

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

# **ANÁLISE DE VIABILIDADE E CONSTRUÇÃO DO ENLACE DE COMUNICAÇÃO ENTRE A ESTAÇÃO TERRENA NA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA E O SATÉLITE SERPENS**

Autor: Jeann Feitosa Figueiredo  
Orientador: Prof. Sébastien Rondineau

Brasília, DF  
2016





Jeann Feitosa Figueiredo

**ANÁLISE DE VIABILIDADE E CONSTRUÇÃO DO  
ENLACE DE COMUNICAÇÃO ENTRE A ESTAÇÃO  
TERRENA NA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA E O  
SATÉLITE SERPENS**

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

Universidade de Brasília - UnB

Faculdade UnB Gama - FGA

Orientador: Prof. Sébastien Rondineau

Brasília, DF

2016

---

Jeann Feitosa Figueiredo

ANÁLISE DE VIABILIDADE E CONSTRUÇÃO DO ENLACE DE COMUNICAÇÃO ENTRE A ESTAÇÃO TERRENA NA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA E O SATÉLITE SERPENS/ Jeann Feitosa Figueiredo. – Brasília, DF, 2016-45 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Sébastien Rondineau

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília - UnB  
Faculdade UnB Gama - FGA , 2016.

1. Enlace. 2. Comunicação. I. Prof. Sébastien Rondineau. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. ANÁLISE DE VIABILIDADE E CONSTRUÇÃO DO ENLACE DE COMUNICAÇÃO ENTRE A ESTAÇÃO TERRENA NA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA E O SATÉLITE SERPENS

CDU 02:141:005.6

---

# Resumo

Este trabalho busca projetar e implementar um enlace de comunicação digital com o satélite SERPENS, levantando os principais parâmetros que influenciam a sua qualidade. Alguns parâmetros podem aumentar a relação sinal ruído, como o ganho das antenas ou ganho de amplificadores de baixo ruído, ou podem diminuir, tais como atenuação atmosférica, desalinhamento entre as antenas, descasamento de polarizações etc. O objetivo maior no TCC1 é projetar um sistema capaz de entregar a máxima taxa de bits especificada pelo fabricante do rádio, mesmo diante da alta imprecisão associado ao sistema de comunicação. Devido ao comportamento dinâmico de muitas variáveis, é recorrente nos colocarmos no pior cenário, a fim de se levantar uma margem segura que caracterize a viabilidade do sistema.

**Palavras-chave:** Enlace, Comunicação, Modulação, Antena, Link Budget, Ruído.



# Abstract

This project aims to design and implement a link of digital communication with SERPENS satellite, bringing up the major parameters that influence its quality. Some parameters may increase the Signal-to-Noise relation, like the gain of the antennas or the gain of low noise amplifiers, or may decrease, such as atmospheric mitigation, antennas mismatching, polarization mismatching and etc. The main goal in TCC1 is to project a system capable of delivering the maximum bits rate demanded by the radio manufacturer, even facing high inaccuracy associated to the communication system. Due to the dynamical behavior of many variables, we often put ourselves in the worst case scenario in order to provide secure boundaries that ensure the feasibility of the system.

**Key-words:** Link, Communication, Modulation, Antenna, Link Budget, Noise.





# Lista de ilustrações

Figura 1 – Diagrama de irradiação antena dipolo cruzado com corte feito em $\phi = 0^\circ$ e $\theta = 90^\circ$ (Plano vertical e horizontal). Os ganhos estão sobrepostos, por isso não é possível diferenciar as duas curvas. . . . .	16
Figura 2 – Diagrama de irradiação da antena Yagi-Uda com corte feito em $\phi = 0^\circ$ e $\theta = 90^\circ$ (Plano vertical e horizontal). Os ganhos estão sobrepostos, por isso não é possível diferenciar as duas curvas. . . . .	17
Figura 3 – O gráfica mostra a atenuação em função da frequência à temperatura de $20^\circ C$ . Em 146 MHz a atenuação está em torno de 4,6 dB/100m, para 436 MHz em torno de 8,5 dB/100m. . . . .	18
Figura 4 – Sistema de coordenadas para análises do sistema. Onde $\phi$ representa ângulos de projeções contidas no plano horizontal (Azimute) a partir do eixo x, e $\theta$ representa ângulos de projeções contidas no plano vertical (Zénite) a partir do eixo z. . . . .	21
Figura 5 – Ilustração do erro de apontamento na antena transmissora e receptora.	22
Figura 6 – Diagrama de irradiação da antena dipolo cruzado com corte feito em $\phi = 0^\circ$ (Plano vertical). As linhas rosas delimitam $\theta_{3dB} = 172^\circ$ . . . . .	23
Figura 7 – A figura ilustra o descasamento de polarização, aqui estamos trabalhando com uma defasagem $\tau_w - \tau_r = 90^\circ$ . . . . .	25
Figura 8 – Análise geométrica do movimento do satélite. . . . .	27
Figura 9 – O gráfico mostra a interpolação utilizando uma curva exponencial, obtida a partir dos valores de absorção da tabela 2 no software MATLAB. Para a frequência de 146 MHz a atenuação é 0,52 dB e para 437 MHz é 0,07 dB. . . . .	31
Figura 10 – NF é a figura de ruído. O cabo pode ser modelado como um dispositivo que possui figura de ruído igual a própria perda em dB (IPPOLITO, 2008, pág. 90-91). O receptor possui NF = 4 dB, conforme especificado pelo fabricante. . . . .	35
Figura 11 – A figura mostra um esquema de modulação GMSK. O fluxo de bits passa pelo filtro passa baixo (LPF) em seguida pelo oscilador controlado por tensão (VCO) que faz a modulação em frequência. . . . .	38
Figura 12 – Taxa de erro de bit teórica para GSMK sobre um ruído brando gaussiano.	39



# Lista de tabelas

Tabela 1 – Perdas atmosféricas em frequências abaixo de 1 GHz a 20°C para vários valores de $\beta$ . Fonte: (IPPOLITO, 1986, pág. 33-34, tabelas 3-3a-c). . .	29
Tabela 2 – Principais efeitos devido a propagação de ondas eletromagnéticas pela Ionosfera. Estes valores estão baseados no total de elétrons contidos (TEC) $10^8$ elétrons/m <sup>2</sup> , o qual é um alto valor de TEC encontrado em baixa latitude em um dia com alta atividade solar. Fonte: (ITU, 2001, P.372-7). . . . .	30



# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>13</b>
<b>1.1</b>	<b>Justificativa</b>	<b>13</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos</b>	<b>13</b>
1.2.1	Objetivo geral	13
1.2.2	Objetivos específicos	13
<b>1.3</b>	<b>Organização do documento</b>	<b>14</b>
<b>2</b>	<b>TRANSMISSOR</b>	<b>15</b>
<b>2.1</b>	<b>EIRP</b>	<b>15</b>
2.1.0.1	Enlace de Descida em VHF (downlink) - EIRP do satélite	15
2.1.0.2	Enlace de Subida em VHF (uplink) - EIRP da estação terrena	16
<b>2.2</b>	<b>Perdas nos Cabos</b>	<b>17</b>
2.2.0.1	Perdas nos cabos da estação terrena	18
2.2.0.2	Perdas nos cabos do satélite	18
<b>3</b>	<b>CANAL</b>	<b>21</b>
<b>3.1</b>	<b>Perdas de Apontamento</b>	<b>21</b>
3.1.1	Perdas de apontamento em VHF	22
3.1.1.1	Antena Dipolo cruzado no Satélite	22
<b>3.2</b>	<b>Perdas de Polarização</b>	<b>24</b>
<b>3.3</b>	<b>Perdas de espaço Livre</b>	<b>26</b>
3.3.0.1	Perdas de espaço livre em VHF	28
3.3.0.2	Perdas de espaço livre em UHF	29
<b>3.4</b>	<b>Perdas Atmosféricas e Ionosféricas</b>	<b>29</b>
3.4.0.1	Perdas atmosféricas	29
3.4.0.2	Perdas Ionosféricas	29
<b>4</b>	<b>RECEPTOR</b>	<b>33</b>
<b>4.1</b>	<b>Ruído</b>	<b>33</b>
4.1.1	Temperatura de Ruído das Antenas	33
4.1.1.1	Enlace de Descida (downlink) - Antenas da estação terrena	34
4.1.2	Temperatura de Ruído do Sistema - Na estação terrena	35
4.1.3	Potência de Ruído	36
<b>4.2</b>	<b>Potência do Sinal</b>	<b>37</b>
<b>4.3</b>	<b>Modulação</b>	<b>37</b>

<b>5</b>	<b>LINK BUDGET</b> .....	<b>41</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>43</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>45</b>

# 1 Introdução

As telecomunicações vem exercendo um papel chave na chamada Terceira Revolução Industrial, marcada pelo alto fluxo de informação, como resultado temos a aplicação rápida das descobertas científicas no processo produtivo. Isso proporcionou a ascensão de atividades que empregam alta tecnologia como a microeletrônica, a informática, a indústria aeroespacial, que por sua vez realimentam os avanços nos sistemas de telecomunicações. A elevação do patamar tecnológico do Brasil passa pela consolidação das tecnologias de comunicação via satélite. Atualmente imagens de satélites são vendidas ao governo brasileiro, o projeto atua na direção do aumento da soberania nacional.

O projeto busca estabelecer uma estação terrena na Universidade de Brasília a fim de aumentar a participação da FGA na exploração espacial, e ainda aumentar a integração entre os cursos, pois trata-se de um assunto que envolve diversas áreas do conhecimento.

## 1.1 Justificativa

O presente trabalho vem atender demandas internas e externas à Universidade de Brasília. Internamente o trabalho é aplicado a um projeto pré-existente intitulado SERPENS, no qual foi desenvolvido um satélite e enviado ao espaço por meio da estação espacial internacional, entretanto o mesmo não possui uma base terrena ficando desse modo dependente de parceiros em outros pontos do globo. Com a concretização do projeto de implementação da base terrena o satélite passa a ter uma base na Universidade de Brasília, assim se torna uma ferramenta útil aos estudantes e professores interessados no assunto.

## 1.2 Objetivos

### 1.2.1 Objetivo geral

Este trabalho busca projetar e implementar um enlace de comunicação digital com o satélite SERPENS, sendo um enlace em VHF e o outro em UHF. Caso o enlace não atenda aos requisitos para funcionamento, será feito sugestões visando sua adequação.

### 1.2.2 Objetivos específicos

1. Pesquisar sobre teoria eletromagnética aplicada a sistemas de telecomunicações.
2. Especificar a relação sinal ruído, o link margin e a taxa de erro de bit do enlace.

3. Construir uma estação terrena de comunicação.
4. Fazer a comunicação com algum satélite da constelação SERPENS.

### 1.3 Organização do documento

Os próximos capítulos estão organizados da seguinte forma:

- Os tópicos são organizados em 3 sub-partes, apresentação do conceito teórico envolvido, aplicação em VHF e aplicação em UHF.
- Transmissor, Canal, Receptor - É quantificado os principais fatores que influenciam a performance do enlace;
- Link Budget - É apresentado um sumário dos valores obtidos.



## 2 Transmissor

### 2.1 EIRP

A Potência Irradiada Isotrópica Equivalente (EIRP) é uma figura de mérito do transmissor, muito utilizada por ser um dos parâmetros que define potência que chega no receptor. Ao projetista de sistema o EIRP é frequentemente um parâmetro mais útil do que o ganho da antena transmissora ou a potência transmitida pela fonte de RF. O EIRP é definido como,

$$EIRP = P_t G_t \quad (2.1)$$

Onde

$EIRP$  = é a potência irradiada isotrópica equivalente.

$P_t$  = a potência transmitida.

$G_t$  = o ganho da antena transmissora.

Ou em dB,

$$[EIRP] = [P_t] + [G_t] \quad (2.2)$$

#### 2.1.0.1 Enlace de Descida em VHF (downlink) - EIRP do satélite

No satélite está sendo utilizado o rádio Lithium Li-1 para a conexão em VHF, que irradia a uma taxa  $P_t = 4$  W. Convertendo para dB,

$$P_t = 4 \text{ W} \quad \Leftrightarrow \quad [P_t] = 6 \text{ dBW} \quad (2.3)$$

A antena no satélite do tipo dipolo cruzado possui um ganho máximo de 1,99 dB (figura 1).

Substituindo na equação 2.2,

$$[EIRP_{Dipolo}] = [P_t] + [G_t] = 6 + 1,99 = 7,99 \text{ dB} \quad (2.4)$$

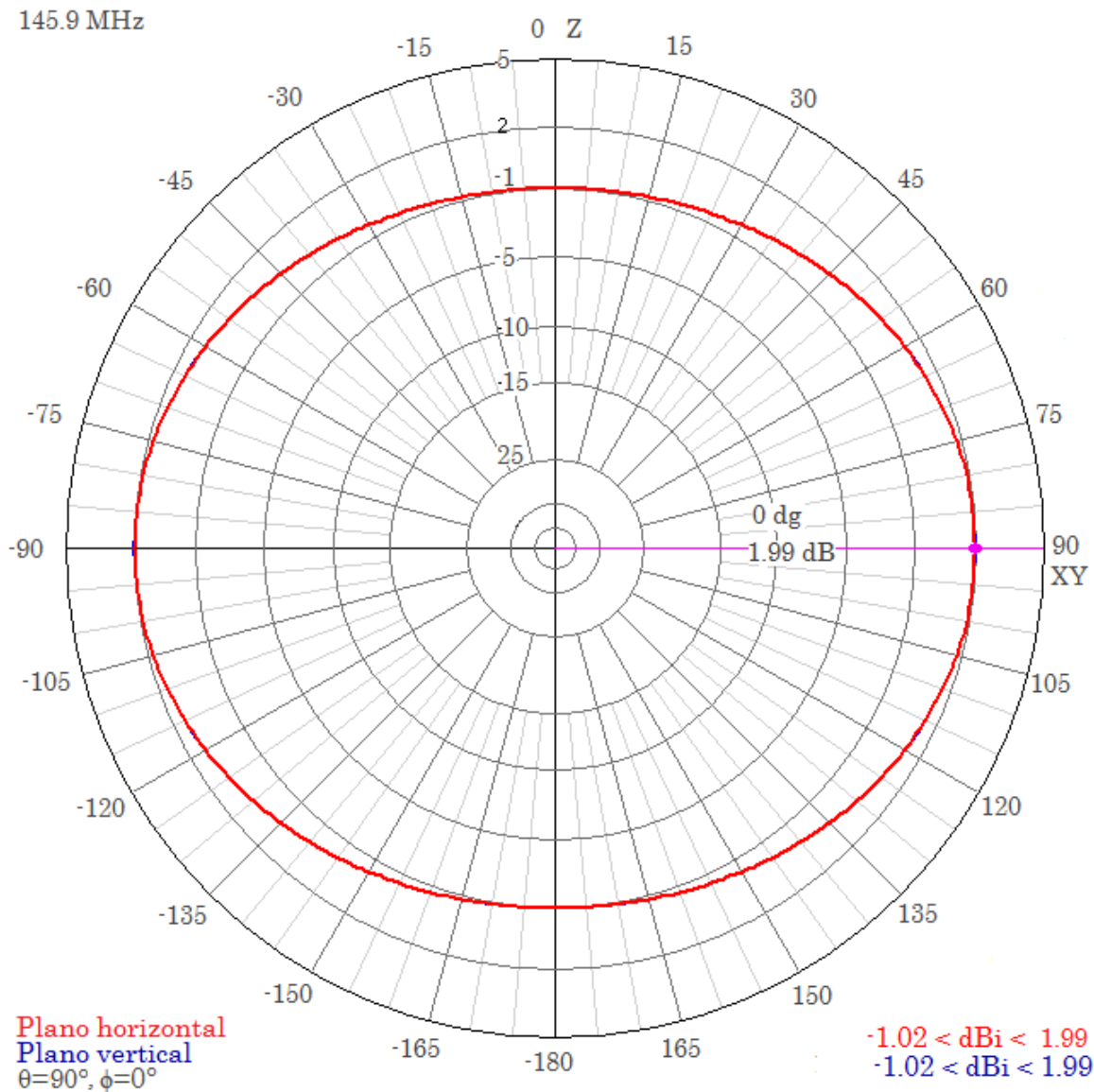


Figura 1 – Diagrama de irradiação antena dipolo cruzado com corte feito em  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 90^\circ$  (Plano vertical e horizontal). Os ganhos estão sobrepostos, por isso não é possível diferenciar as duas curvas.

### 2.1.0.2 Enlace de Subida em VHF (uplink) - EIRP da estação terrena

Na estação terrena está sendo utilizado o rádio ICOM 9100, que irradia a uma taxa  $P_t = 90 \text{ W}$ . Convertendo para dB,

$$P_t = 90 \text{ W} \Leftrightarrow [P_t] = 19,5 \text{ dBW} \quad (2.5)$$

A antena na estação terrena do tipo Yagi-Uda possui um ganho máximo de 11,4 dB (figura 2).

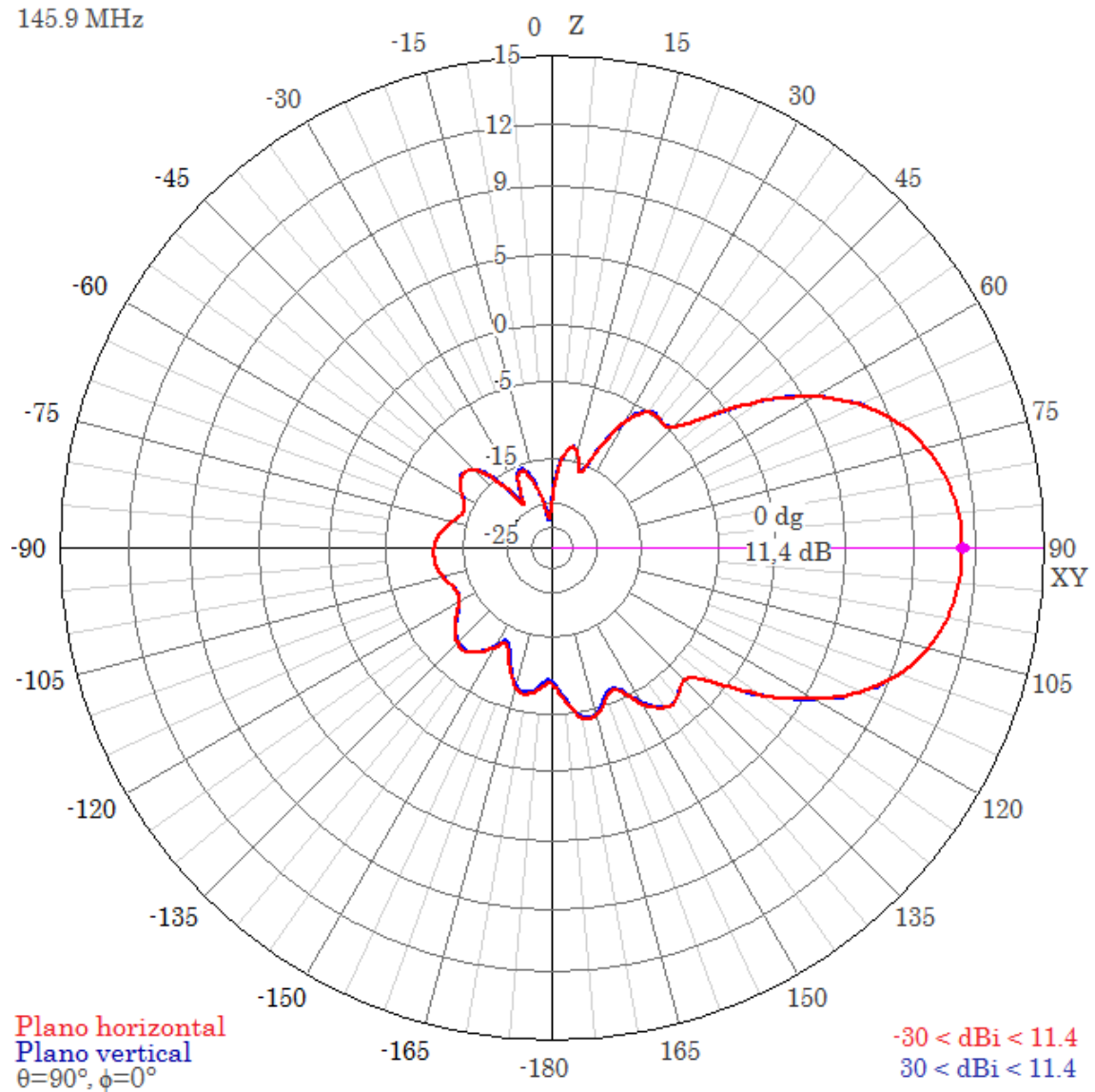


Figura 2 – Diagrama de irradiação da antena Yagi-Uda com corte feito em  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 90^\circ$  (Plano vertical e horizontal). Os ganhos estão sobrepostos, por isso não é possível diferenciar as duas curvas.

Substituindo na equação 2.2,

$$[EIRP_{Yagi}] = [P_t] + [G_t] = 19,5 + 11,4 = 30,9 \text{ dB} \quad (2.6)$$

## 2.2 Perdas nos Cabos

A conexão entre as antenas e os rádios são feitas através de cabos coaxiais. Esses cabos constituem-se de uma estrutura com um condutor interno, uma camada de material dielétrico, condutor externo, e um material isolante. Sendo que o condutor interno é o meio por onde se propaga o sinal e o condutor externo faz a blindagem eletromagnética do cabo,

mantendo o condutor interno isolado da radiação externa.

No satélite é usado o cabo RG-188/AU, e na estação terrena o cabo ecoflex 10.

### 2.2.0.1 Perdas nos cabos da estação terrena

A figura 3 traz a resposta em frequência fornecida pelo fabricante do cabo ecoflex 10.

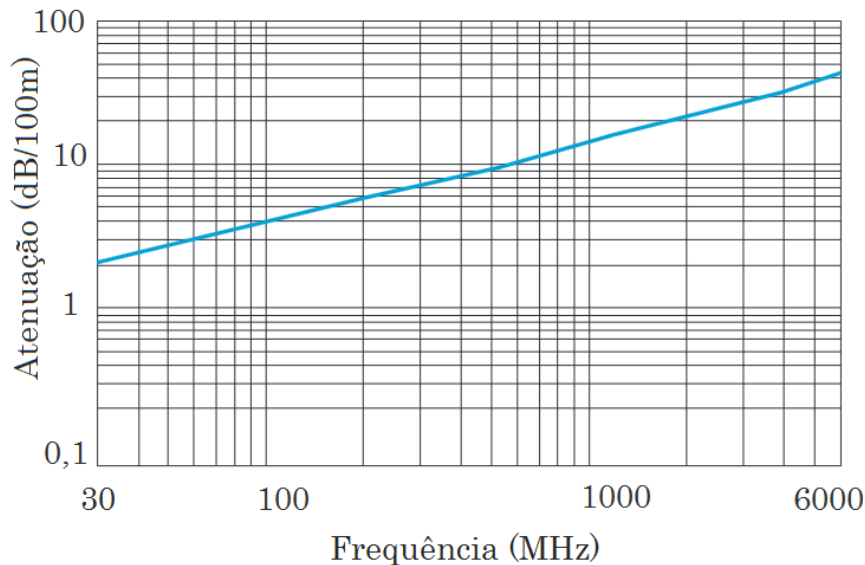


Figura 3 – O gráfico mostra a atenuação em função da frequência à temperatura de 20°C. Em 146 MHz a atenuação está em torno de 4,6 dB/100m, para 436 MHz em torno de 8,5 dB/100m.

Na estação terrena os cabos tem comprimento de 20 m, implicando nas seguintes perdas,

Em 146 MHz,

$$[L_{VHF \text{ Estação}}] = \frac{4,6 \text{ dB}/100\text{m}}{5} = 0,92 \text{ dB} \quad (2.7)$$

Em 436 MHz,

$$[L_{UHF \text{ Estação}}] = \frac{8,5 \text{ dB}/100\text{m}}{5} = 1,7 \text{ dB} \quad (2.8)$$

### 2.2.0.2 Perdas nos cabos do satélite

Nos cabos utilizados no satélite o fabricante fornece a seguinte expressão para as perdas,

$$[L(f)] = 0,0884 \cdot f + 0,7501 \cdot f^{0,5} \quad (2.9)$$

Onde

$[L(f)]$  = perdas em função da frequência por metro (dB/m).

$f$  = frequência da portadora (GHz).

No satélite os cabos tem comprimento de 0,3 m implicando nas seguintes perdas,

Em 146 MHz,

$$[L_{VHF \text{ Satélite}}] = 0,0884 \cdot 0,146 + 0,7501 \cdot 0,146^{0.5} = 0,30 \text{ dB} \quad (2.10)$$

Em 436 MHz,

$$[L_{UHF \text{ Satélite}}] = 0,0884 \cdot 0,436 + 0,7501 \cdot 0,436^{0.5} = 0,53 \text{ dB} \quad (2.11)$$



## 3 Canal

As perdas de apontamento, de polarização e as temperaturas de brilho das antenas são calculadas levando em consideração o sistema de coordenadas da figura abaixo (figura 6). As antenas dipolo cruzado estão centradas na origem do sistema de coordenadas, e as antenas Yagi-Uda distribuída na direção positiva do eixo  $x$  com o primeiro elemento na origem.

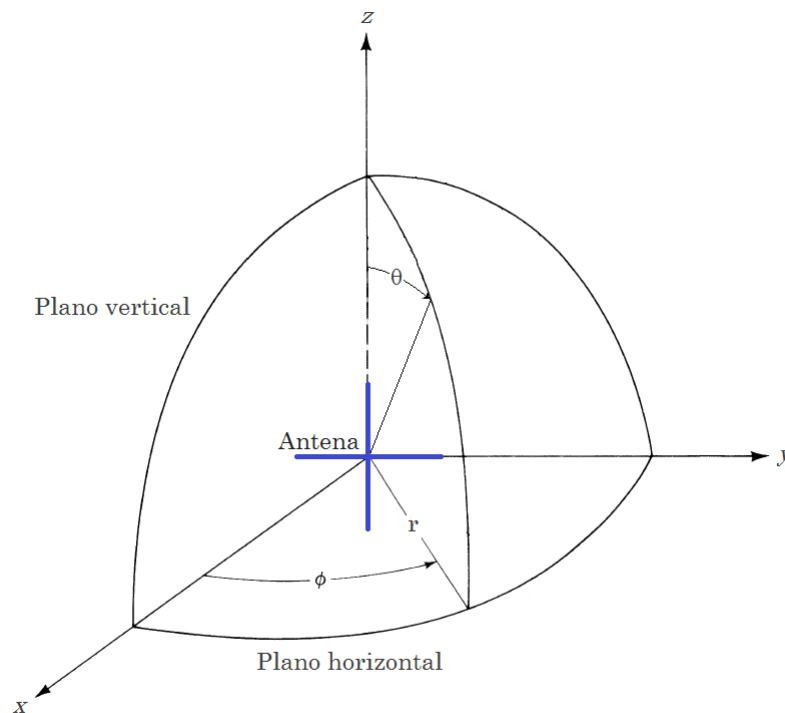


Figura 4 – Sistema de coordenadas para análises do sistema. Onde  $\phi$  representa ângulos de projeções contidas no plano horizontal (Azimute) a partir do eixo  $x$ , e  $\theta$  representa ângulos de projeções contidas no plano vertical (Zénite) a partir do eixo  $z$ .

### 3.1 Perdas de Apontamento

As perdas de apontamento ocorrem devido a um desvio do ângulo de maior irradiação nas antenas do enlace (Figura 5). É inviável alcançar um alinhamento perfeito entre as antenas da estação terrena e o satélite, especialmente no caso do projeto SERPENS devido a alta velocidade angular do satélite com relação a terra, e ao seu movimento descontrolado de rotação.

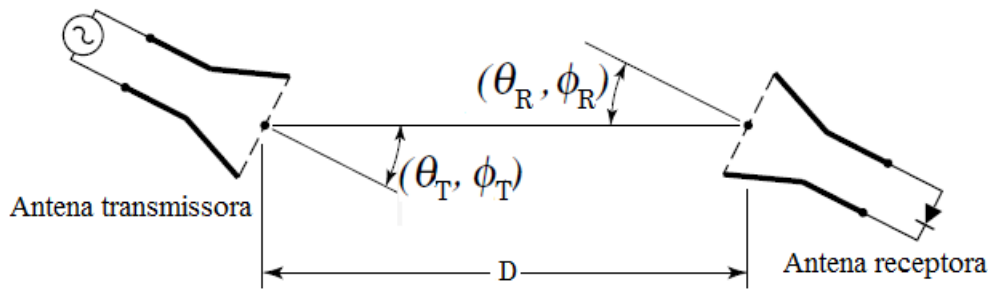


Figura 5 – Ilustração do erro de apontamento na antena transmissora e receptora.

Como mostrado na figura 6, a antena dipolo cruzado apresenta um ganho pequeno, isto é, a quantidade de energia irradiada é quase uniforme em todas as direções, isso faz com que as perdas de apontamento sejam pequenas mesmo diante do des controle no alinhamento do satélite.

Será aplicado a solução apresentada em (MARAL, 2009, pág. 399) para as perdas de apontamento em VHF e UHF, a qual traz as perdas em função do ângulo de abertura de meia potência e do desvio do ângulo de máxima irradiação.

$$[L_{ap}] = 12 \left( \frac{\theta_{T,R}}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (3.1)$$

Onde

$[L_{ap}]$  = perda de apontamento.

$\theta_{T,R}$  = desvio do ângulo de máxima irradiação em transmissão e recepção respectivamente.

$\theta_{3dB}$  = abertura de meia potência da antena no plano vertical.

Na estação terrena o erro de apontamento terá forte dependência com sistema de rastreamento do satélite, que ainda será projetado. Nesse caso não podemos fixar um ponto de baixo ganho como feito no satélite, pois as antenas da estação terrena possuem alto ganho com relação às antenas do satélite. Portanto está definido que o sistema de rastreamento do satélite deve ser tal que garanta um erro de apontamento inferior a 1 dB.

### 3.1.1 Perdas de apontamento em VHF

#### 3.1.1.1 Antena Dipolo cruzado no Satélite

Aplicando  $\phi$  igual  $90^\circ$  ou  $270^\circ$  nos coloca em uma situação de baixo risco, pois observando variações em  $\phi$  o ganho é mínimo nessas situações.



O ângulo  $\theta_{3dB}$  foi obtido por meio de simulação no software NEC(Numerical Electromagnetics Code), e  $\theta_{T,R}$  está estimado em um desvio de  $45^\circ$  graus com relação a direção de máxima irradiação.

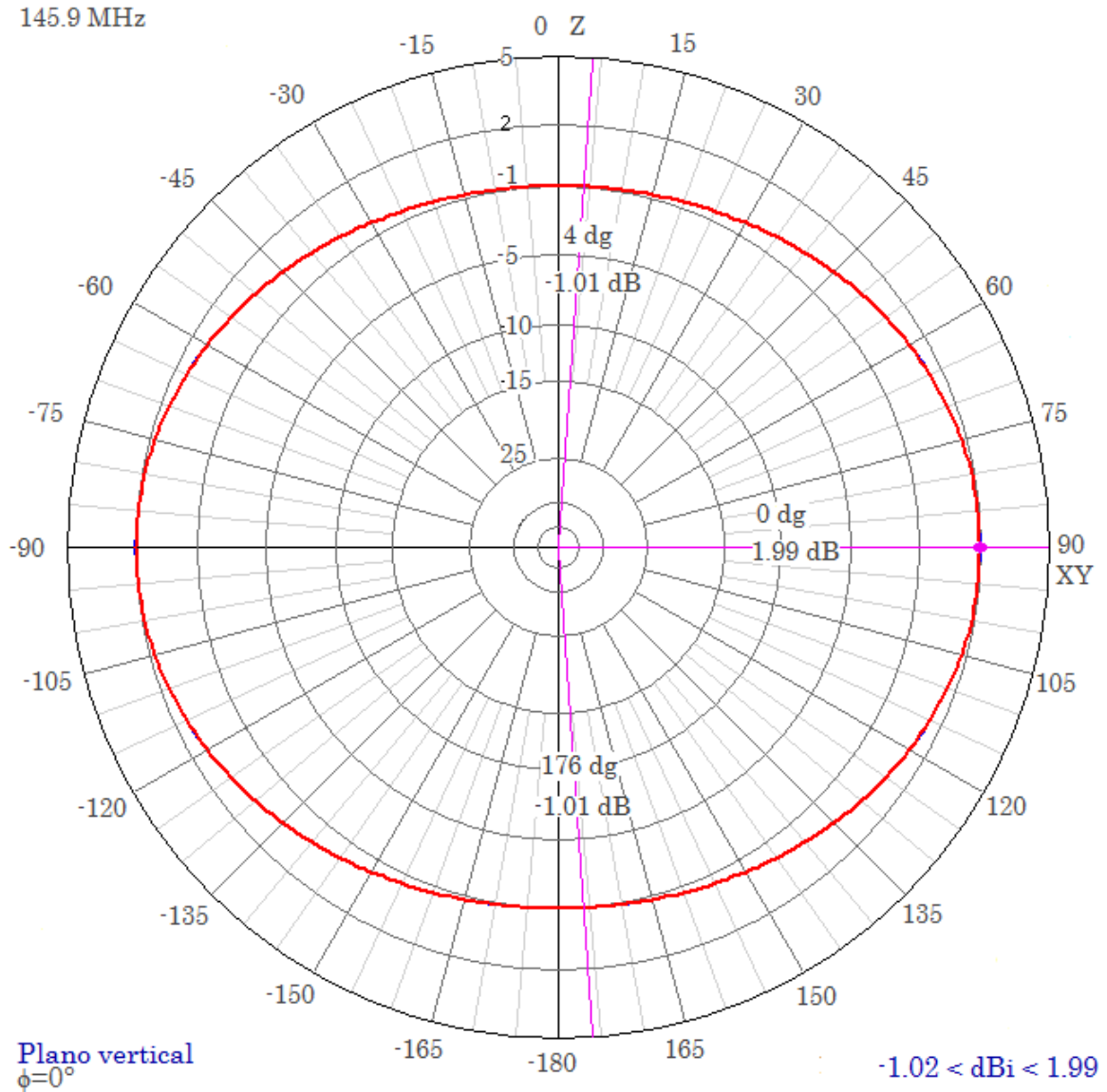


Figura 6 – Diagrama de irradiação da antena dipolo cruzado com corte feito em  $\phi = 0^\circ$  (Plano vertical). As linhas rosas delimitam  $\theta_{3dB} = 172^\circ$ .

Na figura 6 as linhas rosas delimitam  $\theta_{3dB}$ ,

$$\theta_{3dB} = 176^\circ - 4^\circ = 172^\circ \quad (3.2)$$

Aplicando a equação 3.1 temos,

$$[L_{ap}] = 12 \left( \frac{45^\circ}{172^\circ} \right)^2 \quad (3.3)$$

$$[L_{ap}] = 0.82 \text{ dB} \quad (3.4)$$

A perda total no enlace  $L_{VHF}$  é,

$$[L_{VHF}] = [L_{ap}] + 1,00 \quad (3.5)$$

$$[L_{VHF}] = 0.82 + 1,00 = 1.82 \text{ dB} \quad (3.6)$$

## 3.2 Perdas de Polarização

A polarização de uma antena em uma dada direção é definida como a polarização da onda eletromagnética transmitida pela antena, e a polarização de uma onda eletromagnética é definida como a orientação do plano no qual se encontra a componente elétrica desta onda (BALANIS, 2005, pág. 70).

A perda de polarização acontece quando a onda incidente não está alinhada de modo a induzir a máxima corrente possível na antena. Essa perda é chamada fator de perda de polarização (PFL) e é expressa como:

$$PFL = \|\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a^*\|^2 \quad (3.7)$$

Onde

$\hat{\rho}_w$  = vetor unitário que dá a direção do campo elétrico da onda incidente.

$\hat{\rho}_a$  = vetor unitário que dá a polarização da antena.

$\hat{\rho}_a^*$  = o complexo conjugado de  $\hat{\rho}_a$ .

Uma maneira mais usual de se obter o PFL é através das relações axiais e inclinação das elipses ( $\tau$ ) que são formadas pelo vetor campo elétrico visto da direção de propagação da onda. Em Clayton (CLAYTON L. E HOLLIS, 1985, cap. 3) é mostrado o desenvolvimento que resulta na equação 3.8.

O teorema da reciprocidade nos permite afirmar que em uma mesma frequência, a polarização da antena é a mesma tanto na transmissão como na recepção, com isso o PFL no enlace de subida e de decida são iguais.

$$PFL = \frac{(1 + AR_w^2)(1 + AR_r^2) + 4AR_w AR_r + (1 - AR_w^2)(1 - AR_r^2) \cos(2[\tau_w - \tau_r])}{2(1 + AR_w^2)(1 + AR_r^2)} \quad (3.8)$$

Onde

$AR_w$  = a relação axial da onda incidente do satélite.

$AR_r$  = a relação axial da antena receptora na estação terrena.

$\tau_w$  = o ângulo entre o eixo x e o semi-eixo maior da elipse formada pela onda incidente.

$\tau_r$  = o ângulo entre o eixo x e o semi-eixo maior da elipse formada pela da antena.

É impraticável encontrar  $\tau_w$  por ser função de variáveis incontrolláveis, como a densidade de íons na ionosfera, a necessidade de uma alta precisão na medida da distância entre a estação terra e o satélite, diante disso iremos nos colocar no pior caso, onde  $\tau_w - \tau_r = 90^\circ$ , conforme mostrado na figura 7.

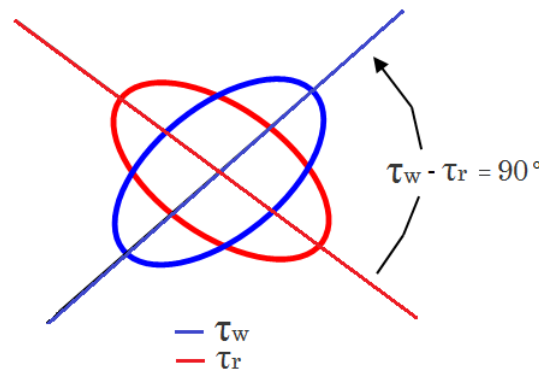


Figura 7 – A figura ilustra o descasamento de polarização, aqui estamos trabalhando com uma defasagem  $\tau_w - \tau_r = 90^\circ$ .

Os desvios angulares no apontamento fixaram as relações axiais. Por meio de simulação no software NEC obtemos as seguintes relações axiais.

No satélite em VHF,

A direção de máxima irradiação ocorre em  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 90^\circ$  (figura 6), conforme feito nas perdas de apontamento, o desvio é  $45^\circ$  em  $\theta$ , com esse desvio uma opção é olhar a relação axial em  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 45^\circ$ , que corresponde a um  $AR_w = 1,59$ .

Na estação terrena em VHF,

A direção de máxima irradiação ocorre em  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta = 91^\circ$  (figura 2), onde o ganho vale 11,4 dB, neste caso o desvio angular deve ser tal que se observe um ganho de 10,4 dB (Ganho máximo - 1 dB). Uma opção é em  $\phi = 105^\circ$  e  $\theta = 91^\circ$ , e corresponde a  $AR_r = 1,09$ .

substituindo na expressão 3.8,

$$PFL = \frac{(1 + 1,59^2)(1 + 1,09^2) + 4 \cdot 1,59 \cdot 1,09 + (1 - 1,59^2)(1 - 1,09^2) \cos(2[90^\circ])}{2(1 + 1,59^2)(1 + 1,09^2)} \quad (3.9)$$

$$PFL = 0,927 \quad \Leftrightarrow \quad [PFL] = 0,33 \text{ dB} \quad (3.10)$$

A pequena perda de descasamento de polarização se deu por estamos trabalhando com antenas que geram polarização circular.

### 3.3 Perdas de espaço Livre

A perda de espaço livre é resultado do decaimento da densidade média de potência à medida que a onda se afasta da fonte. Na equação de transmissão de Friis é relacionado a potência recebida à potência transmitida entre duas antenas separadas por uma distância  $R > 2D^2/\lambda$  (Região de Fraunhofer), onde  $D$  é a maior dimensão de qualquer das antenas,  $R$  a distância entre elas e  $\lambda$  o comprimento de onda.

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (3.11)$$

O termo entre parênteses na equação 3.11 é a perda de espaço livre em sua forma linear, convertendo para logarítmica temos,

$$L_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (3.12)$$

O satélite descreve um movimento elíptico de baixa órbita em torno da terra (LEO). A distância do satélite até a estação terrena determina as perdas de espaço livre, que é a maior fonte de perdas no enlace.

A distância do afélio ( $a$ ) e periélio ( $p$ ) à superfície da terra são 400 e 350 quilômetros respectivamente, implicando em uma excentricidade ( $e$ ) de:

$$e = \frac{a - p}{a + p} \quad (3.13)$$

$$e = \frac{6778 - 6728}{6778 + 6728} = 0,0037 \quad (3.14)$$

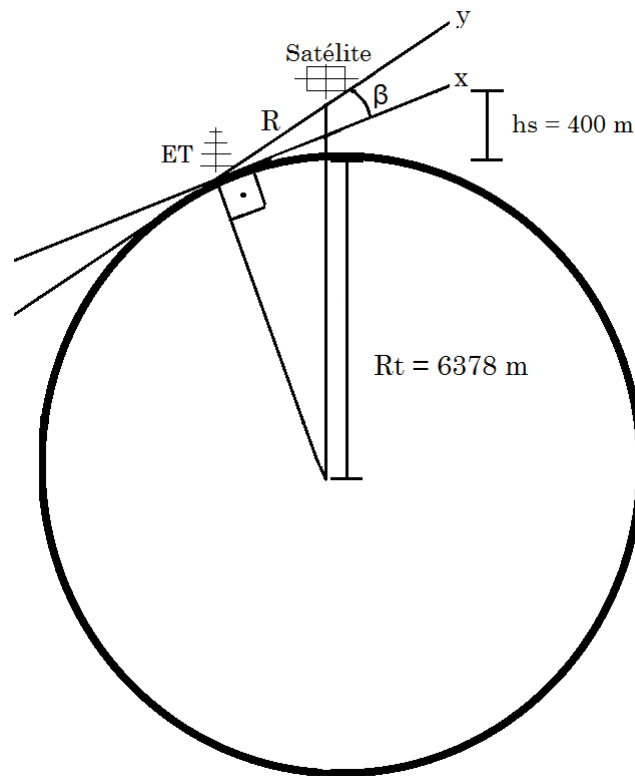


Figura 8 – Análise geométrica do movimento do satélite.

Onde

$ET$  = ponto onde se encontra a estação terrena.

$R$  = distância da estação terrena ao satélite.

$R_t$  = raio aproximado da terra.

$h_s$  = altura do satélite.

$\beta$  = ângulo formado entre a reta tangente a superfície da terra no ponto onde se encontra a estação terrena ( $x$ ), e a reta que passa pelo satélite e a estação terrena ( $y$ ).

Como pode ser observado na equação 3.14 a excentricidade é muito pequena se comparado com a excentricidade Lua, e até mesmo de outros satélites artificiais. Isso nos permite aproximar o movimento do satélite em estudo como um movimento circular de raio  $R_t + h_s$ , sendo  $h_s$  (Figura 11) a distância do afélio a superfície da terra.

A inclinação  $\beta$  é o ângulo a partir do qual é desejado que o enlace funcione, à medida que  $\beta$  diminui a atenuação do canal aumenta devido a fatores como o aumento da distancia entre a estação terrena e o satélite, aumento da quantidade de gases atmosféricos no caminho e ainda a presença de obstáculos como prédios, casas, árvores etc. Entretanto

$\beta$  não pode ser muito elevado pois diminuiria o tempo de conexão, observando essa relação custo benefício foi empregado uma inclinação de  $5^\circ$ .

Podemos agora determinar a distância da estação terrena ao satélite mostrada na figura 11 aplicando a lei dos cossenos para o triângulo formado entre a estação terrena, o satélite e o centro da terra.

$$(R_t + h_s)^2 = (R_t)^2 + R^2 + (R_t)R \cos(90^\circ + \beta) \quad (3.15)$$

Substituindo os valores mostrados na figura 11,

$$(6378 + 400)^2 = (6378)^2 + R^2 + (6378)R \cos(90^\circ + 5^\circ) \quad (3.16)$$

$$R = 1748 \text{ Km} \quad (3.17)$$

### 3.3.0.1 Perdas de espaço livre em VHF

Para o enlace em VHF,  $f$  é 149,5 MHz, substituindo na equação 3.18,

$$c = \lambda f \quad (3.18)$$

Onde

$c$  = velocidade da luz no vácuo ( $3 \cdot 10^8$  m/s).

$\lambda$  = comprimento de onda (m).

$f$  = frequência da portadora (Hz).

$$\lambda_{VHF} = \frac{3 \cdot 10^8}{149,5 \cdot 10^6} = 2,055 \text{ m} \quad (3.19)$$

substituindo  $R$  e  $\lambda$  na equação 3.12,

$$[L_{VHF}] = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi 1748000}{2,055} \right)^2 \quad (3.20)$$

$$[L_{VHF}] = 140,12 \text{ dB} \quad (3.21)$$

## 3.3.0.2 Perdas de espaço livre em UHF

Para o enlace em UHF,  $f$  é 437 MHz, substituindo na equação 3.18,

$$\lambda_{UHF} = \frac{3 \cdot 10^8}{436 \cdot 10^6} = 0,685 \text{ m} \quad (3.22)$$

substituindo  $R$  e  $\lambda$  na equação 3.12,

$$[L_{VHF}] = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi 1748000}{0,685} \right)^2 \quad (3.23)$$

$$[L_{VHF}] = 150,1 \text{ dB} \quad (3.24)$$

## 3.4 Perdas Atmosféricas e Ionosféricas

## 3.4.0.1 Perdas atmosféricas

As perdas atmosféricas tem forte dependência com o número total de moléculas distribuídas ao longo do caminho entre o satélite e a estação terrena. Quando o satélite está em baixa inclinação a quantidade de gases atmosféricos (Nitrogênio, Oxigênio, Dióxido de Carbono, Hidrogênio) aumenta, aumentando assim as perdas. Portanto as perdas atmosféricas possuem dependência com o ângulo de inclinação  $\beta$  mostrado na figura 11.

Perdas devido aos gases atmosféricos	
Ângulo de inclinação( $\beta$ )	Perdas em dB
0°	10,2
2,5°	4,6
5°	2,1
10°	1,1
30°	0,4
45°	0,3
90°	0

Tabela 1 – Perdas atmosféricas em frequências abaixo de 1 GHz a 20°C para vários valores de  $\beta$ . Fonte: (IPPOLITO, 1986, pág. 33-34, tabelas 3-3a-c).

Conforme discutido na sessão 3.3, a inclinação  $\beta$  vale 5°, que corresponde a uma perda de 2,1 dB.

## 3.4.0.2 Perdas Ionosféricas

A ionosfera é uma região de gás ionizado que se inicia em torno de 15 km acima da terra, e pode se estender de 400 a 2000 km, é ionizada pela radiação solar na faixa de ultravioleta a raio X. O total de elétrons contidos (TEC) numa região de 1 m<sup>2</sup> pelo

caminho de propagação é um parâmetro usado para quantificar vários efeitos sobre a propagação de ondas eletromagnéticas, em geral quanto mais elétrons presentes mais severas serão as degradações.

Efeitos ionosféricos em baixas latitudes						
Efeito	Dependência em Frequência	0.1 GHz	0.25 GHz	0.5 GHz	1 GHz	3 GHz
Rotações de Faraday	$1/f^2$	30	4.8	1.2	108°	12°
Atraso	$1/f^2$	25 $\mu$ s	4 $\mu$ s	1 $\mu$ s	0.25 $\mu$ s	0.028 $\mu$ s
Refração	$1/f^2$	< 1°	< 0.16°	< 2.4'	< 0.6'	< 4.2"
Variação na direção de chegada	$1/f^2$	20'	3.2'	48"	12"	1.32"
Absorção (região polar)	$1/f^2$	5 dB	0.8 dB	0.2 dB	0.05 dB	$6 \cdot 10^{-3}$ dB
Absorção	$1/f^2$	< 1 dB	< 0.16 dB	< 0.04 dB	< 0.01 dB	< 0.001 dB
Dispersão	$1/f^3$	< 0.4 ps/Hz	< 0.026 ps/Hz	< $3.2 \cdot 10^{-3}$ ps/Hz	$4 \cdot 10^{-3}$ ps/Hz	$1.5 \cdot 10^{-5}$ ps/Hz
Cintilação	Ver ITU-R P.531	Ver ITU-R P.531	Ver ITU-R P.531	Ver ITU-R P.531	> 20 dB pico-a-pico	> 10 dB pico-a-pico

Tabela 2 – Principais efeitos devido a propagação de ondas eletromagnéticas pela Ionosfera. Estes valores estão baseados no total de elétrons contidos (TEC)  $10^8$  elétrons/m<sup>2</sup>, o qual é um alto valor de TEC encontrado em baixa latitude em um dia com alta atividade solar. Fonte: (ITU, 2001, P.372-7).

Os efeitos de rotação de Faraday e variação na direção de chegada são contornados utilizando antenas que irradiam e recebem ondas polarizadas circularmente.



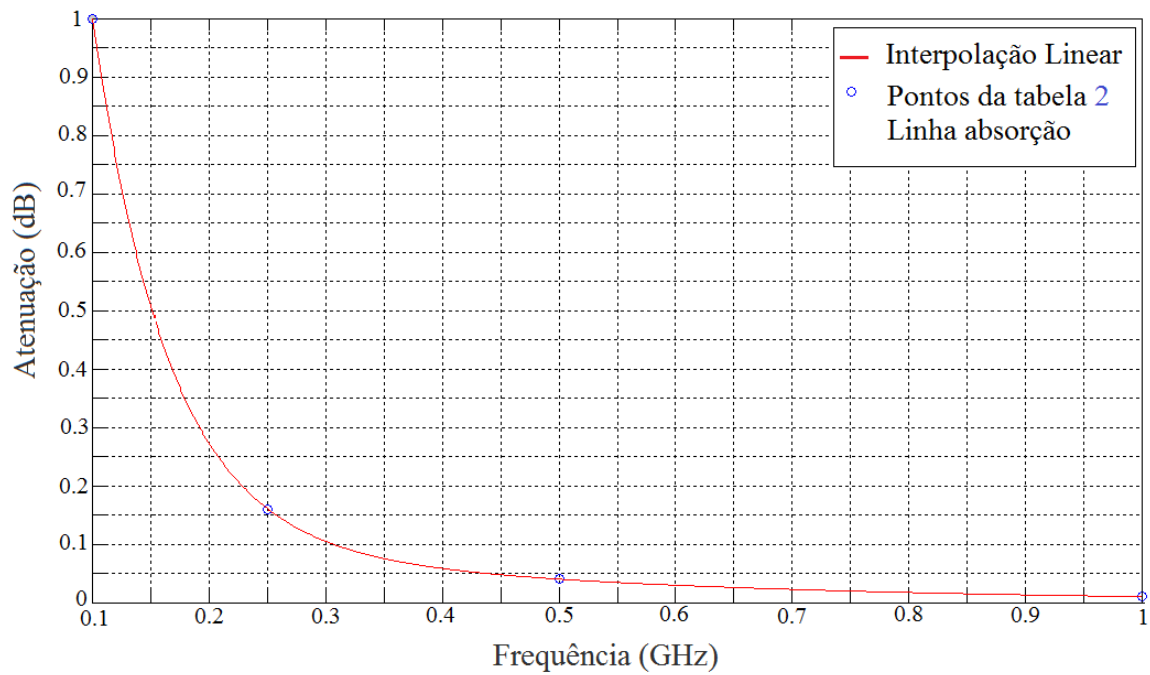


Figura 9 – O gráfico mostra a interpolação utilizando uma curva exponencial, obtida a partir dos valores de absorção da tabela 2 no software MATLAB. Para a frequência de 146 MHz a atenuação é 0,52 dB e para 437 MHz é 0,06 dB.

As perdas devido a propagação pela ionosfera são 0,74 dB para VHF e 0,06 dB para UHF. As perdas em UHF são portanto desprezíveis.



## 4 Receptor

### 4.1 Ruído

Muitas fontes naturais de ruído, tais como vibrações térmicas de átomos em condutores, ruído shot, radiação da terra e outros objetos quentes introduzem ruído no enlace. O teorema do limite central da teoria da probabilidade diz que o somatório de muitos processos aleatórios tendem a ter uma distribuição gaussiana (FISCHER, 2011, pág. 402). Neste trabalho esses ruídos são modelados como ruído branco gaussiano, isto é, branco por estar presente em todas as frequências, em especial em toda a largura de banda emitida pelos transmissores, e gaussiano por ser um ruído estatístico cuja função densidade de probabilidade é uma distribuição normal.

As contribuições de todas as fontes de interferência combinadas geram o nível total de ruído presente no sistema de recepção. Esse parâmetro estabelece a relação de potência transmitida necessária para superar o ruído total ocorrente no receptor, coletando assim um nível suficiente de sinal na recepção e garantindo a confiabilidade de recepção do sistema (SILVA, 2004).

#### 4.1.1 Temperatura de Ruído das Antenas

A lei de Planck para radiação de corpo negro deu o entendimento de que todo corpo que possui temperatura molecular acima de 0 K emite radiação. A quantidade de energia radiada pode ser representada por uma temperatura de iluminação  $T_B$ , que é interceptada pelas antenas e aparece em seus terminais como uma temperatura da própria antena. A temperatura efetiva da antena ( $T_A$ ) corresponde à temperatura de brilho ( $T_B$ ) ponderada pelo seu ganho (BALANIS, 2005).

$$T_A = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_B(\theta, \phi) G(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (4.1)$$

Bracewell em (BRACEWELL, 1955, pág. 33-35) traz a seguinte aproximação para a distribuição de Planck em baixas frequências,

$$N = kT_A \Delta f \quad (4.2)$$

Onde

$N$  = potência de ruído da antena (W).

$k$  = constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K).

$T_A$  = temperatura efetiva da antena (K).

$\Delta f$  = largura de banda (Hz).

#### 4.1.1.1 Enlace de Descida (downlink) - Antenas da estação terrena

Na estação terrena as fontes de calor são aproximadas em duas. As do céu, oriundas das direções  $\theta$  entre  $0^\circ$  e  $90^\circ$ , e as da terra oriunda das direções  $\theta$  entre  $90^\circ$  e  $180^\circ$ . Podemos então dividir a equação 4.4 em duas,

$$T_A = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{0.5\pi} T_{c\acute{e}u}(\theta, \phi) G(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} + \frac{\int_0^{2\pi} \int_{0.5\pi}^\pi T_{terra}(\theta, \phi) G(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (4.3)$$

Para a elevação  $\beta = 5^\circ$  a temperatura efetiva do céu está em torno de 17 K (MARAL, 2009, pág. 183, Figura 5.20). A equação 4.4 fica,

$$T_A = 17 + \frac{\int_0^{2\pi} \int_{0.5\pi}^\pi T_{terra}(\theta, \phi) G(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (4.4)$$

A segunda integral está calculada com o seguinte algoritmo,

1. Abrir o arquivo de log gerado pelo simulador NEC.
2. Gera-se uma matriz de ganho, as linhas contém os ganhos para os respectivos  $\theta$  e as colunas contém os ganhos para os respectivos  $\phi$ .
3. Faz-se conversão de todos os elementos da matriz de ganho em logarítmico para ganho linear.
4. Agora  $d\theta$  passa a ser  $\Delta\theta$ ,  $d\phi$  a ser  $\Delta\phi$ , e as integrais a ser somatórios.  $T_{terra}$  está aproximado como constante e vale 300 K (Gagliard, 1984), logo pode ser retirada dos somatórios.

$$T_A = 17 + T_{terra} \left( \frac{\sum_{j=0}^{359} \left( \sum_{i=0}^{90} G(\theta_i, \phi_j) \sin(\theta_i) \Delta\theta \right) \Delta\phi}{\sum_{j=0}^{359} \left( \sum_{i=0}^{180} G(\theta_i, \phi_j) \sin(\theta_i) \Delta\theta \right) \Delta\phi} \right) \quad (4.5)$$

5. A resolução do simulação está em  $1^\circ$ , isso implica em  $\Delta\theta = \Delta\phi = 1^\circ = 1/2\pi$  rad.
6. Os somatórios são resolvidos e adicionados a temperatura efetiva do céu.

A temperatura efetiva oriunda da terra obtida por meio do algoritmo descrito acima é 115,26 K, portanto,

$$T_A = 17,00 + 115,3 = 132,3 \text{ K} \quad (4.6)$$

#### 4.1.2 Temperatura de Ruído do Sistema - Na estação terrena

Os elementos do sistema de recepção também inserem ruído, uma maneira usual de se encontrar a potência de ruído total do sistema pode ser encontrando uma temperatura de ruído equivalente do sistema  $T_S$ , e então substituir na expressão 4.2,  $T_S$  é dado por (IPPOLITO, 2008),

$$T_S = T_A + T_{cabo} + \frac{T_{receptor}}{G_{cabo}} \quad (4.7)$$

Onde

$T_S$  = temperatura de ruído do sistema.

$T_A$  = temperatura efetiva de ruído da antena (equação 4.6).

$T_{cabo}$  = temperatura de ruído do cabo.

$T_{receptor}$  = temperatura de ruído do receptor.

$G_{cabo}$  = ganho do cabo (inverso da perda da perda).

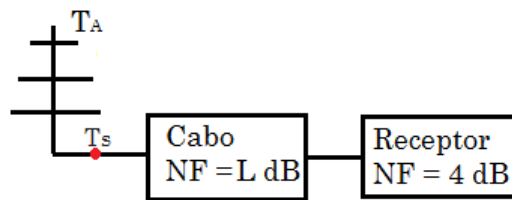


Figura 10 – NF é a figura de ruído. O cabo pode ser modelado como um dispositivo que possui figura de ruído igual a própria perda em dB (IPPOLITO, 2008, pág. 90-91). O receptor possui NF = 4 dB, conforme especificado pelo fabricante.

A figura de ruído se relaciona com a temperatura de ruído pela seguinte expressão (IPPOLITO, 2008, pag. 66),

$$T = 290(10^{0,1NF} - 1) \text{ [K]} \quad (4.8)$$

Aplicando no receptor (equação 4.8),

$$T_{receptor} = 290(10^{0,1 \cdot 4} - 1) = 438,4 \text{ K} \quad (4.9)$$

Aplicando no cabo (equação 4.8),

$$T_{cabo} = 290(10^{0,1 \cdot 0,92} - 1) = 6,2 \text{ K} \quad (4.10)$$

Encontrando  $G_{cabo}$ ,

$$[L_{cabo}] = 0,92 \text{ dB} \quad \Leftrightarrow \quad L_{cabo} = 1,24 \quad (4.11)$$

$$G_{cabo} = \frac{1}{L_{cabo}} = \frac{1}{1,24} = 0,81 \quad (4.12)$$

Substituindo na equação 4.7,

$$T_S = 132 + 1,5 + \frac{438,4}{0,8} = 681,5 \text{ K} \quad (4.13)$$

### 4.1.3 Potência de Ruído

Tendo em mãos a temperatura de ruído do sistema de recepção, falta a largura de banda do sinal recebido para então substituir na equação 4.2.

A largura de banda é função do tipo de modulação utilizada, este enlace trabalha com modulação Chaveamento por Deslocamento Mínimo Gaussiano (GMSK). A partir da recomendação ITU-R P.372-7 é possível determinar a largura de banda ocupada pelo sinal em 99.9% da energia do pulso.

$$\Delta f = R + 2 \cdot 0,25 \cdot R \cdot 0,18 \text{ [Hz]} \quad (4.14)$$

onde R é a taxa de bits, que corresponde a 9600 bits/s conforme especificado pelo fabricante.

$$\Delta f = 9600 + 2 \cdot 0,25 \cdot 9600 \cdot 0,18 \text{ [Hz]} \quad (4.15)$$

$$\Delta f = 10470 \text{ Hz} \quad (4.16)$$

Substituindo na equação 4.2 temos que,

$$N = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 681,5 \cdot 10470 = 9,85 \cdot 10^{-17} \text{ W} \quad (4.17)$$

logo,

$$N_0 = \frac{N}{\Delta f} = 9,41 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz} \quad (4.18)$$

## 4.2 Potência do Sinal

A potência recebida pelo sistema de recepção é dado pela equação de Friis, como introduzido na seção 3.3. Reescrevendo a equação de Friis levando em consideração as perdas calculadas nos itens anteriores,

$$[P_r] = [EIRP] + [G_r] - [L_{\text{espaço livre}}] - [L_{\text{cabos}}] - [L_{\text{apontamento}}] - [L_{\text{polarização}}] - [L_{\text{atmosférica}}] \quad (4.19)$$

Para o enlace de descida em VHF temos,

$$[EIRP_{\text{dipolo}}] = \text{EIRP do dipolo cruzado no satélite} = 7,99 \text{ dBW}$$

$$[G_r] = \text{ganho da antena receptora na estação terrena} = 11,4 \text{ dB}$$

$$[L_{\text{espaço livre}}] = \text{perdas de espaço livre} = 140,12 \text{ dB}$$

$$[L_{\text{cabos}}] = \text{perdas nos cabos do satélite e da estação} = 0,92 + 0,3 = 1,22 \text{ dB}$$

$$[L_{\text{apontamento}}] = \text{perdas de apontamento} = 1,82 \text{ dB}$$

$$[L_{\text{polarização}}] = \text{perdas de polarização} = 0,33 \text{ dB}$$

$$[L_{\text{atmosférica}}] = \text{perdas atmosféricas e ionosféricas} = 2,10 + 0,52 = 2,62 \text{ dB}$$

substituindo,

$$[P_r] = 7,99 + 11,4 - 140,12 - 1,22 - 1,82 - 0,33 - 2,62 \quad (4.20)$$

$$[P_r] = -126,94 \text{ dBW} \quad \Leftrightarrow \quad P_r = 2,04 \cdot 10^{-13} \text{ W} \quad (4.21)$$

## 4.3 Modulação

O sistema de comunicação faz uso da modulação GMSK (Chaveamento por Deslocamento Mínimo Gaussiano). É um caso especial da MSK (Chaveamento por Deslocamento Mínimo) em que a frequência de uma portadora de amplitude constante é comutada entre dois possíveis valores minimamente espaçados em frequência, tais que permitam a discriminação entre os sinais. A fase é tal que a descontinuidade temporal entre dois símbolos é minimizada, reduzindo a largura do espectro. Um filtro gaussiano é aplicado, a fim de aumentar ainda mais a eficiência espectral (O filtro gaussiano suaviza a descontinuidade na transição entre os símbolos, reduzindo a largura do espectro gerado), o filtro faz a formatação dos pulsos NRZ (Não retorna a zero), antes da modulação MSK.

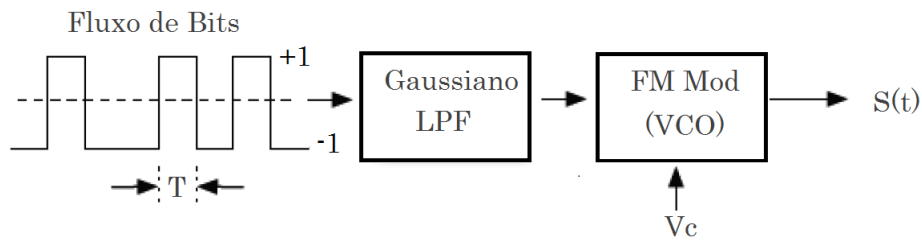


Figura 11 – A figura mostra um esquema de modulação GMSK. O fluxo de bits passa pelo filtro passa baixo (LPF) em seguida pelo oscilador controlado por tensão (VCO) que faz a modulação em frequência.

A probabilidade de erro de bit para a GMSK é expressa como (DEVI, 2013),

$$P_{erro} = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha E_b}{N_0}}\right) \quad e \quad \frac{E_b}{N_0} = \frac{P_r}{RN_0} = \frac{P_r \cdot \Delta f}{RN} \quad (4.22)$$

Onde

$P_{erro}$  = probabilidade de erro de bit.

$Q$  = função Q.

$E_b$  = energia em cada bit (J).

$N_0$  = densidade espectral da potência de ruído (W/Hz).

$\alpha$  = constante relacionada ao produto da largura de banda do filtro gaussiano pelo período de bit (BT),  $\alpha = 0,68$ .

$P_r$  = a potência do sinal recebido (W).

$R$  = a taxa de dados (9600 bps).



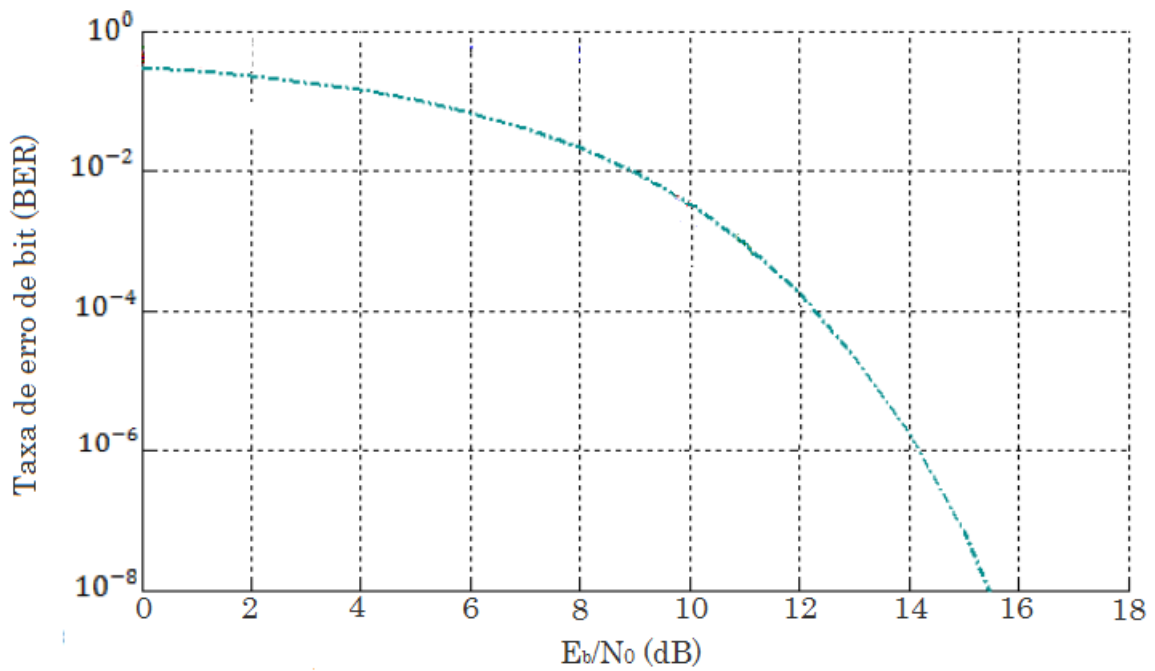


Figura 12 – Taxa de erro de bit teórica para GSMK sobre um ruído branco gaussiano.

Substituindo a potência recebida (equação 4.21), a potência de ruído (equação 4.17), a largura de banda (equação 4.16) e a taxa de bits, temos a seguinte probabilidade de erro de bit para o enlace de descida em VHF,

$$P_{erro} = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha P_r}{RN_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha P_r \Delta f}{RN}}\right) \quad (4.23)$$

$$P_{erro} = Q\left(\sqrt{\frac{10470 \cdot 2 \cdot 0,68 \cdot 2,04 \cdot 10^{-13}}{9600 \cdot 9,85 \cdot 10^{-17}}}\right) = Q(55,4) \quad (4.24)$$

O alto valor de  $E_b/N_0$  levou a taxa de erro de bit a zero.



## 5 Link Budget

Link Budget enlace de descida (downlink) em VHF	
Potência do transmissor ( $P_t$ )	4 W
Ganho da antena transmissora ( $G_t$ )	1,99 dBc
EIRP	7,99 dBW
Abertura de meia potência antena transmissora	172°
Perdas de espaço livre ( $L_{espaçolivre}$ )	140,12 dB
Sensibilidade do receptor	-134,9 dBW
Ganho da antena receptora	11,4 dBc
Abertura de meia potência antena receptora	23°
Potência recebida ( $P_r$ )	-126,94 dBW
Temperatura efetiva da antena ( $T_A$ )	132,3 K
Temperatura efetiva do receptor ( $T_{receptor}$ )	438,4 K
Temperatura do sistema ( $T_S$ )	681,5 K
Figura de mérito (G/T)	-16,9 dB/K
Potência de ruído ( $N$ )	-160,1 dBW
Densidade espectral de potência de ruído ( $N_0$ )	-200,2 dBW/Hz
Relação sinal ruído ( $P_r/N$ )	33,1 dB
Relação $E_b/N_0$ ( $P_r B/RN$ )	33,5 dB
Taxa de dados (R)	9600 bps
Requerido $E_b/N_0$ (BER = $10^{-4}$ )	12,3 dB
Link Margin	21,2 dB
Margem [ $P_r$ ]-[sensibilidade]	7,96 dB







# Referências

- BALANIS, C. A. *Antenna Theory, 3rd ed.* New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 047166782X. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 33.
- BRACEWELL, R. N. *Radio Astronomy*. [S.l.]: OXFORD, 1955. único. Citado na página 33.
- CLAYTON L. E HOLLIS, J. S. *Microwave Antenna Measurements*. [S.l.]: Scientific-Atlanta, 1985. único. Citado na página 24.
- DEVI, M. A. S. D. Ber performance of gmsk using matlab. *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology*, 2013. Citado na página 38.
- FISCHER, H. *A History of the Central Limit Theorem*. [S.l.]: Springer, 2011. único. ISBN 9780387878560. Citado na página 33.
- IPPOLITO, J. L. *Radiowave propagation in satellite communications*. New York: Van Nostrand-Reinhold, 1986. ISBN 0442240112. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 29.
- IPPOLITO, J. L. *Satellite Communications Systems Engineering*. [S.l.: s.n.], 2008. ISBN 9780470725276. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 35.
- ITU. Recommendation itu-r p.372-7. 2001. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 30.
- MARAL, M. B. *Satellite Communications Systems, systems, techniques and technology*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2009. ISBN 9780470714584. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 34.
- SILVA, L. B. C. da. Cálculo de enlace para sistemas de comunicação digital via satélite. 2004. Citado na página 33.