

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

CAMPUS PATOS DE MINAS

PEDRO LUCAS COSTA RAMOS

**ANÁLISE DE ENLACE DE SATÉLITES DE ÓRBITAS
BAIXAS EM TRANSMISSÕES 5G**

Patos de Minas - MG

2024

PEDRO LUCAS COSTA RAMOS

**ANÁLISE DE ENLACE DE SATÉLITES DE ÓRBITAS
BAIXAS EM TRANSMISSÕES 5G**

Projeto Final de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como pré-requisito para a graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Dr. Renan Alves dos Santos

Patos de Minas – MG
2024

RESUMO

Atualmente a sociedade vive uma era que demanda por conexão total com tudo e todos em qualquer lugar. Isso demanda a evolução dos sistemas e serviços de telecomunicações. Por esse motivo, a quinta geração de telefonia móvel celular (5G) tem despertado grande atenção em diversas partes do mundo. O 5G é visto como uma quebra de paradigmas na estrutura das redes de telecomunicações, sendo um conceito que visa revolucionar a forma de se comunicar. Nesse contexto, a integração de satélites na implementação de comunicações 5G tem impactos positivos no desempenho desse tipo de comunicação. Uma das principais é a possibilidade de transmissões com qualidade mesmo em locais remotos. Tendo em vista esse cenário, neste trabalho tem-se a proposta da análise e simulação de enlaces de telecomunicações que usam satélites em órbita baixa como auxílio para a transmissão de sinais 5G.

Palavras-chave: 5G, satélite, LEO, plataformas espaciais.

ABSTRACT

Currently, society lives in an era that demands total connection with everything and everyone, anywhere. This requires the evolution of telecommunications systems and services. For this reason, the fifth generation of cellular mobile telephony (5G) has attracted great attention in many parts of the world. 5G is seen as a paradigm shift in the structure of telecommunications networks, being a concept that aims to revolutionize the way of communicating. In this context, the integration of satellites in the implementation of 5G communications has positive impacts on the performance of this type of communication. One of the main ones is the possibility of quality transmissions even in remote locations. In view of this scenario, this work proposes the analysis and simulation of telecommunications links that use low orbit satellites as an aid for the transmission of 5G signals.

Keywords: 5G, satellite, LEO, space platforms.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Ilustração de satélites atuando com uma estação repetidora.....	16
Figura 2.2 - Representação geométrica dos ângulos de visada	17
Figura 2.3 - Representação geométrica do ângulo de elevação.....	17
Figura 2.4 - Ilustração do formato de órbitas.	19
Figura 2.5 -Representação geométrica de um plano orbital.	11
Figura 2.6 - Ilustração da área de cobertura de satélites.....	10
Figura 2.7 - Sistema geométrico do Efeito Doppler.....	11
Figura 2.8 - Representação simplificada do enlace.	12
Figura 2.9 - Ilustração das variáveis envolvidas nas distâncias do enlace	14
Figura 2.10 - Ilustração das taxas de precipitação de chuva $R_{0,01}$ (mm/h) em função das coordenadas geográficas.	17
Figura 2.11 - Ilustração do comprimento efetivo de chuva.	17
Figura 2.12 - Atenuação Zenith Para Valores e Frequências de 1 GHz à 1000 GHz.	19
Figura 2.13 - Ilustração das N_{wet} $R_{0,01}$ em função das coordenadas geográficas.	21
Figura 2.14 - Ilustração de exemplos de diagramas de constelação em transmissão digital.	23
Figura 2.15 - Ilustração do efeito da atenuação e do ruído provocando erro na detecção dos símbolos.	24
Figura 2.16 – Taxa de erro de bit codificado e não-codificado por E_b/N_0	27
Figura 4.1 - Simulação das coberturas da constelação de satélite.	32
Figura 4.2 - Ilustração do modelo de arquitetura NTN utilizado.	33
Figura 4.3 - Ilustração do modelo de arquitetura NTN utilizado.	34
Figura 4.4 - Localização da estação terrestre da simulação.	35
Figura 4.5 - Linhas de visada entre os satélites e a estação terrestre representada pela linha pontilhada.	36
Figura 4.6 - Satélite com melhores condições no instante “x”.	37
Figura 4.7 - Atenuação no espaço livre.	38
Figura 4.8 - Atenuação por chuva.	38
Figura 4.9 - Atenuação por gases atmosféricos.	39
Figura 4.10 - Atenuação por cintilação.	39

Figura 4.11 - Atenuação por nuvens.....	40
Figura 4.12 - Atenuações totais.	40
Figura 4.13 – C/N por tempo.	41
Figura 4.14 - E_b/N_o por taxa de transmissão de bit.	42
Figura 4.15 - BER por taxa de transmissão de bit.	43
Figura 4.16 - BER por E_b/N_o	44
Figura 4.17 - Ilustração das constelações de modulação.	44
Figura 4.18 – BER codificado para modulação BPSK.	46
Figura 4.19 - BER codificado para modulação QAM-16.	47
Figura 4.20 - BER codificado para modulação QAM-64.	49
Figura 4.21 - BER codificado para modulação QAM-256.	50
Figura 4.22 - Ilustração das constelações de modulação com FEC.	50

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

1G	Redes celulares de primeira geração
2G	Redes celulares de segunda geração
3G	Redes celulares de terceira geração
4G	Redes celulares de quarta geração
5G	Redes celulares de quinta geração
3GPP	3 rd Generation Partnership Project
LEO	Low Earth Orbit
GEO	Geostationary Earth Orbit
MEO	Medium Earth Orbit
MIMO	Massive Multiple-Input Multiple-Output
TCC	Trabalho de conclusão de curso
NTN	Non-Terrestrial Network
VANT	Veículo Aéreos Não-Tripulado
HAPs	Plataformas de Alta Altitude
VLEO	Very Low Earth Orbit
LAPs	Plataformas de Baixa Altitude
μs	Microssegundos
a	Semieixo maior da elipse
e	Excentricidade da elipse
θ	Ângulo de posição
S_f	Distância semifocal da elipse
ρ_a	Densidade atmosférica
C_d	Coefficiente de arrasto aerodinâmico
A_{eq}	Área da superfície equivalente
v	Velocidade orbital
F_d	Força do arrasto aerodinâmico
a_d	Aceleração decorrente do arrasto atmosférico
m_s	Massa do satélite
F_c	Força centrípeta no satélite

ω	Velocidade angular do satélite
r	Raio da órbita em relação ao centro da Terra
F_g	Força gravitacional no satélite
g	Aceleração da gravidade
R_e	Raio da Terra
EHF	Extremely High Frequency
FSSs	Fixed Satellite-Services
AWGN	Additive White Gaussian Noise
MSSs	Mobile Satellite-Services
SFPB	Single Feed Per Beam
MFPB	Multiple Feeds Per Beam
MBA	Multiple Beam Antenna
DRA	Arquitetura de Irradiação Direta
AFR	Array Fed Reflector
E_b/N_o	Relação sinal-ruído normalizada
C/N	Relação portadora-ruído
F	Densidade de fluxo
G_t	Ganho do transmissor
P_t	Potência irradiada pelo transmissor
R	Distância entre o transmissor e o receptor
P_r	Potência recebido no receptor
A_e	Area efetiva de abertura da antena receptora
Ω	Ângulo sólido eferorradiano da largura de feixe recebido
G_r	Ganho da receptora
θ_{el}	Ângulo de elevação da largura de feixe
θ_{az}	Ângulo do azimute da largura de feixe
D_{el}	Diâmetro de abertura da elevação
D_{az}	Diâmetro de abertura do azimute
λ	Comprimento de onda
η	Eficiência da antena
k_e	Constante de iluminação da abertura
L_{fs}	Perda por espaço livre inversa
θ	Ângulo de desvio do eixo elétrico

θ_{3dB}	Ângulo de largura de banda de meia potência
EIRP	Potência irradiada isotrópica equivalente
L_p	Perdas ao longo do caminho do sinal
N	Potência do ruído do sistema
k	Constante de Boltzmann
B	Largura de banda
T	Temperatura do ruído do sistema
r_b	Taxa de bits máxima
M	Valores ou símbolos possíveis recebidos na fase da portadora
α	Fator de roll-off
$\left(\frac{C}{N}\right)_u$	Relação portadora-ruído do enlace de subida
$\left(\frac{C}{N}\right)_d$	Relação portadora-ruído do enlace de descida
C_c	Potência de portadora combinada
N_c	Potência de ruído combinada
A_r	Atenuação por chuva
L	Comprimento do caminho geométrico da chuva
H_g	Altitude da estação terrestre
H_o	Altitude de isoterma de zero graus
L_{ET}	Latitude
FSO	Free-space optical communication
RF	Radiofrequência
eMBB	Banda Larga Móvel Aprimorada
mMTC	Comunicação de Tipos de Máquina Massiva
uRLLC	Comunicações Ultra Confiáveis de Baixa Latência
BATF	Backhauling e Alimentação de Torres
THEF	Entroncamento e Alimentação High-End
HYMP	Multiplay Híbrida
COOM	Comunicações Em Movimento
IoT	Internet das Coisas
TT&C	Telemetria, Rastreamento e Comando
ISL	Intersatellite Link
MATLAB	MATrix LABoratory

SUMÁRIO

RESUMO.....	12
ABSTRACT	13
LISTA DE FIGURAS.....	14
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	16
CONCEITOS INTRODUTÓRIOS.....	10
1.1 Introdução	10
1.2 Problematização.....	11
1.3 Tema do projeto.....	13
1.4 Objetivos.....	13
1.4.1 Objetivos gerais	13
1.4.2 Objetivos específico	13
1.5 Justificativas	13
1.6 Considerações finais	14
REFERENCIAL TEÓRICO	15
2.1 Considerações iniciais	15
2.2 Estudo de órbitas de satélites LEO	15
2.2.1 Satélites.....	16
2.2.2 Ângulos de Visada.....	16
2.2.3 Órbitas de satélites.....	18
2.2.4 Planos orbitais	11
2.3 Estudo de enlaces de comunicação em satélites de órbitas LEO	10
2.3.1 Efeito Doppler	10
2.3.2 Relação portadora-ruído	12
2.3.3 Relação entre a energia do bit e a densidade espectral do ruído	21
2.3.4 Taxa de erro de bits	22
2.3.5 Códigos corretores de erros	24
2.4 Considerações finais	27
MATERIAIS E MÉTODOS	28
3.1 Considerações iniciais	28
3.2 Metodologia de desenvolvimento.....	28

3.3	Recursos necessários	28
3.4	Considerações finais	29
RESULTADOS E DISCUSSÕES		30
4.1	Considerações iniciais	30
4.2	Análise orbital de satélites LEO	30
4.2.1	Satélite	30
4.2.2	Órbitas	31
4.3	Projeto do enlace de comunicação 5G via satélite LEO.....	33
4.3.1	Arquitetura da Rede de Acesso via Satélite.....	33
4.3.2	Arquitetura da Rede NTN.....	34
4.3.3	Especificações do Canal	34
4.3.4	Especificações de Simulação.....	35
4.3.5	Atenuações	35
4.3.6	CNR.....	41
4.3.7	Modulação	41
4.4	Considerações finais	54
CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS.....		55
5.1	Conclusões.....	55
5.2	Propostas para a continuação do trabalho.....	56
REFERÊNCIAS		57

Capítulo 1

CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

Neste capítulo são apresentados as principais motivações e objetivos a serem alcançados nesse trabalho.

1.1 Introdução

Desde meados do século 20, a humanidade adentrou em uma corrida tecnológica que vem crescendo continuamente até os dias cotidianos, trazendo inúmeras inovações científicas que consequentemente aumentam a qualidade de vida da população em geral. Conforme os avanços tecnológicos aumentam e se perpetuam, nasce uma necessidade de aprimorar e refinar aquelas que já existem, seja do modo que foram criadas ou até as integrando-as com outras escolas da ciência. Com as telecomunicações não foi diferente, sua evolução tem tomado passos rápidos devido a sua função primária de comunicação, que, na sociedade globalizada dos dias atuais é primordial para diferentes ofícios. Durante as últimas décadas, a demanda de formas de transmissão de dados sem fio de alta velocidade e de boa confiabilidade tem crescido consideravelmente, como visto a transição entre gerações de redes móveis (1G, 2G, 3G, 4G e 5G).

O sucessor do 4G, o 5G tem como objetivo, entre outras coisas, o aumento das taxas de transmissão e da confiabilidade do sistema, bem como a redução da latência nas comunicações [1]. Sua implementação visa atender diferentes cenários, desde áreas de alta vazão, que configura locais fechados ou locais com grande aglomerado de indivíduos, até áreas de baixa densidade populacional, que são locais rurais e mais periféricos.

O 5G representa uma revolução nas configurações das redes telecomunicações. A estrutura das redes passa a assumir diversos conceitos e podem trabalhar de forma integrada, como por exemplo micro células, macro células e até distribuição de sinais por satélite [1]. O conceito da integração da rede móvel terrestre com redes de satélites é uma solução interessante em relação ao alcance em áreas densas ou suburbanas. Por isso, decidiu-se esse tema como item importante para o Release 17 do 3GPP (do inglês *3rd Generation Partnership Project*), o que foi definido como não-terrestre [2].

Em comunicações via satélite existem diversas configurações de órbitas, movimento periódico que o satélite faz ao redor do globo terrestre [3]. No ponto de vista da acessibilidade, os satélites de orbitas terrestre geostacionária (GEO do inglês *Geostationary Earth Orbit*) seriam uma integração vantajosa para as redes 5G. Os satélites GEO são aqueles que acompanham a rotação da Terra (tem período orbital de aproximadamente 24 horas), podendo cobrir até um terço do globo terrestre (a chamada cobertura global) dependendo da diretividade (e consequentemente) das antenas usadas nas transmissões nos enlaces de descida. Porém, devido à distância em relação ao solo (a altitude dos satélites GEO são de aproximadamente 36000 km), o atraso na propagação (do inglês *delay*) presente nesse sistema impõe uma adversidade não desejada. Por isso, para contornar essa situação uma solução interessante se dá nas constelações de satélites em órbita terrestre baixa (LEO, do inglês *Low Earth Orbit*). Os satélites LEO são aqueles cuja altitude varia de 160 km a 1600 km, completando assim um período de rotação em menos de 2 horas. Então, como giram mais rápido que a terra, modificando sua localização em termos de coordenadas geográficas constantemente, para a cobertura em telecomunicações sem que ocorra interrupções nas comunicações, tem-se vários satélites criando uma constelação. Assim, os satélites LEO fornecem cobertura global, principalmente com latência reduzida em relação aos satélites GEO.

1.2 Problematização

O crescimento de uma sociedade amplamente conectada leva a necessidade da evolução da tecnologia, em que as telecomunicações não podem ficar de fora. Dentro desse contexto, a integração entre constelações de satélites LEO e comunicações terrestres é uma das alternativas para implementação das redes 5G. Assim, tem-se a possibilidade de fornecer conexões de qualidade e com baixa latência em locais de difícil acesso. Isso é um passo importante para globalização e desenvolvimento da qualidade de vida e educação dos indivíduos ali presentes.

Na literatura é possível encontrar diversos estudos atuais sobre a utilização de satélites LEO em redes 5G. Em [4] é apresentada oportunidades e desafios de conectividade nas constelações de pequenos satélites LEO em redes 5G, além de demonstrar a caracterização de enlaces 5G via constelações de satélites LEO em termos de atraso de propagação, efeito Doppler e taxas de dados alcançáveis. Em [5] é investigado a sincronização de tempo e frequência para a transmissão em enlace de descida 5G nos canais de satélite LEO. Em [6] é apresentada uma análise de desempenho de mobilidade por meio de simulações em nível de sistema de procedimentos *handover* para constelações de satélites LEO em redes 5G. Em [7]

demonstra-se um esquema de transmissão MIMO massiva (do inglês *massive multiple-input multiple-output*) com reutilização de frequência total para sistemas de comunicação 5G por satélite LEO.

Para facilitar os projetos de constelações de satélites LEO em redes 5G, hoje em dia, com a evolução da computação, é possível utilizar simuladores para prever cenários de transmissão. Dentre essas ferramentas está o MATLAB (do inglês *MATrix LABoratory*). No MATLAB é possível programar a partir de linhas de código cenários de uso constelações de satélites LEO em enlaces para a distribuição de sinais 5G. Para tal, tem-se como aliado funções pré-prontas da *Toolbox Satellite Communications*. Essa *Toolbox* fornece ferramentas para projetar, simular e verificar sistemas e enlaces de comunicações por satélite, permitindo modelar e visualizar órbitas de satélites, bem como realizar análises de parâmetros ligados a qualidade dos enlaces (como atenuações e interferências). Além disso, é possível projetar algoritmos de camada física junto com componentes de radiofrequência e receptores de estações terrestres e gerar formas de onda de teste. Exemplos dessas possibilidades são:

- A. No exemplo [8] apresenta-se como modelar satélites em órbita, analisando as relações em coordenadas geográficas entre satélites e estações terrestres.
- B. No exemplo [9] apresenta-se a comparação entre diferentes tipos de órbitas Keplerianas.
- C. No exemplo [10] demonstra como configurar um enlace de comunicação via satélite de salto múltiplo (do inglês *multi-hop*) entre duas estações terrestres.
- D. No exemplo [11] apresenta-se como criar algumas formas de onda específicas para sinais modulados aplicados em comunicações via satélite.
- E. No exemplo [12] tem-se modelos de propagação, que analisam as atenuações para enlaces de comunicação via satélite.
- F. No exemplo [13] tem-se análises de interferência da constelação de satélites em enlaces de comunicação.

A partir de conceitos apresentados em exemplos, esse projeto final de curso de curso visa-se desenvolver um código em MATLAB que simule um enlace de satélites LEO para a transmissão de sinais 5G. Desse modo, espera-se além de resultados sobre o tema, disponibilizar conceitos que possam ser utilizados em outros estudos sobre o tema.

1.3 Tema do projeto

O projeto consiste na teorização, modelagem e simulação de um sistema funcional de comunicação 5G via satélite em baixa órbita terrestre. Por ser um campo novo de pesquisa, acredita-se que há espaço para diversas melhorias e ideias a serem implementadas, além de contribuir indiretamente para diversas áreas do conhecimento. Por isso, busca-se compreender a arquitetura de comunicação em questão e analisar os fatores que ditam a qualidade da transmissão.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivos gerais

Esse projeto final de curso tem objetivo modelar, simular e analisar a um enlace de satélites LEO para transmissões 5G utilizando o MATLAB. Assim, serão avaliados conceitos de propagação e comunicações digitais a respeito do tema.

1.4.2 Objetivos específico

Os objetivos específicos se dão por:

- (a) Estudar requisitos e equipamentos para realização da comunicação 5G;
- (b) Analisar arquiteturas da rede e formas de modulação do sinal 5G;
- (c) Estudar órbitas de satélites, focando principalmente no tipo LEO;
- (d) Analisar numericamente o enlace de comunicações 5G via satélite LEO usando MATLAB;

1.5 Justificativas

O 5G ainda é uma tecnologia recente e que tem muito a ser explorada, culminando no aprimoramento de diversas áreas da telecomunicação, além de abrir oportunidades em sua implementação. Devido a necessidade das redes 5G distribuírem sinais com altas taxas e baixas latência, mesmo em localidades remotas, a possibilidade de uso de satélites de órbitas baixas são vistas como grande atrativo. Desse modo, esse trabalho de conclusão de curso visa contribuir com os estudos neste ramo tão recente das telecomunicações.

1.6 Considerações finais

Neste capítulo listamos os objetivos e os motivos para que a elaboração desse trabalho de conclusão de curso. Assim, tem-se a bagagem introdutória para o Referencial Teórico (descrito no Capítulo 2), para os Materiais e Métodos (apresentados no Capítulo 3) e para os Resultados e Discussões (discutidos no Capítulo 4).

Capítulo 2

REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo são apresentados os conceitos teóricos principais para o desenvolvimento do enlace de satélites LEO para transmissões 5G apresentado nesse trabalho.

2.1 Considerações iniciais

Esse projeto final de curso tem como objetivo projetar um sistema de comunicação integrando a tecnologia 5G com Redes Não-Terrestres (NTN do inglês *Non-Terrestrial Networks*), baseadas em satélites LEO. Para isso, pode-se dividir as análises em duas partes:

- (a) Estudo da órbita de satélites LEO: análise física do deslocamento do satélite ao redor do globo terrestre.
- (b) Estudo da transmissão de sinais 5G em satélites LEO: análise de comunicação, prevendo conceitos como escolha de dispositivos, levantamento de atenuações, relação sinal-ruído e taxa de erro de bits.

Para que cada etapa do projeto desse trabalho seja realizada é necessário partir uma fundamentação teórica sobre órbitas de satélites, modelos de propagação e análise de desempenho em enlaces de comunicação. Por isso, neste capítulo são apresentados os conceitos teóricos básicos necessários sobre esses assuntos.

2.2 Estudo de órbitas de satélites LEO

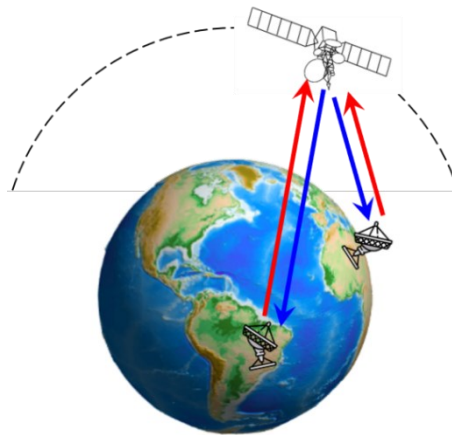
O termo NTN está ligado a padronização do 5G, e está diretamente relacionado aos meios de comunicação por meio de Satélites, Veículos Aéreos Não-Tripulados (VANT) ou Plataformas de Alta Altitude (PAAs) [2]. Como o nome indica, são basicamente estruturas que permitem a distribuição de sinais em redes 5G por meios não-terrestres. Nesse trabalho tem-se como foco a utilização de satélites como plataformas das NTN e, por esse motivo, será apresentado em maiores detalhes apenas esse conceito.

A utilização de satélites em NTN é definida como plataformas espaciais [2]. A altitudes dessas plataformas tem ligação direta com as órbitas dos satélites que atuam nessas plataformas aéreas. Por esse motivo, é necessário compreender os conceitos básicos sobre órbitas de satélite.

2.2.1 Satélites

Satélites de comunicação em órbita é uma espécie de estação repetidora que recebe sinais do solo, os processa e depois os retransmite de volta para a Terra [14] (ver na Figura 2.1). Basicamente, é uma estrutura composta por elementos de telecomunicações, antenas, dispositivos de micro-ondas, circuitos eletrônicos diversos, sistemas de controle orbital (sensores e propulsores) e sistemas de alimentação (principalmente painéis solares).

Figura 2.1 - Ilustração de satélites atuando com uma estação repetidora



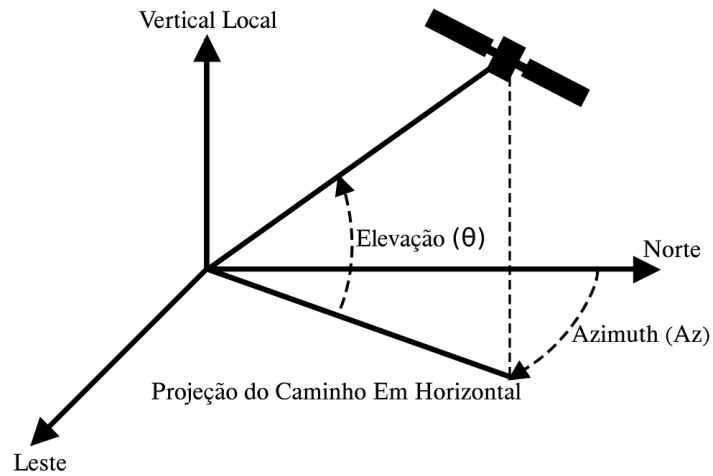
Fonte: o autor.

2.2.2 Ângulos de Visada

Os ângulos de visada é definido pelas coordenadas nas quais uma antena deve ser posicionada para permitir a comunicação entre a estação terrestre e o satélite, e são comumente expressadas por azimute (Az) e elevação (θ) [15] (ver na Figura 2.2). A elevação é o ângulo medido pela projeção horizontal do caminho do satélite e o caminho direto entre a estação terrestre e o satélite, já o azimute é medido pela projeção horizontal e pelo norte verdadeiro da estação.

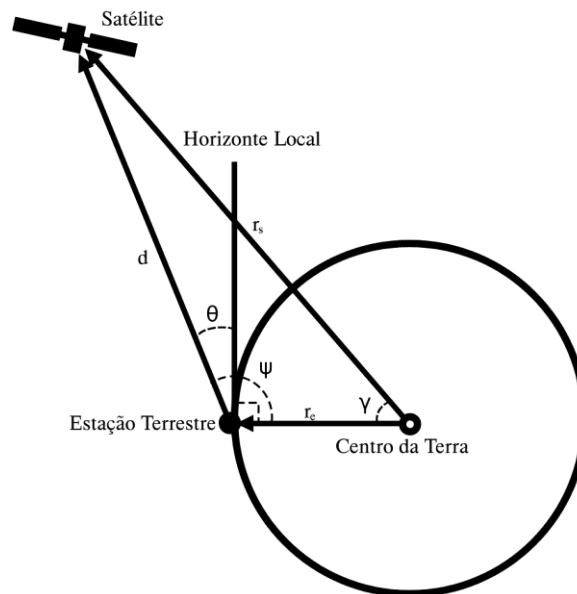
Na Figura 2.3 é representado o ângulo de elevação em relação ao caminho direto entre a estação terrestre e o satélite, e o caminho entre o satélite e a terra; r_e é distância entre o centro da terra e a estação terrestre; r_s é a distância entre o centro da terra e o satélite; d é a distância entre a estação terrestre e o satélite; ψ é o ângulo formado entre r_e e d ; γ é ângulo formado entre r_e e r_s .

Figura 2.2 - Representação geométrica dos ângulos de visada



Fonte: o autor.

Figura 2.3 - Representação geométrica do ângulo de elevação



Fonte: o autor.

O ângulo γ é descrito da seguinte forma [15]:

$$\gamma = \arccos(\cos(L_e)\cos(L_{SAT})\cos(l_{SAT} - l_e) + \text{sen}(L_e)\text{sen}(L_{SAT})) \quad (2.1)$$

onde L_e e l_e representam a latitude e longitude da estação terrestre em graus, respectivamente; L_{SAT} e l_{SAT} representam a latitude e longitude do satélite em graus, respectivamente. A lei dos cossenos permite a dedução da distância d de forma que [15]:

$$d = r_s \sqrt{1 + \left(\frac{r_e}{r_s}\right)^2 - 2\left(\frac{r_e}{r_s}\right)\cos(\gamma)} \quad (2.2)$$

Sabendo que o horizonte é perpendicular a r_e , o ângulo de elevação θ é encontrado pela diferença de ψ pelo ângulo reto; por sua vez, o ângulo ψ é encontrado pela lei dos senos:

$$\theta = \psi - 90^\circ \quad (2.3)$$

em que

$$\frac{r_s}{\text{sen}(\psi)} = \frac{d}{\text{sen}(\gamma)} \quad (2.4)$$

Combinando as equações 2.4 e 2.3 chega-se à:

$$\cos(\theta) = \frac{r_s \text{sen}(\gamma)}{d} \quad (2.5)$$

e consequentemente

$$\theta = \arccos \left(\frac{\text{sen}(\gamma)}{r_s \sqrt{1 + \left(\frac{r_e}{r_s}\right)^2 - 2\left(\frac{r_e}{r_s}\right)\cos(\gamma)}} \right) \quad (2.6)$$

Então, com a equação 2.6 tem-se uma forma de calcular o ângulo de elevação sabendo a posição geográfica do satélite e da estação terrestre, e o raio orbital do satélite.

2.2.3 Órbitas de satélites

Define-se como órbita de satélites a trajetória que essa máquina espacial repete periodicamente ao redor do globo terrestre [14]. O formato geral dessas órbitas é de uma trajetória elíptica, entretanto, para os sistemas de telecomunicações geralmente utiliza-se um caso particular cuja trajetória é circular (ver na Figura 2.4(a)). O raio orbital (R) em relação ao centro do planeta varia em função de um ângulo que define a posição do satélite (θ_s) (ver na Figura 2.4(b) da seguinte forma [16]:

$$R(\theta) = \frac{p}{(1 + e \cos(\theta_s))} \quad (2.7)$$

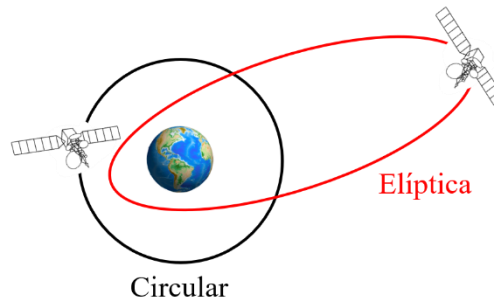
onde p é definido com *Latus Rectum* e e é a excentricidade da órbita (que mede o quão elíptica a trajetória é). Os valores de p e e podem ser calculados com [16]:

$$p = \left(\frac{R^2 V^2}{GM_p} \right) \quad (a)$$

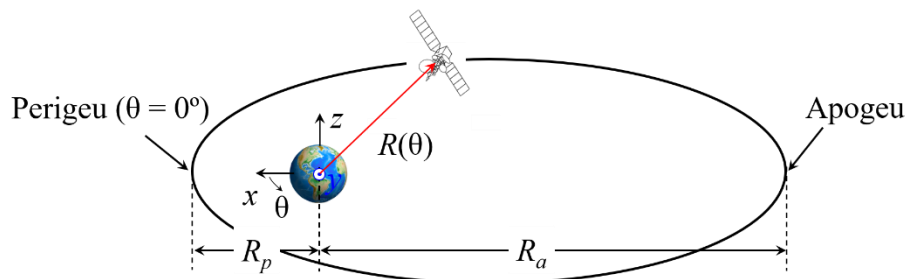
$$e = \frac{R_a - R_p}{R_a + R_p} \quad (b)$$

em que R e V são, respectivamente o raio orbital e a velocidade em um ponto da órbita (é importante destacar que o vetor velocidade deve ser perpendicular ao vetor raio orbital nesse ponto), R_a e R_p , são as distâncias do centro do planeta ao Apogeu e ao Perigeu, respectivamente, G é a constante gravitacional ($G \cong 6,67 \times 10^{-11} \text{m}^3/\text{kgs}^2$) e M_p é a massa do planeta Terra ($M_p \cong 5,98 \times 10^{24} \text{kg}$). Como no Perigeu (assim como no Apogeu) o vetor velocidade deve ser perpendicular ao vetor raio orbital e nesse ponto a velocidade é definida como velocidade de lançamento orbital (velocidade em que os propulsores do satélite são ligados para estabelecimento da órbita), geralmente na expressão de p tem-se $R = R_p$ e $V = V_p$.

Figura 2.4 - Ilustração do formato de órbitas.



(a) Comparação entre órbitas elípticas e circulares.



(b) Descrição da variáveis envolvidas nas órbitas elípticas.

Fonte: o autor.

As órbitas de satélites LEO geralmente são circulares (ou tende a terem uma trajetória no formato quase circular). Desse modo tem-se $R_a \cong R_p$, $e \rightarrow 0$ e $R \cong p$ (constante). Vale ressaltar que nessa situação a velocidade de deslocamento orbital V também é constante. Nesse caso, pode-se calcular o raio e a velocidade de deslocamento orbital em função do período de rotação do satélite (T , que representa o tempo em segundos para o satélite completar uma volta ao redor do globo terrestre) como sendo [16]:

$$R = \sqrt[3]{\frac{GM_p T^2}{4\pi^2}} \quad (a)$$

$$V = \sqrt{\frac{GM_p}{R}} \quad (b)$$

O raio orbital R é uma medida em relação ao centro do planeta. Entretanto, para análises em telecomunicações é mais interessante trabalhar com a distância em relação a superfície do planeta (que de fato é onde estará os usuários em solo). Assim, define-se a distância entre a superfície do planeta e o satélite como sendo:

$$h = R - r_e \quad (2.10)$$

onde r_e é o raio do planeta Terra ($r_e \cong 6,37 \times 10^6$ m). Os satélites LEO são aqueles cuja altitude varia de 160km (1hr30min) a 1600km (2hr00min), completando assim um período de rotação entre 1hr30min e 2hr00min [3].

Como os satélites LEO tem período orbital de 2 horas ou menos, para um observador sob a superfície do planeta essas estações espaciais estão sempre em movimento. Esse fato pode ser considerado um problema, visto que a estação repetidora não é estática e, por isso, o usuário terrestre teria que mudar constantemente o direcionamento de suas antenas para garantir que as transmissões continuem a ocorrer. Entretanto, com solução a essa característica, tem-se a utilização de constelações (rede) de satélites LEO. Assim, mesmo que os satélites se desloquem rapidamente, ao apontar para uma localidade do espaço, garante-se que sempre será possível encontrar um repetido (desde que se tenha um número considerável de satélites na constelação). Um exemplo disso são os satélites do projeto *Starlink* da empresa americana *SpaceX*.

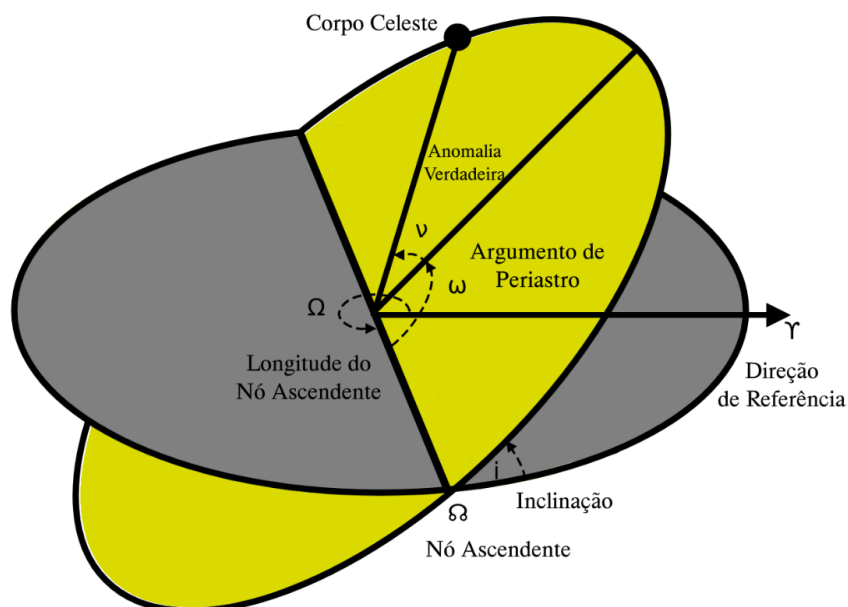
Por viajar nas camadas mais baixas da atmosfera (cujas características eletromagnéticas são aproximadamente iguais ao vácuo), os sinais retransmitidos em satélites LEO viajam em velocidades próximas a da luz ($c \cong 3 \times 10^8$ m/s) [17]. Dessa forma, o atraso de propagação nesse

tipo de satélite (considerando os enlaces de subida e descida) é varia de 1,06ms à 10,7ms, considerando distancias de 160 km a 1600 km.

2.2.4 Planos orbitais

O plano orbital é descrito pelo plano fixado no espaço onde o movimento de um corpo celeste é confinado [18]. Na Figura 2.5 tem-se a apresentação de um exemplo disso, onde se destaca alguns termos comumente utilizados, como longitude do nó ascendente, longitude do nó ascendente, inclinação, argumento do periastro, anomalia verdadeira e direção de referência. A anomalia verdadeira (ν) é um elemento que varia no tempo medido pela posição do corpo celeste no tempo t e o periastro da órbita; Nó ascendente (Ω) é o ponto em que o corpo celeste passa pelo plano fundamental em direção ao norte; Argumento de periastro (ω) é o ângulo formado pela diferença do nó ascendente e o ponto do periastro, medido na direção do movimento do satélite; Longitude do nó ascendente (Ω) representa o ângulo onde o corpo passa pelo plano fundamental na direção do nó ascendente.

Figura 2.5 -Representação geométrica de um plano orbital.



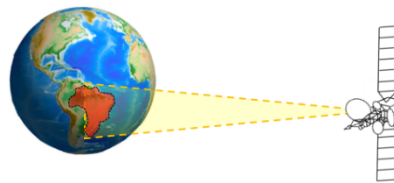
Fonte: o autor.

2.3 Estudo de enlaces de comunicação em satélites de órbitas LEO

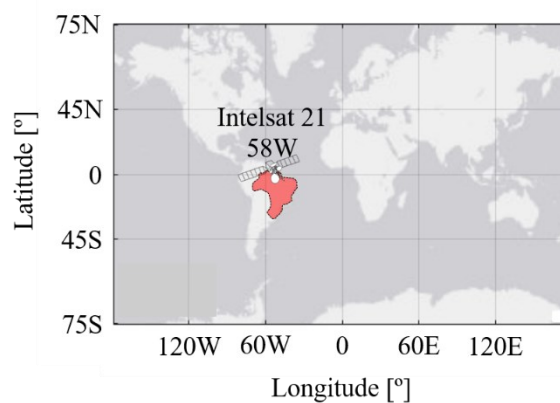
Enlace (do inglês *link*) via satélite consiste fundamentalmente no caminho em que o sinal de informação se desloca [3]. Dessa forma, nesse tipo de comunicações tem-se dois enlaces: de subida (do inglês *uplink*) onde a transmissão ocorre da estação terrestre transmissora para o satélite (ver na cor em vermelho na Figura 2.1) e de descida (do inglês *downlink*) onde a transmissão ocorre do satélite para estação terrestre receptora (ver na cor em azul na Figura 2.1).

Nos enlaces de descida um fator importante é a área um satélite que oferece de cobertura sobre o globo terrestre. Basicamente, esse termo descreve como as antenas de transmissão dos satélites direcionam o sinal para os usuários de solo. Para exemplificar o conceito de área de cobertura, a Figura 2.6 apresenta a ilustração do mapa de cobertura (do inglês *footprint*) da irradiação do satélite geostacionário Intelsat 21 sobre o território brasileiro.

Figura 2.6 - Ilustração da área de cobertura de satélites.



(a) Visão tridimensional.



(b) Visão bidimensional.

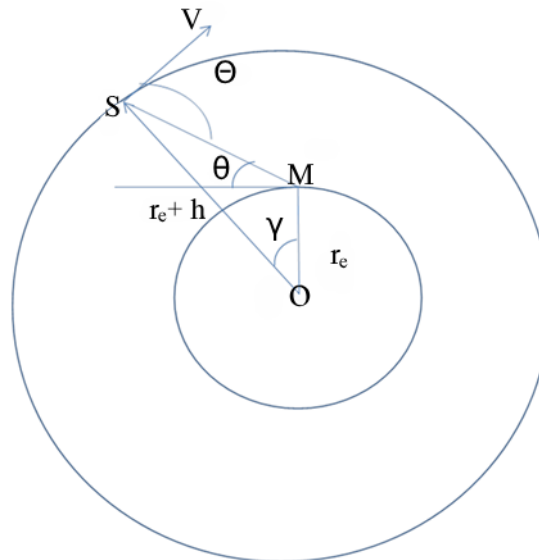
Fonte: o autor.

2.3.1 Efeito Doppler

O efeito Doppler corresponde a variação de frequência de acordo o movimento do receptor e transmissor. Em relação ao tempo, esse efeito evolui e tal evento é chamado de

variação de Doppler [19]. A geometria representativa para um caso de comunicação via satélite em órbita circular com receptor na terra é representado na Figura 2.7.

Figura 2.7 - Sistema geométrico do Efeito Doppler



Fonte: modificado de [19].

O satélite (S), em um órbita circular com vetor de velocidade (\vec{V}), com linha de visada em um terminal móvel (M) na Terra (O).

- O satélite tem altitude h e r_e representa o raio da Terra;
- Θ representa o ângulo entre o vetor velocidade \vec{V} e o vetor \overline{SM} ;
- γ representa o ângulo entre o vetor \overline{OM} e o vetor \overline{OS} ;
- θ representa o ângulo de elevação de S em M.

A fórmula para cálculo do Efeito Doppler (F_d) devido ao movimento do satélite é dado por [19]:

$$F_d = \frac{F_c}{c} \cdot V \cdot \cos(\Theta) \quad (2.11)$$

Consequentemente:

$$F_d = \frac{F_c}{c} \cdot V \cdot \frac{\sin(\gamma)}{\sqrt{1 + \zeta^2 - 2\zeta \cos(\gamma)}} \quad (2.12)$$

onde F_c é a frequência de transmissão, c é a velocidade da luz e ζ se dá por [19]:

$$\zeta = \frac{r_e + h}{r_e} \quad (2.13)$$

2.3.2 Relação portadora-ruído

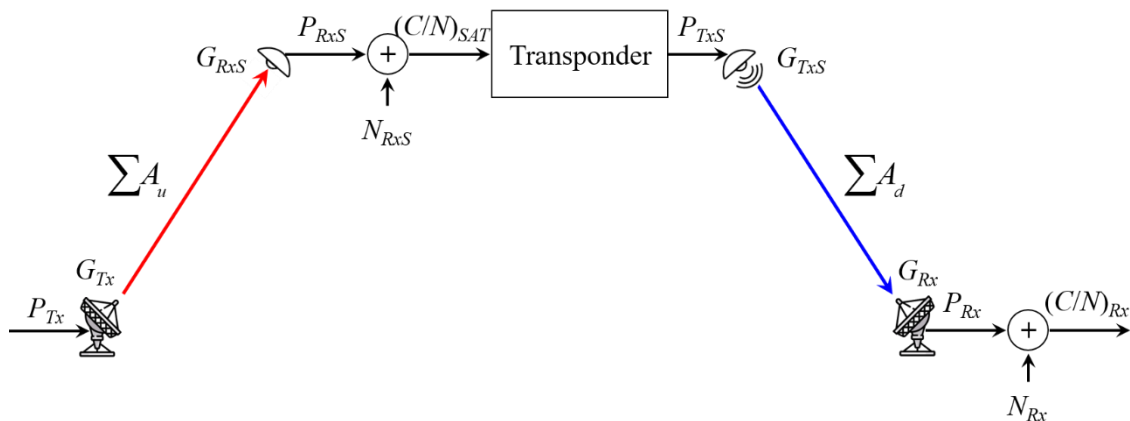
Os enlaces de subida e descida podem ser analisados como um canal de comunicação [3]. Canais de comunicação compreendem parâmetros que descrevem a qualidade da troca de informação (atenuação, ruído e interferências). Assim, qualidade das transmissões em comunicações via satélite é mensurada nos receptores do satélite (no enlace de subida) e da estação terrestre receptora (no enlace de descida) em função da relação portadora-ruído (C/N) observada (conforme a Figura 2.8). O valor da C/N nos receptores em escala logarítmica (de modo simplificado e considerando que o transponder seja regenerativo) podem ser escritos como [3]:

$$(C/N)_{SAT} [\text{dB}] = P_{Tx} [\text{dBW}] + \sum G_u [\text{dB}] - \sum A_u [\text{dB}] - 10 \log(N_{RxS}) \quad (\text{a}) \quad (2.14)$$

$$(C/N)_{Rx} [\text{dB}] = P_{TxS} [\text{dBW}] + \sum G_d [\text{dB}] - \sum A_d [\text{dB}] - 10 \log(N_{Rx}) \quad (\text{b})$$

onde $P_{Tx}[\text{dBW}]$ é a potência do sinal modulado entregue a antena transmissora da estação terrestre, $P_{TxS}[\text{dBW}]$ é a potência do sinal modulado entregue a antena transmissora do satélite, $\sum G_u[\text{dB}]$ é somatório dos ganhos do enlace de subida (de forma simplificada, apenas das antenas envolvidas no enlace), $\sum G_d[\text{dB}]$ é somatório dos ganhos do enlace de descida (de forma simplificada, apenas das antenas envolvidas no enlace), $\sum A_u[\text{dB}]$ é somatório das atenuações do enlace de subida, $\sum A_d[\text{dB}]$ é somatório das atenuações do enlace de descida, N_{Rx} é o ruído térmico no receptor da estação terrestre (considerando o canal com um ruído do tipo Branco Gaussiano (AWGN do inglês *Additive white Gaussian noise*) e N_{RxS} é o ruído térmico no receptor do satélite (considerando o canal com um ruído do tipo Branco Gaussiano).

Figura 2.8 - Representação simplificada do enlace.



Fonte: o autor.

As potências P_{Tx} e P_{TxS} dependem do circuito eletrônico dos transmissores da estação terrestre e do satélite, sendo os seus valores dependentes entre outras coisas dos amplificadores que são utilizados. Entretanto, vale destacar que devido a limitação de energia no satélite (cuja fonte de alimentação vem da luz solar), tem-se é comum trabalhar com $P_{Tx} > P_{TxS}$.

Os ganhos das antenas (G_{Tx} , G_{RxS} , G_{TxS} e G_{Rx}) depende das características que o projeto demanda, sendo um fator importante a ser determinado para atender a qualidade esperada. Por isso, deve-se escolher as antenas que melhor se adequem as características requeridas, que além do ganho é importante apresentar, entre outras coisas, a operação na faixa de frequência do sistema (banda).

Os valores de ruído térmico no receptor (N_{Rx} e N_{RxS}) são calculados como [3]:

$$N_{Rx} \cong k_T T_{eRx} B \quad (a) \quad (2.15)$$

$$N_{RxS} \cong k_T T_{eRxS} B \quad (b)$$

em que T_{eRx} e T_{eRxS} são as temperaturas equivalentes de ruído dos receptores (se uma fonte arbitrária de ruído (térmica ou não térmica) for “branca” (tiver densidade espectral quase plana em uma banda), ela pode ser modelada como uma fonte de ruído térmico equivalente e caracterizada com uma temperatura equivalente de ruído (T_e)), k_T é a constante de Boltzmann ($k_T = 1,380 \times 10^{-23}$ [J/K]) e B é a banda do sinal modulado (dada em Hertz). As temperaturas T_{eRx} e T_{eRxS} dependem do circuito eletrônicos dos receptores (em que alguns componentes ou dispositivos podem ser caracterizados por figuras de ruído).

Os valores de ΣA_u [dB] e ΣA_d [dB] são basicamente as atenuações no caminho de propagação (do inglês *pathloss*) e por componentes passivos presentes nos receptores. Os componentes passivos são dispositivos de radiofrequência, micro-ondas guias de ondas, atenuadores, divisores, circuladores, *mixers*, entre outros, que tem a finalidade de auxiliar no processamento dos sinais. As perdas desses dispositivos (normalmente denominadas perdas de inserção) dependem do projeto realizado pelos fabricantes e tendem a ser mais elevadas com o aumento da frequência. As perdas no caminho de propagação dependem da altura da órbita e, para os satélites LEO (com $160\text{km} \leq h \leq 1600\text{km}$), são principalmente devido a atenuações no espaço livre, por chuva, nuvens, gases atmosféricos e cintilação.

As atenuações no espaço livre nos enlaces de subida e descida podem ser escritas como [3]:

$$A_{el\ u} \text{ (dB)} = 92,44 + 20 \log(f_u \text{ [GHz]}) + 20 \log(d_{su} \text{ [km]}) \quad (a) \quad (2.16)$$

$$A_{eld} \text{ (dB)} = 92,44 + 20 \log(f_d \text{ [GHz]}) + 20 \log(d_{sd} \text{ [km]}) \quad (\text{b})$$

em que f_u [GHz] e f_d [GHz] são, respectivamente, as frequências do enlace de subida e descida (que para minimizar interferências são distintas) e d_{su} [km] e d_{sd} [km] são, respectivamente, as distâncias dos enlaces de subida e descida, dadas por:

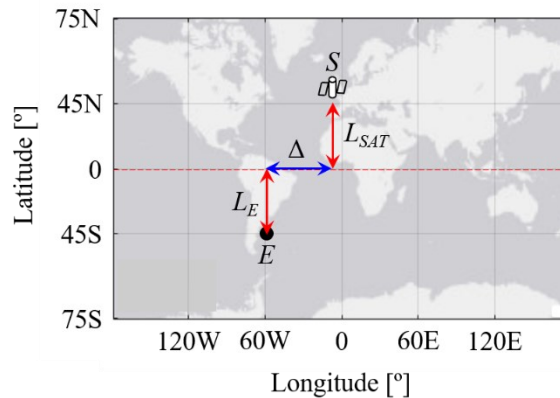
$$d_{su} = \sqrt{r_e^2 + (r_e + h)^2 - 2(r_e + h)r_e (\sin(L_{SAT})\sin(L_{Eu}) + \cos(L_{SAT})\cos(L_{Eu})\cos(\Delta_u))} \quad (\text{a})$$

(2.17)

$$d_{sd} = \sqrt{r_e^2 + (r_e + h)^2 - 2(r_e + h)r_e (\sin(L_{SAT})\sin(L_{Ed}) + \cos(L_{SAT})\cos(L_{Ed})\cos(\Delta_d))} \quad (\text{b})$$

onde L_{Eu} e L_{Ed} são, respectivamente, as latitudes das estações terrestres transmissora e receptora (este valor é positivo para latitudes no hemisfério norte e negativo para o hemisfério sul), L_{SAT} como a latitude do satélite e Δ_u e Δ_d são, respectivamente, as diferenças de longitude entre a estação terrestre e o satélite.

Figura 2.9 - Ilustração das variáveis envolvidas nas distâncias do enlace



Fonte: o autor.

As atenuações por chuva nos enlaces de subida e descida podem ser escritas como [20]:

$$A_{chu} \text{ (dB)} = \gamma_{Ru} \text{ (dB/km)} \cdot L_{efchu} \text{ (km)} \quad (\text{a})$$

(2.18)

$$A_{chd} \text{ (dB)} = \gamma_{Rd} \text{ (dB/km)} \cdot L_{efchd} \text{ (km)} \quad (\text{b})$$

onde γ_{Ru} e γ_{Rd} são, respectivamente as atenuações específicas e L_{efchu} e L_{efchd} são, respectivamente, os comprimentos efetivos do enlace na presença de precipitação de chuva. Pode-se definir a atenuação específica por chuva de um enlace (seja de subida ou descida) como sendo:

$$\gamma_R \text{ (dB/km)} = kR_{0,01}^\alpha \quad (\text{2.19})$$

onde k e α são constantes dependentes da frequência e da polarização da onda eletromagnética e $R_{0,01}$ é a taxa de precipitação de pluviométrica que são excedidas em 0,01% da média anual. As taxas pluviométricas são classificadas de forma estatísticas, sendo $R_{0,01}$ a taxa de precipitação excedida para a probabilidade de excedência desejada 0,01% dada em milímetros por hora (mm/h). Os valores de $R_{0,01}$ são variáveis em termos de coordenadas geográficas (latitude e longitude), podendo ser definidos em resoluções da ITU, conforme a Figura 2.10 [21]. Os valores para os coeficientes k e α são determinados como funções de frequência (especificada para faixa de 1GHz a 1000GHz) pelas seguintes equações empíricas (desenvolvidas por ajustes de curvas [20]):

$$\log_{10}(k) = \sum_{j=1}^4 \left(a_j e^{-\left(\frac{\log_{10}(f)-b_j}{c_j}\right)^2} \right) + m_k \log_{10}(f) + c_k \quad (a)$$

(2.20)

$$\alpha = \sum_{j=1}^5 \left(a_j e^{-\left(\frac{\log_{10}(f)-b_j}{c_j}\right)^2} \right) + m_\alpha \log_{10}(f) + c_\alpha \quad (b)$$

onde f é a frequência dada em giga-hertz e os coeficientes k e α assumem os valores k_H ou k_V e α_H ou α_V , para, respectivamente, as polarizações horizontal e vertical, dependendo dos valores de m_k , c_k , m_α e c_α , conforme as Tabelas 2.1, Tabelas 2.2, Tabelas 2.3 e Tabelas 2.4. O comprimento L_{efch} (seja de subida ou descida) é dado por [20]:

$$L_{chef} \text{ (km)} = v \cdot L_{ch} \text{ (km)} \quad (2.21)$$

onde v é definido como o fator de ajuste distância e L_{ch} é o comprimento geométrico do enlace, dados por [20]:

$$v = \frac{1}{1 + \sqrt{\sin(\theta_{el})} \left(31 \left(1 - e^{-\left(\frac{\theta_{el}}{1+\chi}\right)} \right) \frac{\sqrt{L_{ch} \gamma_R}}{f^2} - 0,45 \right)} \quad (a)$$

(2.22)

$$L_{ch} = \frac{h_R}{\sin(\theta)} \quad (b)$$

Para o cálculo de v a frequência f do respectivo enlace é dada em giga-hertz e a variável χ é $\chi = 36 - |L_E|$ para $|L_E| < 36^\circ$ e $\chi = 0$ caso contrário. Para o cálculo de L_{ch} (assim como para v) deve-se determinar ângulo de elevação de apontamento da antena da estação de solo (θ), além da altura média anual da chuva (h_R). Como os satélites e as estações terrestres podem estar em

latitudes e longitudes distintas é necessário fazer o posicionamento correto das antenas de solo para alinhar o enlace, em que θ_{el} representa o ângulo de apontamento vertical (seja de subida ou descida).

A altura média anual da chuva acima do nível médio do mar pode ser obtida como [22]:

$$\begin{aligned}
 h_R \text{ (km)} &= 4,64 + 0,075(L_E - 23) && \text{Para } L_E > 23^\circ \\
 h_R \text{ (km)} &= 4,64 && \text{Para } -21^\circ \leq L_E \leq 23^\circ \\
 h_R \text{ (km)} &= 4,64 + 0,1(L_E + 21) && \text{Para } -71^\circ \leq L_E \leq -21^\circ \\
 h_R \text{ (km)} &= 0 && \text{Para } L_E < -71^\circ
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

Tabela 2.1 - Coeficientes k na polarização horizontal (k_H)

j	a_j	b_j	c_j	m_k	c_k
1	-5,3398	-0,1001	1,1310	-0,1896	0,7115
2	-0,3535	1,2697	0,4540		
3	-0,2379	0,8604	0,1535		
4	-0,9416	0,6455	0,1682		

Fonte: modificado de [21].

Tabela 2.2 - Coeficientes k na polarização vertical (k_V)

j	a_j	b_j	c_j	m_k	c_k
1	-3,8060	0,5693	0,8106	-0,1640	0,6330
2	-3,4497	-0,2291	0,5106		
3	-3,3990	0,7304	0,1190		
4	0,5017	1,0732	0,2720		

Fonte: modificado de [21].

Tabela 2.3 - Coeficientes α na polarização horizontal (α_H)

j	a_j	b_j	c_j	m_k	c_k
1	-0,1432	1,8244	-0,5519	0,6785	-1,9554
2	0,2959	0,7756	0,1982		
3	0,3218	0,6377	0,1316		
4	-5,3761	-0,9623	1,4783		
5	16,1721	-3,2998	3,4399		

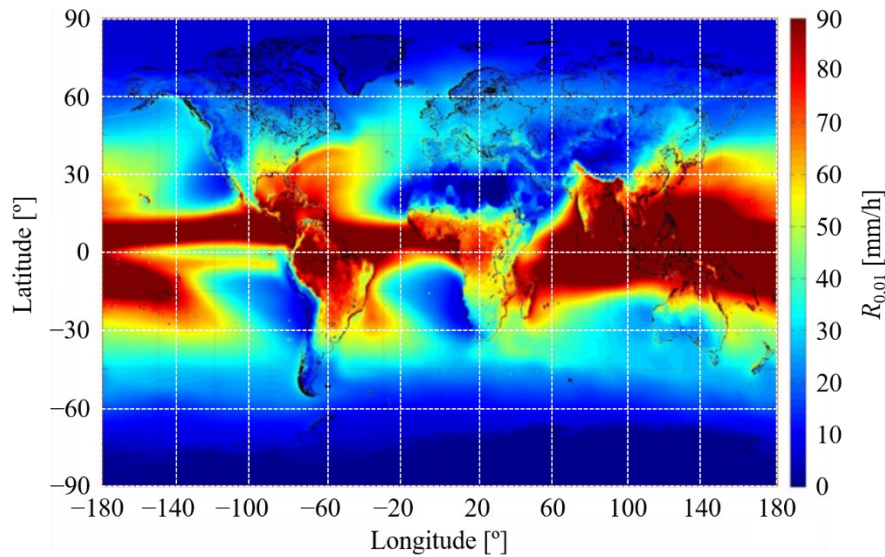
Fonte: modificado de [21].

Tabela 2.4 - Coeficientes α na polarização vertical (α_V)

j	a_j	b_j	c_j	m_k	c_k
1	-0,0777	2,3384	-0,7628	-0,0537	0,8343
2	0,5673	0,9554	0,5404		
3	-0,2024	1,1452	0,2681		
4	-48,2991	0,7917	0,1162		
5	48,5833	0,7916	0,1165		

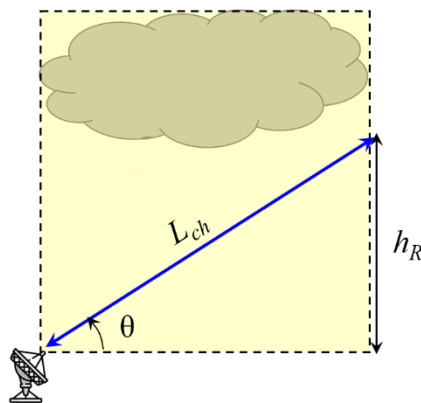
Fonte: modificado [21].

Figura 2.10 - Ilustração das taxas de precipitação de chuva $R_{0,01}$ (mm/h) em função das coordenadas geográficas.



Fonte: modificado de [21].

Figura 2.11 - Ilustração do comprimento efetivo de chuva.



Fonte: o autor.

As atenuações por nuvens (A_n) nos enlaces de subida e descida podem ser escritas como [23]:

$$A_n \text{ (dB)} = \frac{K_L L}{\text{sen}(\theta)} \quad (2.24)$$

onde f é a frequência do enlace em GHz; L representa a colunar líquida de água da região onde está a estação terrestre em kg/m^2 ou como possibilidade de excedência p ; K_L é o coeficiente de absorção de massa líquida da nuvem em $\text{dB}/(\text{kg/m}^2)$, dado por:

$$K_L(\text{dB}) = K_l \left(0,16e^{\frac{(f+23,96)^2}{3,3 \times 10^3}} + 11,51e^{\frac{(f-219,91)^2}{2,8 \times 10^6}} - 10,49 \right) \quad (2.25)$$

onde K_l é o coeficiente de atenuação específico da água líquida da nuvem em (dB/km)/(g/m³), obtido por meio de um modelo matemático baseado no espalhamento de Rayleigh, no qual é usado um modelo duplo de Debye para a permissividade dielétrica da água:

$$K_l = \frac{0,819f}{\varepsilon''(1+\eta^2)} \quad (2.26)$$

em que η :

$$\eta = \frac{2+\varepsilon'}{\varepsilon''} \quad (2.27)$$

e a permissividade dielétrica complexa da água é dado por:

$$\varepsilon'' = \frac{f(\varepsilon_0 - \varepsilon_1)}{f_p \left(1 + \left(\frac{f}{f_p} \right)^2 \right)} + \frac{f(\varepsilon_1 - 3,52)}{f_s \left(1 + \left(\frac{f}{f_s} \right)^2 \right)} + 3,52 \quad (a)$$

$$\varepsilon'' = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_1}{\left(1 + \left(\frac{f}{f_p} \right)^2 \right)} + \frac{\varepsilon_1 - 3,52}{\left(1 + \left(\frac{f}{f_s} \right)^2 \right)} + 3,52 \quad (b) \quad (2.28)$$

na qual:

$$\varepsilon_0 = 77,66 + 103,3 \left(\frac{200}{T} - 1 \right) \quad (a) \quad (2.29)$$

$$\varepsilon_1 = 0,0671\varepsilon_0 \quad (b)$$

T representa a temperatura na nuvem em Kelvin, f_p a frequência de relaxamento principal e f_s a frequência de relaxamento secundária, ambas em GHz, dadas por:

$$f_p = 20,2 - 146 \left(\frac{300}{T} - 1 \right) + 316 \left(\frac{300}{T} - 1 \right)^2 \quad (a) \quad (2.30)$$

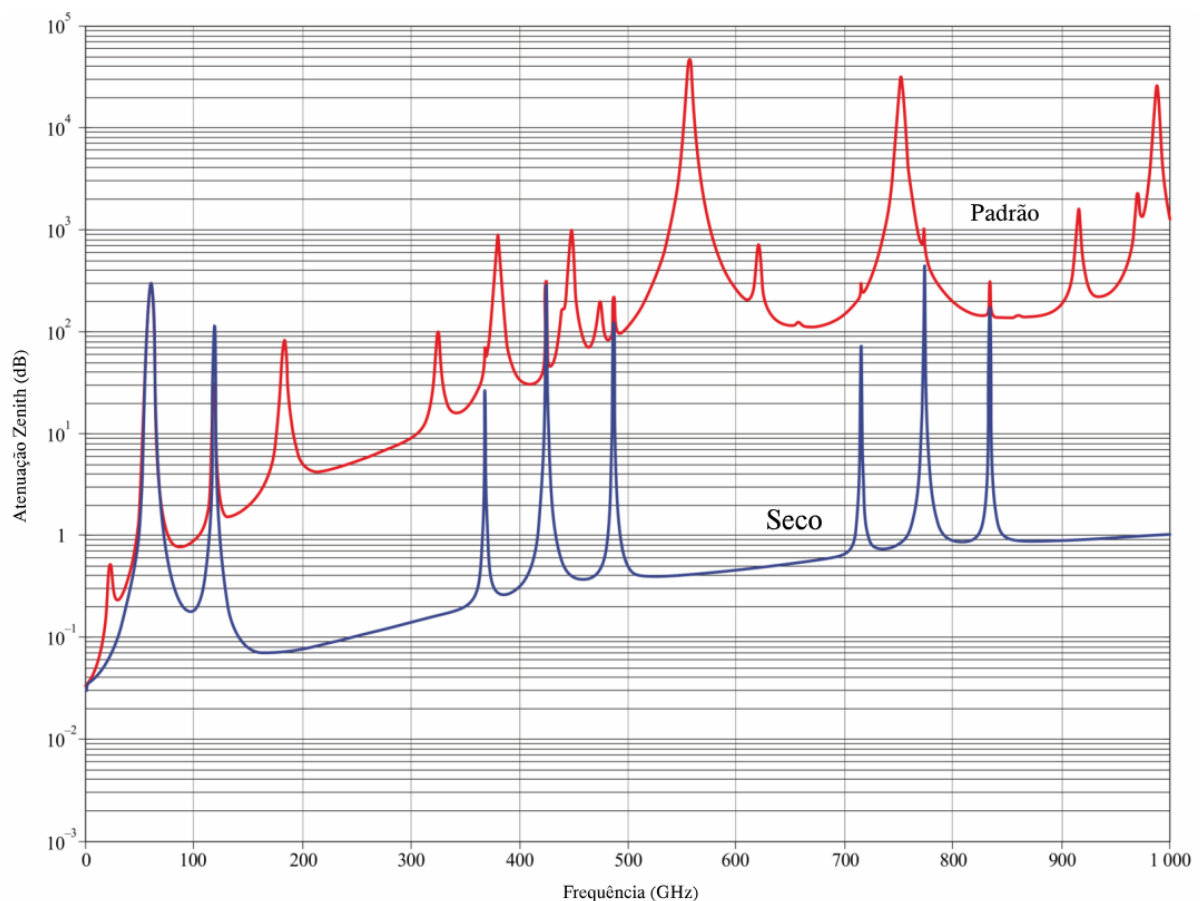
$$f_s = 39,8f_p \quad (b)$$

A Atenuação por gases atmosféricos (A_a) é ocasionada pela absorção e tem como variáveis a frequência, ângulo de elevação, altitude acima do nível do mar e umidade absoluta [24]. Em frequências abaixo de 10 GHz é normalmente desprezível, porém em casos de satélites LEO, a possibilidade de existir comunicações com baixos ângulos de elevação a torna altamente recomendável. A Recomendação ITU-R P.676 discorre e equaciona métodos complexos necessários para estimação dessa perda, e para motivos de simplificação, temos [24]:

$$A_a = \frac{A_{zenith}}{\text{sen}(\theta)} \quad (2.31)$$

onde A_{zenith} é a Atenuação Zenith para frequências de 1 a 1000 GHz, que pode ser encontrada na Figura 2.12:

Figura 2.12 - Atenuação Zenith Para Valores e Frequências de 1 GHz à 1000 GHz.



Fonte: [24].

Para frequências maiores de 10 GHz precisam considerar a atenuação por cintilação troposférica (A_{cint}), que causa rápidas variações na amplitude e fase do sinal, dada por [20]:

$$A_{cint} = a\sigma \quad (2.32)$$

onde σ é a variação padrão do sinal para o período aplicável e caminho de propagação dada em metros e a é o fator de porcentagem, dado o percentual de excedência p com limites $0.01\% > p > 50\%$ [20]. O equacionamento do fator de porcentagem é dado por:

$$a(p) = -0,061 \log^3(p) + 0,072 \log^2(p) - 1,71 \log(p) + 3 \quad (2.33)$$

A varável σ , por sua vez, pode ser calculada como:

$$\sigma = \sigma_{ref} f^{\frac{7}{12}} \frac{g}{\text{sen}(\theta)^{1,2}} \quad (2.34)$$

em que σ_{ref} é o desvio padrão da amplitude do sinal de referência e g é o fator da antena médio. O termo que σ_{ref} é dado por:

$$\sigma_{ref} = 3,6 \times 10^{-3} + 10^{-4} N_{wet} \quad (2.35)$$

onde N_{wet} é o termo de radiorefratividade úmido dependente da latitude e longitude e apresentado na Figura 2.13. O termo g é calculado como:

$$g = \sqrt{3,86 \left(1,22 D_{eff}^2 \left(\frac{f}{L} \right) + 1 \right)^{\frac{11}{12}} \text{sen} \left(\frac{11}{6} \arctan \left(\frac{1}{1,22 D_{eff}^2 \left(\frac{f}{L} \right)} \right) \right) - 7,08 \left(1,22 D_{eff}^2 \left(\frac{f}{L} \right) \right)^{\frac{5}{6}}} \quad (2.36)$$

em que L é o comprimento do caminho efetivo em metros e D_{eff} o diâmetro efetivo da antena. O termo L é calculado como:

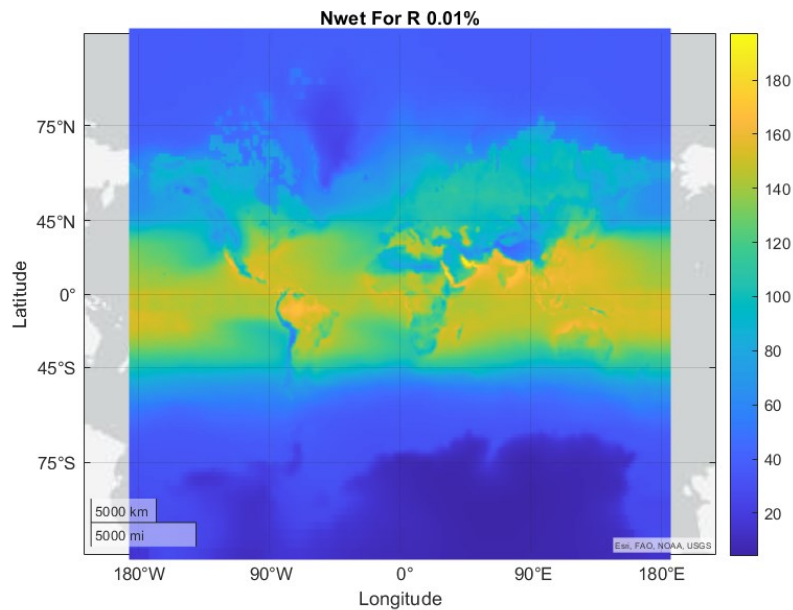
$$L = \frac{2h_L}{\sqrt{\text{sen}^2(\theta) + 2,35 \times 10^{-4} + \text{sen}(\theta)}} \quad (2.37)$$

onde h_L é a altura da camada turbulenta estimado em 1000m pela recomendação da ITU [20]. O diâmetro efetivo da antena pode ser calculado como:

$$D_{eff} = \sqrt{\eta} D \quad (2.38)$$

em que η é a eficiência da antena, que caso seja desconhecido, considerar $\eta = 0.5$ [20]; D é o diâmetro da antena.

Figura 2.13 - Ilustração das Nwet R0,01 em função das coordenadas geográficas.



Fonte: o autor.

2.3.3 Relação entre a energia do bit e a densidade espectral do ruído

Em sistemas de comunicação modernos, basicamente em todas as tecnologias, as transmissões são de sinais digitais. Por esse motivo, a análise de desempenho geralmente é quantificada em termos de taxa de erro de bits (BER do inglês *bit error rate*) [3]. A BER é função da relação sinal-ruído (ou na relação portadora-ruído), que deve ser convertida para a relação entre energia do bit e densidade espectral do ruído (E_b/N_o), e o seu valor depende da modulação aplicada ao sistema.

Na transmissão digital, determina-se a potência do sinal modulado na portadora em função da energia (E_b , dada em Joule/bit) e duração do bit (T_b , dado em segundos), da seguinte forma [3]:

$$C = \frac{E_b}{T_b} [\text{W}] \quad (2.39)$$

Como o sinal é distribuído em uma banda B , trabalha-se também com a densidade de potência do ruído (N_o) que é dada pela potência do ruído (N) normalizada para uma largura de banda (B em Hz):

$$N_o = \frac{N}{B} \left[\frac{\text{W}}{\text{Hz}} \right] \quad (2.40)$$

Então, trabalhando com as equações de (2.39) e (2.40), chega-se à:

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right) = \frac{CT_b}{N/B} = (C/N) \cdot \left(\frac{B}{R_b}\right) \quad (2.41)$$

onde R_b é a taxa de transmissão dada em bits/segundos [bps]. É importante destacar que os cálculos da (2.41) devem ser realizados em escala linear.

A largura de banda B é alocada ao canal tem relação direta com a taxa de transmissão R_b da seguinte forma [3]:

$$B = (1 + \alpha) \frac{R_b}{\log_2(M)} \quad (2.42)$$

em que α ($0 \leq \alpha \leq 1$) é denominado fator de *roll-off* que define o comportamento de um filtro do tipo raiz cosseno elevado, frequentemente usado para modelagem de pulso em modulação digital para minimizar a interferência intersimbólica, e M ($M = 2, 4, 8, 16, \dots$) é a ordem da modulação. Dependendo da ordem da modulação, um número N de bits é agrupado pelo transmissor formando um símbolo a ser transmitido. A ordem da modulação pode ser escrita em função do número de bits como $M = 2^N$. A taxa de símbolos (R_s que quantifica símbolos por segundo) e o tempo de símbolo (T_s) são dados por [3]:

$$R_s = \frac{R_b}{\log_2(M)} \quad (a) \quad (2.43)$$

$$T_s = T_b \log_2(M) \quad (b)$$

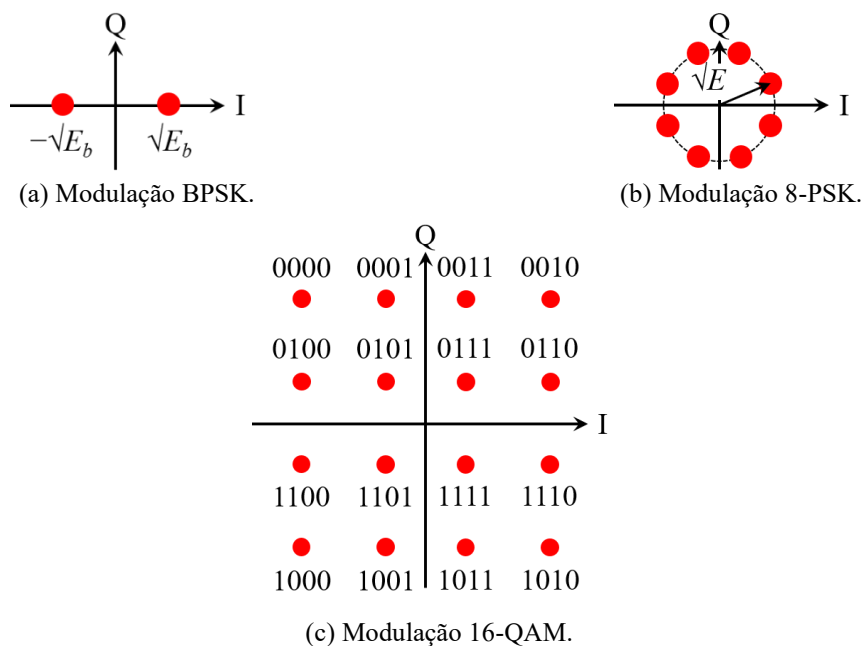
2.3.4 Taxa de erro de bits

As modulações digitais descrevem, basicamente, como um sinal digital (sequência binária) modifica uma das características de uma onda portadora (amplitude, frequência, fase ou amplitude e fase) [25]. As modulações digitais mais utilizadas em sistemas de comunicação modernos são modulações de fase (PSK do inglês *phase-shift keying*), em que a fase da onda portadora é modificada em função de um mapeamento estipulado para uma sequência N de bits, e modulação de amplitude em quadratura (QAM do inglês *quadrature amplitude modulation*), em que a fase e amplitude da onda portadora podem ser modificadas em função de um mapeamento estipulado para uma sequência N de bits. Por exemplo (ver na Figura 2.14):

- A. Na modulação de fase binária com $M = 2$ símbolos (BPSK ou 2-PSK) os dados de banda base de entrada binária modulam a fase da onda portadora em 0° (bit zero) e 180° (bit um) (ver na Figura 2.14(a)).
- B. Na modulação de fase com $M = 8$ símbolos (8-PSK) os dados de banda base de entrada binária modulam a fase da onda portadora em $22,5^\circ, 67,5^\circ, 112,5^\circ, 157,5^\circ, 202,5^\circ, 247,5^\circ, 292,5^\circ$ ou $337,5^\circ$ (ver na Figura 2.14(b)).
- C. Na modulação de amplitude em quadratura com $M = 16$ símbolos (16-QAM) uma combinação de técnicas de modulação de chaveamento de amplitude e mudança de fase é utilizada para definir a posição dos símbolos (para o mapeamento *Gray*, que garante que entre dois símbolos adjacentes, só há um bit diferente) (ver na Figura 2.14(c)).

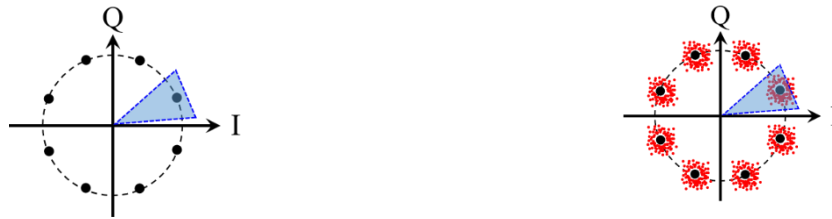
Em modulações digitais a posição dos símbolos no mapeamento depende da energia do bit E_b , de modo que esse valor leva a regiões de detecção, que estão diretamente ligadas a BER (conforme o exemplo de uma modulação 8-PSK da Figura 2.15(a)). Entretanto, como no enlace (seja de subida ou descida) os sinais são atenuados e contaminados por ruído, a qualidade de serviço (QoS) depende da C/N (consequentemente *de* E_b/N_o). Isso pode ser visualizado na Figura 2.15(b), em que devido a atenuação e ao ruído, os símbolos estão dispersos, levando a recuperação da informação ser probabilística, quantificada em uma probabilidade ou taxa de erro de bits.

Figura 2.14 - Ilustração de exemplos de diagramas de constelação em transmissão digital.



Fonte: o autor.

Figura 2.15 - Ilustração do efeito da atenuação e do ruído provocando erro na detecção dos símbolos.



(a) Modulação 8-PSK sem a presença de atenuação e ruído. (b) Modulação 8-PSK com a presença de atenuação e ruído.

Fonte: o autor.

Como a recuperação da informação é probabilística, tem-se a probabilidade de erro de bits calculada para algumas situações como [25]:

$$\begin{aligned} \text{BER} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{E_b/N_o}\right) && \text{BPSK} \\ \text{BER} &= \frac{1}{\log_2(M)} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b \log_2(M)}{N_o}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) && \text{M-PSK com } M > 2 \\ \text{BER} &= \frac{2}{\log_2(M)} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \sum_{k=0}^{\sqrt{M}/2-1} \operatorname{erfc}\left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2(M) E_b}{2(M-1) N_o}}\right) && \text{M-QAM para mapeamento Gray} \end{aligned} \quad (2.44)$$

onde erfc é a função erro complementar, dada por:

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (2.45)$$

2.3.5 Códigos corretores de erros

Códigos corretores de erros (FEC do inglês *Forward Error Correction*) são técnicas de codificação usadas em sistemas de telecomunicações com a finalidade de detectar e corrigir erros no receptor do enlace [3]. O FEC atua adicionando bits redundantes extras no fluxo de informação para que seja possível a identificação do erro e possibilitando sua correção. Tais técnicas podem ser divididas em códigos de blocos lineares (com por exemplo Hamming e Reed-Muller), códigos cíclicos (como por exemplo Bose-Chaudhuri-Hocquenghem e Reed-Solomon) e códigos convolucionais.

Nos códigos de bloco linear, o codificador divide o fluxo de informação em blocos de “ k ” dígitos e processa cada bloco individualmente, adicionando a redundância como uma

confirmação de paridade de acordo um algoritmo predefinido [3]. O resultado dessa codificação é uma palavra-código com “ n ” dígitos, em que $n > k$; a taxa de código é dada por [3]:

$$r = \frac{k}{n} \quad (2.46)$$

A forma geral de uma palavra-código é dada por [3]:

$$Y = GX \quad (2.47)$$

Onde Y é vetor palavra-código resultante, X é o vetor mensagem e G é a matriz geradora, em que:

$$X = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_k) \quad (a)$$

$$Y = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_n) \quad (b)$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{k1} & \cdots & g_{kn} \end{bmatrix} \quad (c) \quad (2.48)$$

Códigos cíclicos são uma parte dos códigos de bloco linear, e são mais populares e úteis pois a codificação e decodificação podem ser alcançados por meio de registradores de deslocamento. Tanto a codificação quanto a decodificação necessitam de um registrador de deslocamento [3].

Códigos convolucionais tem esse nome devido a adição de bits de redundância serem geradas por convoluções de módulo 2 (mod-2) [3]. A estrutura do codificador consiste em “ L ” registradores de deslocamento, “ n ” adicionadores de mod-2, um comutador e uma rede de alimentação entre os registradores e os adicionadores [3]. O número de bits da informação de entrada é “ k ”, e o número bits de saída para cada sequência de k -bits é n -bits [3].

A relação entre a energia do bit codificado e não-codificado, assumindo apenas codificação e decodificação binária, é dado por [26]:

$$E_c = \frac{k}{n} E_b = r E_b \quad (2.49)$$

Onde E_c é a energia do bit codificado que sai do codificador e r representa a taxa de código.

Dado as Equações 2.44 para BER sem codificação, podemos reescrevê-las a partir da Equação 2.49 para BER com codificação [26]:

$$BER_{cod} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{2rE_b/N_o}) \quad \text{BPSK} \quad (2.50)$$

$$BER_{cod} = \frac{1}{\log_2(M)} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2rE_b \log_2(M)}{N_o}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \quad \begin{array}{l} \text{M-PSK com} \\ \text{M} > 2 \end{array}$$

$$BER_{cod} = \frac{2}{\log_2(M)} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \sum_{k=0}^{\sqrt{M}/2-1} \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2(M) 2rE_b}{2(M-1) N_o}} \right) \quad \begin{array}{l} \text{M-QAM para} \\ \text{mapeamento} \\ \text{Gray} \end{array}$$

Importante notar, que a partir desse equacionamento, concluímos que a probabilidade de erro por bit codificado saindo do decodificador é maior que a probabilidade erro por bit não-codificado, devido a energia por bit codificado ser menor que a energia por bit não-codificado; porém, é destacado que o decodificador apenas funciona em blocos de bits (palavras-código) [26], sendo assim a taxa de erro de bloco na saída do codificador deve ser calculado, e por fim calculado a taxa de erro de bits codificados no receptor [26], dessa forma podemos analisar a performance do código no receptor.

A equação de taxa de erro de bloco não-codificado $(pm)_u$ é dada por [26]:

$$(pm)_u = 1 - (1 - BER) \quad (2.51)$$

A equação de taxa de erro de bloco codificado $(pm)_c$ é dada por [26]:

$$(pm)_c = \sum_{i=t+1}^n \binom{n}{i} (BER_{cod})^i (1 - BER_{cod})^{n-i} \quad (2.52)$$

Onde t é número máximo de erros que garantem que o bloco seja decodificado corretamente.

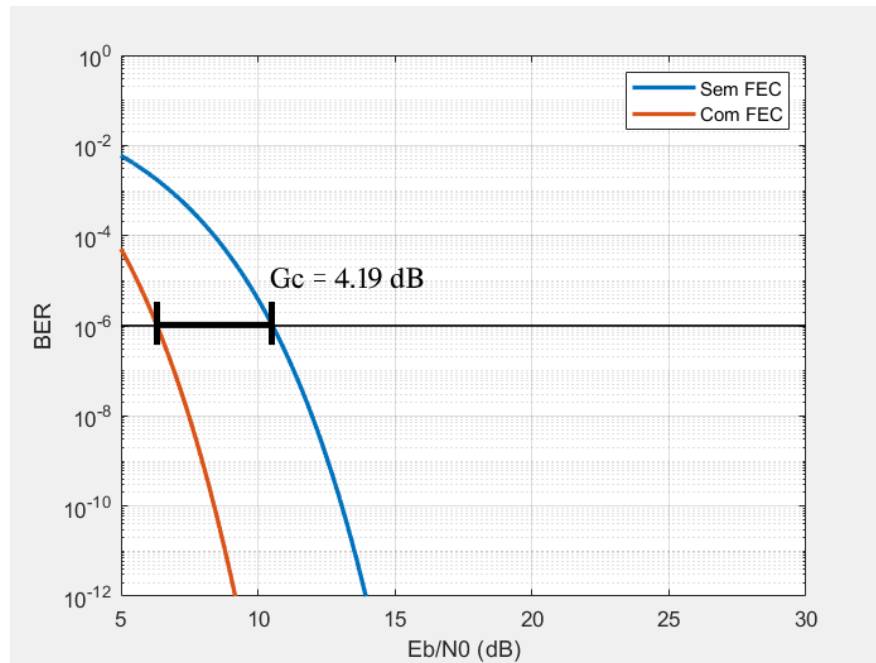
Dessa forma é observado que $(pm)_c < (pm)_u$, e a razão $\frac{(pm)_u}{(pm)_c}$ demonstra o fator de melhora da taxa de erro de bloco codificado em relação ao não-codificado.

. O cálculo da taxa de erro de bit codificado $(BER)_s$ por meio da seguinte equação [26]:

$$BER_s = \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n i \binom{n}{i} (BER_{cod})^i (1 - BER_{cod})^{n-i} \quad (2.53)$$

Com o valor de BER_s nós conseguimos analisar a taxa de erro de bit codificado e não-codificado, e a diferença de E_b/N_o para a mesma taxa de erro de bit configura o ganho de codificação G_c , demonstrado na Figura 2.15:

Figura 2.16 – Taxa de erro de bit codificado e não-codificado por E_b/N_0 .



Fonte: o autor.

2.4 Considerações finais

Nesse capítulo foram apresentados os conceitos básicos sobre órbitas de satélites e análise de enlaces de comunicação digitais. Essa bagagem teórica é aplicada no desenvolvimento desse trabalho, sendo base para encontrar o desempenho do enlace estudado. Para tal, será seguida a metodologia apresentada no Capítulo 3.

Capítulo 3

MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo é apresentada a metodologia de desenvolvimento e os recursos necessários para o desenvolvimento desse projeto final de curso.

3.1 Considerações iniciais

Este trabalho tem como a finalidade de teorizar e simular um sistema de comunicação por meio da utilização de satélites LEO para um serviço de 5G de Banda Larga Móvel Aprimorada (eMBB) para conectividade de célula fixa. Então, foram utilizados artigos e livros como base para teorização do trabalho e as simulações foram realizadas no *software* em MATLAB.

3.2 Metodologia de desenvolvimento

A metodologia segue no âmbito teórico e de simulação, como já mencionado. A parte teórica contém:

- i) Estudo sobre as características das transmissões 5G;
- ii) Estudo sobre a utilização de satélites LEO nas transmissões 5G;
- iii) Estudos sobre parâmetros que atestam a qualidades das transmissões (atenuação, relação sinal-ruído e taxa de erro de bits) em transmissões 5G via satélite LEO;

Na parte de simulação:

- i) Análise e simulação órbita do sistema de satélite LEO;
- ii) Análise e simulação do enlace de comunicação 5G via satélite LEO.
 - (1) Atenuações;
 - (2) Relação sinal-ruído.
 - (3) Taxa de erro de bits.

3.3 Recursos necessários

O projeto irá requerer apenas acesso ao MATLAB e sua *Toolbox* sobre comunicações via satélite. Vale destacar que as simulações não serão realizadas via *Toolbox* sobre

comunicações via satélite, entretanto, ela precisa estar instalada para que suas funções possam ser chamadas via linhas de código.

3.4 Considerações finais

Nesse capítulo foram apresentadas de forma resumida a metodologia adotada para o trabalho, bem como a ferramenta utilizada. A partir dessas informações, tem-se a bagagem para o desenvolvimento da segunda etapa desse trabalho de conclusão de curso.

Capítulo 4

RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados as análises e simulações do enlace de comunicação 5G via satélite LEO proposto nesse projeto final de curso.

4.1 Considerações iniciais

Seguindo a metodologia apresentada no Capítulo 3, tendo como base a teoria descrita no Capítulo, simulou-se um enlace de comunicação 5G via satélite LEO, em que os principais resultados serão discutidos a seguir.

4.2 Análise orbital de satélites LEO

O primeiro passo de estudo é definir qual o satélite (ou qual a constelação de satélites) é utilizado no enlace. Desse modo, a partir de informações físicas reais, simulou-se o movimento orbital desse dispositivo. Assim, tem-se informações que serão importantes para a análise do enlace.

4.2.1 Satélite

O satélite escolhido como referência é o “Starlink Block v1.0”, pertencendo a primeira geração da constelação Starlink da SpaceX. Esse modelo possui *payloads* de comunicação em bandas de frequência Ku e Ka. Além disso, tal satélite apresenta comunicação óptica intersatélite e pesa em torno de 260 kg [27].

Os parâmetros de simulação dos equipamentos dos satélites escolhidos a partir de um relatório de 3GPP [28]. As informações desse relatório são apresentadas na Tabela 4.1, sendo que por questão de definição de escopo do projeto, apenas os dados do enlace de descida, downlink, foram levados em consideração. A EIRP (do inglês *Effective Isotropic Radiated Power*) do satélite é a potência efetivamente irradiada corresponde ao produto do ganho e da potência da antena transmissora [3]; A largura de feixe 3dB corresponde ao ângulo formado por dois pontos em um padrão em que o ganho está abaixo do pico por 3 dB [3]; e o diâmetro

do feixe do satélite é a medida entre as duas extremidades da cobertura dos sinais transmitidos e recebidos pelo satélite na Terra.

Tabela 4.1 – Parâmetros dos Equipamentos dos Satélites.

<i>Downlink</i>	Diâmetro da Antena	Ka-band (i.e. 20 GHz Para DL)	5 m	0,5 m	0,5 m
	EIRP do Satélite		39,44 dBW	10 dBW	4 dBW
	Ganho Máximo da Antena Transmissora		58,5 dBi	38,5 dBi	38,5 dBi
	Largura de Feixe 3dB		0,1765 deg	1,7647 deg	1,7647 deg
	Diâmetro do Feixe do Satélite		110 km	40 km	20 km

Fonte: modificado de [28].

4.2.2 Órbitas

Seguindo o modelo já existente da constelação de satélite LEO da Starlink, pode-se observar os parâmetros dos planos orbitais referentes a primeira fase de lançamento, conforme apresentado na Tabela 4.2. Basicamente, as são divididas em planos orbitais (que consiste no número de “caminhos que os satélites descrevem), o número de satélites por plano, a inclinação que cada plano possui, a altitude em relação ao solo que os satélites de cada plano possuem e o número total de satélites (número de satélites por planos multiplicado pelo número de planos) [28].

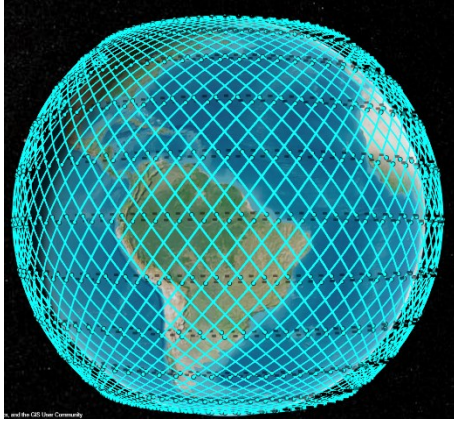
Tabela 4.2 – Planos orbitais da primeira fase de lançamento da Starlink

Planos Orbitais	72	36	6	72	4
Satélite por Plano	22	20	58	22	43
Inclinação	53°	70°	97.6°	53.2°	97.6°
Altitude	550 km	570 km	560 km	540 km	560 km
Número de Satélites	1584	720	348	1584	172

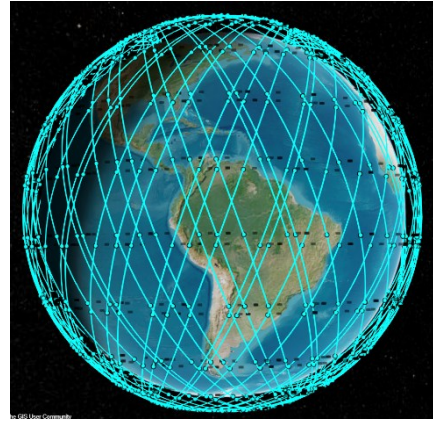
Fonte: modificado de [29].

Para as análises, implantou-se no MATLAB os dados apresentados na Tabela 4.2 e realizou-se os estudos das órbitas das constelações. Essas informações são apresentadas na Figura 4.1, em que se destaca a “malha” que oferecem cobertura de sinal ao globo terrestre está diretamente ligada ao número de satélites por plano orbital e o número de planos orbitais. Assim, para uma cobertura em “todo” o globo é necessário um número considerável de satélites, como por exemplo o apresentado na Figura 4.1(f).

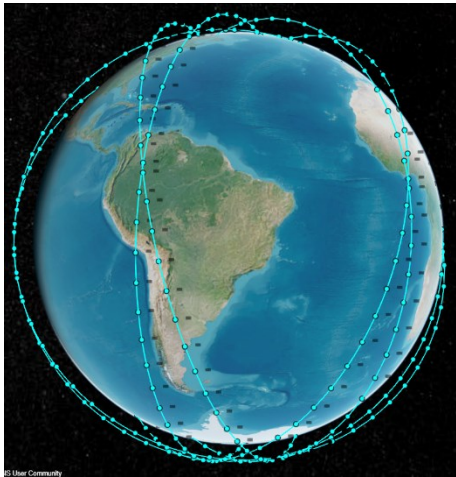
Figura 4.1 - Simulação das coberturas da constelação de satélite.



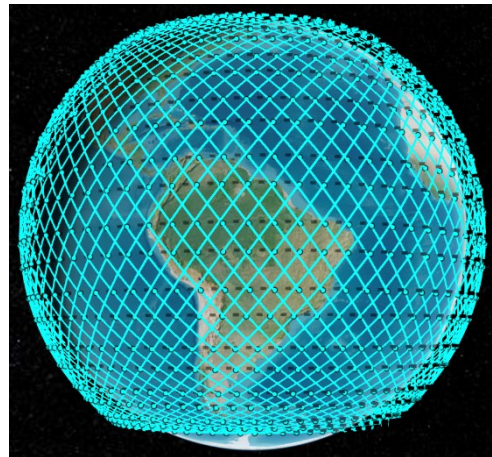
(a) Cobertura 1, com 1584 satélites com inclinação de 53° na altitude de 550 km.



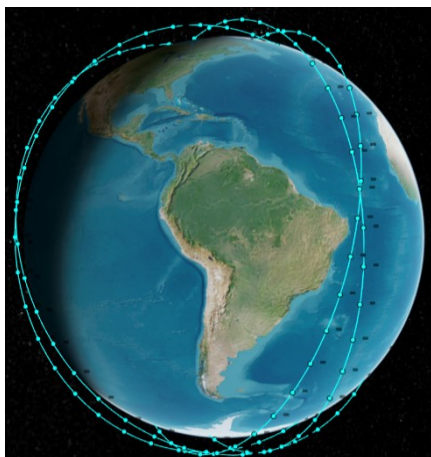
(b) Cobertura 2, com 720 satélites com inclinação de 70° na altitude de 570 km.



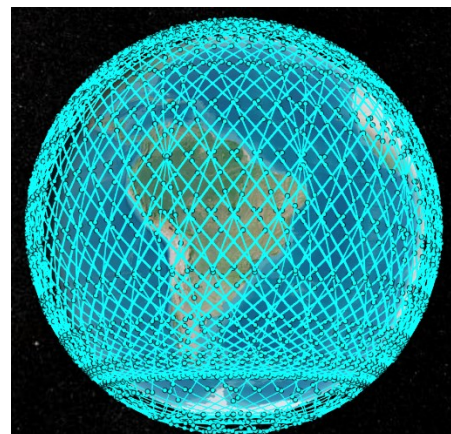
(c) Cobertura 3, com 348 satélites com inclinação de 97.6° na altitude de 560 km.



(d) Cobertura 4, com 1584 satélites com inclinação de 53.2° na altitude de 540 km.



(e) Cobertura 5, com 172 satélites com inclinação de 97.6° na altitude de 560 km



(f) Constelação com representação de todas as coberturas.

Fonte: o autor.

4.3 Projeto do enlace de comunicação 5G via satélite LEO

4.3.1 Arquitetura da Rede de Acesso via Satélite

A arquitetura de rede usada na análise do enlace descrito nesse projeto final de curso teve como base o relatório do 3GPP “*Study on New Radio (NR) to support non-terrestrial networks*” [19]. Tal configuração é apresentada na Figura 4.2, onde tem-se a rede de acesso via satélite com link entre satélites para serviços fixos e móveis por satélite.

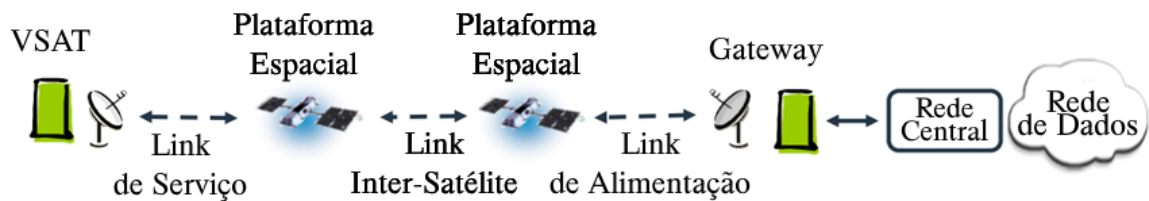


Figura 4.2 - Ilustração do modelo de arquitetura NTN utilizado.

Fonte [19].

O modelo é composto por:

- *Very Small Aperture Terminal* (VSAT): Consiste em estações terrestres de pequeno porte, que estabelecem comunicação com satélites em órbita. As características mínimas de radiofrequência dessa configuração são observadas na Tabela 4.3;
- Plataformas Espaciais: Se referem aos veículos espaciais que orbitam a terra, no caso, aos LEO's, embarcando uma carga útil regenerativa;
- Gateways: são portas que permitem a conexão da rede via satélite com a rede principal;
- ISL: São comunicações feita entre os satélites de uma constelação feita por radiofrequência ou por comunicações ópticas.

Tabela 4.3 – Características indicadas de radiofrequência para VSAT em redes de acesso via satélite.

Potência de Transmissão	2 W (33 dBm)
Diâmetro da Antena	0.6 m
Ganho da Antena	Tx: 43.2 dBi Rx: 39.7 dBi
Figura de Ruído	1,2 dB
EIRP	45.75 dBW
G/T	18.5 dB/K
Polarização	Circular

Fonte: modificado de [19].

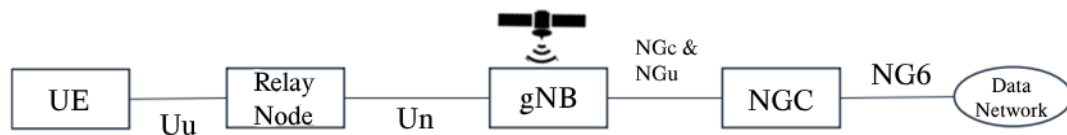
A figura de ruído representa a performance do ruído presente nos componentes eletrônicos que interagem com o sinal; a relação G/T é chamada de figura de mérito [3], onde

G é o ganho da antena receptora e T é a temperatura do ruído do sistema, e mede a qualidade de recepção do sinal; A polarização da antena se refere ao comportamento dos campos eletromagnéticos se comportam conforme é irradiado da antena.

4.3.2 Arquitetura da Rede NTN

As características das órbitas e dos serviços definem um modelo de rede NTN, no qual o satélite assume total ou parcial responsabilidade pelo gNb (gNodeB) para regenerar ou receber um sinal NR (do inglês *New Radio*) dos nós de retransmissão. Essas informações são mais bem visualizadas na Figura 4.3.

Figura 4.3 - Ilustração do modelo de arquitetura NTN utilizado.



Fonte: [19].

4.3.3 Especificações do Canal

As especificações do canal NTN foram selecionadas com base nos cenários propostos pela 3GPP [28], considerando os serviços e plataformas espaciais utilizadas. Para as simulações, a frequência utilizada no enlace de descida tem frequência de 20 GHz, com as altitudes dos satélites calculadas por sua posição; a técnica de duplexação é realizada por FDD e a largura de banda do canal para cada enlace é de 500 MHz; o modelo de canal utilizado foi o AWGN, em que a deterioração da comunicação é um ruído branco com uma densidade espectral constante e uma distribuição Gaussiana de amplitude. Essas especificações são apresentadas conforme apresentado na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Especificações do Canal NTN.

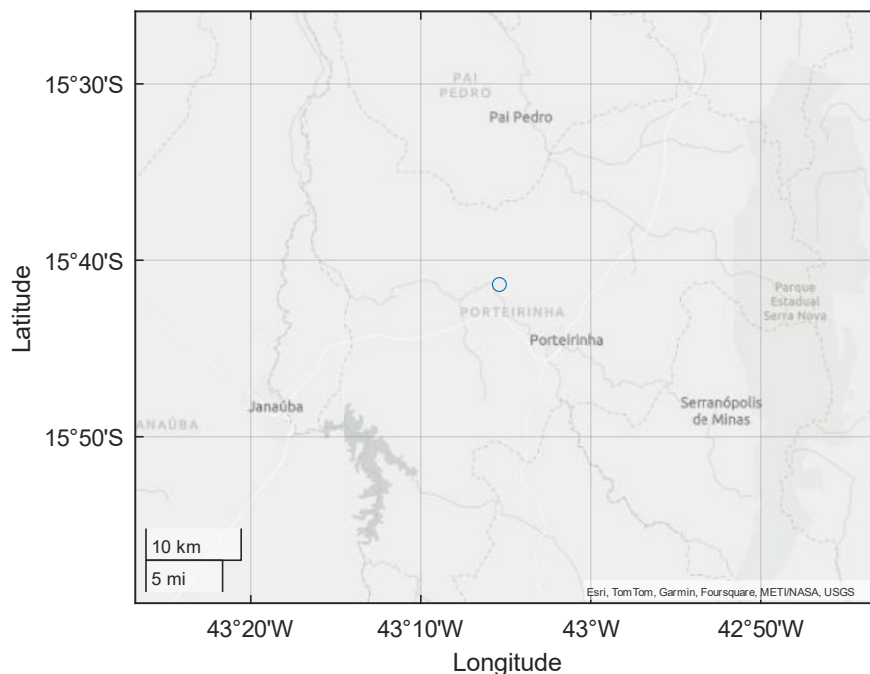
Órbita e altitude da plataforma	Por volta de 600 km
Frequência portadora no enlace entre plataforma e terminal	20 GHz para <i>downlink</i> (Ka band)
Duplexação	Frequency Division Duplexing (FDD)
Largura de banda do canal (DL + UL)	2 * 500 MHz
Modelo de Canal	AWGN

Fonte: modificado de: [19].

4.3.4 Especificações de Simulação

O local escolhido para análise do enlace de descida foi um distrito rural da cidade de Porteirinha - MG chamado de Mulungu de Minas, e se encontra nas coordenadas geográficas $15^{\circ}41'22.6''S$, $43^{\circ}05'22.6''W$. Sendo uma comunidade rural, a maioria dos meios mais comuns de telecomunicações não estão sempre disponíveis, assim a comunicação via satélite uma grande alternativa no quesito de acessibilidade e qualidade de transmissão. Na Figura 4.4 é apresentada a localização da estação terrestre receptora, apresentado pelos dados importados ao MATLAB.

Figura 4.4 - Localização da estação terrestre da simulação.



Fonte: o autor.

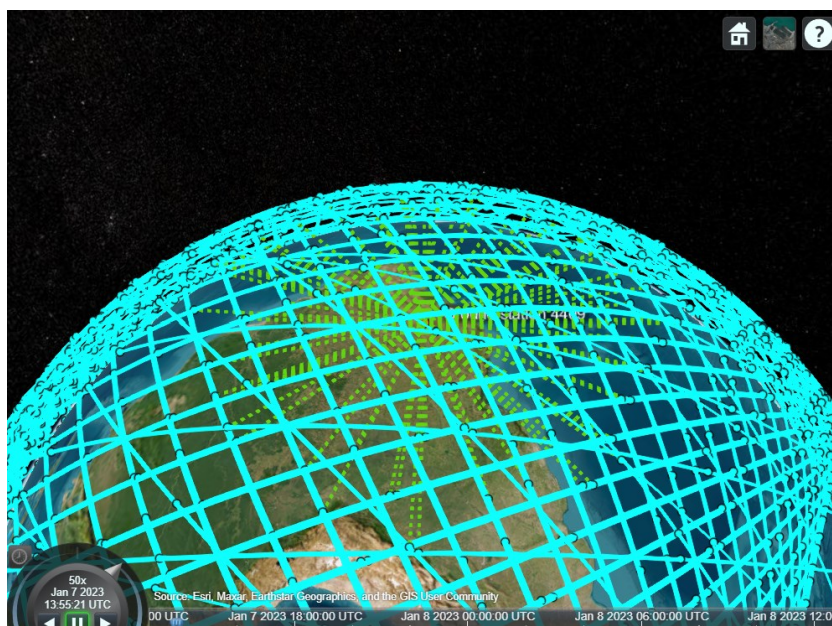
Por meio do MATLAB, foram inseridas as informações de plano orbital de cada órbita (representados na Figura 4.1) e foram analisadas as posições dos 4408 satélites em um intervalo de 24 horas com tempo de amostragem de 30 segundo, resultando em 2880 pontos de posições para cada satélite.

4.3.5 Atenuações

Usando a função de *accessIntervals()* do MATLAB gerou-se uma base de dados com os intervalos de tempo em que o satélite “x” esteve com linha de visada na estação terrestre. As linhas de visadas são apresentadas na Figura 4.5, onde observa-se que mais de um satélite pode

se comunicar com a estação de solo ao mesmo tempo. Entretanto, como cada linha de visada terá uma distância diferente, tem-se valores de atenuação diferentes. Por esse motivo, na análise filtrou-se e definiu que o satélite que se comunica em um determinado instante de tempo é o que apresenta menor valor de atenuação.

Figura 4.5 - Linhas de visada entre os satélites e a estação terrestre representada pela linha pontilhada.



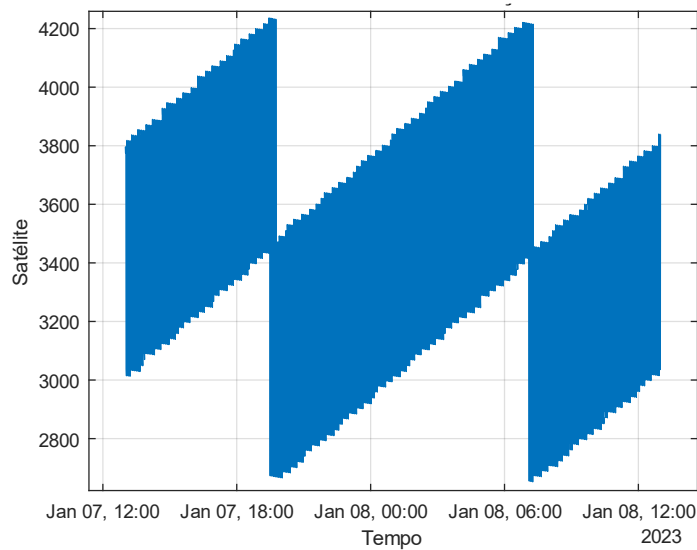
Fonte: o Autor.

Filtrando as posições dos satélites para que possa ter os valores apenas dos dados em que há acesso com a estação terrestre, pode-se calcular da distância entre o satélite e a estação terrestre (d), o ângulo de elevação (θ) e as atenuações ($\sum A[\text{dB}]$) por meio das equações 2.16, 2.18, 2.24, 2.31 e 2.32, para atenuações de visada direta, chuva, nuvens, gases atmosféricos e cintilação, respectivamente.

A Figura 4.6 apresenta a escolha do satélite em um determinado instante de tempo “x”. Isso é feito filtrando os dados das atenuações que são apresentados nas Figuras 4.7, 4.8, 4.9, 4.10, 4.11 e 4.12. É importante destacar que a atenuação mais significativa é o espaço livre, entretanto, nas condições estudadas, as demais não podem ser desprezadas pois somadas geram um valor considerável de perdas. Em todas as atenuações nota-se uma variação não tão grande entre dos valores. Essa variação está ligada à mudança do satélite que está operando em um determinado momento. Existem um espaço entre os satélites e como os satélites estão se deslocando, há essa variação dos valores da atenuação.

Na Tabela 4.5 tem-se os valores médios de atenuação durante todo o período amostrado. Esses valores são obtidos a partir da comunicação do satélite que está “fechando” o enlace em cada instante de tempo analisado. É importante ressaltar que os cálculos das atenuações que levam em consideração dados estatísticos utilizaram a porcentagem de excedência anual $p = 0,01$. Em outras palavras, os resultados obtidos têm a chance de serem excedidos pela métrica real em 0,01% durante o ano.

Figura 4.6 - Satélite com melhores condições no instante “x”.

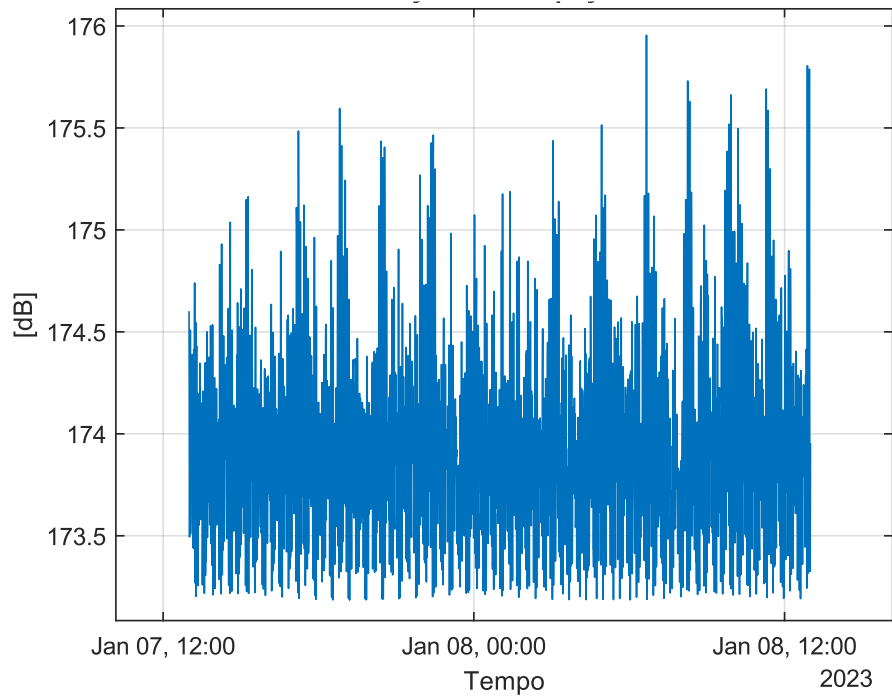


Fonte: o Autor.

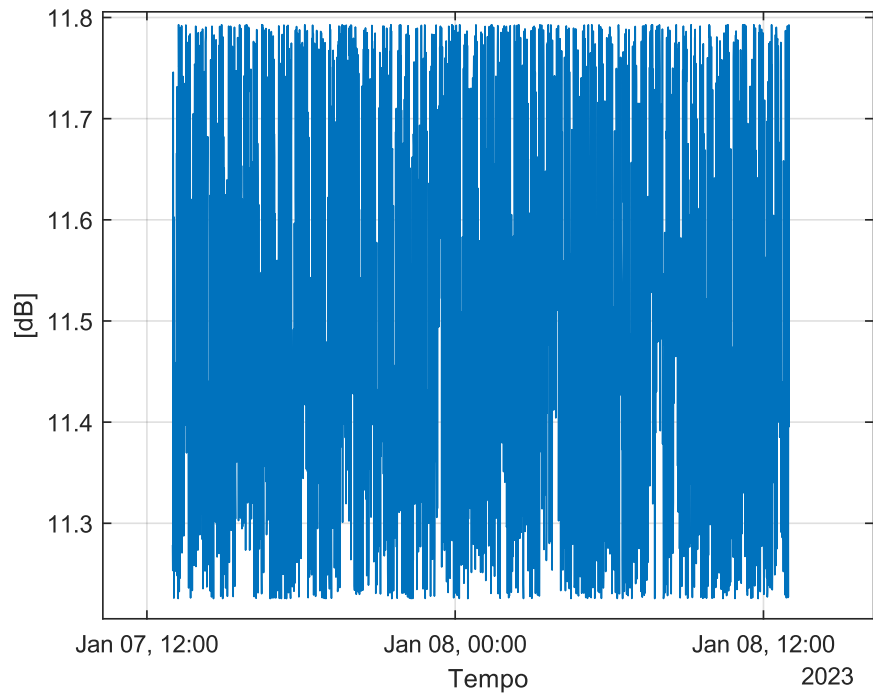
Tabela 4.5 – Valores de atenuações médios ao longo do tempo amostrado.

Tipo de Atenuação	Valor Médio
A_{el}	173,8 dB
A_{ch}	11,5 dB
A_n	1,2 dB
A_a	0,8dB
A_{cint}	0,5 dB
A_{total}	187,3 dB

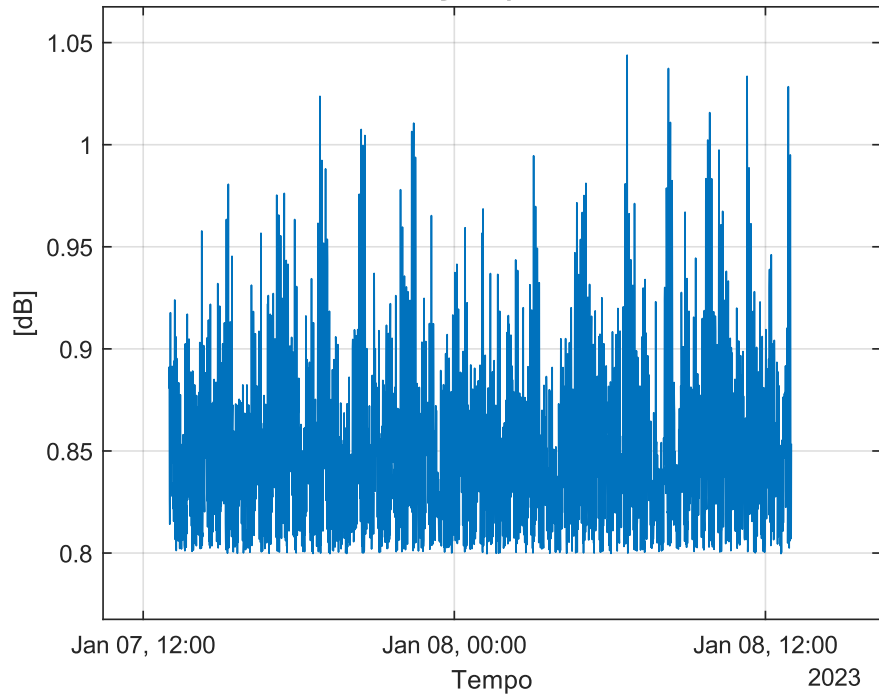
Fonte: o Autor.

Figura 4.7 - Atenuação no espaço livre.

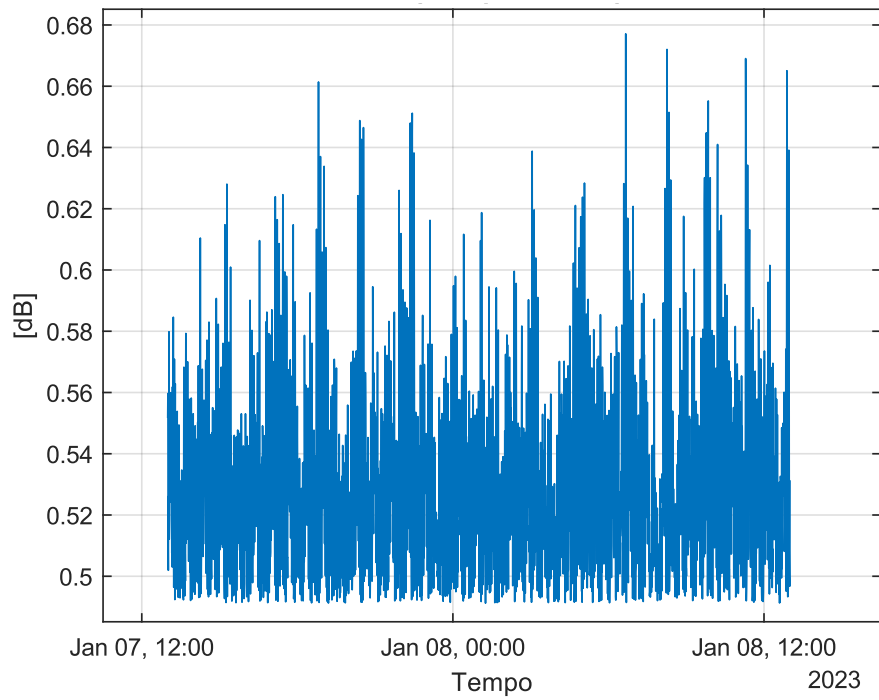
Fonte: o Autor.

Figura 4.8 - Atenuação por chuva.

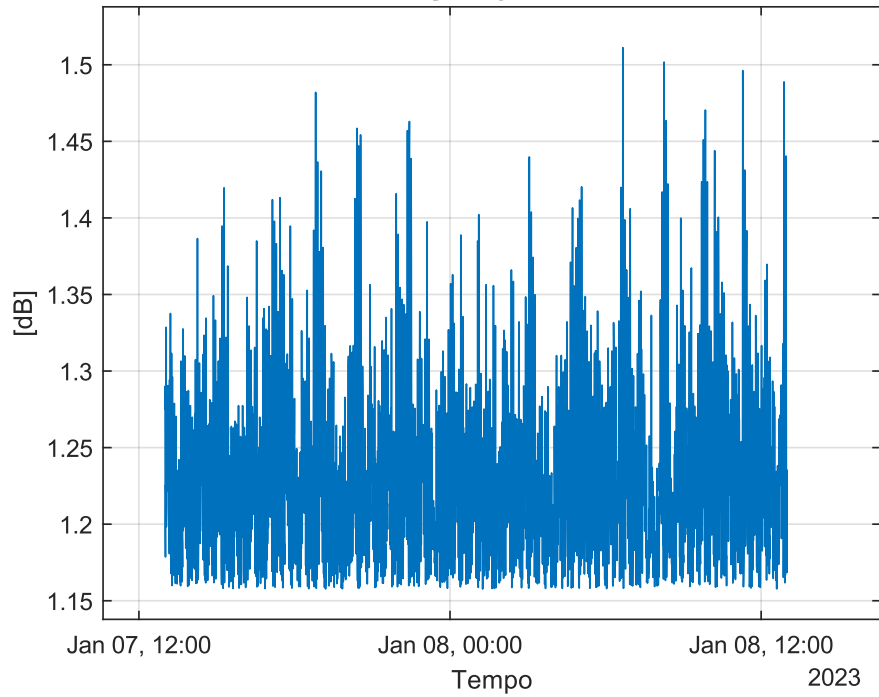
Fonte: o Autor.

Figura 4.9 - Atenuação por gases atmosféricos.

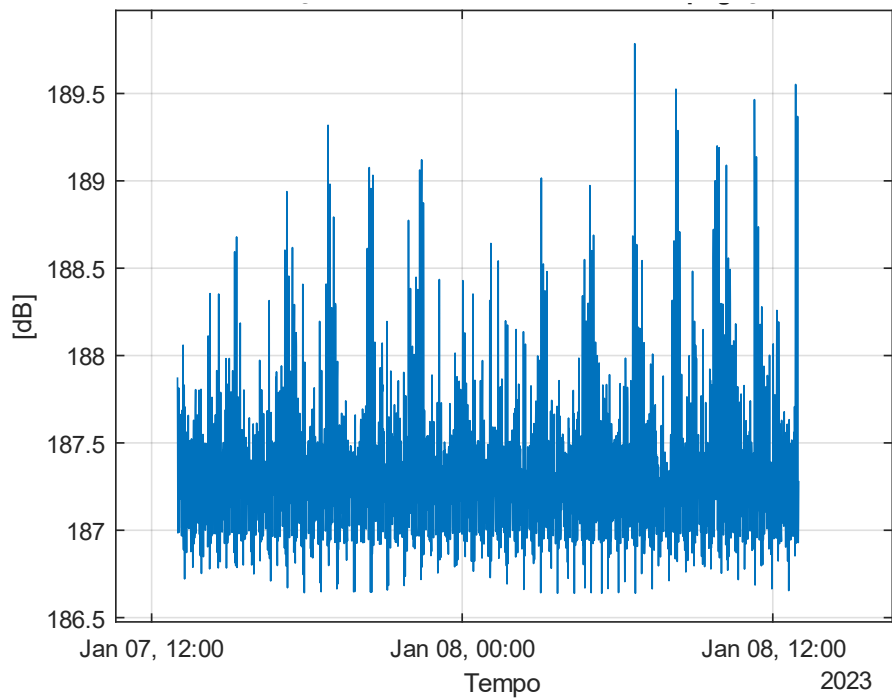
Fonte: o Autor.

Figura 4.10 - Atenuação por cintilação.

Fonte: o Autor.

Figura 4.11 - Atenuação por nuvens.

Fonte: o Autor.

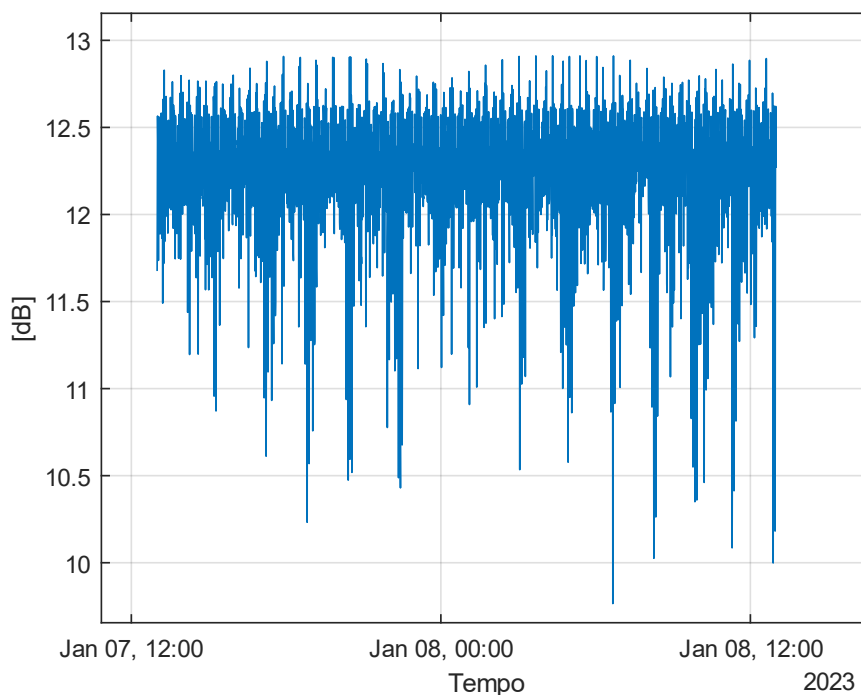
Figura 4.12 - Atenuações totais.

Fonte: o Autor.

4.3.6 CNR

O cálculo de CNR foi feito a partir das informações técnicas das antenas receptoras e transmissoras, das atenuações ao longo do caminho de propagação e especificações do canal. Sabendo que a antena transmissora tem $EIRP_{rx} = 39,44$ dBW [29], e a antena receptora tem $G/T = 18,5$ dB/K e uma largura de banda de $B = 500$ MHz [28], chegou-se C/N média de 12,3 dB, onde cada ponto foi calculado por meio da Equação 2.14 e representado ao longo dos pontos de amostras na Figura 2.13. Nota-se que como as atenuações variam ao longo do tempo pela troca do satélite que está se comunicando com o solo, a C/N também irá variar. Por esse motivo, tendo em vista quantificar valores para operação trabalhou com valores médios.

Figura 4.13 – C/N por tempo.



Fonte: o Autor.

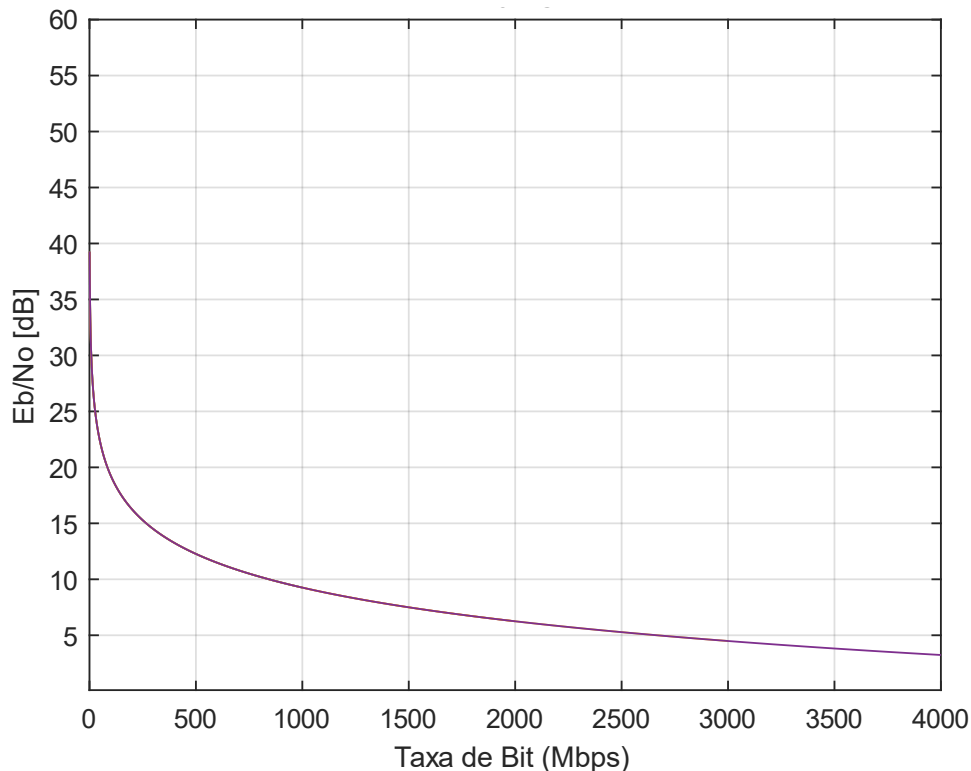
4.3.7 Modulação

Os tipos de modulação variam pelo tipo de serviço e configuração de sistemas. Para os dados de enlace estudados não se encontrou uma modulação específica. Por isso escolheu-se quatro modulações diferentes, de acordo o suporte do serviço escolhido [30], para serem feitas as análises de desempenho, as quais são: QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM.

Nos cálculos de E_b/N_o , considerou-se uma faixa de valores para taxa de transmissão de bits, onde a taxa mínima é de 1 Mbps, e a taxa máxima (conforme a equação 2.42, usando um filtro ideal com $\alpha = 0$ para que R_b seja maximizado) são $R_{b\text{QPSK}} = 1$ Gbps, $R_{b16\text{-QAM}} = 2$ Gbps, $R_{b64\text{-QAM}} = 3$ Gbps e $R_{b256\text{-QAM}} = 4$ Gbps; e uma progressão aritmética de 1 Mbps entre esses valores.

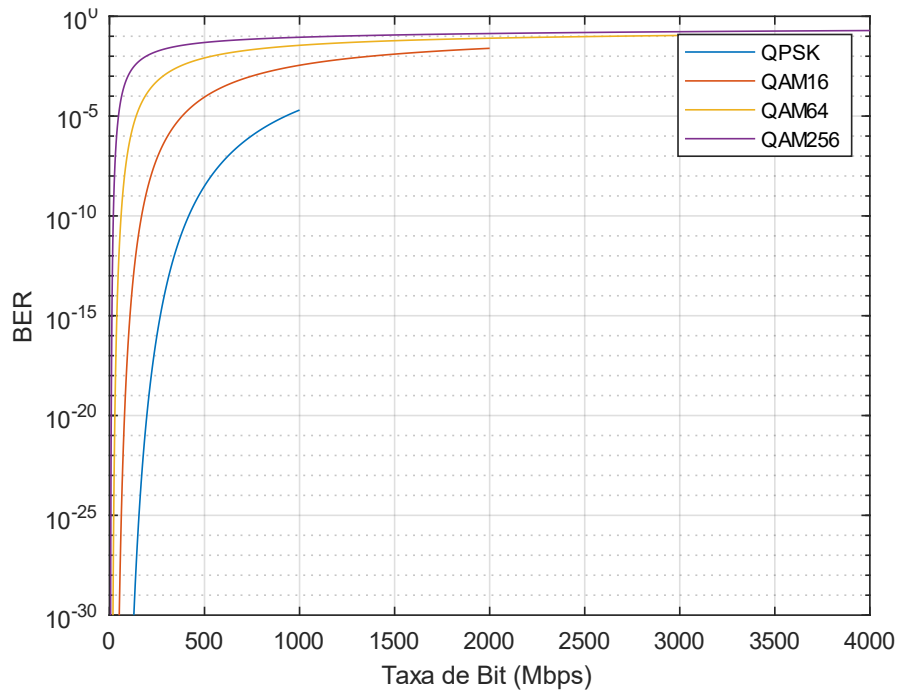
A partir da equação (2.41), como base no valor médio de C/N calculados, e a faixa de valores de R_b para cada modulação, calculou-se E_b/N_o , representado na Figura 4.14. Nota-se que para C/N (ou seja, o valor da relação sinal-ruído no receptor) fixa, tem-se uma relação inversa entre E_b/N_o e R_b . Isso quer dizer que quanto maior a taxa de bits requerida menor será E_b/N_o e, conforme a equação (2.44), maior será a taxa de erro de bits. Esse comportamento é comprovado na Figura 4.15, onde por análise, em cada valor de R_b , analisou-se o comportamento crescente da BER considerando um canal de AWGN. Independente da modulação, quanto maior a taxa de transmissão requerida maior a BER. É importante destacar também que quanto maior a ordem da modulação maior a BER devido ao fato dos símbolos estarem “mais próximos” para uma mesma relação sinal-ruído no receptor.

Figura 4.14 - E_b/N_o por taxa de transmissão de bit.



Fonte: o Autor.

Figura 4.15 - BER por taxa de transmissão de bit.



Fonte: o Autor.

Na Figura 4.16 observa-se o comportamento da BER em função de E_b/N_o para as modulações analisadas. Dessa análise pode-se concluir que devido a C/N estar diretamente relacionada a E_b/N_o e R_b (que depende da ordem da modulação), para um determinado valor de BER requerido o sistema deverá operar em determinada modulação. Então, estimando um valor ótimo de BER como 1×10^{-6} (não se encontrou o valor estimado para a BER para essa tecnologia, por esse motivo definiu-se $BER = 1 \times 10^{-6}$), que significa há um erro a cada um milhão de bits transmitidos, observa-se a modulação QPSK atende a esse aspecto com uma maior performance. Nessa condição obtém-se $R_b = 750$ Mbps.

Outra forma de analisar o desempenho em termos de erro em uma transmissão digital é visualizando o diagrama de constelação. A Figura 4.17 ilustra o diagrama de constelação para as modulações estudadas, admitindo $C/N = 12,3$ dB e $R_b = 750$ Mbps. Dessa análise comprova-se que apenas a modulação QPSK (ver Figura 4.17(a)) possui comportamento relativo à baixa taxa de erro de bits.

Figura 4.16 - BER por E_b/N_0 .

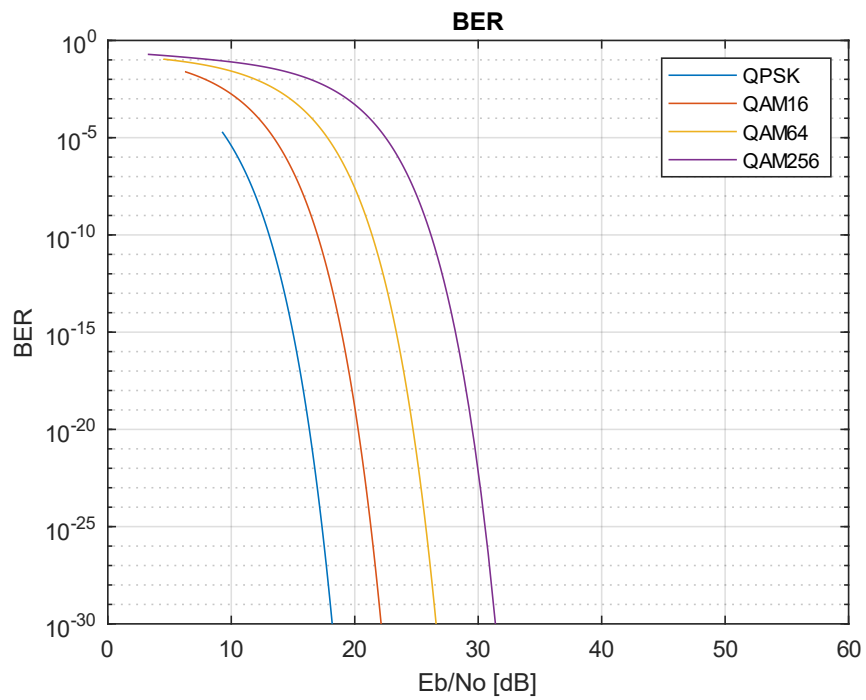
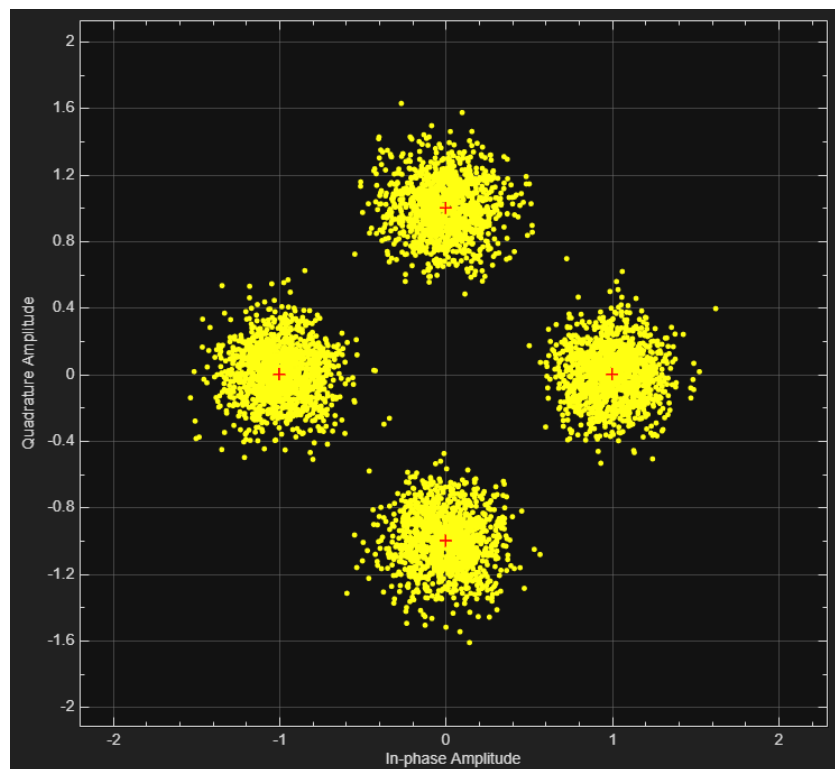
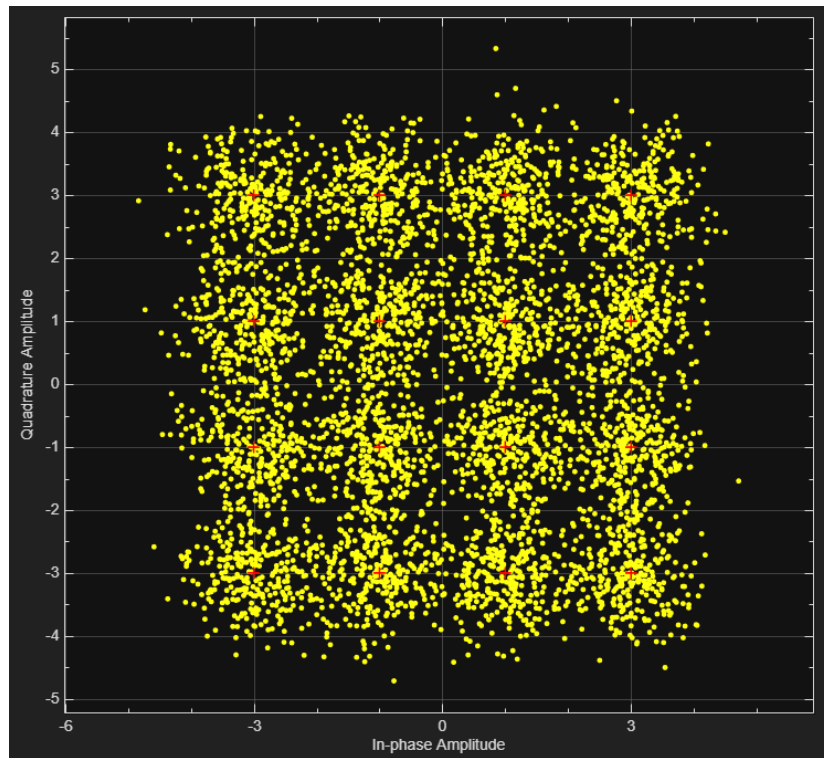


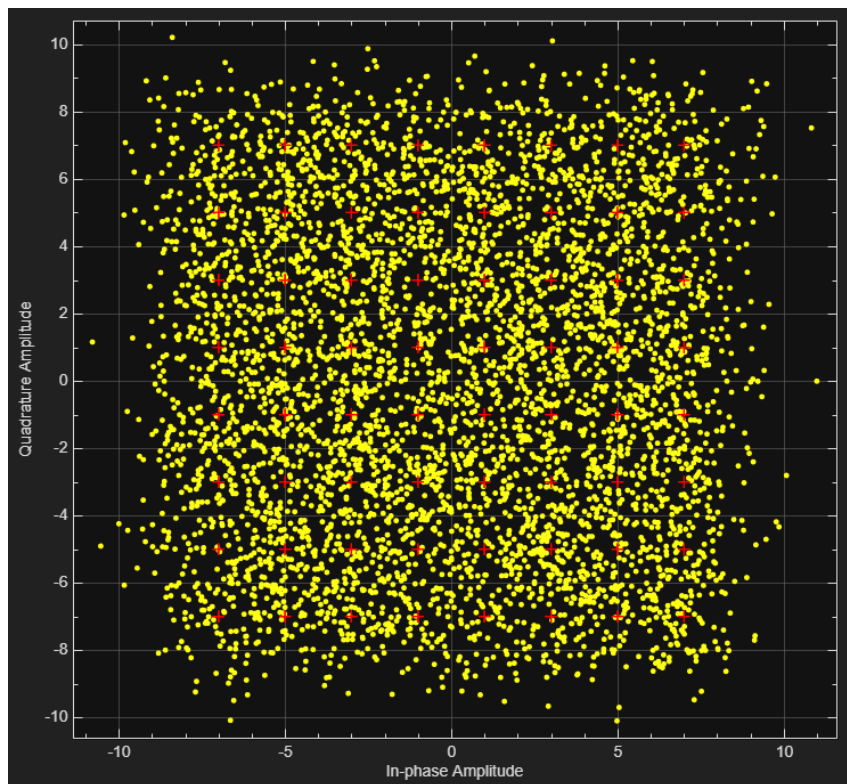
Figura 4.17 - Ilustração das constelações de modulação.



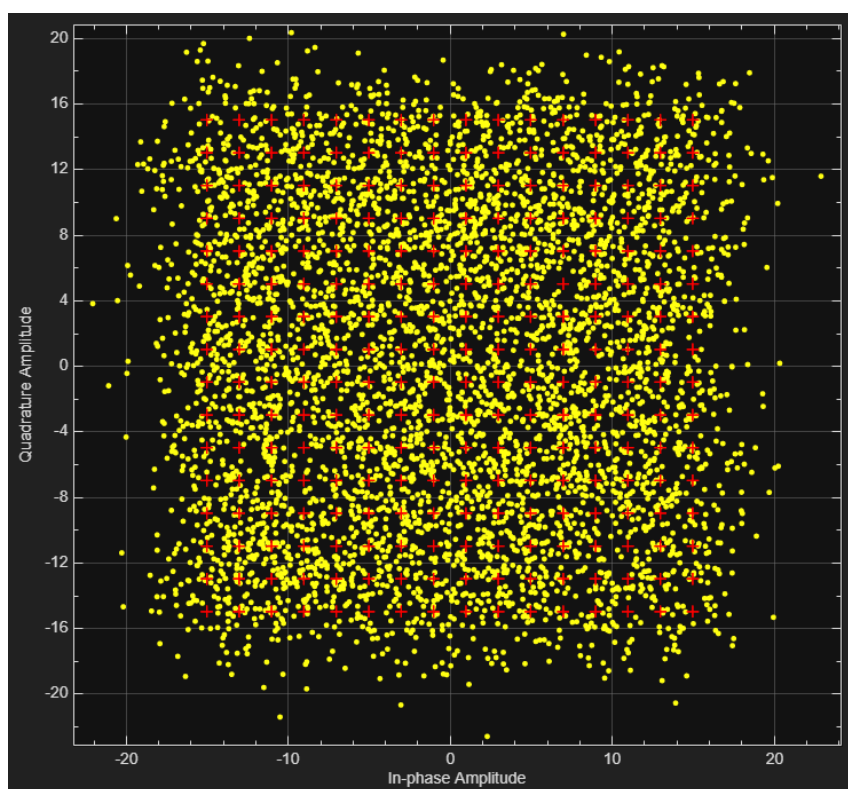
(a) Constelação da Modulação QPSK do Sinal Ruidoso.



(b) Constelação da Modulação QAM-16 do Sinal Ruidoso.



(c) Constelação da Modulação QAM-64 do Sinal Ruidoso.



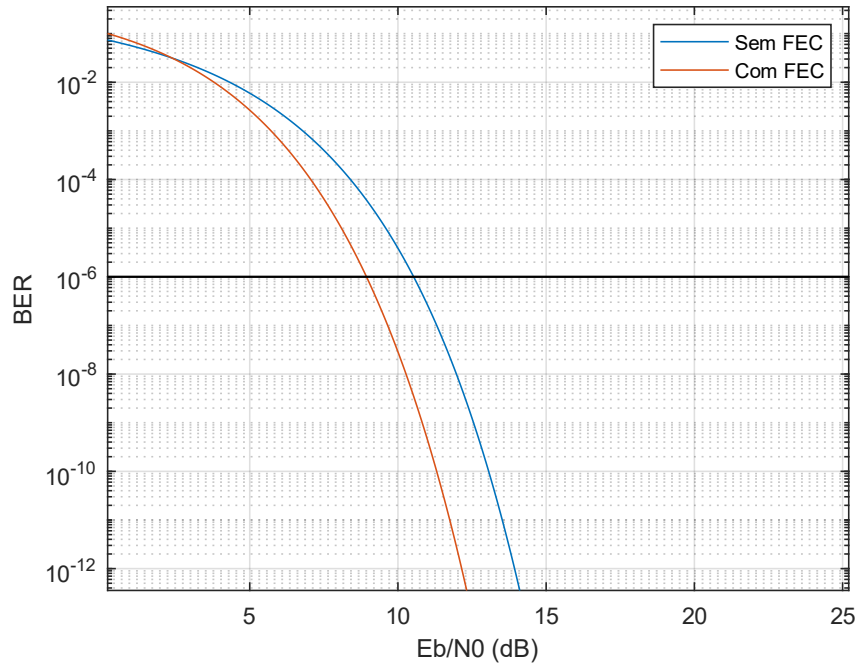
(d) Constelação da Modulação QAM-256 do Sinal Ruidoso.

Fonte: o Autor.

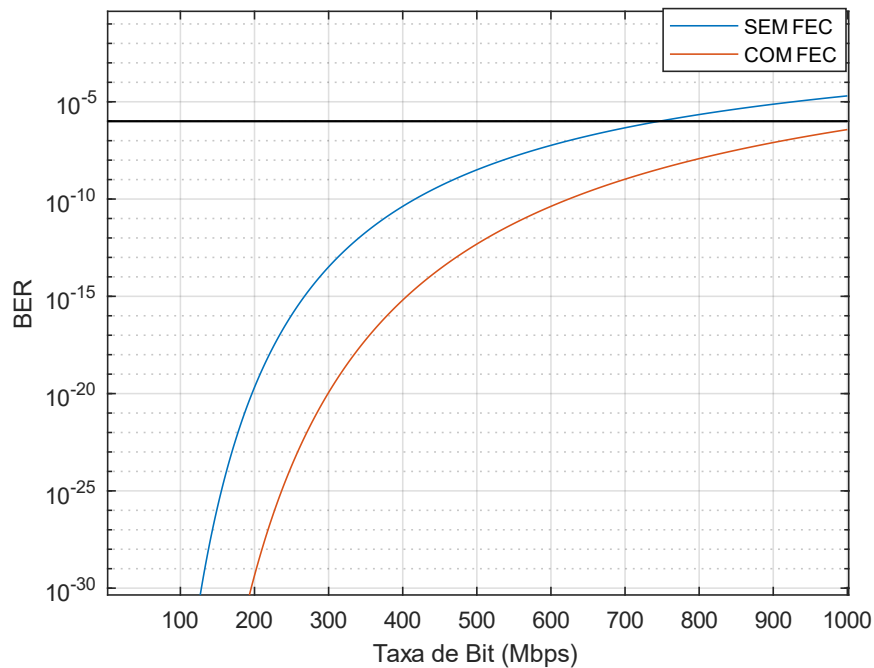
Devido aos altos valores obtidos de BER e de taxa de erro de bits, se faz necessário o uso de uma FEC para que haja detecção e correção dos erros, podendo assim ter aumento na qualidade do sinal recebido. É importante destacar que o FEC não é algo milagroso que aumenta a relação sinal-ruído no receptor. O FEC dá um efeito de ganho, de modo que o sistema passa a operar como se tivesse uma relação sinal-ruído maior.

Utilizou-se uma FEC com taxa de código 3/4. Tal valor é definido como uma das taxas de codificação que suportam o serviço de eMBB [31]. Podemos observar nas Figuras 4.18, 4.19, 4.20 e 4.21 que o uso de FEC foi efetiva, diminuindo os valores de BER para taxas de R_b mais altos.

Figura 4.18 – BER codificado para modulação BPSK.



(a) BER BPSK vs Eb/No, com FEC.

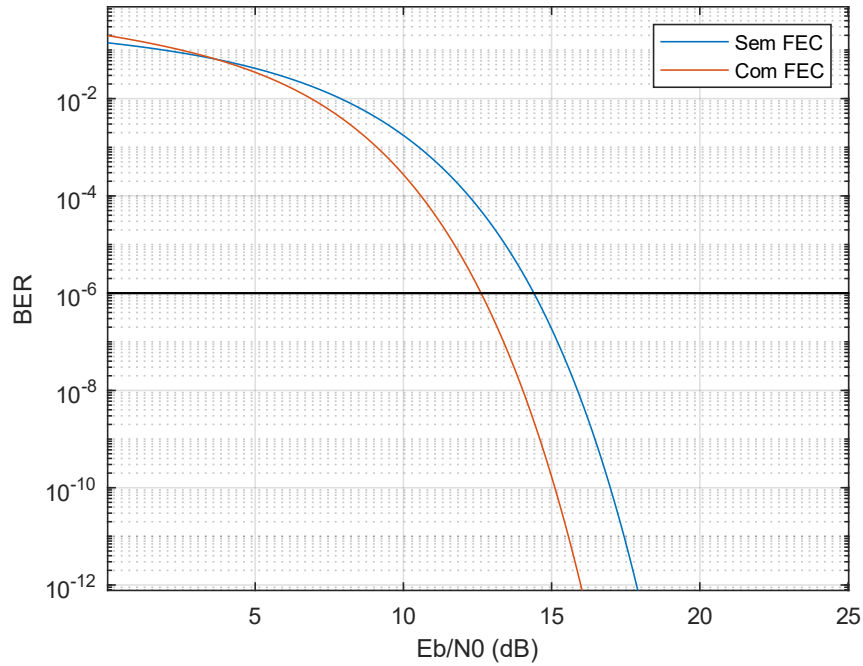


(b) BER BPSK vs Taxa de Transmissão de bits, com FEC.

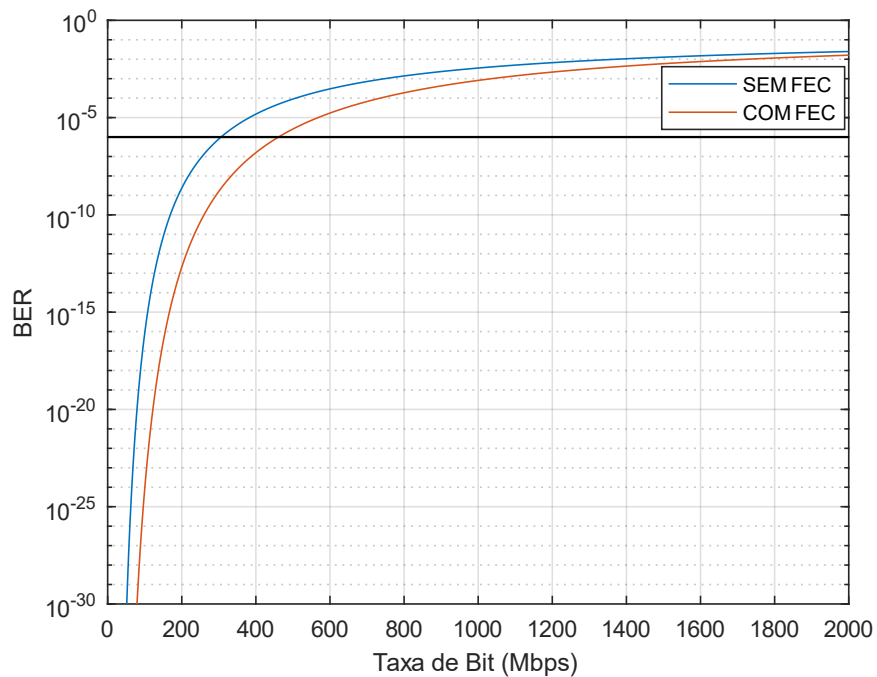
Fonte: o Autor.

Houve um ganho de codificação $G_c = 1.66 \text{ dB}$ para a modulação QPSK, e para a taxa de bits do sinal não codificado (750 Mbps), considerando uma BER mínima de 1×10^{-6} , temos um fator de melhora da BER de aproximadamente 649, com uma $BER_s = 3,64 \times 10^{-9}$.

Figura 4.19 - BER codificado para modulação QAM-16.



(a) BER QAM-16 vs Eb/No, com FEC.

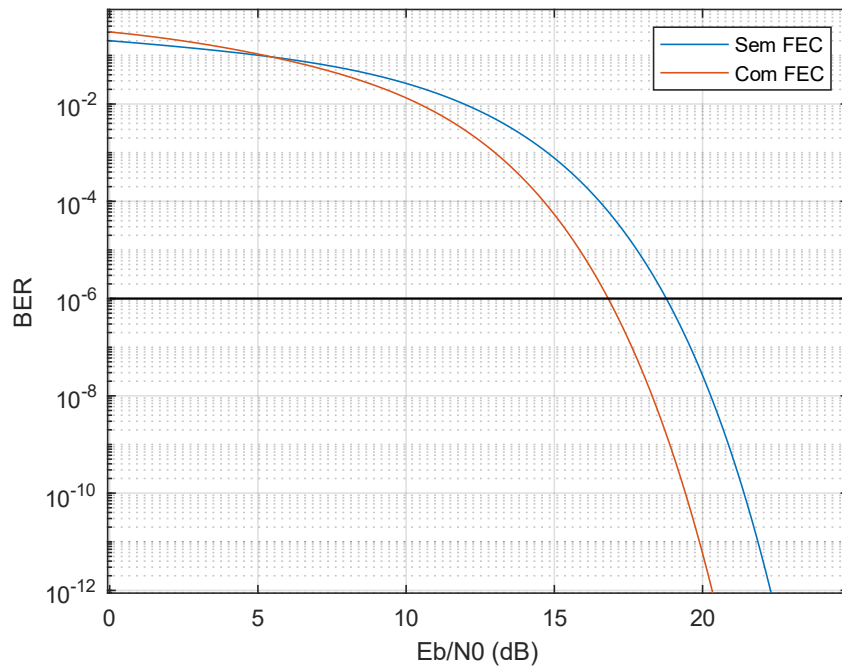


(b) BER QAM-16 vs Taxa de Transmissão de bits, com FEC.

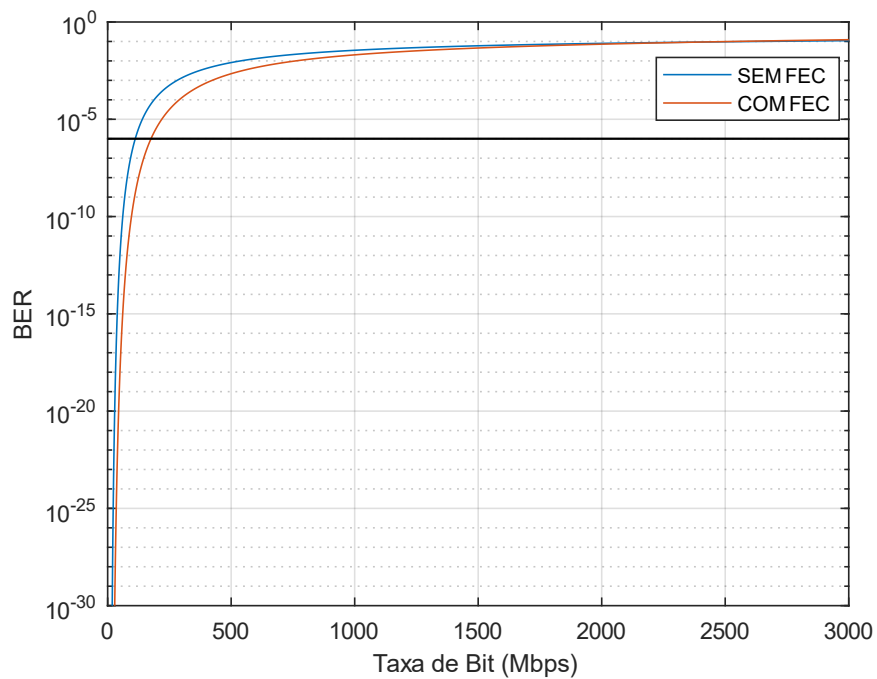
Fonte: o Autor.

Houve um ganho de codificação $G_c = 1.8 \text{ dB}$ para a modulação QAM-16, e para a taxa de bits do sinal não codificado (300 Mbps), considerando uma BER mínima de 1×10^{-6} , temos um fator de melhora da BER de aproximadamente 448, com uma $BER_s = 2,23 \times 10^{-9}$.

Figura 4.20 - BER codificado para modulação QAM-64.



(a) BER QAM-64 vs Eb/No, com FEC.

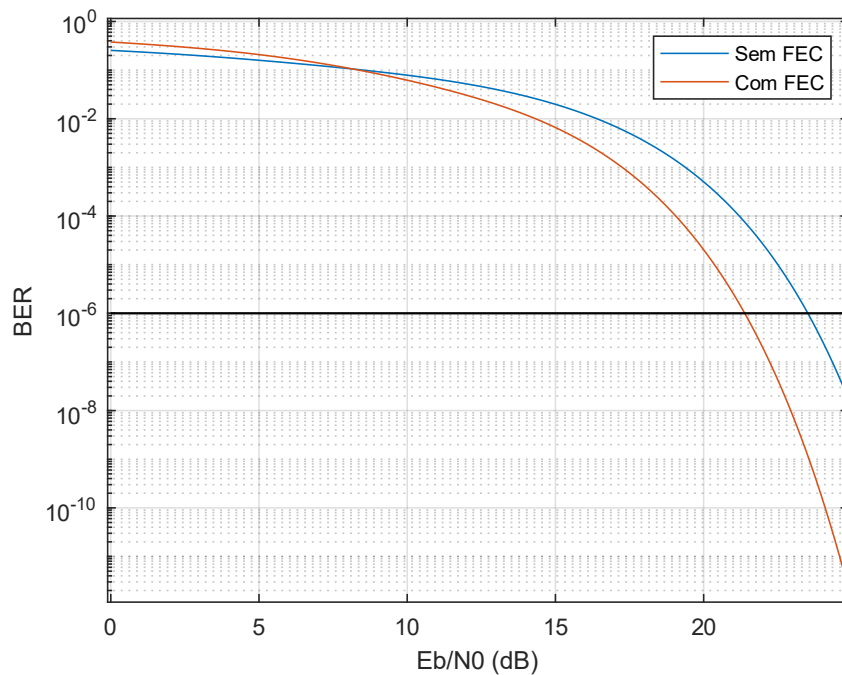


(b) BER QAM-64 vs Taxa de Transmissão de bits, com FEC.

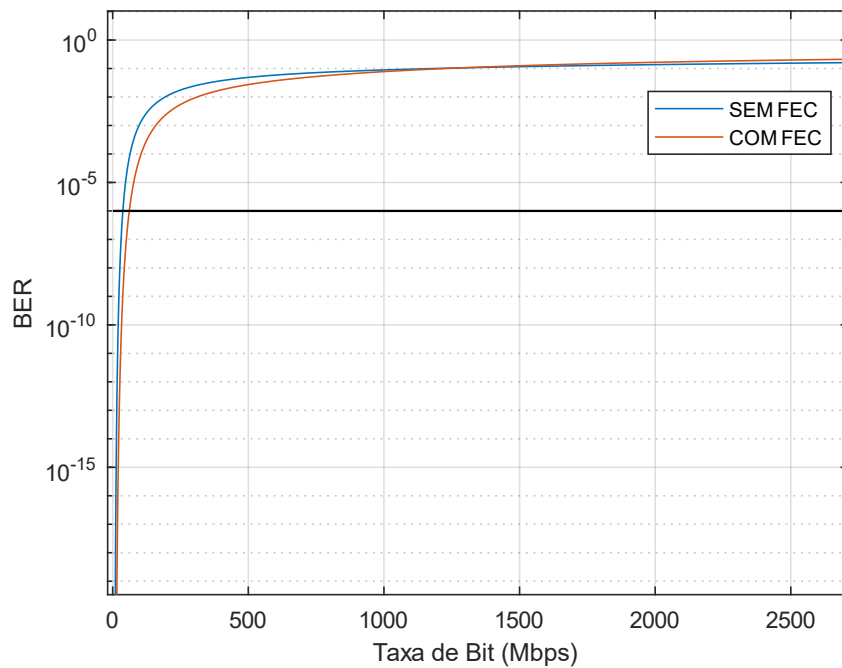
Fonte: o Autor.

Houve um ganho de codificação $G_c = 2.12 \text{ dB}$ para a modulação QAM-64, e para a taxa de bits do sinal não codificado (110 Mbps), considerando uma BER mínima de 1×10^{-6} , temos um fator de melhora da BER de aproximadamente 750, com uma $BER_s = 1,350 \times 10^{-9}$.

Figura 4.21 - BER codificado para modulação QAM-256.



(a) BER QAM-256 vs Eb/No, com FEC.



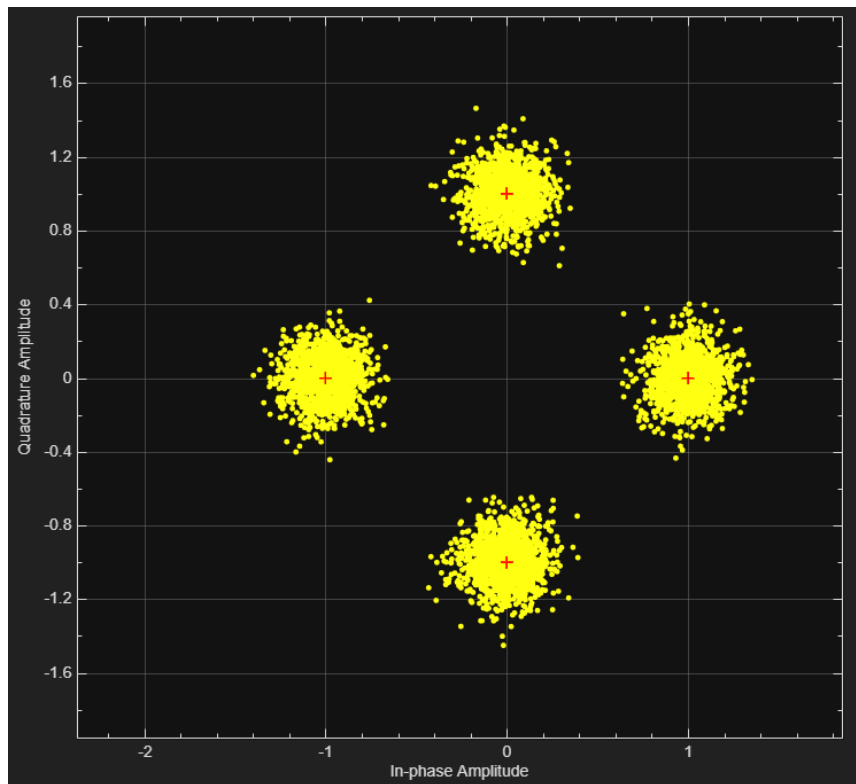
(b) BER QAM-256 vs Taxa de Transmissão de bits, com FEC.

Fonte: o Autor.

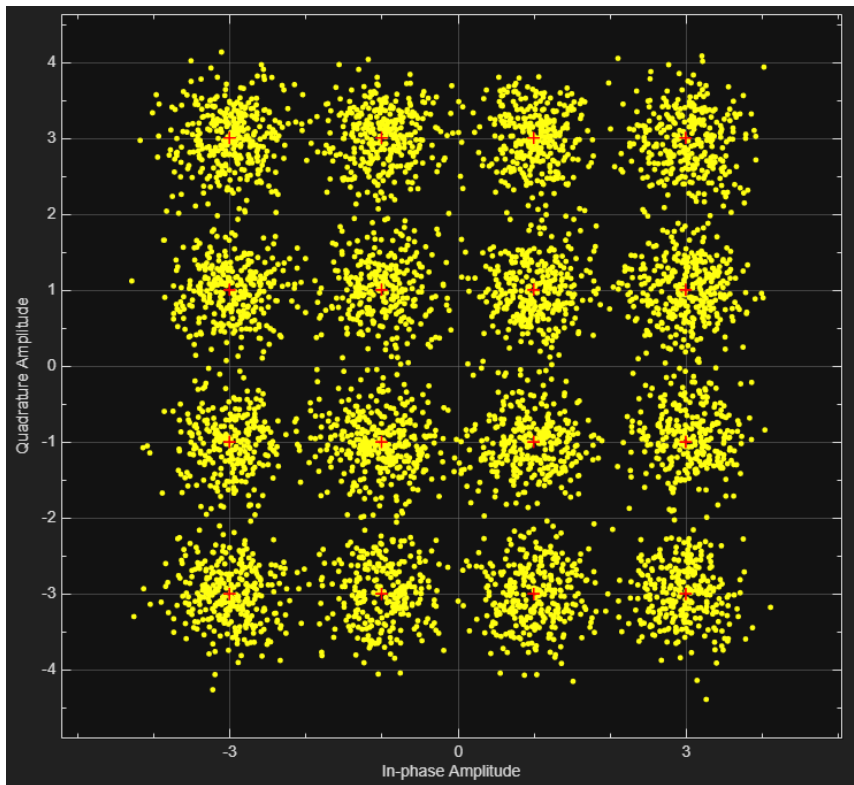
Houve um ganho de codificação $G_c = 2.12 \text{ dB}$ para a modulação QAM-256, e para a taxa de bits do sinal não codificado (37 Mbps), considerando uma BER mínima de 1×10^{-6} , temos um fator de melhora da BER de aproximadamente 1000, com uma $BER_s = 1 \times 10^{-9}$.

Nas Figuras 4.22(a), 4.22(b), 4.22(c) e 4.22(d) é representado a diminuição da taxa de erros de bits com o uso de FEC, em relação as constelações de modulação do sinal sem FEC. Assim, confirma-se que a implementação de técnicas de correções de erros de fato melhorou a qualidade do sinal recebido pela estação terrestre. As diferenças são observadas dos parâmetros de qualidade dos sinais recebidos pela estação terrestre com a FEC e sem a FEC são dispostos na Tabela 4.6.

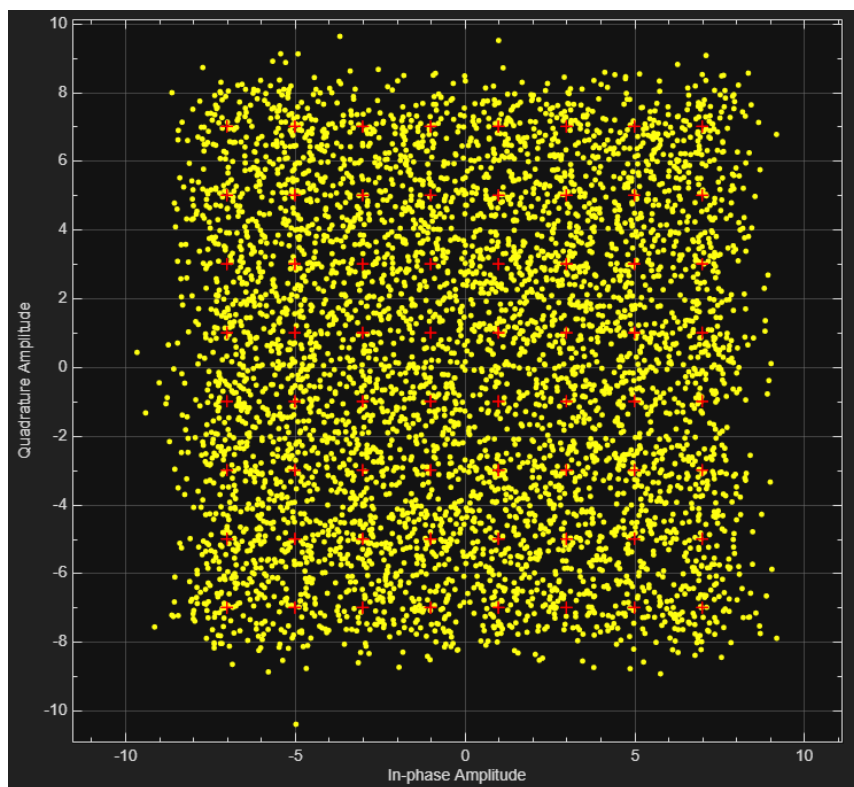
Figura 4.22 - Ilustração das constelações de modulação com FEC.



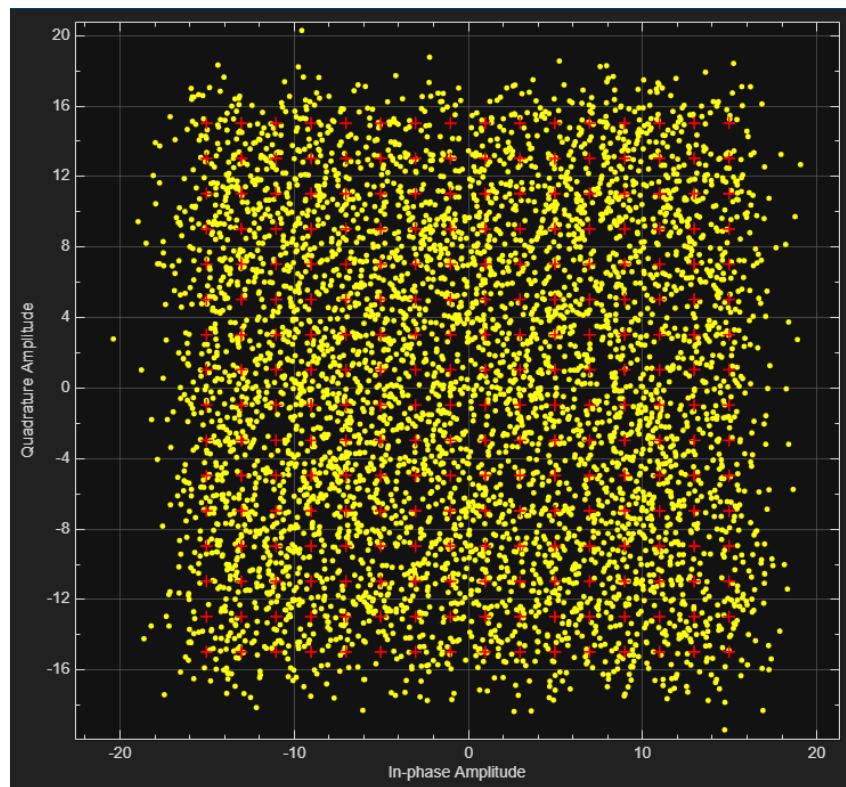
(a) Constelação da Modulação QPSK do Sinal Ruidoso.



(b) Constelação da Modulação QAM-16 do Sinal Ruidoso.



(c) Constelação da Modulação QAM-64 do Sinal Ruidoso.



(d) Constelação da Modulação QAM-256 do Sinal Ruidoso.

Fonte: o Autor.

Tabela 4.6 – Diferenças dos parâmetros calculados com FEC e sem FEC

		Com FEC	Sem FEC
QPSK	BER (Rb = 750 Mbps)	$2,3918 \times 10^{-8}$	1×10^{-6}
	Taxa de Bits para BER Mínima	1000 Mbps	750 Mbps
QAM-16	BER (Rb = 300 Mbps)	$3,64 \times 10^{-9}$	1×10^{-6}
	Taxa de Bits para BER Mínima	465 Mbps	300 Mbps
QAM-64	BER (Rb = 110 Mbps)	$1,35 \times 10^{-9}$	1×10^{-6}
	Taxa de Bits para BER Mínima	177 Mbps	110 Mbps
QAM-256	BER (Rb = 37 Mbps)	1×10^{-9}	1×10^{-6}
	Taxa de Bits para BER Mínima	62 Mbps	37 Mbps

Fonte: o Autor.

4.4 Considerações finais

Nesse capítulo foram apresentados as simulações e análises deste projeto final de curso. Apresentou-se os resultados que confirmam a proposta do estudo conforme descrita na metodologia do projeto e empregando os elementos mencionados. Esses resultados pavimentam o caminho para futuras melhorias, evidenciando a eficácia do modelo planejado originalmente.

Capítulo 5

CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo são apresentadas as conclusões projeto final de conclusão de curso, bem como possíveis trabalhos futuros que possam ser elaborados a partir dessas análises.

5.1 Conclusões

Este projeto final de curso teve como objetivo analisar um projeto do enlace de comunicação 5G via satélite de baixa órbita. Assim, focou-se no embasamento teórico do tema, na metodologia e os recursos necessários para o desenvolvimento, bem como nas análises realizadas.

No Capítulo 1 destinou-se a explicar os conceitos introdutórios e as motivações que do trabalho. No Capítulo 2 foram apresentados conceitos teóricos que serão fundamentais para o desenvolvimento proposto, onde foi descrito os conceitos das órbitas e a movimentação dos satélites, e os equacionamentos responsáveis por modelar o sistema de comunicação. No Capítulo 3 destacou-se a metodologia adotada para cada etapa de execução, além de apresentar a ferramenta utilizada. No Capítulo 4 foi aplicado os conhecimentos referenciados no Capítulo 2, juntamente aos métodos indicados no Capítulo 3, simulou-se o enlace proposto *software* MATLAB. Primeiramente foi simulado os planos de órbitas e a posição de cada satélite da constelação base da Starlink no período de 24 horas com tempo de amostragem de 30 segundos; com esses dados calculou-se a distância e a elevação em cada ponto de amostra onde há linha de visada direta entre o satélite e a estação terrestre. Com esses valores foram calculados os valores das atenuações no enlace, podendo assim, observar o satélite com melhores condições de transmissão em cada ponto de tempo. Na sequência encontrou-se a CNR, destacando que há uma diferença média de aproximadamente 12 dB entre a potência da portadora e a do ruído. Vale destacar que se pode obter maiores valores de CNR dependendo dos parâmetros das antenas transmissoras e receptoras, juntamente as especificações do canal. Não possuindo uma taxa de bits específica, calculou-se a E_b/N_o e a BER utilizando vários valores de R_b limitadas ao seu máximo ideal para cada modulação. Foi analisado que é possível atingir valores ótimos de

BER em taxas de bits mais baixas, com a modulação QPSK sendo mais eficiente em termos de R_b/BER . Os diagramas de constelação das modulações mostram a presença de erros, visto que os símbolos estão mais afastados de sua contrapartida ideal; à medida que a ordem de modulação aumenta, tem-se maior o erro, assim como o comportamento observado na BER. Também foi analisado as características de transmissão do sinal modulado codificado com um código corretor de erros, no qual viu-se uma melhora considerável na BER, porém, a custo da transmissão de bits de informação.

Portanto, com as informações teóricas e as simulações apresentadas, estima-se que os critérios esperados para o trabalho foram atendidos. Este projeto final de curso engloba vários conceitos vistos ao longo do curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações e cumpre com a proposta inicial do trabalho, de analisar um enlace de comunicação via satélite de baixa órbita em 5G.

5.2 Propostas para a continuação do trabalho

Acredita-se que a os objetivos propostos foram alcançados, entretanto, é importante destacar que sendo possível, novas contribuições podem ser obtidas, podendo assim enriquecer ainda mais a proposta. Um modo de continuação desse trabalho seria a análise de enlaces em diferentes tipos de condição, considerando outras regiões do mundo e parâmetros de comunicações diferentes, como modelagem do canal de transmissão ou bandas de frequências diferentes, que por sua vez, alteram como se portam na transmissão.

REFERÊNCIAS

- [1] E. DAHLMAN, S. PARKWALL e J. SKOLD, 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology. 2. Ed, Elsevier Ltd, 2021.
- [2] 3. RP-193234, “Solutions for NR to support non-terrestrial networks (NTN),” em *3GPP TSG RAN meeting no.86*, 2019.
- [3] M. O. KOLAWOLE, Satellite communication engineering, Marcel Dekker, Inc, 2002.
- [4] I. Leyva-Mayotga et al, “LEO Small-Satellite Constellations for 5G and Beyond-5G Communications,” em *in IEEE Access, vol 8, pp. 184955-184964*, 2020.
- [5] W. Wang, Y. Tong, L. Li, A. A. Lu, L. You e X. Gao, “Near Optimal Timing and Frequency Offset Estimation for 5G Integrated LEO Satellite Communication System,” em *IEEE Access, vol. 7, pp. 113298-113310*, 2019.
- [6] E. Juan, M. Lauridsen, J. Wigard e P. Mogensen, “Handover Solutions for 5G and Beyond-5G communications,” em *IEEE Access, vol. 10, oo. 93309-93325*, 2022.
- [7] L. You, -X. K. Li, J. Wang, X. Gao, -G. Xia e B. Ottersten, “Massive MIMO Transmission for LEO Satellite Communications,” em *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 38, no. 8, pp. 1851-1865*, 2020.
- [8] “Model, Visualize, and Analyze Satellite Scenario,” Mathworks, [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/satcom/gs/model-and-visualize-satelliteScenario.html>. [Acesso em 12 jan. 2023].
- [9] “Comparison of Orbit Propagators,” Mathworks, [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/satcom/ug/comparison-of-orbit-propagators.html>. [Acesso em 12 jan. 2023].
- [10] “Multi-Hop Satellite Communications Link Between Two Ground Stations,” Mathworks, [Online]. Available:

- <https://www.mathworks.com/help/satcom/ug/multihop-satellite-communication.html>. [Acesso em 2023 jan. 12].
- [11] “Generate Waveforms,” Mathworks, [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/satcom/generate-waveforms.html>. [Acesso em 2023 jan. 12].
- [12] “Earth-Space Propagation Losses,” Mathworks, [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/satcom/gs/p618-channel-modeling.html>. [Acesso em 12 jan. 2023].
- [13] “Interference from Satellite Constellation on Communications Link,” Mathworks, [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/satcom/ug/interference-from-satellite-constellation-on-comms-link.html>. [Acesso em 12 jan. 2023].
- [14] A. K. MAINI e V. AGRAWAL, *Satellite technology: principles and applications*, 3th, John Wiley & Sons, 2014.
- [15] . E. A. Timothy Pratt, *Satellite Communications*, 2019.
- [16] G. MARAL e M. BOUSQUET, *Satellite communications systems*, 5th, John Wiley & Sons Ltd, 2002.
- [17] L. J. IPPOLITO, *Satellite Communications Systems Engineering: Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance*, 2nd, John Wiley & Sons Ltd, 2017.
- [18] R. R. Bate, *Fundamentals of Astrodynamics*.
- [19] 3GPP, *Study on New Radio (NR) to support non-terrestrial networks*, 2020.
- [20] ITU, *Recommendation ITU-R P.618-11: Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems*, International Telecommunications Union (ITU), 2013.
- [21] *Recommendation ITU-R P.837-7: Characteristics of precipitation for propagation modelling*, International Telecommunications Union (ITU), 2017.
- [22] *Recommendation ITU-R P.839-4: Rain height model for prediction methods*, International Telecommunications Union (ITU), 2013.

- [23] ITU, Recommendation ITU-R P.840-9 Attenuation due to clouds and fog, 2023.
- [24] ITU, Recommendation ITU-R P.676-13: Attenuation by atmospheric gases and related effects, International Telecommunications Union (ITU), 2022.
- [25] D. A. GUIMARÃES, Digital transmission: a simulation-aided introduction with vissim/comm, Springer, 2009.
- [26] J. C. Freeman, Introduction to Forward-Error Correcting Coding, Cleveland, Ohio: NASA Reference Publication 1367, 1996.
- [27] “Starlink Block v1.0,” Gunter's Space Page, [Online]. Available: https://space.skyrocket.de/doc_sdat/starlink-v1-0.htm. [Acesso em 28 Jan 2024].
- [28] 3GPP, Solutions for NR to support non-terrestrial networks (NTN), 2020.
- [29] SpaceX, “SPACEX NON-GEOSTATIONARY SATELLITE SYSTEM ATTACHMENT A TECHNICAL INFORMATION TO SUPPLEMENT SCHEDULE S,” Fcc, 2020. [Online]. Available: <https://fcc.report/IBFS/SAT-MOD-20200417-00037/2274316>. [Acesso em 28 Jan 2024].
- [30] TS 38.214 Release 16: Physical layer procedures for data, 3GPP, 2020.
- [31] I. Corporation, R1-164183: LDPC code design for NR, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #85, 2016.