



Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA
Engenharia Aeroespacial

**Análise de enlace e sistemas de comunicação
baseados em Antenas Phased Array para a
Rede Starlink no segmento de usuário**

Luso de Jesus Torres
Sébastien Rondineau, Professor

Brasília, DF
2022



Luso de Jesus Torres

**Análise de enlace e sistemas de comunicação baseados
em Antenas Phased Array para a Rede Starlink no
segmento de usuário**

Monografia submetida ao curso de graduação em (Engenharia Aeroespacial) da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em (Engenharia Aeroespacial).

Universidade de Brasília - UnB

Faculdade UnB Gama - FGA

Orientador: Sébastien Rondineau, Professor

Coorientador: Giancarlo Santilli, Professor

Brasília, DF

2022

Luso de Jesus Torres

Análise de enlace e sistemas de comunicação baseados em Antenas Phased Array para a Rede Starlink no segmento de usuário/ Luso de Jesus Torres. – Brasília, DF, 2022-

145 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Sébastien Rondineau, Professor

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA , 2022.

1. *Link-Budget*. 2. Phased-Array. I. Sébastien Rondineau, Professor. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Análise de enlace e sistemas de comunicação baseados em Antenas Phased Array para a Rede Starlink no segmento de usuário

CDU 02:141:005.6

Luso de Jesus Torres

Análise de enlace e sistemas de comunicação baseados em Antenas Phased Array para a Rede Starlink no segmento de usuário

Monografia submetida ao curso de graduação em (Engenharia Aeroespacial) da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em (Engenharia Aeroespacial).

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 1 de julho de 2022:

Sébastien Rondineau, Professor
Orientador

Giancarlo Santilli, Professor
Convidado 1

Daniel Costa Araújo, Professor
Convidado 2

Brasília, DF
2022

*Este trabalho é dedicado a minha mãe e irmã,
uma vez que foram as pessoas mais marcantes na minha jornada na educação.*

Agradecimentos

Agradeço a minha mãe, pai, irmãos, amigos e professores e a todos que fizeram parte da minha trajetória até aqui e são em grande parte a razão de todas as escolhas que me levaram a essa tese. Em especial, agradeço a oportunidade oferecida e conhecimentos pelo meu orientador e a Universidade de Brasília.

Resumo

Os meios de comunicação modernos já ultrapassaram as barreiras do segmento terrestre desde a implementação do primeiro satélite de comunicação em 1962. Com o passar do tempo, novas estratégias e ambições renovadas vêm se concretizando no ramo de comunicações, em especial devido ao vasto impacto que as mega-constelações atuais geraram com a ideia de um mundo conectado via satélites. Apesar do domínio de tecnologias de *payloads* digitais avançados, padrões e esquemas de modulação cada vez mais eficientes e tecnologias de comunicação espectral sofisticadas, só a partir do modelo de constelação de Satélites Não Geoestacionários para Serviços Fixos de internet proposto pela SpaceX, um passo definitivo à essa realidade foi tomado. Uma vez que a primeira geração de satélites da empresa SpaceX já se encontram em órbita e operando continuamente, o próximo passo para se estabelecer o objetivo de conexão global é desenvolver projetos de sistemas de comunicação capazes de entregar a maior quantidade possível de informação com o menor custo associado. O objetivo deste trabalho então é elucidar todos os desafios enfrentados por um sistema de comunicação satelital (em outras palavras, seu *link-budget*) para saber qual tipo de configuração de arranjo de antenas (*phased-arrays*), será capaz de entregar o melhor custo-benefício.

Palavras-chaves: Phased-Array. Link-Budget. Satélites.

Abstract

Modern Communications Systems have already surpassed the frontiers of the ground segment since the first orbital implementation of a communications Satellite in 1962. Overtime, new strategies and renewed desires have been materialized in field of communications, especially due to the significant impact which mega-constellations have brought with the principle a world connected via satellites. Despite the domain of advanced digital payloads, increasingly efficiency modulations schemes and sophisticated spectral communications technologies, only when the Proposal made by SpaceX of a Non-Geostationary Satellite System for Fixed Satellite Service was deployed, a definitive step was taken. Since SpaceX's first generation of satellites are already in orbit and operating continuously, the next step towards establishing the global connectivity is to design communication systems capable of delivering the greatest possible amount of information at the lowest cost associated. The objective of this work is to elucidate all the challenges faced by a satellite communication system (in other words, a link-budget) to know what kind of antenna array configuration (phased-arrays) will be able to deliver the best cost benefit.

Key-words: Phased-Arrays. Link-Budget. Satellites.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Conceito de <i>Uplink</i> e <i>Downlink</i> de um Enlace. Fonte: (Tutorials Point, 2021)	36
Figura 2 – Composição de um Link Budget de um Sistema de comunicação Geo-estacionário. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)	37
Figura 3 – Cadeia de um sistema simples de transmissão e recepção. Fonte (GRAMI, 2016)	38
Figura 4 – Representação dos limites do fator de <i>roll-off</i>	40
Figura 5 – Probabilidade de <i>Bit Error Rate</i> para vários M-nários. Fonte: (GRAMI, 2016).	44
Figura 6 – Comparação de granularidade entre o padrão DVB-S2X e seus precursores. Fonte: (WILLEMS, 2017).	48
Figura 7 – Diagrama de eficiência de Largura de banda. Fonte: (GRAMI, 2016).	49
Figura 8 – Configuração Espectral para Comunicações. Fonte: (European Space Agency, 2014)	54
Figura 9 – Cinturões de Van Allen. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)	57
Figura 10 – Arrasto Atmosférico e trajetória do satélite. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)	57
Figura 11 – Os seis parâmetros orbitais. Fonte: (LEPAGE, 2021) com adaptações.	58
Figura 12 – <i>Slant Range</i> . Fonte: (AKYILDIZ; JORNET; NIE, 2019).	59
Figura 13 – Típicos padrões de radiação e zonas de cobertura. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).	61
Figura 14 – Ilustração de um padrão de re-uso de três células. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).	62
Figura 15 – Padrão de reuso para células hexagonais: (a) cluster de 3 células. (b) cluster de 7 células. Fonte: (GRAMI, 2016)	63
Figura 16 – Diversas configurações de polarizações. Fonte: (MCNEIL, 2018)	65
Figura 17 – Ilustração do efeito de depolarização no meio de transmissão.	66
Figura 18 – Parcela vetorial representando o padrão de radiação. (STUTZMAN; THIELE, 2013)	67
Figura 19 – Padrão de radiação de uma antena real e diretividade. Fonte: (STUTZMAN; THIELE, 2013)	67
Figura 20 – Representação do Axial Ratio. Fonte: (CAPPELLETTI; BROWN, 2014)	69
Figura 21 – Ilustração do erro de apontamento na antena transmissora e receptora.	70
Figura 22 – Representação de uma linha de transmissão e de uma seção pequena parcela Δz da linha. Fonte: (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020)	71

Figura 23 – Linha de transmissão para terminal com carga complexa e livre de atenuação. Fonte: (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020)	73
Figura 24 – Seção transversal de vários tipos de linhas de transmissão que suportam propagação TEM, quasi-TEM ou não-TEM. Fonte: (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020)	76
Figura 25 – Atenuação (dB/km) por frequência (GHz). Fonte: (ZUBAIR; HAIDER; A.KHAN, 2011).	78
Figura 26 – Escoamento das ondas de ar da camada limite terrestre. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)	79
Figura 27 – Fenômeno de rotação de Faraday. Imagem meramente ilustrativa. Fonte: (KOBAYASHI K. IKEDA, 2018)	81
Figura 28 – Comprimento efetivo percorrido sobre chuva. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)	84
Figura 29 – Efeito <i>Canting Angle</i> . Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).	86
Figura 30 – Efeito <i>Tilt Angle</i> . Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).	87
Figura 31 – Efeitos separados dos ruídos em um sistema de comunicação.	89
Figura 32 – Modelo de Ruído do receptor. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).	91
Figura 33 – Aproximação adotada para os componentes da linha de transmissão.	91
Figura 34 – Diagrama de blocos genérico de um receptor. Fonte: (VASILESCU, 2005)	92
Figura 35 – Ruído externo mínimo esperado de fontes naturais e humanas. Fonte: (LOUIS; IPPOLITO, 1986).	93
Figura 36 – Gráfico em escala da frequência para temperatura de ruído do céu no caso atmosfera moderada. Fonte: (LOUIS; IPPOLITO, 1986)	95
Figura 37 – Não linearidade vs linearidade ideal de um dispositivo genérico. Fonte: (CHAN, 2013).	97
Figura 38 – Efeito do Filtro Passa-Baixa (LPF). Fonte: (CHAN, 2013).	99
Figura 39 – Espectro de um sinal após ultrapassar um elemento não linear com componentes de terceira ordem. Fonte: (CHAN, 2013).	100
Figura 40 – Pontos de interceptação entre as curvas das três primeiras ordens.	101
Figura 41 – IP _n como pontos de cruzamento entre as curvas da primeira ordem e da n-ésima ordem. Fonte: (CHAN, 2013).	102
Figura 42 – Níveis de potência como linhas retas para a primeira e n-ésima potência e seus pontos de interceptações. Fonte: (CHAN, 2013).	103
Figura 43 – Tela de um analisador de espectro durante um teste de IP ₃ . Fonte: (CHAN, 2013).	103
Figura 44 – Blocos funcionais RF em cascada com coeficiente IP _n conhecido. Fonte: (CHAN, 2013)	104
Figura 45 – Representação da Constelação Starlink. Fonte: (SPACE, 2021)	106

Figura 46 – Instalações de uma <i>Ground Station</i> em Merrillan, Wisconsin. Fonte: (AREVALO, 2020).	108
Figura 47 – Número de Satélites em linha de visão vs. latitude. Fonte: (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) com adaptações.	108
Figura 48 – Padrão de radiação para 0 e 60 graus. Fonte: (CANABAL; JELICKA; PINO, 2005).	113
Figura 49 – Padrão de radiação e Distribuição de corrente por elementos no array. Fonte: (CANABAL; JELICKA; PINO, 2005)	113
Figura 50 – Projeto de antena com elemento parasítico. Fonte: (GHOSH, 2008).	114
Figura 51 – VSWR para o projeto com elemento parasítico. Fonte: (GHOSH, 2008).	115
Figura 52 – Otimização da distância do elemento parasítico. Fonte: (GHOSH, 2008).	115
Figura 53 – <i>Return Loss</i> obtido no elemento. Fonte: (GHOSH, 2008).	116
Figura 54 – Sistema <i>Phased array</i> e Estrutura conectada. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)	117
Figura 55 – Processo de Otimização para o Phased-Array. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)	117
Figura 56 – Exemplos de Configurações para <i>phased array</i> 1 e 2. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)	118
Figura 57 – Exemplos de Configurações para <i>phased array</i> 3 e 4. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)	119
Figura 58 – Exemplos de Configurações para <i>phased array</i> 5 e 6. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)	119
Figura 59 – Configurações quadrado-círculo Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)	120
Figura 60 – Obtenção da geometria ideal para uniformidade na fase. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)	121
Figura 61 – Camada superior da antena, contendo elemento parasítico, dielétrico auxiliar e radome. Fonte: (The Signal Path, 2021)	121
Figura 62 – Efeito de atenuação por frequência para os elementos atmosféricos. Obtido a partir implementação ITU.	131
Figura 63 – Efeito de atenuação por elevação para os elementos atmosféricos. Obtido a partir da implementação ITU.	131
Figura 64 – Resultado das atenuações atmosféricas sugeridas pelo modelo de previsão ITU.	134
Figura 65 – Resultado das condições atmosféricas da região previstas pelo modelo de previsão ITU.	134
Figura 66 – <i>Link Budget</i> para condição livre obtido para as características apresentadas na análise do sistema.	136
Figura 67 – <i>Link Budget</i> para condição com chuva obtido para as características apresentadas na análise do sistema.	137

Lista de tabelas

Tabela 1 – Resumo do Padrão DVB-S. Fonte: (ETSI TR 300 421, 1997).	45
Tabela 2 – Resumo do Padrão DVB-S2 para DHT TV sem <i>link</i> de retorno. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).	46
Tabela 3 – Comparativo entre os padrões DVB-S e S2. Fonte: (H. BENNETT et. al., 2005)	47
Tabela 4 – Fator de perda de caminho para diferentes meios. Fonte: (GRAMI, 2016)	64
Tabela 5 – Efeitos ionosféricos estimados para ângulos de elevação por volta de 30° para transversal uni-lateral. Fonte: (ITU-R P.531-12, 2013)	81
Tabela 6 – Coeficientes de Regressão para estimação de atenuação específica. Fonte: (ITU-R P.838-3, 2005)	84
Tabela 7 – Distribuição dos satélites por planos orbitais. Fonte: (Federal Communications Commission, 2021)	105
Tabela 8 – Locais aplicantes para Estações Terrestres. Fonte: (AREVALO, 2020) .	107
Tabela 9 – Comparação de alocação de largura de banda para diferentes tipos de links. Fonte: (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) com adaptações.	109
Tabela 10 – Comparação das características dos feixes. Fonte: (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) com adaptações.	110
Tabela 11 – Informações do enlace de dados para o downlink do Usuário, atenuação atmosférica para 99% de disponibilidade. Fonte: (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) com modificações.	111

Lista de abreviaturas e siglas

ACI	<i>Adjacent-co-channel-Interference</i>
APSK	<i>Amplitude Phased-Shift Keying</i>
RAAN	Ascensão Reta do Nodo Ascendente
BPSK	<i>Binary Phased-Shift Keying</i>
BER	<i>Bit-Error-Rate</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
XPD	<i>Cross-Polarization Discrimination</i>
XPI	<i>Cross-Polarization Isolation</i>
DSN	<i>Deep-Space Networks</i>
DDR	<i>Desensitization dynamic range</i>
DVB-S	<i>Digital Video Broadcast - Satellite First Generation</i>
DVB-S2	<i>Digital Video Broadcast - Satellite Second Generation</i>
DVB-S2X	<i>Digital Video Broadcast - Satellite Second Generation Extension</i>
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FCC	Federal Communications Commission
LPF	Filtro Passa-Baixas
BPF	Filtro Passa-Bandas
HPF	Filtro Passa-Altas
FSS	<i>Fixed Satellite Service</i>
FER	<i>Foward Error Correction</i>
FER	<i>Frame-Error-Rate</i>
fdc	Função Distribuição Cumulativa

HPA	<i>High Power Amplifier</i>
IIP _n	<i>Input-Intercept Point n</i>
ISL	<i>Inter-Satellite Link</i>
IP _n	<i>Intercept Point n</i>
IM	Intermodulação
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
BW	Largura de banda
LHCP	<i>Left-Hand Circular Polarized</i>
LEO	<i>Low-Earth Orbit</i>
LNA	<i>Low-Noise Amplifier</i>
AM	Modulação em Amplitude
PM	Modulação em Fase
FM	Modulação em Frequência
MPEG	<i>Moving Picture Experts Group</i>
NGSO	<i>Non-Geostationary Satellite Orbit</i>
TEM	Ondas Eletromagnéticas Transversais
OIP _n	<i>Output-Intercept Point n</i>
PSK	<i>Phased-Shift Keying</i>
HP	Polarização Horizontal
VP	Polarização Vertical
CP	Ponto de Compressão
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
QEF	<i>Quasi-Error-Free</i>
RF	Rádio-Frequência
CNR	Razão Portadora-Ruído

RX	Receptor
CDR	Região dinâmica de compressão
RHCP	<i>Right-Hand Circular Polarized</i>
SSPHA	<i>Solid State High Power Amplifier</i>
SFDR	<i>Spurious-free dynamic range</i>
SRRC	<i>Square Root Raise Cosine</i>
TT&C	Telemetria Rastreamento e Comando
GND	Terra (contexto de circuitos eletrônicos)
TEC	<i>Total Electron Content</i>
TX	Transmissor
TWTA	<i>Traveling Wave Tube Amplifier</i>
TCM	<i>Trellis-Coded Modulation</i>
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>

Lista de símbolos

AA_{90°	Absorção Atmosférica
h	Altitude
Φ	Ângulo da rotação de Faraday
θ	Ângulo de Elevação da antena
θ_{min}	Ângulo de Elevação mínima da antena
θ_{3dB}	Ângulo de <i>Half-Beam Width</i>
τ	Ângulo de polarização relativo à horizontal
β	Ângulo de rotação entre as linhas do semi-eixo maior das antenas
Ψ	Ângulo de <i>Squint</i>
θ_g	Ângulo entre o campo geomagnético e a direção de propagação
ν	Anomalia verdadeira
ω	Argumento do perigeu
Ω	Ascensão Reta do Nodo Ascendente
C	Capacidade do canal
C	Capacitância em paralelo por unidade de comprimento (contexto de linhas de transmissão)
α	Coefficiente de atenuação da linha (contexto de linhas de transmissão)
Γ_r	Coefficiente de Reflexão do receptor
Γ_t	Coefficiente de Reflexão do transmissor
k	Coefficiente de regressão para atenuação específica
λ	Comprimento de onda
L_{eff}	Comprimento efetivo percorrido na chuva
G	Condutância em paralelo por unidade de comprimento (contexto de linhas de transmissão)

k	Constante de Boltzmann
β	Contante de fase da linha (contexto de linhas de transmissão)
γ	Constante de propagação da linha (contexto de linhas de transmissão)
$i(z, t), I$	Corrente
d_e	Densidade de elétrons por volume
B_0	Densidade de fluxo geomagnético
S	Densidade de potência de uma antena
S_i	Densidade de potência de uma antena isotrópica
N_0	Densidade espectral de ruído
D	Diretividade (contexto de antenas)
D	Distância de Reuso (contexto de reutilização de frequências)
M_{od}	Eficiência de modulação
η	Eficiência espectral
E_b	Energia de bit
ϵ	Energia Orbital Específica
e	Excentricidade
α	Expoente de regressão para atenuação específica
a_t	Fator de polarização da antena transmissora
a_r	Fator de polarização da antena receptora
$ a_r a_r ^2$	Fator de polarização das antenas
m	Fator de reuso de frequência
α	Fator de <i>Roll-Off</i>
F_a	Fator ou figura de ruído da antena
q	Fator de reuso (contexto de reutilização de frequências)
$f(\theta_{T,R})$	Fator de perda de apontamento
n	Fator de perda de caminho (contexto de reutilização de frequências)

G_r/T_s	Figura de mérito do receptor
f	Frequência
G_r	Ganho de antena de recepção
G_t	Ganho da antena de transmissão
G_{LNA}	Ganho do Amplificador de Baixo Ruído
Z_0	Impedância característica da linha de transmissão
Z_L	Impedância da carga numa linha de transmissão
Z_{in}	Impedância de entrada de um sistema
i	Inclinação orbital
L	Indutância em série por unidade de comprimento (contexto de linhas de transmissão)
BW	Largura de banda
BW_{CH}	Largura de Banda do canal
M	Margem do <i>link</i>
N_{CH}	Número de canais;
μ	Parâmetro Gravitacional
L_{atm}	Perda atmosférica
L_{LT}	Perda da linha de transmissão
L_{AA}	Perda de absorção
L_{fsp}	Perda de caminho livre
L_{imp}	Perda de <i>mismatch</i> de impedância
L_{Pol}	Perda do fator de polarização das antenas
f_{atm}	Perdas atmosféricas
P_{in}	Potência de Entrada
P_r	Potência de recepção
P_s	Potência de sinal útil

P_{out}	Potência de Saída
P_t	Potência de transmissão
N	Potência espectral de ruído
P_n	Potência espectral de ruído
R	Raio de célula (contexto de reutilização de frequências)
r_e	Raio Terrestre
R	Raio terrestre ou distância
r	Razão Axial
ρ_t	Razão de polarização circular da antena de transmissão
ρ_r	Razão de polarização circular da antena de recepção
S/N	Relação sinal-ruído
C/N	Relação sinal-ruído para a portadora
R	Resistência em série por unidade de comprimento (contexto de linhas de transmissão)
a	Semi-eixo Maior
ρ	<i>Slant Range</i> ou distância <i>Slant</i>
$\theta_{T,R}$	Soma dos ângulos formados entre as antenas
N	Tamanho do cluster (contexto de reutilização de frequências)
E_b/N_0	Taxa de erro por bit
$(E_b/N_0)_{req}$	Taxa de erro por bit requerida pela codificação
γ_R	Taxa de pluviosidade
R_b	Taxa de transmissão de bits
$v(z, t), V$	Tensão
T_{IF}	Temperatura de amplificador de frequência intermediária
T_b	Temperatura de brilho da antena
T_{RF}	Temperatura de circuito RF

T_e	Temperatura de Entrada do sistema
T_0	Temperatura de referência
T_c	Temperatura de ruído da chuva
T_{LNA}	Temperatura do Amplificador de Baixo ruído
T_a	Temperatura do céu ou da Antena
T_m	Temperatura do mixer
T_r	Temperatura do receptor
T_{sys}	Temperatura do sistema
T_g	Temperatura dos gases atmosféricos
c	Velocidade da luz

Sumário

1	INTRODUÇÃO	32
1.1	Contribuições	33
1.2	Objetivo Geral	33
1.3	Objetivos Específicos	33
1.4	Organização do Trabalho	34
I	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	35
2	DEFINIÇÃO E COMPOSIÇÃO DO ENLACE	36
2.1	Definição e Propósito de um Enlace	36
2.2	Transmissão Digital	37
2.2.1	Interferência Entre Símbolos e Roll-off	38
2.2.2	Processo de Modulação	39
2.2.3	Eficiência Espectral	41
2.2.4	Bit Error Rate	42
2.2.5	Padrões de Codificação	44
2.2.6	DVB-S2X	47
2.3	Limites Fundamentais na Transmissão Digital	48
2.4	Efeitos de propagação em canal não ideal: Propagação de Friis	50
2.4.1	Margem do Enlace	52
3	CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO	54
3.1	Configuração do Espectro para Sistemas de Comunicação	54
3.2	Efeitos da frequência no Enlace	55
3.3	Avaliação das Órbitas	56
3.3.1	Ângulo de visão da Estação Terrestre	59
3.4	Reutilização de Frequências e Eficiência Espectral	60
3.4.1	Reuso de Frequência por Feixe	61
3.4.2	Reuso de Frequência por Polarização	64
3.5	Parâmetros de desempenho das Antenas	66
3.5.1	Padrão de Radiação	67
3.5.2	Diretividade	67
3.5.3	Ganho	68
3.6	Percas de Polarização da Antena	68
3.7	Percas de Apontamento das Antenas	69

3.8	Efeitos da Linha Transmissão	70
3.8.1	Caracterização do Efeito de Cargas na Rede de Transmissão	73
3.8.2	Efeito da perda da Linha de Transmissão	75
3.8.3	Análise de modelos de Linhas de transmissão	76
3.9	Efeito Atmosférico	77
3.9.1	Absorção	77
3.9.2	Atenuação das nuvens	79
3.9.3	Cintilação Troposférica	79
3.9.4	Cintilação Ionosférica	80
3.9.5	Rotação de Faraday	80
3.9.6	Atenuação por Chuva	82
3.9.7	Depolarização por chuva e cristais de gelo	85
3.10	Efeito do Ruído	88
3.10.1	Classificação do ruído	88
3.10.2	Análise do ruído no enlace	89
3.10.3	Efeito do ruído na Antena	92
3.11	Efeitos de intermodulação	96
3.11.1	Pontos de Intercepção (IPn)	96
3.11.2	Aplicação no sistema de comunicação espacial	104
4	ARQUITETURA DO SISTEMA	105
4.1	Segmento Espacial	105
4.2	Segmento Terrestre	106
4.3	Comunicação do Sistema	109
4.3.1	Alocação de Frequência	109
4.4	Informações do Modelo de Enlace de Dados	110
5	DESIGN DA ANTENA	112
II	ANÁLISE DO ENLACE	122
6	ANÁLISE DO ENLACE	123
6.1	Órbita	123
6.2	Frequência	124
6.3	Transmissores	124
6.4	Receptores	126
6.5	Ganho de Antenas	128
6.6	Percas de Apontamento	128
6.7	Percas de polarização das antenas	129
6.8	Percas atmosféricas e Ionosféricas	129

6.9	Esquemas de Modulação	132
6.10	<i>Uplink Budget</i>	132
6.11	<i>Downlink Budget</i>	133
6.12	Percas de linha e Percas de Antena <i>Mismatch</i>	133
7	RESULTADOS	134
8	TRABALHOS FUTUROS	138
9	CONCLUSÃO	139
	REFERÊNCIAS	141

1 Introdução

A ideia de promover acesso à internet via satélites teve um retorno forte na última década. Após todo o receio de implementação sofrido na década de 1990 para sistemas como Iridium, Globalstar, Odyssey, ICO, Constellation, Ellipso entre outros ([ASHFORD, 2004](#)), uma nova onda de propostas para complexos de constelações de satélites órbita baixa (LEO) para prover banda-larga de acesso global emergiu em meados de 2014 à 2016.

Comparado ao seus precedentes, as principais diferenças se encontram em: desempenho melhorado, resultante da tecnologia digital de payloads; esquemas de modulação avançados; antenas multifeixe; sistemas de reuso de frequência mais sofisticados; além da redução de custos nos processos de fabricação e lançamento ([PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018](#)).

Em 15 Novembro de 2016, a SpaceX propôs um sistema de Órbita Não Geoes-tacionária de satélites (NGSO) para Serviços Fixos de Satélite (FSS) composto de 4425 satélites a serem alocados em 83 planos orbitais em altitudes entre 1110 a 1325 quilô-metros ([Federal Communications Commission, 2018](#)). O sistema se encontra em fase de operação *beta* e sofre constantes alterações, mas já está disponível ao público.

Após os eventos ocorridos a partir do final do ano de 2019, a necessidade da conectividade se expandiu para níveis jamais presenciados. Seja para apoiar crianças nos deveres de casa, pais que trabalham em *home-office*, médicos que prestam serviços de telessaúde, primeiros socorros coordenando para lidar com emergências ou para qualquer outra atividade importante, não seria possível identificar a realidade humana sem acesso à internet. Embora as redes existentes tenham se destacado admiravelmente durante a pandemia COVID, a crise atual está revelando o verdadeiro custo para aqueles presos no lado obscuro da exclusão digital.

Para atender a essa demanda crescente, os provedores terrestres estão densificando suas redes. Enquanto os sistemas 4G exigem cerca de dez vezes mais células comparadas aos seus antecessores 3G, as redes 5G ainda exigem mais um aumento dez vezes superior. As operadoras sem fio estão planejando implantar centenas de milhares de células em todo o país nos próximos anos, enquanto as operadoras de telefonia fixa implantarão milhões de quilômetros de fibra que podem fornecer serviços diretamente aos clientes e também suportar a expansão 5G ([Federal Communications Commission, 2020](#)). Juntos, esses investimentos fornecerão serviços essenciais para aqueles que vivem em áreas urbanas, suburbanas e até mesmo em algumas áreas rurais. Mas tal esforço não pode preencher a lacuna à curto prazo para os milhões de cidadãos que vivem nas áreas mais rurais e remotas. Sem uma infusão de novas táticas e capacidades, alcançar o resto da população

- e fornecer uma escolha a outros milhões que têm opções limitadas - pode levar anos ou mesmo décadas, supondo que algum dia essa expansão seja alcançada.

Como resposta ao desafio lançado, a SpaceX propôs sua Geração 2 com mais de 30 mil Satélites de Órbita Não-Geoestacionária ([Federal Communications Commission, 2020](#)), prometendo uma constelação que usará apenas uma pequena fração do número de antenas sendo implantadas para tecnologias terrestres, e com seus designs espectralmente eficientes e reutilização espectral intensiva que prometem trazer para áreas rurais o tipo de serviços e preços anteriormente reservados apenas para clientes urbanos.

1.1 Contribuições

É proposto o desenvolvimento completo de um enlace satelital dedicado à constelação Starlink de satélites, considerando todos os efeitos de atenuação e ganho da cadeia RF e interações com meios físicos, mapeamento de todas as variáveis do processo com modelagem de uma aplicação com base em dados coletados e estudo de modelos de otimização para um arranjo de antenas planar quadriculado, multicamadas e métodos de extensão da largura de banda para elementos do *array* com o intuito de promover o levantamento dos requisitos base para determinação de geometrias *phased-array*.

1.2 Objetivo Geral

O intuito do presente trabalho é avaliar todas as fontes de alteração de um sinal em um enlace satelital dedicado à rede de satélites Starlink a partir de uma calculadora de enlace e promover estratégias para otimização do modelo atual de arranjos implementado na fase *beta* do projeto.

1.3 Objetivos Específicos

- Elaborar modelo de enlace capaz de reproduzir cenário próximo ao estudo de caso proposto.
- Mapear estrutura da rede de satélites da constelação Starlink.
- Mapear os fenômenos responsáveis por atenuação atmosférica de sinais.
- Apresentar modelo de propagação de ondas sob efeitos de interferência e ruído.
- Apresentar modelo padrão de transmissão de dados.
- Identificar métodos para manipulação de fenômenos atmosféricos

- Identificar os requisitos de desempenho do projetos de antenas.
- Identificar métodos de otimização espectral para máximo aproveitamento da banda disponível.
- Apresentar técnicas de aumento de largura de banda para elementos em um *phased-array*.
- Apresentar métodos de otimização para arranjos de antenas planares.

1.4 Organização do Trabalho

O conteúdo do trabalho é dividido em 8 capítulos:

- O capítulo 2 esclarece o propósito e composição de um enlace, abrangendo principalmente o aspecto de transmissão digital e a equação base do enlace de dados.
- O capítulo 3 apresenta o princípio e a interação de todos os fenômenos físicos da abordagem de propagação do sinal estudado no capítulo 2.
- O capítulo 4 apresenta o estudo de caso do trabalho, ilustrando a operação e variáveis da constelação para análise do enlace
- O capítulo 5 elucida algumas técnicas de otimização, extensão de largura de banda, posicionamento de elementos em um arranjo e discute estratégias para implementação do sistema.
- O capítulo 6 apresenta a análise do enlace, com todas as considerações em cima dos dados levantados.
- O capítulo 7 apresenta todos os resultados obtidos e faz uma breve discussão dos mesmos.
- O capítulo 8 conclui o trabalho com algumas considerações sobre o desempenho do sistema e sugestões para trabalhos futuros.

Parte I

Revisão Bibliográfica

2 Definição e composição do Enlace

2.1 Definição e Propósito de um Enlace

No projeto de um sistema de radiocomunicação, a análise do enlace, com sua saída, o *link budget*, ou mais precisamente, a potência do *link budget*, é uma necessidade. O enlace de informação engloba o caminho completo da fonte de informação a seu destino final (GRAMI, 2016), estudado por meio do *Uplink* e o *Downlink*. A transmissão do sinal da primeira estação terrestre para o satélite através de um canal é chamada de *uplink*. Da mesma forma, a transmissão do sinal do satélite para a segunda estação terrestre através de um canal é chamada de *downlink*. A Figura 1 ilustra os dois conceitos em sistemas de comunicação via satélite.

O enlace, como um conceito mais genérico, engloba as alterações ocorridas durante o envio e recepção dos sinais (*uplink* e *downlink*) e trata-se de uma longa lista contendo todas as informações de ganhos e perdas relativas do sinal transmitido por um sistema de comunicação, com exemplo representado na Figura 2. Como consequência, o resto deste capítulo será dedicado à apresentação das alocações de recursos de transmissão e recepção, fontes e níveis de interferência e ruído, causas e quantificação das perdas, e efeitos de processos ao longo do enlace.

O objetivo final de um enlace de dados é a estimação para aferir o desempenho do sistema de comunicação, como a disponibilidade do *link*, taxa de transmissão de informação e taxa de erro de bit (BER), tendo como consequência ser uma ferramenta essencial

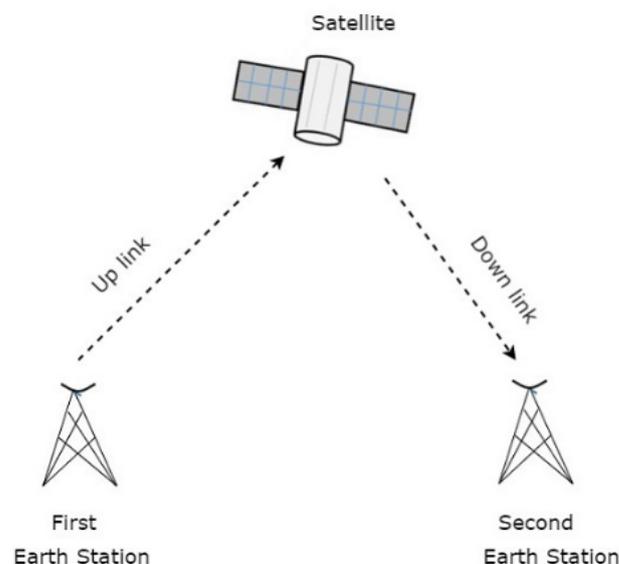


Figura 1 – Conceito de *Uplink* e *Downlink* de um Enlace. Fonte: (Tutorials Point, 2021)

Transponder saturated output power	100 W	20.0 dBW
Output backoff		-1.5 dB
Conus beam on-axis gain		36.0 dB
EIRP on beam axis		54.5 dBW
Path loss at 12.2 GHz	37 500 km path	-205.7 dB
Receiving antenna gain, on axis		34.8 dB
Beam contour loss		-4.0 dB
Atmospheric clear sky loss		-0.4 dB
Receiving antenna mispointing		-0.4 dB
Miscellaneous losses		-0.5 dB
Received power	C	-121.7 dBW
Boltzmann's constant	k	-228.6 dBW/K/Hz
System noise temperature, clear sky	110 K	20.4 dBK
Receiver noise bandwidth	22 MHz	73.4 dBHz
Noise power	N	-134.8 dBW
CNR in clear sky		13.1 dB
Link margin over 5.1 dB threshold		8.0 dB
Link availability throughout US		Better than 99.7%

Figura 2 – Composição de um Link Budget de um Sistema de comunicação Geoestacionário. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)

para prover uma visão geral do complexo, uma vez que é uma folha de pontuação em avaliação dos *trade-offs* do projeto do sistema e mudanças de configuração (GRAMI, 2016).

O próximo capítulo incorpora os aspectos da transmissão digital e seus requisitos, uma vez que são a parte conceitual central da comunicação de sistemas.

2.2 Transmissão Digital

Considerando o caso mais simples de transmissão em banda-base, como representado na Figura 3, podemos pensar em um sistema simples de comunicação composto por três estágios: transmissão 3(a); canal 3(b) e; recepção 3(c).

Seja então um sinal como um conjunto de bits dado por uma sequência aleatória $\{b_k\}$ de bits 0 e 1 com duração T_b e taxa de transmissão $R_b = \frac{1}{T_b}$. No primeiro estágio, quando o sinal passa por um gerador de pulso $g(t)$, o sinal com a resposta do sistema é dado por:

$$x(t) = a_k \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT_b) \quad a_k = \begin{cases} a, & \text{se } b_k = 1 \\ -a, & \text{se } b_k = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Em sequência, em 3(a) temos um filtro de transmissão com função de transferência $H_t(f)$. Mais a frente, em 3(b) o sinal é afetado pelo canal de banda limitada $H_c(f)$ que adiciona ruído ao sinal $n(t)$ na entrada do receptor. Finalmente, a saída do filtro com ruído é recebida em um filtro de recepção com transformada de Fourier $H_r(f)$ em 3(c). Acumulando todos os efeitos da cadeia representada em conjunto com o sinal oriundo do gerador de pulso (equação 2.1), a resposta do sistema será dada pela expressão 2.2

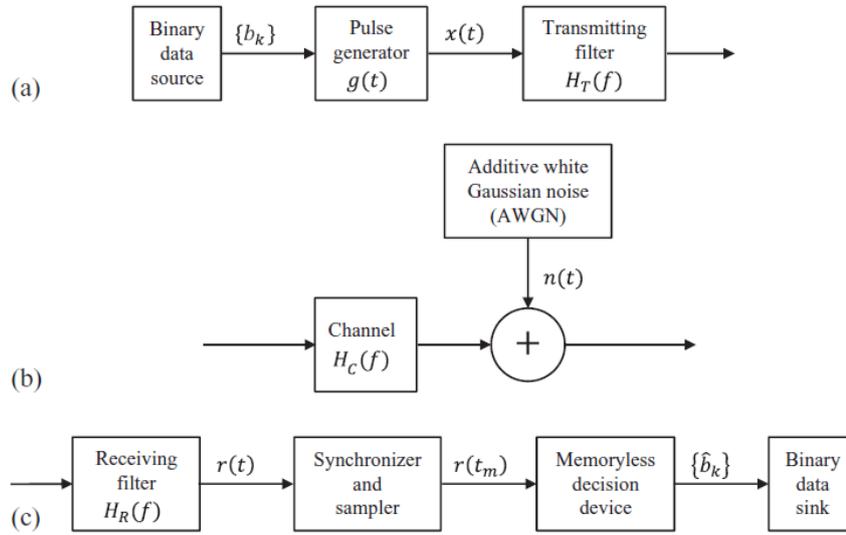


Figura 3 – Cadeia de um sistema simples de transmissão e recepção. Fonte (GRAMI, 2016)

(GRAMI, 2016):

$$r(t_m) = A_m + \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k h((m-k)T_b) + n(t_m) \quad k \neq m, \quad (2.2)$$

que $A_k H(f) = a_k G(f) H_t(f) H_c(f) H_r(f)$. O primeiro termo na equação 2.2 representa o m -ésimo bit transmitido, e o segundo termo representa o efeito residual de todos os outros bits no m -ésimo bit. Esse efeito residual é chamado interferência de símbolo. Por fim, o último termo é o ruído do canal. O efeito de interferência será estudado em sequência na Seção 2.2.1, enquanto o efeito do ruído é estudado na Seção 3.10.

2.2.1 Interferência Entre Símbolos e Roll-off

Para controlar o efeito de interferência intersímbolo (ISI), utilizamos o critério de Nyquist (GRAMI, 2016), que estabelece que uma condição necessária e suficiente para o pulso recebido geral $h(t)$ para satisfazer:

$$h(mT_b) = \begin{cases} 1, & \text{se } m = 0 \\ 0, & \text{se } m \neq 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

A transformada de Fourier $H(f)$ precisa satisfazer

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} H\left(f + \frac{k}{T_b}\right) = T_b, \quad |f| < \frac{1}{2T_b} \quad (2.4)$$

O critério de Nyquist no domínio do tempo, como refletido na expressão 2.3, indica que o pulso recebido geral necessita ser zero em todos os múltiplos da duração do bit T_b ,

com excessão de $T=0$, que tem valor de 1. Os da função $h(t)$ não são especificados para todos os valores de t . O critério de Nyquist no domínio da frequência, como destacado na equação 2.4, determina que a transformada de Fourier do pulso deverá ter simetria par com respeito a frequência $f = \frac{1}{2T_b}$, mas o critério de Nyquist de maneira similar não especifica todos os valores de $H(f)$.

Dependendo da largura de banda do canal BW e da largura de banda de Nyquist $\frac{1}{2T_b}$, também conhecida como largura de banda mínima, poderão ocorrer três casos distintos para transmissão digital:

1. $BW < \frac{1}{2T_b}$: a função periódica 2.4 que tem como período $\frac{1}{T_b}$, não pode ser uma constante para todas as frequências, uma vez que haveria sobreposição das réplicas de $H(f)$. o que indica que não será possível estabelecer uma transmissão digital sem ISI. Em outras palavras, se a taxa de bits é maior que duas vezes a largura de banda do canal ($2BW < \frac{1}{T_b}$, a ISI de indução de canal é inevitável.
2. $BW = \frac{1}{2T_b}$: a função periódica pode se tornar uma constante, uma vez que $H(f)$ é um filtro ideal com largura de banda $\frac{1}{2T_b}$, por outro lado é irrealizável por conta das abruptas mudanças nos limites da banda $\pm BW$.
3. $BW > \frac{1}{2T_b}$: a função periódica de 2.4 pode consistir de réplicas sobrepostas de $\frac{1}{T_b}$. Isso trivialmente tende a um número infinito de escolhas para $H(f)$. Em sistemas práticos, a taxa de bits $\frac{1}{T_b}$ é escolhida tal que a largura de banda disponível BW está entre $\frac{1}{2T_b}$ e $\frac{1}{T_b}$. Ou seja, $BW = \frac{1+\alpha}{2T_b}$.

O terceiro caso leva a definição do fator de *roll-off*, descrito como:

$$0 \leq \alpha \leq 1 \quad (2.5)$$

A representação da descrição contida no caso três é indicada na Figura 4.

Após compreender como operam os efeitos de interferências intrínsecos da transmissão e entender como o ruído também faz parte da cadeia do sistema de comunicação, apresenta-se o processo de modulação de um sinal (Seção 2.2.2).

2.2.2 Processo de Modulação

Modulação é definida como o processo dentro o qual um sinal portador de mensagem (em outras palavras o modulando) é usado para modificar (em outras palavras modular) alguns dos parâmetros (amplitude, frequência e fase) de um sinal periódico (como uma senóide de alta frequência) conhecido como onda portadora, individualmente ou em combinação, para produzir o sinal modulado para transmissão (GRAMI, 2016).

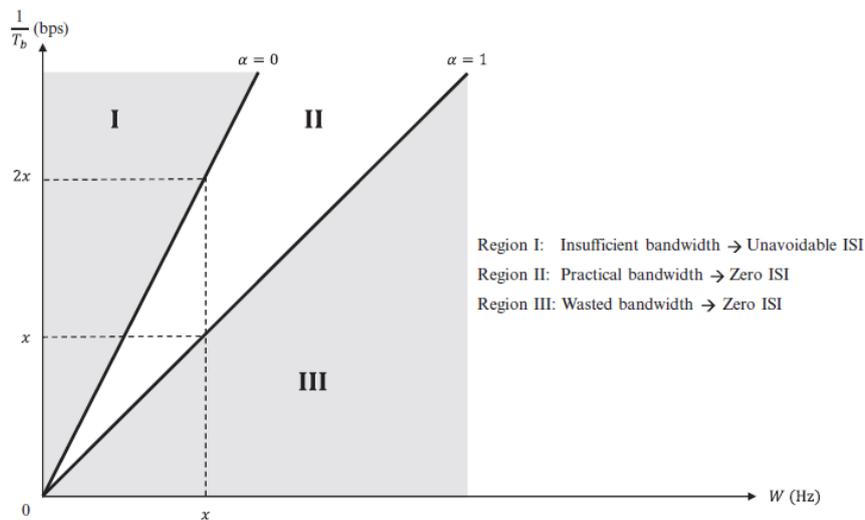


Figura 4 – Representação dos limites do fator de *roll-off*

Basicamente existem três categorias distintas para modulação: modulação em amplitude (AM), modulação em frequência (FM) e modulação em fase (PM). Sendo assim, no contexto de comunicações digitais, o termo *shift keying* é geralmente usado no lugar da palavra modulação. Para esse efeito, temos então (GRAMI, 2016): *amplitude-shift keying* (ASK), *frequency-shift keying* (FSK), e *phase-shift keying* (PSK). Outra categoria conhecida oriunda do efeito híbrido de ASK e PSK é conhecida como *quadrature amplitude modulation* (QAM). Os métodos mais usados incorporam o PSK e o QAM.

Modulação é uma técnica adotada para um ou vários dos seguintes objetivos (GRAMI, 2016):

- **Modulação para radiotransmissão eficiente:** Para sistemas de radiocomunicação, antenas são necessárias para transmitir e receber sinais modulados. O tamanho da antena depende do comprimento de onda da aplicação. A modulação ajuda a transladar o sinal contendo a mensagem de baixas frequências para componentes de frequência muito maiores. Como um exemplo, radiação eletromagnética eficiente onde a linha de visada de propagação de rádio geralmente requer antenas que seu tamanho físico é de pelo menos 10% do comprimento de onda do sinal.
- **Modulação para adequar às características do canal:** Modulação permite a alocação da mensagem em um formato ideal para as características de transmissão do canal. A maioria dos canais reais tem características de passa-bandas e a modulação ajusta os componentes em frequência do sinal mensagem passa-baixas para a faixa de passa-banda, então o espectro do sinal transmitido pode se adequar às características do canal.
- **Modulação para atribuição de frequência:** Modulação permite a utilização compartilhada de serviços em uma mesma área geográfica, uma vez que cada estação

tem sua portadora atribuída a certa faixa, os sinais desejados podem ser separados dos demais de acordo com a especificação desejada.

- **Modulação para multiplexação:** Quando mais de um sinal precisa ser utilizado em um único canal, modulação pode ser utilizada para transladar diferentes sinais para diferentes localizações espectrais.
- **Modulação para processamento comum:** algumas vezes a faixa de frequências do sinal a ser trabalhado e a faixa de frequências do dispositivo de processamento não são compatíveis, e o dispositivo de processamento é complexo. Modulação permite o equipamento de processamento operar em uma faixa fixa de frequências e no lugar de transladar a frequência de operação do dispositivo, pode-se simplesmente transladar a frequência do sinal a ser trabalhado para o valor correspondente.
- **Modulação para superar as limitações de *hardware*:** O desempenho, projeto, e custo de alguns dispositivos de processamento, como filtros e amplificadores, normalmente dependem da localização espectral do sinal e da razão da mais alta para a mais baixa frequência presente no sinal. Geralmente é desejável manter a razão da largura de banda do sinal para sua frequência central entre 1 a 10%. Feito isso, o uso de modulação pode promover uma alocação favorável aos requisitos de projeto.
- **Modulação para reduzir ruído e interferência:** O efeito de ruído e interferência não pode ser completamente eliminado em um sistema de comunicação. De toda forma, em expandindo significativamente a largura de banda do sinal transmitido, a resistência ao ruído e interferência pode ser consideravelmente melhorada.
- **Modulação para permitir *trade-offs* de projeto:** Técnicas de modulação, aplicando sinalização M-nária, pode prover um efeito de balanceamento para otimizar os objetivos de comunicação digital do projeto, como maior taxa de transmissão, menor potência de transmissão, menor largura de banda do sinal, menor erro por bit e reduzir complexidade. Pelo aumento de M, a largura de banda pode ser melhor aproveitada pelo custo de uma maior taxa de erro por bit. Pelo uso de *Trellis-Coded Modulation*, taxas de transmissão podem ser aumentadas com custo do modulador.

Para esclarecer mais a importância das modulações, a seção 2.2.3 elucida o impacto das modulações na largura de banda e o conceito de eficiência espectral.

2.2.3 Eficiência Espectral

Com transmissão binária, cada símbolo a_k representa um simples dígito que é transmitido a cada T_b segundos. Como já discutido, o critério de Nyquist aplicado a transmissão binária exige uma largura de banda mínima de $\frac{1}{2T_b}$.

A partir dos esquemas modulação, é necessário compreender o impacto da sinalização na largura de banda mínima definida anteriormente. Para a eficiência espectral de um sistema composto por M_{od} símbolos, cada símbolo representará M_{od} bits com taxa de transmissão de símbolo R_s , sendo assim, um taxa de transmissão de bits de $\frac{M_{od}}{T_s}$. Então, para a largura de banda ocupada $BW = \frac{(1+\alpha)}{T_s}$, a eficiência espectral é definida como:

$$M_{od} \leq n = \frac{\frac{M_{od}}{T_s}}{\frac{1+\alpha}{2T_s}} = \frac{2M_{od}}{1+\alpha} \leq 2M_{od} \quad (2.6)$$

É notável que o limite inferior é definido quando a largura de banda é máxima ($\alpha = 1$) e o limite superior é alcançado quando a largura de banda é mínima ($\alpha = 0$). Para casos onde temos sinalização binária, $1 \leq \nu \leq 2$, para $M_{od} = 1$. Para o caso de um m-nário qualquer (veja Seções 2.2.2 e 2.2.5), incluindo a Eficiência de Modulação (M_{od}), taxa de transmissão de bits (R_b), largura de banda (BW), podemos expressar a eficiência da largura de banda ou eficiência espectral (η) (GRAMI, 2016):

$$\eta = \frac{R_b}{BW} = 2 \log_2 M_{od} \quad (2.7)$$

Os limites da eficiência espectral são determinados pelo teorema da capacidade de Shannon (Seção 2.3). O próximo tópico trata da relação entre os erros e o sinal enviado no sistema de comunicação na Seção 2.2.4.

2.2.4 Bit Error Rate

Em um sistema de comunicação analógico, o objetivo final em um receptor é a reprodução da forma de onda transmitida com suficiente precisão para uma percepção aceitável e subjetiva. Contudo, em um sistema de comunicação digital, o objetivo é determinar qual das finitas combinações de formas de onda foram enviadas pelo transmissor. Para esse efeito, a figura de mérito para o desempenho de um sistema de comunicação digital é um critério de fidelidade, nominalmente, a relação sinal-ruído (SNR), enquanto a figura de mérito para desempenho de um sistema de comunicação digital é a taxa de erro de bits média (BER) (GRAMI, 2016).

Do ponto de vista prático, a expansão da largura de banda de um sistema requer o uso de amplificadores adicionais e outros componentes na linha de transmissão, fazendo com que o recurso largura de banda seja um fator limitante na quantidade de informação que pode ser transmitida num sistema de comunicação (GRAMI, 2016). Para tais sistemas, o uso de modulações M-nárias pode ser bastante significativo para economia da largura de banda em troca de maior erro na taxa de bits e complexidade do receptor.

Considerando um pulso que satisfaz o critério de Nyquist estabelecido na seção 2.2, no m -ésimo instante de amostragem, $t_m = M_{od}T_b$, a saída no filtro de recepção será dada, de acordo com 2.2, como $r(t_m) = A_m + n(t_m)$.

A saída do dispositivo de decisão para o m -ésimo bit será 0 ou 1 a depender de $r(t_m) > 0$ ou $r(t_m) < 0$, respectivamente. Considerando que o ruído $n(t_m)$ tem média nula e é gaussiano, e ambos os bits apresentam mesma probabilidade:

$$P_{BER}(e) = \frac{1}{2}P(n(t_m) < -A) + \frac{1}{2}P(n(t_m) > A) = P(n(t_m) > A) \quad (2.8)$$

Uma vez que a variância do ruído é σ_n e usando a função-Q, a expressão para a probabilidade de erro do bit é: $P_{BER}(e) = Q\left(\frac{A}{\sigma_N}\right)$

Uma vez que a função-Q é uma função decrescente (GRAMI, 2016), $P_{BER}(e)$ em 2.8 reduz quando $\frac{A}{\sigma_N}$ aumenta ou equivalentemente, $\frac{A^2}{\sigma_N^2}$ aumenta.

Dada certa manipulação presente em (GRAMI, 2016), pode-se obter a seguinte conclusão:

$$P_{BER}(e)_{\min} = Q\left(\frac{A}{\sigma_N}\right)_{\max} \quad (2.9)$$

Para o caso de uma simbolização M-nária, um símbolo carrega $\log_2 M_{od}$ dígitos, e de acordo com (GRAMI, 2016) a energia média associada E_b é dada por:

$$E_b = \frac{E_s}{\log_2 M_{od}} = \left(\frac{M_{od}^2 - 1}{3 \log_2(M_{od})}\right) A^2 \quad (2.10)$$

Se utilizarmos a codificação Gray para evitar problemas de dígitos duplos serem erroneamente selecionados por conta de ruídos na escolha da modulação, a expressão para a probabilidade do *bit-error-rate* será descrita por (GRAMI, 2016):

$$P_{BER}(e)_{\min} \approx \frac{2(M_{od} - 1)}{M_{od} \log_2 M_{od}} Q\left(\sqrt{\frac{(6 \log_2 M_{od})}{(M_{od}^2 - 1)}} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)\right) \quad (2.11)$$

Resultando no padrão ilustrado na figura 5. Algumas conclusões podem ser derivadas da expressão (GRAMI, 2016):

1. Como refletido na expressão 2.10, a potência de transmissão para o sistema M-nário é aumentada pelo fator $\frac{M^2-1}{3 \log_2(M_{od})}$
2. Como ilustrado na expressão 2.7, o requisito de largura de banda para o sistema M-nário pode ser reduzido pelo fator de $\frac{1}{\log_2 M_{od}}$
3. A complexidade associada com o receptor para o sistema M-nário é mais elevada em relação ao caso binário, solicitando $(M_{od} - 2)$ comparadores adicionais.

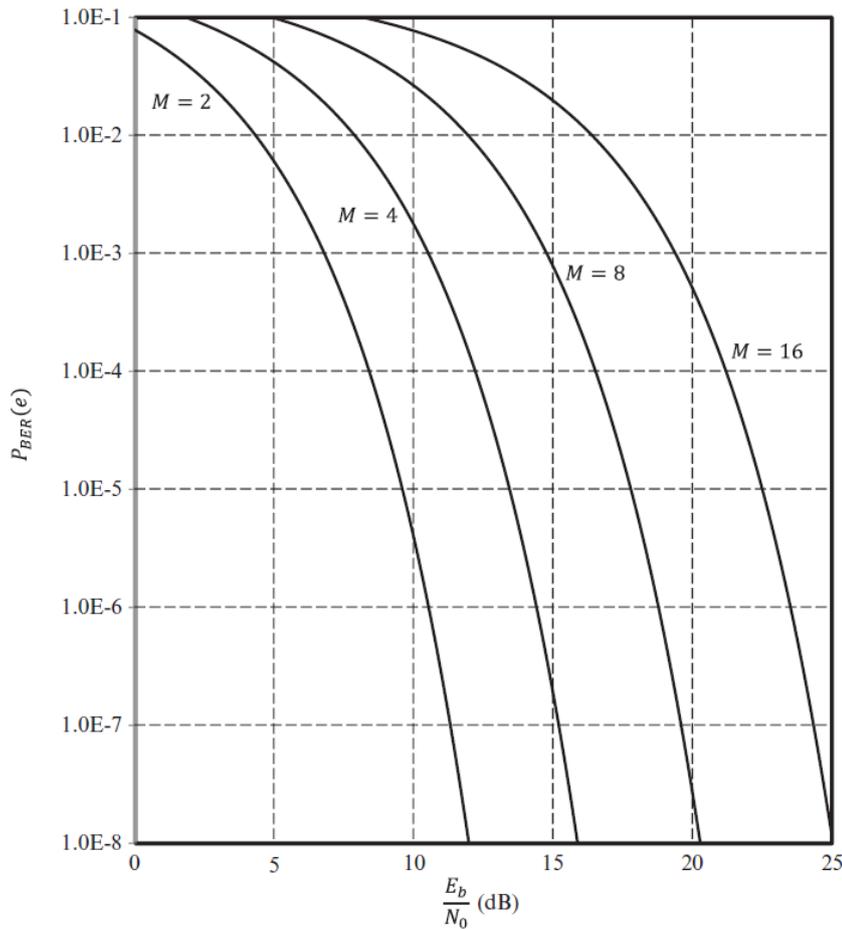


Figura 5 – Probabilidade de *Bit Error Rate* para vários M-nários. Fonte: (GRAMI, 2016).

Outra relação interessante e muito utilizada por padrões de transmissão é a FER, e podemos avaliá-la em termos da BER:

$$FER = 1 - (1 - BER)^{\text{BitsPerFrame}} \quad (2.12)$$

Após compreender sobre quais são os impactos do *bit error rate* e como o sinal pode ter a largura de banda reduzida na escolha de simbologias M-nárias, apresentam-se as aplicações atuais dos conceitos discutidos na Seção 2.2.5.

2.2.5 Padrões de Codificação

Na indústria de satélites, sempre haverá uma tensão de campo entre padrões abertos e tecnologias proprietárias. Apesar de em curto prazo tecnologias proprietárias serem a escolha mais razoável para aquisição de retornos rápidos, a longo prazo a disponibilidade de padrões abertos irá beneficiar a indústria de satélites pelas seguintes razões: ecossistema de soluções baseados em estruturas comuns; redução da barreira para novas soluções por entrada de novas companhias, economia de escala que permite redução do

Tabela 1 – Resumo do Padrão DVB-S. Fonte: (ETSI TR 300 421, 1997).

Modulação	QPSK, 8-PSK
Formação de Pulso	<i>Square Root Raise Cosine</i> com $\alpha = 0.35$
Símbolo e taxa de bit (<i>Transponder</i> BW 36 MHz)	Taxa 1/2 FEC: $R_s = 27,8$ (Msps), $R_b = 25,8$ (Mbps) Taxa FEC 2/3: $R_s = 27,8$ (Msps), $R_b = 31,7$ (Mbps)
Codificação para controle de erros	Correção de erros interna e externa concatenada com detecção por <i>interleaving</i>
Código interno	Meia taxa convolucional ($k = 7$, com k sendo o bit de informação) com decodificação Viterbi
Código externo	Reed-Solomon (204,188) com correção <i>burst</i> de 8 <i>bytes</i>
<i>Interleaving</i>	12×7
Estrutura de pacote de dados	Um <i>byte</i> de sincronização seguido por 187 <i>bytes</i> de dados
Dispersão de energia	Sequência de 1503 <i>bytes</i> pseudoaleatórios (em oito pacotes)
Compressão de Vídeo e áudio	MPEG 2
Objetivo para taxa de erros	Com CNR = 4.5 dB, BER para a decodificação Viterbi = 2×10^{-4} Saída do decodificador R-S: Operação QEF (<i>Quasi-Error-Free</i>) de um dos erros não corrigidos por hora, equivalente a BER de 10^{-11}

custo de equipamentos e rentabilidade, múltiplos fornecedores, qualidade dos produtos além de interoperabilidade entre diferentes entidades (setor privado e público) para maior efetividade de operações no ramo (WILLEMS, 2017).

O padrão *Digital Video Broadcast-Satellite* criado pelo *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) pavimentou o caminho para um padrão de transmissão de satélite unificado que provou ser de viável arquitetura e foi adotado pela indústria de transmissão (KALLER; KRATOCHVIL, 2013). Sua primeira versão foi publicada em 1993 seguida por revisões em 1997.

A tabela 1 lista importantes aspectos do padrão DVB-S. Algumas das limitações encontradas para o modelo são apenas um tipo único de modulação (QPSK) e filtros SRRC (*Square Root Raise Cosine*) com fator de *Roll-off* (α) de 0,35. *Transponders* de 26 a 54 MHz podem ser utilizados com taxas de símbolos que aumentam conforme a largura de banda do *transponder* é expandida. *Interleaving* é uma técnica de conversão de um canal com memória em um canal sem memória, esclarecimentos da técnica são discutidos em: (HUI, 1993).

Como uma evolução para o modelo bem sucedido do DVB-S, ETSI providenciou

Tabela 2 – Resumo do Padrão DVB-S2 para DHT TV sem *link* de retorno. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).

Modulação	QPSK
Formação de Pulso	<i>Square Root Raise Cosine</i> com $\alpha = 0,35, 0,25$ ou $0,20$
Símbolo e taxa de bit (Transponder BW 36 MHz), QPSK	Taxa 1/2 FEC: $R_s = 27,8$ (Msps), $R_b = 25,8$ (Mbps), $\alpha = 0,35$ Taxa FEC 2/3: $R_s = 30,0$ (Msps), $R_b = 60,0$ (Mbps), $\alpha = 0,2$
Símbolo e taxa de bit (Transponder BW 36 MHz), 8-PSK	Taxa 2/3 FEC: $R_s = 30,0$ (Msps), $R_b = 60,0$ (Mbps), $\alpha = 0,2$ Taxa FEC 5/6: $R_s = 30,0$ (Msps), $R_b = 75,5$ (Mbps), $\alpha = 0,2$
Codificação para controle de erros	Correção de erros interna e externa concatenada com detecção por <i>interleaving</i> de codificação LDPC (<i>Low-density parity-check code</i>) para 8-PSK
Código interno	Codificação LDPC com taxas 1/4, 1/3, 2/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9 e 9/10
Código externo	Codificação BHC (Bose–Chaudhuri–Hocquenghem) com capacidade de correção <i>burst</i> de 12 bits
<i>Interleaving</i>	$3 \times 21\,600$ para 8-PSK
Estrutura de pacote de dados	187 <i>bytes</i> de dados seguidos de 8 bits CRC (Cyclic Redundancy Check)
Estrutura de <i>Frame</i>	Cabeçalho de 90 com (64,7) codificação Reed-Muller FEC. <i>Frames</i> curtos 16 200 bits, <i>frames</i> longos 64 800 bits
Dispersão de energia	Duas sequências de embaralhamento, uma para o cabeçalho e outra para o resto do <i>frame</i> .
Compressão de Vídeo e áudio	MPEG 2 e MPEG 4
Objetivo para taxa de erros	0,7-1,0 dB do limite de Shannon para operação QEF de um erro não corrigido por hora, equivalente a BER de 10^{-11}

o padrão de segunda geração DVB-S2 em 2003. Alguns dos avanços são refletidos pelos aumentos de 30% na taxa de bits para a mesma configuração (mesma largura de banda do *transponder* e EIRP) que o DVB-S (PRATT; ALLNUTT, 2020). O resumo de alguns parâmetros da segunda geração são expostos na Tabela 2 para as modulações QPSK e 8-PSK aplicadas em DBS-TV. Com relação as taxas de erros, o aumento é dado para prover maior robustez na transmissão de dados e reduzir a quantidade de redundâncias para correção da mensagem. Modulações 16-APSK e 32-APSK também são disponíveis no modelo. Como meio de comparação dos dois modelos, a Tabela 3 ilustra em resumo as características principais de cada uma das modulações:

Tabela 3 – Comparativo entre os padrões DVB-S e S2. Fonte: (H. BENNETT et. al., 2005)

	DVB-S	DVB-S2
Modulação	QPSK	QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK
Esquema de codificação	Viterbi e Reed Solomon	LDPC e BCH
Taxas de codificação	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10
Codificação Adaptativa	Sem (Apenas CCM)	VCM e ACM* (*requer retorno do canal)
Roll-Off	0.35	0.20, 0.25, 0.35
Eficiência espectral	1 – 1,75 bits/Hz	0,5 – 4,5 bits/Hz

2.2.6 DVB-S2X

Como consequência da alta demanda de contribuições em vídeo e serviços de IP de alta velocidade, o padrão DVB-S2 necessitava de uma extensão. A longo prazo, mais *throughput* será necessário para aplicações *Direct-to-Home* assim como *ultra High Definition TV*, *High Efficiency Video Coding* além de melhores e mais eficientes conexões de banda larga e redes 5G. Os ganhos em relação ao sistema anterior em eficiência se encontram em 51% além de 20% para a largura de banda adicional para *transponders* (WILLEMS, 2017).

A sucessão foi dada então pelo padrão DVB-S2X publicado em 2015, e alguns dos avanços são destacados a seguir:

1. Menor *roll-off*, redução no espaçamento e técnicas de filtro mais avançadas. $\alpha = 0.15$, $\alpha = 0.10$ e $\alpha = 0.05$
2. Atualizações em MODCOD e FEC (maior granularidade adicionando 64, 128 e 256-APSK, melhorando FEC e MODCODs e diferenciação entre MODCODs linear e não-linear).
3. Implementação *wideband*, com transponders de 72 MHz à 200 MHz ou mais (WILLEMS, 2017)
4. Razão SNR muito baixa para suportar comunicações móveis, em valores tão baixos quanto -10 dB, devido à técnicas de correção de maior capacidade.
5. Técnicas de embaralhamento adicionais, as quais permitem a diferenciação de serviços baseado numa adição de camada física. Enquanto o DVB-S2 somente tinha um código genérico (número de embaralhamento de camada física 0), outras seis

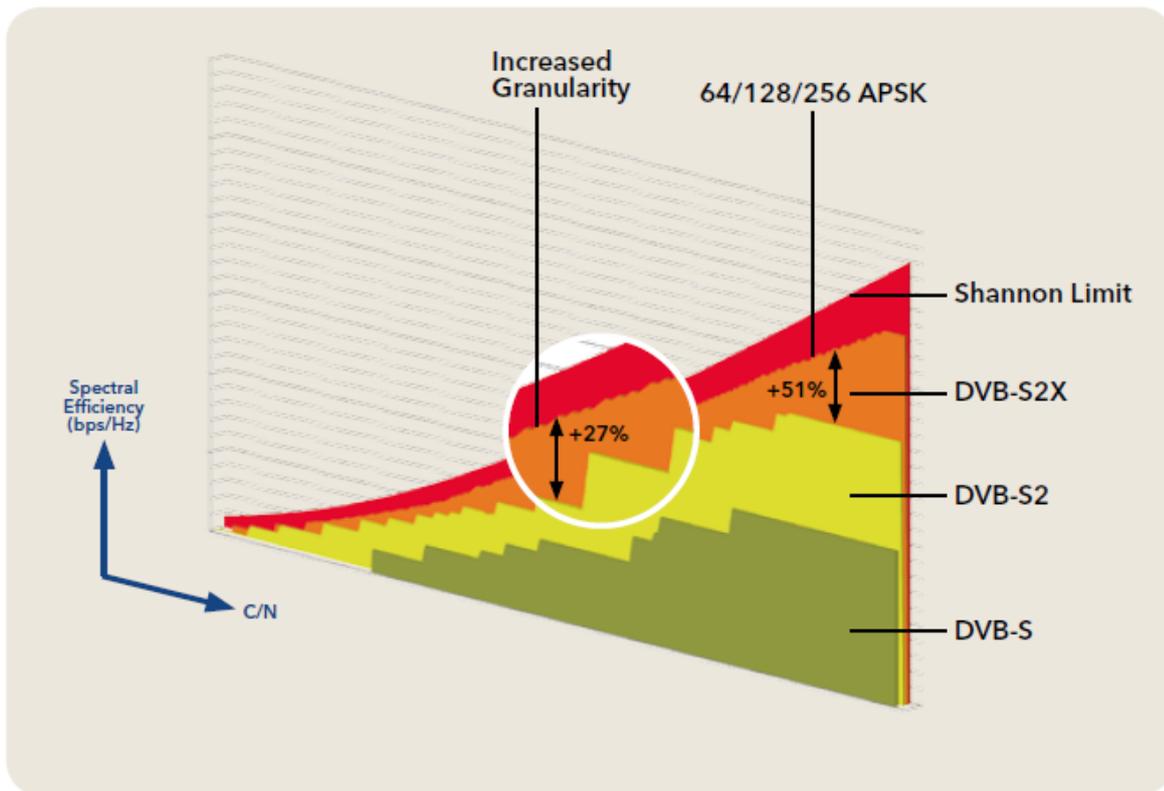


Figura 6 – Comparação de granularidade entre o padrão DVB-S2X e seus precursores. Fonte: (WILLEMS, 2017).

codificações estão definidas para o novo padrão, permitindo que degradações de interferência co-channel possam ser amenizadas.

Após compreender as formas que sinais são codificados e transmitidos atualmente, precisamos entender quais limitantes estarão impedindo a fiel reprodução de um sinal analógico com um sinal digital. Para ilustrar o efeito de avanço entre as tecnologias discutidas nessa seção, a Figura 6 traz a ilustração do efeito de granularidade do padrão DVB-S2X em comparação aos seus precursores.

A próxima seção será dedicada em discutir como determinar os limites fundamentais da transmissão digital.

2.3 Limites Fundamentais na Transmissão Digital

A qualidade de uma transmissão digital pode ser determinada por dois parâmetros: a taxa de transmissão (R_b) e a taxa de erros por bit (BER). Obviamente, quanto menor a taxa de erro de um sistema, mais confiável é um sistema de comunicação digital (GRAMI, 2016). Em princípio, é possível projetar um sistema que opera com taxa de erros de bit nula apesar do canal ser ruidoso. Esses dois parâmetros em parte pode ser determinados

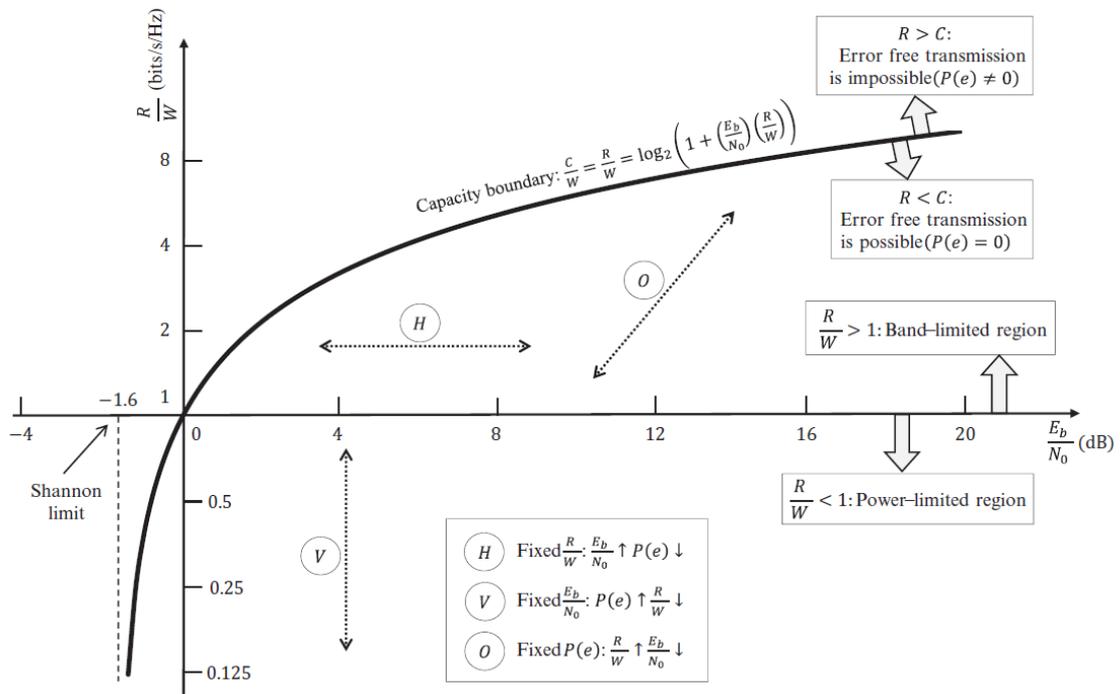


Figura 7 – Diagrama de eficiência de Largura de banda. Fonte: (GRAMI, 2016).

em função da largura de banda (BW), e da relação sinal-ruído (SNR) na entrada do receptor.

Shannon cobriu essa questão determinando a máxima taxa de bits alcançável na qual essencialmente uma transmissão sem erro é possível em torno de um canal ideal de largura de banda BW e razão sinal ruído SNR utilizando codificações suficientemente complexas, e então definindo que a capacidade de um canal de largura de banda limitada, potência limitada com ruído gaussiano aditivo, será dada pela seguinte relação (GRAMI, 2016):

$$C = BW \log_2(1 + \text{SNR}) = BW \log_2\left(1 + \frac{E_b}{N_0} \frac{R_b}{BW}\right) \quad (2.13)$$

A partir da expressão 2.13, observa-se que a taxa de erro de bit (BER) pode ser feita arbitrariamente pequena apenas se a taxa de transmissão (R_b) é menor que a capacidade do canal (C). Quanto maior a razão R_b/C , mais eficiente é o sistema. A Figura 7 ilustra o diagrama para a taxa de transmissão (R_b) tão alta quanto a capacidade do canal (C).

A curva em questão representa a borda que separa a região a qual um sistema pode ser realizável da região na qual nenhum sistema é teoricamente possível. Quando o sistema opera numa taxa superior que a capacidade de informação ($R_b > C$), o mesmo é forçado a ter uma alta probabilidade de erro, independente da escolha do grupo de sinal para transmissão ou recepção. Não obstante, para um dado R_b , o resultado da expressão

2.13 fornece uma base para a troca entre a largura de banda do canal (BW) e a relação SNR recebida. Em resumo, SNR e BW determinam os limites na taxa de transmissão, não na taxa de erros de bits (BER) (GRAMI, 2016).

O valor limitante $E_b/N_0 = -1,59$ dB, conhecido como limite de Shannon, o qual abaixo não haverão sistemas de comunicação sem erro para qualquer taxa de informação. Esse limite teórico é alcançado para uma largura de banda $BW \rightarrow \infty$.

Após avaliados os aspectos digitais da transmissão, será necessário determinar os fatores físicos que afetarão a transmissão e recepção de sinal, e como quantificar tais grandezas em termos de grandezas elétricas.

2.4 Efeitos de propagação em canal não ideal: Propagação de Friis

O desempenho de um sistema de telecomunicações depende de diversos parâmetros do enlace (YUEN, 2016). Técnicas de modulação avançadas, esquemas de códigos, antenas modem, transmissores, e outros avanços em conjunto condicionam uma eficiência melhor do complexo.

Um dos métodos de interpretar a mútua interferência dos componentes do sistema e o efeito de outras variáveis físicas do meio de comunicação é expressa em termos da equação da propagação de Friis (YUEN, 2016), onde diferentes tipos de enlaces de comunicação apresentarão diferentes componentes, entretanto, o formato da equação permanecerá a mesma. Uma das versões da propagação de Friis pode ser expressa em termos da razão das potência de transmissão e recepção do sistema:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t(\theta_t, \phi_t) G_r(\theta_r, \phi_r) \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) |a_t \cdot a_r^*|^2 f_{atm} \quad (2.14)$$

Componentes

- $G_t(\theta_t, \phi_t)$ representa o ganho da antena de transmissão;
- $G_r(\theta_r, \phi_r)$ representa o ganho da antena de recepção;
- $\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ representa a perda de caminho livre;
- $(1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2)$ representa a condição de casamento de impedâncias;
- $|a_t \cdot a_r^*|^2$ representa o fator de polarização;
- $f_{atm} = f(f_{AA}, f_{Trop}, f_{Ion}, f_{Pre}, f_{Dep})$ representa as perdas atmosféricas, incorporando efeitos ionosféricos, troposféricos, de precipitação e depolarização e;

A partir da equação 2.14, podemos reescrever a equação de Friis em termos de decibéis:

$$[P_r]_{\text{dB}} = [P_t]_{\text{dB}} + [G_t]_{\text{dB}} + [G_r]_{\text{dB}} - [L_{fsp}]_{\text{dB}} - [L_{Imp}]_{\text{dB}} - [L_{Pol}]_{\text{dB}} - [L_{atm}]_{\text{dB}} \quad (2.15)$$

Onde

- $[P_r]_{\text{dB}}$ representa a potência em dB no receptor;
- $[P_t]_{\text{dB}}$ representa a potência em dB do transmissor;
- $[G_t]_{\text{dB}} = 10 \log_{10} G_t$ representa o ganho em dB da antena do transmissor;
- $[G_r]_{\text{dB}} = 10 \log_{10} G_r$ representa o ganho em dB da antena do receptor;
- $[L_{fsp}]_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ representa a perda de caminho livre;
- $[L_{Imp}]_{\text{dB}} = -10 \log_{10} ((1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2))$ representa o *mismatch* de impedâncias;
- $[L_{Pol}]_{\text{dB}} = -10 \log_{10} |a_t \cdot a_r^*|^2$ representa as percas do fator de polarização e;
- $[L_{atm}]_{\text{dB}} = 10 \log_{10} (f_{atm})$ representa as perdas atmosféricas.

Um conceito frequentemente utilizado em sistemas de comunicação é a Potência efetiva isotrópica irradiada (EIRP), que é a quantidade de potência emitida por uma antena isotrópica para obter a mesma densidade de potência na direção do pico de ganho da antena G_t (STUTZMAN; THIELE, 2013). EIRP é simplesmente o ganho de transmissão da antena multiplicado pela potência líquida aceita pela antena pelo transmissor conectado:

$$EIRP = [P_t]_{\text{dB}} + [G_t]_{\text{dB}} \quad (2.16)$$

Logo, a expressão 2.15 se transforma em:

$$[P_r]_{\text{dB}} = [EIRP_t]_{\text{dB}} + [G_r]_{\text{dB}} - [L_{fsp}]_{\text{dB}} - [L_{Imp}]_{\text{dB}} - [L_{Pol}]_{\text{dB}} - [L_{atm}]_{\text{dB}} \quad (2.17)$$

A fim de lidar com a relação sinal-ruído do sistema, dividimos ambos os lados da equação pela definição da densidade de potência do ruído (veja equação 3.52), e então damos origem a razão sinal-ruído para a portadora (CNR):

$$\text{CNR} = \frac{C}{N} = \frac{P_r}{N} = \frac{EIRP G_r / N}{L_{fsp} L_{Imp} L_{Pol} L_{atm}} \quad (2.18)$$

$$(2.19)$$

Em conjunto com a definição de ruído por largura de banda (equação 3.53), uma nova expressão para a equação de Friis é:

$$\frac{C}{N_0} = \frac{EIRP G_r/T_s}{k L_{fsp} L_{Imp} L_{Pol} L_{atm}} \quad (2.20)$$

Onde o fator G_r/T_s representa a figura de mérito do receptor.

2.4.1 Margem do Enlace

Uma vez que a energia do sinal é nada mais que a potência executada por um período de tempo (ou seja, a a potência do sinal por duração do bit) e a densidade espectral do ruído é a potência de ruído por largura de banda do canal (veja 3.52), podemos reescrever a BER em termos de (GRAMI, 2016):

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{BW}{R_b} \right) = \frac{S}{N} \frac{1}{\eta} \quad (2.21)$$

Para o qual:

- E_b/N_0 representa a energia por bit por unidade de densidade espectral;
- S/N representa a relação sinal ruído do sinal;
- BW/R_b representa o inverso da eficiência espectral ($1/\eta$);

A BER (equação 2.21) então representa a versão normalizada da relação SNR (uma vez que SNR é aplicável a sinais analógicos e BER para digitais) e é crítica para decodificação. O fator E_b/N_0 também reflete o valor requerido para produzir a taxa de erros desejada. De toda forma, devido à queda e processos aleatórios no sistema, todo sistema é projetado para ter uma margem.

Em outras palavras, um enlace é projetado para que o recebido E_b/N_0 seja sempre muito superior em potência que o requerido $(E_b/N_0)_{req}$, e a diferença entre esses dois valores é conhecida como margem do enlace. A margem é estabelecida em termos da propagação e da disponibilidade desejada para o *link*.

Com o intuito de dimensionar o *link*, combina-se a expressão 2.20 e a 2.21 para a equação da margem do enlace (GRAMI, 2016):

$$M = \frac{EIRP G_r/T_s}{(E_b/N_0)_{req} R_b k L_{fsp} L_{Imp} L_{Pol} L_{atm}} \quad (2.22)$$

ou

$$\begin{aligned} [M]_{\text{dB}} = [EIRP]_{\text{dB}} - [G_r/T_s]_{\text{dB/K}} - [(E_b/N_0)_{\text{req}}]_{\text{dB}} - [R_b]_{\text{dB}} - [k]_{\text{dB}} \\ - [L_{fsp}]_{\text{dB}} - [L_{Imp}]_{\text{dB}} - [L_{Pol}]_{\text{dB}} - [L_{atm}]_{\text{dB}} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Após determinadas todas as variáveis do enlace a serem estudados, o próximo capítulo fica dedicado ao estudo dos fenômenos físicos por trás de cada uma das perdas e ganhos do sistema apresentados na equação 2.23.

3 Características do Sistema de comunicação

3.1 Configuração do Espectro para Sistemas de Comunicação

Satélites são utilizados para diversos objetivos distintos, e cada vez mais aplicações da tecnologia satelital são exploradas. Missões como previsão do tempo, *broadcast*, mapeamento, astronomia entre outras fazem parte de várias das aplicações dessa plataforma. Portanto, uma vez que para todas as aplicações citadas serão necessárias faixas de frequências para cada satélite se comunicar de maneira distinta, se faz necessário compreender como são alocadas as frequências do espectro para cada missão e quais regiões são designadas para operação dos satélites dadas as restrições físicas do meio. A Figura 8 serve como ilustração de todas as bandas de frequências disponíveis para comunicação satelital.

Das faixas de frequências disponíveis para satélites, podemos pensar em termos das nomenclaturas adotadas internacionalmente para cada região, sendo:

- **L-band**(1–2GHz): Faixa de frequência dedicada para portadoras de GPS (Global Positioning System) e telefones móveis via satélite, como Iridium, Inmarsat para prover comunicação ao oceano, terra e ar.

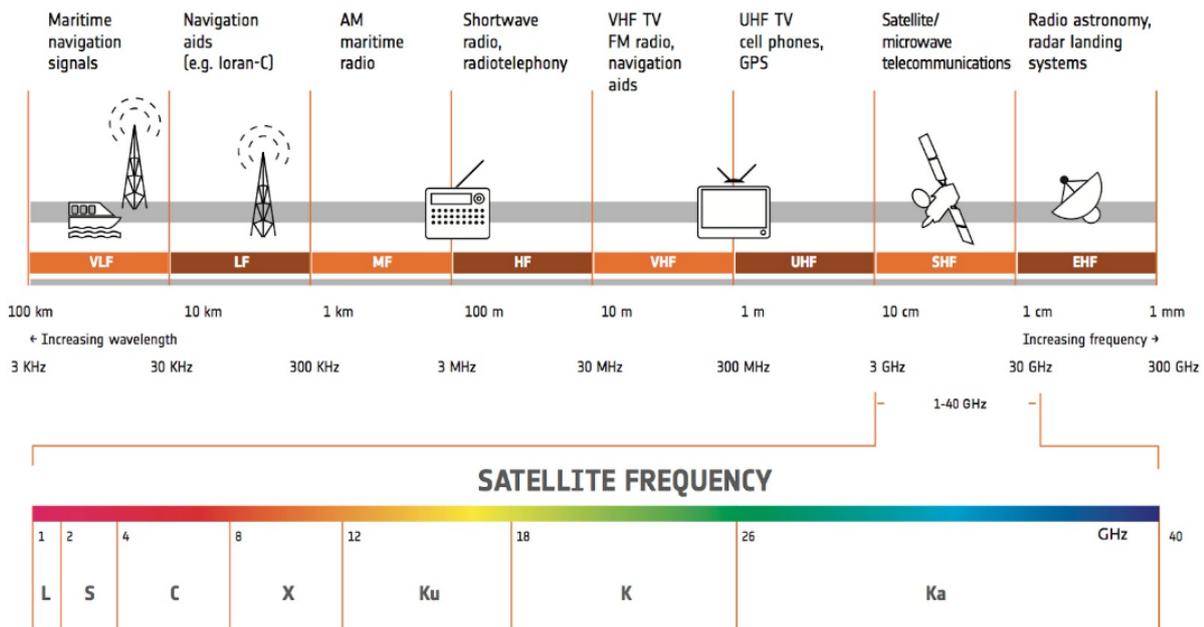


Figura 8 – Configuração Espectral para Comunicações. Fonte: (European Space Agency, 2014)

- **S-band**(2–4GHz): Radar temporal, Radar de superfície de navios, e alguns satélites de comunicação, especialmente aqueles da NASA para comunicação com a Estação Espacial Internacional e Space Shuttle.
- **C-band**(4–8GHz): Primariamente usada para comunicação satelital, para redes de satélite de TV *full-time*. Comumente usadas em áreas sujeitas a chuvas tropicais, uma vez que é menos suscetiva a absorção pela chuva do que a faixa Ku.
- **X-band**(8–12GHz): Usada para fins militares. Aplicações incluem onda-contínua, pulsada, polarização-simples, polarização-dupla, radar de abertura sintética e *phased arrays*.
- **Ku-band**(12–18GHz): Usada para comunicação satelital. Na Europa, *downlink* é utilizado de 10.7 GHz até 12.75 GHz para satélites de transmissão de *broadcast* direta.
- **Ka-band**(26–40GHz): Comunicação de satélites, *uplink* entre as faixas de 27.5 GHz e 31 GHz, e radares de baixa distância e alta resolução para aeronaves militares.

Conforme exposto na Seção 4.3, a frequência alocada para operação do sistema estará na faixa Ku e Ka.

3.2 Efeitos da frequência no Enlace

Conforme exposto na figura 8, a frequência escolhida para operação do enlace é proporcional ao comprimento de onda do mesmo, e é dada pela relação:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3.1)$$

Onde:

- λ é o comprimento de onda do sinal do enlace [m].
- f é a frequência do enlace [MHz].
- c é a velocidade da luz e tem valor correspondente a 3×10^8 ms⁻¹.

Apesar do conceito de frequência para o *link* ser relativamente simples, cabe algumas observações a respeito da alocação de frequência. A primeira é que devido à efeitos de ressonância no *transponder* do satélite, é recomendável uma margem entre as frequências do *uplink* e o *downlink* numa configuração simples de envio e recepção de dados (Telemetria e Comando, por exemplo).

Outra observação é mais relacionada à otimização do sistema, na qual há sempre uma tendência da escolha da frequência do *downlink* apresentar uma frequência menor do que a do *uplink*, e a razão fica evidente em termos de percas e potência disponível no elemento do segmento espacial.

Fora o impacto de expansão ou encolhimento físico dos receptores/transmissores do satélite, outro fator essencial para determinar a escolha da frequência no sistema de comunicação é a consequente *free-space path loss* (YUEN, 2016) como já discutido, e pode ser expressa por:

$$L_{FSP} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi \rho f}{c} \right)^2 = 21.98 + 20 \log_{10} \left(\frac{\rho}{\lambda} \right) \quad [\text{dB}] \quad (3.2)$$

Sendo ρ na expressão 3.2 definido como *Slant Range*, a medida da distância real entre o satélite e a estação terrestre.

3.3 Avaliação das Órbitas

O impacto da escolha das órbitas não tem efeito significativo apenas nas percas de caminho livre do satélite. Alguns efeitos como a área de cobertura do satélite podem ser compensados com altitudes mais elevadas e outros como latência podem ser aspectos centrais em definir a órbita com a menor altitude possível (ZARDASHTI; EMAMI, 2021).

Um dos efeitos limitantes para o caso da escolha de órbitas para satélites são os efeitos de radiação sofrido pelos eletrônicos no espaço, os quais são geralmente se separam em duas categorias: Dose total, e perturbações pontuais (PRATT; ALLNUTT, 2020). O efeito de radiação dose total é simplesmente o efeito cumulativo da radiação sobre o tempo de vida dos eletrônicos no espaço e é principalmente causado por partículas confinadas nos cinturões de Van Allen (Figura 9). O segundo efeito, perturbações pontuais, é causado pelos íons pesados ejetados dos sol, geralmente, prótons, impactando na circuitaria num ponto crítico o qual eles depositariam energia suficiente pra induzir um *bit flip*.

Para o caso do limite inferior, os principais fatores da escolha da órbita são o tempo de vida do satélite, estipulado em termos do arrasto atmosférico e outras perturbações orbitais, como o segundo coeficiente harmônico zonal Terrestre J2 (ZARDASHTI; EMAMI, 2021). Um efeito de desvio de órbita é ilustrado na Figura 10. Outro fator essencial nessa análise é o custo da missão e é diretamente proporcional a todos os fatores citados e o mais complexo de ser estimado

Para quantificar consequentes percas devido à distância percorrida pelo sinal no ambiente espacial, teremos um problema que consiste em duas etapas: determinação do formato da órbita do satélite e a distância momentânea do mesmo até a estação terrestre.

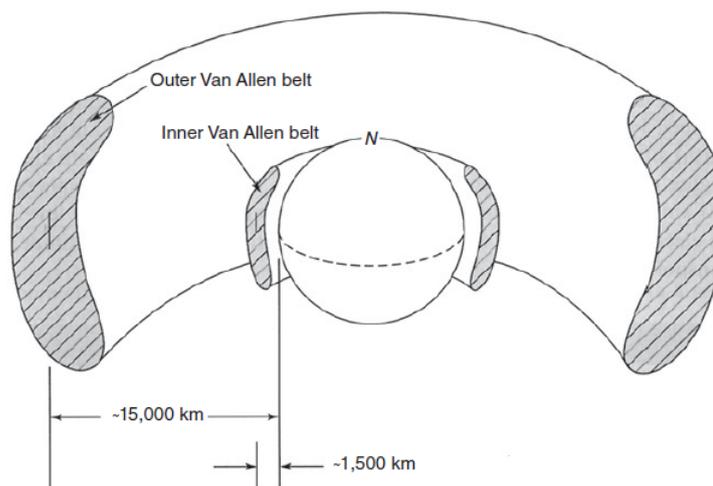


Figura 9 – Cinturões de Van Allen. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)

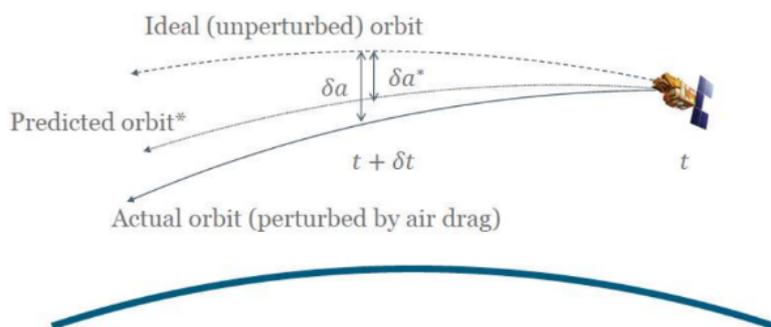


Figura 10 – Arrasto Atmosférico e trajetória do satélite. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)

De acordo com (LEPAGE, 2021), para caracterizar a órbita em que um satélite se encontra são necessários os 6 (seis) parâmetros orbitais, os quais são representados na Figura 11.

Na Figura 11, temos o posicionamento específico de cada parâmetro orbital. Dos seis parâmetros, quatro são dedicados para efeitos angulares da órbita e os outros dois restantes são para definir o formato da mesma.

O primeiro parâmetro orbital é a Longitude do nodo ascendente ou RAAN (Right Ascension of the Ascending Node Ω) e é o ângulo entre o equinócio vernal ou ponto de Áries (que consiste na intersecção entre do equador celeste com a eclíptica no momento da ascensão do Sol com relação ao Equador). A responsabilidade do ângulo de RAAN é indicar o ponto inicial da órbita do satélite (LEPAGE, 2021).

O segundo parâmetro é conhecido como inclinação (i) e sua função é determinar o ângulo entre a linha do equador do astro orbitado e o plano que o satélite estará orbitando. O terceiro parâmetro é conhecido como Argumento do Periapsis (ω) (no caso terrestre Perigeu) e representa o ângulo entre o nodo ascendente e o periapsis (Ponto de

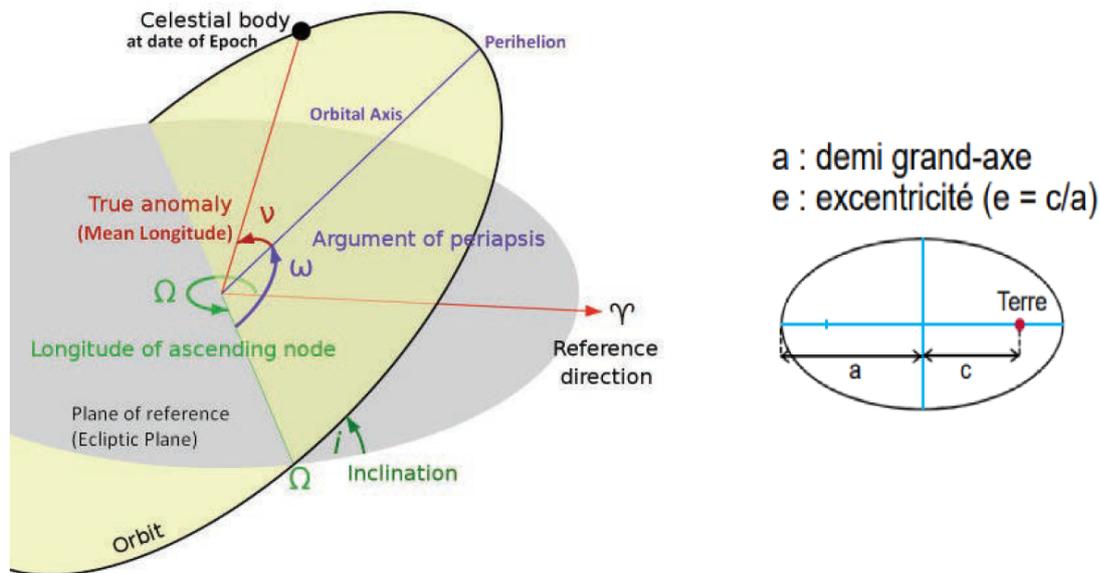


Figura 11 – Os seis parâmetros orbitais. Fonte: (LEPAGE, 2021) com adaptações.

menor distância do astro que o satélite orbita).

O quarto parâmetro relativo à ângulos é conhecido como anomalia verdadeira (f ou ν , dependendo da literatura), e é o responsável por indicar a angulação instantânea do satélite na órbita.

Com relação aos parâmetros geométricos da órbita, temos dois parâmetros adicionais. A excentricidade (e) diz quão circular é a órbita do satélite e que tipo específico de órbita é, de acordo com a seguinte classificação:

1. Para órbitas com $e = 0$, temos um círculo (órbita fechada).
2. Para órbitas com $0 < e < 1$, temos uma elipse (órbita fechada).
3. Para órbitas com $e = 1$, temos uma parábola (órbita aberta).
4. Para órbitas com $e > 1$, temos uma hipérbola (órbita aberta).

Cada tipo de missão exige uma configuração de órbita a ser determinada pelo projetista. Exemplos de aplicações são: para circulares, órbitas geoestacionárias; para elípticas, órbitas de transferências e Molnya; para parabólicas e hiperbólicas, sondas DSN (*deep-space networks*) (CURTIS, 2014).

O último parâmetro orbital é conhecido como semi-eixo maior da órbita (a). O conceito é geralmente baseado na média aritmética dos valores do raio do apoapsis (maior distância do satélite em relação ao astro na órbita) e raio do periapsis (menor distância do satélite em relação ao astro na órbita). Um dos problemas dessa definição é que é limitada

ao uso de órbitas fechadas. Para complementar essa definição, uma forma mais objetiva é expressá-lo em termos da energia específica da órbita (CURTIS, 2014):

1. Para órbitas circulares e elípticas: $\epsilon = -\mu/2a$, semi-eixo maior positivo;
2. Para órbitas parabólicas $\epsilon = 0$, semi-eixo maior indefinido;
3. Para órbitas hiperbólicas: $\epsilon = \mu/2a$, semi-eixo maior negativo.

3.3.1 Ângulo de visão da Estação Terrestre

Por meio dos parâmetros orbitais, caracteriza-se a *Slange Range* (ρ), a medida que representa a distância real do satélite em relação ao Transmissor/Receptor terrestre, levando em consideração o ângulo de elevação da antena (equação 3.4). A Figura 12 mostra a relação geométrica para a definição.

Em (ITU-R S.1714, 2005), é orientado como obtê-la em função dos demais parâmetros fornecidos. A relação oriunda da geometria do problema é dada pela equação 3.3.

$$\rho = r_e \left[\left(\frac{(h + r_e)^2}{r_e^2} - \cos^2 \theta \right)^{1/2} - \sin \theta \right] \quad (3.3)$$

Outro parâmetro de importância apresentado na Fig. 12 é o ângulo ϕ , o qual representa o ângulo formado entre a linha que conecta o satélite com o centro da Terra e a posição da estação terrestre. Para determinar o valor de ϕ para o qual haja comunicação

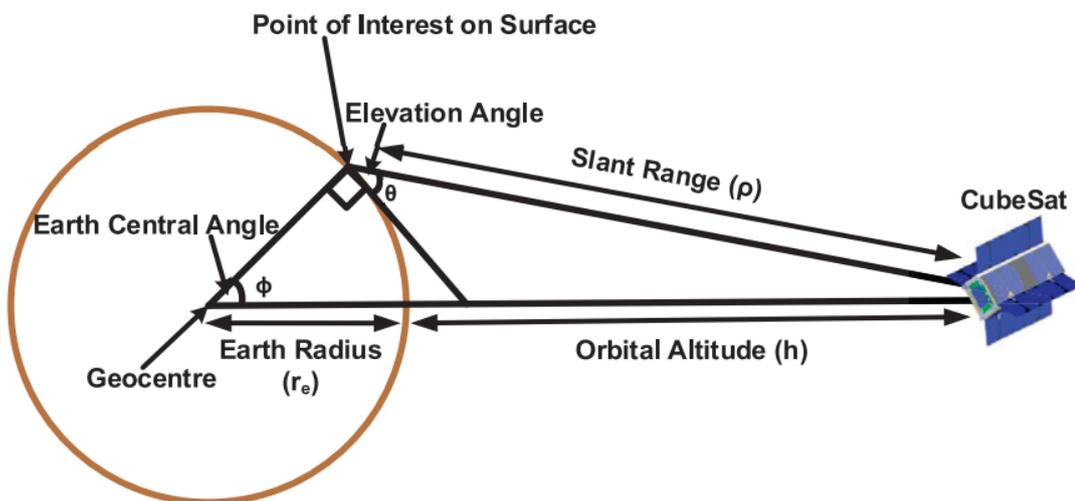


Figura 12 – *Slant Range*. Fonte: (AKYILDIZ; JORNET; NIE, 2019).

terra-satélite, faremos uso da relação da elevação com o ângulo de *squint* discutida em (WERNER; LUTZ, 1995) e expressa a seguir:

$$\Psi = \frac{\pi}{2} - \theta - \arcsin\left(\frac{r_e}{r_e + h} \cos \theta\right) \quad (3.4)$$

A equação 3.4 apresenta o ângulo (Ψ) o qual indica a distância mínima da estação terrestre da linha de ligação do eixo terrestre com o satélite. Em resumo, para todas as estações terrestres posicionadas com o ângulo formado entre a linha que conecta o satélite com o centro da Terra e a posição da estação terrestre $|\phi| \geq |\Psi|$ serão capazes de se comunicar com o satélite. Outra forma de se estabelecer conexão com o satélite é pensando num ângulo de elevação da antena θ_{min} com uma estação terrestre fixada num ângulo ϕ_{fix} . De acordo com 3.4:

$$\phi_{fix} = \frac{\pi}{2} - \theta_{min} - \arcsin\left(\frac{r_e}{r_e + h} \cos \theta_{min}\right) \quad (3.5)$$

Baseado na posição conhecida da estação terrestre na terra (ϕ_{fix}), será possível estabelecer quais ângulos de elevação o satélite será visível, ou seja, que ângulo de elevação dado pela restrição $|\theta| \geq |\theta_{min}|$, a antena estará disponível para se comunicar com o satélite.

O posicionamento da estação terrestre no geral é arbitrário, mas pode ser otimizado com técnicas apresentadas por (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) a exemplo.

3.4 Reutilização de Frequências e Eficiência Espectral

A habilidade do satélite carregar vários sinais ao mesmo tempo é conhecida como acesso múltiplo (PRATT; ALLNUTT, 2020). Acesso múltiplo permite que a capacidade de comunicação do satélite seja compartilhada entre um vasto número de estações terrestres e para acomodar as diferentes combinações de tráfego de comunicação que são transmitidos por um *transponder* no satélite.

A forma mais básica de acesso múltiplo aplicada pela maioria dos satélites de comunicação é o uso de uma grande quantia de *transponders*. Conforme a tecnologia em cima de equipamentos eletrônicos foi evoluindo, o uso efetivo da largura de banda foi melhorado constantemente pela reutilização de frequência. A tendência em satélites de alta capacidade tem se baseado da prática do reuso das bandas disponíveis pela aplicação de múltiplos feixes na mesma frequência (reuso de frequência espacial por feixe) e polarizações ortogonais na mesma frequência (reuso de frequência por polarização) (PRATT; ALLNUTT, 2020).

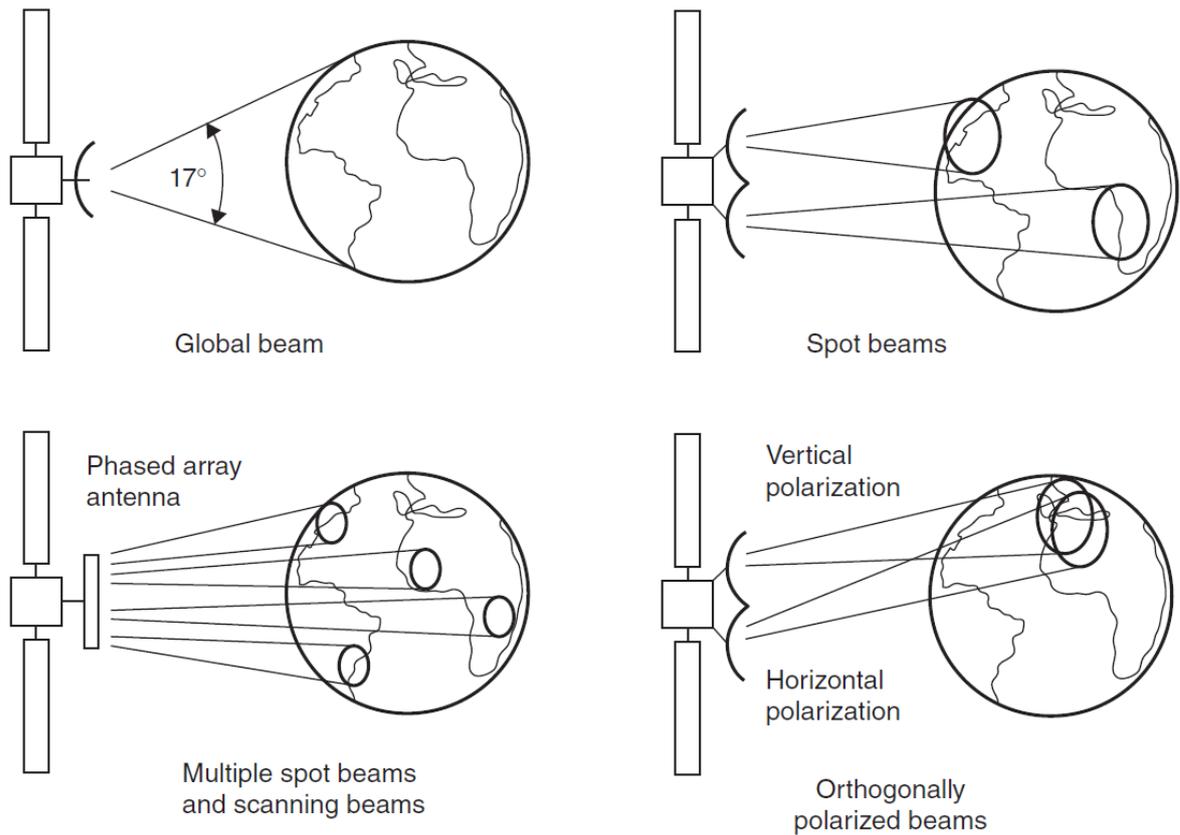


Figura 13 – Típicos padrões de radiação e zonas de cobertura. Fonte: (PRATT; ALL-NUTT, 2020).

3.4.1 Reuso de Frequência por Feixe

O princípio da prática do reuso de frequências por feixes ou separação espacial é diretamente dependente do tipo de configuração uma antena consegue produzir com seu padrão de radiação (veja Seção 3.5.1). Logo, para cada missão, haverá uma configuração do padrão de radiação que será mais adequada. A Figura 13 ilustra típicos padrões de radiação de antenas para diferentes configurações.

Na Figura 13, o feixe global tem largura de 17° e pode ser gerado com uma *horn antenna*. Feixes pontuais requerem antenas refletoras e feixes *multiple spot* necessitam de um refletor com múltiplos formadores de feixe. Feixes de varredura são tipicamente gerados com uma antena *phased array*. Feixes polarizados ortogonalmente usando polarizações vertical e horizontal ou LHCP e RHCP podem se sobrepor.

Quando o conceito de re-uso de frequências por separação espacial é o objetivo em mente da missão, normalmente o uso de antenas com tecnologia *phased array* é o mais adequado. Quando uma ampla região de cobertura de serviço é dividida em um número menores áreas geográficas, é possível de se utilizar uma mesma faixa de frequência em mais de uma área, desde que ambas estejam suficientemente distantes (GRAMI, 2016). No contexto de satélites de comunicação, essa delimitação é conhecida como feixe localizado

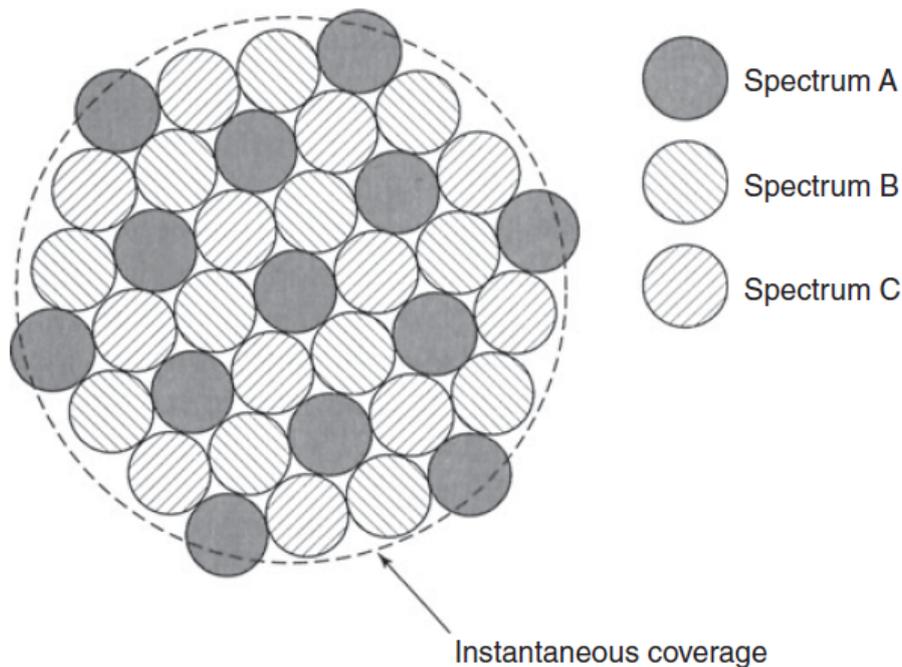


Figura 14 – Ilustração de um padrão de re-uso de três células. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).

onde a antena do satélite está em comunicação com um *transceiver*.

O formato mais natural de formação de um feixe é circular, uma vez que essa configuração promove potência constante nas fronteiras da célula. Entretanto, círculos não serão capazes de preencher um plano sem lacunas ou sobreposições. Hexágonos, por outro lado, além do formato próximo aos círculos, consegue entregar toda a área de um plano, enquanto evitam a sobreposição. Devido à irregularidades de propagação, essas premissas não se mantêm válidas.

Uma das formas de classificar um determinado conjunto de células adjacentes mas de diferentes frequências é através da nomenclatura *cluster* de células (GRAMI, 2016). A característica principal de um *cluster* é a ausência de interferência mútua dos elementos presentes dentro do mesmo grupo. O exemplo mais simples desse efeito é mostrado na Figura 14.

Na Figura 14, a cobertura instantânea do satélite é mostrada por meio das linhas tracejadas e dentro dessa borda, são formados os padrões de feixes individuais formados pelas antenas de um satélite. O espectro alocado para essa região é dividido em três porções, sendo *Spectrum A*, *Spectrum B* e *Spectrum C*. Conforme pode ser observado, nenhuma alocação espectral é próxima aos espectros adjacentes. No geral, cada feixe individual irá sobrepor seus vizinhos por duas razões (PRATT; ALLNUTT, 2020). Primeiro, quando sobrepostas as células adjacentes, todas as lacunas da região são preenchidas. Segundo, seria impraticável uma redução da intensidade dos feixes a zero numa distância mínima.

Para contornar tal dificuldade, é rotina desenvolver as coberturas usando o conceito de contornos *half-power* (3 dB abaixo) dos feixes nas bordas do ganho/potência de cobertura. Por tal razão, se faz necessário o uso de frequências distintas nas vizinhanças ou técnicas como CDMA para se contornar o problema.

O número de células em um *cluster* é conhecido como tamanho do *cluster* e será contabilizado como N . A Figura 15 dois tipos diferentes de tamanhos de *clusters*. Para quantificar a quantidade total de clusters na região de cobertura, a equação (GRAMI, 2016) dita que:

$$N = i^2 + j^2 + ij \quad (3.6)$$

Onde i e j representam numero inteiros positivos, e portanto, N será restringido aos valores 1, 3, 4, 7, 9, 12, 13, 16, 19 e assim por diante. Algumas métricas importantes de aplicação para separação espacial são os conceitos de distância de reuso (D) e fator de reuso (q) (GRAMI, 2016). O primeiro é quantificado por:

$$D = \sqrt{3NR} \quad (3.7)$$

Onde R representa a distância entre os centros dos hexágonos (veja Figura 15). O fator de reuso é quantificado em cima da distância de reuso:

$$q = \frac{D}{R} \quad (3.8)$$

Efeitos de Interferência por múltiplos feixes

Uma das razões para o uso de células é tentar compensar efeitos de interferência de sinais adjacentes enquanto é desejado promover eficiência espectral. Portanto, o efeito da segregação do sinal precisa ser avaliado.

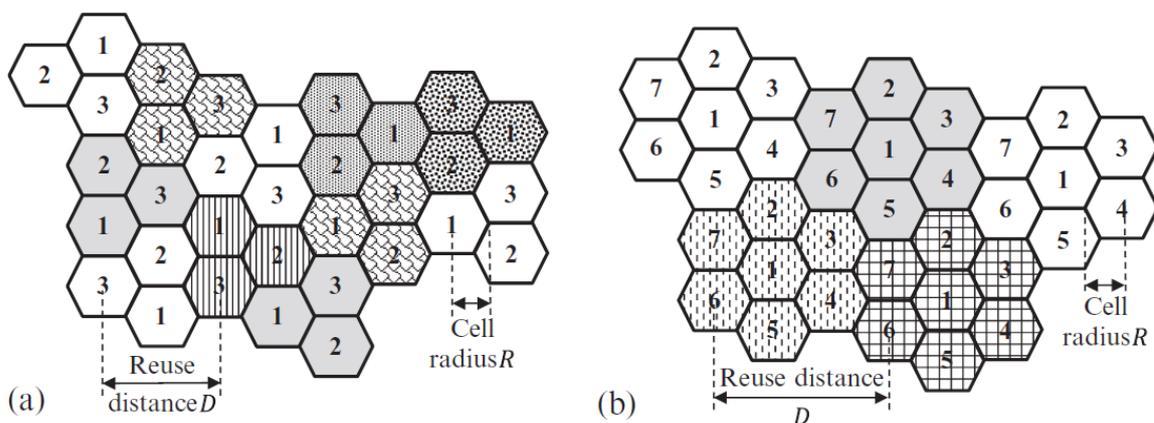


Figura 15 – Padrão de reuso para células hexagonais: (a) cluster de 3 células. (b) cluster de 7 células. Fonte: (GRAMI, 2016)

A potência do sinal é inversamente proporcional à R^n enquanto a interferência de canal adjacente é inversamente proporcional D^n , onde $n \geq 2$ é o expoente de perda ou fator de perda de caminho, e é avaliado em várias condições conforme a Tabela 4. O coeficiente n é uma forma de se quantificar efeitos de ambientes diferentes do vácuo, tais como caminhos com obstruções. Pelo fato que a potência (seja do sinal desejado ou da interferência) decai mais rápido do que a lei do inverso do quadrado, o conceito de células tem valor (GRAMI, 2016). A expressão para a razão *carrier-to-cochannel-interference* é quantificada por:

$$C/ACI = \frac{1}{6} \left(\frac{D}{R} \right)^n = \frac{1}{6} (3N)^{n/2} \quad (3.9)$$

A interferência de canal adjacente é então uma função decrescente do fator de reuso de frequência e do tamanho do *cluster*.

3.4.2 Reuso de Frequência por Polarização

Conforme descrito no início da seção e ilustrado pela Figura 13, sinais ortogonalmente polarizados podem ser sobrepostos para melhor utilização da frequência.

A forma a qual um feixe de satélite é criado é baseado em termos do transdutor do satélite (ou seja, sua antena). A forma a qual a orientação desse feixe é descrita se baseia na orientação do seu campo elétrico (STUTZMAN; THIELE, 2013).

Em polarizações lineares, o campo elétrico não muda de orientação com relação a seu observador. O conceito é dividido basicamente em duas categorias: horizontal e vertical. No caso da polarização horizontal, o vetor do campo elétrico é paralelo a superfície terrestre. Para o caso da polarização vertical, o vetor campo elétrico é perpendicular a superfície terrestre.

Se o campo elétrico rotaciona com o tempo, então a onda é considerada elipticamente polarizada. A elipse descreve vários tipos de excentricidade indo de um círculo à

Tabela 4 – Fator de perda de caminho para diferentes meios. Fonte: (GRAMI, 2016)

Meio	n
Espaço Livre	2
Obstrução em um espaço largo fechado	2,5
Plano rural	3
Rural montanhoso	3,5
Suburbano	4
Centro urbano	4,5
Obstruído por construções	5

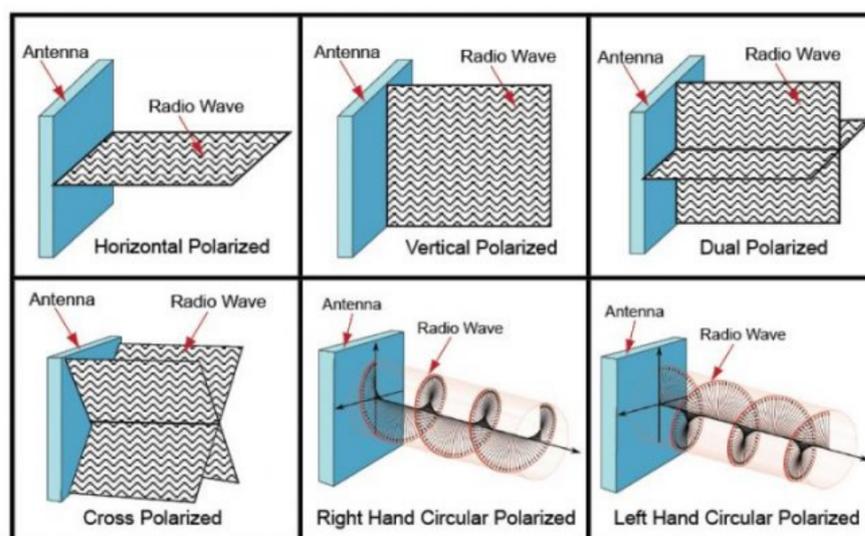


Figura 16 – Diversas configurações de polarizações. Fonte: (MCNEIL, 2018)

uma linha reta, então no geral, todo tipo de polarização pode ser considerada elíptica (GALUSCAK; HAZDRA, 2016).

Em específico para o caso de ondas de polarização circular, se fazem uso duas classificações de ondas polarizadas: *right-hand circular polarized* e *left-hand circular polarized* (RHCP e LHCP). O primeiro caso é baseado na rotação de sentido horário a sua direção de propagação. Para o caso de ondas LHCP, sua rotação é no sentido anti-horário de propagação. A Figura 16 serve como ilustração das diversas configurações de polarização disponíveis.

Efeito de depolarização

A análise de polarização utiliza dois componentes independentes e ortogonais: um horizontal e outro vertical ou configurações RHCP e LHCP. O componente com a desejada direção é chamado componente de co-polarização. O componente indesejado, com polarização ortogonal, é chamado componente de *cross-polarization* ou cross-polarização.

Para conceitualizar o efeito de depolarização, imagine dois sinais ortogonais criados por uma antena sendo esses de polarização vertical (VP) e horizontal (HP) conforme ilustrado na Figura 17.

Os sinais transmitidos \mathbf{a} e \mathbf{b} produzem componentes co-polarizados \mathbf{a}_c e \mathbf{b}_c na antena de recepção. Durante a propagação em um meio não ideal e devido às imperfeições na antena de transmissão, serão induzidos componentes de cross-polarização no sinal a ser recebido. Esses componentes cross-polarizados na recepção da antena são \mathbf{a}_x e \mathbf{b}_x . Com antenas perfeitas e ausência de depolarização, \mathbf{a}_x e \mathbf{b}_x seriam zero.

A medida de depolarização mais prática para análise de sistema de comunicação é a chamada *cross-polarization isolation*, XPI (PRATT; ALLNUTT, 2020). Seu formato em dB é dado pelas expressões nesse caso:

$$\text{XPI}_V = 20 \log_{10} a_c/b_x \text{ [dB]} \quad (3.10)$$

$$\text{XPI}_H = 20 \log_{10} b_c/a_x \text{ [dB]} \quad (3.11)$$

Onde os subscritos V e H representam as XPI para os respectivos sinais horizontal e vertical. outro parâmetro similar é a *cross-polarization discrimination*, que é baseada na medida dos componentes co e cross-polarizados do sinal. As expressões para o caso do sinal vertical seria:

$$\text{XPD}_V = 20 \log_{10} a_c/a_x \text{ [dB]} \quad (3.12)$$

Na maioria das situações de transmissão encontradas na prática, os valores calculados para XPI e XPD são os mesmos e são compreendidos por apenas o termo *isolação* (PRATT; ALLNUTT, 2020).

3.5 Parâmetros de desempenho das Antenas

Antenas são dispositivos recíprocos que podem atuar como transmissores e receptores por se comportar de maneira equivalente em ambas as situações. Os parâmetros de interesse das antenas são principalmente o Padrão de Radiação, Diretividade, Ganho e Polarizações (STUTZMAN; THIELE, 2013).

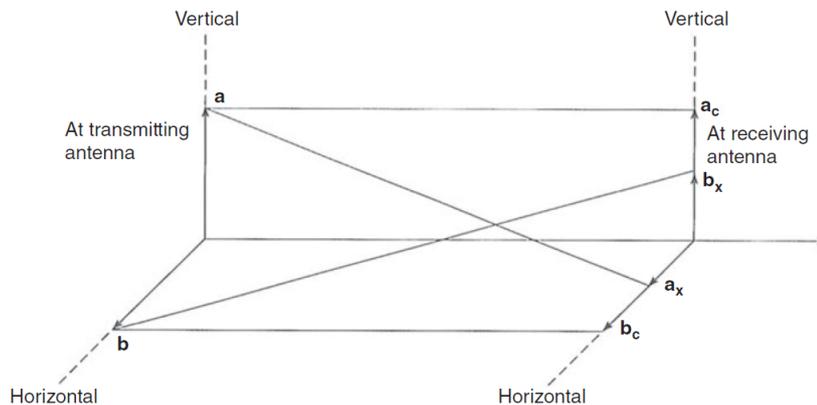


Figura 17 – Ilustração do efeito de depolarização no meio de transmissão.

3.5.1 Padrão de Radiação

O padrão de radiação ou *radiation pattern* de uma antena fornece a variação da radiação com um ângulo ao redor da antena quando esta atua como um transmissor. Quando opera como um receptor, a antena responde para a chegada de uma onda de acordo com o padrão naquela direção.

Expresso matematicamente, o padrão de radiação seria equivalente a parcela vetorial do vetor campo elétrico de um sinal como mostrado na Fig. 18. A Fig. 19 ilustra o padrão de radiação de uma antena.

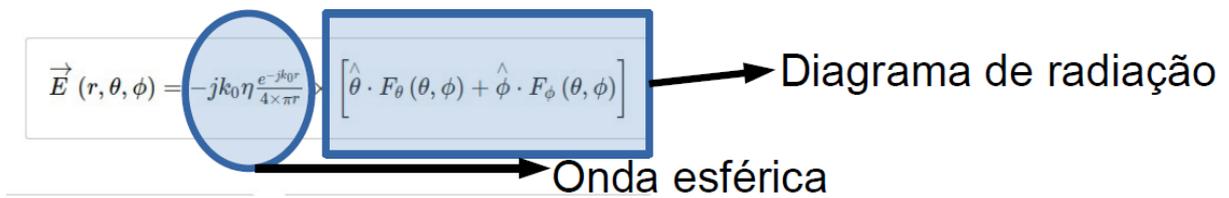


Figura 18 – Parcela vetorial representando o padrão de radiação. (STUTZMAN; THIELE, 2013)

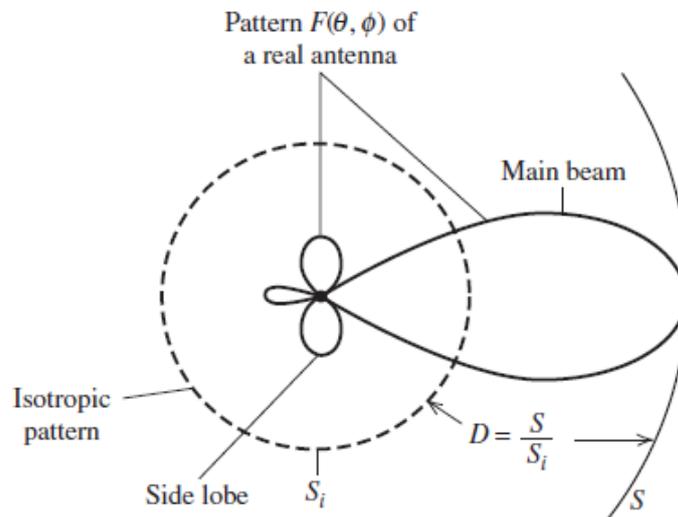


Figura 19 – Padrão de radiação de uma antena real e diretividade. Fonte: (STUTZMAN; THIELE, 2013)

3.5.2 Diretividade

Antenas são em sua essência estruturas metálicas que capturam e/ou transmitem ondas eletromagnéticas, e a diretividade expressa o quão superior o nível do pico de radiação de uma antena é quando comparada a uma antena que emitiria igualmente radiação em todas as direções (antena isotrópica) (STUTZMAN; THIELE, 2013). Como

ilustrado na Fig. 19, podemos observar que há uma descrição algébrica para a diretividade, assim como para o padrão de radiação:

$$D = \frac{S}{S_i} \quad (3.13)$$

Onde

- D representa a diretividade;
- S representa a densidade de potência de uma antena real e;
- S_i representa a densidade de potência isotrópica.

3.5.3 Ganho

O Ganho de uma antena pode ser caracterizado como a diretividade de uma antena penalizado pelas perdas da mesma. Algebricamente é expresso como:

$$G = e_r D \quad (3.14)$$

Onde

- G representa o ganho da antena;
- e_r representa a eficiência de radiação da antena e
- D como já dito representa a diretividade.

3.6 Perdas de Polarização da Antena

Um dos efeitos a ser considerado por um projetista é definir a perda por polarização do sinal, e isso pode ser feito definindo um parâmetro conhecido como razão axial. A razão axial estabelece o quão circular uma antena consegue criar o sinal a ser transmitido e é expressa algebricamente por:

$$\text{Axial Ratio} = r = \frac{\text{raio maior } (E_{max})}{\text{raio menor } (E_{min})} \quad (3.15)$$

Para antenas que conseguem transmitir potência de maneira equivalente nas direções horizontal e vertical, o *Axial Ratio* representa 1 e para o caso da antena conseguir apenas criar sinais de polarização linear (vertical ou horizontal), o *Axial Ratio* tem equivalência igual a infinito. A Figura 20 serve como representação do mencionado.



Figura 20 – Representação do Axial Ratio. Fonte: (CAPPELLETTI; BROWN, 2014)

Para efetuar o cálculo da perda de polarização, faremos uso da relação (GALUSCAK; HAZDRA, 2016):

$$|a_t \cdot a_r^*|^2 = \frac{1 + \rho_t^2 \rho_r^2 + 2\rho_t \rho_r \cos \beta}{(1 + \rho_t^2)(1 + \rho_r^2)} \quad (3.16)$$

Onde:

- $|a_t \cdot a_r^*|^2$ representa o fator de polarização das antenas;
- $\rho_t = (r_t + 1)(r_t - 1)$ representa a razão de polarização circular da onda de transmissão.
- $\rho_r = (r_r + 1)(r_r - 1)$ representa a razão de polarização circular da antena de recepção.
- r_t representa o *Axial Ratio* da antena transmissora.
- r_r representa o *Axial Ratio* da antena receptora.
- β representa o ângulo formado entre as linhas do semi-eixo maior das antenas.

Avaliando o *axial ratio* em conjunto com a equação 3.16, é possível calcular as perdas de polarização:

$$L_{Pol} = 10 \log_{10} (1 + \rho_t^2 \rho_r^2 + 2\rho_t \rho_r \cos \beta) - 10 \log_{10} (1 + \rho_t^2) - 10 \log_{10} (1 + \rho_r^2) \quad (3.17)$$

3.7 Perdas de Apontamento das Antenas

As perdas de apontamento ocorrem devido a um desvio do ângulo de maior irradiação nas antenas do enlace (Fig. 21). É inviável alcançar um alinhamento perfeito entre as antenas da estação terrestre e o satélite localizado em órbitas NGSO, por conta das altas velocidades orbitais e do movimento de precessão angular do satélite.

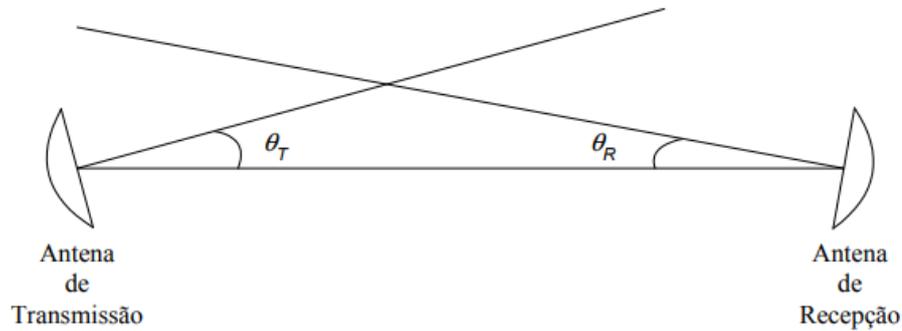


Figura 21 – Ilustração do erro de apontamento na antena transmissora e receptora.

Os efeitos de atenuação no satélite podem ser quantificados em termos dos diagramas de radiação da escolha do projeto e em relação aos ângulos de desalinhamento, dado pela relação (MARAL, 2009):

$$L_{ap} = 12 \left(\frac{\theta_{T,R}}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (3.18)$$

Onde:

- L_{ap} representa a atenuação por apontamento na antena de transmissão e recepção [dB].
- $\theta_{T,R}$ representa a soma dos ângulos entre a reta que liga os dois extremos do enlace e a radial de máximo do diagrama de radiação da antena de transmissão e da antena de recepção [graus].
- θ_{3dB} representa o ângulo de *Half-Beam Width* [dB].

Por costume, o valor das percas de apontamento é incluído no ganho do sistema, mas pode ser contabilizado na forma descrita aqui caso seja de interesse extrair a influência desse fator no ganho da antena.

3.8 Efeitos da Linha Transmissão

Linhas de transmissão serão utilizadas para finalidades como conectar transmissores e receptores com suas antenas (sendo então chamadas de *feed-lines* ou *feeders*) e conseqüentemente, pode-se dizer que todo sistema de comunicação será baseado, até certo ponto, em cabeamento. Dos aspectos a serem considerados da teoria das linhas de transmissão, se destacam os efeitos de impedâncias na rede e percas associadas às características do meio condutor.

A análise das linhas de transmissão é baseada na extensão da teoria de circuitos, a qual é designada para circuitos elétricos em que os tamanhos dos componentes individuais e aglomerados sejam inferiores ao comprimento de onda elétrico (dimensão $\ll 0.1 \lambda$).

O primeiro passo da análise é a representação da linha de transmissão, que pode ser feita com um modelo simples de dois metais condutores como guia de propagação. Um esquemático é apresentado na Figura 22. A abordagem consiste em utilizar uma seção pequena de comprimento entre z e $z+\Delta z$ e aplicar as leis de Kirchhoff para voltagem e corrente ao circuito equivalente da seção pequena Δz .

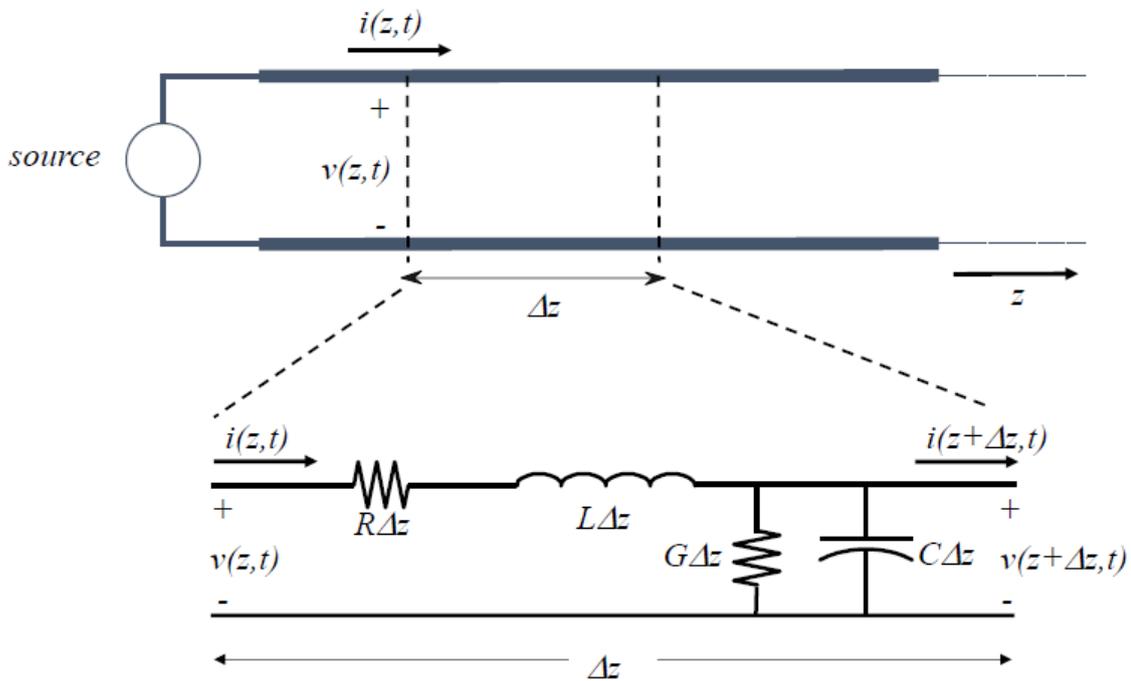


Figura 22 – Representação de uma linha de transmissão e de uma seção pequena parcela Δz da linha. Fonte: (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020)

Para o caso específico do circuito apresentado, a nomenclatura a seguir é definido para as grandezas:

- L = indutância em série por unidade de comprimento [H/m]
- C = capacitância em paralelo por unidade de comprimento [F/m]
- R = resistência em série por unidade de comprimento [Ω /m]
- G = condutância em paralelo por unidade de comprimento [S/m]

As indutâncias em série $L\Delta z$ são fruto do campo magnético induzido pela corrente $i(z, t)$ circulando na linha e as resistências em série $R\Delta z$ assumem as perdas relativas aos condutores pela passagem de corrente. As capacitâncias em paralelo $C\Delta z$ são geradas pela

tensão $v(z, t)$ que cria um campo elétrico entre os dois cabos. Perdas dielétricas relacionadas ao material dielétrico entre os dois fios são representadas pela condutância em paralelo $G\Delta z$. A lei de Kirchhoff para tensão resulta em:

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (3.19)$$

No caso da corrente, a lei de Kirchhoff produz:

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (3.20)$$

Dividindo 3.19 e 3.20 pelo fator Δz e tomando o limite quando $\Delta z \rightarrow 0$, resultando nas duas equações diferenciais conhecidas como equações diferenciais do Telégrafo no domínio do tempo (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020):

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R i(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (3.21)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G v(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (3.22)$$

Fazendo a análise no domínio da frequência com auxílio da transformada de Fourier, a solução geral pode ser obtida em termos do parâmetro espacial z :

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (3.23)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (3.24)$$

Onde γ é a constante de propagação complexa:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.25)$$

Onde α é definida como atenuação da linha e β é a constante de fase. O termo $e^{-\gamma z}$ está associado com a propagação no sentido positivo ($z+$) e $e^{\gamma z}$ está associado com a propagação na direção $z-$. Outro fator importante a destacar é que nas equações 3.23 e 3.24 a tensão $V(z)$ e a corrente $I(z)$ representam a voltagem e corrente total, respectivamente, na posição z da linha. Ao verificar que as equações 3.23 e 3.24 satisfazem a equação do Telégrafo (3.19 e 3.20) a razão de tensões e correntes complexas pode ser obtida:

$$I_0^+ = \frac{\gamma}{R + j\omega L} V_0^+ \quad (3.26)$$

$$I_0^- = \frac{-\gamma}{R + j\omega L} V_0^- \quad (3.27)$$

Como adicional, a impedância característica da linha de transmissão é definida por:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} \quad (3.28)$$

3.8.1 Caracterização do Efeito de Cargas na Rede de Transmissão

Quando conectada uma carga na linha de transmissão, que para o objetivo específico desse trabalho será considerada uma antena com impedância de entrada $Z_L = R_L + X_L$, o sistema tem condições de contorno suficientes para determinar as constantes V_0^+ e V_0^- , lembrando que as correntes podem ser expressas em termos das voltagens com o uso da lei de Ohm, uma vez conhecida a impedância característica Z_0 da linha.

A primeiro momento, uma aproximação de atenuação livre na rede ($\gamma = jw\beta$) será suficiente para determinar o comportamento do sistema e mais a frente serão avaliadas percas da guia. A Figura 23 serve como ilustração da nova configuração do sistema.

A razão entre os coeficiente V_0^+ e V_0^- pode ser determinada usando a razão entre a voltagem e a corrente ao redor a impedância da carga. Em $Z = 0$ essa relação é dada por:

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (3.29)$$

Reescrevendo a expressão:

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (3.30)$$

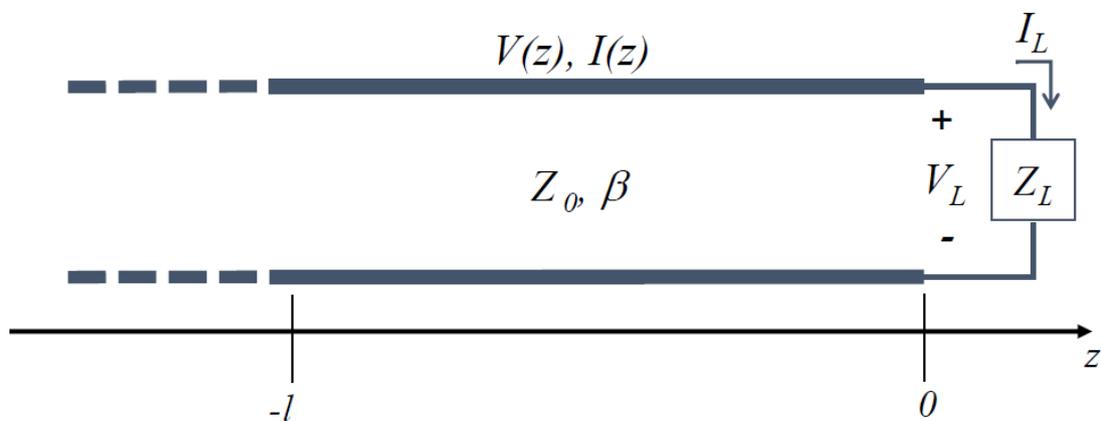


Figura 23 – Linha de transmissão para terminal com carga complexa e livre de atenuação.
Fonte: (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020)

A razão presente na equação 3.30 é então definida como coeficiente de reflexão (Γ):

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.31)$$

A condição de perda de sinal por *mismatch* de impedâncias é dada pelo coeficiente de reflexão (STUTZMAN; THIELE, 2013), e alguns casos especiais são de interesse para se entender o efeito da rede com carga no sinal:

1. $Z_L = Z_0 \rightarrow \Gamma = 0$, impedâncias casadas;
2. $Z_L = 0 \rightarrow \Gamma = -1$, curto circuito;
3. $Z_L = \infty \rightarrow \Gamma = 1$, circuito aberto.

Para o caso de impedância casada (situação 1), a voltagem ao longo da guia é constante $|V(z)| = |V_0^+|$. Para demais casos onde $\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta} \neq 0$, a voltagem na linha terá comportamento oscilatório:

$$|V(z)| = |V_0^+| |1 + \Gamma e^{2j\beta z}| = |V_0^+| |1 + |\Gamma| e^{j(\theta - 2\beta l)}|, \text{ para } z = -l \quad (3.32)$$

A flutuação de tensão ao longo da guia será dada por:

$$V_{max} = |V_0^+| |1 + |\Gamma|| \quad (3.33)$$

$$V_{min} = |V_0^+| |1 - |\Gamma|| \quad (3.34)$$

E com base nos dois parâmetros de pico, outro coeficiente da rede pode ser definido, ou seja, o *voltage standing wave ratio* (VSWR):

$$\text{VSWR} = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{|1 + |\Gamma||}{|1 - |\Gamma||} \quad (3.35)$$

O coeficiente VSWR definido na equação 3.35 é a quantidade que descreve a flutuação de voltagem ao longo da linha de transmissão (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020). É uma quantidade importante que é usualmente utilizada para especificar as condições de carga de dispositivos ativos, como amplificadores.

A fim de identificar a impedância de entrada de cargas na linha, precisamos avaliar a tensão numa distância l da linha. A impedância de entrada então seria:

$$Z_{in} = \frac{V(z = -l)}{I(z = -l)} = \frac{V_0^+ [e^{j\beta l} + \Gamma e^{-j\beta l}]}{V_0^+ [e^{j\beta l} - \Gamma e^{-j\beta l}]} Z_0 \quad (3.36)$$

Ajustando os termos da equação 3.36, obtemos:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (3.37)$$

A equação 3.37 mostra que a impedância de entrada de uma linha de transmissão com terminal pode ser “sintonizada” por um valor específico modificando-se o comprimento da linha de transmissão.

3.8.2 Efeito da perda da Linha de Transmissão

Na prática, todas as linhas de transmissão terão percas, apesar da expressão 3.37 ser uma boa aproximação de primeira ordem. Para o caso de $\gamma = \alpha + j\beta$, a impedância de entrada apresentará uma forma semelhante:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tanh \beta l}{Z_0 + jZ_L \tanh \beta l} \quad (3.38)$$

Por fim, cabe contabilizar os efeitos de percas por atenuação do sistema devido às condições não-ideais da rede e da carga. A potência entregue em $z = -l$ (veja Figura 23) será dada por:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \text{Re}(V(-l)I^*(-l)) = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} (e^{2\alpha l} - |\Gamma|^2 e^{-2\alpha l}) \quad (3.39)$$

Fazendo $e^{-2\alpha l} = L$, obteremos:

$$P_{in} = L \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} \left(1 - \frac{|\Gamma|^2}{L}\right) \quad (3.40)$$

A correspondente potência entregue à carga em $z = 0$ é dada por:

$$P_L = \frac{1}{2} \text{Re}(V(0)I^*(0)) = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.41)$$

Simplificando $\frac{|V_0^+|^2}{2Z_0}$ pela magnitude da potência de entrada P , a atenuação descrita pela equação 3.41 indica o fator de perda por *mismatch* de impedâncias:

$$L_{Imp} = \frac{P_L}{P} = (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.42)$$

Por outro lado, a contabilização da perda do sistema por atenuação da linha de transmissão será dada pela equação:

$$L_{TL} = \frac{P_{in} - P_L}{P} = \left((L - 1) + |\Gamma|^2 \left[1 - \frac{1}{L}\right] \right) \quad (3.43)$$

O primeiro termo na equação 3.43 representa a perda da onda incidente ao longo da linha de comprimento L . O segundo termo descreve o efeito da perda das ondas refletidas. Normalmente os termos dessa equação são contabilizados em conjunto com os valores de perda de espaço livre.

3.8.3 Análise de modelos de Linhas de transmissão

Linhas de transmissão reais podem adotar diversos formatos. A Figura 24 ilustra a seção transversal de vários tipos de linhas de transmissão que suportam a propagação de Ondas Eletromagnéticas Transversais (TEM) ou quasi-TEM.

Parâmetros físicos como largura de uma linha de transmissão *microstrip* e sua constante dielétrica e tangente de perda do substrato pode ser transladada nos parâmetros de transmissão Z_0, α, β e/ou em termos de L, C, R e G (veja 3.8). De qualquer forma, para a maioria dos tipos de linhas de transmissão isso não pode ser feito de uma maneira analítica, uma vez que será necessário resolver as equações de Maxwell utilizando as condições de contorno nas estruturas de metal (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020). Modelos aproximados podem ser aplicados, mas métodos numéricos necessitam ser utilizados para se obter resultados de alta precisão. Nos dias atuais, uma grande variedade de pacote de softwares comerciais e *open-source*, como QUCS e ADS estão disponíveis com

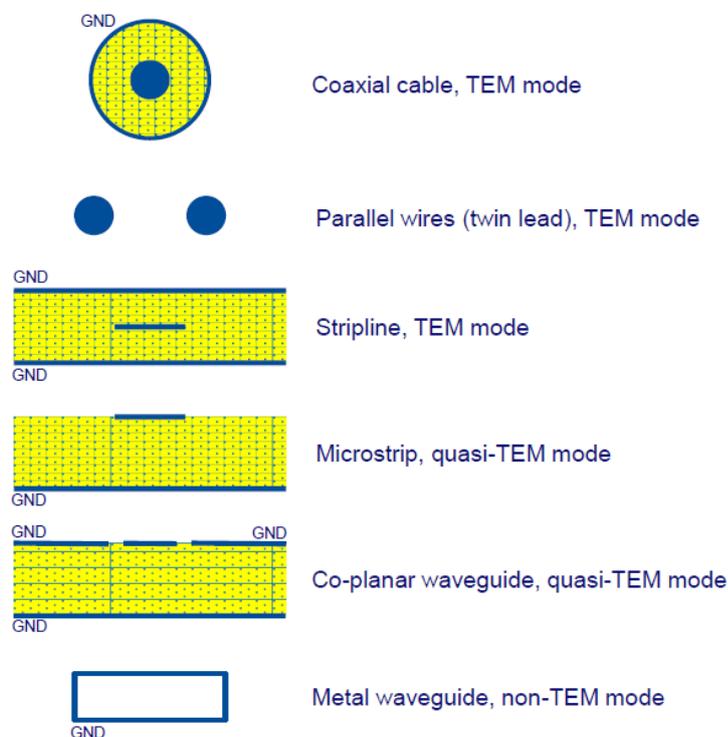


Figura 24 – Seção transversal de vários tipos de linhas de transmissão que suportam propagação TEM, quasi-TEM ou não-TEM. Fonte: (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020)

ferramentas para de terminar os parâmetros da linha de transmissão para vários tipos de linhas de transmissão.

Uma das técnicas que pode ser feito uso para resultados satisfatórios é a análise de catálogos contendo informações relacionadas à efeitos práticos de atenuação, impedância característica ou outro parâmetro desejado. Outra abordagem é a utilização do método conhecido como *Smith chart* (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020).

3.9 Efeito Atmosférico

Para caracterizar o termo atmosférico da equação 2.14, existirão diversos fenômenos que levam a degradação do sinal na transmissão pela atmosfera, sejam eles de atenuação, interferência ou depolarização e precisam ser quantificados. Esses incluem (PRATT; ALLNUTT, 2020):

- Absorção atmosférica (efeitos gasosos);
- Atenuação das nuvens (efeitos de aerossóis e de partículas de gelo);
- Cintilação troposférica (efeitos de refração);
- Rotação de Faraday (um efeito ionosférico);
- Cintilação ionosférica (um segundo efeito ionosférico);
- Atenuação por chuva; e
- Depolarização por chuva e cristais de gelo.

Para frequências acima de 10 GHz, a atenuação por chuva tem o efeito mais significativo, e pode ser um fator limitante para enlaces satelitais em frequências Ku e superiores (PRATT; ALLNUTT, 2020), uma vez que gotículas de água tem a capacidade de absorver e espalhar ondas eletromagnéticas. Para bandas Ku e Ka, a atenuação por chuva é praticamente causada por absorção.

3.9.1 Absorção

De acordo com (ZUBAIR; HAIDER; A.KHAN, 2011), atenuação pelos gases atmosféricos nas faixas das micro-ondas e frequências milimétricas é principalmente devida à absorção das moléculas de oxigênio e de vapor de água.

Nas frequências abaixo de 3 GHz, a atenuação devido à atmosfera, chuva e nuvens é pequena e pode ser desprezada. Por outro lado, existem certas frequências onde há uma região de maior atenuação. A Fig. 25 ilustra os efeitos de absorção atmosférica discutidos.

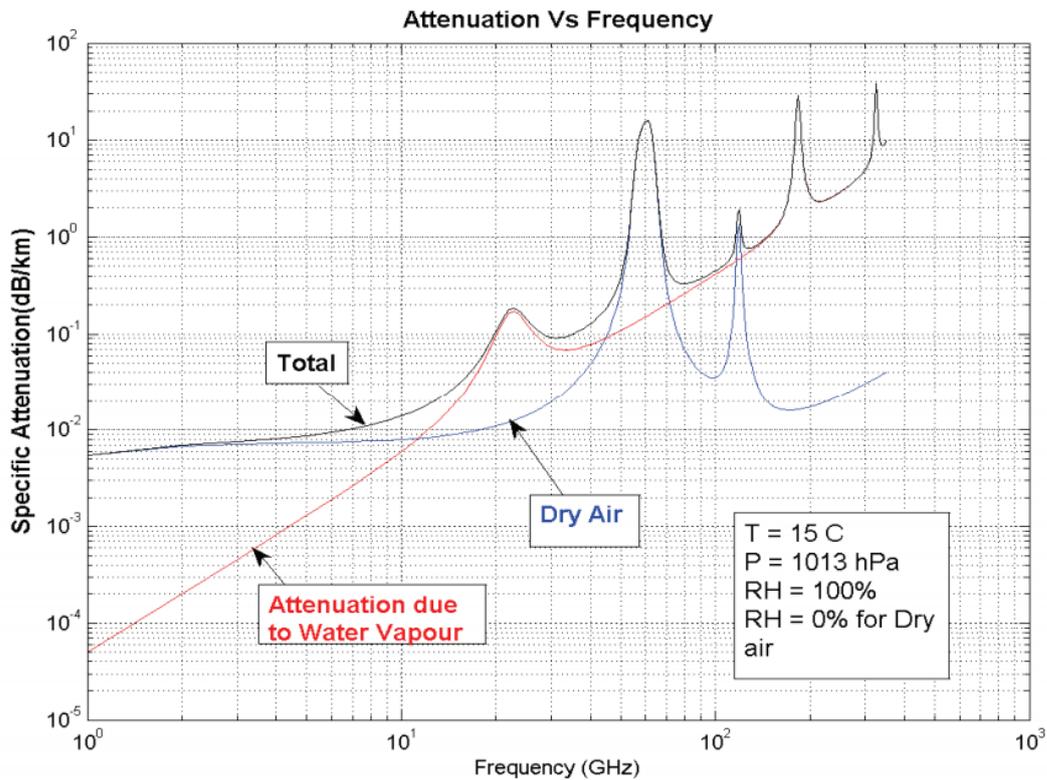


Figura 25 – Atenuação (dB/km) por frequência (GHz). Fonte: (ZUBAIR; HAIDER; A.KHAN, 2011).

As condições obtidas para a Fig. 25 representam temperatura de 15°C e 101,3 kPa, com umidade relativa de 0% para o ar seco e 100% para o vapor d'água.

Uma vez que todos os valores dependem da espessura da atmosfera, é necessário efetuar a validação pela camada mais grossa da troposfera T_{trop} , equivalente a 20 km (CAPELA, 2012). Vale destacar que as curvas obtidas na Fig. 25 valem para um ângulo de elevação de 90 graus. Para demais ângulos de elevação, a expressão 3.44 auxiliará na correção da elevação:

$$L_{AA} = AA_{90^\circ} T_{trop} \csc \theta \quad (3.44)$$

- L_{AA} representa a absorção atmosférica desejada para um ângulo de elevação qualquer (dB);
- AA_{90° representa a absorção atmosférica retirada da Fig. 25 (dB/km);
- T_{trop} representa a camada mais grossa da troposfera (km).
- θ representa o ângulo de elevação da antena na estação terrestre (graus).

3.9.2 Atenuação das nuvens

Muitas vezes considerada irrelevante para meios de comunicação de satélite, as nuvens vêm se tornando um fator importante para faixas Ka e sistemas banda V (40 a 75 GHz). A dificuldade em modelar atenuação de nuvens é dada pela diversidade de formatos e tipos de nuvens, cada uma com probabilidade diferente de ocorrência. As concentrações de gotas de água em cada nuvem também são variáveis, e nuvens formadas de cristais de gelo podem gerar também atenuação. Valores típicos de atenuação para nuvens preenchidas de água estão entre 1 a 2 dB à frequências próximas da faixa de 30 GHz em caminhos de elevação próximas a 30° em latitudes temperadas (ITU-R P.840-5, 2012).

3.9.3 Cintilação Troposférica

A atmosfera próxima ao solo, algumas vezes chamada de camada limite terrestre, é raramente estável. Energia do sol aquece a superfície terrestre e a resultante atividade convectiva agita essa camada. Essa agitação resulta em uma mistura turbulenta de diferentes partes da camada, causando variações de pequena escala no seu índice refrativo. A Fig. 26 ilustra esses efeitos.

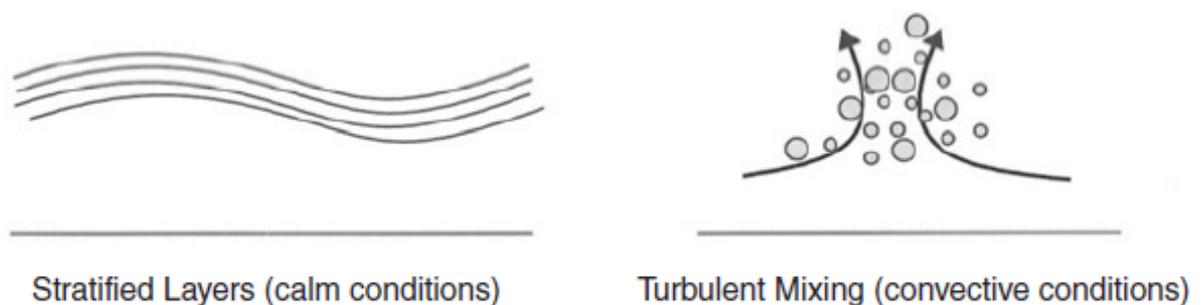


Figura 26 – Escoamento das ondas de ar da camada limite terrestre. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)

Na Fig. 26 (condição calma), o ar é calmo nas camadas mais baixas da atmosfera próximas à superfície terrestre, formando camadas estratificadas, cada caracterizada com uma mínima diferença no índice de refração, o qual diminui no geral com a altura. Em (condição convectiva), a superfície é aquecida com radiação solar e o efeito convectivo resultante mistura as camadas estratificadas em “bolhas” com diferentes índices de refração. Esse efeito gera uma rápida flutuação no sinal que passa pelo canal, e é conhecido como cintilação.

3.9.4 Cintilação Ionosférica

A energia solar causa um efeito de “expansão” na ionosfera durante o dia, aumentando o TEC (conteúdo total de elétrons) em duas ordens de magnitude, ou mais. Valores típicos do TEC variam de 10^{18} durante o dia e 10^{16} durante a noite. Essa mudança rápida no TEC do período diurno para o noturno dá origem à irregularidades na ionosfera. As irregularidades causam ao sinal uma variação rápida em amplitude e fase, que gera uma flutuação repentina a qual é chamada de cintilação ionosférica (PRATT; ALLNUTT, 2020). Da mesma forma como o efeito de cintilação na troposfera, a cintilação na ionosfera depende do horário do dia, mês do ano e do ciclos solares de 11 anos. Os efeitos também são mais catastróficos na região de $\pm 20^\circ$ do equador geomagnético e sobre os pólos.

A Tabela 5, ilustra os efeitos de cintilação para várias frequências. Se destaca o fato da cintilação ser amenizada com o aumento da frequência

3.9.5 Rotação de Faraday

Para compreender o efeito de rotação de Faraday, será necessário primeiramente entender sobre a composição da ionosfera. Como indica o nome, a ionosfera é a porção da atmosfera que contém uma alta concentração de elétrons e íons. Seu mínimo chega próximo da faixa de 40 km acima da superfície; Não existe limite superior definido, mas pode ser presenciada 600 km acima da superfície. A ionosfera completamente domina as propagações de radio abaixo de 40 MHz, mas seus efeitos em frequências utilizadas pela maioria dos satélites de comunicação são mínimos, exceto em períodos próximos aos equinócios e em períodos de alta concentração de manchas solares. Mesmo assim, os efeitos são apenas significativos em faixas próximas a 4 GHz ou inferiores (PRATT; ALLNUTT, 2020).

Eletricamente, a ionosfera é um plasma não-homogêneo e anisotrópico e uma análise exata da propagação de ondas por sua extensão é complexa. Para uma dada frequência e direção de propagação com respeito ao campo magnético terrestre, existem duas polarizações características. Ondas com essas polarizações, chamadas ‘ondas características’, propagam com a polarização inalterada. Qualquer onda entrando na ionosfera pode ser separada em dois componentes com as polarizações características.

A mudança de fase e atenuação infringida nas ondas características pode ser calculada em qualquer ponto ao longo do canal de propagação, e o campo total pode ser computado como a soma vetorial dos campos de ondas características. Esse campo total pode ser interpretado como uma versão depolarizada e atenuada da onda incidente na ionosfera. Uma forma de visualizar esse efeito é por meio da Figura 27. O filme nanogranelar no caso é utilizado somente como ilustração do efeito de transição do sinal quando ultrapassa a ionosfera.

Tabela 5 – Efeitos ionosféricos estimados para ângulos de elevação por volta de 30° para transversal uni-lateral. Fonte: (ITU-R P.531-12, 2013)

Efeito	Relação com frequência	0,1 GHz	0,25 GHz	0,5 GHz	1 GHz	3 GHz	10 GHz
Rotação de Faraday	$1/f^2$	30 rotações	4,8 rotações	1,2 rotações	108°	12°	1.1°
Atraso de propagação	$1/f^2$	25 μ s	4 μ s	1 μ s	0,25 μ s	0,028 μ s	0,0025 μ s
Refração	$1/f^2$	< 1°	< 0,16°	< 2,4'	< 0,6'	< 4,2''	< 0,12''
Varição média na direção de chegada (r.m.s)	$1/f^2$	20'	3.2'	48''	12''	1,32''	0,12''
Absorção (auroral e/ou polar)	$\approx 1/f^2$	5 dB	0,8 dB	0,2 dB	0,05 dB	6×10^{-3} dB	5×10^{-4} dB
Absorção (meia-latitude)	$1/f^2$	< 1 dB	< 0,16 dB	< 0,04 dB	< 0,01 dB	< 0,001 dB	< 10^{-4} dB
Dispersão	$1/f^2$	0,4 ps/Hz	0,026 ps/Hz	0,00032 ps/Hz	0,0004 ps/Hz	$1,5 \times 10^{-5}$	4×10^{-7} ps/Hz
Cintilação	Veja Rec. ITU-R P.531	Veja Rec. ITU-R P.531	Veja Rec. ITU-R P.531	Veja Rec. ITU-R P.531	> 20 dB pico-a-pico	≈ 10 dB pico-a-pico	≈ 4 dB pico-a-pico

Quando a onda polarizada à esquerda atravessa a ionosfera, uma versão rotacionada é gerada como resultado da cintilação, e o respectivo ângulo de rotação Φ é estimado pela expressão:

$$\Phi = \int \left(\frac{2.36 \times 10^4}{f^2} \right) Z d_e B_0 \cos \theta_g dz \text{ [rad]} \quad (3.45)$$

Aqui, θ_g é o ângulo entre o campo geomagnético e a direção de propagação, d_e é a densidade de elétrons em elétrons/ m^3 , B_0 é a densidade de fluxo geomagnético em Teslas, e f é a frequência de operação em Hz. A Tabela 5 oferece valores de θ_g e outros parâmetros pela frequência:

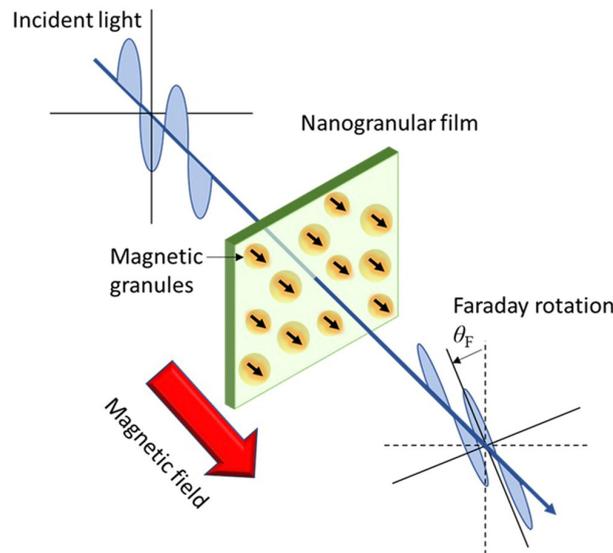


Figura 27 – Fenômeno de rotação de Faraday. Imagem meramente ilustrativa. Fonte: (KOBAYASHI K. IKEDA, 2018)

Algumas observações precisam ser ressaltadas sobre os dados da Tabela 5: Os valores são baseados em uma TEC (contagem total de elétrons) da ordem de 10^{18} elétrons/ m^2 , que é um valor alto encontrado em baixas altitudes em horário diurno com alta atividade solar. Os valores de cintilação são para proximidades do equador durante horário noturno no equinócio em condições de alto número de manchas solares.

As polarizações de uma antena da estação terrestre pode ser ajustada para compensar a rotação de Faraday observada sobre condições médias. De todo modo, a rotação do *uplink* será de sentido oposto ao do *downlink* e então, para compensar em ambas as direções ao mesmo tempo, uma alimentação será necessária de tal forma que é hábil a rotacionar nas seções relevantes em direções opostas.

O termo de cross-polarização resultante de um angulo de polarização para uma onda polarizada à esquerda é dada pela expressão:

$$\text{XPD} = 20 \log_{10}(\cot \Delta\Phi) \text{ [dB]} \quad (3.46)$$

3.9.6 Atenuação por Chuva

A análise dos efeitos de atenuação por chuva seguem dois caminhos distintos: um que faz uso de dados medidos e desenvolve um modelo empírico para prever o fenômeno em base global; enquanto o outro almeja modelar a física do processo.

No caso específico da análise de enlace, as informações são resgatadas em termos da taxa pluviométrica de um determinado local, o qual para valores na faixa de 10-100 mm/h representam dados de precisão satisfatória, enquanto picos entre 100-150 mm/h são esperadas para tempestades de períodos do verão na parte atlântica central dos EUA (PRATT; ALLNUTT, 2020). Regiões tropicais observam valores mais acentuados.

O comportamento a longo prazo da taxa pluviométrica é descrita por uma distribuição de probabilidade cumulativa ou função de distribuição cumulativa (fdc). A fdc para a taxa pluviométrica é comumente referida como curva de excedência. Em geral, parâmetros de dependência climática tendem a ser muito variáveis, particularmente pelo fato de que a Terra aparenta estar entrando em um período de padrões climáticos cada vez menos previsíveis.

Por esta razão, uma estratégia é utilizar valores médios sobre históricos anuais em modelos de propagação. As metodologias já apresentadas para modelagem incluem mapas climáticos de chuva, mapas de curvas de excedência e mais recentemente, tentativas de cálculo da taxa de pluviosidade excedente usando pluviosidade cumulativa e a temperatura de superfície terrestre média como parâmetros de entrada para um mapa de taxa de precipitação digital (ITU-R P.837-7, 2017).

Predição da Atenuação da Chuva

Atenuação pela chuva é descrita por modelos de predição de atenuação fazem uso de técnicas semi-empíricas, as quais calculam um ‘comprimento efetivo’ percorrido sobre chuva, L_{eff} , no qual a taxa de precipitação é assumida constante. Essa taxa de pluviosidade constante induz uma atenuação específica constante, γ_R , e a atenuação de caminho é dada por:

$$A = \text{atenuação específica} \times \text{comprimento efetivo percorrido} = \gamma_R L_{\text{eff}} \text{ [dB]} \quad (3.47)$$

A atenuação específica presente na equação 3.47 tem uma relação com a taxa de pluviosidade R dada pela expressão:

$$\gamma_R = k (R_{0.01})^\alpha \text{ [dB/km]} \quad (3.48)$$

Na equação 3.48 o sufixo 0.01 de R denota a taxa de pluviosidade medida para 0.01% do ano médio, uma entrada típica para modelos. A equação 3.48 se mantém válida para qualquer valor de R . Os valores k e α são dependentes em frequência, e os valores são sugeridos pela Tabela 6 para faixas de frequência de 4 a 50 GHz (ITU-R P.838-3, 2005). Algumas observações da tabela são:

1. Os sufixos k e v representam polarização vertical e horizontal, respectivamente.
2. Valores de k e α fora da tabela podem ser obtidos por interpolação com escala logarítmica para k e linear para α .
3. Para polarizações circular e linear, para todas as geometrias, os coeficientes da equação 3.47 podem ser calculados usando os valores na Tabela 6 e as seguintes equações:

$$k = [k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2 \theta \cos 2\tau]/2$$

$$\alpha = [k_H \alpha_H + k_V \alpha_V + (k_H \alpha_H - k_V \alpha_V) \cos^2 \theta \cos 2\tau]/2k$$

onde θ é o ângulo de elevação e τ o ângulo de polarização relativo à horizontal ($\tau = 45^\circ$ para polarização circular).

Além do termo para a atenuação específica, a equação 3.47 faz uso de um comprimento efetivo, L_{eff} que é ilustrado na Figura 28 em termos de duas situações de precipitação: estratiforme (a) e convectiva (b).

Para o caso de precipitação estratiforme (a), no qual a chuva parece estar estratificada horizontalmente, sua extensão cobre completamente a trajetória do satélite à estação terrestre até o ponto onde a temperatura da chuva é 0° . Essa região é chamada de camada de derretimento, por conta de que, acima dela, a precipitação congela e consiste de neve e partículas cristais de gelo, responsáveis por atenuações desprezíveis (PRATT; ALLNUTT,

Tabela 6 – Coeficientes de Regressão para estimação de atenuação específica. Fonte: (ITU-R P.838-3, 2005)

Frequência (GHz)	k_H	α_H	k_V	α_V
4	0,000 107 1	1,600 9	0,000 246 1	1,247 6
6	0,000 705 6	1,590 0	0,000 487 8	1,572 8
8	0,004 115	1,390 5	0,003 450	1,379 7
10	0,001 17	1,257 1	0,011 29	1,215 6
12	0,023 86	1,182 5	0,024 55	1,121 6
20	0,091 64	1,056 8	0,096 11	0,984 5
30	0,240 3	0,948 5	0,229 1	0,912 9
40	0,443 1	0,867 3	0,427 4	0,842 1
50	0,660	0,808 4	0,647 2	0,787 1

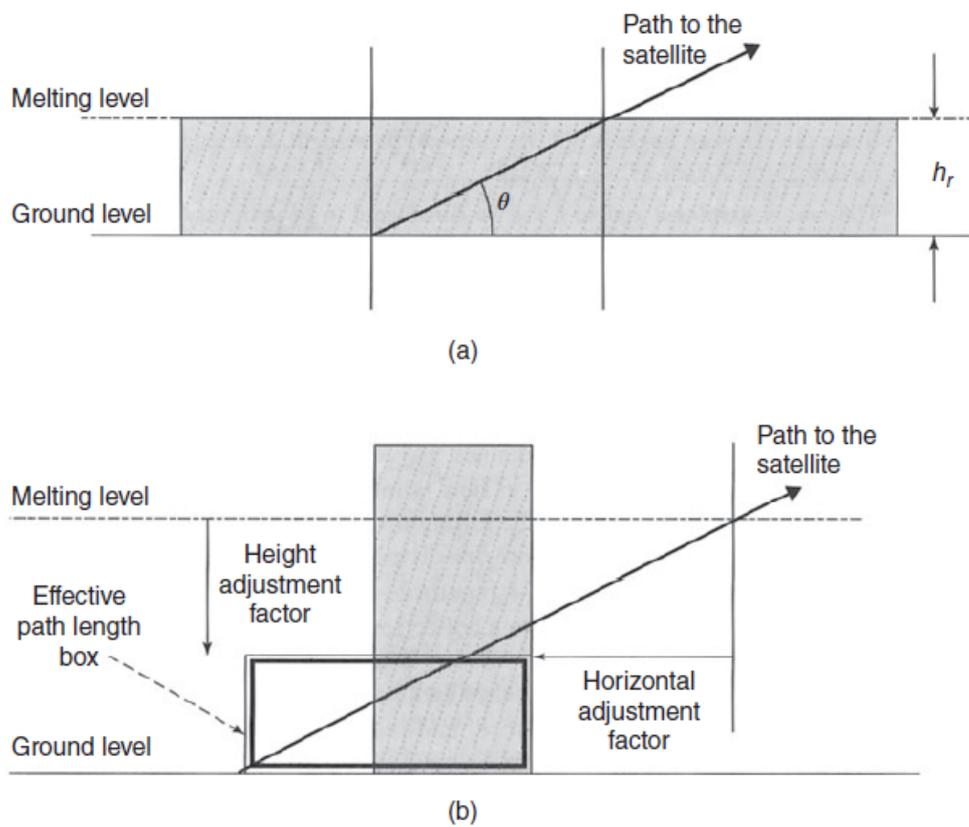


Figura 28 – Comprimento efetivo percorrido sobre chuva. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020)

2020). Logo, a avaliação do comprimento efetivo é simplificado e resume-se basicamente na avaliação do ângulo de elevação e do nível de derretimento, representada por:

$$L_{\text{eff}} = \frac{h_r}{\sin \theta} \quad (3.49)$$

Para ângulos de elevação inferiores a 10° , o comprimento efetivo é dado por (PRATT; ALLNUTT, 2020):

$$L_{\text{eff}} = \frac{2h_r}{\sqrt{\sin^2 \theta + (2h_r/R) + \sin \theta}} \quad (3.50)$$

Com a constante R sendo adotada usualmente como 8500 km e sendo definida como o raio efetivo da Terra esférica (incluindo refração) (LOUIS; IPPOLITO, 1986). Para o caso de precipitação convectiva (Figura 28 (b)), o nível de derretimento e o ângulo de elevação são necessários para se desenvolver dois fatores de ajuste: vertical (ou de altura) e horizontal. A técnica descritiva adotada para o ajuste do comprimento efetivo e atenuação pela chuva no momento é dada pela recomendação (ITU-R P.618-13, 2017) e tem validade para frequências de até 55 GHz.

3.9.7 Depolarização por chuva e cristais de gelo

Depolarização, apesar de ser em grande porção o volume de chuva que está presente no caminho, também tem parcela no formato das gotas na trajetória e a orientação de seus eixos maior e menor. A orientação tem dois aspectos distintos: uma que é devido ao meio chuva, e é referido como *canting angle*; e outro que é devido à geometria espacial do caminho referido como *tilt angle*.

Efeito das gotas

No processo de formação da chuva, gotículas vão de um estado de simetria esférica devido à forças do vento a um formato oscilante, que é distorcido e desfigurado, na qual cavidades serão formadas pela que gradual e uma vez que sua formação é associada com uma atividade convectiva severa, o movimento turbulento do ar pode fazer com que essas gotas se quebrem (PRATT; ALLNUTT, 2020).

O efeito no sinal passante de polarização vertical ou horizontal é uma atenuação conhecida como diferencial, raramente superior a um decibel. Para o caso de ondas com ambas polarizações, experiências de mudança de fase diferencial serão observados ao longo da passagem pelo meio anisotrópico. Portanto, partículas em formato esférico não irão causar efeitos de depolarização de sinal. Em frequências abaixo de 10 GHz, o efeito de mudança de fase diferencial é o mais impactante. Entre 10 e 30 GHz, tanto mudança de

fase diferencial quanto atenuação diferencial serão efeitos significantes, dependendo do ângulo de elevação do enlace e o clima (PRATT; ALLNUTT, 2020).

Canting Angle

Para o caso do *canting angle*, a condição a qual a gota experimenta durante a queda se resume em duas forças aerodinâmicas: a do vento (componente horizontal) e a da gravidade (componente vertical). Sua orientação será rotacionada para efeito da diminuição da força de arrasto sofrida pela gota. Isso significa que a gota irá inclinar-se fora do eixo horizontal e assumir a orientação paralela do eixo inferior do vento. A Figura 29 ilustra o processo esquematicamente.

Tilt Angle

Com relação ao *tilt angle*, a Figura 30 auxilia na visualização. O *tilt angle* se trata do ângulo entre a horizontal local (ou vertical) e a orientação real do campo elétrico do sinal transmitido. A orientação do campo elétrico transmitido por um satélite geoestacionário tem como referência o equador no ponto subsatélite (S). A polarização horizontal é paralela ao equador e polarização vertical é perpendicular ao equador. Para uma estação terrestre localizada a oeste ou leste da longitude do satélite, sinais de polarização vertical

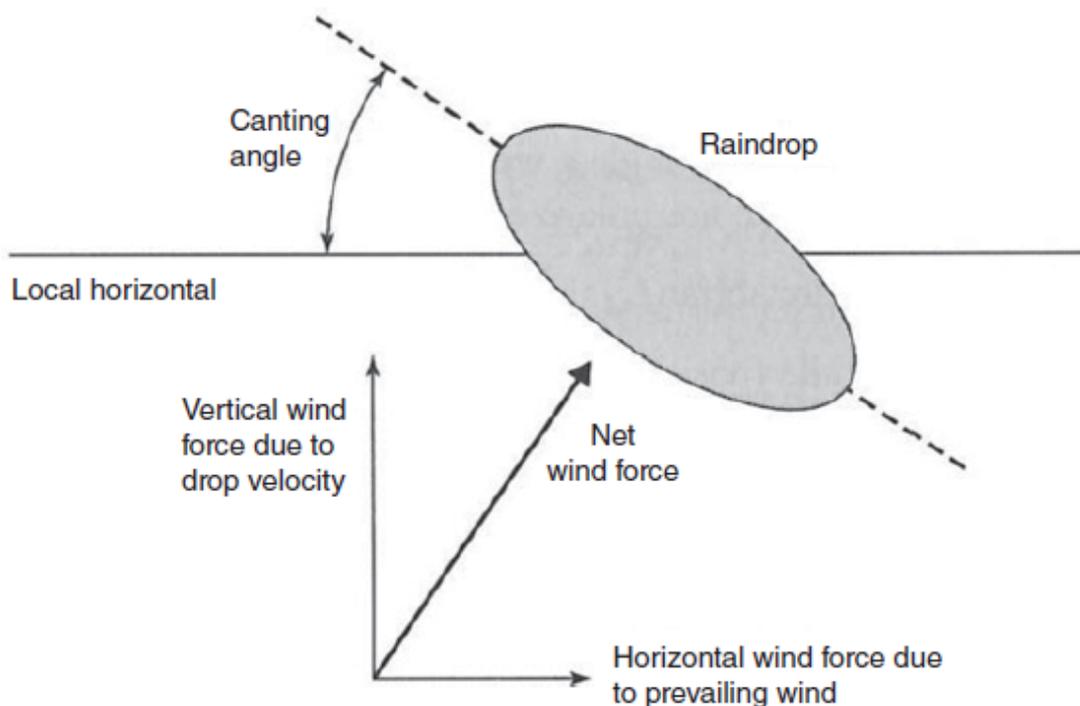


Figura 29 – Efeito *Canting Angle*. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).

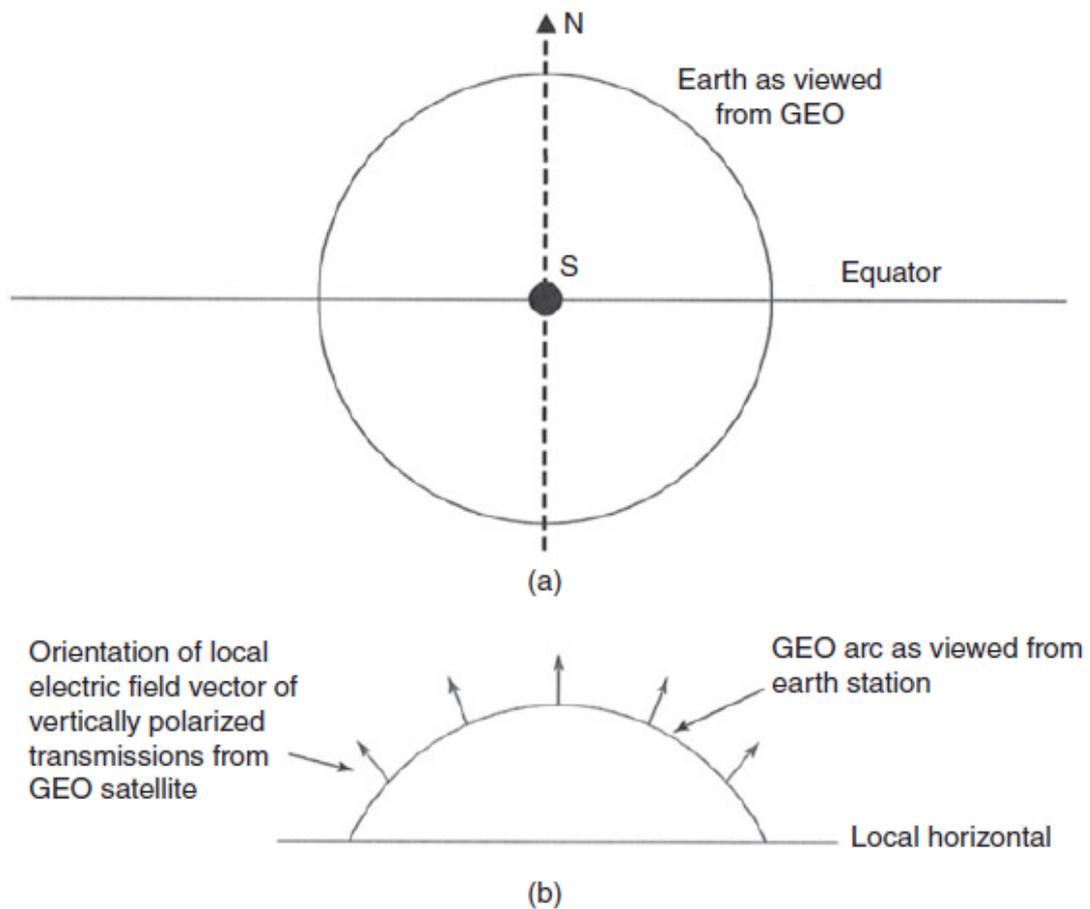


Figura 30 – Efeito *Tilt Angle*. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).

transmitidos pelo satélite seriam recebidos fora do local vertical da estação terrestre. Isto é, o vetor de polarização irá aparentar estar inclinado fora da orientação original.

Cristais de Gelo

Para o caso de depolarização associada com gelo, existem evidências estatísticas que o efeito não tenha contribuições significativas para ser considerado (LOUIS; IPPOLITO, 1986), exceto em condições de tempestades severas, frequências abaixo de 30 GHz e ângulos de elevação inferiores a 30° (PRATT; ALLNUTT, 2020).

Para efeitos de cálculo de depolarização associada com os efeitos do *canting angle*, *tilt angle* e cristais de gelo, o modelo de predição (ITU-R P.618-13, 2017) fornece a metodologia para avaliação tanto da atenuação quanto da depolarização resultante dos fenômenos.

3.10 Efeito do Ruído

Ruído é um parâmetro fundamental a ser considerado em um projeto eletrônico e serve como critério limitante para o desempenho geral de um sistema. Para o caso específico de um enlace satelital, o ruído tem função de caracterizar a margem de operação sem interrupções do sistema, seja diretamente pela relação sinal ruído ou em termos da taxa de erro por bit, indiretamente (PRATT; ALLNUTT, 2020).

3.10.1 Classificação do ruído

Levando em consideração a natureza do ruído em cada elemento do sistema de comunicação, é possível agrupar os efeitos do ruído em basicamente quatro categorias distintas: Johnson *noise*, Shot *noise*, flicker *noise* e, Random Telegram *noise* (VASILESCU, 2005). A Fig. 31 ilustra a participação espectral de cada componente do ruído em valor médio pela frequência.

Johnson *noise*

Johnson *noise* ou ruído térmico é resultante do movimento de partículas em um elemento resistivo. É a manifestação mais comum das fontes de ruído em sistemas eletrônicos e está associada com condutores. Tem comportamento idêntico mesmo para condutores de materiais distintos. Por sua característica uniforme ou ‘plana’, o ruído de Johnson também é caracterizado como ruído branco (SOBERING, 1999).

Flicker *noise*

O ruído de Flicker ou $1/f$ *noise* é oriundo das oscilações na resistência do sistema. Também conhecido como ruído de contato (para detectores) ou ruído excessivo (para resistores) é um ruído de natureza não bem entendida. Aumenta indefinidamente ao longo da redução da frequência. Enquanto a densidade do ruído aproxima-se de infinito, o ruído total não apresenta o mesmo comportamento, por conta das décadas ficarem mais próximas.

Em detectores, está relacionado com a qualidade dos contatos ôhmicos e superfícies de estado. É presente em diodos, transistores, microfones de carbono, resistores tipo-compósitos, contatos *switch* e *relay*. e em todos os amplificadores. Pode ser ignorado para sistemas de largura de banda extensa, mas é fonte dominante em sistemas de baixa frequência (SOBERING, 1999).

Shot *noise*

Shot noise está associado com um fluxo de corrente através uma barreira de potencial. É um efeito estatístico aleatório no qual há emissão de elétrons (e poços de potencial) ou produção de fótons. É encontrado em tubos de vácuo, transistores e diodos (SOBERING, 1999).

Random Telegraph noise

Random Telegraph noise está associado a corrente de drenagem do sistema, e tem efeito significativo em baixas frequências, assim como o ruído de *Flicker*. Sua origem é apontada como efeito de impurezas ou defeitos metálicos em uma junção resultando em acúmulo de cargas e descargas presas na superfície de um semicondutor.

Estima-se um comportamento com frequência equivalente a $1/f^\alpha$ com coeficiente $1 \leq \alpha \leq 2$. É encontrado em diodos túnel, diodos de junção, transistores de junção, circuitos integrados e certos tipos de resistores. Só pode ser melhorado por técnicas de fabricação mais eficientes (SOBERING, 1999).

3.10.2 Análise do ruído no enlace

A fim de quantificar o impacto do ruído no sistema de comunicação, um conceito fundamental é a relação sinal-ruído (SNR) (VASILESCU, 2005), definida como a razão entre a potência disponível de sinal dividido pela potência disponível de ruído.

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{P_n} \quad (3.51)$$

Conforme ilustrado e discutido na Figura 31, há uma tendência de que efeitos do *Random Telegraph noise* e do *Flicker noise* não tenham escala significativa em altas

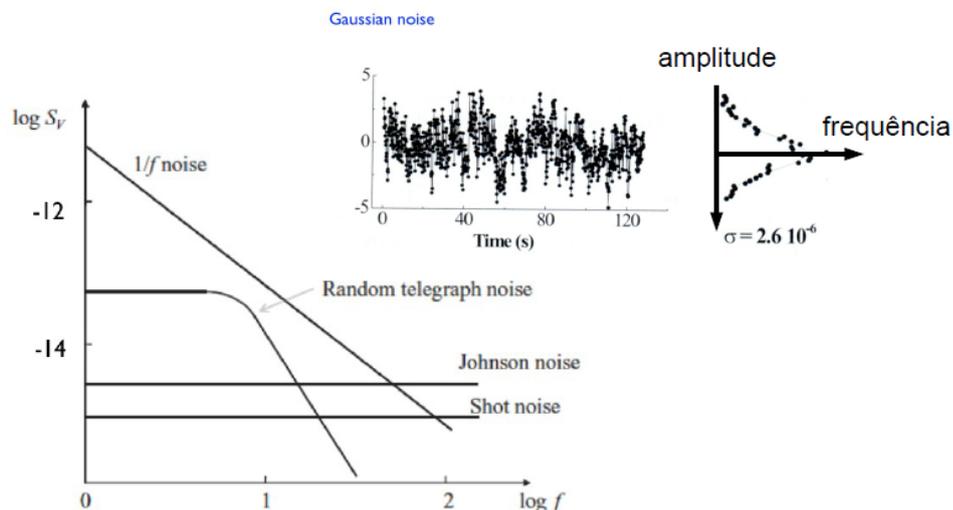


Figura 31 – Efeitos separados dos ruídos em um sistema de comunicação.

frequências ou em larguras de banda extensas (VASILESCU, 2005), a abordagem escolhida pela literatura para sistemas de comunicação espacial é da análise exclusiva dos fenômenos de características de ruído gaussiano aditivo branco, com respectiva potência espectral expressa na equação 3.52:

$$P_n = N = k T_e BW \quad (3.52)$$

Onde

- k representa a constante de Boltzmann, com valor igual a $1,379 \times 10^{-23}$ W Hz⁻¹ K⁻¹.
- T_e representa a temperatura de entrada do sistema (K).
- BW representa a largura de banda do sinal a ser transmitido (Hz).

Outra relação importante envolvendo o ruído é a expressão:

$$N_0 = k T_0 \quad (3.53)$$

Na equação 3.52, considera-se que a densidade espectral do ruído é constante (ruído branco), já na equação 3.53 temos a definição da densidade de ruído por unidade de largura de banda N_0 .

A temperatura T_e citada na expressão 3.52 é definida por (VASILESCU, 2005) como a temperatura da fonte de sinal de entrada na qual, quando conectada num circuito ideal livre de ruído resulta em uma potência de ruído disponível N_0 por largura de banda equivalente a um circuito real excitado por uma fonte ideal livre de ruído.

Nosso objetivo é calcular o ruído na saída do sistema de comunicação, após ultrapassar todas etapas do sistema de transmissão, e para isso, será necessário fazer a análise dos equipamentos do sistema na abordagem descrita por (PRATT; ALLNUTT, 2020), onde cada elemento do sistema de comunicação é substituído por um elemento ideal livre de ruído e uma entrada de ruído aditivo no sinal compensante, conforme mostrado na Figura 32.

As temperaturas T_{RF} , T_m e T_{IF} são obtidas a partir do elemento conhecido como *Figura de Ruído*, que é descrito pela equação:

$$F = (\text{SNR})_{in}/(\text{SNR})_{out} \quad (3.54)$$

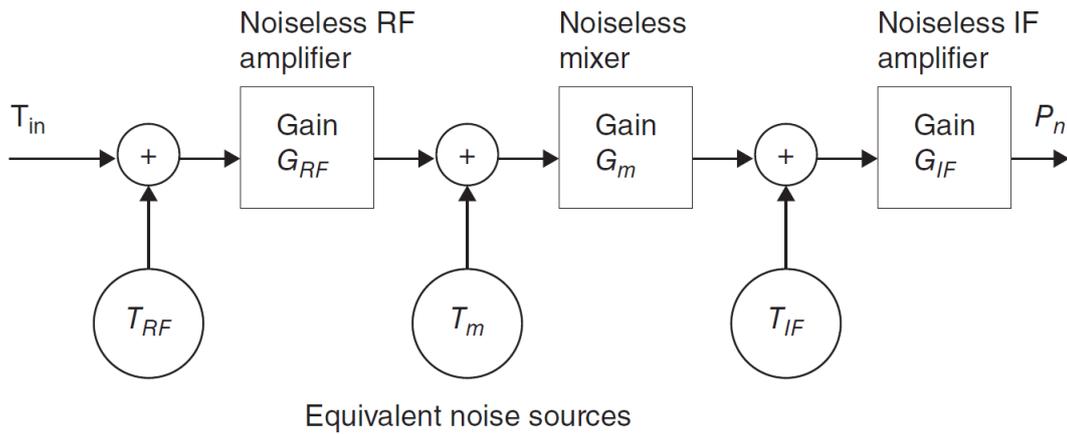


Figura 32 – Modelo de Ruído do receptor. Fonte: (PRATT; ALLNUTT, 2020).

Onde $(\text{SNR})_{in}$ representa a relação sinal-ruído na entrada do componente e $(\text{SNR})_{out}$ representa a relação sinal ruído na saída. A relação entre as temperaturas de entrada e a figura de ruído de cada elemento são dadas pela expressão:

$$T_e = T_0(F - 1) [K] \quad (3.55)$$

Onde a temperatura T_0 representa a temperatura de referência para cálculo da figura de ruído padrão, definida como 290 K. Vale ressaltar que a figura de ruído normalmente é expressa em dB, e se faz necessário a conversão para escala linear antes de se fazer o uso na equação 3.55. Um resumo do procedimento é encontrado na Figura 33.

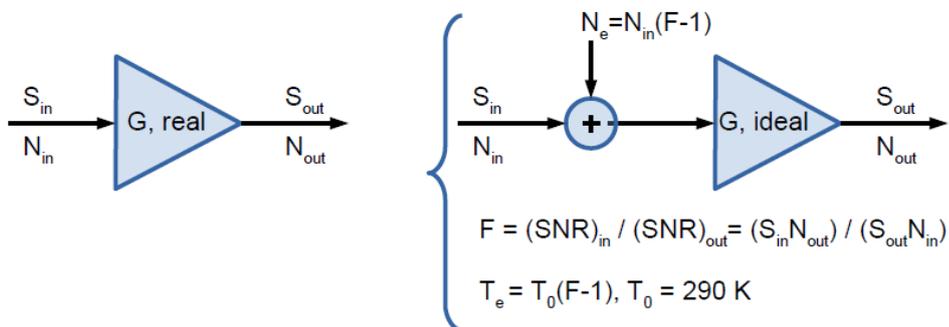


Figura 33 – Aproximação adotada para os componentes da linha de transmissão.

Para considerar todos os efeitos da cadeia de transmissão, o bloco genérico da Figura 34 será de auxílio para determinar a temperatura do sistema T_{sys} após a antena (VASILESCU, 2005).

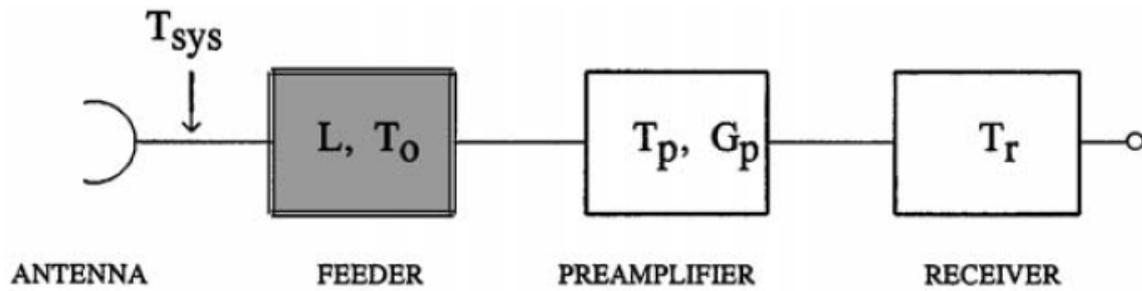


Figura 34 – Diagrama de blocos genérico de um receptor. Fonte: (VASILESCU, 2005)

Após aplicar as simplificações da equação 3.55, obtemos:

$$T_{sys} = T_a + (L - 1)T_0 + LT_{LNA} + \frac{LT_r}{G_{LNA}} \quad (3.56)$$

Onde

- T_a representa a temperatura de ruído da antena [K].
- L representa a perda da linha de transmissão [escala linear].
- T_0 representa a temperatura de referência (assumida igual a 290 [K] na maioria dos casos).
- T_{LNA} representa a temperatura de entrada do LNA (*Low Noise Amplifier*) ou pré-amplificador [K].
- G_{LNA} representa o ganho do LNA [escala linear].
- T_r representa a temperatura de ruído do receptor [K].

3.10.3 Efeito do ruído na Antena

Existem diversas fontes de ruídos naturais e humanas que podem ser introduzidas na transmissão de um enlace de comunicação espacial. Qualquer meio natural de absorção na atmosfera o qual interage com ondas eletromagnéticas não irá apenas produzir um sinal com redução em amplitude (atenuação), mas também será fonte de radiação térmica em formato de ruído. O ruído associado à essas fontes, referido como *radio noise*, ou *sky noise* irá incrementar magnitude na temperatura da antena do receptor (LOUIS; IPPOLITO, 1986).

A Figura 35 sumariza o ruído mínimo esperado de origem externa nas faixas de frequências aplicáveis a sistemas de comunicação práticos. O ruído é expresso em termos

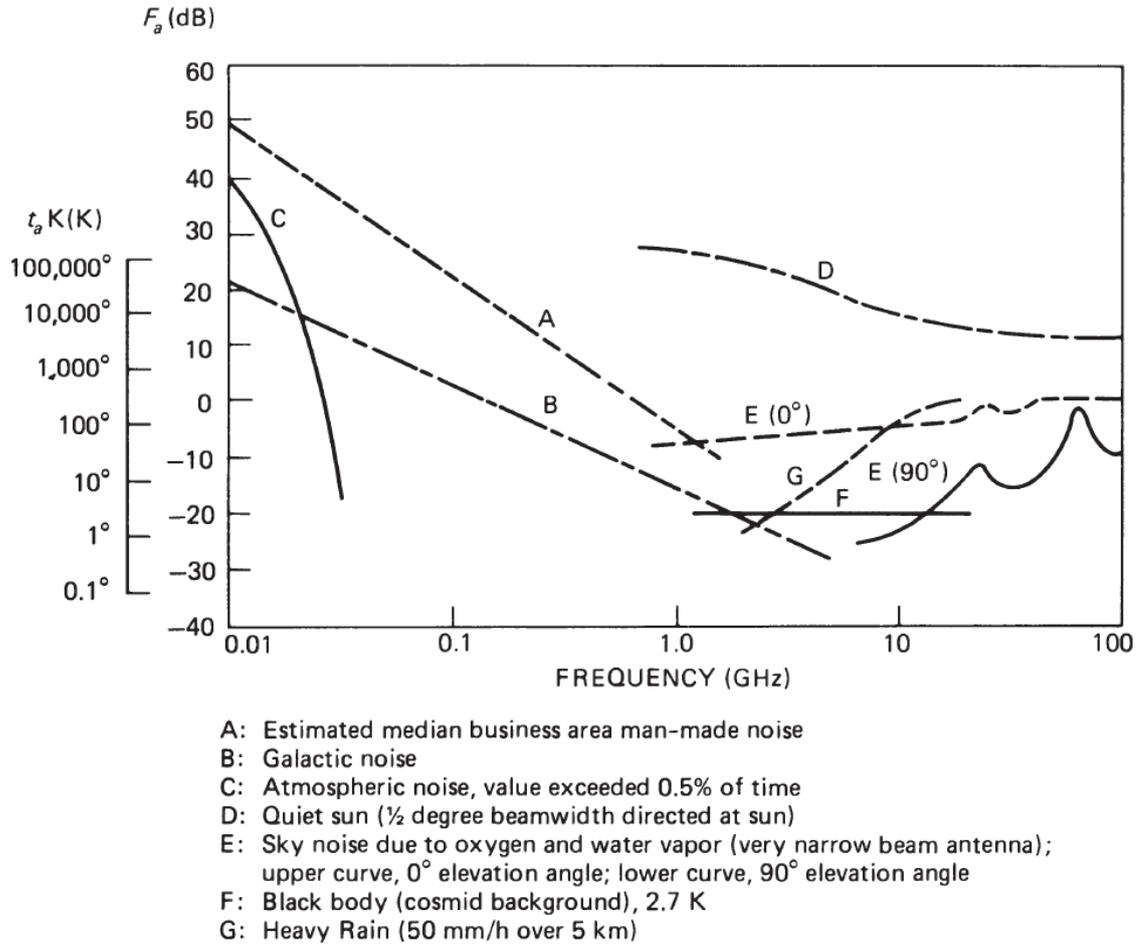


Figura 35 – Ruído externo mínimo esperado de fontes naturais e humanas. Fonte: (LOUIS; IPPOLITO, 1986).

da temperatura de ruído equivalente t_a em Kelvins, a temperatura de referência $t_0 = 290K$ e o fator de ruído para a antena F_a , expresso como:

$$F_a = 10 \log_{10} \left(\frac{t_a}{t_0} \right) \text{ [dB]} \quad (3.57)$$

Um modelo físico da temperatura da antena deve levar em consideração a presença de todas as emissões de ondas eletromagnéticas captadas dentro padrão de radiação da antena, sejam por lóbulos primários ou secundários, contabilizados pela expressão:

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \int_{4\pi} G(\theta, \phi) T_s(\theta, \phi) d\theta d\phi \quad (3.58)$$

Onde

- T_a representa a temperatura da antena;
- $G(\theta, \psi)$ representa o ganho da antena;

- $T_s(\theta, \psi)$ representa a temperatura do sistema;
- θ representa o ângulo de *azimuth* e
- ϕ representa o ângulo de elevação do diagrama de radiação da antena.

Devido à variabilidade das condições de contorno da solução da expressão 3.58, modelos experimentais sugerem formas simplificadas da equação da temperatura da antena. Será considerado então duas frentes para o modelo de temperatura de ruído da antena: de ruído cósmico e de ruído terrestre.

Origem Cósmica

Uma forma apontada por (LOUIS; IPPOLITO, 1986) para a parcela do ruído cósmico é dada com auxílio da expressão:

$$T_b(f_i) = T_b(f_0) \left(\frac{f_i}{f_0} \right)^{-2,75} + 2,7 \quad (3.59)$$

Onde os termos $T_b(f_i)$ e $T_b(f_0)$ são a temperatura de brilho para as frequências f_i e f_0 , respectivamente. Detalhes sobre a equação 3.59 são discutidos na recomendação (ITU-R P.372-8, 2003), mas em termos práticos, para os casos de $T_b(f_0) = 200\text{K}$, $f_0 = 408\text{ MHz}$ e $f_i = 1\text{ GHz}$, a expressão produzirá

$$T_b(f_i) = 19,7 \text{ [K]}$$

Extrapolações mais precisas desse modelo necessitam levar em consideração variações do expoente sobre a faixa de frequência e sobre o céu no campo de visão da antena. Para fontes pontuais, a variação da intensidade com a frequência depende das diferentes condições físicas (ITU-R P.372-8, 2003).

Origem Terrestre

Em termos de fatores terrestres, podemos levar em consideração basicamente fontes humanas, dos gases atmosféricos e oriundos da chuva.

Os gases constituintes da atmosfera terrestre interagem com as ondas de rádio através da absorção molecular que resulta na atenuação das onda. Esse mesmo processo de absorção irá produzir potência de ruído térmica que está diretamente relacionada com a intensidade da absorção (LOUIS; IPPOLITO, 1986).

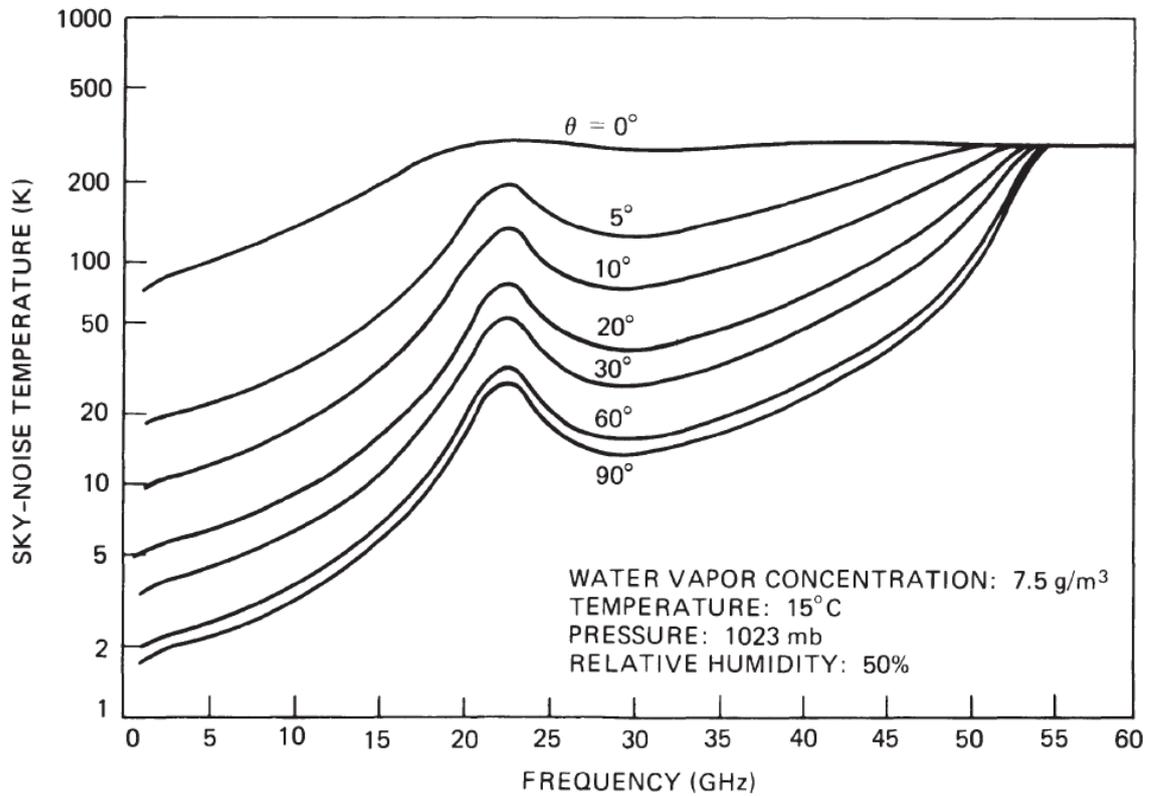


Figura 36 – Gráfico em escala da frequência para temperatura de ruído do céu no caso atmosfera moderada. Fonte: (LOUIS; IPPOLITO, 1986)

Para condições de atmosfera estratificada, a temperatura de ruído resultante é equivalente a:

$$T_g = T_m(1 - 10^{-A_z/10 \sin \theta}) \quad (3.60)$$

Onde A_z [dB] é a atenuação na direção do *zenith* ($\theta = 90^\circ$). Como já descrito na Seção 3.9.1 os gases atmosféricos de maior impacto para comunicação espacial se encontram no formato de vapor d'água e oxigênio e seu efeito na temperatura do céu foi contabilizado de frequências da faixa de 1 a 340 GHz utilizando um feixe de largura infinitesimal (LOUIS; IPPOLITO, 1986). Para efeitos de operação no ambiente tropical com estação seca como é descrito por (Instituto Nacional de Meteorologia (INMET), 2010) para Brasília com umidade relativa média de 65,8%, cabe apenas a ilustração do resultado da condição atmosférica mais próxima, sendo equivalente a uma atmosfera moderada (7.5 g/m³, umidade relativa 50%).

Para o caso da chuva, Um modelo para incremento baseado também na atenuação é dado por (PRATT; ALLNUTT, 2020):

$$T_c = 280(1 - e^{-A/4,34}) [K] \quad (3.61)$$

Onde T_c representa o aumento de ruído devido à chuva e A representa a atenuação da chuva. Sobre o valor 280 na expressão 3.61, este é considerado um valor efetivo da temperatura da chuva e pode oscilar entre 273 e 290 K, dependendo do clima local.

Após a obtenção de todos os valores de temperaturas para as diferentes fontes, a avaliação da temperatura da antena final é dada por:

$$T_a = T_b + T_c + T_g \quad (3.62)$$

3.11 Efeitos de intermodulação

Os efeitos de intermodulação estão presentes em todos os elementos eletrônicos, mas com pouco efeito em escalas pequenas. A razão disso é dada pelo fato de que toda operação com o sinal, seja de uma simples transformação linear, é capaz de introduzir harmônicas, interferências e saturação em múltiplos da frequência de operação do sinal. Os componentes harmônicos atuam no sistema como efeitos parasitas de potência e causam distorções no sinal se não controladas.

Sistemas como Filtros, Mixers, VCO (*Voltage-Controlled Oscillator* ou Oscilador Local), LNAs (*Low Noise Amplifiers*) e HPA (*High Power Amplifiers*) são alguns exemplos de dispositivos que apresentam não-linearidade como princípio de operação (CHAN, 2013).

Diversos parâmetros foram definidos para caracterizar o relacionamento não-ideal entre a saída e entrada desses dispositivos:

- Ponto de compressão 1dB (CP_{-1dB})
- Região dinâmica de compressão (CDR)
- *Spurious-free dynamic range* (SFDR)
- *Desensitization dynamic range* (DDR)
- Intercept points (IPn)

Uma vez que todos os termos anteriores indicam quão boa (ou ruim) a linearidade de um dispositivo é, existirão similaridades entre os mesmos. A efeito de comparação de eficiência do sistema, apenas o parâmetro IPn será considerado.

3.11.1 Pontos de Intercepção (IPn)

Na sigla IPn, a letra “n” representa os pontos de intercepção 2,3,4, etc. IPn (especialmente IP3) é um indicativo forte de como a não linearidade pode afetar negativamente o sinal (CHAN, 2013). No caso do IP3, seus efeitos são inseridos diretamente na largura

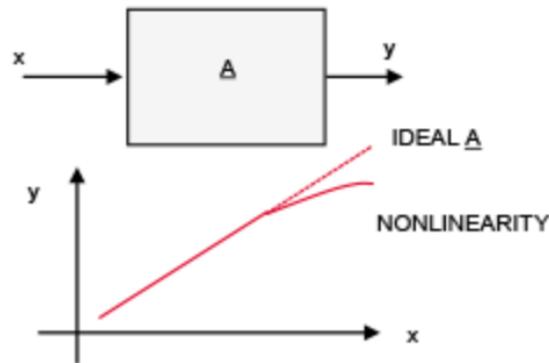


Figura 37 – Não linearidade vs linearidade ideal de um dispositivo genérico. Fonte: (CHAN, 2013).

de banda desejada do sinal. Por essa razão, análises exclusivas do desempenho do IP3 são a seguir feitas, independente de outros parâmetros. Um ponto importante a se ressaltar é que quanto maior o valor de IPn, mais linear será o dispositivo.

Não-Linearidades Causam Harmônicos e Intermodulações

Seja uma função eletrônica geral, a qual para uma entrada x uma saída y é esperada, com $y = A(x)$. Em comportamentos ideais, poderia-se considerar a situação de que “ y é proporcional a x ”. Ao invés disso, a curva não é perfeita e se distorce quando sinais são altos:

Na Figura 37, o comportamento é comparado do dispositivo real e o ideal. Como consequência da não-linearidade do dispositivo, pode-se assumir:

$$y = A_0 + A_1x^1 + A_2x^2 + A_3x^3 + \dots + A_ix^i + \dots + A_nX^n \quad (3.63)$$

Onde a expressão 3.63 representa a expansão em série de Taylor da função de transferência A para valores próximos de entrada nula ($x_0 = 0$). Para uma função linear pura, desejamos que $A_i = 0$ para todo $i > 1$. Logo:

$$y_{\text{linear}} = A_0 + A_1x \quad (3.64)$$

Infelizmente, como se sabe, os termos de ordem mais alta da expressão 3.63 não serão nulos. As magnitudes desses componentes serão expressas em termos de A_i , e são responsáveis pelo desvio da função de transferência do valor desejado, perfeito, de proporcionalidade.

Com um comportamento senoidal para a entrada $x(t)$ com frequência de entrada única ω , expresso como:

$$x(t) = A \cos(\omega t + \zeta) \quad (3.65)$$

Expressando $x(t)$ pela forma de Euler, ou seja, $x(t) = A/2[e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)}]$, que é a soma de dois números complexos, tem-se:

$$x = K[e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)}] \quad (3.66)$$

Se o dispositivo for realmente linear, sua resposta y é uma proporção da imagem de x :

$$y = A_0 + A_1 x \quad (3.67)$$

$$y = A_0 + A_1 K[e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)}] \quad (3.68)$$

É dado então que y contém apenas a única e mesma frequência ω . Conclui-se então que uma função perfeitamente linear ou dispositivo não será capaz de gerar outras frequências por si mesmo.

Fazendo a Análise de um sinal duas frequências de entrada: ω_a e ω_b . Uma vez que não há interferência entre os componentes em frequência, o sinal gerado ainda terá a contribuição das duas frequências separadamente em frequência:

$$y = A_0 + A_1(K_a e^{j(\omega_a t + \zeta_a)} + K_b e^{j(\omega_b t + \zeta_b)}) \quad (3.69)$$

No caso de um dispositivo não-linear, podemos analisar cada ordem e verificar o efeito no espectro do sinal. Aplicando a definição da equação 3.63:

$$y = A_0 + A_1(K[e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)}]) + A_2(K[e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)}])^2 + \dots \quad (3.70)$$

$$+ A_i(K[e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)}])^i + \dots + A_n(K[e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)}])^n$$

Pela expansão do termo de segunda ordem $(K[e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)}])^2$:

$$(e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)})^2 = e^{2j(\omega t + \zeta)} + e^{j(\omega t + \zeta)} e^{-j(\omega t + \zeta)} + e^{-2j(\omega t + \zeta)} \quad (3.71)$$

$$= e^{2j(\omega t + \zeta)} + e^{-2j(\omega t + \zeta)} + 1$$

Termos de ordem mais alta têm componentes que podem ser estimados em processo similar com auxílio do binômio de Newton, mas como pode ser observado, o elemento não-linear já de segunda ordem será responsável pela criação de múltiplos da frequência no espectro que não eram presentes no sinal inicial (no caso termos 2ω). O resultado é similar para a terceira, quarta, etc. ordens do elemento não-linear. Logo:

1. Primeira ordem: $e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)}$ contém ω ;

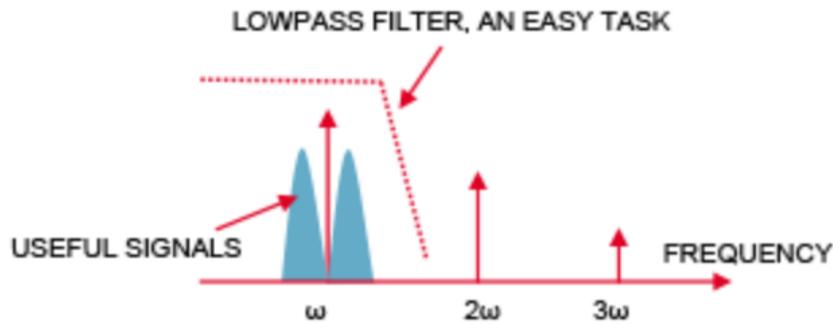


Figura 38 – Efeito do Filtro Passa-Baixa (LPF). Fonte: (CHAN, 2013).

2. Segunda ordem: $(e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)})^2$ contém 2ω ;
3. Terceira ordem: $(e^{j(\omega t + \zeta)} + e^{-j(\omega t + \zeta)})^2$ contém 3ω e etc...

À primeira vista para o sinal apresentado, temos a presença apenas de harmônicas no sinal (efeitos de múltiplos da frequência gerados pelo elemento), o qual representa um perigo menos preocupante, desde que a largura de banda do sinal não seja larga o bastante para causar *aliasing*.

A técnica então para extração do sinal é a base de filtros: LPF (Low-Pass Filters), BPF (Band-Pass Filters) e HPF (High-Pass Filters). Um esquemático é ilustrado na Figura 38. Na Figura em questão, o efeito da “janela” do filtro é suficiente para retirar toda parcela indesejada gerada pelas harmônicas do sinal e reestabelecer a configuração de entrada do sinal em frequência após a passagem pelo elemento-não linear.

Uma situação usual é a operação com sinais de múltiplas frequências. Como já observado, o efeito de harmônicos pode ser catastrófico dependendo da largura de banda do sinal de entrada, mas um efeito ainda mais problemático está presente em na situação de operação de mais de uma frequência. Para o caso de um sinal composto por múltiplas frequências (ω_a e ω_b):

- $(K_a [e^{j(\omega_a t + \zeta_a)} + e^{-j(\omega_a t + \zeta_a)}])^2$ contém componente em frequência $2\omega_a$
- $(K_b [e^{j(\omega_b t + \zeta_b)} + e^{-j(\omega_b t + \zeta_b)}])^2$ contém componente em frequência $2\omega_b$
- $(K_a K_b (e^{j(\omega_a t + \zeta_a)} + e^{-j(\omega_a t + \zeta_a)}) (e^{j(\omega_b t + \zeta_b)} + e^{-j(\omega_b t + \zeta_b)}))$ contém componente em frequência $\omega_a + \omega_b$ e $|\omega_a - \omega_b|$.

Os termos $\omega_a + \omega_b$ e $|\omega_a - \omega_b|$ presentes na parcela de produto das frequências é resultado do que se categoriza como intermodulação. Há uma certa similaridade com o efeito de harmônicas ($2\omega_a$ e $2\omega_b$ nesse caso), só que a diferença entre uma harmônica e um produto de intermodulação é que a harmônica tem efeito puro dos sinais de entrada,

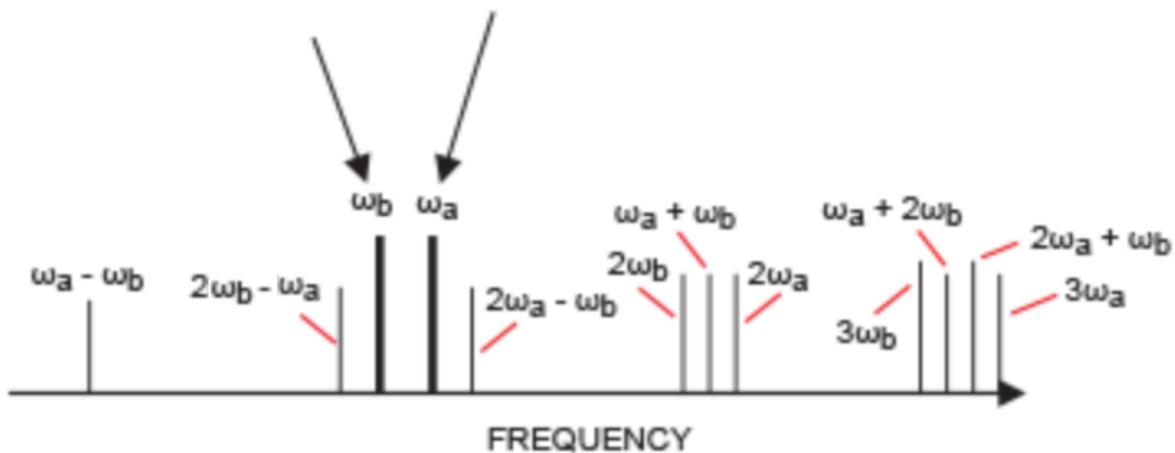


Figura 39 – Espectro de um sinal após ultrapassar um elemento não linear com componentes de terceira ordem. Fonte: (CHAN, 2013).

enquanto a intermodulação (IM) é causada pela interferência de frequências diferentes no sinal de entrada. A intermodulação no caso do termo de segunda ordem é caracterizada como IM2.

Para termos de terceira ordem, poderíamos proceder de maneira similar. Para economia de resultados: $(x_a + x_b)^3$ seriam encontrados termos de x_a^3 , x_b^3 , $3x_a^2x_b$ e $3x_ax_b^2$. Esses componentes serão responsáveis pela criação de produtos de intermodulação $3\omega_a$, $3\omega_b$, $2\omega_a + \omega_b$, $2\omega_a - \omega_b$, $2\omega_b + \omega_a$ e $2\omega_b - \omega_a$. Os termos $3\omega_a$, $3\omega_b$ são caracterizados como harmônicas do sinal de entrada enquanto os demais são os produtos de intermodulação de terceira ordem (IM3).

A representação em espectro das harmônicas e intermodulações até terceira ordem são ilustradas na Figura 39. Pode-se observar claramente que as componentes $2\omega_a - \omega_b$ e $2\omega_b - \omega_a$ estão na mesma faixa de frequência que as frequências fundamentais do sinal ω_a e ω_b . A situação de queda em sinais desejados pode causar irrecuperáveis danos e interferência.

Após a explicação dos componentes de intermodulação, os pontos de interceptação (IP) entram em questão. Uma forma de caracterizar o desempenho de linearidade do dispositivo é através da medida A_i/A_1 ou A_1/A_i .

Os demais parâmetros A_0 ou A_2 não tem utilidade, uma vez que atenuação, ganho, etc. são funções lineares, e por isso a caracterização em termos dos coeficientes A_1 . Seja a Figura 40 a qual caracteriza o comportamento em decibéis da potência (y) em função da frequência do sinal de entrada para cada ordem de distorção. O que pode-se observar sobre o crescimento de cada coeficiente é:

1. O termo A_0 é um valor constante e independente da entrada x .

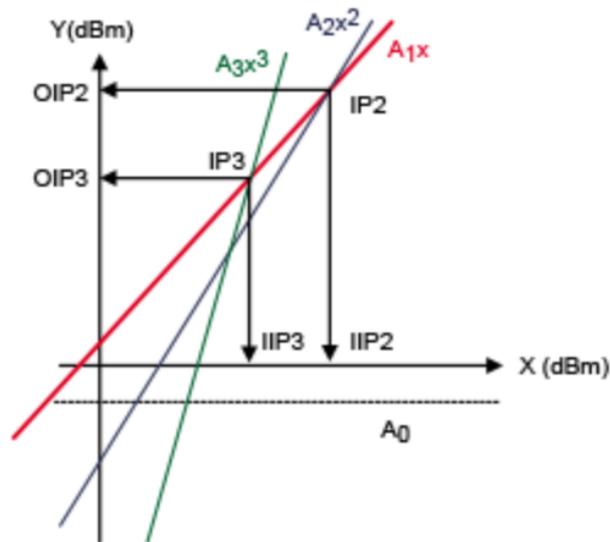


Figura 40 – Pontos de interceptação entre as curvas das três primeiras ordens.

2. O termo A_1x é a porção linear, em escala Log-Log, $y(x)$ é uma linha reta com coeficiente linear dado por A_1 e angular 1 dB/dB;
3. O termo A_2x^2 é a parcela quadrática, coeficiente linear determinado por A_2 e coeficiente angular exatamente igual ao dobro do termo de primeira ordem 2 dB/dB.
4. O termo A_3x^3 é a parte de terceira ordem. É uma linha reta no gráfico com coeficiente linear A_3 e inclinação dada por 3 dB/dB.

Uma vez que para termos de ordem mais alta sua inclinação de curva será mais aguda, cedo ou tarde é esperado que haverá um cruzamento com a linha de primeira ordem. Os pontos que caracterizam o cruzamento são conhecidos como pontos de interceptação (IPn). Vale ressaltar que todas as curvas coloridas são assintóticas, uma vez que o dispositivo real não seria capaz de reproduzi-las (veja Figura 41). A curva em preto mostra o comportamento real do dispositivo.

A caracterização da potência dos pontos no cruzamento é o valor de y na curva e é designada como OIPn e para x a caracterização é chamada como IIPn, sendo ‘I’ para entrada e ‘O’ para saída. Dispositivos com alta linearidade terão a curva do primeiro termo bastante elevada e como consequência, os pontos de interceptação IPn só conseguir cruzar a primeira curva para níveis de potência mais altos.

Uma vez que IIPn e OIPn são expressões do mesmo parâmetro, a análise do relacionamento dos dois para o termo de primeira ordem é dado:

$$\log_{10} y = \log_{10} (A_1x) \quad (3.72)$$

$$= \log_{10} A_1 + \log_{10} x \quad (3.73)$$

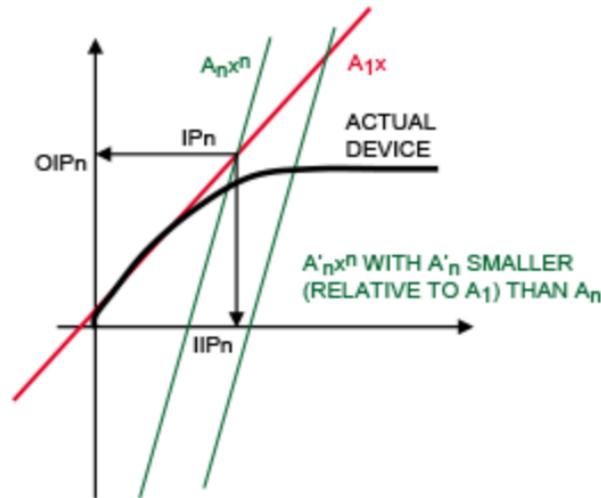


Figura 41 – IP_n como pontos de cruzamento entre as curvas da primeira ordem e da n -ésima ordem. Fonte: (CHAN, 2013).

Uma vez que para os pontos $\log y = OIP$ e $\log x = IIP$:

$$OIP = \log_{10} A_1 + IIP \quad (3.74)$$

O termo $\log A_1$ geralmente é o ganho líquido do dispositivo. Sendo assim, antes do mesmo saturar, temos simplesmente:

$$OPI_{dBm} = G_{dBm} + IIP_{dBm} \quad (3.75)$$

Determinação dos pontos de Interceptação

Após esclarecido o formato dos pontos, vem a determinação de sua medida. Um ponto que é fundamental destacar é que os IP_n s são pontos virtuais, uma vez que o dispositivo saturaria muito antes de alcançar tais pontos. Aplicando então sinais com amplitudes não tão elevadas, podemos estabelecer um processo para medir os pontos de interceptação.

A Figura 42 ilustra a condição onde P_{in} é aplicado ao sinal de entrada, e o sistema produz uma saída P_{out} . No caso, P_{out} é a saída do sinal na primeira ordem (medida), P_{outn} é a saída medida do sinal indesejado de ordem n -ésima (também medida). Definindo $\Delta P = P_{out} - P_{outn}$, que é a diferença entre as potências medidas, uma análise pode ser feita. O triângulo representado ao lado indica o formato geométrico oriundo das medidas.

Sendo os sinais aplicados funções senoidais puras, então as ordens podem ser traçadas com as frequências. Usando um analisador de espectro, será possível distinguir os sinais que aparecerão nas várias frequências, como na Figura 43.

A partir da análise dos sinais aplicados e medidos e pontos de interceptação, é possível elaborar formas geométricas para cálculo dos pontos ilustrada na Figura 42.

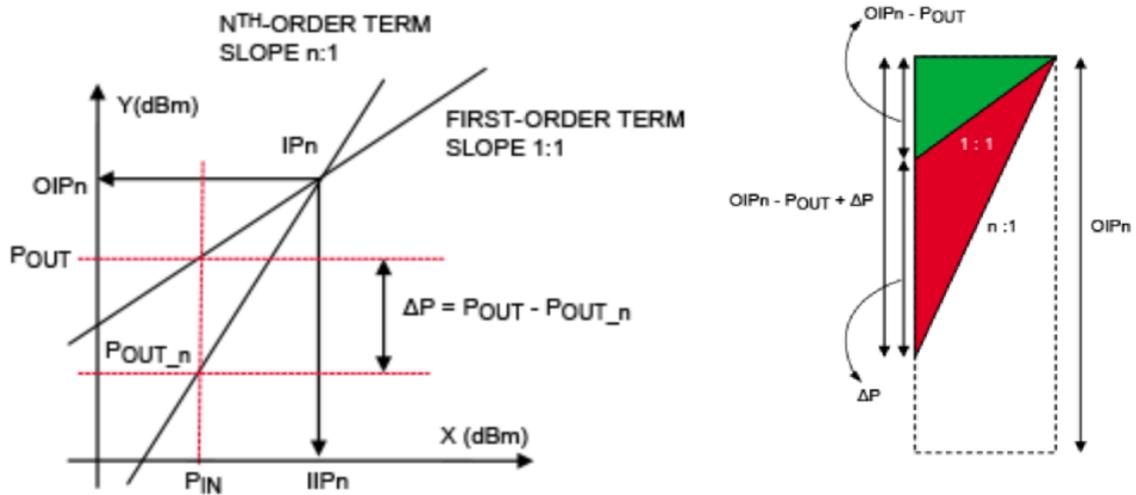


Figura 42 – Níveis de potência como linhas retas para a primeira e n-ésima potência e seus pontos de interseções. Fonte: (CHAN, 2013).

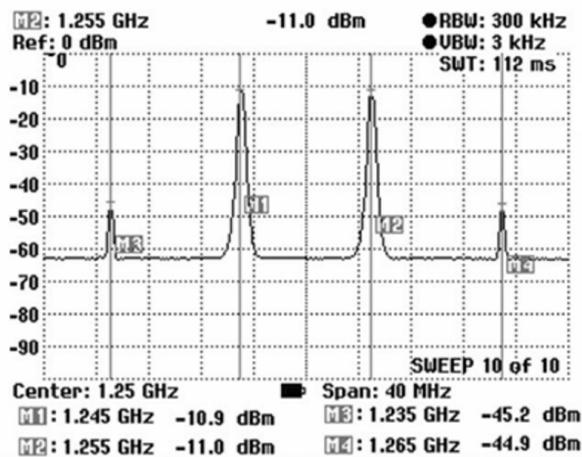


Figura 43 – Tela de um analisador de espectro durante um teste de IP3. Fonte: (CHAN, 2013).

Dada a geometria da figura, os lados verticais precisam ter a mesma proporção que a tangente das hipotenusas. Onde:

$$\frac{n}{1} = \frac{(OIP_n - P_{out} + \Delta P)}{OIP_n - P_{out}} \quad (3.76)$$

Rearranjando os termos, obtemos então:

$$OIP_n = P_{out} + \frac{\Delta P}{n - 1} \quad (3.77)$$

E para o caso particular de IP3:

$$OIP3 = P_{out} + \frac{\Delta P}{2} \quad (3.78)$$

Efeitos em cascada

Seja o dispositivo ilustrado na Figura 44 composto de três dispositivos RF em um sistema de comunicação. Para quantificar efeitos em cascada, a procedência é dada em termos do ponto de interceptação de cada elemento, fazendo a análise do ganho conjunto dos dispositivos, a seguinte relação pode ser obtida (CHAN, 2013):

$$\left(\frac{1}{OIP_n}\right)_{TOT} = \frac{1}{OIP_{n_1}} + \frac{G_2}{OIP_{n_2}} + \frac{G_2 G_3}{OIP_{n_3}} \quad (3.79)$$

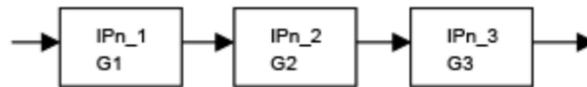


Figura 44 – Blocos funcionais RF em cascada com coeficiente IPn conhecido. Fonte: (CHAN, 2013)

3.11.2 Aplicação no sistema de comunicação espacial

Em especial, os principais geradores de intermodulação são os HPAs, principalmente quando operados próximos à sua condição de saturação. Os tipos mais comuns de amplificadores são da categoria TWTA (*Traveling Wave Tube Amplifier*) e são mais suscetíveis a não-linearidade do que os da categoria SSHPA (*Solid State High Power Amplifier*) (PRATT; ALLNUTT, 2020).

A não linearidade dos HPA causam uma redução geral na relação CNR por conta dos produtos de intermodulação (IM) gerados no *transponder*.

Após esclarecidas todas as variáveis no enlace do trabalho, apresenta-se o estudo de caso do modelo real, o Projeto Starlink.

4 Arquitetura do Sistema

4.1 Segmento Espacial

A constelação Starlink da primeira geração ([Federal Communications Commission, 2021](#)) conta com um total de 4408 satélites a serem distribuídos em diversos grupos de órbitas circulares. A constelação núcleo, que já está em atividade é composta de 1584 satélites operando a 550 km em órbitas de inclinação de 53 graus, em 72 planos orbitais contendo 22 satélites cada plano. Para futuros lançamentos, a Tabela 7 traz informação da distribuição dos satélites por planos orbitais, indo de altitudes de 540 até 570 km. Os valores especificados são valores “centrais” de altitude, com operações ocorrendo numa faixa de 30 km em torno dessa magnitude. Vale destacar que a inclinação de 97,6 graus é referente a órbitas sun-síncronas. A princípio, cada satélite terá um tempo de vida estimado de 5 anos, a ser repostado por outro satélite mais atualizado, conforme proposto no projeto inicial ([Federal Communications Commission, 2018](#)).

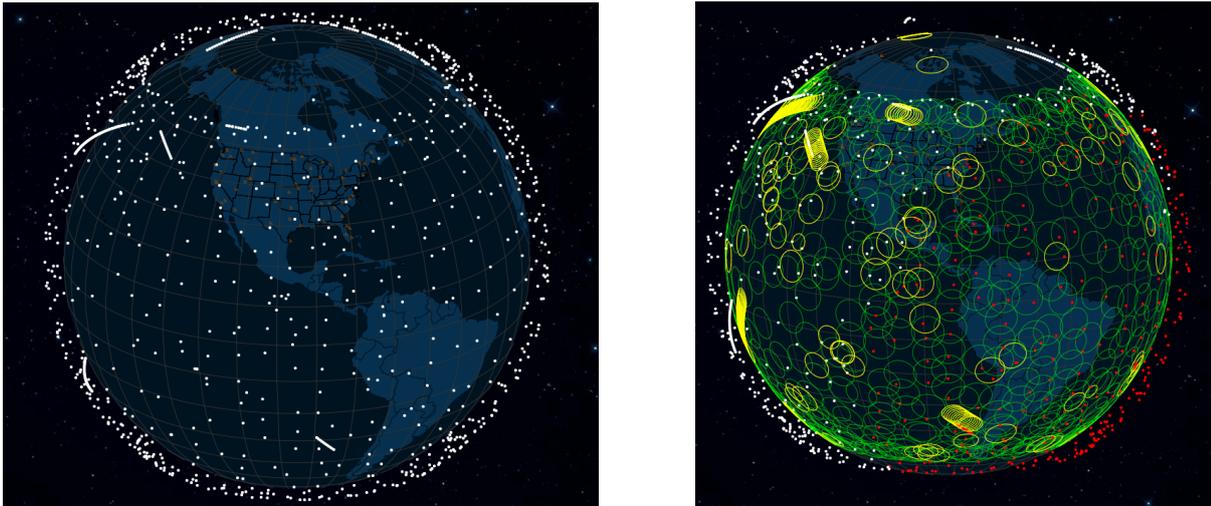
Para ilustrar a constelação, a Figura 45 mostra o padrão das órbitas de satélites presentes em órbita até o momento.

De acordo com o projeto apresentado em ([Federal Communications Commission, 2018](#)), cada satélite conterà abordo um *payload* (carga paga) digital com capacidades avançadas com *phased arrays*, permitindo cada um dos feixes ser construído e direcionado individualmente. Cada satélite tem valores estimados para a taxa *throughput* total na ordem de 17 a 23 Gbps, a depender das características do terminal do usuário.

Para futuras gerações, é esperado que o satélites da rede Starlink apresentem a tecnologia de link inter-satelital (ISL) para garantir comunicação contínua e oferecer serviços sobre o oceano, e mitigar efeitos de interferência ([Federal Communications Commission, 2020](#)).

Tabela 7 – Distribuição dos satélites por planos orbitais. Fonte: ([Federal Communications Commission, 2021](#))

# Satélites	Altitude (km)	Inclinação (graus)	# Planos	# Por plano
1584	540	53,2	72	22
1600	550	53	32	22
172	560	97,4	4	43
358	560	97,6	6	60
720	570	70	36	20



(a) Constelação sem feixes

(b) Constelação com feixes

Figura 45 – Representação da Constelação Starlink. Fonte: (SPACE, 2021)

4.2 Segmento Terrestre

O segmento de solo será composto por três tipos diferentes de elementos: estações de rastreamento, telemetria e comandos (TT&C), antenas *gateways* e terminais de usuário. Por um lado, as estações TT&C serão escassas em número e distribuídas por todo o mundo, e suas antenas terão 5 metros de diâmetro (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018). Por outro lado, tanto os *gateways* quanto para o usuário, os terminais serão baseados na tecnologia *phased-array*. A SpaceX planeja ter um grande número de antenas de *gateway*, distribuídas em todo o mundo próximo ou co-localizado com pontos de *peering* da Internet.

Atualmente não há informações públicas a respeito da estrutura das Estações Terrestres presentes na constelação, entretanto, para fases iniciais, algumas das mais recentes estações terrestres Starlink aprovadas pela FCC para testes temporários do ano de 2021 incluem as localidades presentes na Tabela 8 para os Estados Unidos. Com relação ao equipamento utilizado, a Figura 46 auxilia na visualização do sistema em comparação as antenas entregues aos usuários (antenas menores na imagem).

Um exemplo de aplicação para Estação terrestre é melhor detalhada em (WILTSHIRE, 2020). Nos apêndices da referência há dados específicos da estação.

Modelos feitos por (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) e (CARTESIAN INC., 2021) são esforços feitos para avaliar a capacidade do sistema Starlink e modelar a quantidade precisa de estações terrestres para atender a possível demanda de usuários.

Relativo ao ângulo de elevação mínima das antenas, valor o qual fornecido pelos documentos da FCC indicam ser 40 graus, faz com que grande parte do tempo, mais de 10 satélites estarão localizados no campo de visão da antena para o sistema para diversas

Tabela 8 – Locais aplicantes para Estações Terrestres. Fonte: (AREVALO, 2020)

Estado	Localização	Data de Preenchimento	Status	Data do Status
AK	Prudhoe Bay	30/04/20	System Entry	01/05/20
AL	Robertsdale	16/06/20	System Entry	17/06/20
AZ	Roll	02/07/20	Filed	02/07/20
CA	Arbuckle	23/03/20	System Entry	31/03/20
	Hawthorne	06/02/20	System Entry	12/02/20
	Tionesta	12/06/20	System Entry	12/02/20
	LA	27/04/20	System Entry	30/04/20
CT	Litchfield	09/04/20	System Entry	13/04/20
ID	Colburn	12/06/20	System Entry	17/06/20
GA	Baxley	16/06/20	System Entry	17/06/20
ME	Loring	15/08/20	Accepted	25/09/20
MI	Manistique	21/04/20	System Entry	23/04/20
MN	Hitterdal	12/06/20	System Entry	17/06/20
MO	Warren	09/04/20	System Entry	13/04/20
MT	Butte	12/06/20	System Entry	30/04/20
	Conrad	15/08/19	Accepted	25/09/19
ND	Slope County	21/04/20	System Entry	23/04/20
	Cass County	30/04/20	System Entry	01/05/20
NE	Nemaha	17/04/20	System Entry	20/04/20
NV	Panaca	31/03/20	System Entry	04/03/20
NY	Beekmantown	24/03/20	System Entry	31/03/20
OK	Springer	21/05/20	System Entry	06/01/20
OR	Charleston	31/03/20	System Entry	03/04/20
PA	Greenville	23/03/20	Accepted	29/04/20
TX	Boca Chica	06/04/20	System Entry	07/04/20
	MCGregor	06/04/20	System Entry	07/04/20
	Sanderson	05/05/20	System Entry	06/05/20
UT	Coalville	31/03/20	System Entry	04/03/20
WA	Kalama	02/06/20	System Entry	12/02/20
	Prosser	29/06/20	Filed	07/02/20
	Redmond	26/08/19	Accepted	25/09/19
WI	Merrillan	09/05/20	Accepted	29/04/20



Figura 46 – Instalações de uma *Ground Station* em Merrillan, Wisconsin. Fonte: (AREVALO, 2020).

latitudes (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018). A Figura 47 serve como auxílio para a determinação do número de satélites por altitude proposta para as três constelações mais populares.

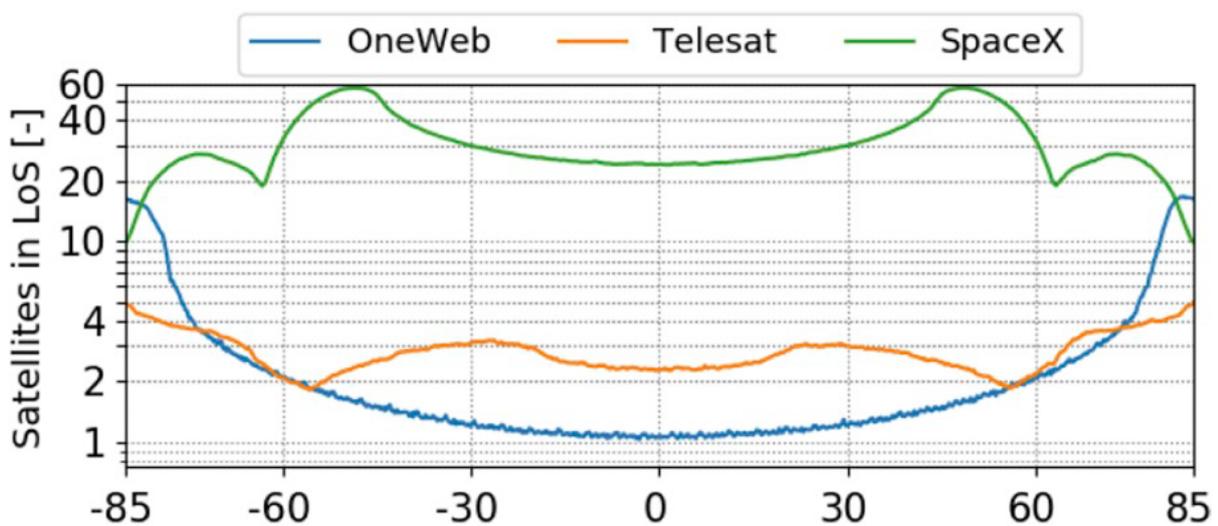


Figura 47 – Número de Satélites em linha de visão vs. latitude. Fonte: (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) com adaptações.

4.3 Comunicação do Sistema

O sistema da SpaceX usará a banda Ku para as comunicações do usuário, e as comunicações de *gateway* serão realizadas em banda Ka. Em particular, as faixas de bandas de 10,7 a 12,7GHz e 14,0 a 14,5GHz serão usadas para comunicações de *downlink* e *uplink* do usuário, respectivamente, enquanto a faixa de 17,8 a 19,3GHz e as bandas de 27,5 a 30,0GHz serão usadas para comunicações de *downlink* e *uplink* do *gateway*, respectivamente.

4.3.1 Alocação de Frequência

Para a alocação de frequência, (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) aponta dados apresentados na Tabela 9 com informações sobre o número de feixes, largura de banda por feixe, largura de banda total alocada por tipo de link e fator de reuso de frequência para cada um dos feixes. A largura de banda total por satélite é calculada multiplicando-se a largura de banda por tipo de feixe vezes o fator de reuso de frequência, estimada com base na taxa de dados reportada por satélite.

A arquitetura do sistema Starlink permite demodulação embarcada, roteamento e remodulação, e conseqüentemente desacoplar links do usuário e do *gateway* eficientemente. Isso permite:

1. Usar diferentes eficiências espectrais nos canais de *uplink* e *downlink*, maximizando no geral a capacidade de seus satélites;
2. Alocar dinamicamente recursos para seus feixes, e;
3. Mitigar interferência selecionando as frequências utilizadas. Devido à esse desacoplamento, (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) estima eficiências espectrais na ordem de 5,5 bps/Hz nos seus links de *gateway*, o que significa um reuso de frequência de 4-5 vezes para os links de usuário do sistema.

As informações relativas as siglas utilizadas na tabela 9 são respectivamente:

- BW_{CH} representa a largura de banda por canal;

Tabela 9 – Comparação de alocação de largura de banda para diferentes tipos de links. Fonte: (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) com adaptações.

	Usuário			Gateway				TT&C		
	BW_{CH}	N_{CH}	BW_{TOT}	m	BW_{CH}	N_{CH}	BW_{TOT}	m	BW_{CH}	BW_{TOT}
<i>Downlink</i>	250	8	2000	4-5	250	9	2250	1	150	150
<i>Uplink</i>	125	4	500	4-5	500	8	4000	2	70	200
	MHz	–	MHz	–	MHz	–	MHz	–	MHz	MHz

Tabela 10 – Comparação das características dos feixes. Fonte: (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) com adaptações.

	Downlink		Unidades		Uplink		Unidades
	Usuário	Gateway			Usuário	Gateway	
# feixes	≥ 8	9	–	# feixes	≥ 8	8	–
Direcionável	Sim	Sim	–	Direcionável	Sim	Sim	–
Moldável	Sim	Não	–	Moldável	Sim	Não	–
Área	1000	780	km ²	Área	1000	780	km ²
BW	250	250	MHz	BW	125	500	MHz
EIRP	36,71	39,44	dBW	Ganho Máximo	37,1	41	dB
Ganho máximo	37,1	38	dBi	Máximo G/T	9,8	13,7	dB/K
Polarização	RHCP	R/LHCP	–	Polarização	RHCP	R/LCHP	–

- N_{CH} representa o número de canais;
- m representa o fator de reuso da frequência; e
- BW_{TOT} largura de banda total.

Para ilustrar as capacidades de comunicação do satélite, (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) traz a Tabela 10 comparando os sistemas de feixes dos satélites.

4.4 Informações do Modelo de Enlace de Dados

Das informações disponibilizadas para o público, seguem os parâmetros como diâmetros, eficiências, e perdas esperadas para antenas transmissoras e receptoras do sistema. A Tabela 11 ilustra os parâmetros divulgados e estimados por (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018).

Onde os parâmetros:

- EIRP representa o a potencia radiação isotrópica equivalente;
- RX Diâmetro representa o diâmetro da antena receptora;
- RX Ganho representa o ganho da antena receptora;
- RX C/N0 representa a razão Portadora-Ruído do receptor;
- RX C/ASI representa a razão Portadora-Interferência adjacente Satelital;
- HPA C/3IM representa a razão Portadora-intermodulação de terceira ordem;
- $E_b/(N_0+I_0)$ representa a BER com efeitos de ruído e intermodulação;
- Req. E_b/N_0 representa o valor da BER requerida para operação do link;

Tabela 11 – Informações do enlace de dados para o downlink do Usuário, atenuação atmosférica para 99% de disponibilidade. Fonte: (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018) com modificações.

Parâmetro	Downlink	Unidade
Frequência	13,5	GHz
Largura de Banda	0,25	GHz
EIRP	36,7	dBW
Modulação	16 APSK 3/4	–
Fator de Roll-off	0,1	–
Eficiência Espectral	2,7	bps/Hz
Perdas Atmosféricas	0,53	dB
RX Diâmetro	0,7	m
RX Ganho	37,7	dB
RX C/N0	12,0	dB
RX C/ASI	25	dB
RX C/XPI	22	dB
HPA C/3IM	25	dB
RX Eb/(N0+I0)	6,7	dB
Req. Eb/N0	5,9	dB
Margem do link*	0,82	dB
Taxa de dados*	674,3	Mbps

- Margem do link* representa a margem do link estimada com base em exemplos da documentação fornecida à FCC (Federal Communications Commission, 2018) e;
- Taxa de dados* representa a taxa de dados estipulada para a configuração original fornecida à FCC (Federal Communications Commission, 2018).

Como último critério para elaboração do enlace, o próximo capítulo irá discutir e verificar opções de *design* para a antena.

5 Design da Antena

Antenas representam a parcela central da configuração de um enlace de satélite, pois são o mecanismo responsável pela a transição de sinais de um metal condutor para o espaço e vice-versa, com comportamento idêntico no envio e recepção. Existem diversas configurações de antenas capazes de realizar essa transição, mas para o caso específico de alvos ou fontes de sinal em movimento contínuo, a reorientação física da antena em relação tais objetos se torna impraticável. A solução ao problema apresentado é a alternativa de arranjo de antenas para varredura, conhecidos como *phased-arrays*, uma vez que são capazes de entregar os requisitos necessários para o enlace sem necessitar de movimento mecânico; terem ganho elevado por serem focalizados e apresentarem relativo baixo custo de produção (CANABAL; JELICKA; PINO, 2005).

Conforme obtido para o enlace, o valor do ganho sugerido pelo sistema Starlink na Tabela 11, o sistema precisa de uma antena que tenha bastante diretividade para cumprir seu objetivo final. Um método de se resolver ambos os problemas físico e de diretividade é fazer uso da tecnologia conhecida como *phased array*.

Para cumprir esse requisito, (CANABAL; JELICKA; PINO, 2005) faz uso da versão estendida do método polinomial de Schelkunoff aplicável a *phased arrays*. No caso, se trata de um arranjo em banda Ku. com parâmetros do arranjo sendo:

1. Frequência: faixa de 12 GHz;
2. Número de elementos ao longo do eixo x (N_x): 35;
3. Número de elementos ao longo do eixo y (N_y): 35;
4. Mudança de fase ao longo do eixo x (α_x): 0;
5. Mudança de fase ao longo do eixo y (α_y): 0;
6. Espaçamento inter-elemento ao longo do eixo x (d_x): 0.5λ ;
7. Espaçamento inter-elemento ao longo do eixo y (d_y): 0.5λ ;
8. Diretividade: 32.21 dBi;
9. Side Lobe Level: >35 dB;
10. 3dB Beamwidth: $<4^\circ$;
11. Tamanho físico da antena ($x \times y$): $42,5\text{cm} \times 42,5 \text{ cm}$.

As Figuras 48, 49a e 49b fornecem o comportamento do arranjo para diferentes angulações.

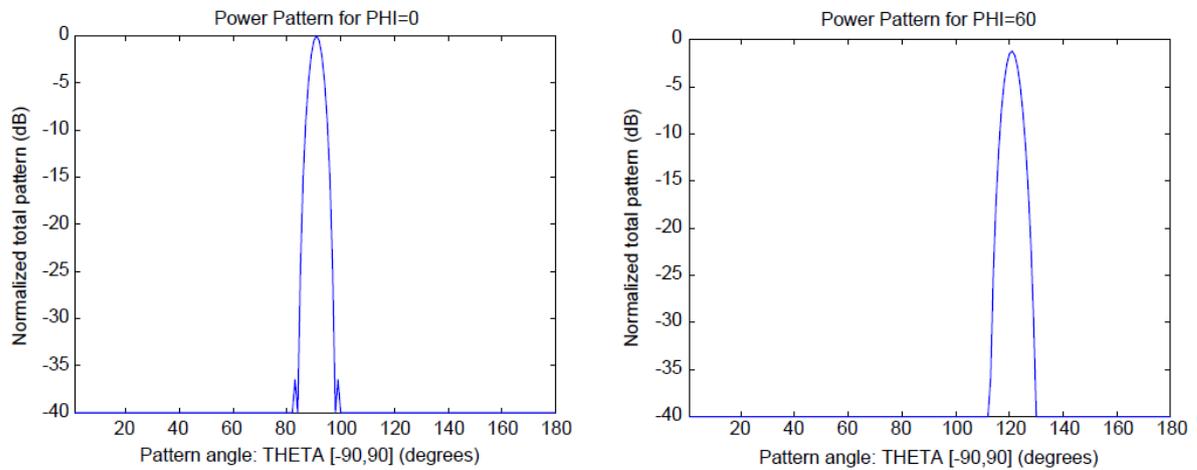
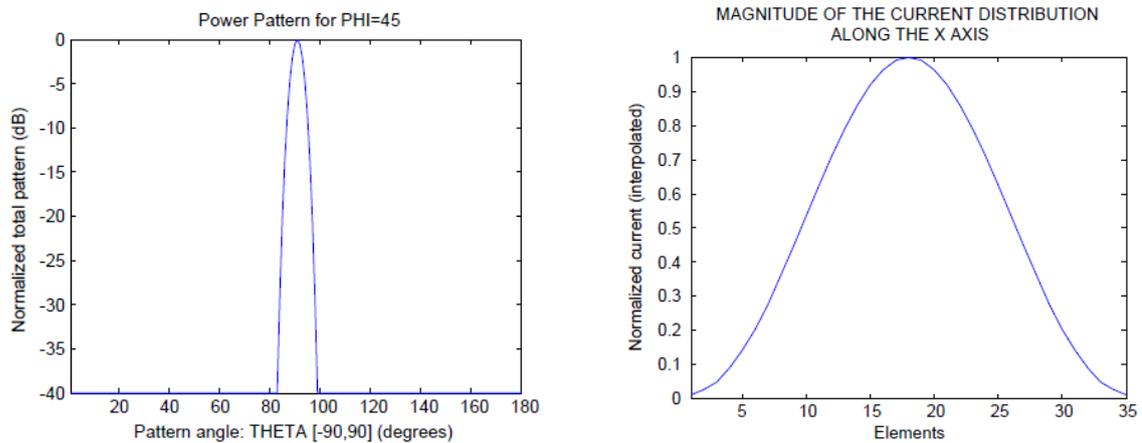


Figura 48 – Padrão de radiação para 0 e 60 graus. Fonte: (CANABAL; JELICKA; PINO, 2005).



(a) Padrão de radiação para 45 graus

(b) Distribuição de elementos no Array

Figura 49 – Padrão de radiação e Distribuição de corrente por elementos no array. Fonte: (CANABAL; JELICKA; PINO, 2005)

Técnicas de phased-arrays construídos a partir de elementos de antenas *microstrip* em frequências moderadamente altas como as tratadas nesse trabalho requerem que o design físico do arranjo acomode elevada quantidade de elementos para cumprir os requisitos de diretividade, varredura e resposta em frequência aceitável (XIAOJU YU *et. al.*, 2015). Para criação de um elemento na faixa de frequências 10 a 14GHz requer-se que as dimensões do *patch* estejam na faixa de 7–9mm a considerar qual é o objetivo final do projetista em relação a resposta em frequência, e respectivamente será possível obter um ganho de até 9dB a depender da eficiência da antena. A forma a qual a resposta em frequência será obtida depende de diversos fatores físicos do elemento individual e acoplamentos do arranjo, e tal complexidade para modelagem faz com que o projetista tenha

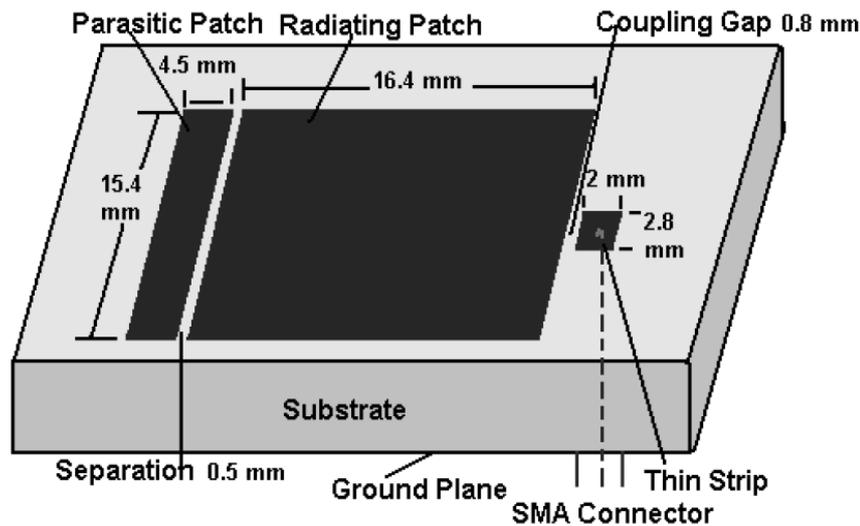


Figura 50 – Projeto de antena com elemento parasítico. Fonte: (GHOSH, 2008).

diversas opções para solucionar o mesmo problema, resultando em maior complexidade na convergência da solução.

Com relação a largura de banda do arranjo, propostas como em (GHOSH, 2008) apresentam uma configuração de antena com elemento parasítico dispoendo largura de banda de 3,6GHz da faixa de 6,4–10GHz com VSWR 1:2 e frequência centrada em 8,2GHz (veja Figura 50), porém a custo da diretividade do *patch* estar limitada em 4,7dBi para ganho máximo e oscilações entre 2,7–4,7dBi nessa faixa (veja Figura 51). Uma tentativa de otimização do *design* com elemento parasítico também é proposta e exposta na Figura 52. O elemento em questão foi projetado com os materiais *Glass Epoxy* para o substrato que apresenta tangente de percas 0,001 e constante dielétrica 4,36. Por fim, a figura 53 traz a *return loss* encontrada para a configuração.

Uma das maiores vantagens do *design* anterior do arranjo é o fácil escalonamento por conta de se tratar de uma placa plana quadriculada com elemento parasítico simples, mas devido ao elevado número de elementos necessários para se aumentar a diretividade, o arranjo eventualmente perde o compromisso entre dimensões físicas disponíveis e o tamanho requerido para se obter a resposta desejada (XIAOJU YU et. al., 2015). Por fim, a maior razão pela rejeição do modelo planar linear se dá pelo alto grau de dificuldade de se alocar repostas em frequência capazes de abranger o espectro de 10,7–12,7GHz para o *downlink* quanto 14–14,5GHz para o caso do *uplink* conforme Seção 4.3 de maneira uniforme.

A restrição de dimensões físicas da base do array é contornada com auxílio de arranjos multicamada, resultando em sistemas com maior grau de compactação (XIAOJU YU et. al., 2015). Além disso, maior flexibilidade no *design* pode ser alcançada aumentando a espessura total da antena sem modificar sua estrutura base. Por outro lado, complicações extras são acrescentadas no caso de arranjos multicamadas, criando técni-

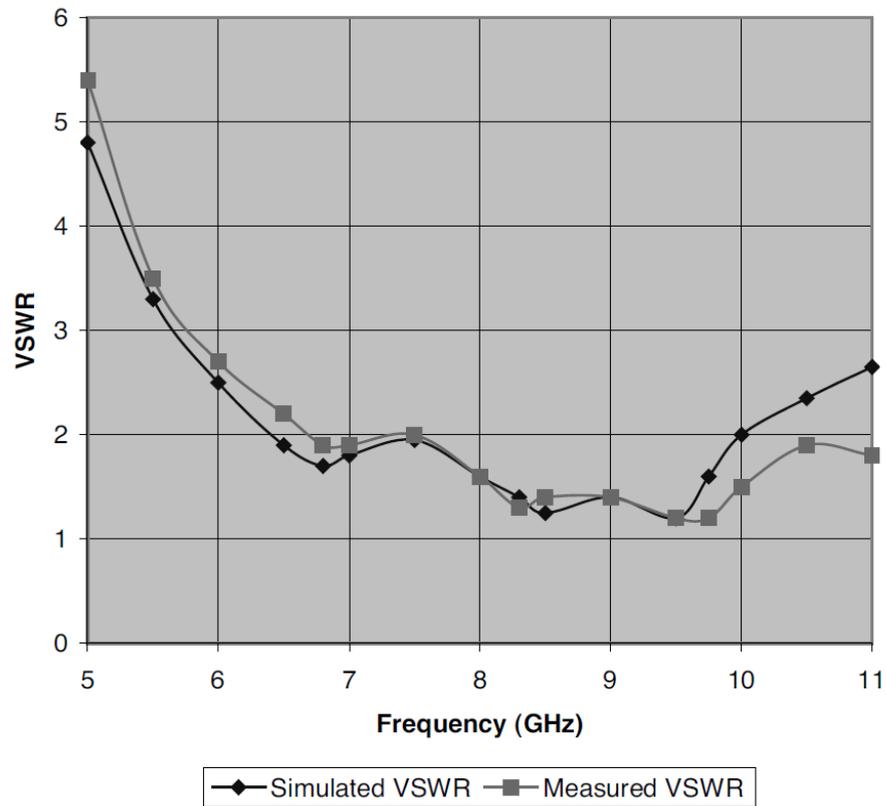


Figura 51 – VSWR para o projeto com elemento parasítico. Fonte: (GHOSH, 2008).

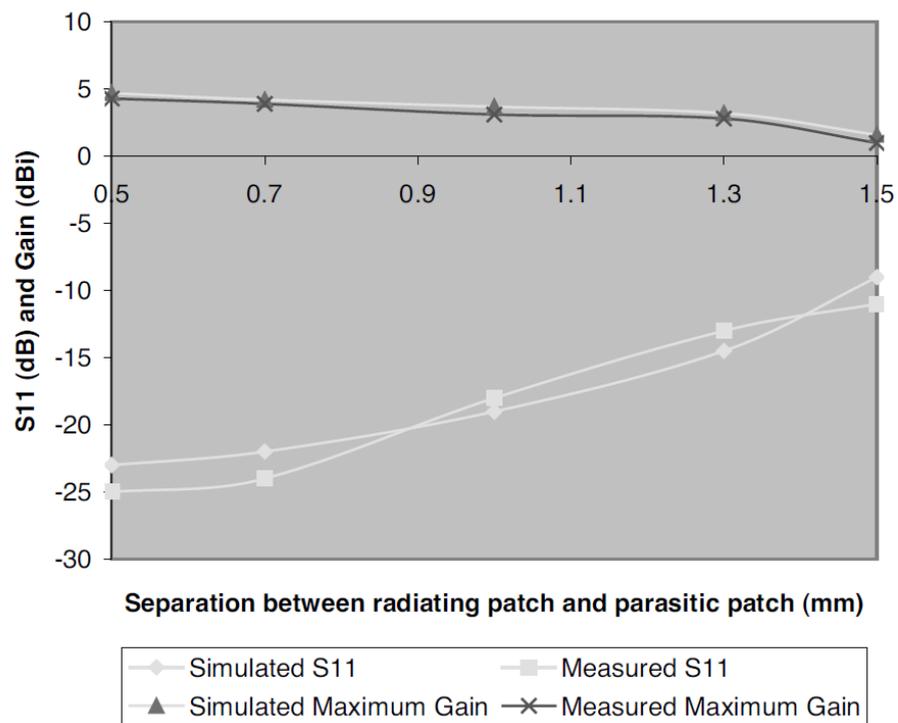


Figura 52 – Otimização da distância do elemento parasítico. Fonte: (GHOSH, 2008).

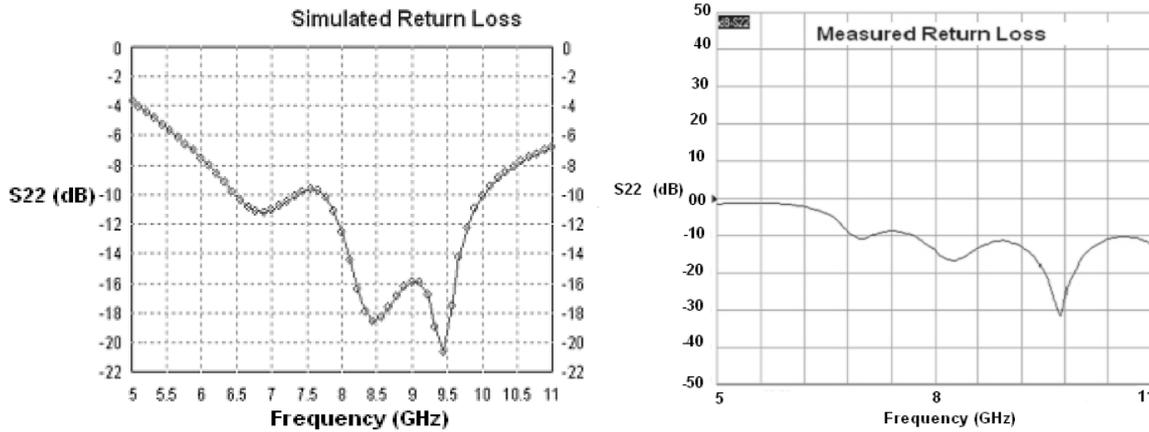


Figura 53 – *Return Loss* obtido no elemento. Fonte: (GHOSH, 2008).

cas de fabricação que comparadas as de arranjos quadriculares não serão tão viáveis a princípio. Alternativas de produção incluem técnicas de impressão 3D, como proposto em (XIAOJU YU et. al., 2015) em um arranjo projetado para a frequência de 3GHz.

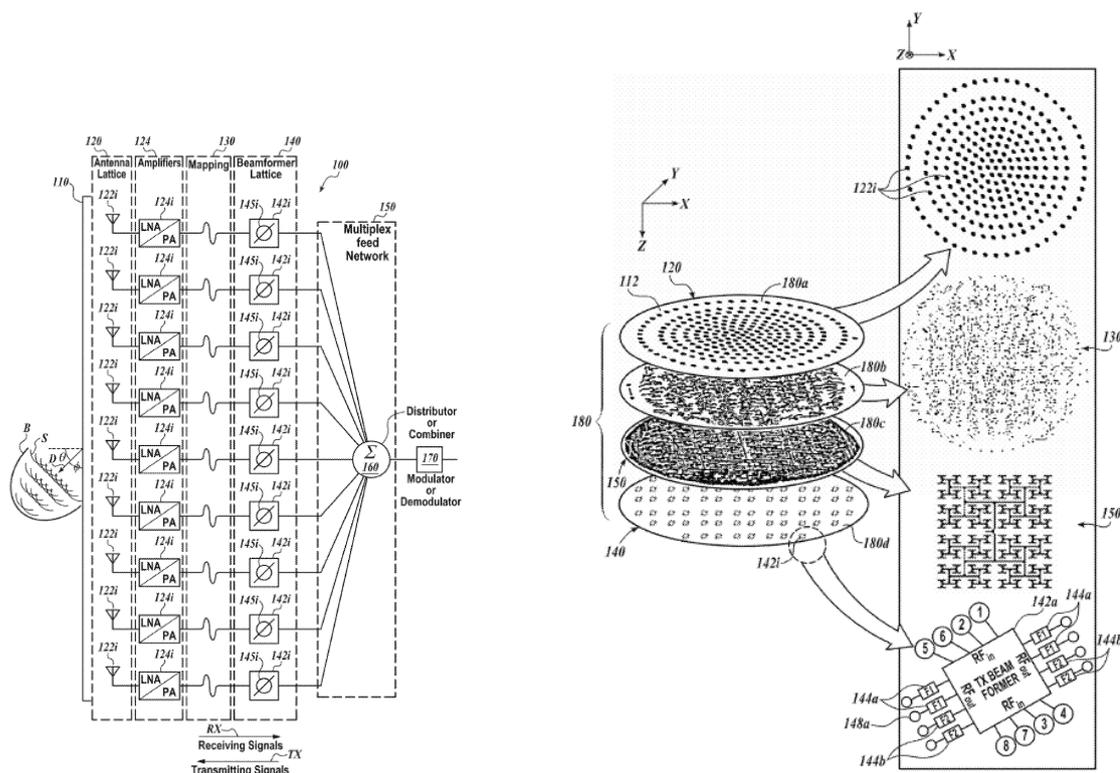
De maneira similar, a alternativa de arranjo multicamadas elaborada pela SpaceX é esquematizada na figura 54a incluindo um sistema elétrico de configuração para o *phased array* com demarcações para cada uma das camadas sendo: dos radiadores da antena; de abertura das antenas; de mapeamento; dos formadores de feixe; da rede de alimentação multiplex; de multiplexador ou combinador e; de um modulador ou demodulador que são os componentes básicos de um sistema em arranjo.

A fim de mostrar como o sistema se conecta, a figura 54b ilustra a vista isométrica explodida das camadas da rede de antenas que constituem o *phased array*. A primeira camada (180a) é a camada de antenas do arranjo, seguida pela camada de mapeamento (180b); em sequência a camada é a de multiplexação (180c) e por fim a camada formadora de feixe (180d). Algumas subcamadas podem ser inseridas entre as destacadas.

O próximo passo é determinar como o arranjo apresentado acima pode ser otimizado para uma configuração ideal de *phased array* ou que possa reduzir a quantidade de elementos do mesmo.

Após esclarecida a necessidade do arranjo de antenas, o primeiro passo é determinar qual a quantidade de elementos deve ser preenchida para garantir um melhor desempenho em termos de eficiência e diretividade. A Figura 55 ilustra o processo de redução de elementos do arranjo que almeja otimizar o sistema.

Começando pela esquerda superior, temos uma distribuição uniforme em cima da portadora (612A) contendo 2500 elementos no arranjo. Da primeira para a segunda iteração há uma redução de 12,3% transformando-se a portadora de um formato quadrado para um circular com diâmetro igual ao lado do quadrado. O efeito aqui é da redução de lóbulos laterais indesejados. Na iteração subsequente, elementos periféricos da portadora,



(a) Configuração padrão de um *Phased array*

(b) Camadas de um *phased array*

Figura 54 – Sistema *Phased array* e Estrutura conectada. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)

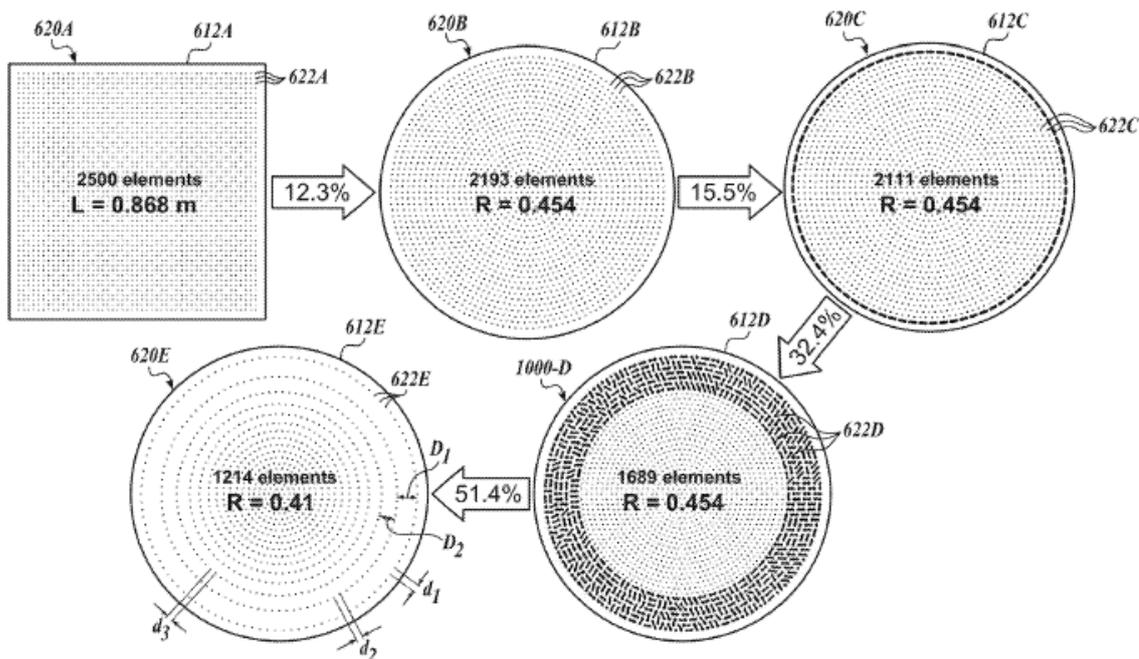


Figura 55 – Processo de Otimização para o *Phased-Array*. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)

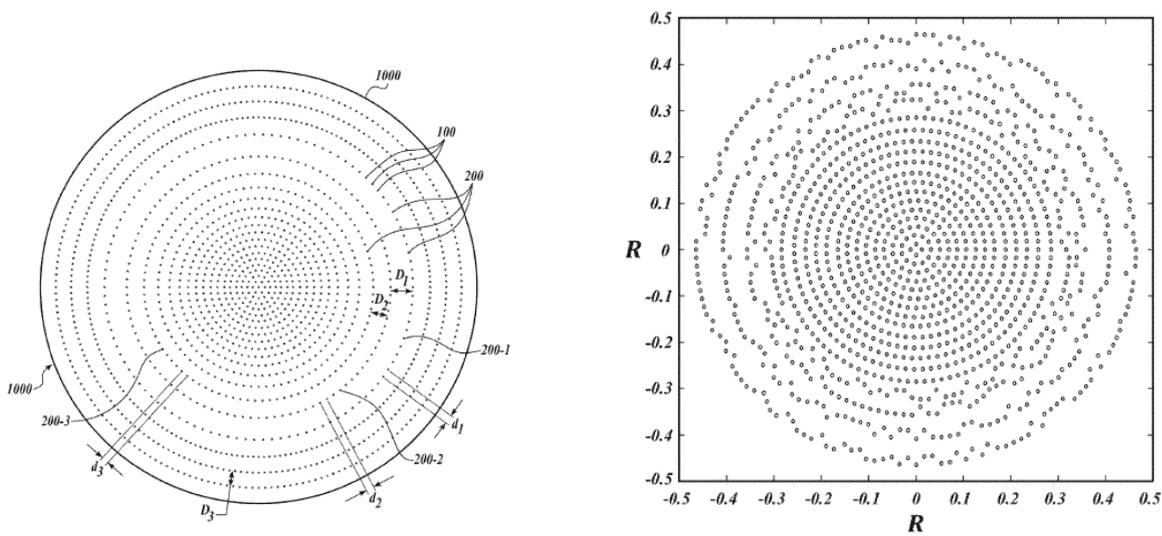
(a) Configuração para um *Phased array* 1(b) Configuração para um *Phased array* 2

Figura 56 – Exemplos de Configurações para *phased array* 1 e 2. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)

sendo esses acoplados aos elementos subjacentes em *subarrays* parciais, resultando em um arranjo com menor quantidade de elementos. O resultado é um total de 2111 elementos agora presente no arranjo.

Como parte posterior do desenvolvimento, elementos periféricos mais uma vez são removidos parcialmente enquanto o arranjo central se mantém intacto. Como resultado, agora o número de elementos cai para 1689 elementos, que é uma redução de 32,4% quando comparados com o primeiro arranjo. Como design final apresentado, temos o arranjo presente na portadora (620E), onde os elementos agora estão distribuídos em arranjos separados por distâncias proporcionais a posição relativa ao centro (D_1, D_2). A redução equivalente a esse feito é igual a 1214 elementos ou 51,4% menor que a originalmente disposta no arranjo quadrangular. Em algumas configurações, o processo pode ser substituído com auxílio de funções de desligamento de elementos localizados na borda do sistema, a fim de reduzir efeitos indesejados de lóbulos secundários.

Como modelos alternativos ao mostrado na portadora (620E), (MAHANFAR et al., 2019) ilustra várias configurações de arranjos que serão ilustrados nas Figuras 56, 57 e 58.

Finalizando a proposta de otimização, as figuras 59a e 59b e 60a trazem um esquemático correspondendo respectivamente ao quadrado (isto é, a malha dos formadores de feixe) circunscrita em círculo (isto é, a camada das antenas), círculo circunscrito em um quadrado e a intersecção de um círculo em um quadrado.

Para manter os sinais em fase da camada do formador de feixe para a rede da antena, o comprimento dos traços individuais da camada de mapeamento deve ser o mais

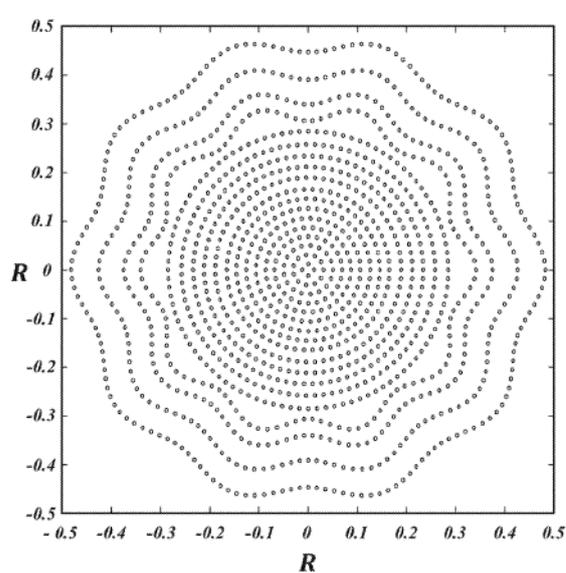
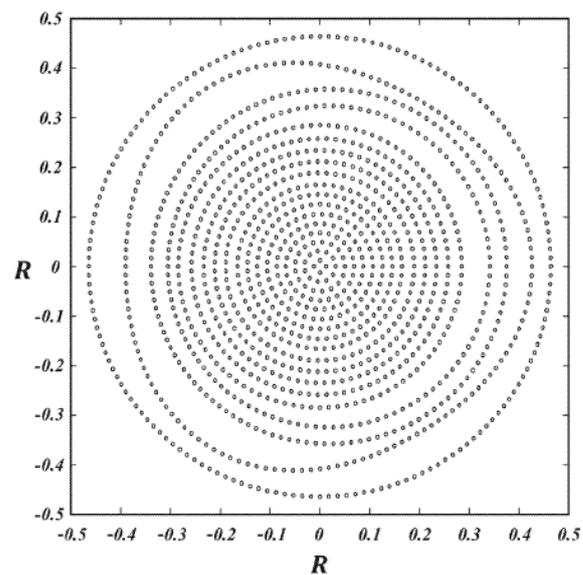
(a) Configuração para um *Phased array* 3(b) Configuração para um *Phased array* 4

Figura 57 – Exemplos de Configurações para *phased array* 3 e 4. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)

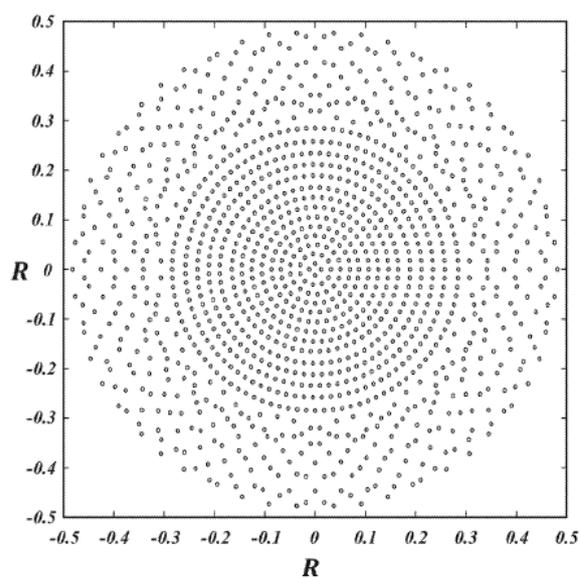
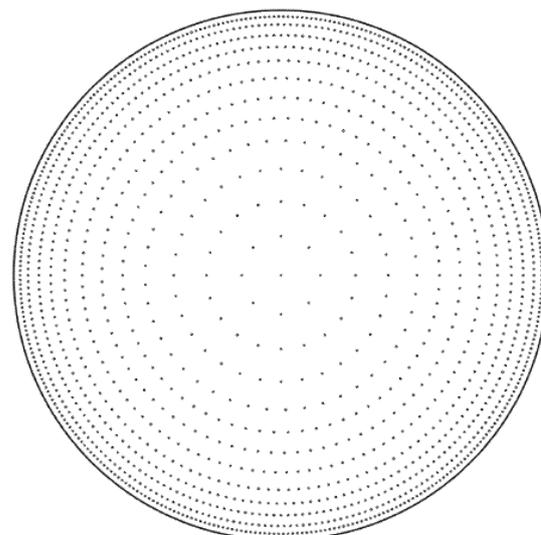
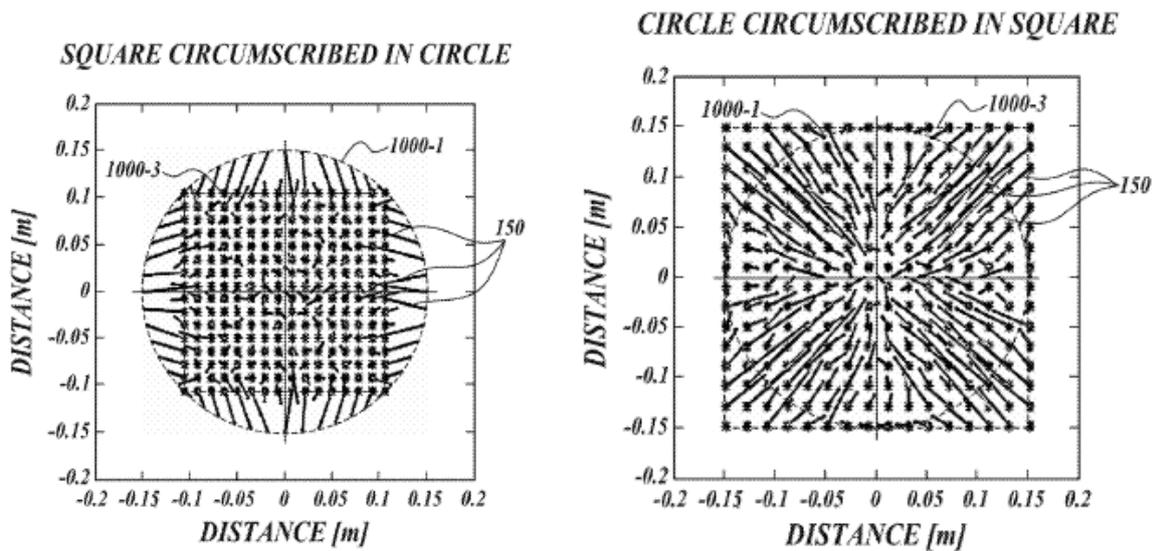
(a) Configuração para um *Phased array* 5(b) Configuração para um *Phased array* 6

Figura 58 – Exemplos de Configurações para *phased array* 5 e 6. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)



(a) Configuração para quadrado circunscrito em um círculo (b) Configuração para um círculo circunscrito em um quadrado

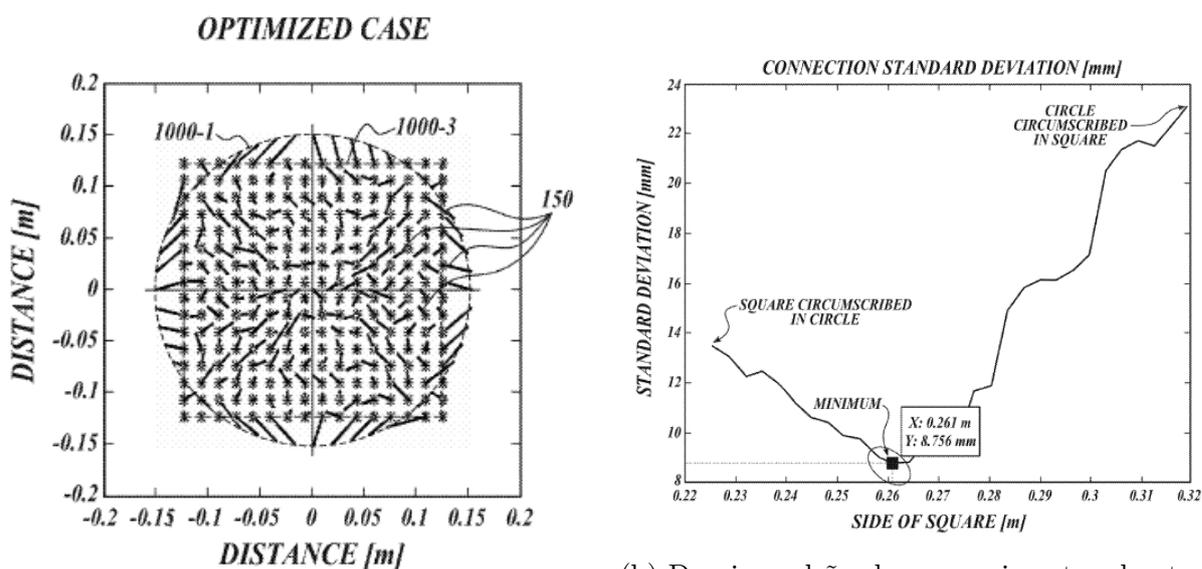
Figura 59 – Configurações quadrado-círculo Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)

uniforme possível. Além disso, os traços individuais da camada de mapeamento deve ser dispostos (roteados) sem sobreposição ou cruzamento dos traços, e o comprimento da conexões entre os elementos da antena e os elementos da rede de alimentação deve ser minimizado. A figura 59a mostra que os traços são geralmente mais longos na vizinhança do meio dos lados da estrutura do formador de feixe. Por outro lado, a figura 59b mostra que os traços são geralmente mais longos na vizinhança dos cantos da estrutura do formador de feixe.

De acordo com (MAHANFAR et al., 2019), geralmente, um menor desvio padrão corresponde a uma maior uniformidade de comprimento dentro da população de traços, resultando em uma maior uniformidade da fase do sinal. Para fazer essa comparação, a Figura 60b aponta o ponto onde a configuração é ideal (conforme 60a).

Por fim, o arranjo apresentado na Starlink apresenta também camadas extras de elementos parasíticos, só que em formato de *stack* ao contrário do elemento parasítico apresentado em (GHOSH, 2008). O objetivo de tais elementos no geral é de aumentar a largura de banda sem necessariamente modificar a estrutura inicial do arranjo, e essa camada extra é apresentada na Figura 61. Outro componente presente é um dielétrico auxiliar, necessário para separar o radome da antena do elemento parasítico. Modelagens do arranjo com as demais restrições apresentadas nessa seção são fora do escopo do presente trabalho.

Após apresentadas todas as limitações do *link* e propostas de *design* da antena, verificam-se as condições para estabelecimento do *link* do sistema Starlink.



(a) Configuração Ótima

(b) Desvio padrão dos comprimentos dos traços.

Figura 60 – Obtenção da geometria ideal para uniformidade na fase. Fonte: (MAHANFAR et al., 2019)

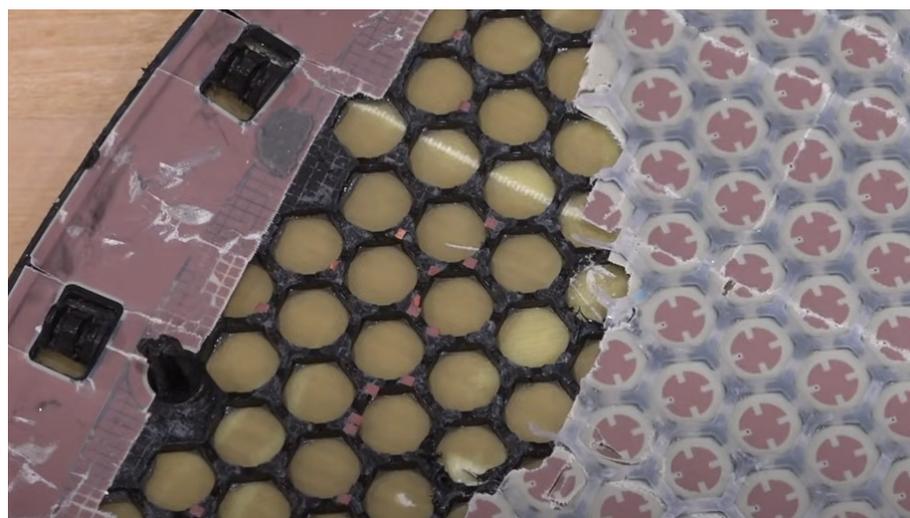


Figura 61 – Camada superior da antena, contendo elemento parasítico, dielétrico auxiliar e radome. Fonte: (The Signal Path, 2021)

Parte II

Análise do Enlace

6 Análise do Enlace

Após a pesquisa de todos os fenômenos atuantes no enlace e com base nos parâmetros fornecidos pela literatura e aplicadas no projeto Starlink ([Federal Communications Commission, 2021](#)), a análise foi realizada com auxílio da planilha de cálculos para *link budget* fornecida por ([CAPPELLETTI; BROWN, 2014](#)). Trata-se de um total de 13 identificações no enlace para efetuar o cálculo da margem, onde cada seção será dedicada para uma página da planilha.

Para efeitos de dimensionamento dos componentes do sistema com limitações físicas do protótipo real, uma análise em cima da Tabela 11 pode resultar em soluções mais compatíveis com o esperado no sistema e todas as escolhas feitas no trabalho são justificadas nessa seção.

6.1 Órbita

No sistema orbital, conforme citado em ([Federal Communications Commission, 2021](#)) e na tabela 7, o sistema é composto de órbitas circulares com inclinação de 53 graus e 22 satélites espaçados igualmente entre os 360 graus da órbita. Devido à grande dinâmica das órbitas baixas e período orbital do anel formado pelos satélites ser mínimo, a escolha dos demais parâmetros orbitais será nula, uma vez que a análise de angulação tem repetição temporal considerável. O ângulo de elevação aqui será considerado máximo para fins de performance.

O conjunto de modificações aqui foram:

Escolha da Órbita : Low Earth Orbit;

Órbita : Circular com raio 550 km;

Inclinação : 0 graus;

R.A.A.N. : 0 graus;

Anomalia média : 0 graus;

Argumento do Perigeu : 0 graus;

Elevation Angle : 40 graus

6.2 Frequência

Com relação às frequências, a tabela 11 traz informações referentes. Essa aba da planilha é exclusiva para cálculo das percas de caminho livre. Como consequência, serão escolhidos os valores de frequência correspondentes à distorção sofrida pelo último *transponder* (de frequência mais alta) acarretando na maior perca de sinal sofrida na transmissão.

As modificações foram:

Uplink Frequency : 14,70 GHz;

Downlink Frequency : 12,7 GHz;

6.3 Transmissores

Na janela de transmissores da planilha de cálculo, é necessário especificar perdas de cabos ou guias, tipos de guias (se diferentes) além de perdas adicionais por *Mismatch* de antenas e percas relativas à outros dispositivos, como conectores. A escolha do cabo de transmissão pode ser feita com base no próprio catálogo presente na página “Line Loss Tools & Tables”.

A configuração então adotada foi de um modelo de cabo coaxial para propagação de ondas TEM e é apresentado por (TOTOKU ELECTRIC, 2018) o qual modela as percas de inserção e atenuação de linha como:

$$L[\text{dB/m}] = 0,165 \times \sqrt{f} + 0,0129 \times f \quad (6.1)$$

Com a frequência dada em GHz. Os coeficientes representam o coeficiente de perca do condutor (0,165) e o coeficiente dielétrico de perca (0,0129).

Alguns outros parâmetros da especificação do cabo são:

- Condutor externo: fita de cobre folheado a prata e trançado;
- Dielétrico: Poroso PTFE;
- Impedância característica: 50 Ω ;
- Capacitância: 85 pF/m;
- Frequência de modificação: 27 GHz.

Uma vez que o sistema Starlink tem um padrão de construção o qual o cabo tem tamanho fixo de 50 pés (aproximadamente 15,24 metros). A potência do sistema de

transmissão do usuário pode ser estimado com base no valor de EIRP fornecidos pelos documentos da (Federal Communications Commission, 2021). Com base nas perdas presentes no sistema, a adoção de 71,3 W de potência se faz necessária para atender a EIRP do sistema. Tal configuração de potência exige um padrão conhecido como PoE (*Power-over-Ethernet*) e se caracteriza como classe 6 para o tipo de 802.3bt, o qual é capaz de entregar de 71,3 a 100 W de potência (ICE; KILBANE, 2019). A abordagem escolhida para o sistema se diz compatível com o experimentado pelo sistema real (consome em média 100 W), com a diferença que a parte restante da potência é dedicada para vaporização de água e aquecimento do sistema contra neve (JACKSON, 2021).

Os valores de potência do satélite são extraídos a partir da análise da figura de mérito da antena do satélite, uma vez que com o valor elevado de ganho da antena de recepção e transmissão, não há uma necessidade forte de potência no sistema, logo, será adotada uma configuração de 1 W de transmissão.

Com o intuito de simplificar a análise e por conta das dimensões do satélite, serão adotados dois comprimentos de cabos: um maior de 0,25 metros correspondente ao deslocamento do receptor ao LNA e outro inferior de 0,05 metros para conectar a saída do LNA na antena de transmissão.

A primeira análise, sabe-se que a categoria do cabo a ser designado ao sistema têm preferência pela modalidade PoE (*Power over Ethernet*), uma vez que no produto oferecido pela Starlink, há a completa instalação da antena receptora contendo apenas um cabo, mas a primeira análise, um cabo com características aceitáveis para transmissões na faixa de frequência Ku já satisfaz os requisitos básicos para uma análise de primeira ordem. (SMOLDERS; VISSER; JOHANNSEN, 2020).

O efeito de inserção dos filtros é justificado como um valor estimado com base em outros sistemas disponíveis no mercado, prevendo para o caso por exemplo de filtros ressoantes de cerâmica e *diplexers*, onde (Mini-Circuits, 2020) cita que para filtros de largura de banda estreita são esperados valores próximos de 3 dB para perdas de inserção, enquanto demais tecnologias podem variar na faixa de 0,9 dB.

As modificações aqui foram:

Uplink → Perca de inserção do filtro: 0,8 dB

Uplink → Perca da linha de transmissão: 0,75 dB/m

Uplink → Comprimento do cabo A: 0 m (comprimento desprezível)

Uplink → Comprimento do cabo B: 10 m

Uplink → Comprimento do cabo C: 5,24 m

Uplink → Potência de Transmissão: 71,3 W

Uplink → Número de conectores de linha: 6

Downlink → Perca da linha de transmissão: 0,81 dB/m

Downlink → Perca da inserção do filtro: 0,8 dB

Downlink → Comprimento do cabo A: 0 m (comprimento desprezível)

Downlink → Comprimento do cabo B: 0,25 m

Downlink → Comprimento do cabo C: 0,05 m

Downlink → Potência de Transmissão: 1 W

Downlink → Número de conectores de linha: 6

6.4 Receptores

Nesta janela, o sistema será modelado pela equação 3.56, com o acréscimo de outros termos referentes à mais de uma linha de transmissão, mas não serão considerados na simulação. Pode-se observar que a temperatura do segundo estágio de amplificação é equivalente ao termo da temperatura do receptor.

A primeira análise é feita em cima da figura de mérito do satélite informada pelos documentos ([Federal Communications Commission, 2018](#)), e com base no valor de $G/T = 9,8$ dB/K e do ganho da antena de transmissão, é possível se determinar a temperatura do sistema como uma aproximação.

Com ganho máximo estimado de $G_t = 37,1$ dBi e G/T para o sistema espacial, obtém-se a temperatura do sistema equivalente a 525K.

A temperatura da antena tem composição de três termos, como descrito pela aproximação da equação da antena, 3.62. A partir da análise em céu aberto do sistema, temos que a composição será apenas devido à parcelas cósmica e dos gases presentes na atmosfera. A partir da análise da Figura 36, observa-se que para condições padrão de Brasília e ângulo de elevação de 30° , temos um valor de temperatura estimado de 7 a 10 K, que somados aos efeitos de aproximadamente 3 K adicionais da temperatura de brilho, a temperatura final da antena fica na faixa de 15 K, um valor significativamente baixo.

Para condição de atmosfera com formação de chuva, a situação é um pouco diferente. A presença do termo é capaz de incrementar significativos 200 K na temperatura final da antena, dependendo da atenuação causada pelas nuvens. Para critérios de consideração da interação humana com a atmosfera, serão acrescidos 15 K à temperatura final da antena, uma vez que os efeitos da ação humana se limitam a valores de frequência inferiores a 10 GHz em frequência e de -20 dB em relação à figura de ruído da antena.

Uma vez que a temperatura do céu pode ser estimada pelas expressões contidas na análise do ruído do enlace (Tabela 11), sobram-se apenas duas variáveis na equação, sendo a temperatura do LNA, o respectivo ganho do LNA e a temperatura do receptor. Conforme descrito por (VASILESCU, 2005), o ganho do amplificador de baixo ruído deve ser o maior possível afim de reduzir a temperatura do sistema final. Em (NXP Semiconductors, 2011), uma análise é apresentada na qual dois requisitos para LNAs são estabelecidos, sendo: $NF_{LNB} \geq 1.2$ dB. Nessas condições, a escolha de um amplificador BFU730F de 12 GHz e viés de 2 V/10 mA seria equivalente à:

$$F_{min} = 1.1 \text{ [dB]} \text{ e } G = 12,5 \text{ [dB]} \quad (6.2)$$

Uma configuração alcançável é dada por:

$$F = 1.4 \text{ [dB]} \text{ e } G = 11,5 \text{ [dB]} \quad (6.3)$$

Com base nisso, pode-se estabelecer a temperatura do LNA e a temperatura do receptor. No caso do satélite, (STEFIGRAF; RAJARAM, 2017) apresenta um modelo de LNA (Modelo PHEMT) o qual tem como características:

$$F = 0,935 \text{ [dB]} \text{ e } G = 20 \text{ [dB]} \quad (6.4)$$

Logo, as modificações serão:

Uplink → **Comprimento do cabo A:** 0 m (Condição de acomplamento do filtro com o transmissor)

Uplink → **Comprimento do cabo B:** 10 m

Uplink → **Comprimento do cabo C:** 5,24 m

Uplink → **Temperatura da Antena:** ajustada para 510 K

Uplink → **Temperatura do Satélite:** ajustada para 280 K

Downlink → **Comprimento do cabo A:** 0 m (Condição de acomplamento do filtro com o transmissor)

Downlink → **Comprimento do cabo B:** 0,25 m

Downlink → **Comprimento do cabo C:** 0,05 m

Downlink → **Temperatura do céu:** ajustado para 30 k

Downlink → **Temperatura do Temperatura da linha de transmissão :** ajustado para 290 k

6.5 Ganho de Antenas

Aqui as modificações foram baseadas nos resultados para *phased array* fornecidos na tabela 10. Os ajustes do sistema a ser implementado podem ser configurados em termos da diretividade da antena.

Spacecraft Antenna System: Phased array / Ganho 37,1 dB / Beamwidth 4° / Polarização RHCP / Diameter 1,4 m;

Ground Station Antenna System: Phased array / Ganho 37,7 dB / Beamwidth 4° / Polarização RHCP / Diameter 0,7 m;

As mudanças são para tanto *Uplink* quanto para *Downlink*.

6.6 Perdas de Apontamento

As perdas de apontamento são os efeitos de maior ocorrência, uma vez que o modelo de antena oferecido pela Starlink é um arranjo planar com formato circular e os satélites tem alta dinâmica por estarem em órbita baixa. Durante o ajuste para encontrar/selecionar satélites, as perdas de apontamento são os efeitos de maior impacto no enlace. Um dos lados positivos da escolha do *phased array* é o simples fato de que há um reposicionamento da direção do feixe em questão de micro-segundos, uma vez que para órbitas LEO de 550 Km de altitude a latência pode ser inferior a 10 ms (YUEN, 2016), e portanto, há quase que uma completa cobertura instantânea do ângulo de visão da antena.

Podemos então quantificar com qual perda de apontamento o sistema será capaz de se comunicar com o satélite e definir o ângulo mínimo de visão entre o satélite e a antena terrestre.

Para as perdas de apontamento:

Erro Estimado de Apontamento (θ_1) : 1°

Ângulo entre eixo de simetria S/C da antena e o vetor de S/C da estação terrestre (θ_3): 1°

Ângulo entre eixo de simetria S/C da antena e o vetor de S/C da estação terrestre (θ_3): 1°

Erro Estimado de Apontamento (θ_4) : 1°

A justificativa aqui é que a precisão do *phased array* irá satisfazer no máximo um erro de 1° para o direcionamento do raio.

6.7 Perdas de polarização das antenas

No caso específico das perdas relacionadas a polarização das antenas, considera-se efeitos mínimos devido à alta simetria do arranjo formado pela antena, a qual apresenta geometria plana e praticamente circular, além de ser um composto em arranjo, fazendo com que perdas dessa natureza possam ser praticamente negligenciadas. Devido à algumas imperfeições de fabricação e não-homogeneidade da antena, serão considerados perdas de 1 a 5 dB, os quais representam um bom desempenho com considerações reais do sistema.

Mesmo em condições de rotação extrema, como por exemplo na situação da transformação em fase correspondente a $\pi/2$, o efeito só seria significativo no fator XPI, uma vez que para efeitos máximos de perda de polarização teria-se a condição -3 dB no caso limite de uma das antenas apenas continuar com sua característica circular (GALUSCAK; HAZDRA, 2016).

Temos então para efeitos de polarização:

***Uplink* → Razão Axial da Antena de Transmissão: 1dB**

***Uplink* → Razão Axial da Antena de Recepção: 3dB**

***Uplink* → Ângulo de polarização entre as antenas: 10 graus**

***Downlink* → Razão Axial da Antena de Transmissão: 1dB**

***Downlink* → Razão Axial da Antena de Recepção: 3dB**

***Downlink* → Ângulo de polarização entre as antenas: 10 graus**

6.8 Perdas atmosféricas e Ionosféricas

Conforme descrito na Seção 3.9, efeitos atmosféricos adversos estão presentes no meio de transmissão do sinal para transmissão e recepção. As perdas atmosféricas são de diversas contribuições, e a partir do modelo fornecido em (ITU-R P.618-13, 2017), em que a atenuação para o caminho de *slant* (ρ) é considerada com modelo atmosférico de gases, atenuação por chuva, nuvens e precipitação, cintilações e multi-caminhos.

Uma vez que todos esses parâmetros são função de, nominalmente, frequência, posição geográfica e ângulo de elevação, rotinas podem ser implementadas de todas as parcelas dos fenômenos atmosféricos, como proposto por (PORTILLO, 2017) onde a seguinte lista de recomendações são implementadas:

- **ITU-R P.453-13:** *The radio refractive Index: its formula and refractivity data;*

- **ITU-R P.530-17:** *Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems*
- **ITU-R P.618-13:** *Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems*
- **ITU-R P.676-12:** *Attenuation by atmospheric gases*
- **ITU-R P.835-6:** *Reference Standard Atmospheres*
- **ITU-R P.836-6:** *Water vapour: surface density and total columnar content*
- **ITU-R P.837-7:** *Characteristics of precipitation for propagation modelling*
- **ITU-R P.838-3:** *Specific attenuation model for rain for use in prediction methods*
- **ITU-R P.839-4:** *Rain height model for prediction methods*
- **ITU-R P.840-8:** *Attenuation due to clouds and fog*
- **ITU-R P.1144-10:** *Interpolation methods for the geophysical properties used to compute propagation effects*
- **ITU-R P.1510-1:** *Mean surface temperature*
- **ITU-R P.1511-2:** *Topography for Earth-to-space propagation modelling*
- **ITU-R P.1623-1:** *Prediction method of fade dynamics on Earth-space paths*
- **ITU-R P.1853-1:** *Tropospheric attenuation time series synthesis*

Para o caso das percas atmosféricas, o modelo computacional prevê as seguintes atenuações por frequência e elevação (veja Figuras 62 e 63). As alterações aqui registradas são relacionadas a longitude e latitude desejada, que no caso correspondem aos valores de:

Latitude da estação terrestre: 15,80 graus Sul;

Longitude da estação terrestre: 47,89 graus Oeste;

Os valores fornecidos para atenuação atmosférica com 99% de disponibilidade são equivalentes a 0,53 dB para o caso mais simples de condição de céu aberto (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018). O ângulo de elevação aqui será compatível com o do modelo apresentado pela SpaceX, ou seja, com elevação igual a 40°.

Ângulo de Elevação : 40 graus

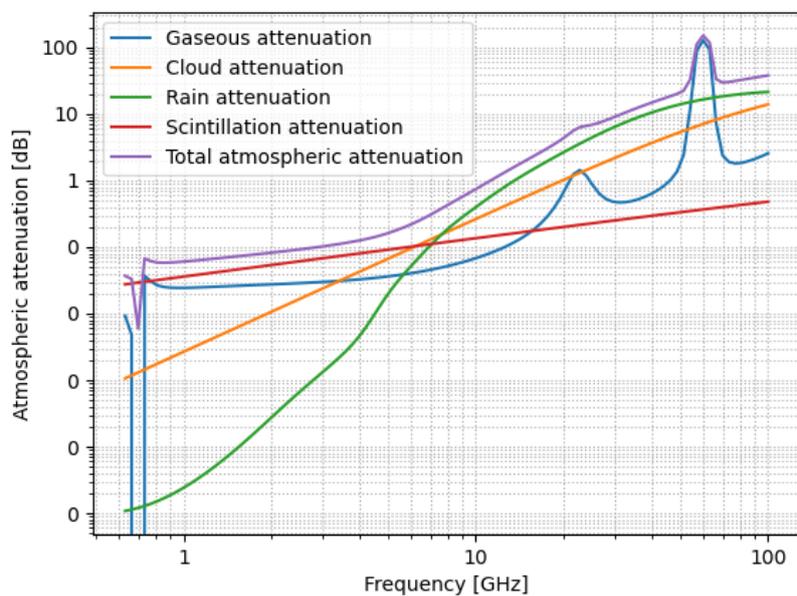


Figura 62 – Efeito de atenuação por frequência para os elementos atmosféricos. Obtido a partir implementação ITU.

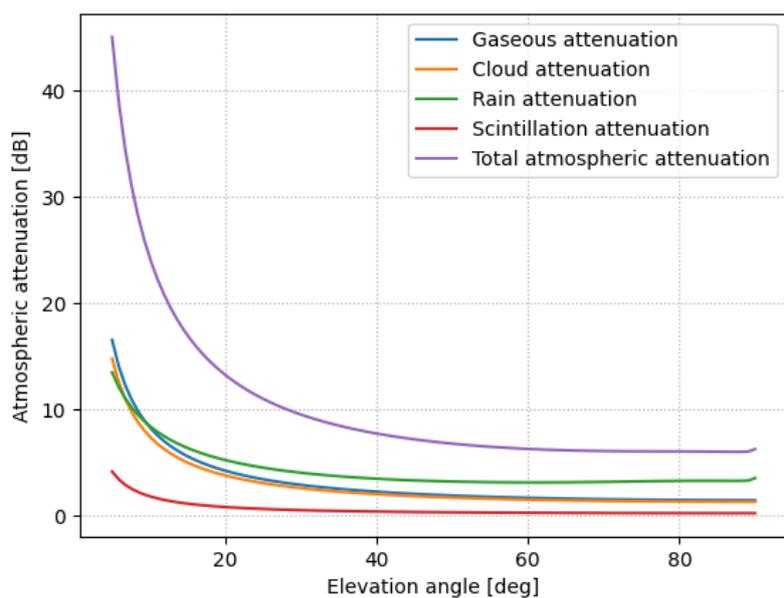


Figura 63 – Efeito de atenuação por elevação para os elementos atmosféricos. Obtido a partir da implementação ITU.

Perdas Atmosféricas : 0,53 dB

Os valores fornecidos de perda atmosférica serão posteriormente corrigidos na execução do código de previsão destinada para a latitude especificada nesse item.

6.9 Esquemas de Modulação

Conforme descrito na seção 2.2.5, o sistema adotará o padrão DVB-S2X, com modulação 16 APSK com FEC 3/4. O valor da relação sinal-ruído ideal para essa condição é dada por (WILLEMS, 2017) como $(E_s/N_0)_{req} = 10.21$.

A correção do sistema é baseada na eficiência espectral, ficando então a taxa de erro de bits requerida:

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req} = \frac{E_s}{N_0} - 10 \log_{10} \eta \quad (6.5)$$

Com η expresso em bits/Hz. Como já mencionado, é uma transmissão com FER de 10^{-7} . O cálculo da eficiência espectral pode ser iterado até se encontrar um valor de convergência. Para a primeira iteração o valor será correspondente ao encontrado na Tabela 11 (5,9 dB). O erro adicional é só uma forma de precaução.

Aqui a alteração vale tanto para o *Uplink* quanto o *Downlink*:

Tipo de modulação: 16-APSK;

Codificação: FEC = 3/4;

FER/BER: 1E-7/6,25E-9;

Eb/N0 Requerida: 5,9 dB;

Erro esperado de implementação: 1 dB;

6.10 Uplink Budget

A largura de banda do sistema é definida em termos das especificações dadas nos documentos (Federal Communications Commission, 2021) sendo bem definida para tanto o *uplink* quanto o *downlink*. Aqui a alteração é apenas baseada no método desejada. As opções escolhidas foram:

Método Eb/N0 → Taxa de Dados Desejada: 250 Mbps;

Método SNR → Largura de Banda: 150 MHz;

Método SNR → Requerida S/N: 5,9 dB;

Inicialmente, verifica-se a capacidade de atuação do link na taxa de dados desejada, em seqüência, será otimizada para disponibilizar o melhor compromisso com a margem do link.

6.11 *Downlink Budget*

Aqui a alteração segue a mesma linha do método passado.

Método Eb/N0 → Taxa de Dados Desejada: 500 Mbps;

Método SNR → Largura de Banda: 250 MHz;

Método SNR → Requerida S/N: 5,9 dB;

Da mesma forma como no item anterior, verifica-se a capacidade de atuação do link na taxa de dados desejada e em seqüência, será otimizada para disponibilizar o melhor compromisso com a margem do link.

6.12 *Percas de linha e Percas de Antena Mismatch*

AS percas da linha de transmissão são traduzidas em termos do valor de VSWR ou do coeficiente de reflexão da linha, então, idealmente, a impedância de entrada da antena deve ser compatível com o resultado fornecido pela impedância 3.37. Pela aproximação em primeira ordem:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (6.6)$$

Com a relação, medida a impedância da antena, é possível determinar qual seria o comprimento característico da linha de transmissão para determinar-se os valores reais do comprimento da linha ou ajustes para encaixe da antena na impedância correta do sistema. Logo, para um sistema bem calibrado é capaz de entregar valores de potência próximos o suficiente da condição de casamento de impedância. Vale destacar que por conta do período de restituição dos satélites (veja Seção 4.1), é de se esperar que a condição de casamento de impedâncias do sistema esteja em condições operação desejáveis. Para efeitos de ilustração do efeito VSWR, será adotado uma configuração de $Z_L = 55 - j1$ e $Z_{sys} = 55 + j1$ (conforme especificação do sistema) para a *groundstation* e configuração $Z_L = 55 + j1$ e $Z_{sys} = 55 + j1$ para o satélite.

7 Resultados

Referente à parcela do trabalho dedicada para a análise das percas atmosféricas, as Figuras 64 e 65 resumem o obtido. Com a correção na atenuação obtida, o valor de 0,9dB de atenuação para condição livre da chuva foi implementado em conjunto com o modelo chuvoso.

Os resultados da análise do enlace para ambas as condições são apresentados com auxílio das figuras 66 e 67. Em ambas as condições, o enlace permaneceu conectado devido a margem do *link* não estar nas condições limites, indicando que há espaço para melhor alocação da taxa de bits do sistema, e por consequência, melhorar a velocidade da internet disponibilizada, especialmente em caso de céu aberto.

Com relação ao efeito de redução das órbitas de 1150Km de altitude para 550km aproximadamente, maiores eficiências espectrais foram alcançadas para o sistema, que no caso do *downlink*, resultaram em 3,2 bps/Hz ao invés de 2,7 bps/Hz.

As consequências de maior eficiência espectral é reflexo no serviço de internet fornecido pela empresa, onde no plano original, almejava valores entre 17-23 Gbps de *throughput* por satélite com a aplicação das técnicas de reutilização de frequência por via espectral e espacial, que em suma representam: número de feixes por satélite × reuso

```
Attenuation values exceeded for p=0.1% of the average year for a link with el=40 deg, f=12.7 GHz,
D=0.7 m and receiver ground station located at coordinates (-15.8, -47.89)
- Rain attenuation [ITU-R P.618] 4.7 dB
- Gaseous attenuation [ITU-R P.676] 0.1 dB
- Clouds attenuation [ITU-R P.840] 0.7 dB
- Scintillation attenuation [ITU-R P.618] 0.4 dB
- Total atmospheric attenuation [ITU-R P.618] 5.6 dB
```

Figura 64 – Resultado das atenuações atmosféricas sugeridas pelo modelo de previsão ITU.

```
The ITU recommendations predict the following values for the point located at coordinates (-15.8, -47.89)
- Height above the sea level [ITU-R P.1511] 1063.1 m
- Surface mean temperature [ITU-R P.1510] 22.3 deg_C
- Surface pressure [ITU-R P.835] 900.2 hPa
- Standard surface temperature [ITU-R P.835] 20.5 deg_C
- Standard water vapour density [ITU-R P.835] 13.8 g / m3
- Water vapor density (p=0.1%) [ITU-R P.836] 18.4 g / m3
- Total water vapour content (p=0.1%) [ITU-R P.836] 48.1 kg / m2
- Rain attenuation probability [ITU-R P.618] 5.4 %
- Rain percentage probability [ITU-R P.837] 3.8 %
- Rainfall rate exceeded for p=0.1% [ITU-R P.837] 22.9 mm / h
- 0 degree C isotherm height [ITU-R P.839] 4.5 km
- Rain height [ITU-R P.839] 4.8 km
- Columnar content of reduced liquid (p=0.1%) [ITU-R P.840] 3.1 kg / m2
- Zenit water vapour attenuation (p=0.1%) [ITU-R P.676] 0.1 dB
```

Figura 65 – Resultado das condições atmosféricas da região previstas pelo modelo de previsão ITU.

espectral \times Taxa de bits, produzindo com a configuração atual um valor de aproximadamente 25 Gbps de *throughput* com o cálculo estipulado por (PORTILLO; CAMERON; CRAWLEY, 2018).

Uma alternativa para o alto desempenho do sistema pode ser uma compensação em termos de um modelo de antena com menor diretividade, com o propósito de reduzir custos associados ao alto número de elementos necessário para operação.

Com relação à potência disponível no satélite e a utilizada nesse modelo, percebe-se que há uma certa margem de operação do satélite para essas configurações se a potência do segmento espacial for ampliada. Com relação ao segmento terrestre, a análise do efeito das perdas dos cabos e a aplicação da tecnologia PoE prometem ser fontes de maiores EIRPs além de serem pontos a serem explorados em relação à otimização da antena (o modelo original tem tamanho do comprimento do cabo fixo, e para determinadas aplicações isso pode ser algo indesejável).

Em termos de tecnologias implementadas no enlace, foi possível detectar uma certa margem positiva para barateamento do serviço e otimização num futuro próximo. Equipamentos RF do sistema apresentam as condições ideais para lançamento de novas faixas espectrais e uso da tecnologia de *lasers* acoplados aos satélites, englobando assim maior *throughput* na rede com melhor aproveitamento da tecnologia de feixes e informações dos *gateways*.

Para o caso da varredura e apontamento da antena, identifica-se um ponto crítico do sistema, o qual dependerá de rotação mecânica para reestabelecer a conexão com o satélite transmissor, e durante esse breve período de interrupção, o *link* será desfeito mesmo que com desvio de somente 5 graus de desalinhamento, entretanto, uma das únicas alternativas seria um modelo de arranjo bidimensional em oposição ao modelo planar com eixo mecânica (que custaria eventualmente muito mais). Por outro lado, é uma solução eficiente em termos de perdas atmosféricas, uma vez que o movimento dos eixos mecânicos permite ângulos de elevação de até 40 graus, além de fornecer pouca distorção lateral no caso do arranjo, uma vez que com o ajuste de base, a deformação do diagrama de radiação na varredura da antena se manterá com maior constância (mais próximo de 0 graus de fase).

Como era de se esperar, para a configuração atual da constelação, o primeiro critério de projeto a ser simplificado ou otimizado é o ganho diretivo da antena, seja por menos elementos no arranjo ou por configurações mais escaláveis para cadeia de produção. Contudo, ainda haverá uma longa jornada em termos de custo até que o sistema seja acessível para comunidades menos favorecidas. Neste aspecto, todas as estratégias apresentadas aqui para o *design* da antena tem valor agregado, retratando mais uma vez algo que já foi pensado e discutido entre os responsáveis pela criação da antena.

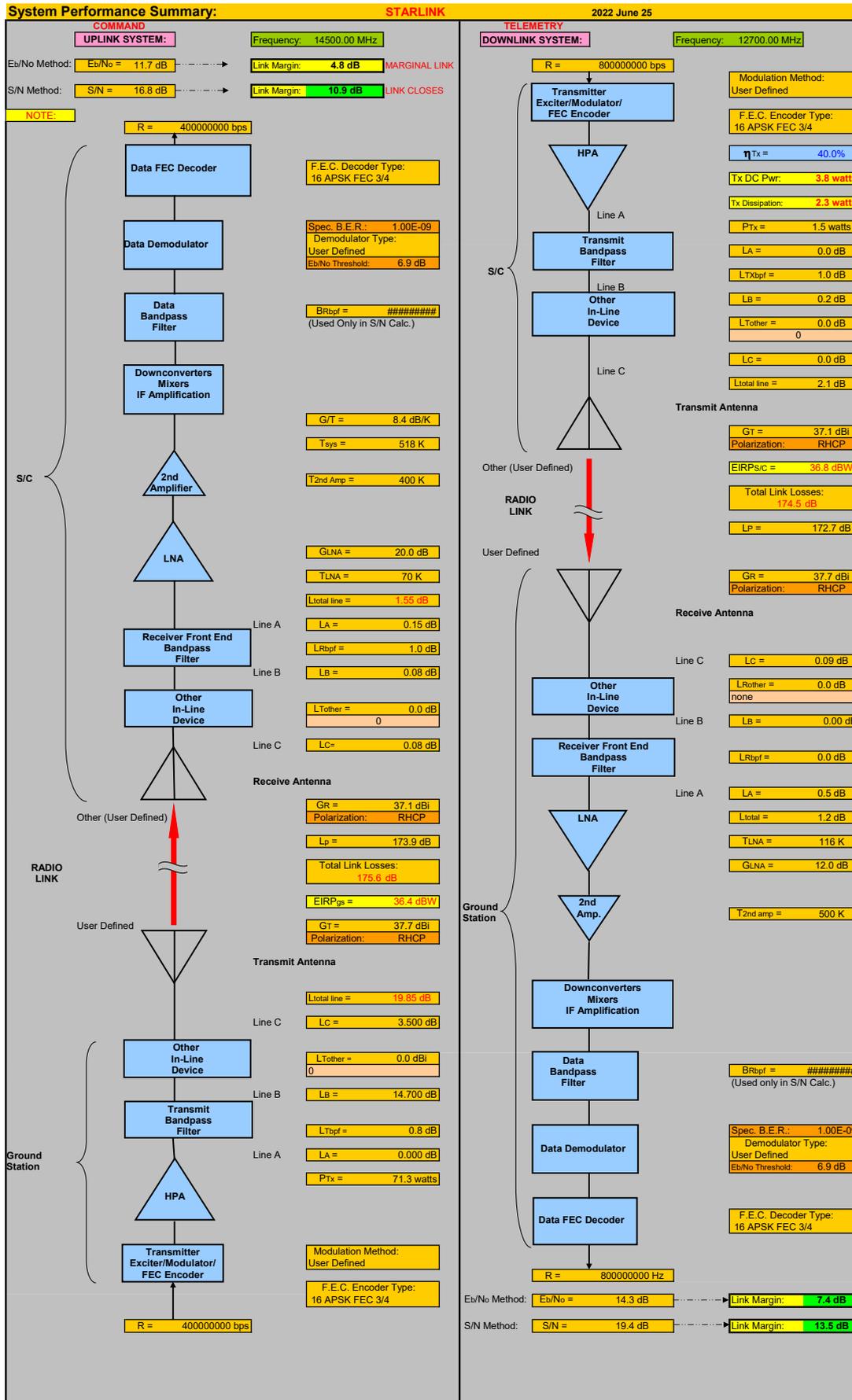


Figura 66 – Link Budget para condição livre obtido para as características apresentadas na análise do sistema.

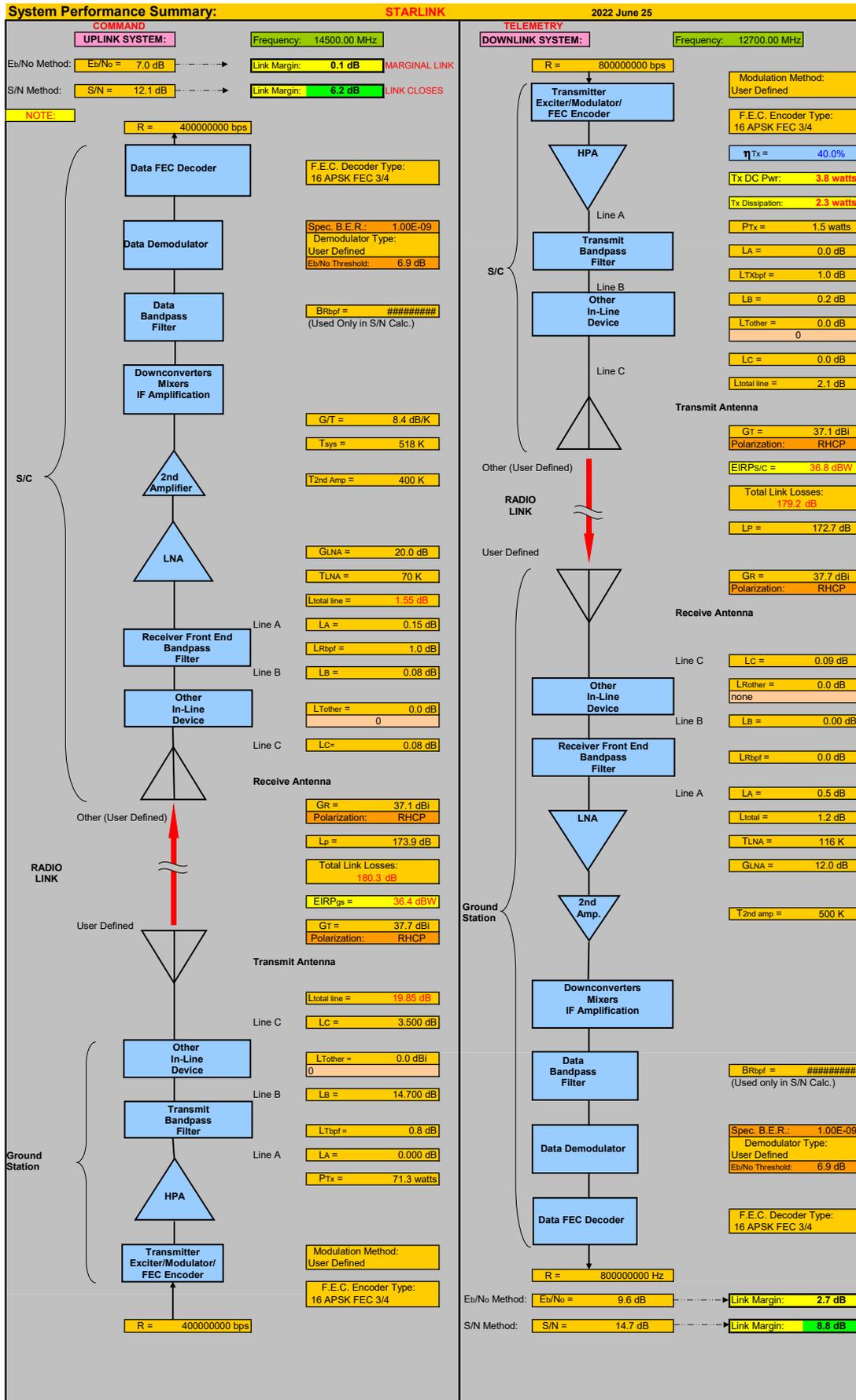


Figura 67 – Link Budget para condição com chuva obtido para as características apresentadas na análise do sistema.

8 Trabalhos Futuros

Para o caso específico desse enlace de dados apresentados, podemos considerar que ainda há uma larga margem de aprendizado e aplicação de todos os conceitos apresentados no decorrer deste documento. Em especial, vale destacar que os equipamentos selecionados incluem o simples critério de serem conceitualizados e uma escolha mais criteriosa pode vir em sequência a esse trabalho, pelo menos na perspectiva da cadeia de transmissão.

Para o projeto do arranjo de antenas, ainda há muito espaço a se explorar em relação a natureza das antenas, formação de feixe e todos os subcomponentes que fazem parte do composto *phased array*. Como sugerido ao longo do trabalho, uma das alternativas ao método de multicamadas é simplesmente seguir o modelo de banda-larga estendida com mais elementos em um arranjo planar de apenas uma camada, contudo, uma combinação dos dois métodos em conjunto com mais elementos parasíticos pode ser positivo para a largura de banda final do sistema.

9 Conclusão

O *design* escolhido aqui seria o apresentado na figura 58b, apesar de análises mais precisas do efeito de alteração da densidade de elementos para regiões periféricas serem necessárias para verificar efeitos de distorção da diretividade da antena e decorrente eficiência do arranjo.

Dos objetivos almejados para o trabalho, o objetivo de um projeto de antena *phased array* aparenta ser de baixa complexidade em perspectiva de geometria mas carece muito de efeitos de otimização da mesma. Com as pesquisas realizadas para o projeto foi possível identificar métodos simples mas eficazes para reduzir por exemplo, o número de elementos no arranjo.

Após a análise de todos os fatores considerados no enlace, pode-se verificar que o maior foco do projeto Starlink é e deverá continuar a ser propostas de arranjos mais complexos porém com capacidade de entregar todos os requisitos listados aqui. Efeitos como distorção do espectro por condutores parasitas laterais e em camadas superiores continuam como uma variável, que em conjunto com o efeito de acoplamento de todos os elementos necessita de um estudo dedicado, que no caso daria sequência ao elaborado nesse documento.

Aspectos interessantes como o comportamento da fase ser severamente afetado pela formato físico do arranjo já era esperado, mas como modelar essa mudança e tentar produzir um sistema em fase mais estável é outra lacuna a ser preenchida.

Com relação ao sistema de comunicação da Starlink, o que foi possível de se observar durante seu desenvolvimento foram as supostas mudanças que ainda estão a acontecer nos próximos anos, sejam essas de tecnologias abordo do satélite, sistemas terrestres e até mesmo sobre o retorno do projeto a longo prazo.

De acordo com o que foi encontrado para a produção desse trabalho, ideias similares já estão em fases iniciais mas nenhuma chegou se quer a arrecadar tantos fundos quanto a Starlink, então o sistema já está em outro patamar de implementação.

Como consequência da constante mudança dos parâmetros do satélite, o resumo aqui apresentado do projeto de um *phased array* não pode ser considerado fechado, e muito mais do que isso, é necessário prestar muita atenção com relação aos aspectos do enlace terra-satélite.

Propostas futuras podem ser análises mais precisas com calculadoras de enlace realizadas com dados de amostras do sistema real, teorias mais concretas da conversão do sinal pelo *array*, e com toda certeza o projeto de arranjo que cumpra um bom custo-

benefício mesmo para usuários urbanos, uma vez que o nicho de mercado da empresa SpaceX não se limita somente a áreas isoladas do globo, mas toda a população que deseja se conectar por longas distâncias ou por locais onde sistemas de comunicação tradicionais não são rentáveis para o futuro.

Referências

- AKYILDIZ, I. F.; JORNET, J. M.; NIE, S. A new cubesat design with reconfigurable multi-band radios for dynamic spectrum satellite communication networks. v. 86, n. 3, p. 166–178, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 59.
- AREVALO, E. *SpaceX is testing Starlink Ground Stations in several U.S. States*. [S.l.]: Tesmanian, 2020. Disponível em: <<https://www.tesmanian.com/blogs/tesmanian-blog/starlink-ground-stations>>. Citado 4 vezes nas páginas 15, 17, 107 e 108.
- ASHFORD, E. W. Non-geo systems - where have all the satellites gone? v. 55, n. 1, 2004. Citado na página 32.
- CANABAL, A.; JELICKA, R.; PINO, A. G. Multifunctional phased array antenna design for satellite tracking. v. 57, n. 1, p. 1–14, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 15, 112 e 113.
- CAPELA, C. J. R. *PROTOCOL OF COMMUNICATIONS FOR VORSAT SATELLITE*. Lisboa, Portugal: [s.n.], 2012. Citado na página 78.
- CAPPELLETTI, C.; BROWN, K. *AMSAT/IARU Annotated Link Model System*. [S.l.]: Universidade de Brasília, 2014. 21 p. Propriedade Intelectual da Universidade de Brasília. Citado 3 vezes nas páginas 13, 69 e 123.
- CARTESIAN INC. *Starlink Rural Digital Opportunity Fund Assesment*. [S.l.]: Cartesian Inc., 2021. Disponível em: <https://ecfsapi.fcc.gov/file/10208168836021/FBA_LEO_RDOF_Assessment_Final_Report_20210208.pdf>. Citado na página 106.
- CHAN, K.-C. *IP3 AND INTERMODULATION GUIDE*. Maxim Integrated, 2013. 1 p. TUTORIALS 5429. Disponível em: <<https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/tutorials/5/5429.html>>. Citado 8 vezes nas páginas 14, 96, 97, 99, 100, 102, 103 e 104.
- CURTIS, H. D. *Orbital Mechanics for Engineering Students*. 3. ed. Amsterdam, Netherlands: Elsevier, 2014. 751 p. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 59.
- ETSI TR 300 421. *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel codign and modulation for 11/12 GHz satellite services*. [S.l.], 1997. 118 p. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 45.
- European Space Agency. *Satellite frequency bands*. European Space Agency, 2014. Disponível em: <https://www.minicircuits.com/pdfs/FILTERS_FOR_GNSS_APPLICATIONS.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 54.
- Federal Communications Commission. *FCC Authorizes SpaceX to Provide Broadband Satellite Services*. Washington, D.C., United States, 2018. 1-4 p. IBFS File No. SAT-LOA-20161115-00118. Disponível em: <[http://licensing.fcc.gov/myibfs/forwardtopublictabaction.do?file_number=SATLOA2016111500118\(2018/09/12\).](http://licensing.fcc.gov/myibfs/forwardtopublictabaction.do?file_number=SATLOA2016111500118(2018/09/12).>)> Citado 4 vezes nas páginas 32, 105, 111 e 126.

Federal Communications Commission. *APPLICATION FOR APPROVAL FOR ORBITAL DEPLOYMENT AND OPERATING AUTHORITY FOR THE SPACEX GEN2 NGSO SATELLITE SYSTEM*. Washington, D.C., United States, 2020. 1-19 p. Disponível em: <<https://fcc.report/IBFS/SAT-LOA-20200526-00055/2378669.pdf>>. Citado 3 vezes nas páginas 32, 33 e 105.

Federal Communications Commission. *FCC Grants SpaceX's Satellite Broadband Modification Application*. Washington, D.C., United States, 2021. 1-7 p. IBFS File No. SAT-MOD-20200417-00037. Disponível em: <[https://docs.fcc.gov/public/attachments/FCC-21-48A1.pdf\(2021/05/19\).](https://docs.fcc.gov/public/attachments/FCC-21-48A1.pdf(2021/05/19).>)> Citado 5 vezes nas páginas 17, 105, 123, 125 e 132.

GALUSCAK, R.; HAZDRA, P. *Circular Polarization and Polarization Losses*. [S.l.]: Czech Technical University in Prague, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 65, 69 e 129.

GHOSH, J. S. R. J. Design of a wideband microstrip antenna. v. 22, n. 1, p. 2379–2389, 2008. Citado 5 vezes nas páginas 15, 114, 115, 116 e 120.

GRAMI, A. *Introduction to Digital Communications*. 1. ed. [S.l.]: Elsevier, 2016. v. 1. (1, v. 1). ISBN 978-0-12-407682-2. Citado 18 vezes nas páginas 13, 17, 36, 37, 38, 39, 40, 42, 43, 44, 48, 49, 50, 52, 61, 62, 63 e 64.

H. BENNETT et. al. *DVB-S2 benefits for military broadcast systems*. 2005. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 47.

HUI, W. H. *Interleaving techniques for high speed data transmission. Masters Research thesis*. 1993. Citado na página 45.

ICE, C.; KILBANE, K. *Understanding the IEEE 802.3bt PoE Standard*. Silicon Labs, 2019. Disponível em: <<https://www.skyworksinc.com/-/media/Skyworks/SL/documents/public/white-papers/understanding-the-ieee-8023bt-poe-standard.pdf>>. Citado na página 125.

Instituto Nacional de Meteorologia (INMET). *NORMAIS CLIMATOLÓGICAS DO BRASIL*. [S.l.], 2010. Acessado 28 de jul. 2021. Disponível em: <<https://portal.inmet.gov.br/normais>>. Citado na página 95.

ITU-R P.372-8. *Radio noise*. Geneva, Switzerland, 2003. 28 p. Recommendation P.372-8 (2005). Citado na página 94.

ITU-R P.531-12. *Ionospheric propagation data and prediction methods required for the design of satellite services and systems*. Geneva, Switzerland, 2013. 28 p. Recommendation P.531-12 (09/2013). Citado 2 vezes nas páginas 17 e 81.

ITU-R P.618-13. *Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems*. Geneva, Switzerland, 2017. 28 p. Recommendation P.618-13 (12/2017). Citado 3 vezes nas páginas 85, 87 e 129.

ITU-R P.837-7. *Characteristics of precipitation for propagation modelling*. Geneva, Switzerland, 2017. 28 p. Recommendation P.837-7 (06/2017). Citado na página 82.

ITU-R P.838-3. *Specific attenuation model for rain for use in prediction methods*. Geneva, Switzerland, 2005. 28 p. Recommendation P.838-3 (09/2005). Citado 3 vezes nas páginas 17, 83 e 84.

- ITU-R P.840-5. *Attenuation due to clouds and fog*. Geneva, Switzerland, 2012. 28 p. Recommendation P.840-5 (02/2012). Citado na página 79.
- ITU-R S.1714. *Static methodology for calculating epfd to facilitate coordination of very large antennas under Nos. 9.7A and 9.7B of the Radio Regulations*. Geneva, Switzerland, 2005. 17 p. Citado na página 59.
- JACKSON, M. *Electricity Costs of Starlink's UK LEO Broadband Satellite Service*. ISPreview, 2021. Disponível em: <<https://www.ispreview.co.uk/index.php/2021/03/electricity-costs-of-starlinks-uk-leo-broadband-satellite-service.html>>. Citado na página 125.
- KALLER, O.; KRATOCHVIL, T. Comparison of the dvb-s and dvb-s2 satellite digital television transmission. v. 1, n. 1, p. 1–13, 2013. Citado na página 45.
- KOBAYASHI K. IKEDA, B. G. N. *Giant Faraday Rotation in Metal-Fluoride Nanogranular Films*. Nature, 2018. Disponível em: <<https://www.nature.com/articles/s41598-018-23128-5>>. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 81.
- LEPAGE, A. C. *Introduction aux Télécommunications par Satellites*. [S.l.]: Télécom ParisTech, 2021. Citado 3 vezes nas páginas 13, 57 e 58.
- LOUIS, J.; IPPOLITO, J. *Radiowave Propagation in Satellite Communications*. 1. ed. [S.l.]: Springer Netherlands, 1986. ISBN 978-94-011-7029-1,978-94-011-7027-7. Citado 7 vezes nas páginas 14, 85, 87, 92, 93, 94 e 95.
- MAHANFAR et al. *ANTENNA APERTURE IN PHASED ARRAY ANTENNA SYSTEMS*. [S.l.]: United States Patent Application Publication, 2019. 1-60 p. Applicant: Space Exploration Technologies Corp. Citado 6 vezes nas páginas 15, 117, 118, 119, 120 e 121.
- MARAL, M. B. *Satellite Communications Systems, techniques and technology*. 2. ed. New Jersey, United States of America: John Wiley, 2009. 792 p. ISBN 978-0-470-71458-4. Citado na página 70.
- MCNEIL, P. *What is Antenna Polarization, and Why Does it Matter?* PASTERNAK, 2018. Disponível em: <<https://blog.pasternack.com/antennas/antenna-polarization-matter/>>. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 65.
- Mini-Circuits. *HIGH-Q CERAMIC RESONATOR FILTERS FOR GNSS APPLICATIONS*. Mini-Circuits, 2020. Disponível em: <https://www.minicircuits.com/pdfs/FILTERS_FOR_GNSS_APPLICATIONS.pdf>. Citado na página 125.
- NXP Semiconductors. *Single stage Ku band LNA using BFU730F*. NXP Semiconductors, 2011. 20 p. Disponível em: <<https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN11010.pdf>>. Citado na página 127.
- PORTILLO, I. del. *ITU-Rpy: A python implementation of the ITU-R P. Recommendations to compute atmospheric attenuation in slant and horizontal paths*. [S.l.]: GitHub, 2017. <<https://github.com/inigodelportillo/ITU-Rpy>>. Citado na página 129.

PORTILLO, I. del; CAMERON, B. G.; CRAWLEY, E. F. A technical comparison of three low orbit satellite constellation systems to provide global broadband. v. 159, n. 1, p. 1–13, 2018. Citado 11 vezes nas páginas 15, 17, 32, 60, 106, 108, 109, 110, 111, 130 e 135.

PRATT, T.; ALLNUTT, J. E. *Satellite Communications*. 3. ed. Hoboken, New Jersey, United States of America: Wiley, 2020. 756 p. ISBN 978-1-119-48214-7. Citado 24 vezes nas páginas 13, 14, 17, 37, 46, 56, 57, 60, 61, 62, 66, 77, 79, 80, 82, 84, 85, 86, 87, 88, 90, 91, 95 e 104.

SMOLDERS, A.; VISSER, H.; JOHANNSEN, U. *Modern Antennas and Microwave Circuits*. 1. ed. [S.l.]: Eindhoven University of Technology Library, 2020. (1). ISBN 978-90-386-4943-6. Citado 9 vezes nas páginas 13, 14, 71, 72, 73, 74, 76, 77 e 125.

SOBERING, T. J. *Noise in Electronic Systems*. [S.l.]: SDE Consulting, 1999. 1-7 p. Technote 4. Citado 2 vezes nas páginas 88 e 89.

SPACE, S. M. *Starlink Constellation*. [S.l.]: Space-Track.org, 2021. Disponível em: <<https://satellitemap.space>>. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 106.

STEFIGRAF, I.; RAJARAM, S. Design and analysis of low noise amplifier for satellite transponder. v. 20, n. 1, p. 1–5, 2017. Citado na página 127.

STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. *Antenna Theory and Design*. 3. ed. Hoboken, United States of America: John Wiley, 2013. 843 p. ISBN 978-0-470-57664-9. Citado 6 vezes nas páginas 13, 51, 64, 66, 67 e 74.

The Signal Path. *TSP 181 - Starlink Dish Phased Array Design, Architecture and RF In-depth Analysis*. Youtube, 2021. Disponível em: <<https://www.youtube.com/watch?v=h6MfM8EFkGg>>. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 121.

TOTOKU ELECTRIC. *Flexible Coaxial Cables Assembly*. TOTOKU ELECTRIC, 2018. 22 p. Disponível em: <https://www.shf-communication.com/wp-content/uploads/broschures/shf_broschure_totoku_tcf_series.pdf>. Citado na página 124.

Tutorials Point. *Satellite Communication - Quick Guide*. Tutorials Point, 2021. Disponível em: <https://www.tutorialspoint.com/satellite_communication/satellite_communication_quick_guide.htm>. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 36.

VASILESCU, G. *Electronic Noise and Intefering Signals: Principles and Applications*. 1. ed. Paris, France: Springer-Verlag, 2005. 716 p. ISBN 3-540-40741. Citado 7 vezes nas páginas 14, 88, 89, 90, 91, 92 e 127.

WERNER, M.; LUTZ, E. Analysis of system parameters for leo/ico-satellite communication networks. v. 13, n. 2, 1995. Citado na página 60.

WILLEMS, K. *DVB-S2X Demystified*. [S.l.], 2017. 12 p. Disponível em: <https://www.newtec.eu/frontend/files/userfiles/files/Whitepaper%20DVB_S2X.pdf>. Citado 5 vezes nas páginas 13, 45, 47, 48 e 132.

WILTSHIRE, W. M. *Application for Fixed Satellite Service by SpaceX Services, Inc*. [S.l.]: Federal Commissions Union, 2020. Disponível em: <<https://fcc.report/IBFS/SES-MOD-INTR2020-02035/2612731>>. Citado na página 106.

XIAOJU YU et. al. 3d printable multilayer phased array design. v. 20, n. 1, p. 351–360, 2015. Citado 3 vezes nas páginas [113](#), [114](#) e [116](#).

YUEN, J. H. *Deep Space Communications*. 2. ed. New Jersey, United States of America: John Wiley, 2016. 592 p. ISBN 978-1-119-16905-5. Citado 3 vezes nas páginas [50](#), [56](#) e [128](#).

ZARDASHTI, R.; EMAMI, S. Spatial geometry design of a low earth orbit constellation for iranian regional navigation satellite system. v. 13, n. 1, p. 1–13, 2021. Citado na página [56](#).

ZUBAIR, M.; HAIDER, Z.; A.KHAN, S. Atmospheric influences on satellite communications. v. 87, n. 5, 2011. Citado 3 vezes nas páginas [14](#), [77](#) e [78](#).