras de banda em até 30 vezes. Portanto para que os esquemas de EDF e VDF sejam ainda mais aplicáveis aos critérios de baixa latência e alta capacidade do 5G, a solução apresentada por Huang et al. (2015b), mostra-se interessante. Uma vez que nesta, o elemento agregador da rede, aplica uma conversão digital analógica nos sinais de rádio que chegam através das fibras ópticas. Assim, esses sinais podem ser transmitidos para as RRHs diretamente, através dos cabos coaxiais, evitando expansões excessivas das larguras de banda, promovendo simplificação de hardware e diminuindo latências (uma vez

que o atraso de propagação dos cabos coaxiais é baixo) (Naqvi et al., 2017; KEYSIGHT, 2012).

## 2.3 Cabo coaxial

O cabo coaxial é uma linha de transmissão composta por dois condutores cilíndricos concêntricos, separados por material dielétrico que se destaca pela sua menor suscetibilidade a interferências externas e pela sua baixa atenuação, se comparado por exemplo a meios como o par trançado. Na Figura 9, a vista lateral de um cabo coaxial é exibida. Nela têm-se os condutores, os dielétricos e os materiais que compõe o cabo, onde o condutor central é o meio por onde as ondas de tensão e corrente se propagam; o condutor externo, ou simplesmente malha externa, atua como caminho de retorno e como blindagem eletromagnética; os dielétricos têm como objetivo confinar os campos nas superfícies dos condutores e limitar a velocidade de propagação da onda eletromagnética.

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

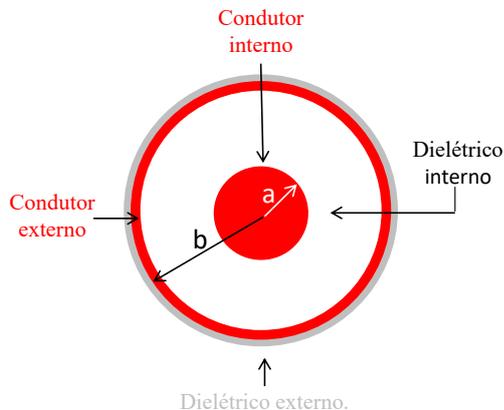


Fonte – Elaborado pelo autor, baseado em (HELUKABEL, 2015).

Já na Figura 10, exibe-se a seção transversal do cabo, onde  $a$  e  $b$  representam os raios dos condutores interno e externo respectivamente. Note na mesma que a simetria dominante no cabo é a cilíndrica e que na seção transversal, os dielétricos também envolvem os condutores de maneira concêntrica.

Neste trabalho foram utilizados os cabos coaxiais RG59, RG06 e RG11 para as redes de acesso G.mgfast e o RG06 para as redes de transporte (*fronthaul*) 5G. A seguir dá-se mais informações sobre estes cabos e exibe-se detalhes de sua geometria, construção e custo econômico.

Figura 10 – Seção transversal de um cabo coaxial. Relações entre as bitolas dos condutores, onde  $a$  é o raio do condutor interno e  $b$  é o raio do condutor externo.



Fonte – Elaborada pelo autor.

## 2.4 Características dos cabos RG59, RG06 e RG11

As configurações de bitola e materiais que compõe os cabos RG59, RG06 e RG11 podem diferir entre os fabricantes. Em Helukabel (2015) por exemplo, as especificações adotadas seguem os padrões militares dos Estados Unidos, enquanto que em Conduiti (2016), Megatron (2016), CableTech (2016) algumas certificações da Anatel. Neste trabalho, adota-se as especificações aderidas em (ITU-T/2152, 2016; CBL, 2019; CONDUTI, 2016).

Tabela 1 – Tabela de especificações dos cabos RG59, RG06 e RG11 de acordo com ITU-T/2152 (2016), CBL (2019), Conduiti (2016).

Especificação dos condutores				
Cabos (75 Ohm)	Condutor interno		Condutor externo	
	Material	Diâmetro (mm)	Material 1ª camada	Material 2ª camada
RG59	Aço cobreado	0,58	Fita aluminizada + poliéster aderido ao dielétrico	Trança em liga de alumínio
RG06		1,024		
RG11		1,63		
Especificação dos dielétricos				
Cabos (75 Ohm)	Isolação interna		Isolação externa	
	Material	Diâmetro (mm)	Material	Diâmetro (mm)
RG59	Poliétileno expandido	3,7	PVC não propagante à chama	6,15
RG06		4,7		6,6
RG11		7,25		10,1

Em geral, esses cabos apresentam divergências quanto ao seu valor de aquisição no mercado. A menor diferença de preço encontrada foi a apresentada por PrimusCable (2019). Nesta, o cabo coaxial RG11 é aproximadamente 95% mais caro que o RG59 e 85%

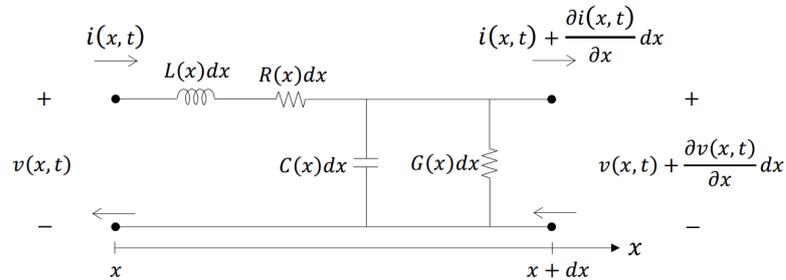
mais dispendioso que o RG06. Enquanto que o RG06 é 13% mais custoso que o RG59. A seguir mostra-se como se modela essas linhas de transmissão.

## 2.5 Modelagem eletromagnética dos cabos coaxiais

Cabos coaxiais são linhas de transmissão de condutor duplo que podem ser modeladas a partir de um método conhecido como divisão por unidade de comprimento, ou equivalente de circuito elétrico. Conforme mostra a Figura 11, dividi-se o cabo em vários segmentos infinitesimais de comprimento  $dx$  e considera-se que cada elemento diferencial é uma linha de transmissão uniforme (ORFANIDES, 2003).

Com isto, as perdas por efeito *joule*, devido ao aquecimento dos condutores, podem ser aproximadas por uma resistência  $R$ . As fugas no material dielétrico por uma condutância  $G$ , e as energias transportadas pelos campos elétrico e magnético podem ser entendidas como capacitâncias  $C$  e indutâncias  $L$ , respectivamente. Esses fatores são conhecidos como RLGC ou simplesmente parâmetros primários do cabo.  $R$ ,  $L$ ,  $G$  e  $C$  são funções dos materiais, da seção transversal e da posição (BORGES, 2016). Contudo, nas simulações considera-se que o cabo coaxial é uniforme ao longo de todo o seu comprimento, e portanto,  $R$ ,  $L$ ,  $G$  e  $C$  não serão funções da posição.

Figura 11 – Cabo coaxial de comprimento infinitesimal.  $R$ ,  $L$ ,  $G$  e  $C$  são os parâmetros primários do cabo.



Fonte – Borges (2016).

Outro fator importante relacionado a  $R$ ,  $L$ ,  $G$  e  $C$ , é que com eles é possível encontrar outras duas características fundamentais das linhas de transmissão coaxiais que são a constante de propagação  $\gamma$  e a impedância característica  $Z_0$ , também conhecidos como parâmetros secundários. As relações de  $R$ ,  $L$ ,  $G$  e  $C$  com  $\gamma$  e  $Z_0$ , são dadas pelas Equações (2.1) e (2.2) respectivamente.

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}. \quad (2.1)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (2.2)$$

A constante de propagação  $\gamma$  pode ser utilizada para definir a função de transferência  $H(f)$ <sup>5</sup> do canal presente na Equação (2.3).

$$H(f) = e^{-\gamma l}, \quad (2.3)$$

onde  $l$  é o comprimento do cabo.

### 2.5.1 Parâmetros RLGC do cabo coaxial utilizados no *fronthaul* de redes 5G

Conforme sugere Pozar (2012), considera-se que os meios dielétricos que envolvem os condutores do cabo são homogêneos e dotados de permissividade elétrica complexa. Com isso, a indutância, em H/m, e a capacitância, em F/m, por unidade de comprimento são dadas respectivamente pelas equações (2.4) e (2.5):

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}, \quad (2.4)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon'}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}, \quad (2.5)$$

onde  $\epsilon'$  é a parte real da permissividade elétrica complexa - que é expressa por  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$  - do espaço entre os condutores e  $\mu$  que é a permeabilidade magnética do meio.

Pode ser demonstrado também em Pozar (2012) e em Orfanides (2003), que a resistência por unidade de comprimento do cabo pode ser dada segundo a Equação (2.6).

$$R = \frac{R_s}{2\pi} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right), \quad (2.6)$$

onde  $R_s$  é a resistência de superfície dos condutores, dada por:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma_c}}, \quad (2.7)$$

onde  $\mu_0$  e  $\sigma_c$  são a permeabilidade magnética do ar e a condutividade do condutor central respectivamente e  $\omega$  é a frequência em radianos.

<sup>5</sup> A (Equação 2.3) é válida somente para uma linha de transmissão uniforme, casada nas duas extremidades (BORGES, 2016).

De igual modo, é demonstrado que em um meio dielétrico homogêneo de permissividade complexa, existe uma relação entre  $C$  e  $G$ , tal que:

$$G = \omega C \tan \delta, \quad (2.8)$$

onde  $\tan \delta$  é a tangente de perdas do material dielétrico que é comumente expressa (de maneira aproximada) pela Equação (2.9).

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon_r \varepsilon_0}, \quad (2.9)$$

onde  $\varepsilon''$  é a parte imaginária da permissividade complexa do espaço entre os condutores,  $\varepsilon'$  a parte real,  $\varepsilon_r$  a relativa e  $\varepsilon_0$  é a permissividade do ar.

Portanto, substituindo (2.9) e (2.5) em (2.8), a condutância por unidade de comprimento será:

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

Com isto, encontra-se o modelo geral dos parâmetros RLGC (para cabos coaxiais), definido pela teoria eletromagnética, o qual é aplicado nas simulações de cabo RG06 nos *fronthaul* de redes 5G.

## 2.5.2 Adaptação dos parâmetros RLGC para as redes de acesso G.mgfast

No caso específico dos sistemas G.mgfast, para deixar as simulações o mais próximo possível das configurações do padrão, utilizou-se o modelo de canal físico-empírico não-causal, adotado pelo ITU. Este modelo foi ajustado de medições executadas pelas empresas ADTRAN, AT&T and Scipio nas suas respectivas infraestruturas de cabos coaxiais (ITU-T/2152, 2016).

Tal modelo matemático é levemente diferente das equações RLGC apresentadas na Subseção 2.5.1, pois nele a condutância ( $G$ ) por unidade de comprimento é aproximadamente zero e a resistência ( $R$ ) é dada pela Equação (2.11).

$$R = 2Z_0 \frac{\log 10}{20} a(f), \quad (2.11)$$

onde  $Z_0 = 75 \Omega$ , e  $a(f)$  é a atenuação da linha com a frequência  $f$ , cuja expressão matemática é dada pela Equação (2.12).

$$a(f) = \frac{\left(k_1 \left(\frac{f}{f_0}\right)^{k_2} + k_3 f + k_4\right)}{100}, \quad (2.12)$$

onde  $a(f)$  depende dos coeficientes  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  e  $k_4$  apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Coeficientes do modelo ITU de acordo com o tipo de cabo.

Coeficientes	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$	$v_p$
RG06	0.5904	0.525	0	0	0.83
RG59	0.5904	0.545	0	0.82	0.68
RG11	0.5248	0.5	0.0015	0	0.84

Além de  $R$  e  $G$ , a permissividade relativa ( $\varepsilon_r$ ) no modelo do ITU é calculada de forma experimental, por meio da velocidade de propagação ( $v_p$ ) da onda (veja a Tabela 2). Portanto  $\varepsilon_r$ , passa a ser dado pela Equação (2.13).

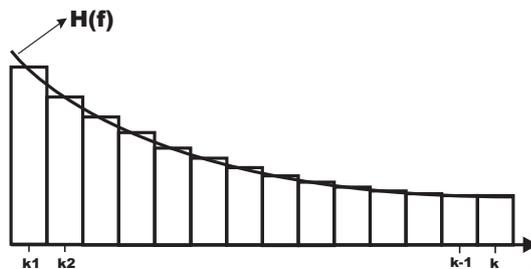
$$\varepsilon_r = \frac{1}{(v_p)^2}. \quad (2.13)$$

## 2.6 Capacidade de transmissão de sistemas cabeados

Para mensurar a capacidade de dados de um meio de transmissão, recorre-se a uma grandeza conhecida como taxa total. Nesta, através da relação sinal ruído (SNR, Signal to Noise Ratio), e por meio da largura de banda ( $W$ ) é possível estimar o total de bits suportados por um canal de comunicação ao longo do espectro de frequências. Esta grandeza pode ser obtida pelo que propõe Shannon (1948), através da Equação (2.14), a qual é uma expressão matemática que mede a capacidade de transmitir dados em sistemas contínuos.

$$C = W \log_2 (1 + SNR(f)). \quad (2.14)$$

Figura 12 – Particionamento da banda de um canal em vários sub canais independentes, paralelos planos e ortogonais.



Fonte – Modificada de Gomes (2012).

Contudo, de uma forma geral, os cabos utilizados em transmissões costumam apresentar efeitos de dispersão. Isto é, no domínio temporal o sinal pode ser espalhado,

de tal modo que os símbolos transmitidos podem se sobrepor em diferentes instantes de tempo, causando o fenômeno conhecido como ISI (Interferência Inter Simbólica). Por isso, a Equação (2.14) precisa ser adaptada, pois a ISI pode degradar a qualidade da comunicação, e uma forma de reduzir os seus efeitos é a utilização de modulações de multi-portadora (FERRARI, 2011).

Conforme mostra a Figura 12, em sistemas de multi-portadora particiona-se a função de transferência de um canal contínuo seletivo em frequência em vários sub canais (também chamado de tons)  $k$  independentes, de largura fixa  $\Delta f$ , paralelos planos e ortogonais, onde para cada sub canal  $k$  é transmitida uma portadora modulada em QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) ou QPSK (*Phase-Shift Keying*) (FERRARI, 2011). Este princípio de transmissão é a base de modulações como o DMT (*Discrete Multi Tone Modulation*) - tipicamente empregada em sistemas DSL - e de modulações como o OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) que é tipicamente empregada em redes *wireless* e no padrão DOCSIS.

Com isto, para o cabo coaxial, considerando que o canal modulado é sem memória e com Ruído Aditivo Gaussiano e Branco de média nula (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*), a alocação de bits, conhecida como *bitloading*, em cada sub canal  $k$ , para o usuário  $n$ , de acordo com Medeiros et al. (2009), é dada pela Equação (2.15).

$$b_k^n = \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_k^n}{\Gamma_k^n} \right), \quad (2.15)$$

onde  $\Delta f$  é a largura do sub canal  $k$  e  $SNR_k^n$  é a SNR (*Signal to Noise Ratio*), do  $k$ -ésimo sub canal do usuário  $n$ , a qual é dada pela Equação (2.16).

$$SNR_k^n = \frac{|H_k^{n,n}|^2 \rho_k^n}{\sigma_k^n}, \quad (2.16)$$

onde  $|H_k^{n,n}|^2$  denota o quadrado do módulo do ganho direto do canal (ou função de transferência) para o usuário  $n$  no sub canal  $k$ ;  $\rho_k^n$ , denota a potência alocada para o usuário  $n$  no sub canal  $k$ ;  $\sigma_k^n$  representa a potência do ruído de fundo no sub canal  $k$  no receptor do usuário  $n$ ;  $\Gamma_k^n$  é o *gap* da SNR, o qual é uma função do ganho de codificação, da modulação, da margem de ruído desejada e da probabilidade de erro. O *gap* é um indicador de quão perto a taxa de bits chega à capacidade do canal teórico (STARR et al., 1999).

Desta forma, a taxa total de um usuário, segundo Golden, Dedieu e Jacobsen (2006), passa a ser definida pela Equação (2.17):

$$R_k^n = \Delta_f \sum_k b_k^n. \quad (2.17)$$

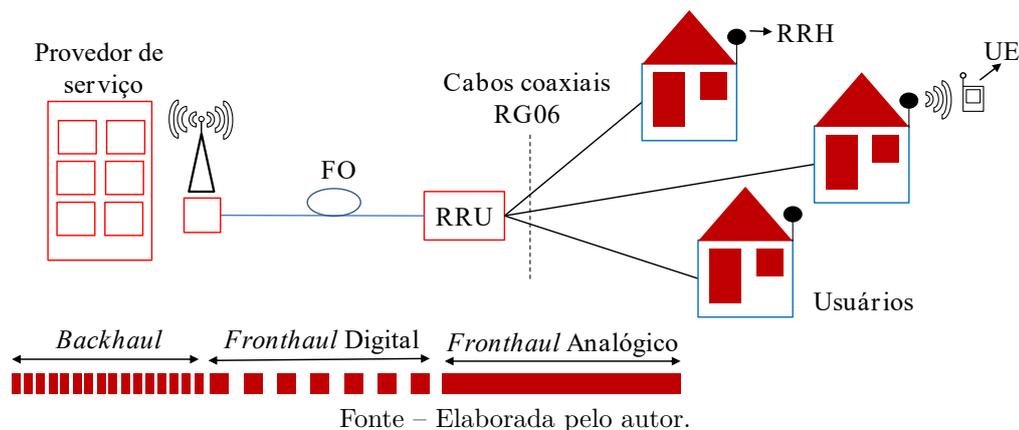
### 3 Cabos coaxiais no *fronthaul* de redes 5G

Como foi visto na Subseção 2.2.2, adaptações nas redes HFC tem sido propostas no objetivo de atender os requisitos de múltiplas antenas e alta capacidade do 5G. As arquiteturas obtidas por meio dessas mudanças, chamadas de EDF e VDF, possibilitam que a aplicação do C-RAN seja possível nos sistemas HFC e que a infraestrutura coaxial legada destes seja reutilizada. Nesse capítulo, apresenta-se o sistema RoC proposto por este trabalho, baseado nas arquiteturas EDF e VDF, e mostra-se as configurações dos sinais de rádio que trafegam por este. Além disso, analisa-se o desempenho deste sistema, em termos de taxa e número de antenas, e mostram-se as considerações realizadas para tal finalidade.

#### 3.1 Arquitetura do sistema

Neste capítulo, conforme mostra a Figura 13, as arquiteturas EDF e VDF são baseadas em três elementos que possibilitam a aplicação do C-RAN. Estes elementos são os provedores de serviço, a RRU (Radio Remote Unit), e as RRHs (Huang et al., 2015a; Huang et al., 2015b).

Figura 13 – Sistema de rádio sobre cabo coaxial proposto. A BBU *pool* localiza-se no provedor de serviço e as RRHs localizam-se nas dependências dos usuários. Os cabos coaxiais RG06 fazem parte do da região analógica do *fronthaul* e a fibra óptica da região digital. A RRU é responsável pelas conversões óptico-elétrica e digital-analógica.



Nesta sistema os provedores de serviço, através da BBU *pool*, são responsáveis por transmitir os sinais de rádio digitalmente - nas especificações do padrão CPRI (Common Public Radio Interface) - para a RRU (Radio Remote Unit).

As RRUs são elementos intermediários que realizam a conversão óptico-elétrica dos sinais de rádio que trafegam nas fibras ópticas, através de um dispositivo conversor OE. Além disso, as RRUs também promovem a conversão digital-analógica no *fronthaul* da rede. Após isto, as RRUs transmitem os sinais de rádio para os usuários, por meio de cabos coaxiais ponto-a-ponto não compartilhados. Já nas dependências dos usuários localizam-se as RRHs. As quais são responsáveis pelo gerenciamento dos sinais de RF e pela transmissão de dados em alta capacidade, na interface aérea.

Com base nisto, o princípio de funcionamento deste sistema é dado da seguinte forma. Na direção de *DL* (*downlink*), a RRU aplica *up-conversion* nos sinais de rádio (em banda base). Com isso, os sinais se propagaram por meio de FI (Frequências Intermediárias) nos cabos coaxiais. Ao chegar nas RRHs, os mesmos são convertidos para frequências de rádio apropriadas e então transmitidos para os UE (User Equipment).

Na direção de *UL* (*uplink*), os sinais de RF captados pelas RRHs, enviados pelos dispositivos UE através da interface aérea, sofrem *down-conversion*, e então são transmitidos para a RRU (também em frequências intermediárias). Na RRU, os sinais de rádio são deslocados para banda base e então enviados para a BBU *pool*, onde recebem o processamento.

A forma com que as PSDs dos sinais de rádio são configuradas pode assumir dois formatos. Um, cujo esquema de filtragem assume um aspecto retangular e outro que considera um decaimento a partir das bordas da banda de transmissão. Estas configurações fazem parte do planejamento da banda de frequências destinada a alocar as antenas no espectro. Nas Seções 3.2 e 3.3 exibem-se estas configurações, e na Seção 3.4 mostra-se as interferências nos quais essas estão sujeitas.

## 3.2 Configurações do sinal de rádio sem o uso dos critérios do 3GPP

Nas configurações de sinal de rádio adotadas por este trabalho, conforme mostra a Figura 14, em cada antena, admite-se que o ACS (*Adjacent Channel Selectivity*)<sup>1</sup> é suficiente para atender ao sistema proposto, utiliza-se FDD (Frequency Division Duplexing), e considera-se que os sinais de *downlink* e *uplink* são simétricos entre si e que uma banda de guarda  $\Delta$ , entre eles, é adicionada no objetivo de minimizar interferências entre canais. Além disso, para evitar efeitos de corrente DC (Direct Current), nas frequências mais baixas, um intervalo de guarda  $\Theta$ , entre a banda inicial de *downlink* e o ponto de 0 Hz é adicionado.

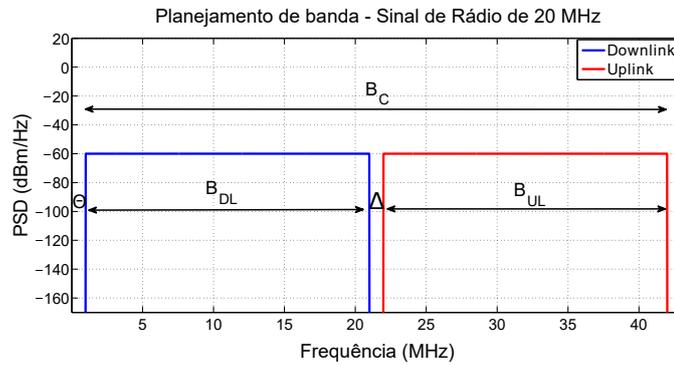
<sup>1</sup> De acordo com o 3GPP, o ACS é uma medida da capacidade de um receptor de rádio receber um sinal, no canal ou frequência desejado, na presença de outro sinal em uma frequência ou canal adjacente (ETSI, 2016).

Em seguida, cada sinal de rádio, tanto *downlink* quanto *uplink*, recebe o mesmo nível de PSD, em dBm/Hz, e com isto estabelece-se a banda total  $B_C$  ocupada pelos sinais de *DL* e *UL* que é dada pela Equação (3.1).

$$B_C = B_{DL} + B_{UL} + \Delta, \quad (3.1)$$

onde  $B_{DL}$  e  $B_{UL}$  são as larguras de banda dos sinais de *downlink* e *uplink* respectivamente, referentes a mesma antena.

Figura 14 – Configuração do sinal de rádio, considerando uma única antena conectada ao cabo coaxial. O sinal de rádio considerado tem largura de banda igual a 20 MHz para os sinais de *DL* e *UL*. Em azul tem-se a banda ocupada pelo sinal de *DL*,  $B_{DL}$ , e em vermelho a banda ocupada pelo sinal de *UL*,  $B_{UL}$ . A banda total é  $B_C$ , a banda de guarda é  $\Delta$  e o intervalo de guarda no início do espectro é  $\Theta$ .



Fonte – Elaborada pelo autor.

Na Figura 14, as configurações dos sinais de rádio apresentadas são referentes a um esquema de frateragem do tipo retangular, o qual faz uso de toda a banda de frequências para transmitir informações. Posteriormente, como foi dito na Seção 3.1, essas configurações serão expandidas, a partir do uso de alguns critérios do 3GPP relacionados as bordas da banda de transmissão. Contudo, a abordagem desta seção também é útil para definirmos a capacidade limite do sistema proposto, mediante a esquemas de frateragem mais sofisticados.

Além disso, é importante destacar que na Figura 14, os sinais de rádio utilizam a largura de banda de 20 MHz, a qual é típica do padrão LTE (*Long Term Evolution*). No entanto, o sistema proposto também foi planejado para ser compatível com os padrões de redes sem fio, LTE-A *Carrier Aggregation* e 5G NR (*New Radio*) *bands*. Para isto, os sinais de *DL* e *UL* adotam as bandas de 40 MHz e 100 MHz. Dito isto, as relações entre as larguras de banda adotadas nos sinais de rádio, os intervalos de guarda utilizados e a amplitude da PSD dos mesmos são exibida na Tabela 3<sup>2</sup>.

<sup>2</sup> Na Tabela 3, os sinais de rádio possuem PSD fixa. Este valor de PSD, no entanto, está de acordo com a máscara espectral do sinal LTE visto em (Huang et al., 2015b). Em cenários como o adotado por

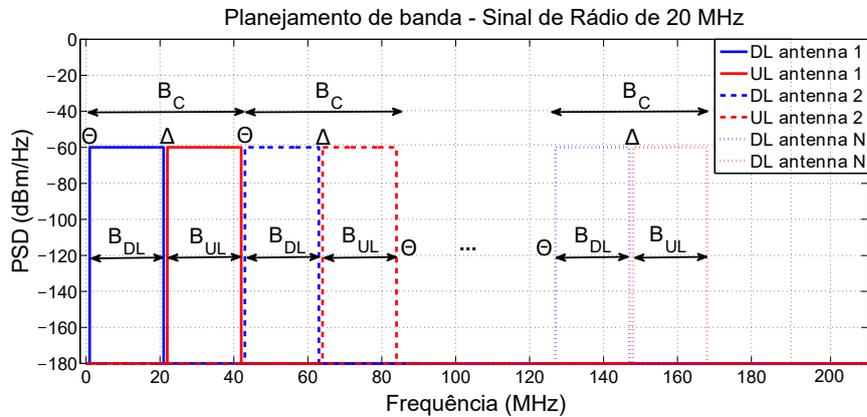
Tabela 3 – Parâmetros de configuração do sinal de rádio sob FDD. A potência fixa em  $-60$  dBm/Hz é utilizada para transmitir os sinais de rádio dentro das especificações de máscara espectral do LTE. As larguras de banda distintas são úteis para dar compatibilidade à três padrões de redes sem fio. Os intervalos de guarda são utilizados para separar os sinais de  $UL$ ,  $DL$  e as antenas no espectro.

Máxima potência transmitida (PSD)	$B_{UL}$	$B_{DL}$	$\Delta$	$\Theta$	$B_C$	Compatibilidade
$-60$ dBm/Hz	20 MHz		1 MHz		41 MHz	LTE
	40 MHz				81 MHz	LTE-A <i>Carrier Aggregation</i>
	100 MHz				201 MHz	NR

Chegando ao ponto principal deste capítulo, para avaliar o número de antenas  $N$ , suportados por uma linha de transmissão coaxial conectada a uma RRH, expande-se as configurações exibidas na Figura 14, para a apresentada na Figura 15. Nesta observa-se que um grupo de  $N$  antenas são alocadas no cabo e que entre elas há o intervalo de guarda  $\Theta$  que as separa<sup>3</sup>. Note agora, que  $\Theta$  não evita somente correntes  $DC$ , mas também representa o intervalo de guarda entre as antenas. De tal modo que o número de antenas é igual ao número de intervalos  $\Theta$  observados no espectro, conforme mostra a Equação (3.2).

$$N_A = N_{\Theta}. \quad (3.2)$$

Figura 15 – Configuração do sinal de rádio, considerando  $N$  antenas conectadas no cabo coaxial. O sinal de rádio assumido tem largura de banda igual a 20 MHz. O intervalo de guarda  $\Theta$  é utilizado para evitar correntes  $DC$  no início da banda e para separar os sinais de rádio  $B_C$  um do outro.



este trabalho, o valor de  $-60$  dBm/Hz, segundo Huang et al. (2015b), minimiza efeitos de interferência e maximiza a taxa de dados.

<sup>3</sup> A busca pelo valor ótimo de  $\Theta$  está fora do escopo deste trabalho. Considera-se um valor constante para o mesmo.

### 3.3 Configurações do sinal de rádio usando critérios do 3GPP

Diferentemente do que foi feito na Seção 3.2, o 3GPP estabelece que os sinais de rádio das redes móveis modernas devem ser formatados seguindo uma configuração que não faz uso de todo o espectro. Por isso o ETSI (2016) sugere que as configurações de largura de banda de transmissão para *downlink* e *uplink* sejam calculadas respectivamente pelas Equações (3.3) e (3.4).

$$TBC_{DL} = NRB_{DL} * 180kHz, \quad (3.3)$$

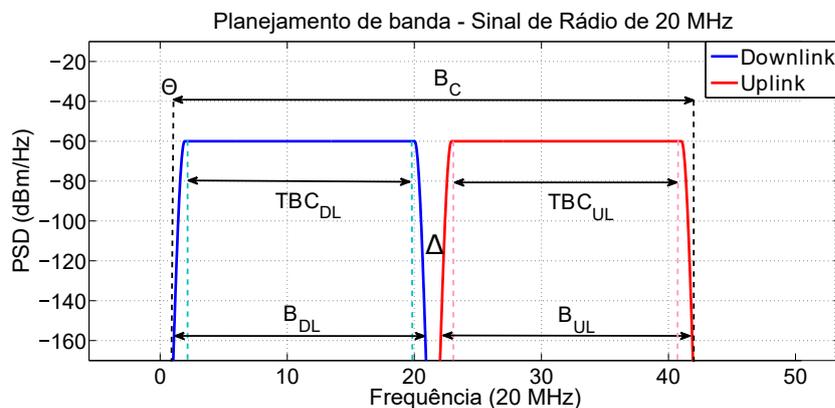
$$TBC_{UL} = NRB_{UL} * 180kHz, \quad (3.4)$$

onde  $TBC_{DL}$  é a configuração de banda de transmissão para o sinal de *DL*,  $TBC_{UL}$  a configuração de banda de transmissão para o sinal de *UL*, 180 kHz equivale a largura de banda dos blocos de recursos do LTE e  $NRB_{DL}$  e  $NRB_{UL}$  são o número de blocos de recursos para determinadas larguras de banda de *downlink*  $B_{DL}$  e *uplink*  $B_{UL}$ , dados respectivamente pelas Equações (3.5) e (3.6). Com isso, as larguras de banda anteriormente destinadas aos sinais de *DL* e *UL*, chamadas de  $B_{DL}$  e  $B_{UL}$ , passam a ser denominadas pelos termos  $TBC_{DL}$  e  $TBC_{UL}$ .

$$NRB_{DL} = 5 \left( \frac{B_{DL}}{1MHz} \right), \quad (3.5)$$

$$NRB_{UL} = 5 \left( \frac{B_{UL}}{1MHz} \right). \quad (3.6)$$

Figura 16 – Configuração do sinal de rádio, segundo o 3GPP, considerando uma única antena conectada ao cabo coaxial. O sinal de rádio considerado tem largura de banda igual a 20 MHz.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Nesse sentido, a Figura 16, exemplifica a configuração do sinal de rádio para uma única antena conectada a cabo coaxial RG06, seguindo os requisitos definidos pelo 3GPP. Nota-se na mesma que a banda utilizada para transmissão não faz uso de todo o espectro. Por causa disso, um decaimento é observado nas bordas.

Como ilustrado na figura 16, neste trabalho, adota-se um filtro do tipo RRC (*Root Raised Cosine*) para modelar os sinais de rádio transmitidos no *fronthaul* de acordo com as regras de configuração de largura de banda de transmissão definidas em (ETSI, 2016). O filtro foi projetado seguindo o que consta em (PROAKIS; SALEHI, 2001), subcanalando um *roll of factor* igual a 0,11. Nesta configuração, o procedimento de separação das antenas no espectro é idêntico ao apresentado na Seção 3.2.

Finalmente, para esclarecer as relações entre  $B_C$ ,  $\Delta$ ,  $B_{DL}$ ,  $B_{UL}$ ,  $TBC_{DL}$  e  $TBC_{UL}$ , a Tabela 4 apresenta a relação entre esses parâmetros, considerada em nossos testes.

Tabela 4 – Relações entre  $B_C$ ,  $\Delta$ ,  $B_{DL}$ ,  $B_{UL}$ ,  $TBC_{DL}$  e  $TBC_{UL}$ .

$B_C$	41 MHz	81 MHz	201 MHz
$\Delta$	1 MHz	1 MHz	1 MHz
$B_{DL}$	20 MHz	40 MHz	100 MHz
$B_{UL}$	20 MHz	40 MHz	100 MHz
$TBC_{DL}$	18 MHz	36 MHz	90 MHz
$TBC_{UL}$	18 MHz	36 MHz	90 MHz

## 3.4 Interferências fora de banda

### 3.4.1 Direção de *downlink*

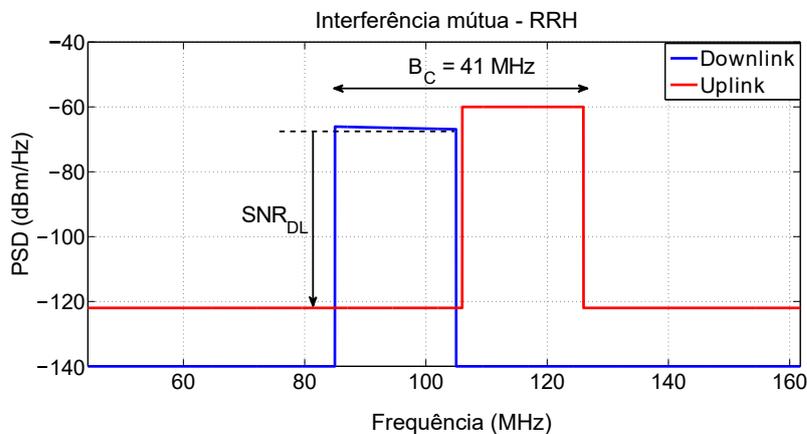
De acordo com Huang et al. (2015a), Huang et al. (2015b), além do típico ruído de fundo encontrado em redes cabeadas que circunda os -140 dBm/Hz, M. Zafaruddin e Bergel and A. Leshem (2017), devido a proximidade dos sinais de *DL* e *UL* no espectro, outras fontes de interferência conhecidas como vazamentos fora de banda (out-of-band leakage) podem causar perturbações ao sinal de *downlink*<sup>4</sup>.

Mesmo diante dos intervalos de guarda adotados, em geral a resposta em frequência dos filtros passa faixa, não atenuam as frequências fora da faixa da interesse perfeitamente. Na prática, a atenuação desses filtros aumenta com a frequência e a PSD decai mais rápido ou mais lentamente de acordo com a qualidade tecnológica do filtro. Nesse sentido, os efeitos fora de faixa das PSDs dos sinais de rádio de *DL* e *UL* podem não ser totalmente eliminados entre si.

<sup>4</sup> O 3GPP também estabelece uma métrica de vazamento, que a princípio não foi explorada neste trabalho, chamada de ACLR (*Adjacent Channel Leakage Ratio*) que é definida como a relação entre a potência transmitida no canal atribuído e a potência recebida no canal de rádio adjacente após um filtro de recepção (ETSI, 2016.).

Portanto, segundo (Huang et al., 2015b), para o intervalo de guarda  $\Delta$  utilizado neste trabalho, para uma estrutura de filtro fixa com uma capacidade particular de supressão de lóbulos laterais, no lado da RRH, um ruído de aproximadamente -122 dBm/Hz do sinal de *UL* vaza para o *DL*, pois as interferências oriundas da interface aérea não são totalmente suprimidas na filtragem. Na Figura 17, um vazamento proveniente do sinal de *uplink* (vermelho) para o sinal de *downlink* (azul) é observado, considerado um cabo RG06 de 200 m com largura de banda total  $B_C$  de 41 MHz.

Figura 17 – Interferência mútua entre os sinais de rádio de *downlink* (azul) e *uplink* (vermelho). No lado da RRH, o sinal de *uplink* gera vazamentos para o sinal de *downlink*. Note o vazamento em vermelho (UL) atingindo o azul (DL) no espectro de frequências, com PSD igual a -122 dBm/Hz.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Além disso, na Figura 17, nota-se que o sinal de *DL* ao passar pelo cabo coaxial, que atua como um filtro passa baixas, é atenuado. Por isso, o formato da PSD que antes era retangular sofre um decaimento. Portanto, a *SNR* do sinal de *DL* - a  $SNR_{DL}$  - lida na RRH, terá como base a potência do sinal de *DL* que chega na RRH e o *out-of-band leakage* de -122 dBm/Hz proveniente do sinal de *UL* que provém dos efeitos não suprimidos da interface aérea.

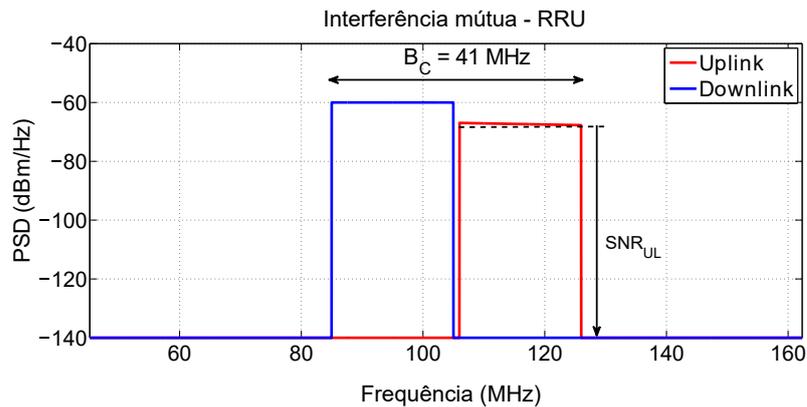
### 3.4.2 Direção de *uplink*

Segundo (Huang et al., 2015b), na direção de *uplink*, a situação reversa pode acontecer, pois como mostra a Figura 18, o sinal de *DL* que foi transmitido através do cabo coaxial pode causar *out-of-band leakage* no *UL* (que chega na RRU após passar pelas fibras ópticas). Além disso, é possível notar na Figura 18 que o *UL* é mais atenuado que o sinal de *DL* (visto no lado da RRH), pois no planejamento de banda ele ocupa uma posição mais elevada na frequência.

Contudo, como o sinal de *DL*, na RRU, sofre uma conversão digital analógica e não passa por nenhum amplificador de potência, segundo (Huang et al., 2015b), os vazamentos

advindos dele são inferiores aos provenientes do ruído de fundo. Portanto a  $SNR_{UL}$  terá como base a potência recebida no sinal de *uplink* e o ruído de fundo cuja PSD é igual a  $-140$  dBm/Hz.

Figura 18 – Interferência mútua entre os sinais de rádio de *downlink* (azul) e *uplink* (vermelho), observados na RRU. Em azul tem-se o vazamento fora de banda atingindo o sinal de UL, o qual é igual ao ruído de fundo de  $-140$  dBm/Hz.



Fonte – Elaborada pelo autor.

## 3.5 Metodologia

### 3.5.1 Considerações de simulação

As simulações desenvolvidas no capítulo, consideram cabos coaxiais RG06 cujo comprimento varia entre 50 m a 500 m. As funções de transferências dos cabos são simuladas através dos parâmetros RLGC vistos na Subseção 2.5.1, por meio da Equação (2.3). As taxas de dados, em cada antena, são obtidas por meio das equações vistas na Seção 2.6, e para alcançá-las considera-se uma constelação alvo de 256 QAM<sup>5</sup> e um *gap*<sup>6</sup> de SNR igual 9 dB.

Tabela 5 – Condutividade, permissividade relativa e tangente de perdas adotadas nas simulações devido a falta de referências com relação ao aço cobreado e ao polietileno expandido a gás.

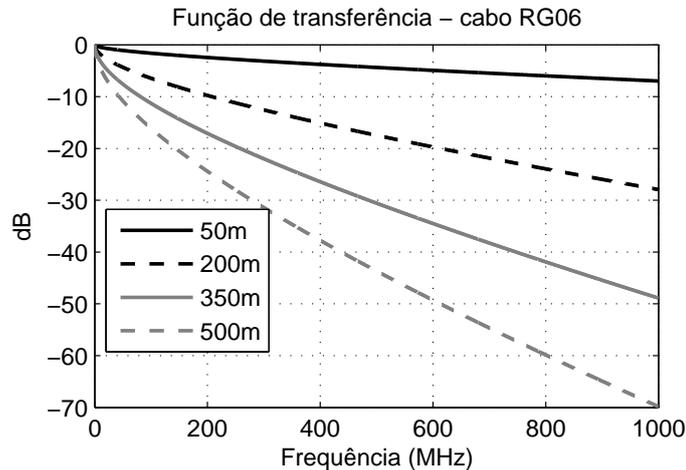
Parâmetro	Valor
Permissividade relativa - $\epsilon_r$	2,26 $F/m$ - Polietileno
Condutividade - $\sigma_c$	$6,17 \times 10^7 S/m$ - Cobre Puro
Tangente de perdas - $\tan \delta$	$4,4 \times 10^{-4}$ - Polietileno

<sup>5</sup> Nas redes 5G, para que taxas de dados mais elevadas sejam obtidas, modulações de maior ordem como o 256 QAM tem sido exploradas.

<sup>6</sup> O *gap* de SNR adotado neste contexto tem uma conotação diferente. Ele não é utilizado para realização de *bitloading*, mas sim para cobrir perdas de implementação na RRH.

Além disso, é importante mencionar que foram usados valores estimados nas constantes dielétricas e condutivas dos cabos coaxiais, pois do nosso conhecimento, os parâmetros do polietileno expandido a gás e do aço cobreado não foram encontrados. Por isso, adotou-se como isolante interno o polietileno e como condutor interno apenas o cobre. Estas alterações são expressas na Tabela 5. Ademais, também definiu-se uma tangente de perdas fixa como feito em (POZAR, 2012)<sup>7</sup>. Na Figura 19, mostra-se a função de transferência do cabo RG06 segundo o modelo geral do eletromagnetismo (visto na Subseção 2.5.1) para os comprimentos de 50 m, 200 m, 350 m e 500 m, dentro das configurações das Tabelas 1 e 5.

Figura 19 – Função de transferência do cabo RG06 segundo o modelo de canal RLGC clássico. Há diferentes atenuações quando diferentes comprimentos são considerados. A maior atenuação se dá no comprimento de 500 m, o qual chega a ter 40 dB a mais de atenuação se comparado ao cabo de 50 m.



Fonte – Elaborada pelo autor.

### 3.5.2 Estimação do número de antenas

Cada banda total  $B_C$ , ocupada pelos sinais de  $DL$  e  $UL$ , faz referência a uma antena conectada ao cabo coaxial, a qual é planejada para trabalhar com a eficiência espectral alvo de 8 bits/Hz. De tal modo que ao longo das bandas  $B_{DL}$ ,  $B_{UL}$  ou  $TBC_{DL}$  e  $TBC_{UL}$ , essa eficiência espectral deve permanecer constante em 8 bits/Hz.

Para isso, dadas as interferências mútuas consideradas, alocam-se sinais de rádio no espectro sempre que a  $SNR_{DL}$  observada no sinal de  $DL$  (na RRH), o qual está diante do maior nível de ruído, for maior ou igual a 24 dB<sup>8</sup>. Quando a SNR for menor que 24 dB,

<sup>7</sup> Os parâmetros citados na Tabela 5 são valores aproximados e assumidos como constantes para simplificação das análises apresentadas. No entanto, conforme expõe Borges (2016) esses parâmetros variam com a frequência. Portanto uma análise mais refinada deve considerar o comportamento dielétrico e condutivo do material com a frequência.

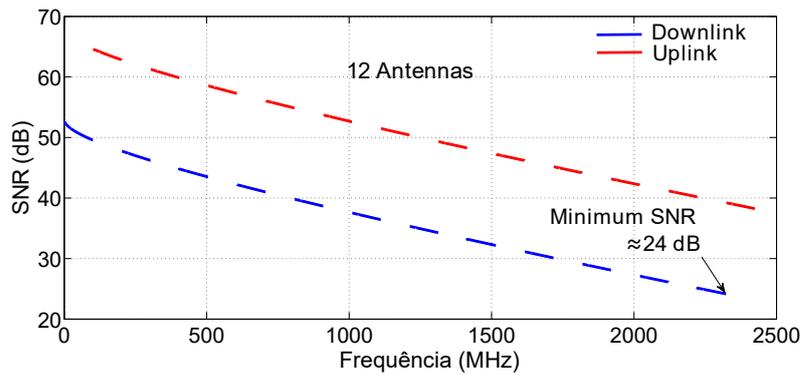
<sup>8</sup> Para o Gap de SNR de 9 dB considerado no capítulo, 24 dB é o valor mínimo que atinge a eficiência espectral alvo de 8 bits/Hz.

a alocação de sinais de rádio no espectro termina. Nessas condições, o número máximo de antenas  $N$  é obtido, e com isso, a banda de transmissão útil do cabo é dada pela Equação (3.7).

$$B_{NA} = (N_A B_C) + (\Theta N_\Theta). \quad (3.7)$$

Na Figura 20, tem-se a  $SNR_{DL}$  (azul), lida na RRH, e a  $SNR_{UL}$  (vermelho), lida na RRU, em um cabo coaxial RG06 de 100 m conectado a 12 antenas, considerando um sinal de rádio cuja largura de banda  $B_C$  igual a 201 MHz. Nessa situação a SNR mínima de 24 dB é alcançada em aproximadamente 2,4 GHz.

Figura 20 –  $SNR_{DL}$  (lida na RRH) e  $SNR_{UL}$  (lida na RRU) observadas nas direções de *downlink* e *uplink* para 12 antenas conectadas a um cabo coaxial de 100 m usando larguras de banda de rádio de 100 MHz.  $SNR_{DL}$  é alcançada em aproximadamente 2,4 GHz.



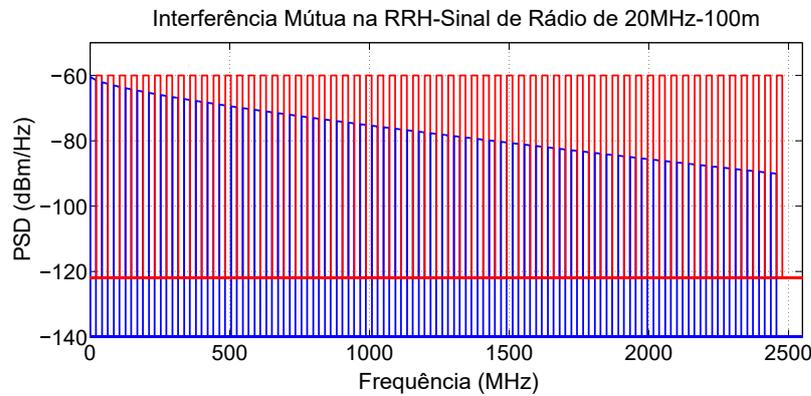
Fonte – Elaborada pelo autor.

Já a taxa de transmissão total é calculada como o somatório das taxas dos sinais de *downlink* ( $B_{rDL}$ ) e *uplink* ( $B_{rUL}$ ), considerando as  $SNR_{DL}$  e  $SNR_{UL}$ , que sub canalam por conta os *out-of-band-leakage*. Portanto, a taxa total é dada pela Equação (3.8).

$$B_r = B_{rDL} + B_{rUL}. \quad (3.8)$$

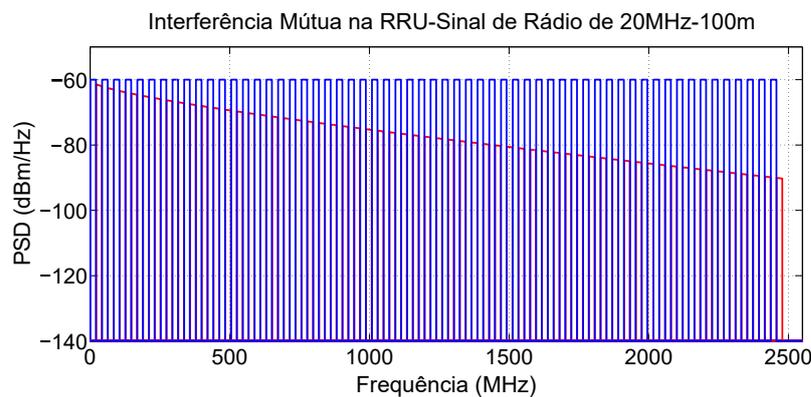
Além disso, para ilustração do procedimento de alocação de antenas no espectro, as Figuras 21 e 22 mostram todas as interferências mútuas observadas na RRH e na RRU, respectivamente, considerando um cabo coaxial cujo comprimento é igual a 100 m. Nas condições apresentadas, para um sinal de rádio com  $B_{DL}$  e  $B_{UL}$  iguais a 20 MHz, 59 antenas podem se conectar no cabo até aproximadamente 2,4 GHz. Além disso, nestas Figuras, ao longo de toda a faixa de frequência, é possível notar a atenuação nos sinais de *downlink* e de *uplink* devido às características de filtro passa baixa da linha coaxial.

Figura 21 – Interferência mútua entre os sinais de rádio de *downlink* (azul) e *uplink* (vermelho) observados na RRH conectada a um cabo coaxial de 100 m conectado a 50 antenas.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Figura 22 – Interferência Mútua entre os sinais de rádio de *downlink* (azul) e *uplink* (vermelho) observados na RRU conectada a um cabo coaxial de 100m conectado a 50 antenas.



Fonte – Elaborada pelo autor.

## 3.6 Resultados

As Tabelas 6 e 7 apresentam o número de antenas, a banda útil, a taxa por antena e a taxa total atingida pelo cabo coaxial em sinais de rádio, considerando larguras de banda  $B_C$ , de 41 MHz, 81 MHz e 201 MHz no sistema de transmissão analógico proposto. Ambas as tabelas, respectivamente, fazem referência às configurações do sinal de rádio considerando e desconsiderando as restrições impostas pelo 3GPP, tal como foi visto nas Seções 3.2 e 3.3.

Nas Tabelas 6 e 7, nota-se que há divergências entre as taxas de bits (por antena e por cabo) obtidas na configuração básica do sinal de rádio com relação a configuração que adota os critérios do 3GPP. Uma vez que na configuração básica, os níveis de taxa

são maiores pelo fato desta usar  $B_{DL}$  e  $B_{UL}$  para calcular as SNRs, enquanto que na configuração segundo o 3GPP, adota-se  $TBC_{DL}$  e  $TBC_{UL}$ . Na configuração básica, em 50 m, por exemplo, a taxa de dados chega a alcançar 44,8 Gbps, enquanto que no mesmo comprimento, a taxa máxima obtida pela configuração que considera a filtragem RRC é de aproximadamente 40,320 Gbps.

Nota-se nestes resultados, por meio das Tabelas 6 e 7, que a configuração básica representa o limite máximo de capacidade a ser atingido pelo sistema proposto e que perdas de desempenho podem aparecer quando implementações mais realísticas são consideradas. Contudo, apesar das variações de taxa entre as configurações, o número de antenas se mantém inalterado, independente da configuração adotada, pois  $B_C$  é o mesmo para as duas situações. Em 50 m, tanto na configuração básica quanto na que considera o 3GPP o número de antenas permanece igual a 140 e se reduz para 59, em 100 m, nas duas situações.

Tabela 6 – Número Máximo de Antenas, Banda de Transmissão Útil no Cabo, Taxa Agregada por Antena e Taxa Total por Cabo - Configuração do Sinal de Rádio de Banda Base sem considerar o 3GPP -  $B_c = 41$  MHz, 81 MHz e 201 MHz.

BC (MHz)	Comprimento do cabo	Número de antenas	Banda útil (MHz)	Taxa de dados por antena (Mbps)	Taxa de dados por cabo (Gbps)
41 (LTE)	<b>50</b>	<b>140</b>	<b>5880</b>	<b>320</b>	<b>44,800</b>
	<b>100</b>	<b>59</b>	<b>2478</b>	<b>320</b>	<b>18,880</b>
	200	24	1008	320	7,680
	300	13	546	320	4,160
	400	9	378	320	2,880
	500	6	252	320	1,920
81 (LTE-A)	50	72	5904	640	<b>46,080</b>
	100	30	2460	640	19,200
	200	12	984	640	7,680
	300	7	574	640	4,480
	400	4	328	640	2,560
	500	3	246	640	1,920
201 (5G NR)	50	29	5858	1600	<b>46,400</b>
	100	12	2424	1600	19,200
	200	5	1010	1600	8,000
	300	3	606	1600	4,800
	400	2	404	1600	3,200
	<b>500</b>	<b>1</b>	<b>202</b>	<b>1600</b>	<b>1,600</b>

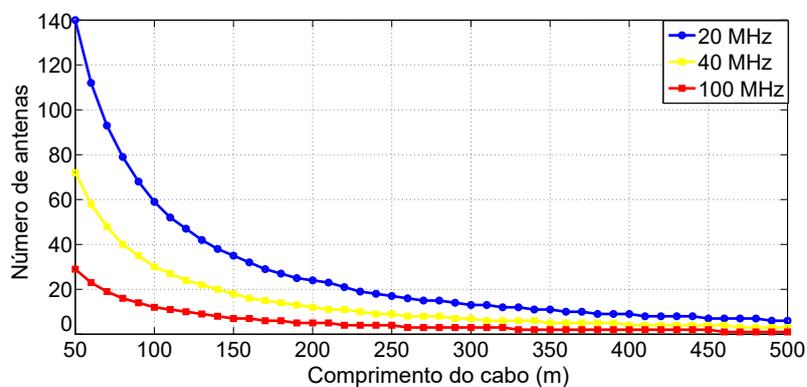
Outro fator importante a ser analisado, é que a medida com que a largura de banda  $B_C$  aumenta, as taxas de dados em ambas as configurações de sinal de rádio se elevam. Nas Tabelas 6 e 7, percebe-se que para o comprimento de 50 m, por exemplo, as taxas de dados se elevam em mais de 1 Gbps para  $B_C$  igual a 81 MHz ou 201 MHz, se comparado a

$B_C$  igual a 41 MHz, pois a medida que  $B_C$  se eleva, menos intervalos de guarda  $\Theta$  e menos bandas de guarda  $\Delta$  são utilizados. E com isso, mais frequências podem ser utilizadas para transmissão de dados.

Tabela 7 – Número Máximo de Antenas, Banda de Transmissão Útil no Cabo, Taxa Agregada por Antena e Taxa Total por Cabo - Configuração do Sinal de Rádio de Banda Base de acordo com o 3GPP -  $B_c = 41$  MHz, 81 MHz e 201 MHz.

BC (MHz)	Comprimento do cabo	Número de antenas	Banda útil (MHz)	Taxa de dados por antena (Mbps)	Taxa de dados por cabo (Gbps)
41 (LTE)	<b>50</b>	<b>140</b>	<b>5880</b>	<b>288</b>	<b>40,320</b>
	<b>100</b>	<b>59</b>	<b>2478</b>	<b>288</b>	<b>16,992</b>
	200	24	1008	288	6,912
	300	13	546	288	3,744
	400	9	378	288	2,592
	500	6	252	288	1,728
81 (LTE-A)	50	72	5904	576	<b>41,472</b>
	100	30	2460	576	17,280
	200	12	984	576	6,912
	300	7	574	576	4,032
	400	4	328	576	2,304
	500	3	246	576	1,728
201 (5G NR)	50	29	5858	1440	<b>41,760</b>
	100	12	2424	1440	17,280
	200	5	1010	1440	7,200
	300	3	606	1440	4,320
	400	2	404	1440	2,880
	<b>500</b>	<b>1</b>	<b>202</b>	<b>202</b>	<b>1440</b>

Figura 23 – Número de antenas que podem ser usadas em nossa proposta de *fronthaul* analógico de rádio sobre coaxial em diferentes comprimentos e em diferentes bandas de sinais de rádio.



Fonte – Elaborada pelo autor.

No objetivo de ilustrar o número de antenas com o comprimento do cabo e com a

largura de banda dos sinais  $B_{UL}$  e  $B_{DL}$ , na Figura 23, mostra-se esta relação. Na Figura 23, nota-se que a relação entre o comprimento do cabo coaxial, e o número de antenas tem características similares a de uma curva exponencial decrescente.

Além disso, como esperado, o número de antenas diminui com o aumento da largura de banda dos sinais de *uplink* e *downlink*. Contudo esta relação não é totalmente linear devido a presença dos intervalos e bandas de guarda. Ademais, percebe-se também que para aplicações *massive* MIMO 5G, as regiões de comprimento mais adequadas seriam as menores que 100 m, pois em comprimentos muito longos, como 500 m, o número de antenas que podem ser conectadas ao cabo coaxial, pode ser tão baixo quanto 1, com taxas de dados que não chegam a 2 Gbps.

## 4 Cabos coaxiais em redes de acesso G.mgfast

Na Seção 2.1, foram vistos os conceitos básicos do DSL, o desenvolvimento do padrão G.mgfast e a tendência de reutilização dos cabos coaxiais dos sistemas SAT TV. Na Seção 1.1, é mostrado que com a diminuição dos enlaces metálicos, provenientes das exigências do padrão G.mgfast, o processo de redução de potência precisa estar cada vez mais presente. No entanto, além de reduzir a potência transmitida, é preciso ter em mente as condições que viabilizam a aplicação da mesma. Por esta razão, neste capítulo investiga-se as relações entre a taxa alvo e a economia de potência através de um exercício de redução das PSDs que, para o cabo coaxial, foi feito de forma iterativa.

### 4.1 Redução da PSD

Para analisar a economia de potência nos cabos coaxiais, esta seção aborda um processo de redução de potência. O mesmo é um algoritmo de busca que de forma iterativa, executa um exercício de modificação da PSD de transmissão nos cabos coaxiais para uma dada taxa alvo, no objetivo de reduzir a potência total.

Antes de iniciar o algoritmo há quatro parâmetros que devem ser definidos. O primeiro, é o perfil de largura de banda, onde a frequência inicial, a frequência final e o espaçamento entre tons devem ser definidos; o segundo, é a taxa alvo (em Gbps) que a tecnologia deseja alcançar; o terceiro, é o limite máximo da PSD, que representa o maior valor possível de potência (em dBm/Hz) testado pelo algoritmo; e o quarto é o *passo*, onde a acurácia da simulação é fixada.

Dito isto, o algoritmo é dividido em duas partes. A primeira, tem como objetivo encontrar a mínima PSD Plana (mesmo nível de potência em todos os tons) que forneça a taxa alvo. A segunda parte tem como objetivo reduzir ainda mais o consumo de potência, uma vez que de posse da mínima PSD plana (encontrada na primeira parte), analisa-se a possibilidade de reduzir ainda mais a potência transmitida sem alterar a taxa alvo. A seguir, os dois processos são explicados de maneira mais detalhada.

#### 4.1.1 Primeira parte - mínima PSD Plana

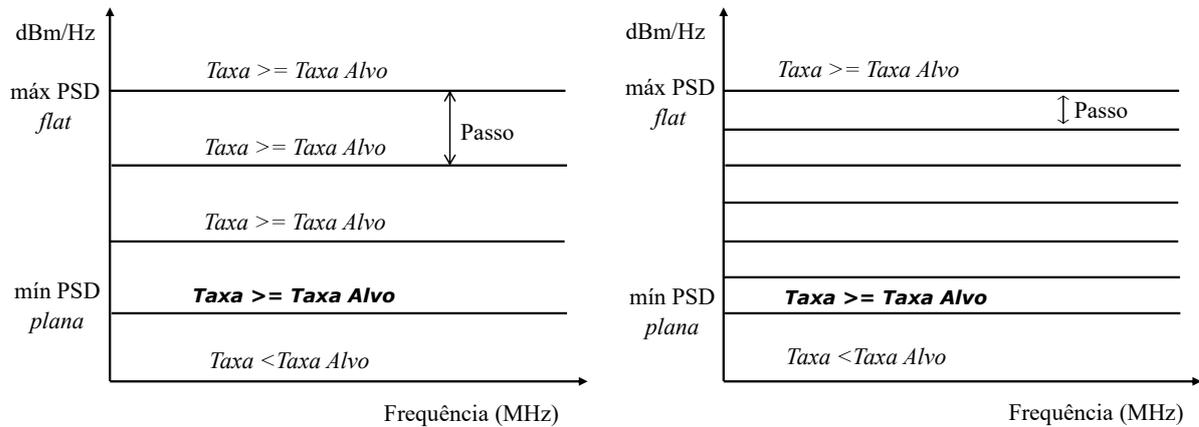
Como foi dito na subseção anterior, o objetivo do exercício de redução de potência é encontrar o menor valor possível da PSD que forneça a taxa-alvo. Este nível de PSD é chamado de PSD Reduzida, mas para chegar à este valor, primeiramente é necessário

achar um valor mínimo e constante para a PSD, que forneça a taxa alvo, chamado de mínima PSD Plana, a qual é encontrada da seguinte forma:

Inicialmente define-se um valor máximo para a PSD que será aplicado á todos os sub canais. Adota-se o limite máximo da máscara espectral de potência encontrado nas recomendações do ITU que é igual a -65 dBm/Hz.

Em seguida, conforme mostra a Figura 24, verifica-se se o valor atual da PSD atinge a taxa alvo. Se a resposta for sim, o algoritimo tenta encontrar outro valor, ainda menor (em dBm/Hz), que seja capaz de fazer o mesmo. Para fazer isto, ele realiza uma subtração do valor atual de PSD, em dBm/Hz, com o do parâmetro *passo*. Exemplo, -65, -64.5, -64. Faz-se isso repetidas vezes<sup>1</sup> até que o valor encontrado seja incapaz de atingir a taxa alvo. Quando isto acontecer, este valor de PSD é descartado, e o valor imediatamente anterior é selecionado.

Figura 24 – Encontrando a mínima PSD Plana. Para cada valor de PSD, o algoritimo testa se este é capaz de fornecer uma taxa maior ou igual a desejada. O algoritimo faz isto até que o mínimo valor constante de PSD seja encontrado. Esse valor passa a ser conhecido como mínima PSD Plana. A mínima PSD Plana tem maior precisão a medida que a variável *passo* é melhorada.

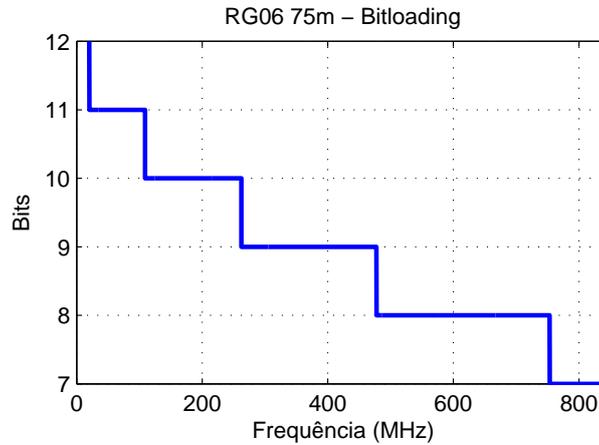


Fonte – Elaborada pelo autor.

Com a mínima PSD plana encontrada, tem-se acesso a eficiência espectral que fornece a taxa alvo. Ou seja, a forma com que os bits se ajustam ao longo do espectro para atingir a taxa alvo passa a ser conhecida. A Figura 25 mostra um exemplo de *bitloading* obtido em um cabo RG06 de 75 m, com taxa alvo de 7,5 Gbps, através deste processo na faixa de 2.2 MHz a 848 MHz. Note, na Figura 25, como os bits se concentram mais nos primeiros sub canais e vão decrescendo à medida que a frequência aumenta.

<sup>1</sup> Há um limite mínimo de potência permitido pelo código. Definiu-se esse valor para -130 dBm/Hz para todos os subcanais.

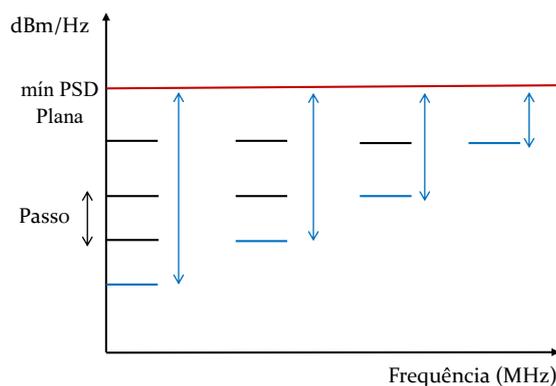
Figura 25 – *Bitloading* obtido através da mínima PSD Plana em um cabo RG06 de 75m com 7,5 Gbps de taxa alvo desejada.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Além do que foi dito, é importante ressaltar que ambos - máx PSD plana e mín PSD plana (veja a Figura 24) - nos fornecem uma taxa de dados maior ou igual a desejada. Todavia, a mín PSD Plana consome menos potência e se aproxima mais da taxa alvo. Além disso, é importante notar que conforme foi mencionado na seção anterior, a acurácia do algoritmo depende do valor do *passo*. Ou seja, quanto menor o intervalo entre uma PSD testada e a próxima, mais precisos serão os resultados da busca.

Figura 26 – Procedimento de obtenção da PSD reduzida. Em cada sub canal reduz-se a potência de modo a manter o número de bits inalterado e economizar potência com relação a mínima PSD Plana.



Fonte – Elaborada pelo autor.

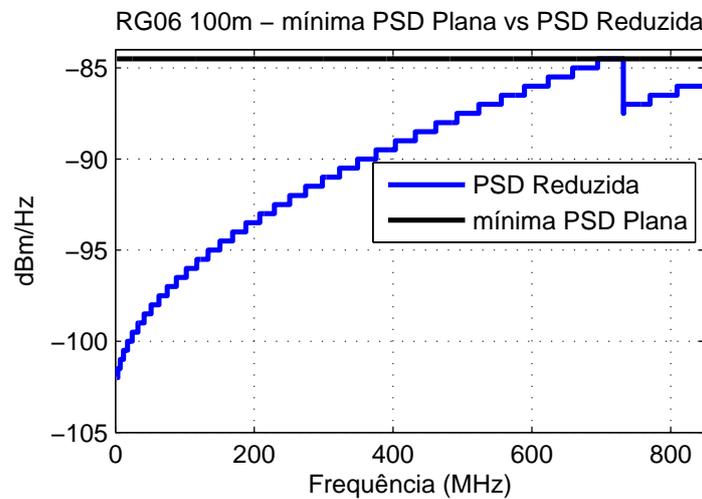
#### 4.1.2 Segunda parte - PSD reduzida

Com o *bitloading* obtido pela mínima PSD plana, em cada sub canal, busca-se um valor menor ainda (em dBm/Hz) que forneça o mesmo número de bits que o alcançado pela mínima PSD Plana. Para fazer isto, a potência (em dBm/Hz) em cada sub canal é

reduzida de forma subtrativa. Por exemplo, -85, -84,5, -84, e assim sucessivamente. O valor da subtração é o mesmo do parâmetro *passo*, e esse processo é executado até que o mínimo valor que forneça o mesmo número de bits, que o valor obtido pela mínima PSD plana seja encontrado. A Figura 26 mostra este procedimento, onde em azul pode-se ver os supostos níveis mais baixos (em cada sub canal) que reduzem a potência transmitida ainda mais.

Um exemplo de PSD reduzida em relação a mínima PSD Plana, em um cabo coaxial RG06 de 100 m, é mostrado na Figura 27. Na mesma, há cerca de 56% de ganho da PSD Reduzida em comparação com a mínima PSD Plana.

Figura 27 – Exemplo de mínima PSD Plana e PSD Plana em um cabo coaxial RG06 de 100m com taxa alvo fixada em 10 Gbps. *Passo* em 0,5.



Fonte – Elaborada pelo autor.

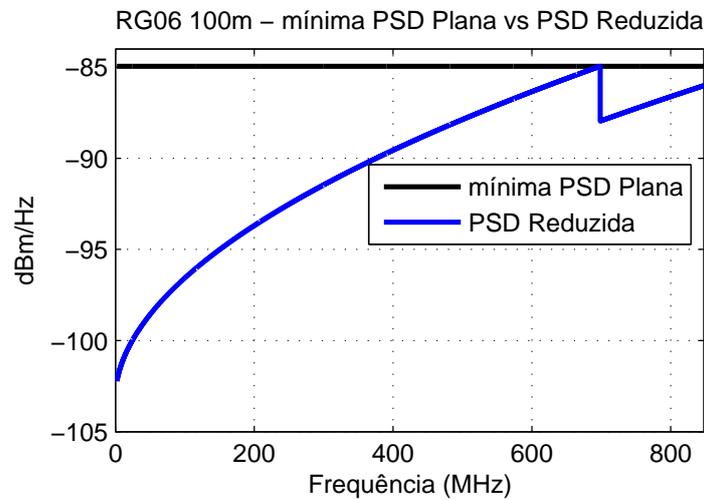
Além disso, conforme foi dito na Subseção 4.1.1, sabe-se que a qualidade dos resultados está diretamente relacionada com o *passo* do algoritmo. No caso da segunda parte do algoritmo, se o *passo* definido pelo usuário tiver um valor pequeno, o comportamento da curva de potência reduzida - em cada sub canal - se aproxima da expressão analítica encontrada na Equação (2.16), quando se isola  $\rho_k^n$ , a qual é dada pela Equação (4.1)<sup>2</sup>.

$$\rho_k^n = \left(2^{b_k^n} - 1\right) \frac{\Gamma_k^n \sigma_k^n}{|H_k^{n,n}|^2} = \left(2^{b_k^n} - 1\right) \Gamma_k^n \sigma_k^n |e^{2\gamma_k^n l}|. \quad (4.1)$$

Com isto em mente, para uma valor pequeno de *passo*, a Figura 27 se aproxima da Figura 28. Na qual nota-se um comportamento mais refinado da potência. O *passo* de 0,008 dBm/Hz já se aproxima da expressão analítica. Contudo, é importante mencionar que quanto melhor o *passo*, maior o tempo de processamento do algoritmo.

<sup>2</sup> Uma abordagem que também pode ser utilizada é aplicar a Equação (4.1) para calcular a potência reduzida. Para isso, basta substituir no vetor que contém as alocações de bits  $b_k^n$ , o *bitloading* encontrado pela mínima PSD Plana.

Figura 28 – Exemplo de mínima PSD Plana e PSD Reduzida em um cabo coaxial RG06 de 100m com taxa alvo fixada em 10 Gbps. *Passo* em 0,08.

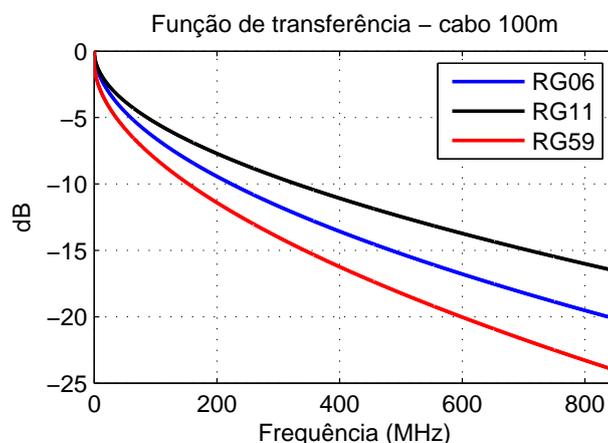


Fonte – Elaborada pelo autor.

## 4.2 Metodologia

Para analisar o desempenho dos cabos coaxiais nas redes de acesso G.mgfast dentro das topologias FTTD, FTTB e FTTdp, nos ambientes MDU e SDU, utilizou-se os comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m. Admite-se que os cabos coaxiais não são compartilhados entre os usuários e no momento, o estudo de coexistência está de fora do escopo do trabalho. Portanto, efeitos de *diplexers*, vistos na Subseção 2.1.1, por ora são desconsiderados.

Figura 29 – Função de transferência dos cabos RG59, RG06 e RG11 segundo o modelo de canal adotado pelo ITU.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Os cabos simulados foram o RG59, RG06 e RG11, dentro da faixa de frequência de 2.2 MHz - 848 MHz, com funções de transferência estimadas segundo o modelo de canal

paramétrico, visto na Subseção 2.5.2, adaptado de medições de fabricantes. A função de transferência desses cabos, segundo este modelo, pode ser vista na Figura 29. Vale ressaltar que o cabo RG11 é o menos custoso economicamente e o RG59 é o mais dispendioso.

As taxas alvos adotadas seguem o planejamento inicial do ITU para o G.mgfast, ou seja, variam entre 5 e 10 Gbps e foram calculadas segundo as equações vistas na Seção 2.6, considerando dois tipos de *bitloading*. Um que varia de 1 até 12 bits por sub canal e outro que varia de 1 até 14 bits por sub canal. O processo de redução de potência utilizado é o descrito na Seção 4.1. E para cada tipo de cabo, comprimento e taxa alvo, utiliza-se o algoritmo para encontrar a mínima PSD Plana e a PSD Reduzida referentes aos casos simulados.

#### 4.2.1 Considerações de simulação

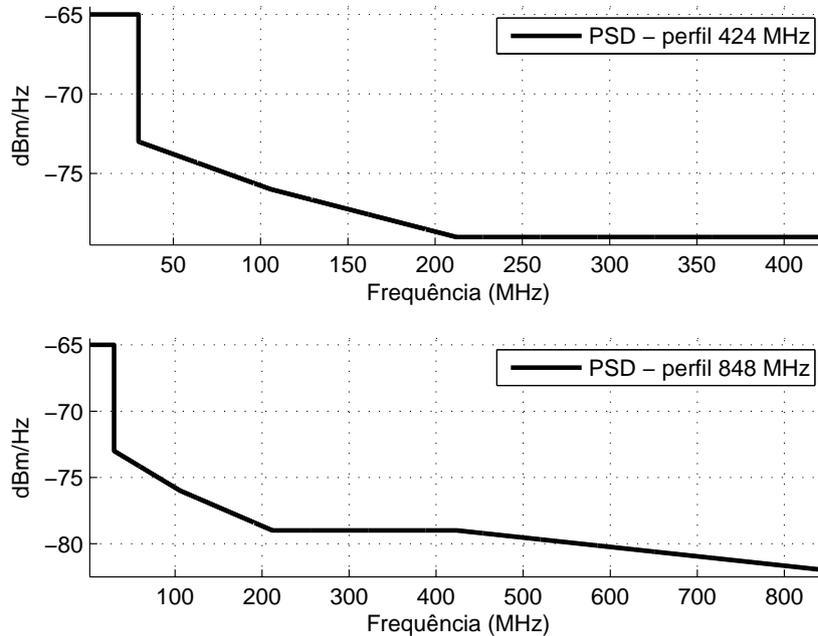
Os parâmetros como gap da SNR, máximo número de bits por sub canal e restrição de potência estão descritos na Tabela 8 e seguem as especificações do G.mgfast (ITU-R, 2018). Entretanto, como o G.mgfast é um padrão ainda em definição (previsto para 2019-2020), nem todos os valores listados na Tabela 8 são os finais. Por conta disso, admite-se as configurações do G.fast 212 MHz nesses casos, e indica-se a adaptação, na Tabela 8, por meio do nome G.fast entre parênteses.

Tabela 8 – Parâmetros usados no cálculo de taxa retirados de (ITU-R, 2018). Os parâmetros com o nome G.fast entre parênteses são os adotados do G.fast 212 MHz devido à ausência dos mesmos no padrão que ainda está em definição.

Parâmetro	Tipo/Valor
Modulação	DMT
Espaçamento entre tons - $\Delta_f$	51,75 kHz
PSD do Ruído gaussino brando aditivo (AWGN) - $\sigma^2$	- 150 dBm/Hz
Máxima potência transmitida do perfil 424 MHz	2 dBm
Máxima potência transmitida do perfil 848 MHz (G.fast)	4 dBm
<i>bitloading</i>	1 a 12 ou 1 a 14
Probabilidade de erro de bit (BER) adotada (G.fast)	$10^{-7}$
Gap de SNR (G.fast) - $\Gamma$	10,75 dB

Além dos parâmetros listados na Tabela 8, outra indefinição do G.mgfast é a máscara espectral, pois no momento apenas o perfil 424 MHz tem PSD limite definida. E por conta disto, no perfil 848 MHz, admite-se uma PSD com queda de 3 dB entre 424 MHz e 848 MHz, pois um processo similar foi feito entre os perfis 106 MHz e 212 MHz do G.fast (ITU-T, 2017; Strobel, 2017). Assim, as máscaras espectrais que definem os limites da PSD do perfil 424 MHz e a adaptação feita neste capítulo para o perfil 848 MHz seguem ilustradas na Figura 30.

Figura 30 – Máscara espectral de potência de transmissões G.mgfast. O menor nível de PSD do perfil 424 MHz termina em -79 dBm/Hz e o menor nível de PSD do perfil 848 MHz termina em -82 dBm/Hz.



Fonte – Modificada de ITU-T (2017).

### 4.3 Resultados

Nas Figuras 31, 32 e 33 tem-se as curvas *taxa alvo vs potência* nos cabos coaxiais RG59, RG06 e RG11, respectivamente, mediante a aplicação da mínima PSD Plana e perante a aplicação da redução de potência completa (PSD Reduzida)<sup>3</sup>. O *bitloading* adotado nesses resultados foi de 1 a 12 bits. As curvas sólidas representam a relação *taxa alvo vs potência* diante da aplicação da mínima PSD Plana, enquanto que as segmentadas representam a relação *taxa alvo vs potência* diante da aplicação da PSD Plana.

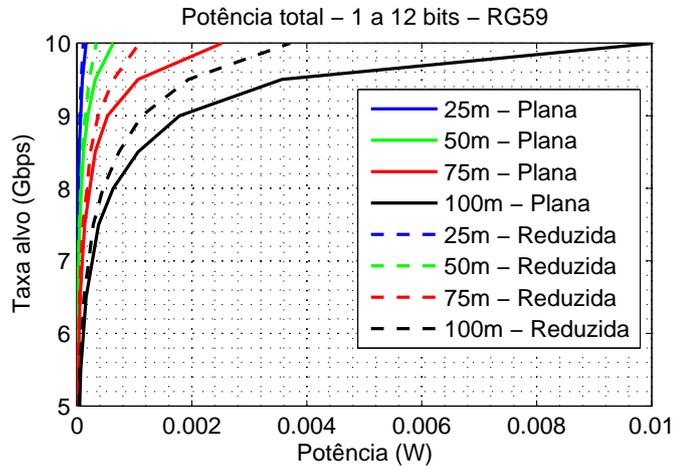
Nessas condições, conforme esperado, percebe-se primeiramente que a redução de potência tem maior relevância, em termos percentuais, nos cabos de maior comprimento, como 100 m e 75 m, nas taxas alvo mais elevadas (acima de 8,5 Gbps), enquanto que em cabos curtos, como o de 25 m, o benefício advindo da mesma não é tão significativo, se comparado ao da mínima PSD Plana.

Em 25 m, a maior economia de potência visualizada foi a observada no cabo RG59 (que é o cabo de maior atenuação), onde a redução de potência na taxa alvo mais elevada (a de 10 Gbps), economizou cerca de 30% da potência total e oscilou entre 19% e 23% nas

<sup>3</sup> Trabalha-se com os valores de potência em *Watts*. Na escala de dBm, os mesmos podem ser vistos no Apêndice A.

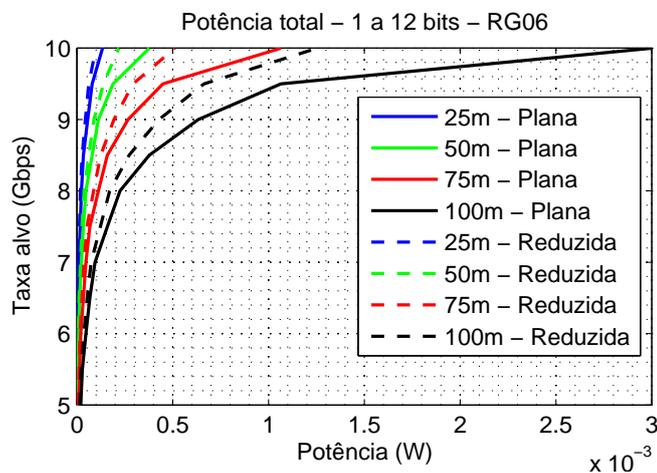
taxas alvo mais baixas (entre 5 Gbps e 8 Gbps).

Figura 31 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG59, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com *bitloading* de 1 a 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.



Fonte – Elaborada pelo autor.

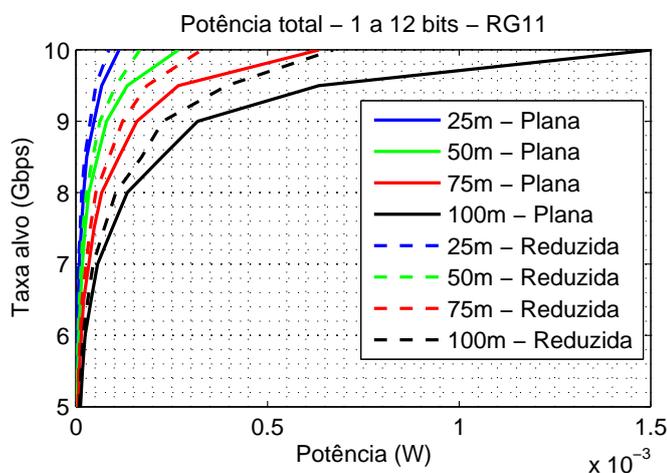
Figura 32 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG06, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com *bitloading* de 1 a 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Já no comprimento de 100 m, a economia de potência no cabo RG06 (qualidade intermediária) chegou a alcançar 58,22% com a aplicação da PSD Reduzida para a taxa alvo de 10 Gbps. Com essa economia de potência, seria teoricamente possível alimentar cerca de 12 cabos RG06 de 25 m transmitindo através da mínima PSD Plana, e cerca de 17 cabos RG06 de 25 m ou 10 cabos RG11 de 50 m, ambos com a PSD reduzida. Além disso, esta mesma potência economizada seria suficiente para alimentar cerca de 28 cabos coaxiais RG06 de 50m, em taxas alvos de 8,5 Gbps.

Figura 33 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG11, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com *bitloading* de 1 a 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Estes resultados mostram que em ambientes do tipo MDU por exemplo, a economia de potência de um único cabo longo pode fornecer energia suficiente para alimentar boa parte dos demais usuários. Ou seja, em cenários como o FTTdp, a aplicação da redução de potência se mostra relevante, enquanto que em cenários em que a fibra chega mais próximo do usuário, como o FT TD, a redução da potência não é suficiente para causar um impacto significativo no funcionamento do sistema, do pronto de vista da redistribuição da potência economizada.

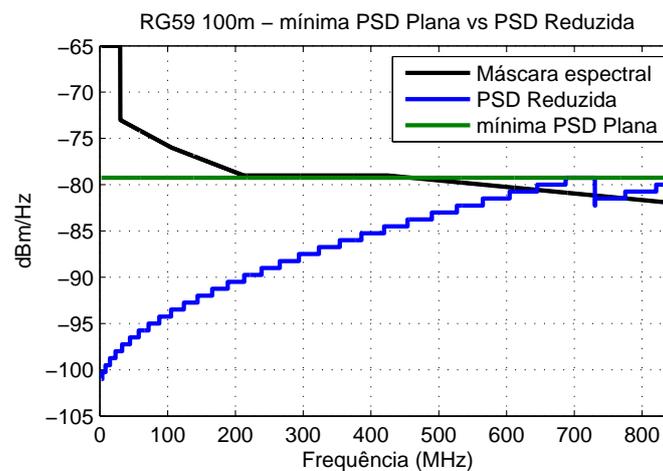
Além disso, como esperado, verifica-se que a qualidade do cabo também influencia no desempenho da redução de potência devido as diferentes atenuações entre o cabo de maior qualidade (RG11) e os de menor qualidade (RG06 e RG59). Pelas Figuras 31, 32 e 33, nota-se que o cabo coaxial RG11 atinge a maior taxa alvo testada (a de 10 Gbps), consumindo cerca de 6,5 vezes menos potência que o RG59 e 2 vezes menos que o RG06.

Para a potência de 1mW, por exemplo, a taxa de 10 Gbps só é alcançada no cabo RG59, nos comprimentos de 50 m e 25 m. No cabo RG06, a taxa de 10 Gbps só é possível até 75 m enquanto que no RG11 todos os comprimentos analisados atingem a taxa de 10 Gbps. Todavia, as Figuras 31, 32 e 33 mostram que se o limiar adotado pelo sistema de transmissão, for o de potências menores ou iguais a 1 mW (1 dBm), abaixo de 50 m a qualidade do cabo não fará diferença. Tanto o mais dispendioso economicamente (RG11) quanto o mais econômico (RG59) atingirão a taxa mais elevada dentro do limite de potência especificado.

Ademais, a título de explicação, é importante mencionar que dentre as taxas alvo testadas e potências totais atingidas, exibidas nas Figuras 31, 32 e 33, houve dois casos

bloqueados<sup>4</sup> pelo algoritmo, pois estes não respeitaram os limites de 4 dBm ou da máscara espectral adotadas para o G.mgfast 848 MHz. Estes estavam relacionados aos cabos RG06 operando com a mínima PSD Plana em 10 Gbps, e o cabo RG59 operando a 10 Gbps (com a mínima PSD plana ou com a PSD Reduzida). O cabo RG06, com a mínima PSD Plana, excedeu a potência de 4 dBm, enquanto que o cabo RG59, mesmo com a redução de potência, após 645 MHz, excedeu tanto a restrição de potência quanto os limites da máscara.

Figura 34 – PSD no cabo RG59. PSD reduzida e mínima PSD Plana excedem os limites da máscara.



Fonte – Elaborada pelo autor.

A Figura 34 mostra o cabo RG59, excedendo os limites máximos adotados na Seção 4.2.1. Já os valores na escala de dBm, podem ser encontrados no Apêndice A. Ou seja, dentro das considerações do capítulo, atingir a taxa de dados mais elevada (10 Gbps) nem sempre será possível dentro das condições de máscara e potência total para o *bitloading* de 1 até 12 bits, mesmo diante da redução de potência.

No objetivo de avaliar constelações maiores, nas Figuras 35, 36 e 37, repete-se as mesmas análises de *taxa alvo vs potência* para os cabos RG59, RG06 e RG11 respectivamente, fazendo o *bitloading* variar de 1 a 14 bits. Nessas figuras, nota-se que dentro do perfil G.mgfast 848 MHz, todos os níveis de potência caem, em comparação ao caso anterior. Isto acontece porque ao permitir que o algoritmo de redução de potência utilize constelações maiores, mais bits podem ser alocados nos sub canais iniciais (os que ocupam as menores frequências) do cabo coaxial, onde a atenuação é menor, e menos nos sub canais finais (os que ocupam as maiores frequências), que tem maior atenuação.

<sup>4</sup> Os resultados referentes a estes cabos foram expostos apenas a título de ilustração e explicação da relação *taxa alvo vs potência*.

Figura 35 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG59, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com *bitloading* de 1 a 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.

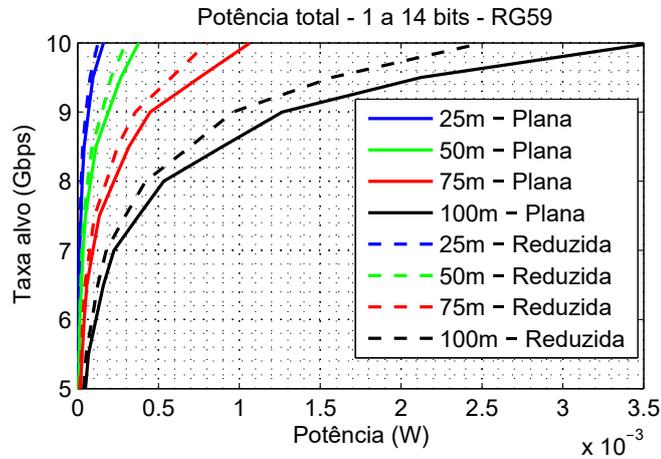
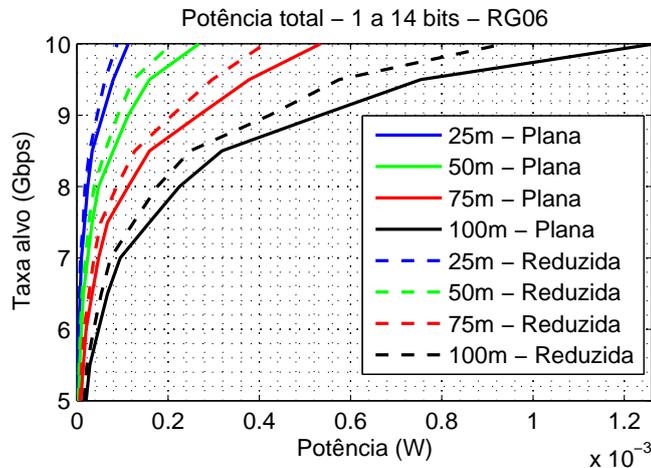
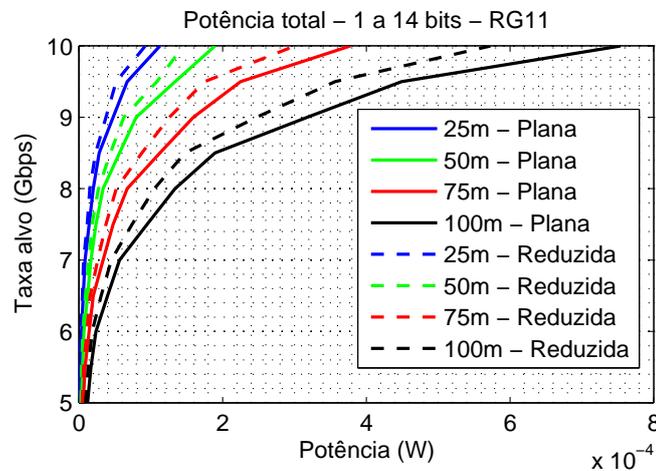


Figura 36 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG06, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com *bitloading* de 1 a 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.



Fazendo isto, observa-se na Figura 35 que um cabo RG59 (que é um cabo de maior atenuação e menor qualidade) com *bitloading* entre 1 e 14 bits tem desempenho similar a de um cabo RG06 com *bitloading* entre 1 e 12 bits, perante as taxas alvo de 5 e 10 Gbps nos respectivos comprimentos listados. No caso anterior, por exemplo, para o comprimento de 100 m, a taxa alvo de 10 Gbps só era obtida a custo das potências de 10 mW para o cabo RG59, e 3 mW para o cabo RG06. Porém na configuração atual, ela pode ser obtida com apenas 3,5 mW no cabo RG59 e 1,2 mW no cabo RG06.

Figura 37 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG11, nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, operando com *bitloading* de 1 a 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida.



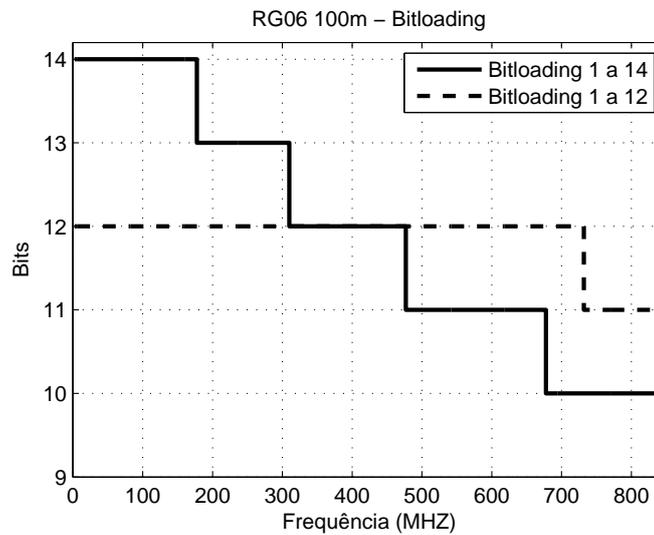
Fonte – Elaborada pelo autor.

Além disso, com o *bitloading* de 1 a 14 bits, as taxas de dados mais elevadas também podem ser obtidas em cabos longos, consumindo potência como cabos de comprimento menor, cuja transmissão utiliza o *bitloading* de 1 até 12 bits. No cabo RG11, em 100 m, a potência necessária para alcançar 10 Gbps com redução de potência e com o *bitloading* variando de 1 a 14 bits, é praticamente a mesma de um cabo RG06 de 50 m com *bitloading* de 1 a 12 bits. Ou seja, dentro da infraestrutura coaxial legada, é possível atingir taxas maiores à custo de menor potência, porém com uma maior complexidade de constelação nos sub canais iniciais.

É importante enfatizar que nesta configuração, não se utiliza a constelação 16.384 QAM (que corresponde a 14 bits) em todos os sub canais do G.mgfast 848 MHz. Aplica-se esta apenas nos sub canais de melhor SNR, enquanto que nos de menor SNR usam-se constelações menores. Portanto, para atingir as taxas alvo adotadas no capítulo, na configuração de 1 a 14, o número de total bits não se altera. Apenas redistribui-se os bits dos sub canais finais, da configuração de 1 a 12, para os sub canais iniciais da configuração de 1 a 14.

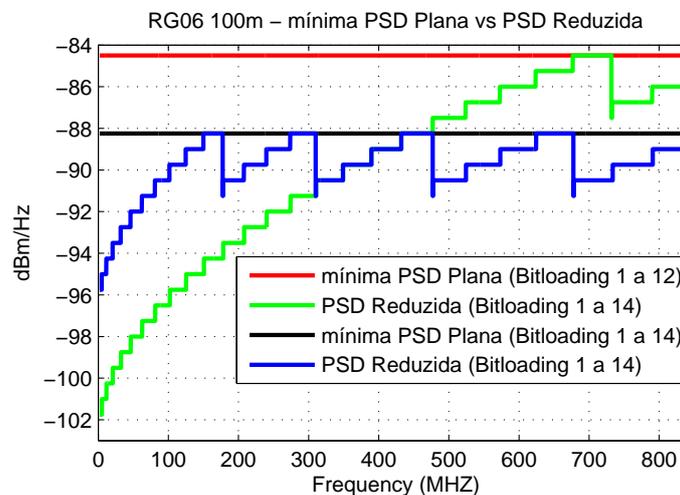
Para visualizar isto de forma mais clara, as Figuras 38 e 39, mostram respectivamente as eficiências e densidades espectrais de potências necessárias para alcançar a taxa alvo de 10 Gbps, no cabo RG06 considerando o comprimento de 100 m. A Figura 38, mostra como os bits se ajustam para atingir a mesma taxa alvo. Na Figura 38, a curva preta segmentada representa o *bitloading* variando de 1 a 12 bits, e a preta sólida, o *bitloading* variando de 1 a 14. A Figura 39 exhibe as mínimas PSDs Planas e as PSDs Reduzidas referentes as eficiências espectrais obtidas por esses *bitloadings*.

Figura 38 – *Bitloadings* de 1 a 12 bits por sub canal, e 1 a 14 bits por sub canal no cabo RG06 no comprimento de 100 m, com taxa alvo em 10 Gbps.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Figura 39 – Mínimas PSDs Planas e PSDs Reduzidas para o cabo RG06 no comprimento de 100 m, nos *bitloadings* de 1 a 12 bits por sub canal e 1 a 14 bits por sub canal. A taxa alvo é de 10 Gbps.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Na Figura 38, nota-se que para alcançar a taxa alvo de 10 Gbps, a configuração de 1 a 12, precisa manter o número de bits<sup>5</sup> em 12 até aproximadamente 720 MHz e depois disto, ele cai para 11. Já na configuração de 1 a 14, o número de bits é mantido em valores

<sup>5</sup> Estas eficiências espectrais se referem ao caso específico da taxa alvo de 10 Gbps no cabo coaxial RG06 de 100 m. Para outras taxas alvo, a eficiência espectral será diferente. Usa-se este exemplo, apenas para explicação da redução de potência nos *bitloadings* de 1 a 14 bits mediante o processo de modificação da PSD considerado no capítulo.

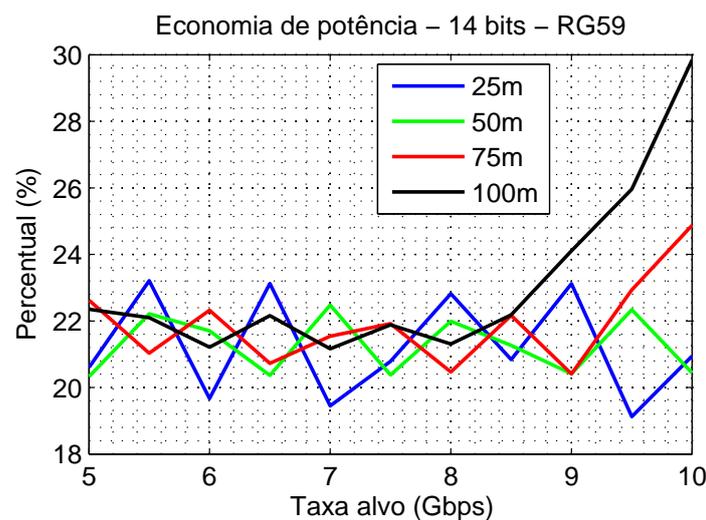
maiores que 12, até aproximadamente 310 MHz. Após isto, ele se mantém em 12 até 477 MHz. Em seguida, ele cai para 11 e posteriormente chega a 10.

Na Figura 39 isto se reflete da seguinte forma. Sabendo que a curva em azul se refere à PSD Reduzida da configuração de 1 à 14 bits (curva preta sólida da Figura 38), e a curva em verde à PSD Reduzida da configuração de 1 a 12 (curva preta segmentada da Figura 38), nota-se que até 477 MHz, a área abaixo da curva verde é menor que a da curva em azul, e portanto, a curva verde até essa frequência consome-se menos potência.

Porém a partir deste ponto, com o aumento da atenuação do canal, manter a quantidade de bits entre 12 e 11 requer um aumento da PSD Reduzida. Já na configuração de 1 a 14 bits, a partir de 477 MHz, a quantidade de bits nos sub canais finais decresce, e essa diferença faz com que a área total, abaixo da curva azul, na faixa de 2.2 MHz a 848 MHz, seja menor que a da curva verde. Portanto, o consumo de potência da curva azul, quando toda a banda de frequências é considerada, se torna menor<sup>6</sup>.

Outro fator importante relacionado a esta configuração é a economia de potência resultante da aplicação da PSD Reduzida. A maior economia é a encontrada na Figura 40. Nesta, percebe-se que a redução de potência oscila entre 19% a 23% e tem valor máximo em 30%, no comprimento de 100 m. Enquanto que na configuração de 1 a 12 bits, conforme mostra a Figura 41, economias de até 60% são observadas no mesmo cabo.

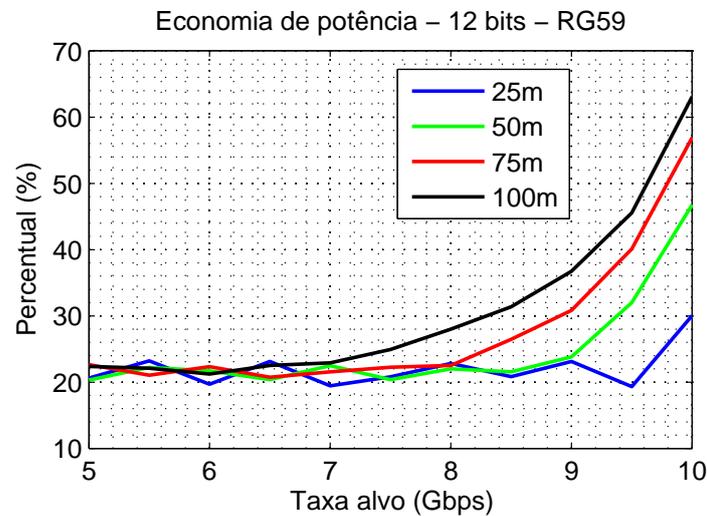
Figura 40 – Economia de potência observada no cabo RG59 para as taxas alvo entre 5 e 10 Gbps nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, para o *bitloading* entre 1 e 14 bits.



Fonte – Elaborada pelo autor.

<sup>6</sup> As curvas de PSD descritas estão na escala de dBm. Em escala linear a visualização das relações entre as áreas abaixo das curvas se torna mais simples.

Figura 41 – Economia de potência observada no cabo RG59 para as taxas alvo entre 5 e 10 Gbps nos comprimentos de 25 m, 50 m, 75 m e 100 m, para o *bitloading* entre 1 e 12 bits.



Fonte – Elaborada pelo autor.

Além disso, se o fator analisado for a potência total perante as taxas alvo de 5 a 10 Gbps, o *bitloading* de 1 a 14 bits por sub canal, além de consumir menos potência também possibilita que transmissões com PSD Planas sejam utilizadas, pois a redução de potência nesse tipo de *bitloading* não se mostra tão influente quanto no *bitloading* de 1 a 12 bits, como ilustrado, nas Figuras 40 e 41. As demais curvas de economia de potência em percentual, podem ser encontradas no Apêndice A.

## 5 Conclusões e trabalhos futuros

Neste trabalho investigou-se a aplicação dos cabos coaxiais sobre um *fronthaul* analógico 5G e sobre redes de acesso G.mgfast explorando o potencial dessas linhas de transmissão do ponto de vista da capacidade de dados, do número de antenas e da economia de potência.

Nos cabos coaxiais sobre um *fronthaul* analógico 5G, adaptou-se as arquiteturas VDF e EDF para criação de uma topologia em estrela propícia a implementação do C-RAN. Apresentou-se duas configurações de sinal de rádio. Uma que fazia uso de toda banda de frequências e outra que considerava critérios do 3GPP. Em nosso sistema, cada casa (ou prédio) continha um conversor *up/down* para cada antena implantada e esses conversores *up/down* deviam ser sintonizáveis para bandas LTE/NR específicas.

Nessas condições, verificou-se que os cabos coaxiais são capazes de suportar exigências de alta capacidade alinhadas a um grande número de antenas. Nas simulações taxas de até 44,8 Gbps foram alcançadas mediante um número de até 140 antenas ligadas ao cabo coaxial RG06 nas configurações de rádio básicas. Porém essas taxas se reduziram quando os critérios do 3GPP foram adotados, pois parte do espectro passou a ser usado nas bordas dos canais, e portanto a maior capacidade visualizada nessas configurações de rádio, apresentou taxa total em torno de 40 Gbps, e o número de antenas se manteve em 140, o que ainda é aplicável ao 5G. Percebeu-se que para aplicações MIMO 5G, os melhores comprimentos a serem adotados foram os inferiores a 100 m, pois acima disto, em 500 m por exemplo, o número de antenas pode ser tão baixo quanto 3 e as taxas de dados não chegam a 2 Gbps. Além disso, neste trabalho, as configurações de interferências mútuas, assim como as condições de SNR necessárias para a obtenção dos resultados também foram apresentadas. Ademais, sem tomar em conta o tempo de atraso dos filtros, a solução mostra-se interessante, pois os cabos coaxiais são meios de baixa latência.

Nas análises relacionadas aos cabos coaxiais nas redes de acesso G.mgfast, apresentou-se os ambientes de desenvolvimento (MDU e SDU), quatro comprimentos de cabo que podem atender as topologias FTTB, FTTdp e FTTD e foi dito que um dos objetivos das aplicações G.mgfast sobre redes coaxiais é reutilizar a infraestrutura dos sistemas SAT TV. Adotou-se nas configurações de simulação os parâmetros do G.mgfast para o cabo coaxial, e devido a ausência de alguns parâmetros, valores do G.fast 212 MHz foram usados. Além disso, um exercício de redução de potência foi utilizado e uma máscara espectral para o G.mgfast 848 MHz foi adotada.

Nessas condições verificou-se que a economia de potência tem maior rendimento em cabos coaxiais de maior comprimento ou de maior atenuação. Em 100 m, a redução de

potência no cabo RG59 gera economia de potência de até 60%, enquanto que em 25 m esta oscila em torno de 20%. Percebeu-se também que nos canais coaxiais, em comprimentos curtos, transmissões envolvendo PSDs planas também podem ser viáveis, devido ao menor benefício, em termos de redistribuição de potência. Verificou-se que perante a redução de potência apresentada, na frequência de 2.2 MHz a 848 MHz, *bitloadings* de 1 a 14 bits consomem menos potência que *bitloadings* de 1 a 12 bits. Além disso, viu-se que tentar atingir a taxa de 10 Gbps é mais indicado para cabos de comprimentos curtos, com maiores constelações nos (sub canais iniciais), pois aumentar as taxas de dados no canal coaxial, dentro do G.mgfast 848 MHz, é um desafio se o critério considerado for a potência total consumida. Viu-se também que se o critério adotado for o de 1mW, em comprimentos menores ou iguais a 50 m, qualquer um dos cabos analisados, RG59, RG06 e RG11 podem sem utilizados para alcançar taxas tão altas quanto 10 Gbps.

Como trabalhos futuros listam-se os seguintes tópicos de pesquisa:

- Dentro das aplicações envolvendo cabos coaxiais no *fronthaul* analógico 5G apresentado neste trabalho, a potência transmitida tinha um valor fixo em, dBm/Hz, em todos sinais de rádio ao longo do espectro de frequências. Portanto, pretende-se aplicar a redução de potência nestes cenários para minimizar a potência total. Além disso, objetiva-se expandir as análises para além do cabo RG06. Ou seja, assim como foi feito para as redes de acesso G.mgfast, as análises serão ampliadas para outros tipos de cabo como o RG59 e o RG11. Ademais, também pretende-se incorporar as métricas de ACS e ACLR para avaliar a compatibilidade do sistema proposto com outros sistemas sem fio vizinhos.
- Analisa-se neste trabalho aplicações de redes coaxiais em um *fronthaul* analógico 5G e nas redes de acesso G.mgfast. Contudo, uma das tendências das redes de alta capacidade envolvendo cabos coaxiais são as aplicações *Full Duplex*. Portanto, pretende-se expandir as análises apresentadas neste trabalho, considerando uma abordagem *full duplex* com cancelamento de *echo* e redução de potência de potência.
- Dentro das aplicações coaxiais nas redes de acesso G.mgfast, pretende-se também realizar um estudo de caso envolvendo a coexistência entre sistemas G.fast, G.mgfast e SAT TV considerando os efeitos dos *diplexers* e incorporando análises referentes ao EVM (Error Vector Magnitude).

## 6 Publicações

### Publicação principal ao tema da dissertação

- Acatauassu, D.; **Freitas, M.**; Costa, J. C. W. A.; Medeiros, E.; Almeida, I.; Cavalcante, A. Coaxial networks for 5g fronthaul. In: 2018 IEEE 23rd International Workshop on Computer Aided Modeling and Design of Communication Links and Networks (CAMAD). [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. ISSN 2378-4873.

**Contribuições do autor:** Elaboração de esquemas de filtragem RRC, planejamento da arquitetura utilizada e adaptação do cálculo de múltiplas antenas para planejamentos de banda que consideravam critérios de transmissão do 3GPP.

### Publicações com temas associados à dissertação

- Souza, D.; **Freitas, M.**; Sousa, B.; Rodrigues, R.; J C. W. A. Análise Comparativa de Modos de Transmissão para Redes Gigabit-DSL. Em: *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e processamento de sinais*. Campina Grande, Paraíba, 17 de setembro de 2018.

**Contribuições do autor:** Elaboração de configurações de envio e recepção de sinais dos modos de transmissão *wire-shield*, *split-pair* e modo fantasma, dentro das redes Gigabit DSL. Análise da eficiência da blindagem e do *crosstalk*.

- Souza, D.; Sousa, B.; **Freitas, M.**; Rodrigues, R.; J C. W. A. Explorando a Segunda Camada do Modo Fantasma de Transmissão em Sistemas G.fast. Em: *MOMAG 2018*. Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, 14 de agosto de 2018.

**Contribuições do autor:** Criador da configuração de transmissão fantasma de segunda camada. Elaboração de configurações alternativas de transmissão fantasma. Adaptação do cálculo da EVM para múltiplos canais fantasmas.

- Fernandes, A.; Ohashi, A.; Souza, D.; Sousa, B.; **Freitas, M.**; Farias, F.; Rodrigues, R.; J C. W. A. Avaliação Técnica e Econômica de Cenários Fronthaul Indoor Híbridos e Baseados em Cobre Utilizando G.fast e Modo Fantasma. Em: *MOMAG 2018*. Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, 13 de agosto de 2018.

**Contribuições do autor:** Elaboração da configuração fantasma de segunda camada. Fornecedor dos dados de taxa agregada e revisor dos tópicos relacionados a modo fantasma e G.fast.

## Referências

- ALTICELABS. *Gfast. Ultra broadband over copper*. 2016. Disponível em: <[https://www.alticelabs.com/content/products/BR\\_GFAST\\_ALB\\_EN.pdf](https://www.alticelabs.com/content/products/BR_GFAST_ALB_EN.pdf)>. Citado na página 29.
- Bartelt, J.; Rost, P.; Wubben, D.; Lessmann, J.; Melis, B.; Fettweis, G. Fronthaul and backhaul requirements of flexibly centralized radio access networks. *IEEE Wireless Communications*, v. 22, n. 5, p. 105–111, October 2015. ISSN 1536-1284. Citado na página 34.
- BBF. *Gfast track, Broadband Fórum, access 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 25, 26 e 31.
- Boccardi, F.; Heath, R. W.; Lozano, A.; Marzetta, T. L.; Popovski, P. Five disruptive technology directions for 5g. *IEEE Communications Magazine*, v. 52, n. 2, p. 74–80, February 2014. ISSN 0163-6804. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 32.
- BORGES, G. *Modelagem de par-trançado em comunicação de banda larga*. Tese de doutorado, 2016. Disponível em: <[http://www.ppgee.ufpa.br/ARQUIVOS/teses/Gilvan\\_Borges.pdf](http://www.ppgee.ufpa.br/ARQUIVOS/teses/Gilvan_Borges.pdf)>. Citado 3 vezes nas páginas 37, 38 e 50.
- 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 31.
- 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 na página 36.
- CBL. Data Sheet, *RG Coaxial Cable*. 2019. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 36.
- Cendrillon, R.; Moonen, M.; Verlinden, J.; Bostoen, T.; Yu, W. Optimal multiuser spectrum management for digital subscriber lines. In: *2004 IEEE International Conference on Communications (IEEE Cat. No.04CH37577)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 1–5 Vol.1. Citado na página 26.
- Checko, A.; Christiansen, H. L.; Yan, Y.; Scolari, L.; Kardaras, G.; Berger, M. S.; Dittmann, L. Cloud ran for mobile networks—a technology overview. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 17, n. 1, p. 405–426, Firstquarter 2015. ISSN 1553-877X. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- Cioffi, J.; Chow, P.; Kerpez, K.; ASSIA. *DSL's on going efficient enablement of the internet continues... long live DSL!* 2017. Disponível em: <<https://www.assia-inc.com/wp-content/uploads/2018/05/Long-Live-DSL-Nov-2017.pdf>>. Citado 3 vezes nas páginas 23, 29 e 30.
- 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 22.

CLOONAN, T.; AL-BANNA, A.; EMMENDORFER, M.; MARICEVIC, Z.; O'KEEFFE, F.; ULM, J. *Lessons From Telco & Wireless Providers: Extending the Life of the HFC Plant With New Technologies*. 2015. Disponível em: <<https://www.arris.com/globalassets/resources/white-papers/extendinglifefhfcplant-whitepaper.pdf>>. Citado 3 vezes nas páginas 24, 32 e 33.

CLOONAN, T.; AL-BANNA, A.; O'KEEFFE, F. *Using DOCSIS to Meet the Larger Bandwidth Demand of the 2020 Decade and Beyond*. 2016. Disponível em: <[https://www.arris.com/globalassets/resources/white-papers/arris\\_docsisbandwidthdemand2020\\_whitepaper\\_final.pdf](https://www.arris.com/globalassets/resources/white-papers/arris_docsisbandwidthdemand2020_whitepaper_final.pdf)>. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 32.

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 2 vezes nas páginas 14 e 36.

ETSI. *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception*. [S.l.], 2016. Citado 3 vezes nas páginas 43, 46 e 47.

Fazlollahi, A. H.; Chen, J. Copper makes 5g wireless access to indoor possible. In: *2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. Citado na página 24.

FERRARI, R. *Equalização Preditiva e Otimização de Sistemas DSL por Gerenciamento Espectral e Processamento*. Tese de doutorado, 2011. Disponível em: <[http://repositorio.unicamp.br/bitstream/REPOSIP/260850/1/Ferrari\\_Rafael\\_D.pdf](http://repositorio.unicamp.br/bitstream/REPOSIP/260850/1/Ferrari_Rafael_D.pdf)>. Citado na página 41.

Fiorani, M.; Tombaz, S.; Martensson, J.; Skubic, B.; Wosinska, L.; Monti, P. Modeling energy performance of c-ran with optical transport in 5g network scenarios. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, v. 8, n. 11, p. B21–B34, Nov 2016. ISSN 1943-0620. Citado na página 32.

GEMALTO. *Introducing 5G networks – Characteristics and usages*. 2018. Disponível em: <<https://www.gemalto.com/brochures-site/download-site/Documents/tel-5G-networks-QandA.pdf>>. Citado na página 22.

Ginis and G.; Cioffi, J. M. Distributed multiuser power control for digital subscriber lines. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 20, n. 5, p. 1105–1115, June 2002. ISSN 0733-8716. Citado na página 26.

GOLDEN, P.; DEDIEU, H.; JACOBSEN, K. *Fundamentals of DSL Technology*. [S.l.]: Auerbach Publications, 2006. Citado na página 41.

GOMES, D. *Transmissão DSL em Phantom Mode: Medições e Avaliação de Desempenho*. Dissertação (Mestrado) — UFPA, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 40.

Hamzeh, B.; Toy, M.; Fu, Y.; J. Martin. 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 2 vezes nas páginas 23 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. Disponível em: <<http://www.helukabel.com/publication/us/catalogs/cables-wires-accessories-edition-27-canada.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.

Henao, D. H.; Louveaux, J.; Maierbacher, G. Towards a range-enhanced and spectrum-friendly g.fast. In: *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.

Huang, Y.; Medeiros, E.; Fonseca, N.; Höst, S.; Magesacher, T.; Eriksson, P.; Lu, C.; Ödling, P.; Börjesson, P. O. Lte over copper — potential and limitations. In: *2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1339–1343. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 47.

Huang, Y.; Medeiros, E.; Höst, S.; Magesacher, T.; Eriksson, P.; Lu, C.; Ödling, P.; Börjesson, P. O. Enabling dsl and radio on the same copper pair. In: *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1031–1035. ISSN 1550-3607. Citado 6 vezes nas páginas 34, 42, 44, 45, 47 e 48.

Ijaz, A.; Zhang, L.; Grau, M.; Mohamed, A.; Vural, S.; Quddus, A. U.; Imran, M. A.; Foh, C. H.; Tafazolli, R. Enabling massive iot in 5g and beyond systems: Phy radio frame design considerations. *IEEE Access*, v. 4, p. 3322–3339, 2016. ISSN 2169-3536. Citado na página 22.

ITU-R. *RECENT DEVELOPMENTS CONCERNING COEXISTENCE OF WIRED TELECOMMUNICATION WITH RADIOCOMMUNICATION SYSTEMS*. Genebra, Suíça, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 14, 30 e 61.

ITU-T. *Fast access to subscriber terminals (G.fast) – Power spectral density specification*. Genebra, Suíça, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 23, 61 e 62.

ITU-T/1840. *G.fast: Proximus requirements for G.fast operation on coax and CAT5 wires up to at least 150 meters*. Genebra, Suíça, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 26, 27 e 31.

ITU-T/2152. *G.fast: Update of coax cable configurations working text for Annex X*. Genebra, Suíça, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 14, 26, 31, 36 e 39.

ITU-T/SG15. *Overview of ITU-T SG15 Q4 xDSL and G.(mg)fast*. Genebra, Suíça, 2017. Citado na página 30.

KEYSIGHT. Application Note, *Techniques for Advanced Cable Testing - Using FieldFox handheld analyzers*. 2012. Citado na página 35.

LU, C.; BERG, M.; TROJER, E.; ERIKSSON, P.-E.; LARAQUI, K.; TIDBLAD, O. V.; ALMEIDA, H. *Connecting the Dots: Small Cells Shape up for HighPerformance Indoor Radio*. 2014. Disponível em: <<https://www.ericsson.com/assets/local/publications/ericsson-technology-review/docs/2014/er-radio-dot.pdf>>. Citado na página 34.

M. Zafaruddin, S.; Bergel and A. Leshem, I. 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 4 vezes nas páginas 23, 26, 29 e 47.

- 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 30.
- MATERA, A.; RAMPA, V.; DONATI, M.; COLAMONICO, A.; CATTONI, A. F.; SPAGNOLINI, U. *A First Experimental Demonstration of Analog MIMO Radio-over-Copper*. Politécnico di Milano, Piazza Leonardo da Vinci, 32, 20133 Milano MI, Itália: [s.n.], 2018. Disponível em: <<https://www.researchgate.net/publication/327687711>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 32.
- Medeiros, E.; Lindqvist, N.; Monteiro, M.; Abraham, H.; Lindqvist, F.; Dortschy, B.; Klautau, A. Dsm performance on practical dsl systems based on estimated crosstalk channel information. In: *2009 17th European Signal Processing Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2092–2096. Citado na página 41.
- 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 na página 36.
- 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 na página 23.
- Molisch, A. F.; Ratnam, V. V.; Han, S.; Li, Z.; Nguyen, S. L. H.; Li, L.; Haneda, K. Hybrid beamforming for massive mimo: A survey. *IEEE Communications Magazine*, v. 55, n. 9, p. 134–141, Sep. 2017. ISSN 0163-6804. Citado na página 24.
- Naqvi, S. H. R.; Matera, A.; Combi, L.; Spagnolini, U. On the transport capability of lan cables in all-analog mimo-roc fronthaul. In: *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. ISSN 1558-2612. Citado 5 vezes nas páginas 24, 26, 27, 32 e 35.
- 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 23.
- 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 37 e 38.
- PARKER, R.; SLINGER, A.; TAYLOR, M.; YARDLEY, M. 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 na página 32.
- POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 4st. ed. New Jersey, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2012. ISBN 9780470631553. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 50.
- PRIMUSCABLE. *Coax Cable: RG59, RG6 Cable, Tools, and Connectors*. 2019. Disponível em: <<https://www.primuscable.com/store/c/47-Coaxial-Cable-Products.aspx>>. Citado na página 36.
- PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. *Digital communications*. [S.l.]: McGraw-hill New York, 2001. v. 4. Citado na página 47.

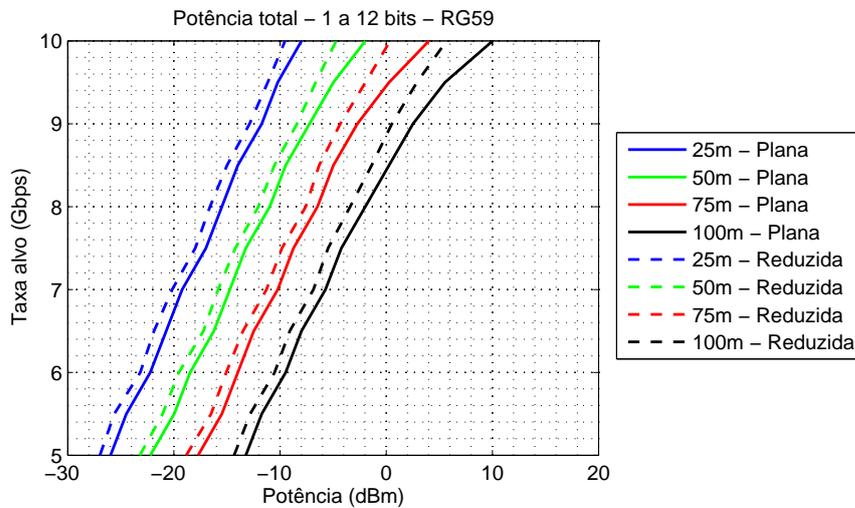
- Sasipriya, S.; Vigneshram, R. An overview of cognitive radio in 5g wireless communications. In: *2016 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research (ICCIC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5. ISSN 2473-943X. Citado na página 22.
- SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, v. 27, n. 3, p. 379–423, Junho 1948. ISSN 0005-8580. Citado na página 40.
- STARR, T.; STARR, T.; CIOFFI, J.; SILVERMAN, P. *Understanding Digital Subscriber Line Technology*. Prentice Hall PTR, 1999. (Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series, v. 1). ISBN 9780137805457. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=gQ5TAAAAMAAJ>>. Citado na página 41.
- 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 31.
- Strobel, R. Copper transmission for multi-gigabit hybrid copper-fiber access networks. In: *2017 International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. ISSN 2378-8488. Citado 5 vezes nas páginas 22, 26, 27, 30 e 61.
- Yang, B.; Yu, Z.; Lan, J.; Zhang, R.; Zhou, J.; Hong, W. Digital beamforming-based massive mimo transceiver for 5g millimeter-wave communications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 66, n. 7, p. 3403–3418, July 2018. ISSN 0018-9480. Citado na página 24.

# Apêndices

# APÊNDICE A – Curvas adicionais

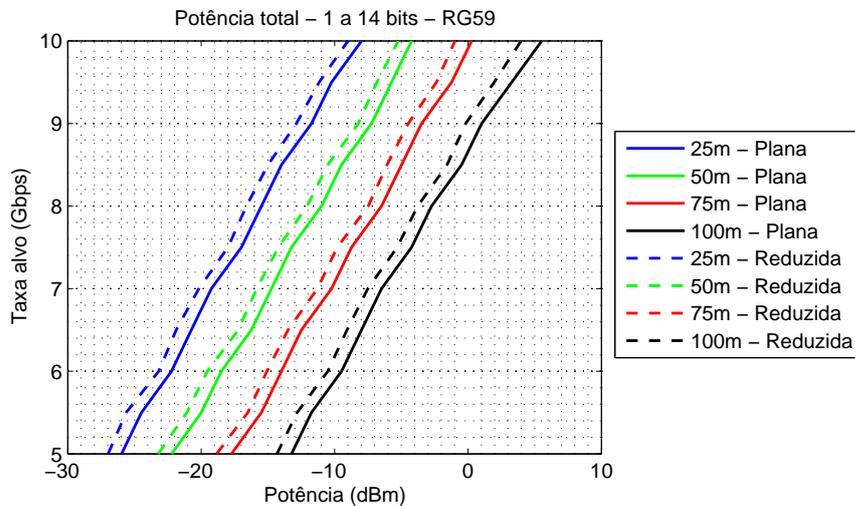
## A.1 RG59 - Taxa alvo vs potência (escala em dBm)

Figura 42 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG59, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm.



Fonte – Elaborada pelo autor.

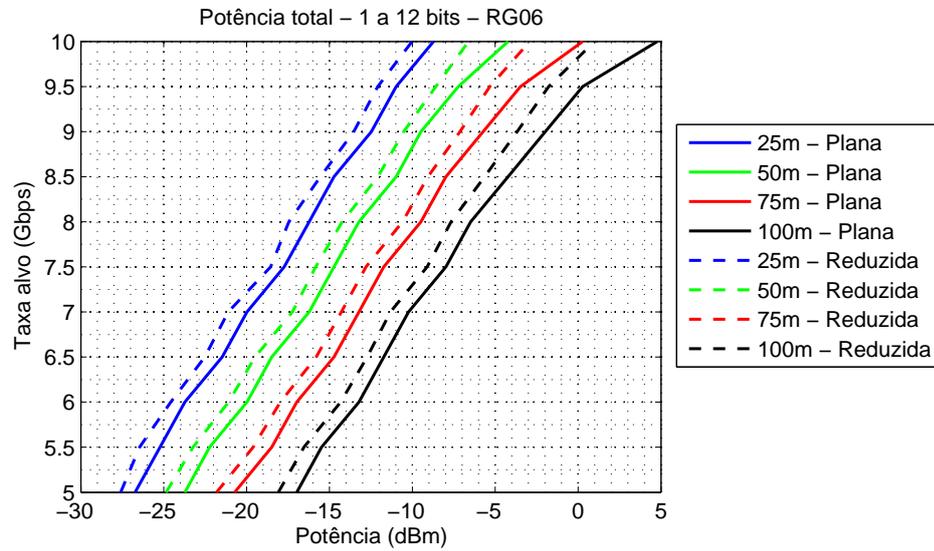
Figura 43 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG59, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm.



Fonte – Elaborada pelo autor.

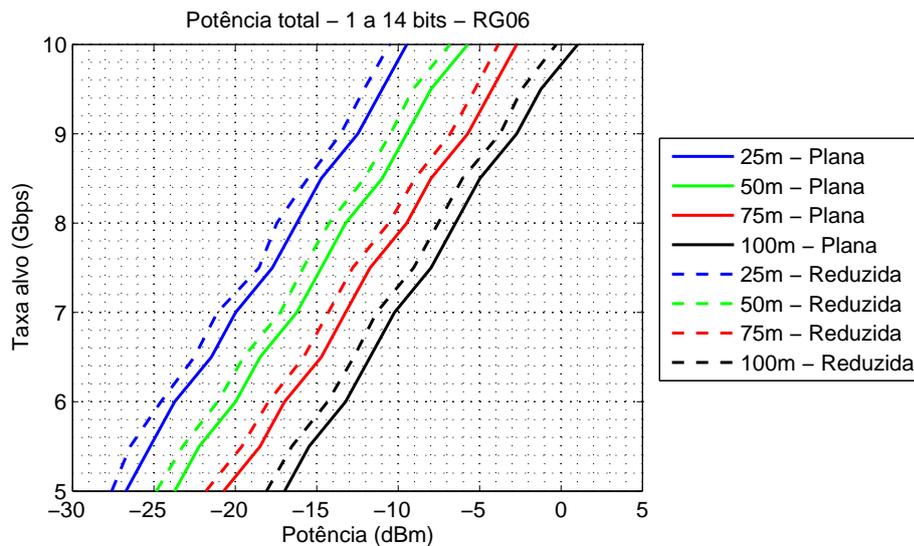
## A.2 RG06 - Taxa alvo vs potência (escala em dBm)

Figura 44 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG06, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm.



Fonte – Elaborada pelo autor.

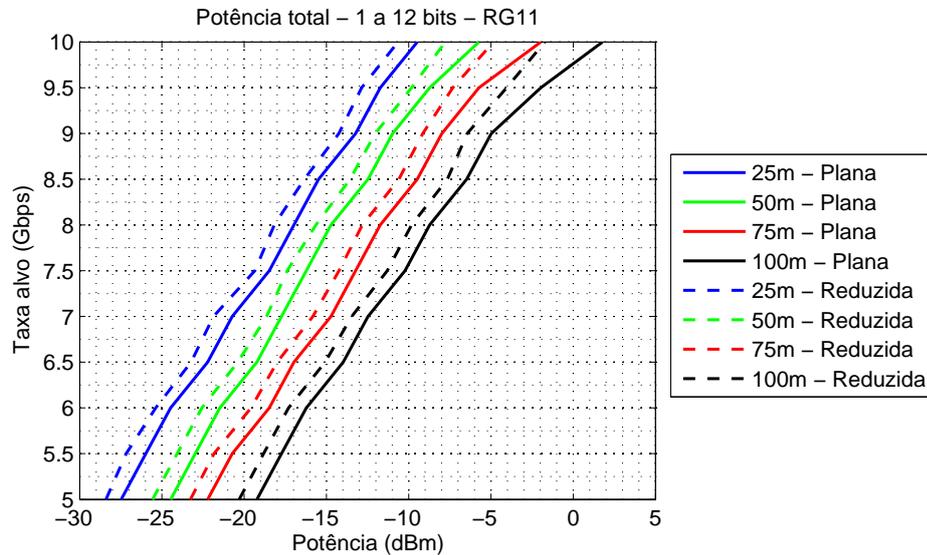
Figura 45 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG06, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm.



Fonte – Elaborada pelo autor.

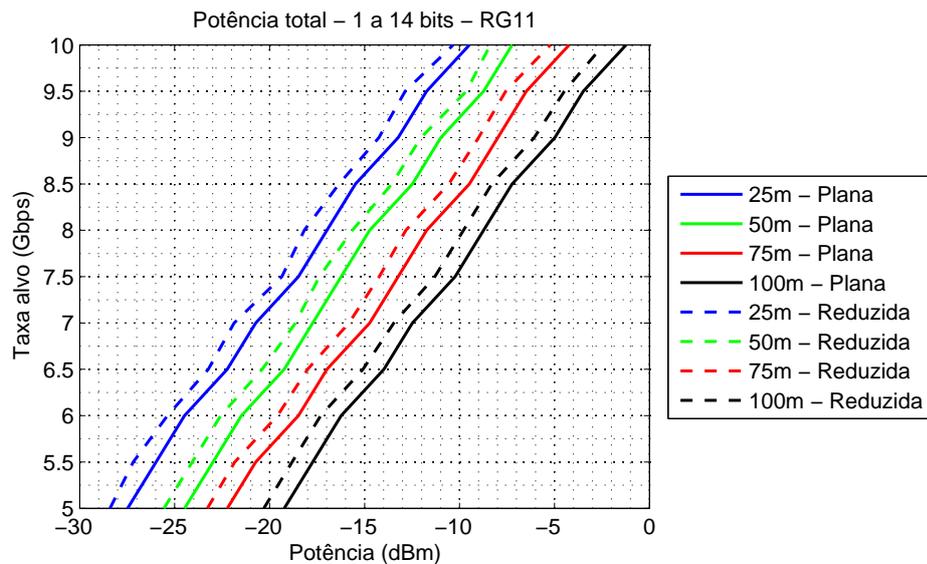
### A.3 RG11 - Taxa alvo vs potência (escala em dBm)

Figura 46 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG11, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 12 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm.



Fonte – Elaborada pelo autor.

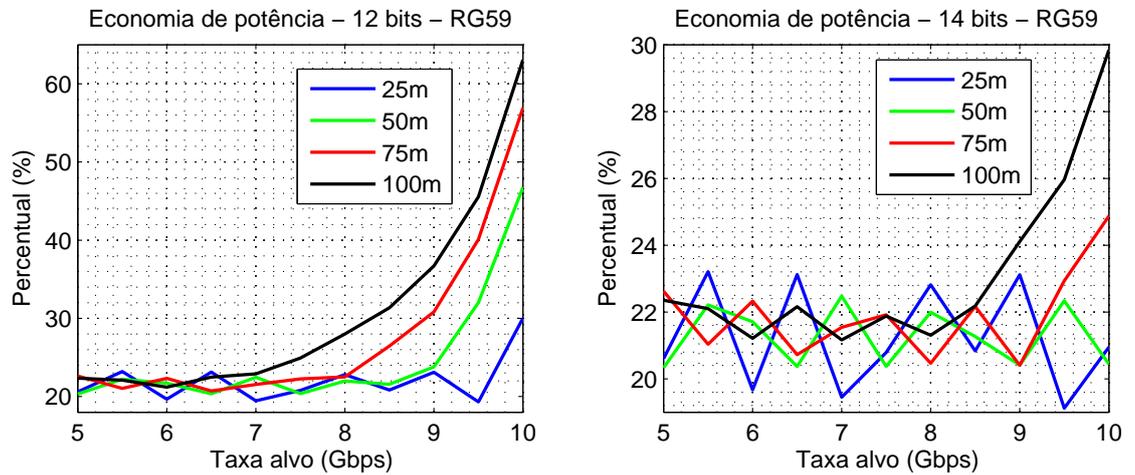
Figura 47 – Taxa alvo vs potência total no cabo RG11, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, operando em no máximo 14 bits por sub canal mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida na escala de dBm.



Fonte – Elaborada pelo autor.

### A.4 RG59 - Economia de potência

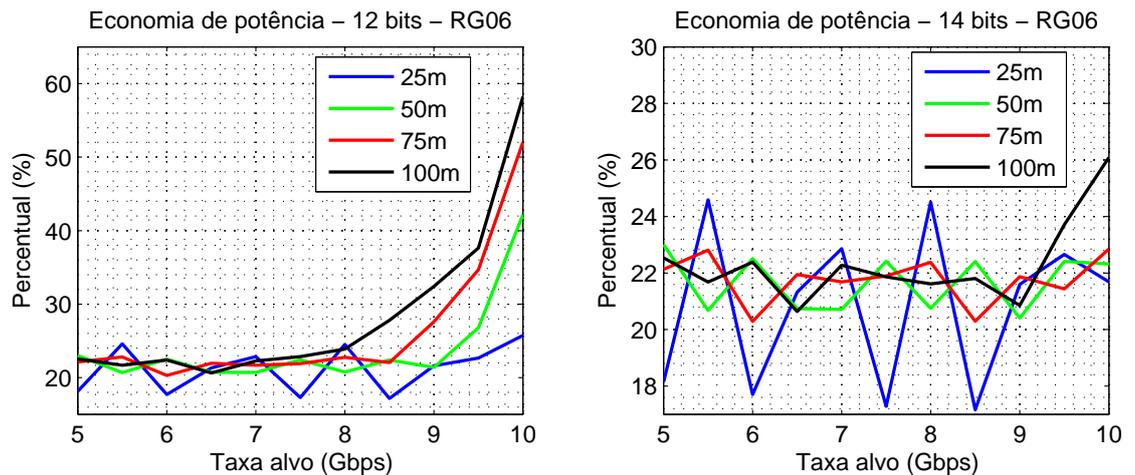
Figura 48 – Economia de potência em porcentagem no cabo RG59, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida



Fonte – Elaborada pelo autor.

### A.5 RG06 - Economia de potência

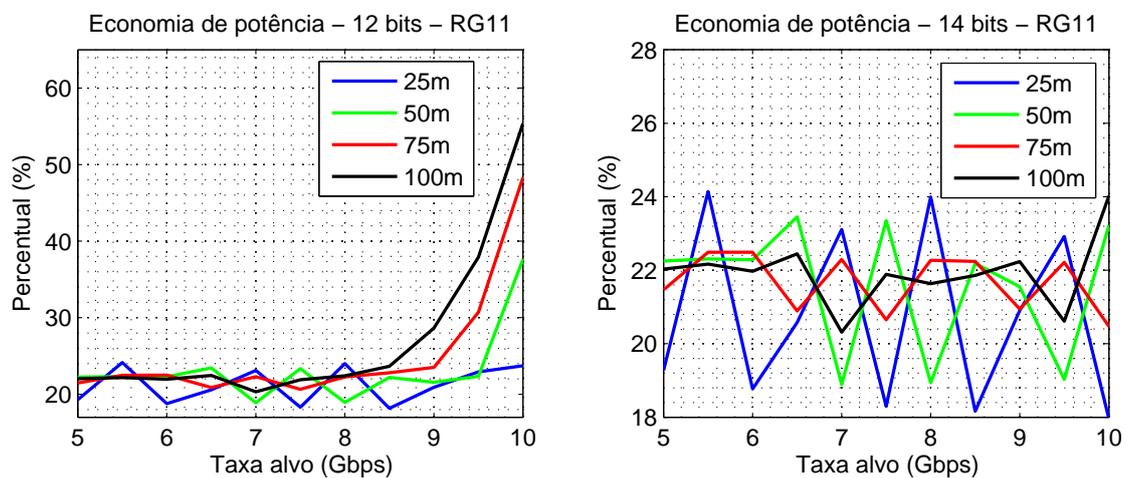
Figura 49 – Economia de potência em porcentagem no cabo RG06, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida



Fonte – Elaborada pelo autor.

## A.6 RG11 - Economia de potência

Figura 50 – Economia de potência em porcentagem no cabo RG11, nos comprimentos de 25m, 50m, 75m e 100m, mediante a aplicação da mínima PSD Plana ou da PSD Reduzida



Fonte – Elaborada pelo autor.