

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**FORMAÇÃO DE FEIXES PARA TERMINAL
MÓVEL DE COMUNICAÇÃO SATELITAL**

Gabriel Helbourn Bastos

Brasília, Dezembro de 2019

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO
FORMAÇÃO DE FEIXES PARA TERMINAL
MÓVEL DE COMUNICAÇÃO SATELITAL

Gabriel Helbourn Bastos

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro Eletricista*

Banca Examinadora

Prof. Adoniran Judson de B. Braga, ENE/UnB _____
Orientador

Prof. Leonardo Aguayo, ENE/UnB _____
Examinador interno

MSc. Renato Faria Iida, Ektrum _____
Examinador externo

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais por sempre me apoiarem e acreditarem em mim. Tudo que fui capaz de conquistar até hoje é por tê-los ao meu lado.

Gabriel Helbourn Bastos

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, Ianê e Orlando, por terem aceitado essa missão e se dedicado à ela, me ensinando a crescer com muito amor, mas também muita responsabilidade e disciplina.

Aos meus irmãos, Rafael e Paula, por mesmo nos momentos em que estive ausente estarem ao meu lado me incentivando.

Ao Wesley, Mariza, Luan, Renata, Guilherme, Jade, Lucas e Caroline por se divertirem comigo nos bons momentos e me divertirem nos maus, sempre tornando a jornada mais prazerosa.

Aos meus longínquos amigos, Sehyun Yang, Luis Versiane e Fillipi, por terem me ensinado que a amizade supera barreiras culturais, linguísticas e espaciais.

Aos meus amigos do ensino médio por me acompanharem durante toda minha graduação desde a escolha do curso.

À MOCIDADE por ter me dado muitas lições de vida, me feito amadurecer e me apresentado minha família espiritual.

Aos meus amigos da engenharia elétrica por toda motivação e auxílio durante o curso.

Ao professor Sébastien Rondineau e aos alunos Jeann Figueiredo, Vitor de Almeida, Matheus Santana e Guilherme de Andrade por terem contribuído com este trabalho compartilhando conhecimentos.

Por fim, agradeço ao professor Judson Braga pelo apoio, confiança e dedicação na orientação deste trabalho.

Gabriel Helbourn Bastos

RESUMO

Todo sistema de comunicação é formado por, ao menos, 3 grandes blocos: transmissor, canal de comunicação e receptor. Em sistemas fixos, o receptor e o transmissor podem ser ajustados manualmente de tal forma a combinar os ganhos das antenas. Entretanto, em sistemas móveis é inviável realizar um ajuste a cada movimentação. Uma forma de solucionar o problema de apontamento é utilizar um arranjo de antenas para que esse apontamento seja eletrônico e decidido automaticamente. Um arranjo de antenas é formado pela combinação de diversas antenas elementares, as quais, ao irradiarem, provocam uma interferência construtiva entre os campos eletromagnéticos na direção desejada e uma interferência destrutiva nas demais direções. A diretividade do arranjo dependerá de diversos fatores, como: formato do arranjo, distância entre os elementos, amplitude do sinal em cada elemento, defasagem entre os elementos e o tipo de elemento utilizado. Dessa forma, ao longo desse trabalho foram analisados dois tipos de arranjo para uma possível implementação: arranjo quadrado 8x8 e arranjo quadrado 16x16. Cada sistema foi estudado visando encontrar uma distribuição de feixes capaz de cobrir parte da América do Sul. Além do posicionamento dos feixes, os arranjos foram avaliados perante o seu desempenho funcional e perante as normas definidas por agências reguladoras. Como resultado das duas análises, obtiveram-se gráficos de ganho do sistema para todas as direções de apontamento, gráficos da relação sinal-ruído em diferentes localidades geográficas e curvas para análise de restrições impostas pela ANATEL.

ABSTRACT

Every communication system is formed by 3 blocks: the transmitter, the communication channel and the receptor. In fixed systems, the receptor and the transmitter may be adjusted manually to combine the gain of both antennas. In mobile systems, it is impracticable to adjust it each move, though. A solution to the pointing problem is to use an antenna array so the direction of the pointing could be decided automatically. An antenna array is formed by some antennas combined that when radiating result in constructive interference between the electromagnetic fields in the desired direction and destructive interference in the other directions. The array directivity is related to some variables, such as the array shape, the distance between elements, the excitation amplitude and phase of the individual elements and the pattern of the individual elements. Thus, in this project, two different arrays were analyzed for a possible implementation: an 8x8 square array and a 16x16 square array. Each system was studied in order to obtain a beam distribution that could cover part of South America. Moreover the beam positioning, arrays were evaluated for their performance and restrictions set by regulatory agencies. As a result, gain graphics were plotted for all pointing directions, the signal-to-noise ratio was also plotted for different geographical locations and, finally, some restriction curves imposed by ANATEL were also analyzed.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	OBJETIVOS DO TRABALHO	2
1.3	APRESENTAÇÃO DO TRABALHO	2
2	COMUNICAÇÕES SATELITAIS	4
2.1	INTRODUÇÃO	4
2.2	HISTÓRICO	4
2.3	CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA SATELITAL	5
2.3.1	SEGMENTO TERRENO	6
2.3.2	SEGMENTO ESPACIAL	7
2.4	ENLACES	8
2.4.1	RELAÇÃO SINAL-RUÍDO DE UM ENLACE	8
2.4.2	MÚLTIPLO ACESSO	10
2.5	TIPOS DE ÓRBITAS	12
2.6	ÂNGULO DE APONTAMENTO EM ÓRBITAS GEOESTACIONÁRIAS	13
2.7	AGÊNCIAS REGULADORAS	15
2.7.1	UNIÃO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES	15
2.7.2	AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES	17
2.8	CONCLUSÃO	17
3	ARRANJO DE ANTENAS	19
3.1	INTRODUÇÃO	19
3.2	PARÂMETROS BÁSICOS DE ANTENAS	19
3.2.1	INTENSIDADE DE RADIAÇÃO	20
3.2.2	DIRETIVIDADE	20
3.2.3	GANHO	21
3.2.4	LARGURA DE MEIA POTÊNCIA	21
3.2.5	TEMPERATURA DA ANTENA	22
3.3	FORMAÇÃO DE FEIXES	22
3.3.1	FORMAÇÃO ANALÓGICA DE FEIXES	23
3.3.2	FORMAÇÃO DIGITAL DE FEIXES	23
3.3.3	FORMAÇÃO HÍBRIDA DE FEIXES	24

3.4	ARRANJO DE DOIS ELEMENTOS.....	24
3.5	ARRANJO LINEAR.....	26
3.5.1	FATOR DE ARRANJO	26
3.5.2	APONTAMENTO DO ARRANJO LINEAR	27
3.5.3	LARGURA DE MEIA POTÊNCIA DO ARRANJO LINEAR.....	29
3.5.4	DIRETIVIDADE DO ARRANJO LINEAR	30
3.6	ARRANJO RETANGULAR	31
3.6.1	FATOR DE ARRANJO	31
3.6.2	APONTAMENTO DO ARRANJO RETANGULAR	32
3.6.3	LARGURA DE MEIA POTÊNCIA	34
3.6.4	DIRETIVIDADE DO ARRANJO.....	34
3.7	CONCLUSÃO.....	35
4	LENTE DE ROTMAN	36
4.1	INTRODUÇÃO	36
4.2	FORMATO DA LENTE DE ROTMAN	36
4.3	MODELOS DE PROJETO	39
4.3.1	MODELO GEOMÉTRICO	39
4.3.2	MODELO ELETROMAGNÉTICO	39
4.4	DESIGN DE PROJETO.....	39
4.4.1	PERFIL DE CONTORNO INTERIOR.....	39
4.4.2	POSIÇÃO DAS PORTAS DE ENTRADA.....	41
4.4.3	PAREDES LATERAIS.....	44
4.5	ERROS DE DEFASAGEM	45
4.6	NÃO UNIFORMIDADE DE AMPLITUDE	46
4.7	CONCLUSÃO.....	46
5	DISTRIBUIÇÃO DOS FEIXES	48
5.1	INTRODUÇÃO	48
5.2	POSICIONAMENTO DOS FEIXES	48
5.2.1	FEIXES NO EIXO DE REFERÊNCIA	49
5.2.2	DEMAIS FEIXES.....	53
5.2.3	RESULTADO	54
5.3	REGIÕES CRÍTICAS	61
5.3.1	PROBABILIDADE DE INCIDÊNCIA	61
5.3.2	GANHO EM REGIÃO CRÍTICA	64
5.3.3	REGIÕES GEOGRÁFICAS ATINGIDAS	65
5.4	CONCLUSÃO.....	68
6	VIABILIDADE DE PROJETO	69
6.1	INTRODUÇÃO	69
6.2	RELAÇÃO SINAL-RUÍDO.....	69
6.2.1	ENLACE DE DESCIDA.....	71

6.2.2	ENLACE DE SUBIDA	79
6.2.3	ANÁLISE DE RESULTADOS	83
6.3	RESOLUÇÕES DA ANATEL	84
6.3.1	MÁSCARA ESPACIAL DE RADIAÇÃO	84
6.3.2	INTERFERÊNCIA EM SATÉLITES VIZINHOS	87
6.4	NÃO LINEARIDADE DA LENTE DE ROTMAN	92
6.5	DVB-RCS2	94
6.6	CONCLUSÃO	95
7	CONCLUSÕES	96
7.1	PROPOSTAS DE CONTINUIDADE DO TRABALHO	97
	BIBLIOGRAFIA	99
	ANEXOS	102
I	GANHO - ANTENA ELEMENTAR	103
II	PARÂMETROS - LENTE DE ROTMAN	105
III	FORMAS DE ONDA - PADRÃO DVB-RCS2	107

LISTA DE FIGURAS

2.1	Esquemático representando os segmentos de comunicações satelitais.	6
2.2	Área de cobertura de um satélite. Adaptado de [1].....	8
2.3	Enlaces em comunicação satelital bidirecional	9
2.4	Esquemático representando a técnica de FDMA. Adaptado de [2].....	11
2.5	Esquemático representando a técnica de TDMA. Adaptado de [2].....	11
2.6	Esquemático representando a técnica de CDMA. Adaptado de [2].....	11
2.7	Parâmetros para o cálculo da linha orbital geostacionária. (a) Análise de triângulo para cálculo do ângulo de elevação. (b) Análise de arcos de grandes círculos para cálculo do ângulo de azimute.	14
2.8	Divisão do globo terrestre em regiões pela ITU. Extraído de [3]	17
3.1	Corte de plano de máximo em um feixe, de forma a representar sua largura de meia potência. Adaptado de [4].	22
3.2	Formação analógica, digital e híbrida de feixe. Adaptado de [5].....	23
3.3	Campo elétrico formado por duas antenas. Retirado de [6].....	25
3.4	Análise do arranjo de duas antenas assumindo campo distante. Retirado de [6].....	25
3.5	Análise do arranjo de N antenas assumindo campo distante. Retirado de [6].....	27
3.6	Fator de arranjo de um arranjo linear na vertical (20 elementos) com valor máximo na direção de $\theta_o = 25^\circ$	28
3.7	Exemplo de feixe gerado por um arranjo linear na vertical (20 elementos) apontando na direção $\theta_o = 25^\circ$	28
3.8	Análise de um arranjo retangular assumindo campo distante. Retirado de [6].	32
3.9	Fator de arranjo de um arranjo retangular (20x20 elementos) disposto no plano XY e com valor máximo na direção de $\theta_o = 25^\circ$ e $\phi_o = 140^\circ$	33
3.10	Exemplo de feixe gerado por um arranjo retangular (20x20) disposto no plano XY e apontando na direção $\theta_o = 25^\circ$ e $\phi_o = 140^\circ$	33
4.1	Esquemático representando a lente de Rotman. Retirado de [7].	37
4.2	Empacotamento de lentes visando alimentar um arranjo retangular.	37
4.3	Esquemático da lente de Rotman com os parâmetros geométricos. Adaptado de [8]...	38
4.4	Representação dos caminhos percorridos a partir de cada ponto focal. Adaptado de [8].	40
4.5	Representação de um arco focal circular para posicionamento de portas de entrada. Adaptado de [8].	42

4.6	Representação de um arco focal elíptico para posicionamento de portas de entrada. Adaptado de [8].	43
4.7	Representação das paredes laterais, as quais ligam o arco focal ao contorno interior.	45
4.8	Caminhos percorridos de uma porta de entrada até as antenas. Adaptado de [8].	46
5.1	Visão tridimensional da semiesfera formada pela HPBW de todos os feixes.	50
5.2	Visão superior da semiesfera formada pela HPBW de todos os feixes.	50
5.3	Cálculo da metade da sobreposição (δ).	51
5.4	Algoritmo de decisão do posicionamento dos feixes em azimute igual a 0° .	52
5.5	Visão da semiesfera no plano XZ (à esquerda) e projetada no plano XY (à direita).	53
5.6	Relações trigonométricas entre os feixes já definidos e os feixes a definir.	54
5.7	Algoritmo de decisão do posicionamento de todos os feixes.	55
5.8	Feixes definidos para um arranjo 8x8 - 64 elementos, totalizando 61 feixes.	56
5.9	Feixes definidos para um arranjo 16x16 - 256 elementos, totalizando 233 feixes.	56
5.10	Visão tridimensional do gráfico de ganho do arranjo de antenas para todos os ângulos de apontamento - 64 elementos.	59
5.11	Visão superior do gráfico de ganho do arranjo de antenas para todos os ângulos de apontamento - 64 elementos.	59
5.12	Visão tridimensional do gráfico de ganho do arranjo de antenas para todos os ângulos de apontamento - 256 elementos.	60
5.13	Visão superior do gráfico de ganho do arranjo de antenas para todos os ângulos de apontamento - 256 elementos.	60
5.14	Distância entre o centro de dois feixes utilizado para obter as dimensões do retângulo.	62
5.15	Aproximação da área da região crítica por um retângulo.	62
5.16	Probabilidade de Incidência pelo método 2.	64
5.17	Mapa da América do Sul com as regiões geográficas que podem ter ganho menor do que o esperado para um arranjo 8x8.	66
5.18	Mapa da América do Sul com as regiões geográficas que podem ter ganho menor do que o esperado para um arranjo 16x16.	67
6.1	Potência recebida por antena receptora distante em D metros da antena transmissora. Adaptado de [1].	70
6.2	Dados do satélite Star One C1. Retirado de [9].	72
6.3	Temperatura de brilho em função da frequência de transmissão para diferentes ângulos de elevação, em que o ângulo de elevação igual a 0° está direcionado ao horizonte. Retirado de [10].	73
6.4	Adaptação dos dados de EIRP de um transponder do satélite para cálculo de SNR em todo território nacional.	77
6.5	SNR do enlace de descida para diferentes posições geográficas.	78
6.6	Adaptação dos dados de G/T do satélite para cálculo de SNR em todo território nacional.	81
6.7	SNR do enlace de subida para diferentes posições geográficas.	82

6.8	Comparação da taxa de erro de bit para diferentes tipos de modulação. Retirado de [11].	83
6.9	Ganho de um arranjo de antenas 8x8 na linha geoestacionária para um apontamento em São Paulo.	85
6.10	Ganho de um arranjo de antenas 16x16 na linha geoestacionária para um apontamento em São Paulo.	85
6.11	Ganho de um arranjo de antenas 8x8 na linha geoestacionária para um apontamento em Brasília.	86
6.12	Ganho de um arranjo de antenas 8x8 na linha geoestacionária para um apontamento em Brasília.	86
6.13	Ganho de um arranjo de antenas 8x8 na linha geoestacionária para várias posições no território nacional.	87
6.14	Ganho de um arranjo de antenas 16x16 na linha geoestacionária para várias posições no território nacional.	88
6.15	Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 8x8 na linha geoestacionária para um apontamento em São Paulo.	89
6.16	Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 16x16 na linha geoestacionária para um apontamento em São Paulo.	89
6.17	Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 8x8 na linha geoestacionária para um apontamento em Brasília.	90
6.18	Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 16x16 na linha geoestacionária para um apontamento em Brasília.	90
6.19	Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 8x8 na linha geoestacionária para várias posições no território nacional.	91
6.20	Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 16x16 na linha geoestacionária para várias posições no território nacional.	91
6.21	Fator de arranjo gerado por uma lente de Rotman real em comparação com o fator de arranjo gerado por um defasador ideal.	93
6.22	Esquema de um quadro com bits de dados e bits de recuperação. Retirado de [12].	94

LISTA DE TABELAS

2.1	Principais bandas de frequências e características de cada uma.....	16
5.1	Feixes definidos para o primeiro quadrante de um arranjo 8x8.....	58
5.2	Feixes definidos para o primeiro quadrante de um arranjo 16x16.....	58
5.3	Resultado para regiões críticas com probabilidade superior a 3% de incidência.....	63
5.4	Ganho em regiões críticas com probabilidade superior a 3% de incidência.....	65
5.5	Ângulo de elevação no apontamento a partir de algumas capitais do Brasil e da América do Sul.....	68
6.1	Pontos extraídos da Figura 6.3 para frequência igual a 12 GHz.....	73
6.2	Temperatura da antena para diferentes apontamentos.....	74
6.3	Temperatura e figura de ruído para cada componente do processo de recepção.....	75
6.4	Parâmetros utilizados no cálculo de SNR do enlace de descida.....	77
6.5	Cadeia de transmissão com respectivos ganhos.....	80
6.6	Parâmetros utilizados no cálculo de SNR do enlace de subida.....	80
6.7	Parâmetros utilizados no cálculo da potência necessária para a forma de onda escolhida.....	95

ABREVIACOES / GLOSSÁRIO

ABF	<i>Analog Beamforming</i>
AF	<i>Array Factor</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
DBF	<i>Digital Beamforming</i>
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
HPBW	<i>Half-Power Beamwidth</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LEO	<i>Low Earth Orbits</i>
LNA	<i>Low-Noise Amplifier</i>
MEO	<i>Medium Earth Orbits</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
RAM	<i>Radiation Absorbing Material</i>
RF	Radiofrequência
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
USAT	<i>Ultra-small aperture terminal</i>
VSAT	<i>Very Small Aperture Terminals</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

O roubo de carga ameaça a vida e o trabalho de muitos caminhoneiros pelo Brasil, além de causar enorme impacto na economia brasileira. Entre os anos de 2011 e 2015, o furto de cargas aumentou em quase 50%, acarretando perdas de até 5 bilhões [13]. Uma das melhores formas de evitar esse tipo de roubo, ou de resgatar os bens roubados, é instalar um localizador e um serviço de comunicação capaz de enviar mensagens para uma central solicitando ajuda.

Neste cenário, surge o interesse em estabelecer sistemas de comunicação capazes de fazer o rastreamento de automóveis e, para isso, a melhor solução está nas comunicações satelitais. Dentre os satélites brasileiros, optou-se por tomar como referência o satélite Star One C1, devido a sua localização, o tipo de órbita e as faixas de operação do satélite [14]. Esse satélite geostacionário se localiza a uma longitude de 65°W e pode operar nas bandas C, X e Ku.

Uma vez que se trata de comunicações móveis, o transmissor e o receptor devem ser ajustáveis de forma automática, garantindo que o sinal será transmitido na direção correta. Esse tipo de ajuste automático é necessário, tendo em visto que o direcionamento não pode ser ajustado de forma manual. Assim, opta-se por utilizar arranjo de antena para controlar o apontamento por meio de defasagem do sinal entre as antenas.

Então, para esse sistema deve ser determinado os tipos de arranjo capazes de operar, bem como a escolha dos feixes gerados pelos arranjos. Entretanto, para isso é preciso, primeiro, estabelecer as determinações de projeto. A primeira determinação está na escolha da área de cobertura total do sistema, dentro da qual o sistema deve ser capaz de operar com uma taxa de erro de bit máxima igual a 10^{-3} . Uma vez que o Brasil estabelece relações comerciais com outros países vizinho, é interessante garantir uma operação na maior parte da América do Sul. Assim, foi decidido que os feixes deveriam cobrir um apontamento com um ângulo de elevação menor ou igual a 45°, o qual corresponde a um apontamento próximo a cidade de Buenos Aires. Além disso, a prioridade na cobertura deve ser para a cidade de São Paulo, a qual corresponde a um maior tráfego no Brasil e onde se localizam as principais rodovias.

A segunda determinação diz respeito ao ganho no feixe. Para que não haja variações muito bruscas no ganho, cada feixe só pode ser usado para um apontamento que esteja contido na largura de meia potência do feixe. Assim, garante-se que o ganho não variará mais do que 3 dB em relação ao valor máximo daquele mesmo feixe.

Por fim, a distribuição deve minimizar o número de feixes totais e essa determinação vai de encontro à determinação anterior. Ao mesmo tempo em que se deseja ganhos maiores, os quais exigem feixes mais próximos, deseja-se minimizar a quantidade de feixes para diminuir perdas e baratear o custo do terminal. Assim sendo, o projeto deve, também, realizar uma escolha entre essas duas determinações de forma que ambas sejam ponderadas da melhor forma possível.

1.2 Objetivos do Trabalho

Este trabalho possui dois objetivos principais, dispostos ao longo do Capítulo 5 - Distribuição dos Feixes e do Capítulo 6 - Viabilidade de Projeto:

- Analisar a configuração mais eficiente na distribuição dos feixes. Deve-se encontrar os parâmetros ótimos que atendam às especificações, proporcionando um menor número de feixes, maior área coberta e maior ganho possível.
- Analisar a viabilidade do sistema de transmissão e recepção quanto à imunidade do sistema ao ruído e quanto às restrições impostas pela agência reguladora de telecomunicações no Brasil (ANATEL).

1.3 Apresentação do Trabalho

A comunicação satelital não se resume ao terminal, então todos os seguimentos devem ser estudados para que a comunicação possa ser estabelecida e operada. Além do histórico do sistema de comunicações por satélites, o Capítulo 2 - Comunicações Satelitais apresenta todos os segmentos desse tipo de sistema. Também é possível conhecer um pouco mais sobre as agências e instituições responsáveis por normatizações e controle do sistema de comunicação por satélite.

Entretanto, como o terminal é o enfoque do trabalho, ele deve ser projetado de acordo com as necessidades. O Capítulo 3 - Arranjo de Antenas traz algumas soluções, envolvendo o mesmo princípio, mas complexidades diferentes. Esse princípio se dá pelo arranjo de antenas, o qual a partir da utilização de duas ou mais antenas é capaz de controlar o direcionamento de determinada transmissão. Isso é possível a partir da mudança do diagrama de radiação do conjunto em relação ao elemento e, portanto, o fator de arranjo em cada caso foi estudado de forma a entender como cada tipo de arranjo analisado se comporta.

Uma vez que o apontamento do arranjo só é possível devido a defasagem bem determinada entre as antenas elementares, deve-se buscar defasadores capazes de gerar diversas defasagens diferentes com menos perdas. A lente de Rotman, por proporcionar uma maior liberdade na escolha dos feixes, foi escolhida para integrar o projeto. O procedimento desenvolvido pelos seus criadores

e algumas outras ferramentas para o posicionamento de cada porta de entrada e de antena são desenvolvidos no Capítulo 4 - Lente de Rotman. Apesar da facilidade na escolha dos feixes, sua implementação também envolve erros e possíveis deformações no feixe devido a desvios de fase e de amplitude em relação ao esperado teórico.

Para projetar o sistema, então, são definidas duas propostas que são analisadas ao longo dos capítulos seguintes: implementação de um arranjo quadrado 8x8 ou um arranjo quadrado 16x16. Os feixes são determinados de forma a atender as determinações ao máximo, entretanto, isso não é possível. Assim, no Capítulo 5 - Distribuição dos Feixes além da determinação dos feixes, uma observação do impacto do não atendimento dessas determinações é realizado. O ganho ao longo de todo sistema deve ser suficiente para viabilizar a operação.

Assim, no Capítulo 6 - Viabilidade de Projeto o desempenho dos feixes é avaliado perante às normas estabelecidas pela ANATEL e perante a relação sinal-ruído dos enlaces em que o terminal está envolvido. Além disso, o fator de arranjo gerado a partir de uma lente de Rotman previamente desenvolvida foi traçado e as diferenças entre ele e o fator de arranjo gerado a partir de um defasador ideal foram destacadas. Os circuitos utilizados nesse projeto também fazem parte de trabalhos de graduação de outros alunos [15] [16]. Dessa forma, nesse capítulo foi analisado se o terminal está em condições de operação ou não.

Por fim, apresentam-se as conclusões acerca do trabalho e possíveis ferramentas que podem ser utilizadas em conjunto para garantir que o terminal opere em qualquer circunstância e localidade. No Capítulo 7 - Conclusões também são apresentadas sugestões de projetos futuros a serem implementados a partir do desenvolvimento deste projeto.

Capítulo 2

Comunicações Satelitais

2.1 Introdução

O Capítulo 1 apresentou as principais características de trabalho, assim como os objetivos e as determinações de projeto estabelecidas.

Nesse capítulo são abordados conceitos básicos de comunicações satelitais e o processo que levou até a exploração desses recursos. Na Seção 2.2 - Histórico detalha-se as primeiras tentativas de missões espaciais e a inserção do Brasil no mercado de comunicação por satélite. Em seguida, o esquemático básico a respeito da configuração do sistema, bem como as características de cada segmento são apresentados na Seção 2.3 - Configuração do Sistema Satelital. A Seção 2.4 - Enlaces apresenta o funcionamento dos enlaces e como seu desempenho pode ser avaliado. O satélite deve se manter ao redor da Terra, mas o tipo de órbita escolhida para essa trajetória pode ser de diversas formas, como ser visto na Seção 2.5 - Tipos de Órbitas.

Para finalizar o capítulo, a Seção 2.6 - Ângulo de Apontamento em Órbitas Geoestacionárias e a Seção 2.7 - Agências Reguladoras apresentam conceitos que serão abordados em capítulos futuros, como o ângulo de apontamento da antena e as agências regularizadoras, as quais são responsáveis por criar normas de controle do sistema, respectivamente.

2.2 Histórico

As comunicações satelitais surgiram no período pós-Segunda Guerra, em que a disputa e a corrida pelo desenvolvimento tecnológico estava em grande destaque. O interesse em tecnologias espaciais era enorme, assim como o interesse em desenvolver sistemas de comunicação sem fio, o que seria muito útil em aplicações militares.

O primeiro satélite artificial lançado ao espaço foi o Sputnik em 1957, pela União Soviética. Entretanto, sua finalidade era a mais simples possível: transmitir um sinal audível que não continha informação. Após 8 anos, em 1965, os Estados Unidos lançaram o primeiro satélite comercial voltado para comunicações. Esse satélite deu início à série INTELSAT, ficando conhecido como

"*Early Bird*" ou INTELSAT 1. Esses primeiros satélites eram muito caros e possuíam baixa capacidade de transmissão. À medida que a tecnologia foi avançando, técnicas de reutilização de frequência e de amplificação de sinal foram possibilitando a viabilidade econômica da comunicação satelital.

Durante um longo tempo, o Brasil seguiu dependente do aluguel de satélites internacionais. Visando a independência nesse ramo, a empresa Embratel, que até então era estatal, decidiu contratar a empresa canadense "*Spar Aerospace*" para construir um satélite que seria de gerência da Embratel. Em 1985, o Brasilsat A1 foi lançado na base de Kourou, na Guiana Francesa, e posicionado em órbita geoestacionária. Esse satélite tinha o objetivo de proporcionar o serviço de telecomunicações e foi importante no processo de interiorização das telecomunicações em ampla escala [17].

Após 8 anos, o primeiro satélite totalmente brasileiro foi lançado no espaço. O satélite SCD-1 foi projetado, construído e operado pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) e sua expectativa de vida era de apenas um ano, mas segue em operação até hoje, apesar de suas limitações. Ao contrário do Brasilsat A1, o SCD-1 possui uma inclinação de 25° em relação ao plano equatorial e não tem como objetivo oferecer serviços de telecomunicação, mas a coleta de dados ambientais [18] [19].

Inicialmente, o grande diferencial desse tipo de comunicação era ligar dois pontos sem a necessidade de cabos. Isso tornou possível a transmissão intercontinental de dados, como, por exemplo, o satélite INTELSAT 1 foi capaz de conectar a América do Norte à Europa. Com a diminuição do diâmetro das antenas, começou-se a explorar, também comunicações com mais de um usuário, podendo haver um transmissor e vários receptores fixos, vários transmissores e um receptor ou um sistema de dois caminhos em que os usuários podem receber informações de uma central ou transmitir para a mesma central. Esse tipo de rede multiponto ficou conhecida como rede VSAT (Very Small Aperture Terminals).

A comunicação satelital não tem como competir com a eficácia de sistemas de comunicação a cabo, uma vez que a potência destes não precisa ser tão elevada. Além disso, comunicações satelitais são mais caras devido ao elevado custo na construção e lançamento dos satélites. Entretanto, esse tipo de comunicação possibilita transmissões para regiões rurais, onde não há acesso a redes cabeadas. Ademais, a principal vantagem desse tipo de rede é a capacidade de atuar em terminais móveis. Levando em consideração outros tipos de redes sem fio, a grande vantagem em utilizar satélites é aumentar a visada, uma vez que não se tem tantos obstáculos obstruindo a transmissão quanto em redes terrestres de micro-ondas.

2.3 Configuração do Sistema Satelital

Um sistema satelital é composto por três segmentos, como pode ser visto na Figura 2.1. O segmento terreno diz respeito às estações de tráfego do sinal na Terra, podendo ser terminais de usuários finais, centrais de recepção (*hub*) ou centrais de transmissão (*feeder*). Já o segmento espacial diz respeito aos satélites, os quais podem se comunicar com estações terrestre ou com os

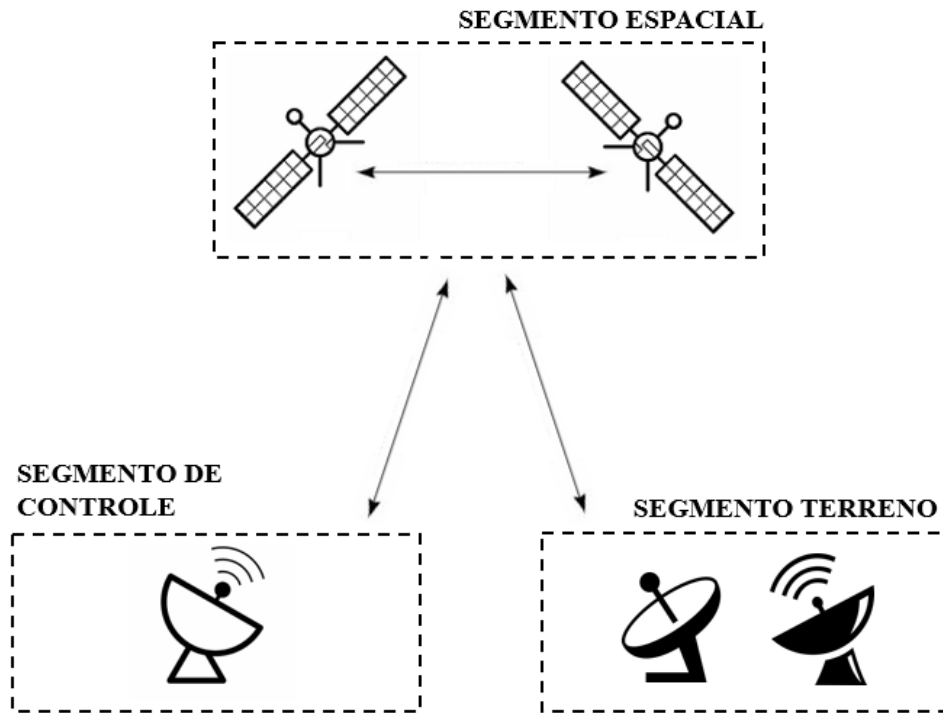


Figura 2.1: Esquemático representando os segmentos de comunicações satelitais.

demaís satélites. Por fim, o segmento de controle é o segmento responsável por cuidar e monitorar o satélite, não estando, assim, envolvido com serviços. Esse segmento é extremamente importante para manter o satélite nas condições projetadas (altitude, posição e inclinação), garantindo que o serviço opere.

2.3.1 Segmento Terreno

Conforme supracitado, o segmento terreno é composto pelas estações terrestres: *hub*, *feeder* e terminais. Essas estações podem ser classificadas de acordo com seu tamanho [20]:

- Estações terrestres grandes: Possuem antenas com diâmetro entre 10 e 60 metros. Esse tipo de antena possui maior capacidade de tráfego, uma vez que essa característica depende do tamanho do diâmetro.
- Estações terrestres pequenas: Possuem antenas com diâmetro entre 1 e 10 metros. É o tipo de antena mais comum em redes residenciais, como serviços de televisão.
- Estações terrestres muito pequenas: Possuem antenas com diâmetro entre 30 e 90 centímetros. Esse tipo de estação é conhecida como VSAT, como já citado. Estações menores são chamadas de USAT (*Ultra-small aperture terminal*).

Além da classificação a respeito do tamanho, as estações terrestre também podem ser classificadas de acordo com a mobilidade da estação [3]:

- Fixo: Terminais projetados para comunicar em uma posição fixa e, por isso, não se move

em momento algum. Dessa forma, o apontamento da antena será sempre o mesmo, considerando órbitas geo-estacionárias. Por exemplo, terminais de redes residenciais para serviços de televisão.

- Transportável: Terminais que podem mudar de posição, mas que não comunicam enquanto estão em movimento. Devido à mudança de posição, o terminal deve ser capaz de alterar o apontamento da antena. Por exemplo, transmissão ao vivo de shows em uma turnê.

- Móvel: Terminais projetados para comunicar com o satélite enquanto está em movimento. O maior desafio desse tipo de terminal é o ajuste contínuo no apontamento da antena. Esse é o tipo de terminal a ser abordado no projeto e maiores detalhes serão abordados no Capítulo 3 - Arranjo de Antenas.

As estações terrestres são responsáveis pelo apontamento da antena e por todo processo de recepção e transmissão. Assim, para a transmissão, ela é responsável por toda cadeia, como modulação, amplificação e multiplexação, se for o caso. Já para recepção, também é responsável por toda cadeia, como demodulação, filtragem e demultiplexação.

2.3.2 Segmento Espacial

O satélite é o principal componente nesse tipo de comunicação e, para ser capaz de transmitir em distâncias tão longas, ele deve ser capaz de amplificar o sinal de forma significativa. O ganho nessa etapa está entre 100 e 130 dB. Existem duas formas de lidar com o sinal: apenas amplificar ou regenerar. A primeira é a mais comum, são os satélites transparentes, os quais apenas repetem o sinal. O sinal é recebido, filtrado e amplificado. Já a segunda, satélites regenerativos, é mais cara, mas diminui a taxa de erro de bit. A largura de banda total é dividida em diversos canais, chamados transponder e cada um desses canais possui um sistema de amplificação ou regeneração, conforme citado.

Atualmente, os satélites possuem mais de um feixe, de forma a aumentar a área de cobertura total, como pode ser visto na Figura 2.2. Em órbitas não geo-estacionárias, o satélite está em movimento em relação à Terra e, por isso, a área de cobertura também estará. Assim, para esses casos há diferença entre a área de cobertura instantânea e a área de cobertura a longo prazo. Em sistemas de transmissão em tempo real, como é o caso desse projeto, é necessário que determinada área esteja coberta o tempo todo, seja por um satélite geo-estacionário ou pelo uso de mais de um satélite.

Para garantir o serviço contínuo é comum utilizar mais de um satélite. Essa redundância é comum para evitar falhas e ter outras alternativas em caso de fim da vida útil. A confiabilidade do satélite analisa a probabilidade de colapso do sistema de acordo com as probabilidades de falha de cada equipamento e os mecanismos de redundância que são empregados. A vida útil se distingue da confiabilidade, pois não diz respeito a falha do sistema e sim à capacidade do satélite se manter em posição adequada à continuidade do serviço.

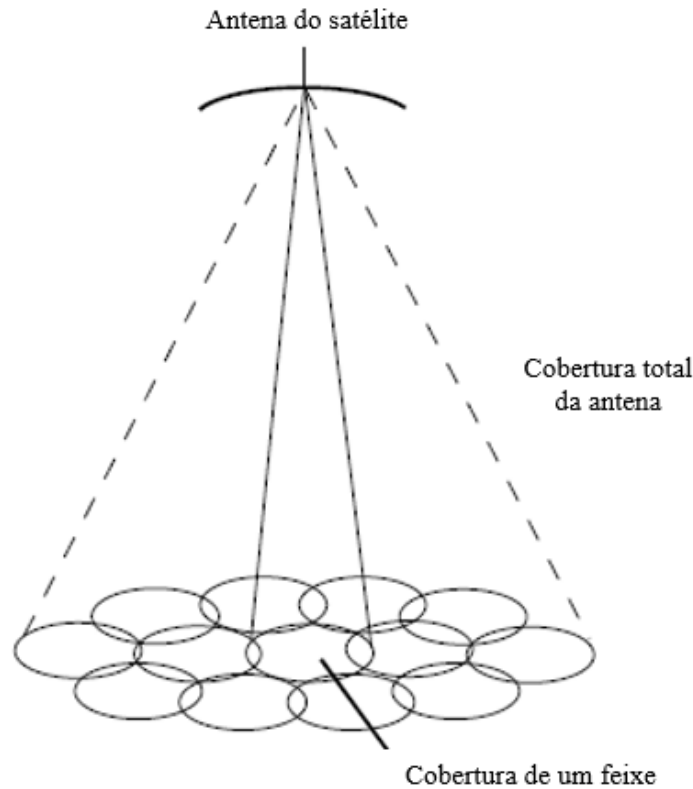


Figura 2.2: Área de cobertura de um satélite. Adaptado de [1]

2.4 Enlaces

O processo de transmissão, desde a saída do transmissor até o receptor pode passar por dois ou mais enlaces. Os enlaces podem ser: de subida, de descida ou entre satélites. O sistema em análise envolve apenas um satélite, de forma que não há enlace entre satélites, conforme a Figura 2.3. Como pode ser visto, o sistema é bidirecional e os terminais são capazes de receber e transmitir, formando, assim, um enlace direto e um enlace de retorno. O enlace direto é o enlace que tem origem em uma central, partindo para o satélite e tendo como destino o terminal. Já o enlace de retorno parte do terminal do usuário até a central.

2.4.1 Relação Sinal-Ruído de um Enlace

O parâmetro mais importante na análise do desempenho do enlace é a relação sinal-ruído (SNR). A qualidade do serviço depende da SNR e em comunicações digitais é possível obter a taxa de erro de bit a partir da relação sinal-ruído, de acordo com a modulação empregada. Essa relação é dada pela razão entre a potência do sinal modulado recebido e a potência de ruído na banda de transmissão. Desse modo, a SNR de um enlace é calculada pela equação (2.1), em que P_R representa a potência recebida pelo receptor e P_N representa a potência de ruído somada ao sinal transmitido.

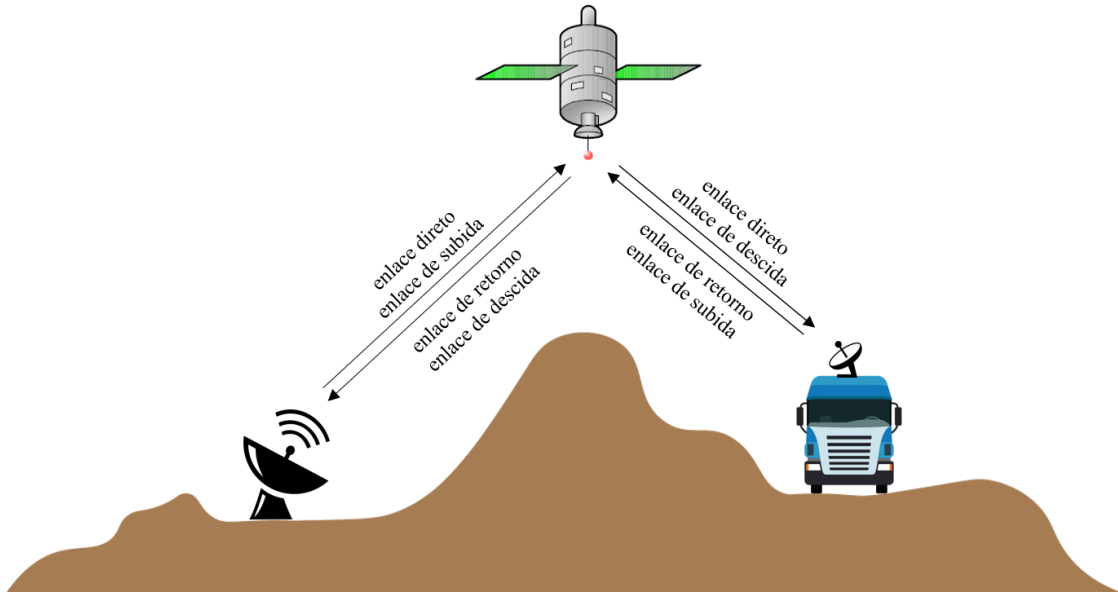


Figura 2.3: Enlaces em comunicação satelital bidirecional

$$SNR = \frac{P_R}{P_N} \quad . \quad (2.1)$$

Durante o processo de transmissão, existem vários obstáculos que podem implicar em perdas e atenuações na potência do sinal, como: perda no espaço livre, atenuação por gases atmosféricos, atenuação por chuva e espalhamentos [21]. Conseqüentemente, para obter a potência recebida deve-se levar em consideração todas as perdas e ganhos a que a potência transmitida está sujeita. Já a potência de ruído, a qual é adicionada ao sinal, tem duas origens: a captação pela antena receptora de radiação de outros corpos e o ruído gerado por componentes eletrônicos no processo de recepção. O cálculo de ambos os parâmetros será desenvolvido em maior detalhes no Capítulo 6 - Viabilidade de Projeto.

A relação sinal-ruído total de uma comunicação unidirecional depende da SNR de cada trecho. Assim, tendo como referência a Figura 2.3, a relação sinal-ruído do enlace direto variará conforme a SNR do enlace de subida (estação terrena - satélite) e a SNR do enlace de descida (satélite - terminal móvel). Para sistemas com satélites transparentes, como é o caso do satélite Star One C1, a relação sinal-ruído total em uma direção é dada pela equação (2.2).

$$\frac{1}{(SNR)_{total}} = \frac{1}{(SNR)_{subida}} + \frac{1}{(SNR)_{descida}} \quad . \quad (2.2)$$

A relação para a SNR total do sistema, assemelha-se à relação de um resistor equivalente a dois outros resistores em paralelo. De forma análoga, a relação sinal-ruído total é definida pelo enlace com menor SNR, de forma que mesmo tendo um enlace com SNR elevada, o resultado total do sistema pode ser abaixo do necessário.

2.4.2 Múltiplo Acesso

Redes com enlaces bidirecionais que envolvem várias estações terrestres necessitam de técnicas de múltiplo acesso para que as estações terrestres possam compartilhar os recursos do mesmo transponder alocado ao sistema. Os principais métodos são: FDMA, TDMA e CDMA; e o tipo de multiplexação deve ser escolhido com base nos requisitos do sistema de comunicação, nas estações terrestres e na tecnologia disponível [22].

O Múltiplo Acesso por Divisão de Frequência (FDMA) é a técnica mais difundida nos sistemas de telecomunicações e quase todo sistema utiliza essa técnica para gerenciar o espectro disponível. Para garantir o acesso por vários terminais, a banda de transmissão é dividida pelos usuários e a transmissão pode acontecer de forma simultânea, mas em frequências diferentes, como pode ser visto na Figura 2.4. De forma a evitar interferência, é comum utilizar uma banda de guarda entre duas portadoras, garantindo, assim, que os sinais não irão se sobrepor. Além disso, o sinal deve ser filtrado de modo a garantir que sua banda não seja maior do que a largura do canal e não invada canais vizinhas.

A segunda técnica é a de Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo (TDMA), a qual só é empregada em sistemas digitais. Essa restrição se deve ao fato de que a multiplexação é realizada pela divisão do tempo de transmissão, ou seja, cada usuário é capaz de transmitir os bits em um momento previamente determinado do quadro de transmissão. Ao contrário da técnica anterior, o TDMA torna possível a transmissão de mais de um sinal na mesma banda, mas em tempos diferentes, como pode ser visto na Figura 2.5. O TDMA é muito empregado em sistemas de telefonia e transmissão de sinais de voz.

Por fim, o Múltiplo Acesso por Divisão de Código (CDMA) é o mais diferente dos anteriores, uma vez que permite a transmissão de sinais na mesma frequência e ao mesmo tempo, conforme a Figura 2.6. Esse tipo de comunicação começou a ser desenvolvida para fins militares, de modo a proteger a comunicação por códigos, mas devido à sua grande utilidade, ganhou o comércio também.

O funcionamento desse tipo de multiplexação é baseado no espalhamento espectral por meio de um código. O sinal é multiplicado por um código pseudoaleatório com uma taxa de transmissão de bit n vezes maior do que a do sinal. O sinal na saída do misturador será um sinal com uma largura de banda também n vezes maior. Apesar de parecer aleatório, ao chegar ao receptor, ele é novamente multiplicado pelo mesmo código, e assim é possível recuperar o sinal original. Uma vez que esse sinal é espalhado espectralmente, é possível transmitir vários outros sinais no mesmo canal e ao mesmo tempo, pois só uma portadora será recuperada e as demais irão interferir no sistema tanto quanto o ruído. O CDMA, entretanto, não possui uma capacidade de transmissão ilimitada, visto que com uma determinada quantidade de portadoras, a interferência do próprio sistema será suficiente para inviabilizar a comunicação [22].

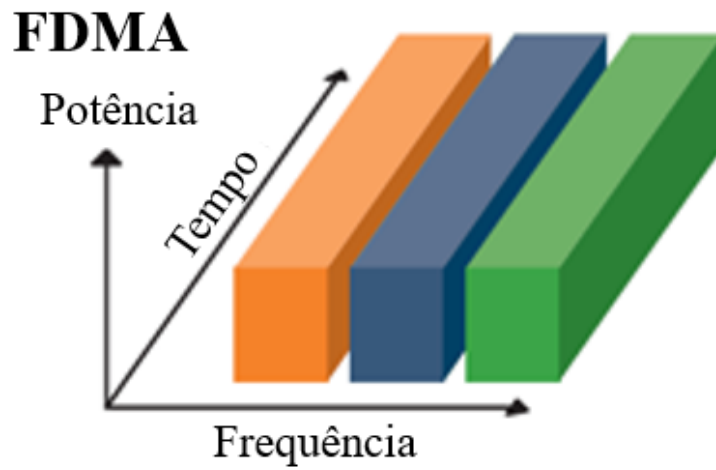


Figura 2.4: Esquemático representando a técnica de FDMA. Adaptado de [2].

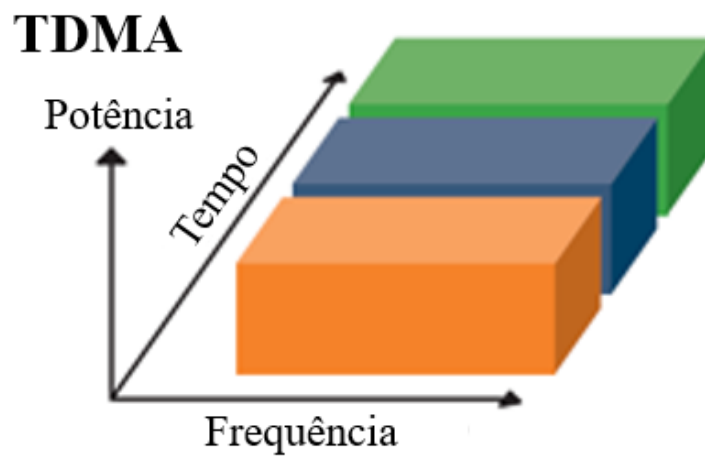


Figura 2.5: Esquemático representando a técnica de TDMA. Adaptado de [2].

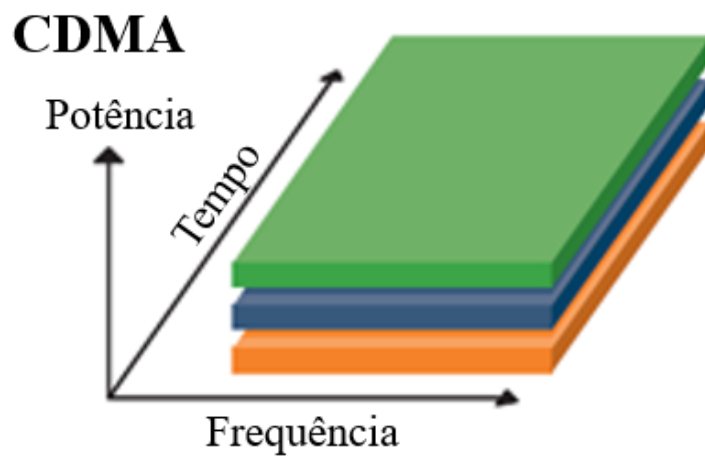


Figura 2.6: Esquemático representando a técnica de CDMA. Adaptado de [2].

2.5 Tipos de Órbitas

A órbita de um satélite diz respeito a trajetória que ele percorre em relação à Terra. À medida que a distância entre a Terra e o satélite aumenta, a velocidade do satélite é menor e, por isso, ele se move mais lentamente. Existem diversos tipos de órbitas e as principais são:

- Órbita elíptica inclinada em relação ao plano equatorial: Esse tipo de órbita facilita a comunicação satelital em regiões de latitude mais elevadas, devido sua inclinação. Além disso, por ser elíptica, a trajetória possui dois pontos relevantes: o apogeu, ponto de maior distância da Terra, no qual a velocidade do satélite será menor, e o perigeu, ponto de menor distância da Terra. Nesse tipo de satélite costuma-se usar a inclinação de 64° por ser bem estável com relação às irregularidades gravitacionais da Terra. Ademais, essa inclinação permite uma cobertura por um maior tempo de regiões de maior latitude durante seu apogeu. Assim, pode-se evitar elevados ângulos de elevação (próximo ao horizontal) nas zonas temperadas do planeta, o que evita bloqueio da transmissão por possíveis obstáculos, como edifícios.

- Órbita baixa da Terra: São órbitas conhecidas como LEO e podem estar a centenas de quilômetros da Terra. Ao contrário da órbita anterior, a trajetória desse tipo de órbita é circular e não elíptica. A órbita mais comum é a órbita polar, a qual possui uma inclinação de 90° em relação ao plano equatorial, principalmente para sistemas satelitais de monitoramento meteorológico e imageamento do planeta. Esse tipo de órbita tem o período em torno de 1 hora e 30 minutos e garante uma cobertura a longo prazo de todo globo terrestre, devido a combinação do movimento terrestre e do movimento satelital.

- Órbita média da Terra: Semelhante às órbitas LEO, as órbitas médias também são circulares, mas a uma maior distância da Terra. Essa órbita, conhecida como MEO, pode estar entre 10.000 e 20.000 quilômetros de distância da Terra, possuindo um período orbital maior do que no caso anterior. Satélites de navegação como o sistema de GPS (Global Positioning System) geralmente estão em órbitas MEO e conseguem fazer uma cobertura do globo terrestre com uma constelação de 10 a 15 satélites.

- Órbita geoestacionária: Esse é o tipo de órbita mais popular, na qual o satélite possui 0° de inclinação (plano equatorial). O período desse tipo de órbita é o mesmo período de rotação da Terra, o que resulta em uma velocidade relativa nula, aparentando estar parado. Assim, é possível transmitir em tempo real a qualquer momento na área de cobertura. O satélite nessa órbita circular está a uma distância de 35.786 quilômetros da Terra.

A escolha da órbita depende do tipo de comunicação, resistência à interferência e da capacidade de lançamento. A área de cobertura de um satélite é dada por um cone, então quanto mais distante da Terra, maior será essa área. Órbitas geoestacionárias permitem uma maior área de cobertura de forma contínua e órbitas baixas possuem uma limitação na área de cobertura em determinado tempo. Além da área de cobertura, a região que deverá ser coberta também é importante. Regiões de maior latitude exigem órbitas inclinadas de forma a garantir ângulos de elevação menores (próximos ao ângulo zenital), o que não é possibilitado em órbitas geoestacionárias.

Outra característica que deve ser considerada é o tempo de atraso na comunicação devido

ao tempo de propagação. Em órbitas geoestacionárias, por estarem mais distantes, o tempo de propagação entre uma estação terrestre e outra é de, aproximadamente, um quarto de segundo. Assim, se o objetivo é reduzir ao máximo o tempo de atraso, deve-se cogitar órbitas baixas. Por fim, a robustez frente a interferência é outro quesito relevante. Uma vez que a órbita geoestacionária é popular e limitada, muitos satélites são lançados próximos e, por operarem na mesma faixa de frequência, a interferência provocada por demais transmissões podem ser elevadas. Isso se deve pela restrição das bandas de transmissão designada para comunicações satelitais por agências reguladoras.

2.6 Ângulo de Apontamento em Órbitas Geoestacionárias

De forma a garantir o maior ganho na direção do satélite de interesse e menor interferência nos satélites vizinhos, deve-se alinhar a antena com o satélite. Para comunicações fixas em órbitas geoestacionárias, esse procedimento é simples por não haver movimentação, uma vez que não há necessidade de ficar corrigindo o apontamento à medida que o tempo passa. A Figura 2.7 ilustra a posição e os parâmetros de interesse para calcular o ângulo de apontamento da antena da estação terrestre para o satélite em órbita geoestacionária. Para isso, faz-se necessário dividir o ângulo de apontamento em duas componentes: o ângulo de elevação, formado pelo eixo do apontamento e o eixo de coordenadas Z, e o ângulo de azimute, formado pela projeção do eixo de apontamento no plano XY e o eixo de coordenadas X.

As variáveis mostrados na Figura 2.7 estão relacionadas abaixo:

- Posição da estação terrestre: ES
- Posição da projeção do satélite sobre a Terra: SS
- Posição do satélite: S
- Latitude da estação terrestre: λ_E
- Longitude da estação terrestre: ω_E
- Longitude da da projeção do satélite sobre a Terra: ω_{SS}
- Distância entre ES e S: D
- Raio da Terra: $R = 6.371 \text{ km}$
- Altitude da órbita geoestacionária: $h = 35.786 \text{ km}$
- Ângulo longitudinal entre ES e S: $B = \omega_{SS} - \omega_E$
- Ângulo visto do centro da Terra entre ES e SS: b

É possível calcular o ângulo de elevação (θ) por meio do triângulo formado pela estação terrestre, pelo centro da Terra e pelo satélite. Assim, pela lei dos senos para triângulos, temos a seguinte relação:

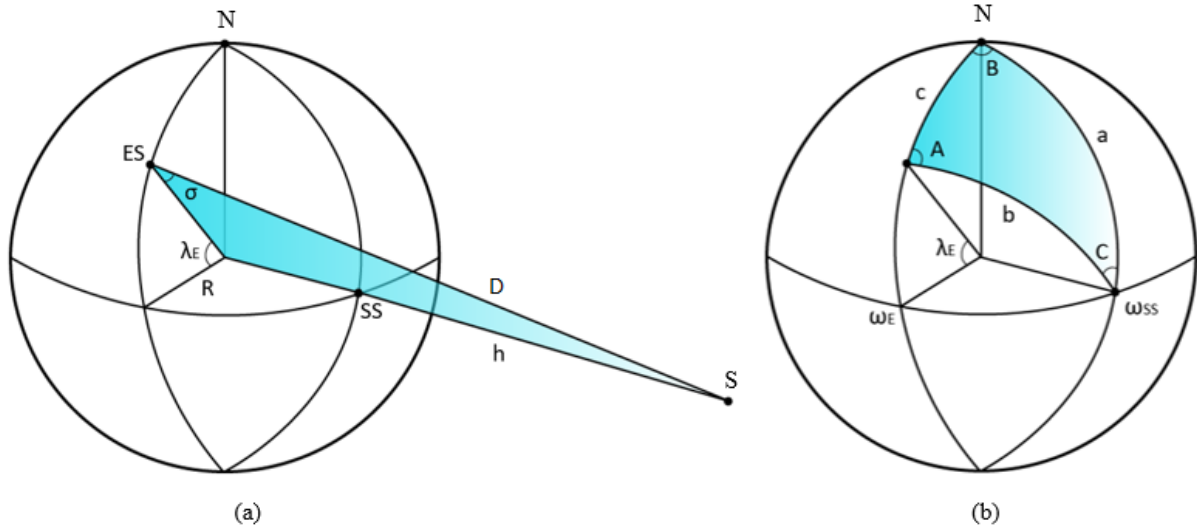


Figura 2.7: Parâmetros para o cálculo da linha orbital geostacionária. (a) Análise de triângulo para cálculo do ângulo de elevação. (b) Análise de arcos de grandes círculos para cálculo do ângulo de azimute.

$$\frac{D}{\text{sen}(b)} = \frac{R+h}{\text{sen}(\sigma)} \quad (2.3)$$

Como o ângulo σ é suplementar ao ângulo de elevação,

$$\text{sen}(\sigma) = \text{sen}(180 - \theta) = \text{sen}(\theta) \quad (2.4)$$

Consequentemente,

$$\theta = \arcsen\left(\frac{R+h}{d} \cdot \text{sen}(b)\right) \quad (2.5)$$

Entretanto, para calcular numericamente o ângulo de elevação, é necessário calcular as variáveis D e b. Aplicando a lei dos cossenos no mesmo triângulo, é possível estabelecer uma relação entre essas variáveis, da seguinte forma:

$$D = \sqrt{(R+h)^2 + R^2 - 2R(R+h) \cos(b)} \quad (2.6)$$

Por fim, pode-se obter uma relação para b, a partir da Figura 2.7b utilizando identidades trigonométricas esféricas:

$$\cos(b) = \cos(c) \cdot \cos(a) + \text{sen}(c) \cdot \text{sen}(a) \cdot \cos(B) \quad (2.7)$$

Como a projeção do satélite sobre a Terra é no plano equatorial, $a = 90^\circ$. Além disso, temos que $c = 90^\circ - \lambda_E$, o que resulta em:

$$b = \arccos (\cos (B) \cdot \cos (\lambda_E)) \quad . \quad (2.8)$$

De forma semelhante, aplicando a lei dos senos da trigonometria esférica,

$$\frac{\text{sen} (\phi)}{\text{sen} (a)} = \frac{\text{sen} (B)}{\text{sen} (b)} \quad . \quad (2.9)$$

Para estações terrestre localizadas no hemisfério sul, o ângulo A será equivalente ao ângulo de azimute (ϕ), resultando em

$$\phi = \arcsen \left(\frac{\text{sen} (B)}{\text{sen} (b)} \right) \quad . \quad (2.10a)$$

E para estações terrestres localizadas no hemisfério norte,

$$\phi = 180^\circ - \arcsen \left(\frac{\text{sen} (B)}{\text{sen} (b)} \right) \quad . \quad (2.10b)$$

2.7 Agências Reguladoras

Conforme já foi dito, como todo outro setor, em telecomunicações também existem agências reguladoras de forma a garantir o uso eficiente do espectro de radiofrequência, seja em comunicações terrestres ou satelitais. Assim, essas agências tem o dever de fiscalizar, normatizar e regularizar o uso do espectro, bem como de incentivar pesquisas na área de telecomunicações. Existem dois níveis de regularização: internacional e doméstico. Em escala global, a responsável por essas atividades é a União Internacional de Telecomunicações (ITU) e no Brasil esse serviço é de responsabilidade da Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL).

2.7.1 União Internacional de Telecomunicações

A ITU é uma organização formada por mais de 190 Países-membros e sua sede é localizada em Genebra, mas com escritórios em todo mundo. Seu trabalho pode ser dividido em três setores, de acordo com [23]:

- Setor de Normatização (ITU-T): Elaboração de normas para o alinhamento sobre as novas tecnologias em desenvolvimento, garantindo que funcionem e que estejam integradas ao sistema de comunicação estabelecido. Dessa forma, o trabalho desse setor é realizado em conjunto com os principais representantes do setor industrial.

- Setor de Radiocomunicações (ITU-R): Também inclui a elaboração de normas, mas voltadas para a utilização eficaz do espectro de radiofrequência e não para integração. Esse setor também é responsável por realizar estudos acerca de radiocomunicações e alocação de frequência.

Tabela 2.1: Principais bandas de frequências e características de cada uma

Faixa de Frequência	Banda	Características
4 - 6 GHz	C	Bandas ocupadas por antigos sistemas satelitais. É uma banda menos imune a interferência devido ao largo uso, inclusive em sistemas terrestres.
7 - 8 GHz	X	Banda exclusiva para uso militar e governamental.
12 - 14 GHz	Ku	Banda utilizada por sistemas mais novos. Apesar da menor interferência por outros sistemas, essa banda possui uma maior atenuação por chuva.
20 - 30 GHz	Ka	Banda com maior largura de banda disponível e pouco utilizada. É possível transmitir com taxas elevadas, mas a atenuação por chuva é ainda maior

- Setor de Desenvolvimento das Telecomunicações (ITU-D): Difusão do conhecimento e do acesso aos serviços. Para isso, o setor está sempre em busca de mobilizar recursos técnicos, humanos e financeiros para garantir o direito à comunicação.

De forma a regularizar a utilização de espectro, a ITU faz a atribuição de faixas de frequência, ou seja, separa todo o espectro em faixas que são destinadas a utilizações específicas. Esse tipo de medida visa minimizar a interferência nas comunicações, causadas por outras transmissões (satelitais ou terrestres) na mesma banda de frequência. A Tabela 2.1 apresenta as principais bandas de frequência atribuídas pela ITU e as características de cada uma delas.

Por fim, a banda de frequência de um determinado sistema é determinada pelo tipo de serviço oferecido e pela localização do satélite e das estações terrestres. Conforme foi dito, essas bandas são para utilizações específicas de acordo com o tipo de serviço, então um sistema só pode operar nas bandas na qual aquele tipo de serviço é determinado. Esses serviços podem ser fixos, móveis, entre satélites, de exploração da Terra, de pesquisas espaciais, de radioamador, dentre outros.

A localização também é um aspecto importante porque essas regiões são tratadas como desconexas. Isso se dá pelo fato de que sistemas em diferentes regiões não afetarão uns aos outros, uma vez que estão suficientemente afastados geograficamente. Esse tipo de abordagem é conhecida como reutilização de frequência, na qual uma célula não será afetada por outra célula distante que opera na mesma frequência. A ITU divide o globo em três regiões: a primeira formada pela Europa, Oriente Médio, Rússia e África; a segunda formada pelo continente americano; e a terceira formada pela Ásia e Oceania. Essa divisão pode ser vista na Figura 2.8.

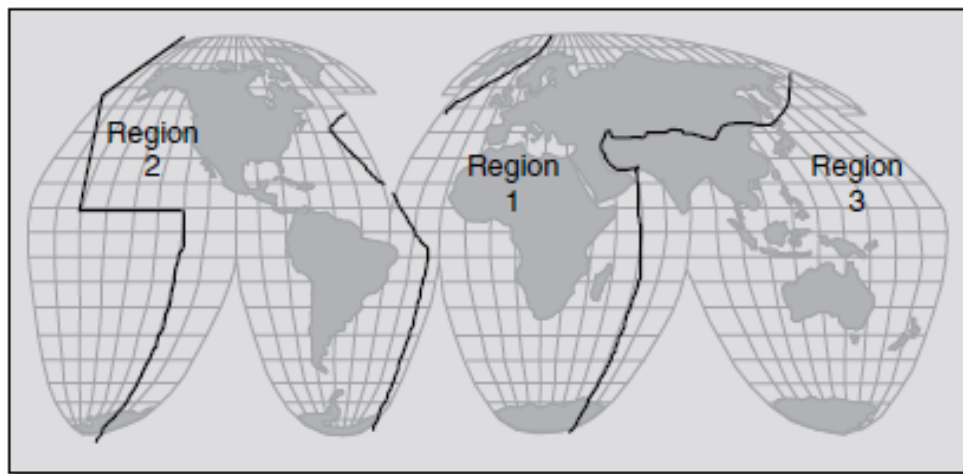


Figura 2.8: Divisão do globo terrestre em regiões pela ITU. Extraído de [3]

2.7.2 Agência Nacional de Telecomunicações

Apesar da ITU possuir diversas normas e recomendações, ela não tem nenhum poder de execução a nível local. Essas recomendações são avaliadas por cada país e cada um é responsável por criar suas próprias regulamentações. Uma vez que o Brasil é um país-membro, ele segue as recomendações da ITU, mas possuem seu próprio órgão fiscalizador, a ANATEL. Dessa forma, cabe a ANATEL estabelecer as recomendações que regularizam o sistema de telecomunicações no Brasil e punir sistemas que estão em desacordo com o regulamentado.

A ANATEL foi a primeira agência reguladora instalada no Brasil, em 1997, e é independente administrativamente e financeiramente do governo [24]. Sua inauguração marcou a transição do Estado de provedor para regulador do sistema de telecomunicações. Desde então, a agência publica diversas resoluções regulamentando o sistema de comunicações terrestres e satelitais. Atualmente, a resolução em vigor que regulamenta o projeto, operado em banda Ku, é a Resolução nº 288, de 21 de janeiro de 2002. Ela é responsável por aprovar normas de condições de operação de satélites geoestacionários em banda Ku com cobertura sobre o território brasileiro [25]. Essa resolução define as frequências utilizadas em cada enlace e características que devem ser seguidas por estações terrestres transmissoras, receptoras e por estações espaciais. Suas determinações serão abordadas e debatidas no Capítulo 6 - Viabilidade de Projeto, bem como as conclusões a respeito do atendimento às exigências.

2.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um panorama geral sobre redes de comunicação por satélite e seu funcionamento. É possível perceber que houve um grande avanço tecnológico nessa área e que esse tipo de comunicação foi responsável por conectar pessoas em regiões distantes que não tinham acesso a sistemas de comunicação. E é por esse carácter de atingir até mesmo regiões menos povoadas que o atual projeto (voltado para o rastreamento de automóveis) optou por comunicação

satelital, uma vez que se faz necessário garantir o serviço em todo Brasil e com maior confiabilidade.

No próximo capítulo serão abordados conceitos a respeito de antenas e arranjos de antena. Uma vez que o estudo é focado em terminais móveis, a antena deve ser capaz de adequar o apontamento de acordo com a posição do terminal. Assim sendo, o Capítulo 3 - Arranjo de Antenas fará uma descrição de como o apontamento pode ser controlado e quais as vantagens desse tipo de configuração.

Capítulo 3

Arranjo de Antenas

3.1 Introdução

O Capítulo 2 apresentou as principais características e conceitos de um sistema de comunicação satelital, bem como agências que regulam esse mercado.

Nesse capítulo são abordados conceitos sobre antenas e arranjos de antenas, os quais auxiliam no esclarecimento de como é feito o apontamento de um terminal móvel para um satélite. Na Seção 3.2 - Parâmetros Básicos de Antenas apresenta-se os parâmetros básicos no estudo de antenas. Em seguida, o processo de apontamento, bem como a formação de um determinado feixe é debatido na Seção 3.3 - Formação de Feixes.

As demais seções debatem sobre algumas configurações de arranjos e os parâmetros importantes de cada um dos tipos. Dessa forma, a Seção 3.4 - Arranjo de dois elementos apresenta o desempenho de arranjos formados por dois elementos, a fim de introduzir o funcionamento de arranjos. Dando continuidade, a Seção 3.5 - Arranjo Linear também aborda o funcionamento de um arranjo linear, bem como o cálculo de parâmetros importantes para análise de desempenho. Por fim, discute-se arranjos retangulares na Seção 3.6 - Arranjo Retangular. Esses possuem um maior controle no apontamento e, por isso, é o tipo de arranjo a ser utilizado no projeto.

3.2 Parâmetros Básicos de Antenas

A fim de analisar o desempenho de uma antena, ou de um arranjo de antenas, é necessário definir alguns parâmetros básicos a partir dos quais essa análise é possível. As seções abaixo estão interrelacionadas e os conceitos são dependentes e importante para que se possa obter o diagrama de radiação da antena, bem como o ganho para cada ângulo de apontamento. Essas informações são importantes para as análises que serão feitas no Capítulo 6 - Viabilidade de Projeto.

3.2.1 Intensidade de Radiação

A intensidade de radiação de uma antena é dada como a potência radiada em uma direção pela unidade de ângulo sólido. Esse é um parâmetro de campo distante e é possível obtê-lo pela multiplicação da densidade de potência radiada pelo quadrado da distância [6]. A equação (3.1) mostra essa relação, em que U é a intensidade de radiação, r é a distância da antena até o ponto em questão e W é a densidade de potência radiada.

$$U(\theta, \phi) = r^2 W_{rad}(\theta, \phi) \quad . \quad (3.1)$$

Podemos, também, usar a lógica inversa e obter a potência radiada a partir da intensidade de radiação

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \cdot \text{sen}(\theta) \, d\theta \, d\phi \quad . \quad (3.2)$$

Como foi dito, a intensidade de radiação é um parâmetro que depende do ângulo de apontamento da antena. Entretanto, antenas isotrópicas possuem intensidade de radiação igual para qualquer direção, ou seja, constante (U_o). Dessa forma, temos que a potência radiada por uma antena isotrópica é dada pela equação (3.3).

$$P_{rad} = U_o \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \text{sen}(\theta) \, d\theta \, d\phi = 4\pi U_o \quad . \quad (3.3)$$

Pode-se escrever, também, a intensidade de radiação em função do campo elétrico, conforme a equação (3.4), na qual η representa a impedância intrínseca do meio e E representa o campo elétrico para campo distante.

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |E(r, \theta, \phi)|^2 \quad . \quad (3.4)$$

3.2.2 Diretividade

Um parâmetro importante na análise de desempenho de uma antena é a diretividade dela. Esse parâmetro mede o quanto a antena é capaz de concentrar a potência na direção de apontamento. A diretividade é a razão entre a intensidade radiada em uma direção e a intensidade radiada por uma antena isotrópica, conforme a equação (3.5).

$$D(\theta, \phi) = \frac{U}{U_o} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad . \quad (3.5)$$

Reescrevendo a equação de forma a relacionar a diretividade com o campo elétrico, temos:

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{P_{rad}} \cdot \frac{r^2}{2\eta} \cdot |E(r, \theta, \phi)|^2 \quad . \quad (3.6)$$

3.2.3 Ganho

O ganho de uma antena é um dos parâmetro mais importantes nos cálculos de desempenho do sistema, como a SNR do enlace. O ganho está muito relacionado à diretividade, mas, além de considerar a diretividade, considera a eficiência da antena. O ganho é razão entre intensidade radiada em determinada direção pela antena e a intensidade que seria radiada isotropicamente com a potência disponível na entrada da antena. Dessa forma, o ganho é dado pela equação abaixo, na qual a potência na entrada da antena é dada por P_{in} :

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad . \quad (3.7)$$

Analisando (3.5) e (3.7), é possível estabelecer uma relação entre elas conforme a equação (3.8).

$$G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi) \cdot \frac{P_{rad}}{P_{in}} = D(\theta, \phi) \cdot e_{cd} \quad . \quad (3.8)$$

A variável e_{cd} utilizada em (3.8) é a eficiência de radiação, definida como a razão entre a potência na entrada da antena e a potência radiada pela antena. A eficiência de radiação envolve as perdas de condução e dielétricas, as quais são difíceis de computar. Pode-se também, obter a eficiência de radiação pela equação (3.9), a qual equivale a uma divisão de potência entre a resistência R_L (perdas de condução e dielétricas) e a resistência R_R (resistência de radiação).

$$e_{cd} = \frac{R_R}{R_L + R_R} \quad . \quad (3.9)$$

Em geral, as antenas são construídas com eficiência de radiação muito elevada (próximo de 1). Assim sendo, nesse projeto será considerado o caso ideal, no qual a eficiência de radiação é igual a 1, o que implica no ganho ser igual a diretividade. Assim, para fins de projeto teremos:

$$G(\theta, \phi) \approx D(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{P_{rad}} \cdot \frac{r^2}{2\eta} \cdot |E(r, \theta, \phi)|^2 \quad . \quad (3.10)$$

3.2.4 Largura de Meia Potência

A largura de meia potência do feixe (HPBW) é dado como a largura angular na qual a intensidade de radiação é igual ou maior à metade do valor máximo. Ou seja, tomando um plano que passa pelo ponto de máximo do feixe (direção de apontamento), a largura de meia potência será igual ao ângulo formado pelas duas direções na qual a intensidade de radiação é metade do valor máximo, conforme a Figura 3.1. Assim como em filtros costuma-se usar a referência de 3 dB para a faixa de aceitação, pode-se adotar o mesmo procedimento, sendo a largura de meia potência a faixa em que se deseja trabalhar.

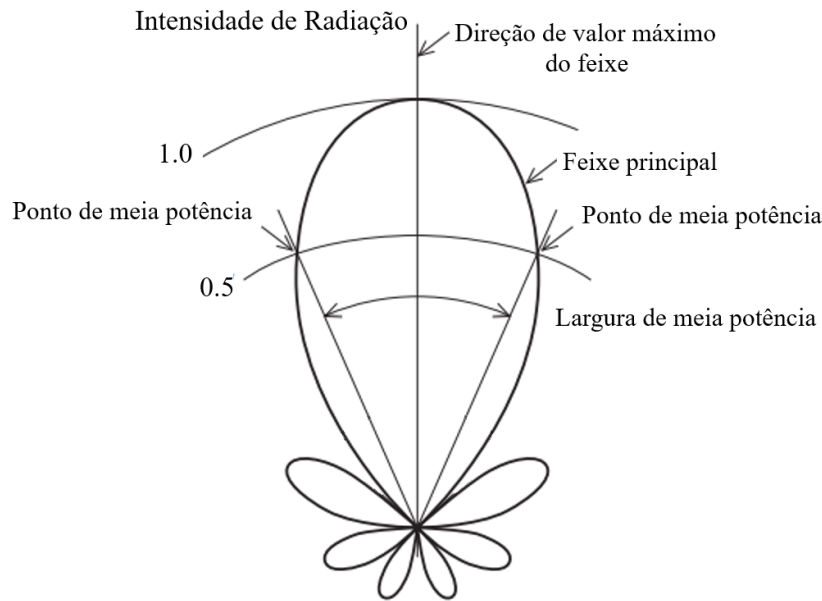


Figura 3.1: Corte de plano de máximo em um feixe, de forma a representar sua largura de meia potência. Adaptado de [4].

3.2.5 Temperatura da Antena

Por fim, a temperatura da antena é um parâmetro que depende do ganho da antena, mas também depende de outros fatores externos à antena, como os corpos que a rodeiam. Todo corpo com uma temperatura maior do que 0 K irradia energia. Essa energia pode ser representada por uma temperatura de brilho, a qual varia conforme o objeto. Assim sendo, para uma antena operando em recepção, essa energia emitida por diversos objetos é captada e esse sinal de ruído aparece nos terminais da antena em forma de temperatura da antena.

Essa temperatura é processada pela cadeia de recepção como um ruído e afeta o sinal que está sendo recebido. No Capítulo 6 - Viabilidade de Projeto é abordado o processo para se obter o valor desse parâmetro e como ele impacta o sistema e o desempenho do enlace.

3.3 Formação de Feixes

Uma vez que o projeto envolve terminais móveis para comunicação satelital, há uma necessidade de rastrear a posição do satélite e ajustar o feixe ao apontamento desejado. Esse ajuste pode ser feito de algumas maneiras, entretanto, para sistemas em banda Ku, o mais comum é usar um apontamento eletrônico, por evitar falhas mecânicas e ser facilmente corrigido. Dessa forma, o uso de arranjos de antenas é largamente empregado em comunicações móveis por permitir esse apontamento de forma eletrônica.

O arranjo de antenas consiste na utilização de duas ou mais antenas em um sistema de comunicação com o objetivo de aumentar a diretividade do sistema como um todo. Assim, o arranjo,

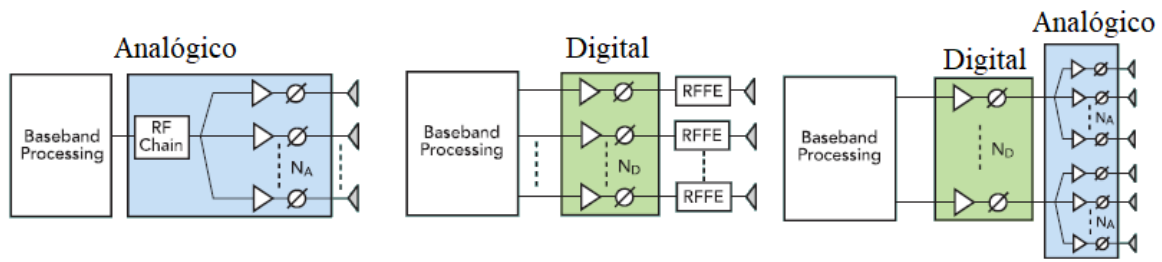


Figura 3.2: Formação analógica, digital e híbrida de feixe. Adaptado de [5].

formado por essas antenas, funciona como uma única antena, sendo capaz de transmitir com maior diretividade. Essa maior diretividade provém de interferências construtivas e destrutivas entre as ondas que estão sendo propagadas por cada elemento.

Esses arranjos podem operar pelo ajuste de 2 parâmetros: a amplitude e a fase de excitação de cada antena. Trabalhar com ajuste de amplitude encarece o terminal, seja em combinação com o ajuste de fase ou isolado, uma vez que se faz necessário o uso de amplificadores ou atenuadores para cada antena elementar. Dessa forma, o projeto trabalhará apenas com ajuste de fase por meio de defasadores, conhecido como *Phased Array*.

Quanto ao processo de defasagem, é possível classificar em 3 tipos: formação analógica, digital e híbrida. Esses três tipos de formação serão abordados nas próximas seções. A Figura 3.2 representa um esquemático do processo de cada uma das formações.

3.3.1 Formação Analógica de Feixes

A defasagem na formação analógica de feixes (ABF) pode ser realizada de 3 formas diferentes: no percurso de radiofrequência (RF), no percurso do oscilador local ou em banda base. A primeira é a mais popular, principalmente pelo baixo custo dos componentes envolvidos no processo, mas também pelo tamanho reduzido dos defasadores. Uma vez que o processo de defasagem já é realizado na frequência de operação, só é necessário o uso de uma cadeia de RF no sistema de recepção e transmissão. A grande desvantagem nesse tipo de ABF é o baixo desempenho dos defasadores, o acarreta em imprecisão na defasagem e elevada figura de ruído.

A defasagem no percurso do oscilador local exige o uso de uma cadeia de RF para cada antena elementar. Esse tipo de implementação surge como uma opção para a redução da figura de ruído dos defasadores, mas, em compensação, aumenta o consumo de energia e a complexidade, conforme o número de elementos do arranjo. A defasagem em banda base também requer o uso de uma cadeia de RF para cada elemento, mas é possível utilizar defasadores de maior precisão. A grande dificuldade nesse tipo de implementação está no tamanho dos defasadores e na complexidade.

3.3.2 Formação Digital de Feixes

A formação digital de feixes (DBF) possui um desempenho muito superior à do ABF por permitir uma maior flexibilidade em correções, na escolha e quantidade de feixes e pela maior

largura de banda. Além disso, a formação digital garante uma maior precisão na defasagem. O DBF requer uma cadeia de RF por antena elementar, assim como alguns tipos de ABF, e também conversores de dados o que implica em uma maior complexidade. Entretanto, alguns novos desenvolvimentos prometem reduzir a complexidade, a potência consumida e o custo do processo.

3.3.3 Formação Híbrida de Feixes

Formações híbridas de feixes utilizam ambas as tecnologias para formar o feixe desejado, utilizando, assim, dois estágios. As antenas elementares são, então, subdivididas em arranjos menores, conectadas ao processo digital de formação. O sinal de cada arranjo menor é somado de forma coerente na etapa digital. Apesar desse tipo de formação apresentar vantagens em relação ao ABF, seu desempenho é inferior ao DBF, inclusive pelo limitado número de feixes nesse tipo de formação.

3.4 Arranjo de dois elementos

A fim de introduzir o conceito de arranjo de antenas, será, inicialmente, abordado o caso de um arranjo com duas antenas operando com magnitudes de excitação iguais.

Nesse caso, o campo elétrico total do arranjo é dado pela soma do campo elétrico de cada antena, conforme a equação (3.11), na qual β é a defasagem na excitação das antenas e os demais parâmetros são representados na Figura 3.3.

$$E_T = E_1 + E_2 = E_o \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - \beta/2]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 + \beta/2]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\} . \quad (3.11)$$

Assumindo condições de campo distante, conforme a Figura 3.4, é possível reduzir a equação (3.11) para a equação (3.12), conforme [6].

$$E_T = \frac{E_o e^{-jkr}}{r} \cos \theta \left[e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \right] , \quad (3.12a)$$

$$E_T = \frac{E_o e^{-jkr}}{r} \cos \theta \cdot 2 \cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \right] . \quad (3.12b)$$

Dessa forma, o campo total produzido pelas antenas é equivalente ao campo produzido por uma antena, posicionada na origem, multiplicado por um fator conhecido como fator de arranjo (AF). Esse fator é dependente da geometria do arranjo e da defasagem de excitação. Para um arranjo com dois elementos e magnitude de excitação uniforme, o fator de arranjo é dado pela equação (3.13).

$$AF = 2 \cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \right] . \quad (3.13)$$

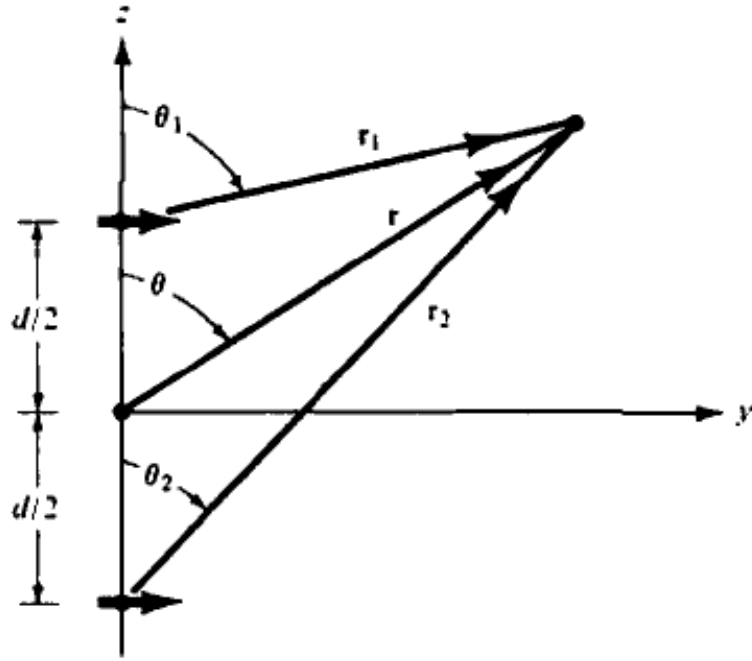


Figura 3.3: Campo elétrico formado por duas antenas. Retirado de [6].

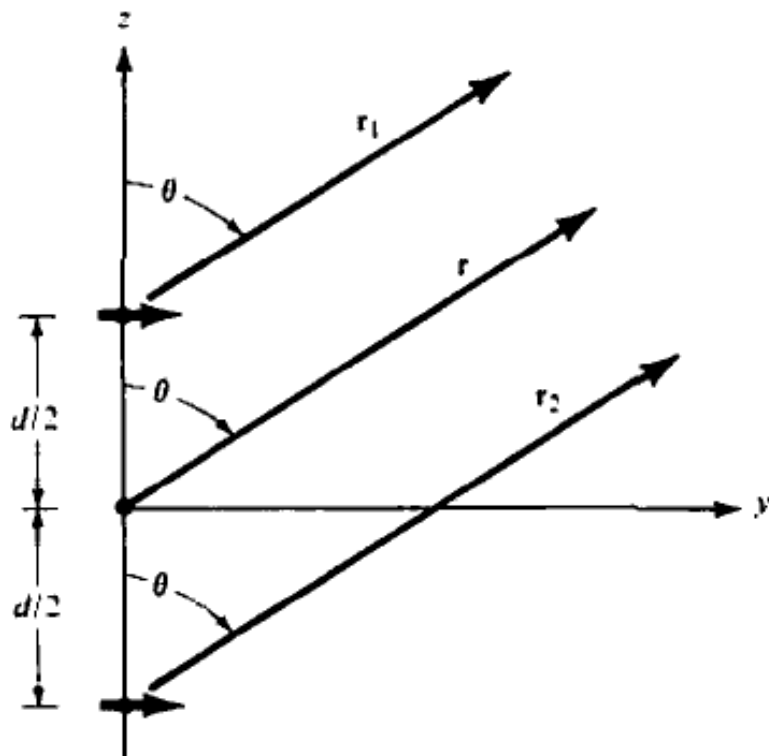


Figura 3.4: Análise do arranjo de duas antenas assumindo campo distante. Retirado de [6].

A relação entre o campo elétrico total e o campo elétrico produzido por uma única antena foi demonstrado para um arranjo uniforme de dois elementos, entretanto essa mesma relação é válida para qualquer tipo de arranjo, desde que os elementos sejam idênticos. A relação é válida, mas cada arranjo tem um fator de arranjo diferente, variando conforme o número de elementos, geometria do arranjo, defasagens e espaçamento entre elementos.

3.5 Arranjo Linear

Conforme supracitado, um arranjo de antenas é um agrupamento de antenas que operam em conjunto para transmitir um único sinal. Esse arranjo pode ter diversas configurações e uma delas é a linear. Arranjos lineares uniformemente espaçados são formados por antenas ao longo de um eixo e espaçados a uma mesma distância (d). Analisando dessa forma, pode-se perceber que a seção 3.4 trata de um caso específico de um arranjo linear e suas conclusões estão de acordo com o que será desenvolvido nessa seção.

3.5.1 Fator de Arranjo

De forma análoga à seção 3.4, o raciocínio pode ser reproduzido para arranjos lineares com mais de dois elementos. Para um arranjo linear com amplitude uniforme e que cada elemento é defasado em um ângulo β em relação ao anterior, pode-se representar conforme a Figura 3.5. Seguindo as aproximações que foram feitas para situação de campo distante em [6], o fator de arranjo desse sistema com N antenas é dado por:

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad , \quad (3.14a)$$

$$AF = \sum_{i=1}^N e^{+j(i-1)(kd \cos \theta + \beta)} = \sum_{i=1}^N e^{+j(i-1)\psi} \quad . \quad (3.14b)$$

A partir da expressão disponível na equação (3.14b), pode-se perceber que o fator de arranjo é obtido pela soma de exponenciais, as quais podem ser representadas por vetores. Assim, o fator de arranjo, o qual também pode ser representado por um vetor, possui um módulo e uma fase que podem ser controlados pela escolha de ψ .

A equação (3.14b) pode ser reescrita de outra forma, visando simplificar e compactar a relação. Assim, a equação (3.15) representa a mesma relação escrita a partir de senos [6].

$$AF = \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\text{sen} \left(\frac{1}{2} \psi \right)} \right] \quad . \quad (3.15a)$$

Para valores pequenos de ψ , é possível aproximar a relação por:

$$AF = \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \quad . \quad (3.15b)$$

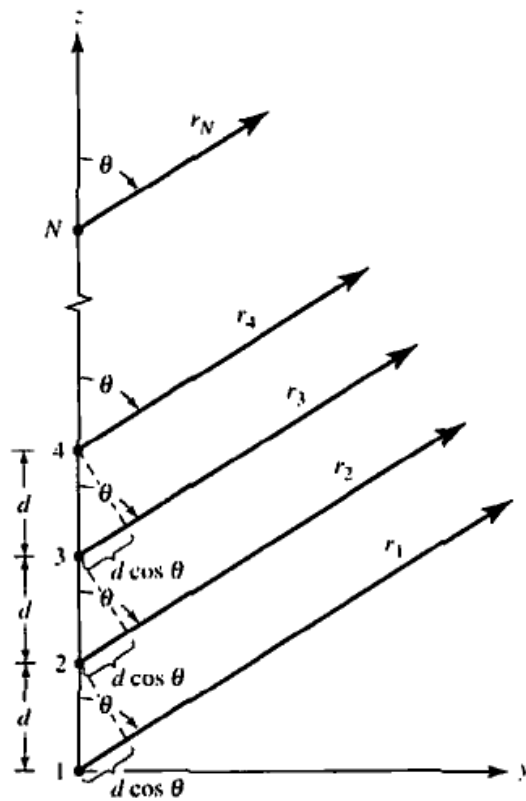


Figura 3.5: Análise do arranjo de N antenas assumindo campo distante. Retirado de [6].

A Figura 3.6 retrata graficamente a relação entre o ângulo de elevação e o fator de arranjo para um conjunto de 20 antenas dispostas ao longo do eixo Z, como na Figura 3.5.

3.5.2 Apontamento do Arranjo Linear

Uma das grandes vantagens no uso de arranjos é a possibilidade de ajustar a diretividade do conjunto, de forma eletrônica, garantindo que o maior ganho esteja na direção desejada. Para isso, o fator de arranjo deve ser máximo na direção de apontamento, o que pode ser controlado pela diferença de fase entre as antenas. De acordo com a equação (3.15b), o fator de arranjo será máximo quando ψ foi igual a 0. Dessa forma, assumindo um ângulo de apontamento θ_o , temos que β deve seguir a seguinte relação:

$$\psi = kd \cos \theta_o + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kd \cos \theta_o . \quad (3.16)$$

A Figura 3.7 representa o formato de um feixe gerado por um arranjo linear disposto ao longo do eixo Z. Esse feixe foi simulado para um arranjo com 20 elementos e apontamento para um ângulo de elevação de 25° .

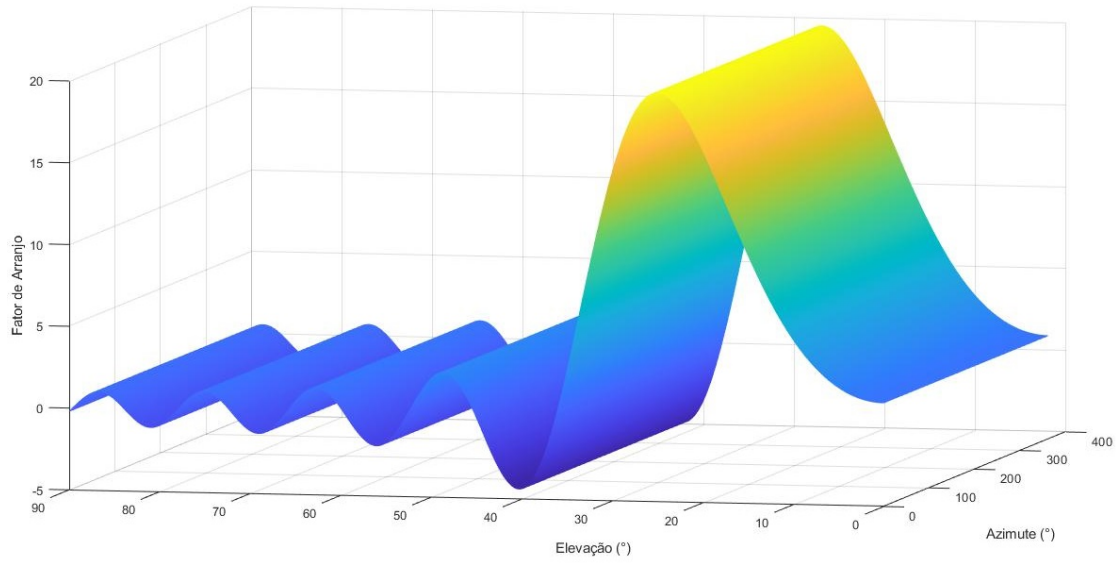


Figura 3.6: Fator de arranjo de um arranjo linear na vertical (20 elementos) com valor máximo na direção de $\theta_o = 25^\circ$.

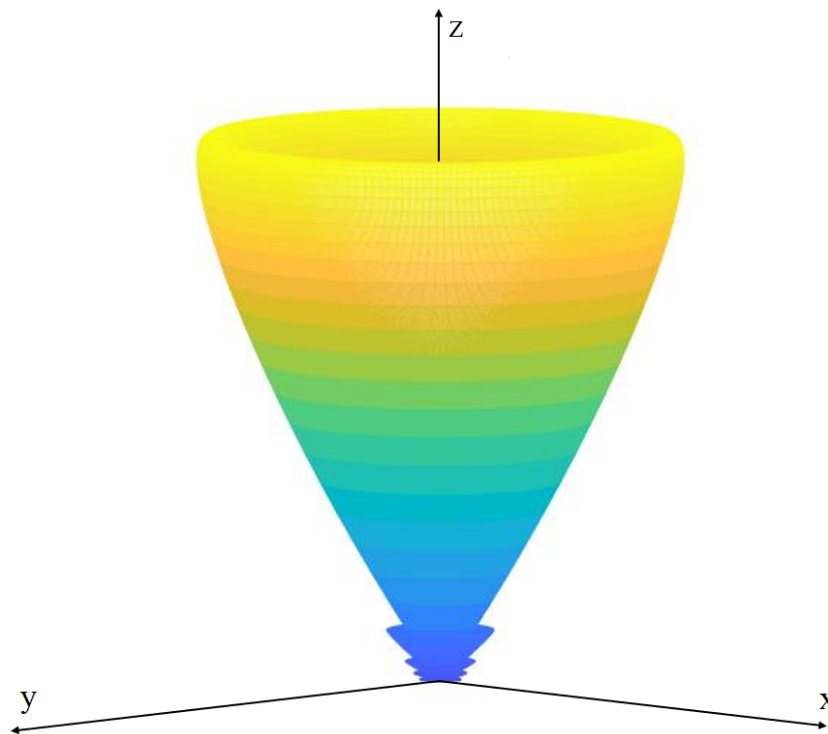


Figura 3.7: Exemplo de feixe gerado por um arranjo linear na vertical (20 elementos) apontando na direção $\theta_o = 25^\circ$.

3.5.3 Largura de Meia Potência do Arranjo Linear

Pela definição de largura de meia potência, tem-se que a largura é dada pelo intervalo de ângulos cuja a intensidade de radiação é maior que 50% do valor máximo. Uma vez que para antenas isotrópicas a intensidade de radiação equivale ao quadrado do fator de arranjo, para obter a largura de meia potência de um feixe deve-se calcular para quais valores o fator de arranjo é igual a $\sqrt{0,5}$.

$$\left[\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\frac{\psi}{2}} \right] = 0,7071 \cdot N \quad , \quad (3.17a)$$

$$\text{sinc} \left(\frac{N}{2} \psi \right) = 0,7071 \quad . \quad (3.17b)$$

A função $\text{sinc}(x)$ possui valores tabelados, e a partir desses valores é possível saber para qual valor de 'x' a função atinge o valor desejado. Assim, tem-se que:

$$\frac{N}{2} \psi = \frac{N}{2} (kd \cos \theta_h + \beta) = \pm 1,391 \quad . \quad (3.17c)$$

Isolando a variável de interesse, escreve-se a equação (3.17d):

$$\theta_h = \arccos \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2,782}{N} \right) \right] \quad , \quad (3.17d)$$

$$\theta_h = \frac{\pi}{2} - \arcsen \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2,782}{N} \right) \right] \quad . \quad (3.17e)$$

Para grandes valores de d ($d \gg \lambda$), é possível reduzir a relação [6].

$$\theta_h = \frac{\pi}{2} - \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2,782}{N} \right) \right] \quad . \quad (3.18)$$

A partir da equação (3.18) é possível determinar o maior e o menor ângulo da largura de meia potência do feixe. Assim, a largura pode ser obtida pela diferença entre esses dois ângulos.

$$HPBW = \theta_{h_{maior}} - \theta_{h_{menor}} = 2 \cdot \frac{1}{2\pi(d/\lambda)} \cdot \frac{2,782}{N} \quad . \quad (3.19)$$

Por fim, a equação (3.20) fornece uma relação simplificada para a largura de meia potência de um feixe formado por um arranjo linear [26]. Como é possível perceber, essa relação depende apenas da relação d/λ e do número de elementos. Conforme supracitado, essa relação é dada por aproximações e quanto mais elementos, maior a acurácia.

$$HPBW = \frac{0,886}{N \cdot (d/\lambda)} \quad . \quad (3.20)$$

Vale lembrar que este resultado é válido para elementos pontuais que possuem radiação isotrópica. Para elementos não isotrópicos essa relação pode variar em função da diretividade do elemento. Dado que elementos de diretividade muito menor do que a dos arranjos são utilizados, pode-se aproximar a HPBW resultante à obtida em (3.20). Outro fator que pode alterar o fator de arranjo e a HPBW é a existência de pesos não constantes (ganhos/perdas) entre os elementos e defasagens não lineares.

3.5.4 Diretividade do Arranjo Linear

Uma vez que o fator de arranjo do conjunto já foi definido, é possível obter outro parâmetro importante: a diretividade. Para isso, deve-se voltar à definição e obter a intensidade de radiação. Para elementos isotrópicos, a diretividade do arranjo pode ser escrita da seguinte forma:

$$U(\theta) = AF^2(\theta) = \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2} kd(\cos \theta + \cos \theta_o) \right)}{\frac{1}{2} kd(\cos \theta + \cos \theta_o)} \right]^2 . \quad (3.21)$$

Usando mudança de variável,

$$U(\theta) = \left[\frac{\text{sen} Z}{Z/N} \right]^2 . \quad (3.22)$$

A intensidade de radiação média do arranjo é obtida pela equação (3.2), na qual a potência radiada é obtida.

$$U_o = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\text{sen} Z}{Z/N} \right]^2 \cdot \text{sen} \theta \, d\theta \, d\phi , \quad (3.23a)$$

$$U_o = \frac{1}{2} \int_0^\pi \left[\frac{\text{sen} Z}{Z} \right]^2 \cdot N^2 \text{sen} \theta \, d\theta . \quad (3.23b)$$

Pela mudança de variável, tem-se que:

$$dZ = -\frac{N}{2} \cdot kd \cdot \text{sen} \theta \, d\theta , \quad (3.24)$$

e, conseqüentemente,

$$U_o = \frac{1}{2} \cdot N \cdot \frac{2}{kd} \int_{\frac{N}{2} kd(-1+\cos \theta_o)}^{\frac{N}{2} kd(1+\cos \theta_o)} \left[\frac{\text{sen} Z}{Z} \right]^2 dZ . \quad (3.25)$$

Assumindo arranjos grandes, pode-se aproximar os limites de integração para:

$$U_o = \frac{N}{kd} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{\text{sen} Z}{Z} \right]^2 dZ , \quad (3.26a)$$

sendo que

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{\text{sen} Z}{Z} \right]^2 dZ = \pi , \quad (3.26b)$$

$$U_o \approx \frac{N\pi}{kd} \quad . \quad (3.26c)$$

Conseqüentemente, a diretividade do arranjo é dada pela equação (3.27).

$$D(\theta) = AF^2(\theta) \cdot \frac{kd}{N\pi} = \frac{AF^2(\theta)}{N} \cdot 2 \cdot \frac{d}{\lambda} \quad . \quad (3.27)$$

Para o caso particular de um arranjo linear com espaçamento entre elementos igual a $\lambda/2$, a diretividade na direção de máxima radiação é

$$D(\theta) = \frac{AF_{max}^2}{N} = N \quad . \quad (3.28)$$

3.6 Arranjo Retangular

Da mesma forma que o arranjo linear, o arranjo retangular também é utilizado para controlar parâmetros de interesse, entretanto, além da possibilidade de controlar em uma angulação, arranjos planares possibilitam o ajuste em dois planos. Então, os arranjos retangulares permitem varredura em qualquer ponto do espaço e uma transmissão mais precisa e com feixes mais estreitos. Assim como anteriormente, essa seção irá tratar de arranjos retangulares uniformemente espaçados, mas permitindo que o espaçamento no eixo X (d_x) seja diferente do eixo Y (d_y).

3.6.1 Fator de Arranjo

Como pode ser visto na Figura 3.8, o arranjo retangular é equivalente a um arranjo linear repetido N vezes, na qual N é o número de elementos em determinada direção. Dessa forma, considerando elementos com a mesma magnitude de excitação, a equação (3.29) demonstra a relação entre a somatória dos vetores no eixo X e no eixo Y de tal forma a resultar no fator de arranjo total [6].

$$AF = \sum_{n=1}^N \left[\sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \text{sen}\theta \text{sen}\phi + \beta_y)} \quad . \quad (3.29)$$

Uma vez que os somatórios não possuem índices em comum, é possível separá-los.

$$AF = \left[\sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_x)} \right] \cdot \left[\sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd_y \text{sen}\theta \text{sen}\phi + \beta_y)} \right] \quad , \quad (3.30a)$$

$$AF = (AF)_x \cdot (AF)_y \quad . \quad (3.30b)$$

Por fim, o fator de arranjo de um conjunto retangular é dado pela equação (3.31)

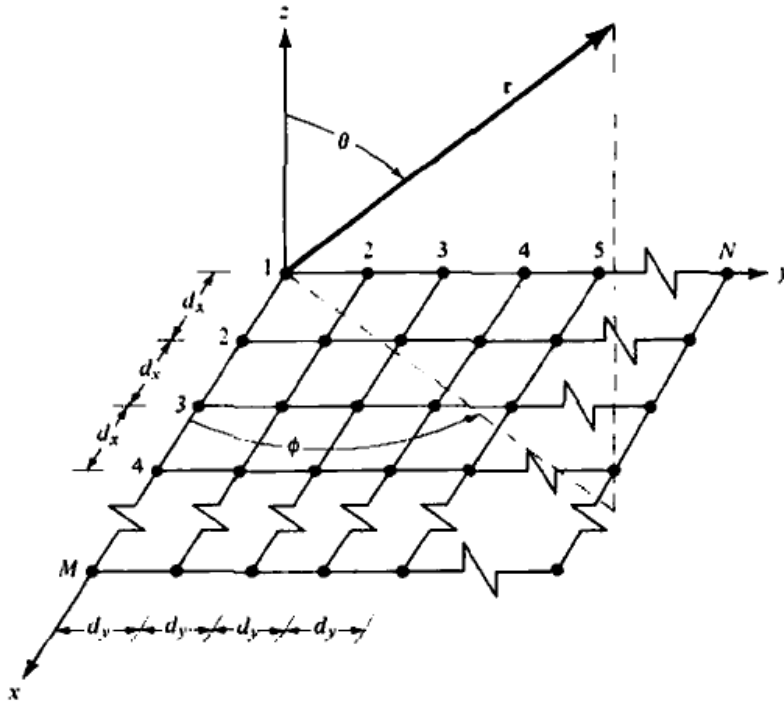


Figura 3.8: Análise de um arranjo retangular assumindo campo distante. Retirado de [6].

$$AF(\theta, \phi) = \left[\frac{\text{sen}(\frac{M\psi_x}{2})}{\text{sen}(\frac{\psi_x}{2})} \right] \cdot \left[\frac{\text{sen}(\frac{N\psi_y}{2})}{\text{sen}(\frac{\psi_y}{2})} \right] , \quad (3.31a)$$

sendo que

$$\psi_x = kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_x , \quad (3.31b)$$

$$\psi_y = kd_y \text{sen}\theta \text{sen}\phi + \beta_y . \quad (3.31c)$$

A Figura 3.9 retrata graficamente a relação entre o ângulo de elevação, de azimute e o fator de arranjo para um conjunto de 20x20 antenas dispostas no plano XY.

3.6.2 Apontamento do Arranjo Retangular

Conforme já foi dito, arranjos bidimensionais permitem um maior controle do apontamento e permitem direcionar o feixe em uma determinada elevação e azimute. Assim, a diretividade do conjunto deve ser máxima para a direção de interesse, o que vai acontecer quando as duas componentes forem iguais máximas, o que ocorre quando quando ψ_x e ψ_y foram iguais a 0. Assim, tem-se que a defasagem entre as antenas no eixo X (β_x) e a defasagem entre as antenas no eixo Y (β_y) devem seguir as equações (3.32a) e (3.32b), na qual θ_o e ϕ_o correspondem aos ângulos de apontamento.

$$\beta_x = -kd_x \text{sen}\theta_o \cos\phi_o , \quad (3.32a)$$

$$\beta_y = -kd_y \text{sen}\theta_o \text{sen}\phi_o . \quad (3.32b)$$

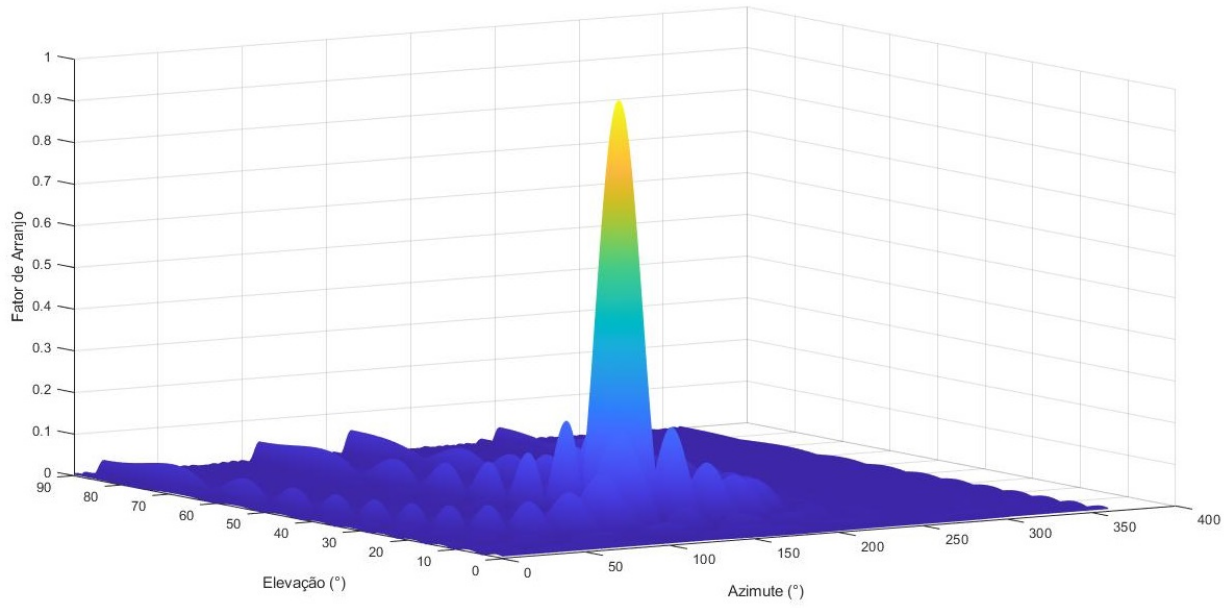


Figura 3.9: Fator de arranjo de um arranjo retangular (20x20 elementos) disposto no plano XY e com valor máximo na direção de $\theta_o = 25^\circ$ e $\phi_o = 140^\circ$.

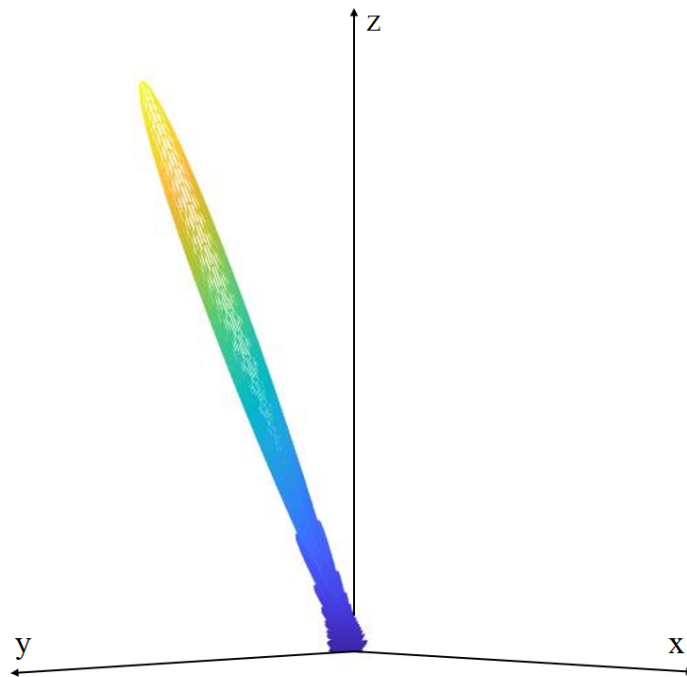


Figura 3.10: Exemplo de feixe gerado por um arranjo retangular (20x20) disposto no plano XY e apontando na direção $\theta_o = 25^\circ$ e $\phi_o = 140^\circ$.

A Figura 3.10 representa um feixe gerado a partir de um arranjo retangular com 20 elementos em cada dimensão. Com o intuito de comparação, o feixe possui a mesma elevação ($\theta_o = 25^\circ$) do feixe apresentado na Figura 3.7. A grande diferença, conforme supracitado, está no controle do ângulo de azimute, sendo, assim, possível direcionar a energia com maior exatidão para um único ponto.

3.6.3 Largura de Meia Potência

Definir a largura de um feixe formado por um arranjo retangular não é tão simples, mas é possível utilizar um método para isso [6]. Esse método pode ser aplicado para arranjos grandes e com varreduras próximas ao ângulo zenital. Assim, deve-se definir os planos de corte cujo as larguras de meia potência serão obtidas. Assumindo que o ponto máximo do feixe está na direção θ_o e ϕ_o , o plano de elevação é dado por todos os pontos em que $\phi = \phi_o$ e o plano azimutal é o plano perpendicular ao plano de elevação.

Para um arranjo com muitos elementos e com apontamento próximo ao ângulo zenital, a largura de meia potência no plano de elevação é [6]:

$$HPBW_{elev} = \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \theta_o [HPBW_x^{-2} \cos^2 \phi_o + HPBW_y^{-2} \sin^2 \phi_o]}} . \quad (3.33)$$

As variáveis $HPBW_x$ e $HPBW_y$ representam as larguras de potência do arranjo linear disposto ao longo do eixo X e do eixo Y, respectivamente. Para arranjos quadrados, no qual o número de elementos em ambos os eixos são iguais, é possível simplificar a equação (3.33), uma vez que $HPBW_x = HPBW_y$. Dessa forma, para esse tipo de arranjo, tem-se a seguinte relação:

$$HPBW_{elev} = \frac{HPBW_x}{\cos \theta_o} = \frac{HPBW_y}{\cos \theta_o} . \quad (3.34)$$

Da mesma forma, para o plano azimutal, a largura de meia potência é dada por [6]:

$$HPBW_{azim} = \sqrt{\frac{1}{HPBW_x^{-2} \sin^2 \phi_o + HPBW_y^{-2} \cos^2 \phi_o}} . \quad (3.35)$$

Como pode ser visto, para o plano azimutal, a relação não depende do ângulo de elevação do apontamento. Para arranjos quadrados, a relação também pode ser simplificada para:

$$HPBW_{azim} = HPBW_x = HPBW_y . \quad (3.36)$$

3.6.4 Diretividade do Arranjo

O procedimento para o cálculo da diretividade de um arranjo retangular é o mesmo desenvolvido na seção 3.5.4. Assim, a diretividade pode ser escrita conforme a equação (3.37).

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi |AF(\theta, \phi)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |AF(\theta, \phi)|^2 \cdot \text{sen}\theta \, d\theta \, d\phi} \quad . \quad (3.37)$$

Utilizando métodos de integração, é possível simplificar a expressão relacionando, novamente, com a diretividade de arranjos lineares. Dessa forma, para arranjos grande com elementos isotrópicos e apontamento próximo do ângulo de zênite, a diretividade do arranjo pode ser escrita conforme a equação (3.38) [6].

$$D_o = \pi \cos \theta_o D_x D_y \quad . \quad (3.38)$$

Assim, como foi falado, a diretividade total do arranjo leva em consideração a diretividade dos arranjos lineares D_x e D_y dispostos ao longo do eixo X e do eixo Y, respectivamente. Além disso, é considerado um fator de cosseno de θ_o , o qual reflete a diminuição da área projetada.

3.7 Conclusão

Neste capítulo foi desenvolvido a teoria e os parâmetros relacionados a arranjos de antenas. Esse tipo de agrupamento é fundamental no apontamento eletrônico, uma vez que é possível ajustar a diretividade do conjunto por meio da defasagem entre as antenas, de modo a garantir o máximo na direção desejada. Como é possível ver ao longo do capítulo, existem vários formatos de arranjos de antenas, inclusive formatos que não foram abordados, como arranjos circulares. Esse tipo de arranjo também permite um controle do apontamento em elevação e azimute, mas esse tipo de configuração dificulta o uso de técnicas como a lente de Rotman, um defasador passivo, o qual seria responsável pela diferença de fase entre as antenas elementares. Dessa forma, os arranjos retangulares são os mais aconselháveis para o projeto.

No próximo capítulo será apresentado o defasador que será utilizado no projeto a fim de provocar a diferença de fase entre as antenas elementares. Assim sendo, o Capítulo 4 - Lente de Rotman descreverá o funcionamento da lente de Rotman e como deve ser projetada para gerar as defasagens corretas. Além disso, o capítulo abordará algumas limitações e distorções geradas pela lente.

Capítulo 4

Lente de Rotman

4.1 Introdução

O Capítulo 3 apresentou o funcionamento de um arranjo de antena e informações sobre apontamento de feixes. Além disso, foi debatido sobre os parâmetros de cada tipo de arranjo, os quais auxiliarão no desenvolvimento do projeto.

Nesse capítulo é abordado o funcionamento da lente de Rotman, a qual funciona como um defasador passivo, os parâmetros utilizados no seu desenho e as limitações de seu uso. Na Seção 4.2 - Formato da Lente de Rotman, o esquemático inicial é apresentado, juntamente com uma breve explicação do formato da lente. Posteriormente, alguns modelos para simplificação de desenho são apresentados na Seção 4.3 - Modelos de Projeto. A Seção 4.4 - Design de Projeto descreve as relações matemáticas obtidas para o desenho e posição das portas da lente. Por fim, na Seção 4.5 - Erros de Defasagem discute-se as limitações da lente de Rotman e os erros gerados.

4.2 Formato da Lente de Rotman

A lente de Rotman é um dispositivo que utiliza conceitos de ótica para direcionar uma propagação eletromagnética de um sinal e gerar defasagens adequadas. Entretanto, ao contrário das lentes óticas, a lente de Rotman é projetada de forma que um sinal de entrada atinja diversas saídas e, devido a diferenças de percursos, o sinal em cada porta de saída apresente uma defasagem diferente. Esse modelo foi proposto por W. Rotman e R. F. Turner em 1963 e suas vantagens estão na alta capacidade de varredura, no baixo custo, confiabilidade e design simples [27].

A Figura 4.1 demonstra um esquemático da lente de Rotman, apresentado por Rotman e Turner [7]. Como pode ser visto, a lente utiliza cornetas como portas de entrada, uma cavidade de placas paralelas, na qual o sinal é propagado, e as portas de antena. Assim, devido a sua geometria, o sinal ao chegar nas saídas da lente já está defasado e pronto para alimentar, por meio de cabos RF coaxiais, um arranjo linear. Para uma varredura bidimensional (plano de elevação e de azimute) deve-se utilizar lentes em conjunto, conforme a Figura 4.2.

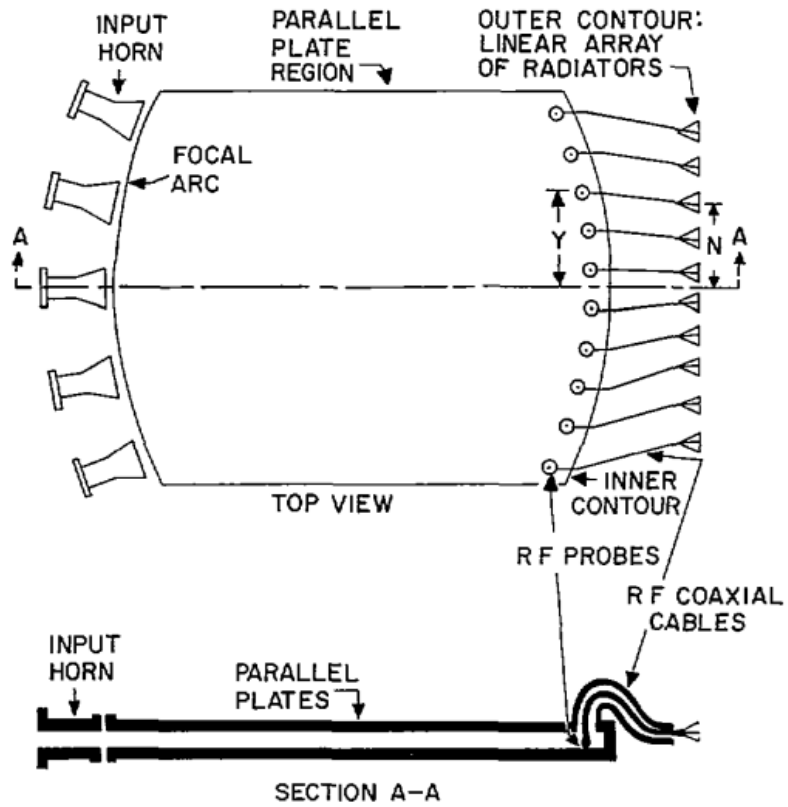


Figura 4.1: Esquemático representando a lente de Rotman. Retirado de [7].

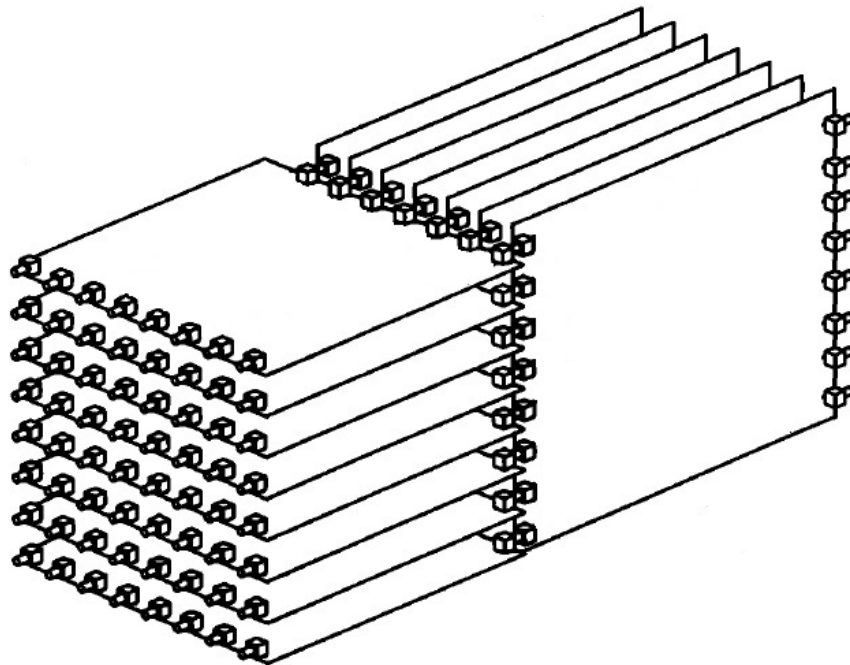


Figura 4.2: Empacotamento de lentes visando alimentar um arranjo retangular.

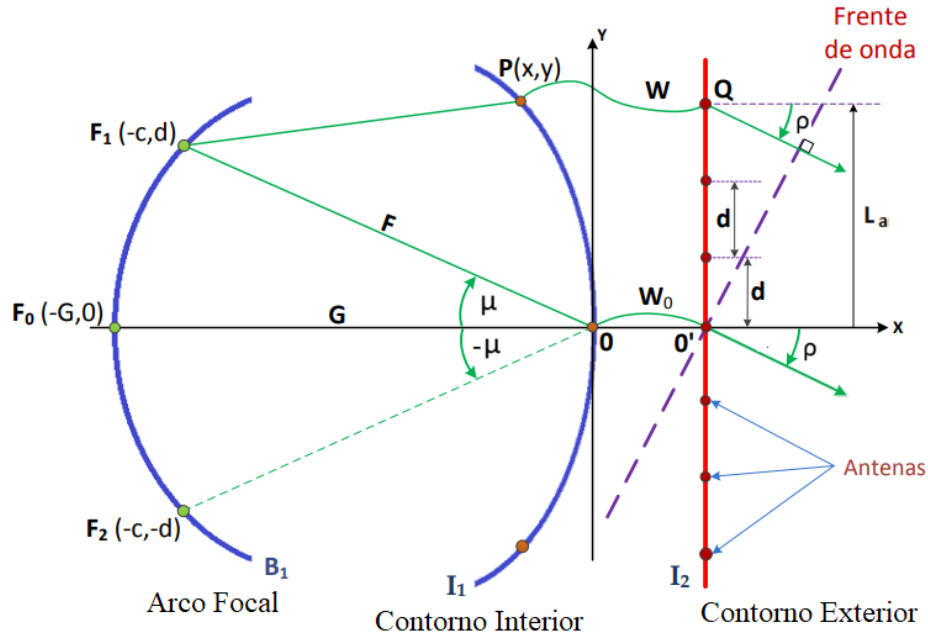


Figura 4.3: Esquemático da lente de Rotman com os parâmetros geométricos. Adaptado de [8].

A lente de Rotman é formada por 3 formas principais: o arco focal, o contorno interior e o contorno exterior. A Figura 4.3 apresenta um esquemático simplificado com os parâmetros geométricos da lente e os principais pontos de interesse. O contorno exterior é uma linha reta formada por cada elemento de um arranjo linear, espaçados a uma distância "d". Conectado a ele, por linhas de transmissão, está o contorno interior, responsável por receber o sinal que se propaga pela lente.

O arco focal possui 3 pontos, chamados de pontos focais, que produzem uma defasagem exatamente linear nas portas de saída. O primeiro é o ponto F_0 , localizado no eixo X, e os outros dois são os pontos F_1 e F_2 , simétricos em relação ao eixo X e se localizam no extremo do arco focal. Os dois últimos pontos focais formam, com o eixo X, um ângulo igual a μ . De um modo geral, costuma-se considerar esse ângulo igual ao ângulo máximo de apontamento (ρ), mas isso não é possível projetar lentes para ângulos diferentes. De forma geral, Esses pontos, em coordenadas cartesianas podem ser escritos como:

$$F_1 = (-F \cos \mu, F \sin \mu) \quad , \quad (4.1a)$$

$$F_2 = (-F \cos \mu, -F \sin \mu) \quad , \quad (4.1b)$$

$$F_0 = (-G, 0) \quad . \quad (4.1c)$$

Ao projetar uma lente, deseja-se utilizar vários feixes diferentes e não apenas 3, o que implica no uso de mais portas de entrada. Assim, o arco focal possui outras portas de entrada, as quais não geram uma diferença de fase exatamente como a almejada, mas aproximada. Esse tipo de erro de fase gera distorções no apontamento final e a intensidade desse erro será abordada na Seção 4.5.

4.3 Modelos de Projeto

Para projetar o desenho da lente é possível realizar algumas simplificações com base em modelos, podendo, assim, utilizar modelos mais ou menos complexos. Assim, os dois principais modelos são: o modelo de ótica geométrica e o modelo eletromagnético.

4.3.1 Modelo Geométrico

O modelo geométrico é baseado na ótica geométrica, a qual a porta de entrada é considerada como uma fonte pontual e que o sinal é propagado em linha reta. Assim, o caminho percorrido pelo sinal desde a porta de entrada até o contorno interior é o responsável pela diferença de fase e retardo do sinal em cada porta de antena. Esse modelo considera uma lente sem perdas, na qual toda energia que sai da porta de entrada se acopla às portas de antena.

Esse modelo, por ser simplificado, só fornece informações a respeito da defasagem, não sendo possível, assim, obter informações de amplitude. Entretanto, apesar disso, esse foi o modelo empregado por Rotman e Turner.

4.3.2 Modelo Eletromagnético

O modelo eletromagnético é mais complexo e, por isso, costuma-se usar programas de simulações para auxiliar na previsão do comportamento da estrutura. Esse tipo de modelo considera reflexões internas na lente, impedâncias de portas, acoplamento entre linhas e acoplamentos mútuos entre portas e antenas. Dessa forma, a partir desse modelo é possível obter informações de fase e amplitude, assim como informações de perdas.

4.4 Design de Projeto

A partir dos modelos disponíveis é possível iniciar o desenho da lente de Rotman. Uma vez que esse não é o enfoque do trabalho, será feito apenas uma breve descrição de como a lente pode ser projetada a partir do modelo geométrico. Posteriormente serão descritas as características da lente adotada no arranjo, bem como as ferramentas utilizadas na simulação do seu funcionamento.

4.4.1 Perfil de Contorno Interior

Pelo modelo geométrico tem-se a condição de igualdade dos comprimentos de caminho, ou seja, todos os possíveis caminhos que têm origem em um ponto focal percorrerão a mesma distância até atingirem a frente de onda plana. Esse comprimento total é formado por três etapas: a distância percorrida desde a porta de entrada até o contorno interior, o comprimento da linha de transmissão que leva o sinal até a antena elementar e a distância entre a antena e a frente de onda plana. A Figura 4.4 ilustra esses percursos percorridos.

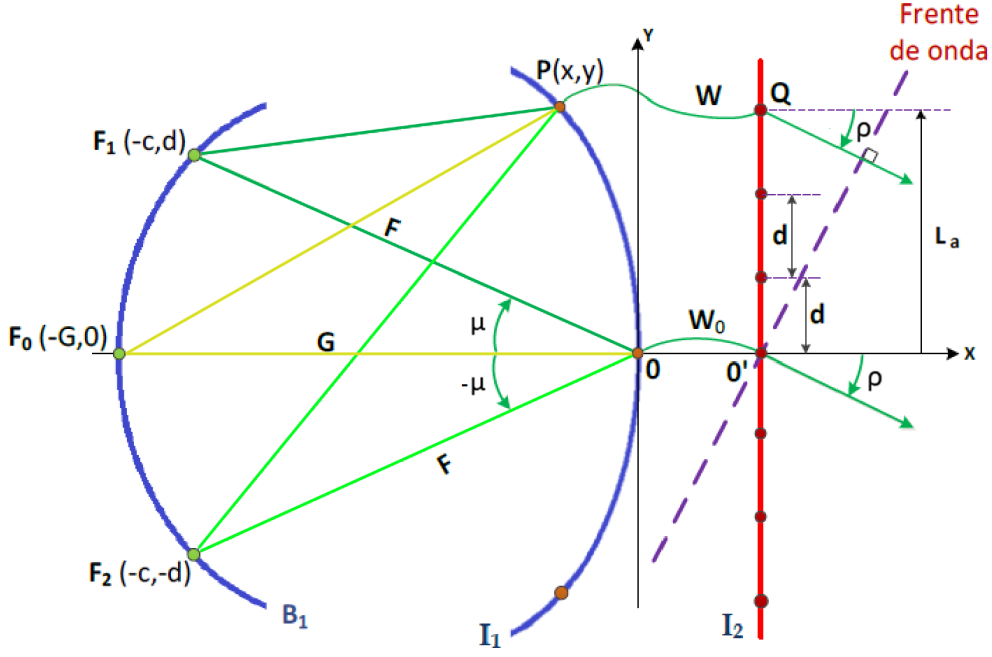


Figura 4.4: Representação dos caminhos percorridos a partir de cada ponto focal. Adaptado de [8].

Uma vez que o número de antenas já está determinado, e L_a corresponde à distância entre o eixo e a antena em questão, pode-se determinar as coordenadas no perfil de contorno para cada antena. Além disso, como pode ser visto na Figura 4.4, para os cálculos, o ângulo μ e o ângulo de apontamento (ρ) de cada foco F_1 e F_2 serão diferentes. Além disso, tem-se que o ângulo de apontamento do foco F_0 é de 0° . Assim, pela igualdade de comprimentos, tem-se:

$$\overline{F_1P} + W + L_a \cdot \text{sen}\rho = F + W_0 \quad , \quad (4.2a)$$

$$\overline{F_2P} + W - L_a \cdot \text{sen}\rho = F + W_0 \quad , \quad (4.2b)$$

$$\overline{F_0P} + W = G + W_0 \quad . \quad (4.2c)$$

Pela distância entre dois pontos, sabe-se que:

$$\overline{F_1P}^2 = (-F \cos \mu - X)^2 + (F \text{sen}\mu - Y)^2 \quad , \quad (4.3a)$$

$$\overline{F_2P}^2 = (-F \cos \mu - X)^2 + (-F \text{sen}\mu - Y)^2 \quad , \quad (4.3b)$$

$$\overline{F_0P}^2 = (G - X)^2 + (0 - Y)^2 \quad . \quad (4.3c)$$

Considerando que W_0 é uma constante, uma vez que os demais comprimentos são decididos com base nele, o problema é reduzido para um sistema com 3 variáveis e 3 equações. Dessa forma, o sistema pode ser resolvido e cada variável é escrita da seguinte forma [8]:

$$Y = L_a \cdot \frac{\text{sen}\rho}{\text{sen}\mu} \left(1 - \frac{W - W_0}{F} \right) \quad , \quad (4.4a)$$

$$X = \frac{1}{F} \cdot \frac{-L_a^2 \cdot \text{sen}^2 \rho - 2F(W - W_0)(G/F - 1)}{2(G/F - \cos \mu)} \quad , \quad (4.4b)$$

$$aw^2 + bw + c = 0 \quad . \quad (4.4c)$$

Sendo que:

$$a = \left[1 - \frac{(G/F - 1)^2}{(G/F - \cos \mu)^2} - \left(\frac{L_a}{F} \right)^2 \left(\frac{\text{sen} \rho}{\text{sen} \mu} \right)^2 \right] \quad , \quad (4.5a)$$

$$b = \left[- \left(\frac{L_a}{F} \right)^2 \text{sen}^2 \rho \frac{(G/F - 1)}{(G/F - \cos \mu)^2} + 2 \left(\frac{L_a}{F} \right)^2 \left(\frac{\text{sen} \rho}{\text{sen} \mu} \right)^2 + 2 \frac{G}{F} \frac{(G/F - 1)}{(G/F - \cos \mu)} - 2 \frac{G}{F} \right] \quad , \quad (4.5b)$$

$$c = \left[\left(\frac{L_a}{F} \right)^2 \cdot \text{sen}^2 \rho \cdot \frac{G}{F} \frac{1}{(G/F - \cos \mu)} - \left(\frac{L_a}{F} \right)^2 \left(\frac{\text{sen} \rho}{\text{sen} \mu} \right)^2 - \left(\frac{L_a}{F} \right)^4 \frac{\text{sen}^4 \rho}{4(G/F - \cos \mu)^2} \right] \quad . \quad (4.5c)$$

Assim, o procedimento pode ser repetido para todas as antenas, alterando o valor de L_a para cada antena elementar. O perfil de contorno interior é formado por todas os pares de coordenadas, as quais correspondem às portas de antena. Além disso, o parâmetro G é tratado como uma variável conhecida, bem como o parâmetro F , e deve ser escolhido de uma forma a minimizar o erro de fase. Assim, Rotman sugere que a relação G/F seja dada pela equação (4.6), sendo ρ dado em radianos [7].

$$\frac{G}{F} = 1 + \frac{\rho^2}{2} \quad . \quad (4.6)$$

4.4.2 Posição das Portas de Entrada

Antes de definir a posição das portas de entrada, se faz necessário definir o formato do arco focal, uma vez que isso afetará a posição de cada porta. O formato inicialmente empregado por Rotman [7] foi o circular. Esse formato foi muito utilizado por atender às necessidades da época. Entretanto, à medida que os estudos na área foram avançando, pesquisas acerca de outros formatos foram sendo realizadas. Nesse contexto, os arcos focais elípticos surgiram como uma solução mais compacta e com erros de fase inferiores às demais técnicas. Assim, serão apresentadas soluções para os dois tipos de arco focal.

4.4.2.1 Arco Focal Circular

A Figura 4.5 mostra um esquemático de um arco focal circular com as distâncias e pontos de interesse, na qual o ponto R_p representa uma porta de entrada qualquer. As coordenadas desse ponto indicam o posicionamento da porta que gera um apontamento na direção θ_1 .

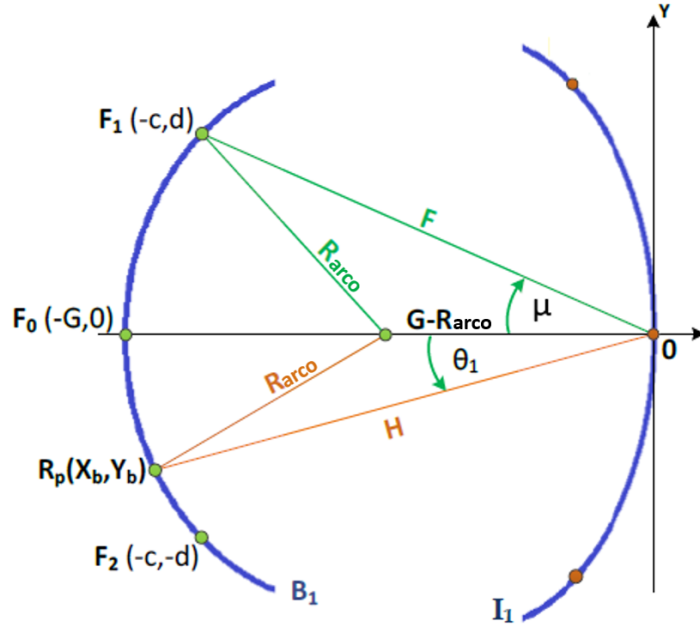


Figura 4.5: Representação de um arco focal circular para posicionamento de portas de entrada. Adaptado de [8].

Analisando o triângulo superior da Figura 4.5, é possível calcular o raio do arco focal pela lei dos cossenos, conforme a equação (4.7).

$$R_{arco}^2 = (G - R_{arco})^2 + F^2 - 2F(G - R_{arco}) \cos \mu \quad . \quad (4.7)$$

Reescrevendo a equação, isolando R_{arco} , tem-se:

$$R_{arco} = \frac{G^2 + F^2 - 2FG \cos \mu}{2(G - F \cos \mu)} \quad , \quad (4.8a)$$

$$R_{arco} = \frac{(F \cos \mu - G)^2 + F^2 \sin^2 \mu}{2(G - F \cos \mu)} \quad . \quad (4.8b)$$

Uma vez que o raio da circunferência está determinado, basta determinar a distância entre a porta de entrada R_p e a origem dos eixos (H). Assim, deve-se aplicar a lei dos senos para o triângulo inferior, conforme a equação (4.9).

$$R_{arco}^2 = (G - R_{arco})^2 + H^2 - 2H(G - R_{arco}) \cos \theta_1 \quad . \quad (4.9)$$

Isolando a variável de interesse (H), tem-se:

$$H^2 - H[2(G - R_{arco}) \cos \theta_1] + G^2 - 2GR_{arco} = 0 \quad . \quad (4.10)$$

Assim, uma vez que as demais variáveis são conhecidas, basta resolver a equação de segundo grau para obter H. Assim, as coordenadas da porta de entrada do arco focal são:

$$X_b = -H \cos \theta_1 \quad , \quad (4.11a)$$

$$Y_b = -H \sin \theta_1 \quad . \quad (4.11b)$$

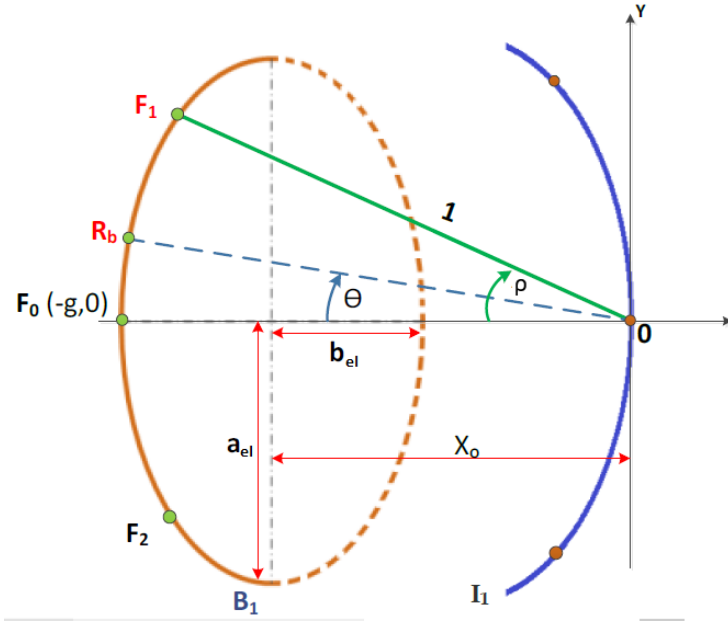


Figura 4.6: Representação de um arco focal elíptico para posicionamento de portas de entrada. Adaptado de [8].

4.4.2.2 Arco Focal Elíptico

Conforme supracitado, o arco focal elíptico é o arco com menor erro de defasagem. Dessa forma, a Figura 4.6 apresenta um esquemático desse tipo de arco. Como pode-se reparar, a fim de facilitar as contas, as dimensões foram normalizadas por um fator de F (distância dos pontos focais F_1 e F_2 até a origem). Assim, todas as variáveis tratadas aqui são normalizadas e, por isso, serão utilizadas letras minúsculas. A equação de uma elipse deslocada pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{(x - x_o)^2}{b_{el}^2} + \frac{y^2}{a_{el}^2} = 1 \quad . \quad (4.12)$$

Uma vez que a elipse está centralizada em $x_o = -g + b_{el}$, pode-se substituir em (4.12). Dessa forma, a equação pode ser reescrita como:

$$\frac{(x + g - b_{el})^2}{b_{el}^2} + \frac{y^2}{a_{el}^2} = 1 \quad , \quad (4.13a)$$

$$\frac{(x + g)^2 - 2b_{el}(x + g)}{b_{el}^2} + \frac{y^2}{a_{el}^2} = 0 \quad . \quad (4.13b)$$

Como o foco F_1 faz parte da elipse, é possível substituir suas coordenadas em (4.13b), sendo que as coordenadas, normalizadas, são $(-\cos \rho, \sin \rho)$.

$$\frac{(g - \cos \rho)^2 - 2b_{el}(g - \cos \rho)}{b_{el}^2} + \frac{\sin^2 \rho}{a_{el}^2} = 0 \quad . \quad (4.14)$$

Um parâmetro que deve ser previamente determinado é a excentricidade da elipse. Esse parâmetro é dado pela seguinte relação:

$$\epsilon = \sqrt{\frac{a_{el}^2 - b_{el}^2}{a_{el}^2}} . \quad (4.15)$$

Assim, é possível reduzir o problema para uma equação de uma única variável.

$$b_{el} = \frac{(g - \cos \rho)^2 + (1 - \epsilon^2)(\sin \rho)^2}{2(g - \cos \rho)} . \quad (4.16)$$

Aplicando então os resultados para uma porta de entrada R_b , a qual gera um apontamento na direção θ_1 , tem-se a equação (4.17).

$$y_b = -x_b \tan \theta_1 , \quad (4.17a)$$

$$\frac{(x_b + g)^2 - 2b_{el}(x_b + g)}{b_{el}^2} + \frac{(x_b \tan \theta_1)^2}{a_{el}^2} = 0 . \quad (4.17b)$$

Reescrevendo a equação de forma a isolar x_b , tem-se [8]:

$$x_b = \frac{2(b_{el} - g) \pm \sqrt{(2g - 2b_{el})^2 - 4[(1 - \epsilon^2)(\tan \theta_1)^2 + 1][g^2 - 2b_{el}g]}}{2[(1 - \epsilon^2)(\tan \theta_1)^2 + 1]} . \quad (4.18)$$

As coordenadas estão normalizadas, então no projeto deve ser considerada a distância focal a fim de obter as coordenadas finais.

4.4.3 Paredes Laterais

Considerando um modelo ideal, toda potência transmitida por uma porta de entrada atinge as portas de antena, não existindo perdas ou reflexões. Entretanto, em lentes reais parte do sinal é refletido no interior da cavidade, bem como outra parte também é radiada em direções laterais, atingindo assim, as paredes laterais. Essas paredes são as responsáveis por conectar o arco focal ao contorno interior da lente e podem gerar caminhos secundário devido a reflexões, conforme pode ser visto na Figura 4.7.

Esse tipo de reflexão afeta o desempenho da lente e pode gerar mais erros de apontamento, devido a soma de sinais atrasados no tempo ao sinal original. Dessa forma, deseja-se que o sinal que atinja essas paredes seja completamente absorvido, não causando reflexões. A solução ideal para esse problema seria o uso de materiais absorventes (RAM - *Radiation Absorbing Material*), os quais possuem uma boa absorção independente do ângulo de incidência do sinal no material. Entretanto, essa é uma solução onerosa e esse tipo de material pode ser de difícil acesso. Assim sendo, outra solução é a utilização de portas chamadas de *dummy ports*.

Essas portas *dummy* são muito mais simples e envolve o uso de portas de saída nas paredes laterais de forma a drenar o sinal que atinge a parede. Esse tipo de porta não tem ligação com as antenas, servindo apenas como uma forma de absorção do sinal a fim de evitar reflexões. Apesar de ser mais econômica, esse tipo de método possui algumas desvantagens como a variação na capacidade de absorção de acordo com o ângulo de incidência.

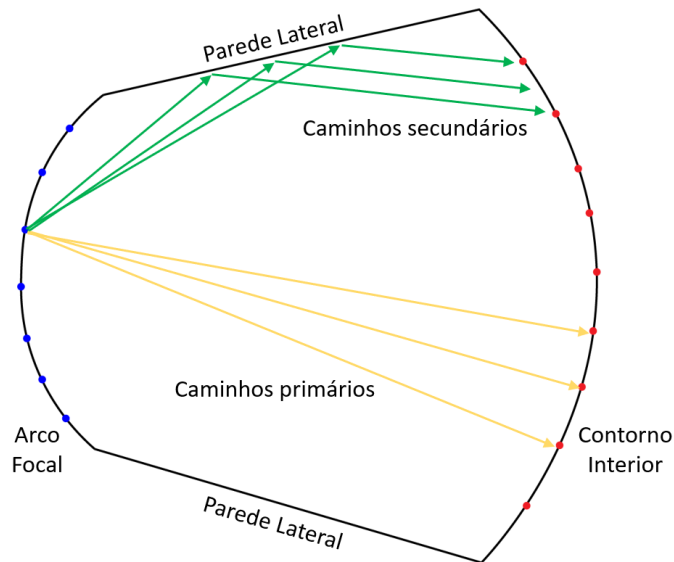


Figura 4.7: Representação das paredes laterais, as quais ligam o arco focal ao contorno interior.

4.5 Erros de Defasagem

Por se tratar de uma lente real, a lente de Rotman pode apresentar erros de defasagem por erros intrínsecos à lente, por erros de acoplamento e reflexões do sinal na lente. Entretanto, conforme supracitado, a principal causa de erro está na não linearidade da defasagem em portas de entrada que não estão nos pontos focais. Isso se deve pela diferença nos caminhos percorridos, uma vez que a condição de igualdade dos comprimentos de caminho só se aplica aos pontos focais.

Uma forma de avaliar o erro de fase é pela diferença entre a distância percorrida desde a entrada até a frente de onda de uma antena elementar qualquer e a distância percorrida desde a mesma entrada até a frente de onda de outra antena elementar. Uma vez que o erro na defasagem só pode ser calculado adotando uma referência de fase, opta-se por trabalhar com a porta de saída localizada na origem. Esses dois caminhos podem ser vistos na Figura 4.8. Assim, o erro de fase pode ser calculado conforme a equação (4.19):

$$\Delta L = \overline{R_p P} + W + N \cdot \text{sen}\theta - (H + W_o) \quad . \quad (4.19)$$

Uma vez que as coordenadas da porta de entrada e da porta de saída são conhecidas, a distância entre os pontos é facilmente calculável pela distância entre dois pontos. Assim, uma vez que todos os parâmetros já foram definidos, o erro pode ser obtido diretamente.

Outra forma de observar o erro de defasagem é pelo diagrama de radiação do arranjo como um todo. Erros de defasagem geram alterações no diagrama de radiação, podendo acarretar no alargamento e diminuição do lóbulo primário, bem como aumento de lóbulos secundários. Dessa forma, a diretividade do sistema é impactada e o novo diagrama pode ser comparado com o diagrama de uma lente ideal. Essa análise é feita no Capítulo 6 - Viabilidade de Projeto, considerando o modelo adotado no arranjo.

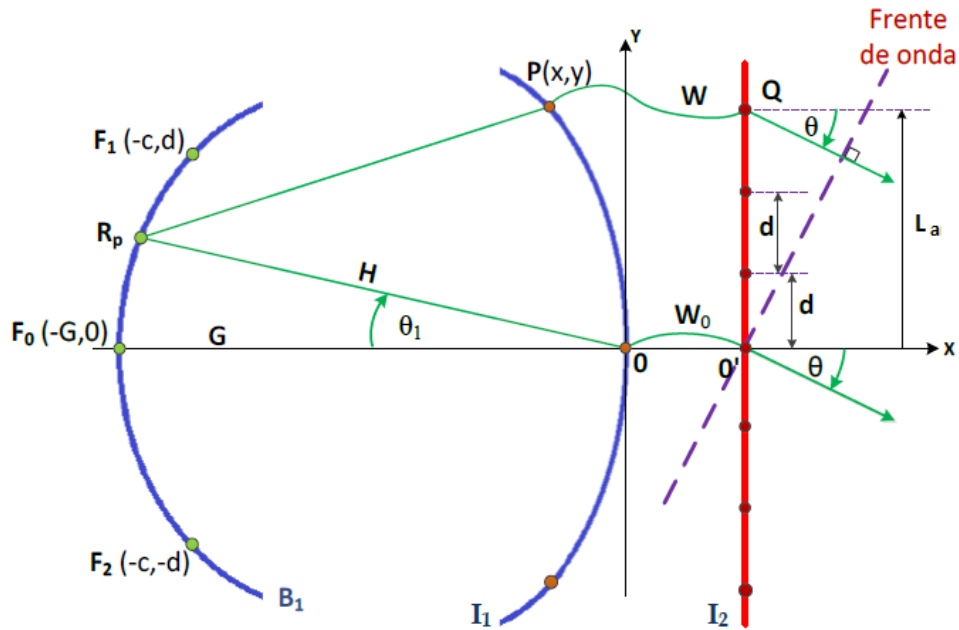


Figura 4.8: Caminhos percorridos de uma porta de entrada até as antenas. Adaptado de [8].

4.6 Não Uniformidade de Amplitude

Como todo sistema linear ideal, a exatidão na soma dos componentes associadas aos elementos depende do acréscimo ou decréscimo linear das fases entre os elementos, tratado na seção 4.5, mas também da uniformidade em amplitude entre todos os elementos. Existem arranjos que operam com excitações de diferentes magnitudes, como arranjos binomiais e de Chebyshev [6]. Entretanto, sabendo que se deseja trabalhar com amplitudes uniformes, é importante que o defasador forneça sinais de mesma magnitude. O comportamento não ideal do componente linear causa uma distorção, em relação ao esperado, na formação do feixe. A não uniformidade dos pesos em amplitude é notória nas lentes de Rotman visto que os trajetos entre cada porta de alimentação e as diversas portas ligadas aos elementos não são de mesmo comprimento, dentre outras assimetrias, causando diferentes perdas de propagação na lente.

4.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a lente de Rotman, a qual é capaz de operar como um defasador passivo em um arranjo de antenas. O funcionamento da lente se deve aos diferentes caminhos percorridos pelo sinal até chegar às portas de saída. Dessa forma, tanto as portas de entrada como as de saída e as linhas de transmissão devem ser bem projetadas de forma a minimizar os erros de defasagem. Assim, esse capítulo trata de procedimentos para determinar a posição de cada porta (de entrada e de saída) para que os feixes desejados sejam gerados. Além disso, as paredes laterais também devem ser bem projetadas para evitar interferências no bom funcionamento da lente. Por fim, trata-se dos erros causados pela lente de Rotman e como esses erros podem impactar o sistema.

A direção de apontamento do arranjo depende da posição da porta de entrada na lente de Rotman. Dessa forma, o próximo capítulo debate sobre o número limitado de feixes, uma vez que a quantidade de portas é discreta, mas que devem realizar uma varredura de todo território nacional. Assim sendo, o Capítulo 5 - Distribuição dos Feixes aborda o procedimento de escolha desses feixes levando em consideração as condições de projeto, visando minimizar o número de feixes e maximizar a cobertura.

Capítulo 5

Distribuição dos Feixes

5.1 Introdução

O Capítulo 4 apresentou a Lente de Rotman, a qual é um defasador passivo, e as configurações de design da lente. Assim, foi abordado o procedimento para posicionamento de portas de entrada e de saída da lente. Ademais, foi debatido sobre causas de erro de defasagem e como esses erros podem ser observados.

Nesse capítulo será discutido a escolha de cada feixe, uma vez que o número de portas de entrada da lente de Rotman é limitado, como foi visto anteriormente. Assim, na Seção 5.2 - Posicionamento dos Feixes, serão apresentadas as restrições de projeto e as escolhas dos apontamentos que visam cobrir toda a região definida. Embora os feixes sejam escolhidos de forma a atender às restrições, nem todas as regiões conseguem satisfazê-las. Assim, um estudo é realizado na Seção 5.3 - Regiões Críticas a fim de avaliar essas regiões, suas zonas de incidências e probabilidade de estar em alguma.

5.2 Posicionamento dos Feixes

Conforme foi debatido no capítulo anterior, a lente de Rotman será utilizada no projeto por permitir uma certa liberdade a mais na escolha dos ângulos de escaneamento. Ao longo do procedimento de escolha dos feixes, a lente será tratada como um defasador ideal ligado a um arranjo retangular, não provocando, assim, erros de defasagem. Entretanto, apesar de ser um defasador ideal, o número de feixes é discreto, sendo necessário alocá-los de forma a garantir a maior varredura com a menor quantidade de feixes possível.

Inicialmente deve-se definir os requisitos para as escolhas dos feixes. O primeiro critério adotado é a limitação de um apontamento até um ângulo de elevação igual a 45° . Com esse determinação é possível fazer uma cobertura de todo território nacional e cobrir grande parte da América do Sul, atingindo regiões próximas de Buenos Aires. Por se tratar de apontamento em sistemas móveis, em relação ao ângulo de azimute, a cobertura deve ser total, para garantir a comunicação independente da rotação do veículo.

Como pode ser visto na Seção 3.2.4, a largura de meia potência é um parâmetro importante na caracterização de feixes e antenas. Essa largura trata da faixa angular do feixe em que o ganho da antena corresponde a, no mínimo, 50% do valor máximo. Assim, o primeiro critério adotado é o de limitar os feixes à largura de meia potência, de modo a evitar regiões em que o ganho seja 3dB abaixo do valor máximo. Conforme supracitado, esse tipo de determinação é muito comum em sistemas de comunicação e circuitos com filtros para determinar a faixa de ganho que se deseja trabalhar.

As equação para obter as larguras no plano de azimute e de elevação foram apresentadas na Seção 3.6.3. Uma vez que a largura de meia potência em cada plano é diferente, o conjunto de pontos para o qual o ganho cai pela metade forma uma elipse inclinada na direção de apontamento. Juntando o conjunto de pontos de todos os feixes, é possível formar uma semiesfera conforme a Figura 5.1. A partir dessa configuração pode-se destacar que apesar do conjunto de pontos formar uma elipse, ao projetar essas formas no plano XY o trabalho passa a ser feito com circunferências de tamanho fixo e igual a $HPBW_{azim}$. Essa projeção pode ser vista na Figura 5.2 e se destaca pelo seu formato matricial.

A alocação dos feixes em formato matricial foi uma decisão de projeto pela simetria da distribuição e por facilitar no design da lente de Rotman. Assim, os feixes devem formar linhas e colunas fixas como uma matriz. Outra característica marcante na Figura 5.2 é a sobreposição de feixes, os quais são assim distribuídos de forma a garantir uma operação com as especificações desejadas. O nível de sobreposição é algo que pode ser controlado e durante o procedimento será explicado como essa sobreposição foi definida.

Uma vez que a distribuição dos feixes deve ser de forma matricial, pode-se começar essa distribuição por uma das filas ou colunas, a qual representará um eixo de referência. Assim, o mais razoável é iniciar esse procedimento pelos feixes com apontamento para azimute igual a 0° , apontamento direcionado ao norte. Essa determinação baseia-se na simplicidade em não precisar fazer posteriores conversões de ângulo de azimute.

5.2.1 Feixes no eixo de referência

A determinação dos feixes no eixo de referência é realizada por um procedimento simples, no qual o ângulo seguinte pode ser determinado a partir do ângulo anterior. Uma vez que o primeiro feixe deve se localizar na origem, ou seja, elevação igual a 0° , esse procedimento já tem o ponto de partida. Dessa forma, os ângulos podem ser obtidos conforme a equação (5.1), sendo que o ângulo seguinte será definido pelo ângulo anterior, a largura de meia potência de cada feixe e um *offset* (δ) definido com o objetivo de aproximá-los.

$$\theta_{i+1} = \theta_i + \frac{HPBW_{elev_i} + HPBW_{elev_{i+1}}}{2} - \delta_i \quad . \quad (5.1)$$

Conforme dito anteriormente, δ representa o quanto um feixe será sobreposto ao outro e pode ser variado de acordo com a necessidade ou interesse. Assim, como o maior fluxo de automóveis se dá no estado de São Paulo, pretende-se garantir a cobertura nessa região aumentando a densidade

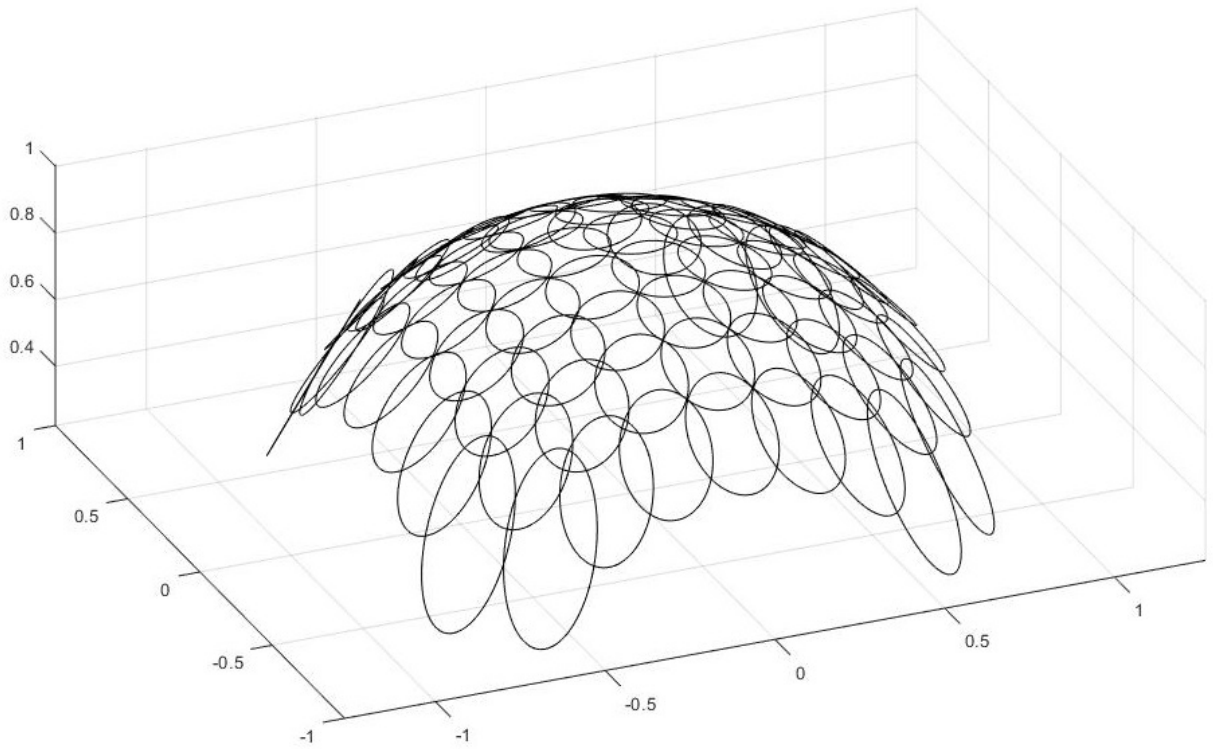


Figura 5.1: Visão tridimensional da semiesfera formada pela HPBW de todos os feixes.

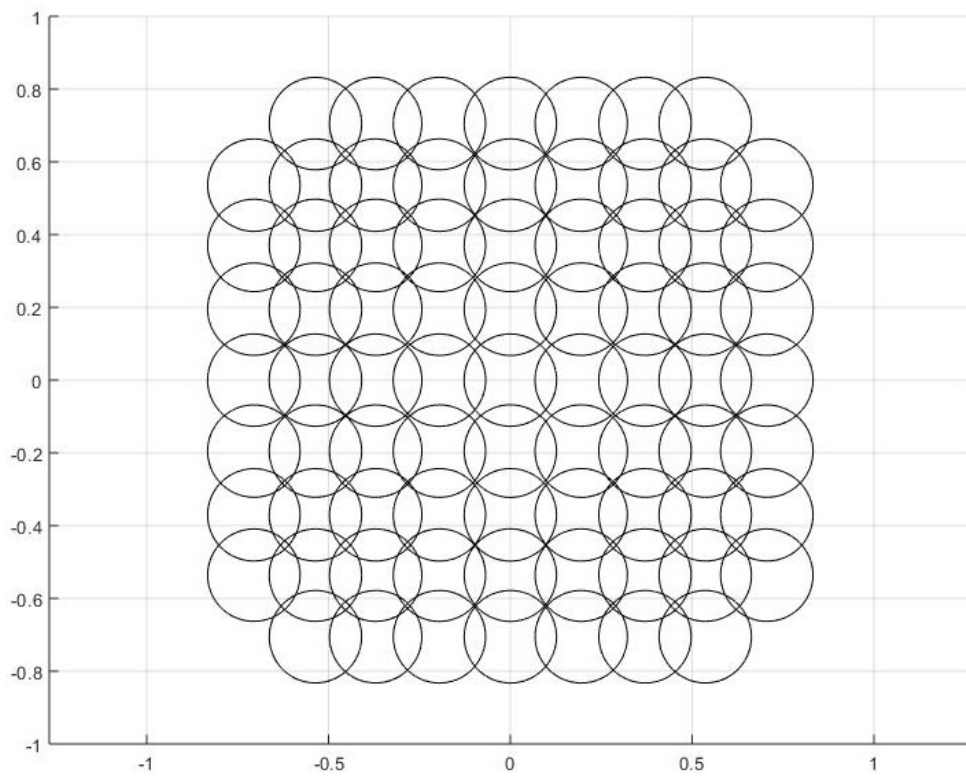


Figura 5.2: Visão superior da semiesfera formada pela HPBW de todos os feixes.

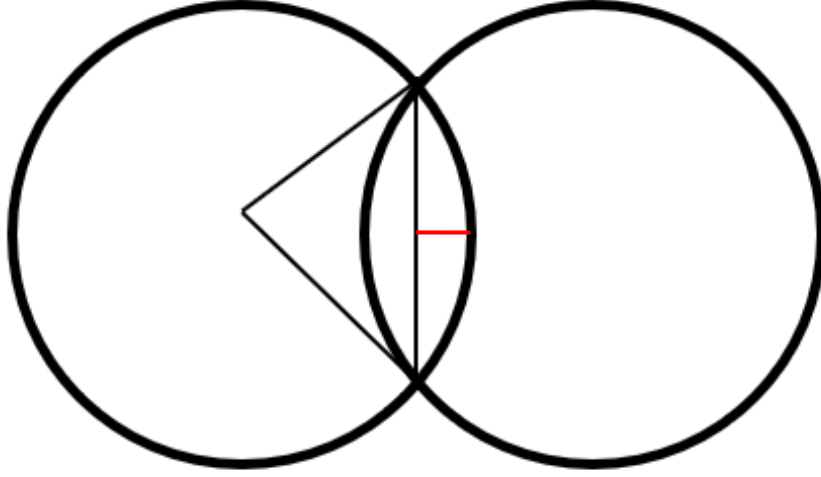


Figura 5.3: Cálculo da metade da sobreposição (δ).

de feixes para o ângulo de elevação em um apontamento na cidade de São Paulo. Assim, a equação (5.2) apresenta como o parâmetro δ varia segundo o ângulo de elevação, em que K_1 é uma constante experimental positiva capaz de regular todas as sobreposições de maneira a se ter maior liberdade na escolha entre sobreposição e número de feixes.

$$\delta_i = K_1 \cdot 2 \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot \frac{HPBW_{elev_i}}{2} \cdot \cos[2(\theta_i - \theta_{SP})] \quad , \quad (5.2a)$$

$$\delta_i = K_2 \cdot HPBW_{elev_i} \cdot \cos[2(\theta_i - \theta_{SP})] \quad , \quad (5.2b)$$

sendo que

$$K_2 = K_1 \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \quad . \quad (5.2c)$$

A Figura 5.3 apresenta a referência inicial no cálculo da sobreposição. A relação disponível na equação (5.2) é dada pela diferença entre a altura de um triângulo equilátero e o raio de uma circunferência formada pela HPBW no plano de elevação, permitindo uma aproximação entre os feixes ainda maior conforme o ângulo de elevação diminui. Essa aproximação ser maior à medida que o ângulo de elevação se afasta do ângulo de zênite é importante uma vez que o ganho do arranjo decai conforme a varredura de ângulos maiores.

Posto que para calcular o ângulo de elevação do feixe seguinte é necessário saber a HPBW dele, ferramentas computacionais foram desenvolvidas com o objetivo de obter os resultados a partir de diversas iterações. O algoritmo desenvolvido implementa o processo apresentado na Figura 5.4. Deste modo, é considerado, inicialmente, larguras iguais até que o valor final convirja para o ângulo desejado e a operação seja iniciada novamente para o feixe seguinte. Esse procedimento deve ser repetido até que a especificação do projeto seja atingida, ou seja, até que o último feixe cubra um ângulo de elevação igual a 45° .

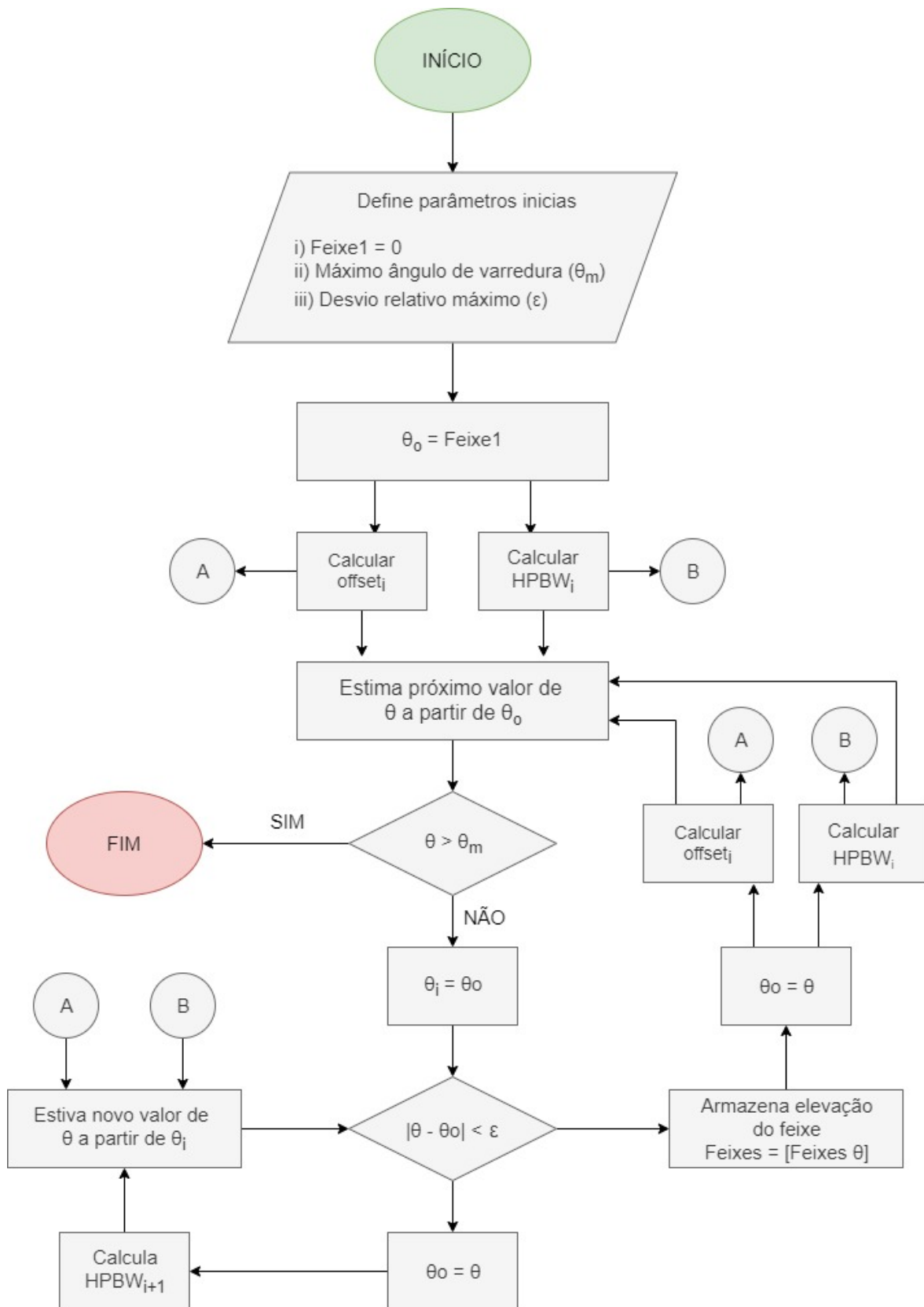


Figura 5.4: Algoritmo de decisão do posicionamento dos feixes em azimute igual a 0°.

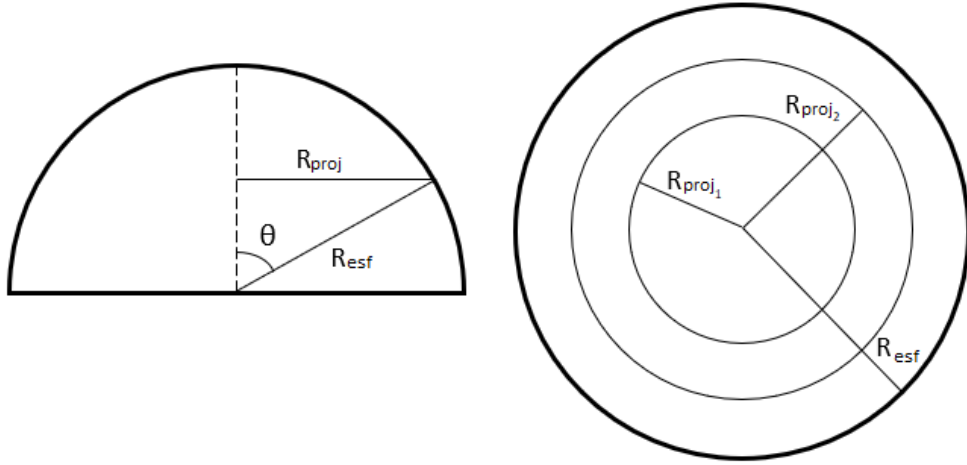


Figura 5.5: Visão da semiesfera no plano XZ (à esquerda) e projetada no plano XY (à direita).

5.2.2 Demais feixes

Antes de dar prosseguimento na escolha dos feixes, é necessário analisar a semiesfera formada pelos feixes. Os demais feixes serão determinados a partir da projeção no eixo XY, uma vez que se deseja trabalhar com formato matricial. Assim, a Figura 5.5 representa como o raio da circunferência projetada se relaciona com o ângulo de elevação. Analisando os feixes projetados, a distância entre o centro do feixe e a origem é equivalente ao raio projetado e a equação (5.3) determina essa relação trigonométrica.

$$R_{proj} = R_{esf} \cdot \text{sen} \theta \quad . \quad (5.3a)$$

Considerando R_{esf} igual a 1,

$$R_{proj} = \text{sen} \theta \quad . \quad (5.3b)$$

Devido à simetria da distribuição, os apontamentos determinados para o azimute de referência (0°) se aplicam, também, para azimutes iguais a 90° , 180° e 270° . De forma análoga, basta determinar os feixes para ângulos de azimute entre 0 e 90° e aplicar a simetria para os demais quadrantes. Com o intuito de manter a relação matricial, os outros feixes devem possuir as coordenadas dos feixes localizados nos eixos, como é possível ver na Figura 5.6. A distância de cada feixe à origem é conhecida e, portanto, o ângulo de elevação pode ser obtido conforme a equação (5.4) e o ângulo de azimute pode ser obtido conforme a equação (5.5).

$$\theta_{ij} = \arcsen \left(\sqrt{\text{sen}^2 \theta_i + \text{sen}^2 \theta_j} \right) \quad , \quad (5.4)$$

$$\phi_{ij} = \arctan \left(\frac{\text{sen} \theta_i}{\text{sen} \theta_j} \right) \quad . \quad (5.5)$$

Além da simulação para os feixes em azimute igual a zero, a fim de facilitar o cálculo dos demais feixes, um algoritmo capaz de obter os demais feixes também foi desenvolvido. O processo adotado computacionalmente é apresentado na Figura 5.7 e engloba os dois algoritmos, sendo a saída Elev e Azim os vetores com os ângulos de todos os feixes.

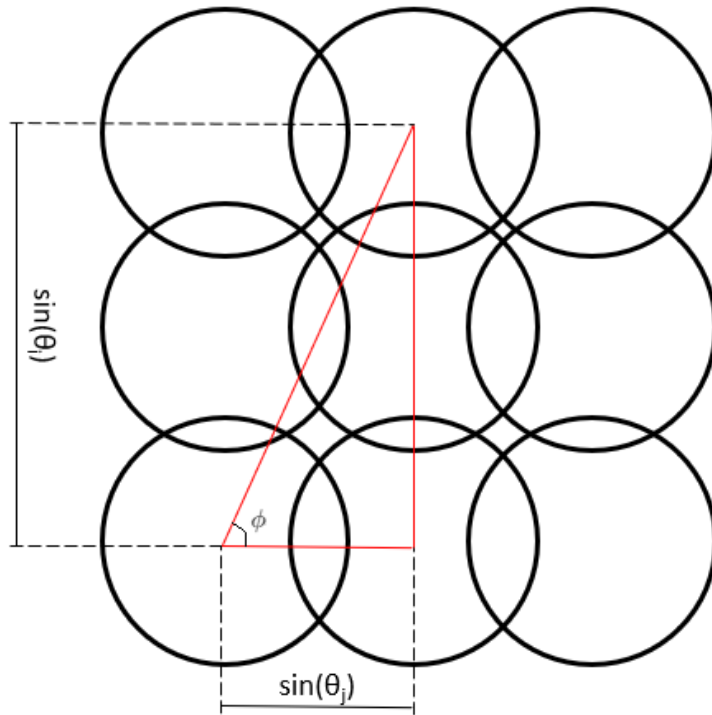


Figura 5.6: Relações trigonométricas entre os feixes já definidos e os feixes a definir.

5.2.3 Resultado

As simulações foram realizadas segundo dois cenários diferentes: arranjo quadrado com 64 elementos e arranjo quadrado com 256 elementos. O estudo desses dois cenários é importante para decisões de projeto, uma vez que arranjos maiores são capazes de formar feixes mais finos e, portanto, mais diretivos, mas em contrapartida o número de feixes deve aumentar. Além de proporcionar um maior ganho, feixes mais diretivos são extremamente relevantes em sistemas satelitais por evitar interferência em satélites vizinhos. Conforme dito anteriormente, existem instituições responsáveis por regular os sistemas de telecomunicações e pra isso, as estações terrestres devem seguir determinadas especificações, as quais visam manter o bom funcionamento do sistema.

Em contrapartida, aumentar o tamanho do arranjo implica no aumento da complexidade e, portanto, maior custo total de projeto. Ademais, o espaço físico disponível pode ser um limitante em sistemas móveis de comunicação nos quais apenas arranjos menores podem ser implementados. Por fim, por exigir uma maior quantidade de feixes, o número de comutadores também cresce, inserindo mais perdas na cadeia de transmissão ou recepção.

Conforme supracitado, o parâmetro K_1 foi determinado para os dois casos e os resultados obtidos foram de 2,25 para arranjos 8x8 e 2,1 para arranjos 16x16. Além disso, foi considerado um espaçamento entre antenas igual a metade do comprimento de onda do sinal transmitido.

Com os parâmetros especificados, os feixes determinados para ângulos de azimute no primeiro quadrante podem ser vistos na Figura 5.8 e na Figura 5.9, em que cada circunferência representa a projeção da elipse formada pelos pontos de meia potência de cada feixe. Além disso, as circun-

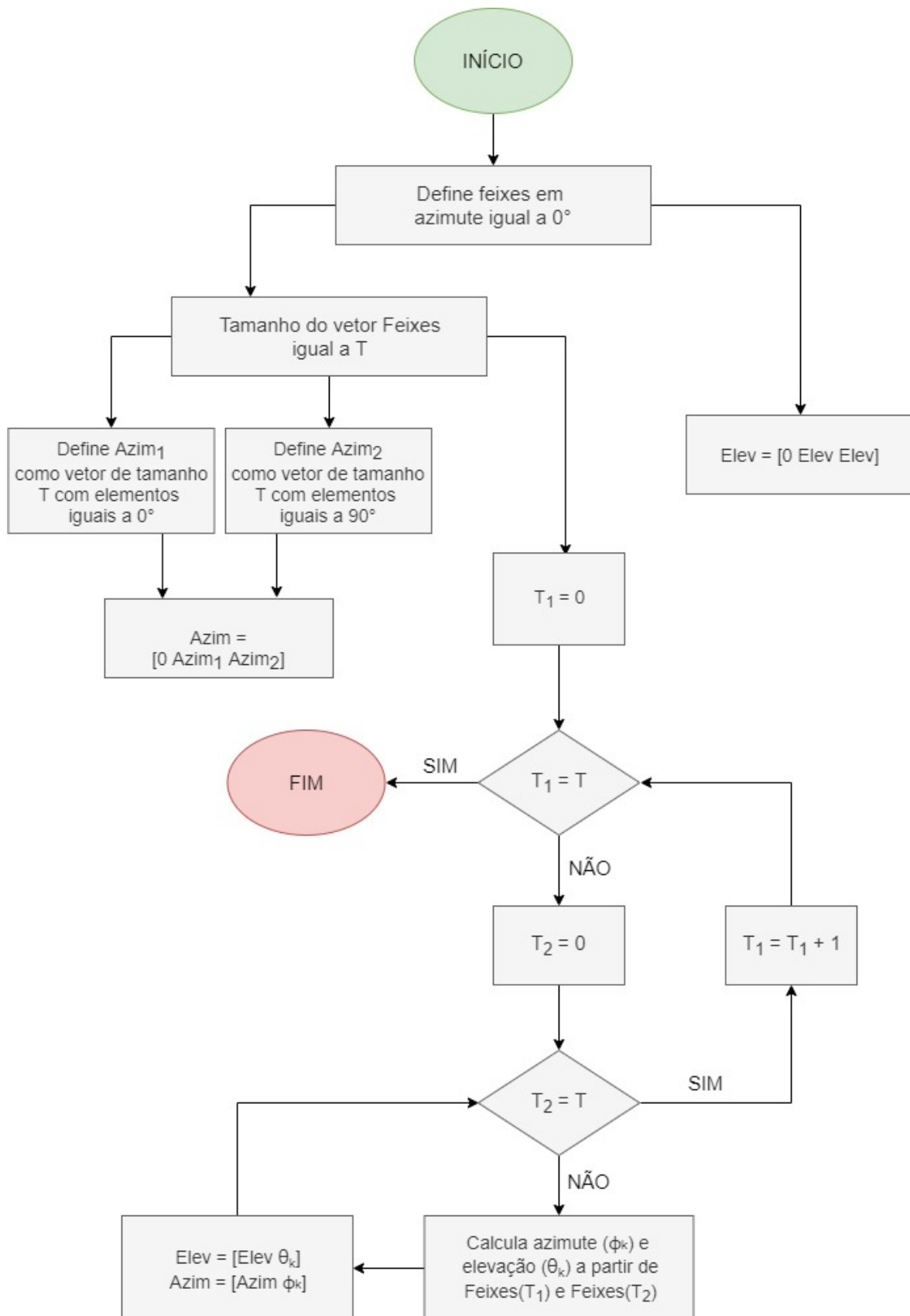


Figura 5.7: Algoritmo de decisão do posicionamento de todos os feixes.

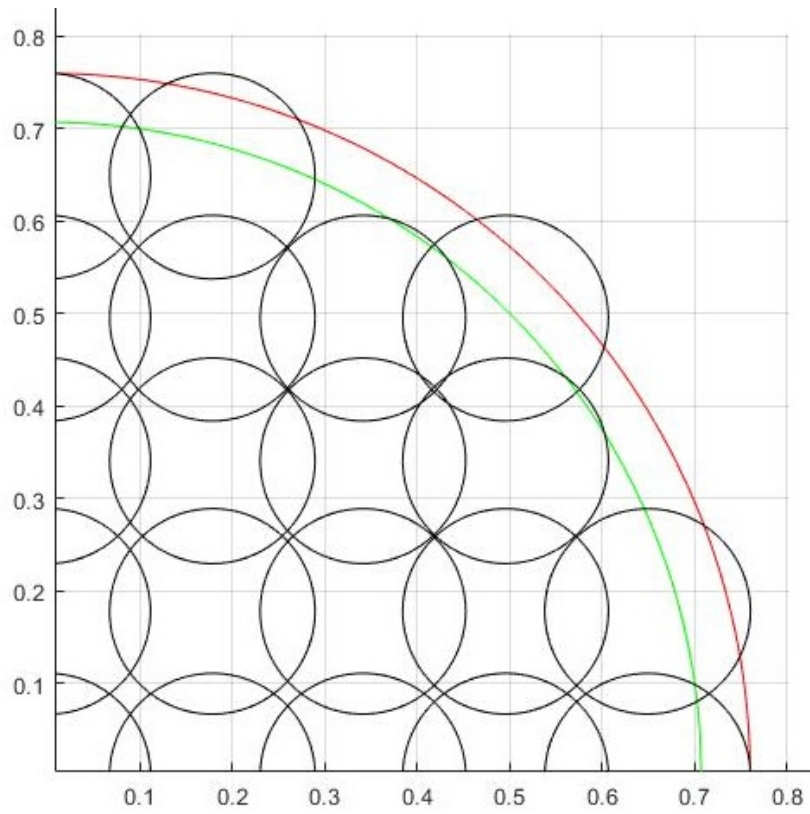


Figura 5.8: Feixes definidos para um arranjo 8x8 - 64 elementos, totalizando 61 feixes.

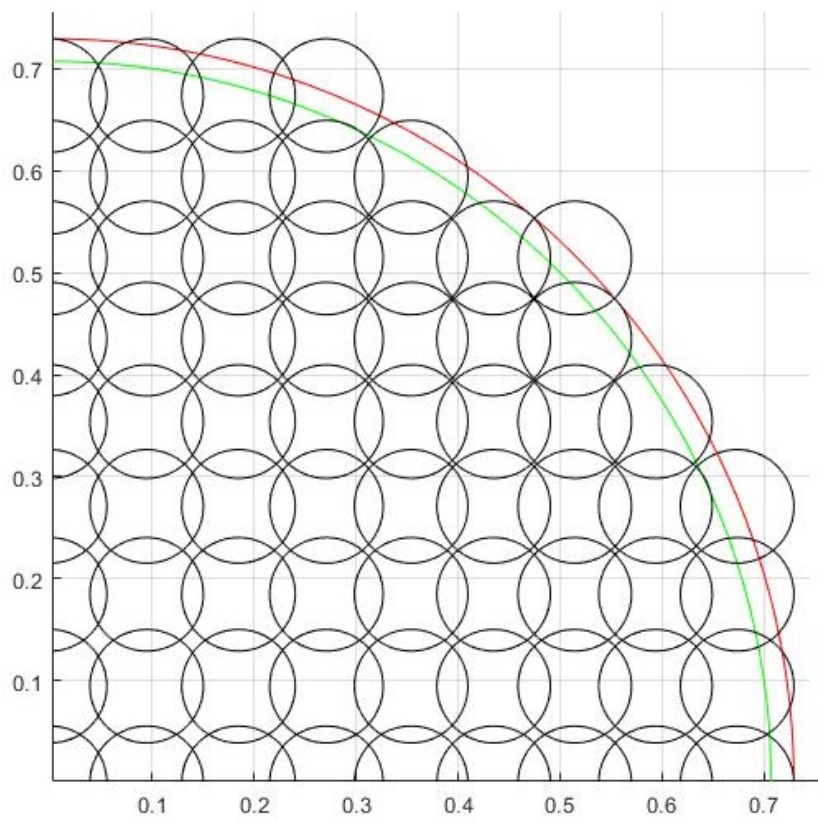


Figura 5.9: Feixes definidos para um arranjo 16x16 - 256 elementos, totalizando 233 feixes.

ferências vermelha e verde nos gráficos representam o maior ângulo de elevação e o ângulo de 45° , respectivamente. Essas duas circunferências auxiliam na análise do cumprimento dos requisitos iniciais.

Como é possível perceber, nem todos os feixes calculados são de interesse do projeto e por tanto foram descartados. Isso se dá por possuir um apontamento que não é de interesse do projeto, uma vez que o ângulo de elevação é muito elevado e, portanto, podem ser descartados a fim de minimizar o número total de feixes. Assim sendo, a Tabela 5.1 e a Tabela 5.2 apresentam os feixes apresentados na Figura 5.8 e na Figura 5.9 para arranjos de 64 elementos e de 256 elementos, respectivamente.

As tabelas apresentam os feixes finais do primeiro quadrante, e, conforme supracitado, os feixes dos demais quadrantes são obtidos deslocando o azimute em 90° . Então, o arranjo quadrado 8×8 necessita de um total de 61 feixes para cobrir toda a região definida, exigindo um conjunto de lentes com 64 portas de entrada e 64 portas de antena. Já para um arranjo quadrado 16×16 são necessários 233 feixes, o que requer um conjunto de lentes com 256 portas de entrada e 256 portas de antena. Sabendo que para uma varredura bidimensional é preciso um conjunto de lentes conforme exposto na Figura 4.2, a quantidade de lentes por conjunto variará conforme essas decisões.

Finalmente, depois de todos os feixes serem determinados, resta determinar o ganho em todas as direções para cada apontamento. Apesar de (3.38) definir a diretividade apenas para pequenos ângulos de elevação, próximos ao ângulo de zênite, a integração numérica apresentada em (3.37) foi realizada para ângulos de elevação entre 0° e 45° a um passo de 5° e a diferença entre os resultados obtidos por cada método foi inferior a 0,25 dB. Por conseguinte, o ganho do arranjo de antena foi calculado conforme (3.38) e considerando a eficiência de radiação igual a 1.

Tendo em vista que o sistema é multifeixe, o feixe com o maior ganho na direção definida deve ser escolhido a fim de transmitir as informações com ganho máximo. Essa escolha deve ser feita em hardware, entretanto, as informações de ganho são relevantes para cálculos de relação sinal-ruído e análise de nível de interferência em satélites vizinhos. Portanto, a Figura 5.10 e a Figura 5.11 apresentam os resultados de ganho para um arranjo de 64 elementos sob uma perspectiva tridimensional e uma visão superior, respectivamente. Da mesma forma, a Figura 5.12 e a Figura 5.13 apresentam os resultados de ganho para um arranjo de 256 elementos.

Esses valores utilizados no gráfico são, unicamente, os valores de ganho do arranjo, não sendo considerado o ganho da antena elementar. Como pode ser visto, para um arranjo 8×8 , o maior ganho obtido é de 23,03 dB e o menor ganho é de 16,87 dB e, para um arranjo 16×16 , o maior ganho obtido é de 29,05 dB e o menor é de 23,87 dB. A diferença entre os valores de máximo e mínimo é maior do que os 3 dB pensados inicialmente e isso se deve à varredura e, principalmente, às regiões não atendidas pelas sobreposições. A sobreposição entre feixes visa garantir esse requisito, entretanto, como é possível observar, para configuração matricial seria inviável atendê-lo em todas as direções. Dessa forma, essas regiões, as quais serão tratadas como regiões críticas, serão detalhadas a seguir.

Tabela 5.1: Feixes definidos para o primeiro quadrante de um arranjo 8x8

Elevação (°)	0,00	10,25	19,93	26,69	40,46
Azimute (°)	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
Elevação (°)	10,25	14,58	22,62	31,75	42,29
Azimute (°)	90,00	45,00	27,57	19,77	15,34
Elevação (°)	19,93	22,62	28,82	36,96	-
Azimute (°)	90,00	62,43	45,00	34,54	-
Elevação (°)	26,69	31,75	36,96	44,46	-
Azimute (°)	90,00	70,23	55,46	45,00	-
Elevação (°)	40,46	42,29	-	-	-
Azimute (°)	90,00	74,66	-	-	-

Tabela 5.2: Feixes definidos para o primeiro quadrante de um arranjo 16x16

Elevação (°)	0,00	5,43	10,64	15,72	20,73	25,78	30,96	36,41	42,35
Azimute (°)	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
Elevação (°)	5,43	7,69	11,98	16,68	21,50	26,43	31,53	36,94	42,86
Azimute (°)	90,00	45,00	27,14	19,26	14,97	12,28	10,43	9,06	8,00
Elevação (°)	10,64	11,98	15,14	19,14	23,53	28,19	33,13	38,43	44,31
Azimute (°)	90,00	62,86	45,00	34,29	27,55	23,01	19,75	17,29	15,33
Elevação (°)	15,72	16,68	19,14	22,53	26,47	30,82	35,55	40,73	46,56
Azimute (°)	90,00	70,74	55,71	45,00	37,42	31,92	27,77	24,53	21,91
Elevação (°)	20,73	21,50	23,53	26,47	30,04	34,11	38,64	43,72	-
Azimute (°)	90,00	75,03	62,45	52,58	45,00	39,15	34,54	30,81	-
Elevação (°)	25,78	26,43	28,19	30,82	34,11	37,94	42,34	-	-
Azimute (°)	90,00	77,72	66,99	58,08	50,85	45,00	40,21	-	-
Elevação (°)	30,96	31,53	33,13	35,55	38,64	42,34	46,67	-	-
Azimute (°)	90,00	79,57	70,25	62,23	55,46	49,79	45,00	-	-
Elevação (°)	36,41	36,94	38,43	40,73	43,72	-	-	-	-
Azimute (°)	90,00	80,94	72,71	65,47	59,19	-	-	-	-
Elevação (°)	42,35	42,86	44,31	46,56	-	-	-	-	-
Azimute (°)	90,00	82,00	74,67	68,09	-	-	-	-	-

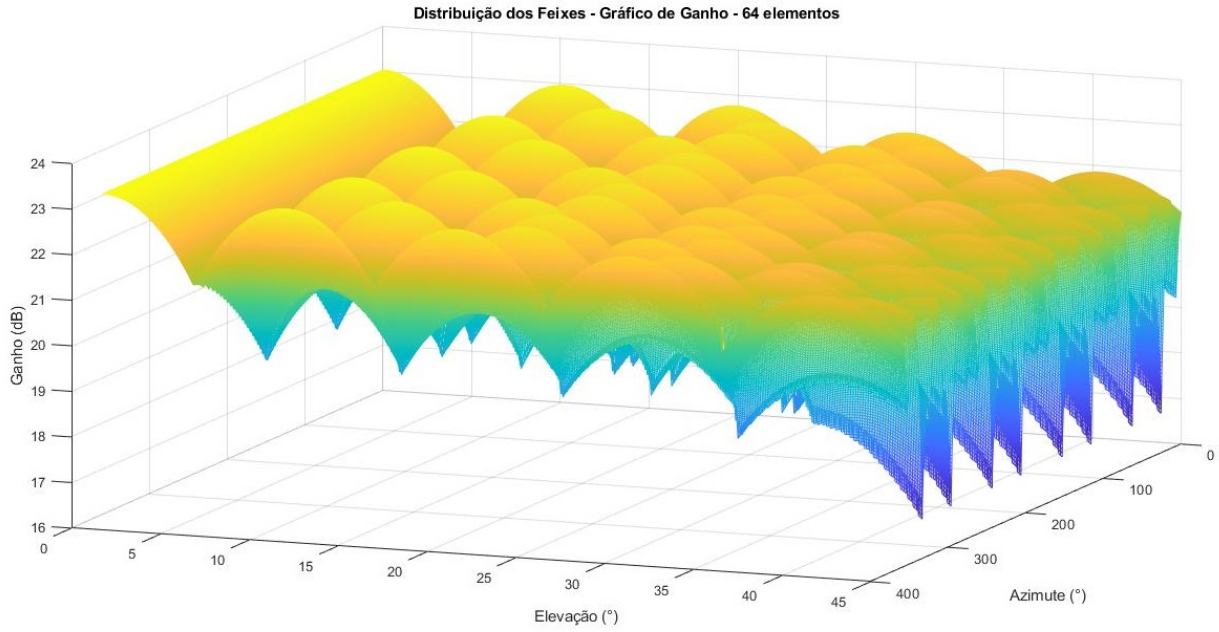


Figura 5.10: Visão tridimensional do gráfico de ganho do arranjo de antenas para todos os ângulos de apontamento - 64 elementos.

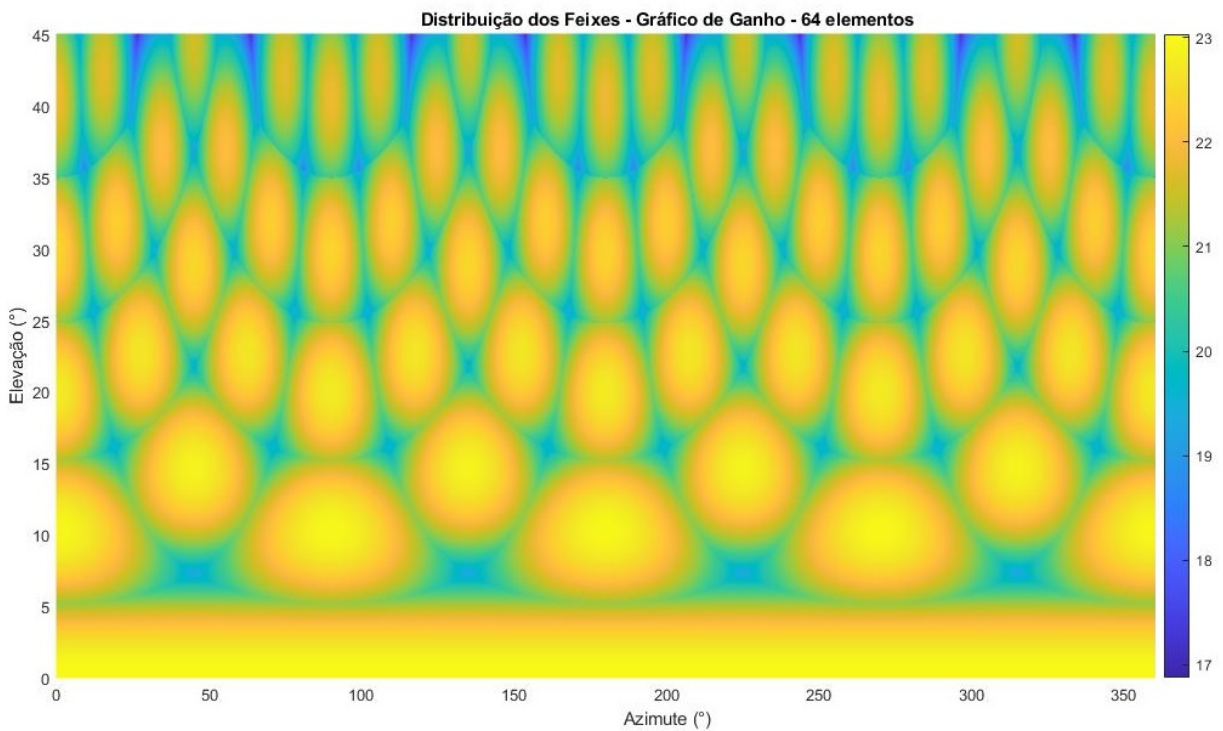


Figura 5.11: Visão superior do gráfico de ganho do arranjo de antenas para todos os ângulos de apontamento - 64 elementos.

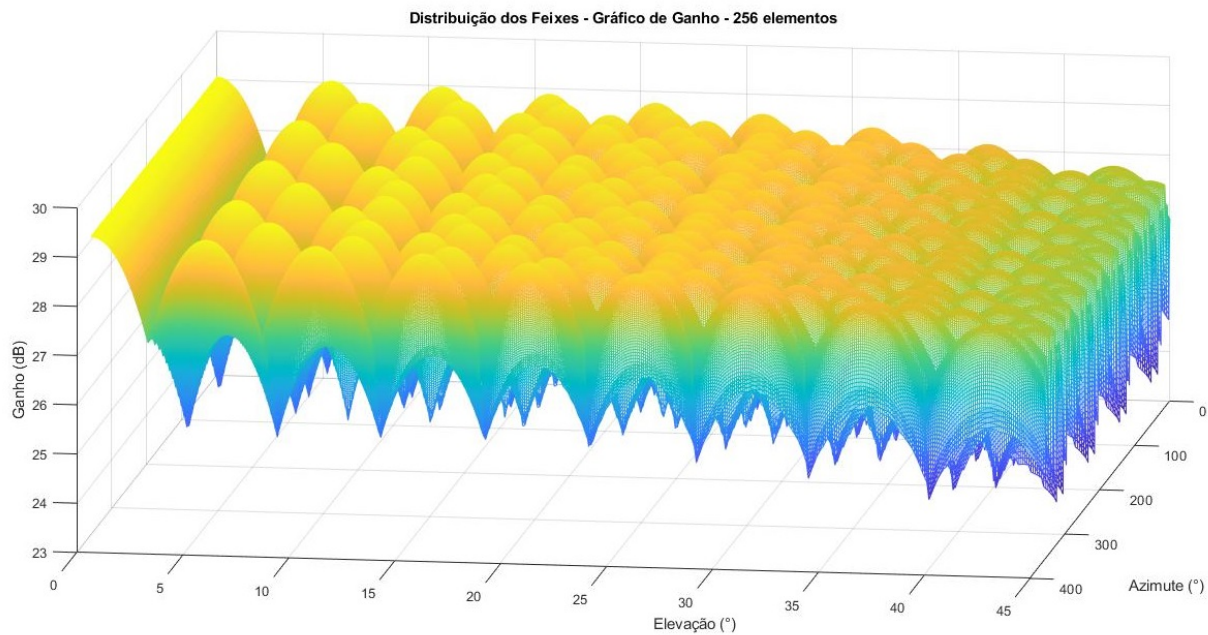


Figura 5.12: Visão tridimensional do gráfico de ganho do arranjo de antenas para todos os ângulos de apontamento - 256 elementos.

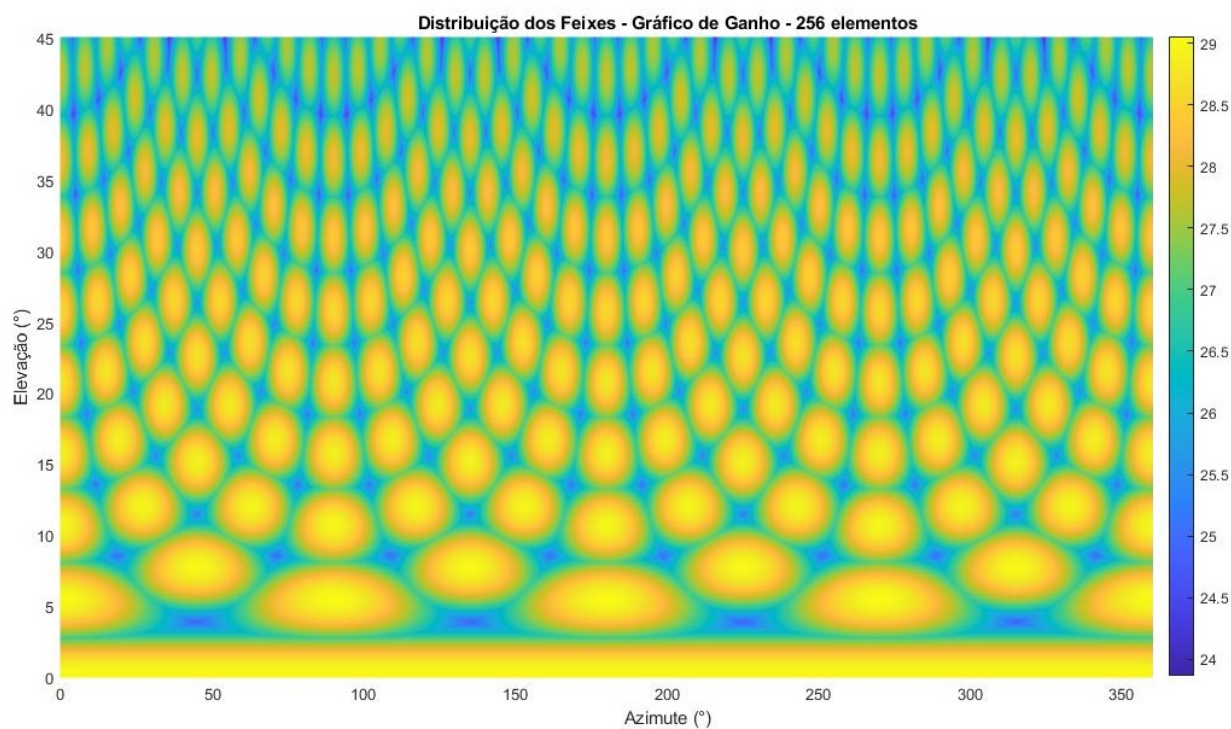


Figura 5.13: Visão superior do gráfico de ganho do arranjo de antenas para todos os ângulos de apontamento - 256 elementos.

5.3 Regiões Críticas

Essas regiões críticas são áreas em que o ganho do arranjo de antenas é menor do que o valor limite considerado. Dessa maneira, essas regiões não são áreas descobertas na qual o sistema estaria indisponível, mas áreas delicadas na qual o sistema pode estar operando com uma SNR inferior à prevista, acarretando em uma menor confiabilidade do sistema. Com o intuito de analisar essas regiões e obter maiores informações sobre a probabilidade de ocorrência, será definida a localização de cada área e sua extensão.

5.3.1 Probabilidade de Incidência

Pela observação da Figura 5.8 e da Figura 5.9 pode-se perceber que a região crítica se localiza em um intervalo definido de elevação e de azimute. Dessa forma, a primeira conclusão é a de que essas regiões estariam limitadas a regiões geográficas cujo apontamento está nesse intervalo. Entretanto, uma vez que se trata de terminais móveis, o problema depende de mais variáveis, como a posição do arranjo.

Nos cálculos de apontamento foi considerado um sistema cujo azimute igual a zero estaria apontando para o norte, o que implica na necessidade do terminal estar direcionado pro norte. Entretanto, como foi dito, por se tratar de um sistema móvel, o terminal pode estar rotacionado devido à movimentação e, conseqüentemente, o azimute de apontamento irá variar. Isto posto, qualquer região geográfica que tenha um apontamento com um ângulo de elevação nessa faixa pode operar com um ganho inferior a 3dB em relação ao valor de pico devido a uma possível rotação do terminal.

O cálculo da probabilidade de incidência é, então, dado pela probabilidade de se estar em uma região crítica tendo em vista que o apontamento é realizado com um ângulo de elevação dentro do intervalo dessa região. O cálculo dessa probabilidade pode ser feito de duas formas: pelo cálculo de área e pelo cálculo de intervalo de ângulos de azimute. O primeiro método se dá conforme a equação (5.6), sendo que para realizar esse cálculo primeiro deve ser definida a área da região crítica (A_{RC}) no intervalo definido. Em seguida, deve-se calcular a área da coroa circular (A_{CC}) que engloba os ângulos de elevação dessa região.

$$P_1(\%) = \frac{A_{RC}}{A_{CC}} \cdot 100 \quad . \quad (5.6)$$

A área da região crítica total é obtida a partir de cada região na faixa de elevação. Devido à simetria, quando essa zona se localiza em um ângulo diferente de 45° , no intervalo de elevação será possível encontrar 8 zonas iguais. Nos casos em que a região crítica está localizada em 45° , o número de regiões cai pra 4. O cálculo da área de cada uma delas é complexo, e, por conseguinte, será aproximada por um retângulo, cujas dimensões são obtidas conforme a Figura 5.14 e o resultado da aproximação pode ser visto na Figura 5.15.

Portanto, para o cálculo da lateral do retângulo serão utilizados os feixes em diagonal que formam a região. A distância entre os centros das circunferências (d_f) pode ser obtida pela distância

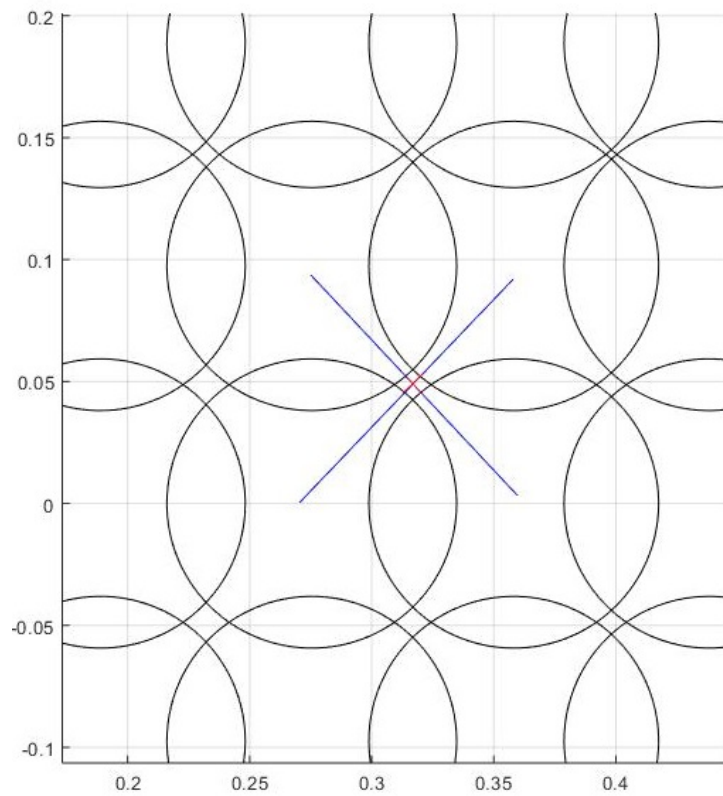


Figura 5.14: Distância entre o centro de dois feixes utilizado para obter as dimensões do retângulo.

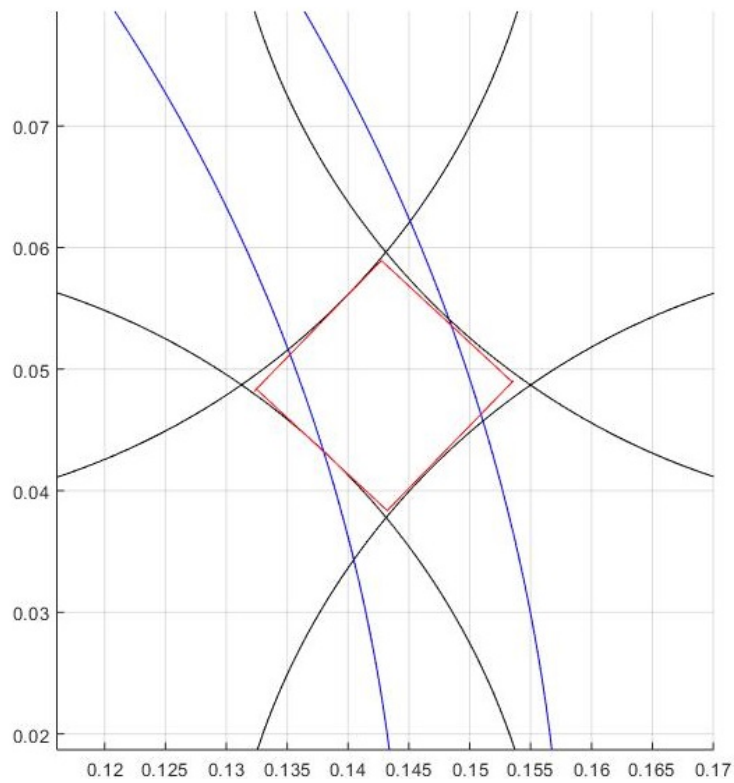


Figura 5.15: Aproximação da área da região crítica por um retângulo.

Tabela 5.3: Resultado para regiões críticas com probabilidade superior a 3% de incidência

Arranjo 16x16									
Região	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Elevação Inicial (°)	3,19	7,99	13,06	18,08	23,10	28,20	10,92	15,11	19,70
Elevação Final (°)	4,49	8,98	13,86	18,77	23,71	28,78	11,87	15,89	20,33
Probabilidade (%)	21,55	16,73	9,12	5,85	4,15	3,18	5,17	6,33	4,13
Arranjo 8x8									
Região	1		2		3				
Elevação Inicial (°)	6,37		15,42		24,97				
Elevação Final (°)	8,09		16,43		25,65				
Probabilidade (%)	14,97		8,82		3,90				

entre dois pontos, sendo a posição no centro definida pelo ângulo de azimute e de elevação. Uma vez que o raio de cada circunferência é definido pela largura de meia potência no eixo de azimute, a lateral pode ser escrita de acordo com a equação (5.7).

$$L_{ret} = d_f - HPBW_{azim} \quad . \quad (5.7)$$

Uma vez que esses cálculos foram feitos a partir de simulações computacionais, os ângulos de elevação a serem utilizados no cálculo da coroa circular são obtidos pela interseção entre a reta formada pela união entre as duas circunferências e as próprias circunferências. Assim sendo, a probabilidade de cada região pode ser calculada e os resultados de interesse para os dois cenários previamente citados estão disponíveis na Tabela 5.3. Na tabela em questão apenas os resultados com probabilidade de incidência maior que 3% são considerados, sendo desprezadas as regiões com menor probabilidade.

O segundo método de cálculo de probabilidade analisa o sistema como um todo a partir do ganho final do arranjo. Dado que a probabilidade de se estar em uma região crítica é determinada pelo ângulo de elevação, o procedimento nesse método se dá pela largura do intervalo de azimute em que o ganho é 3 dB menor do que o valor máximo do feixe naquela direção. Assim, os dados utilizados nas construções dos gráficos das Figuras 5.10 a 5.13 são empregados na determinação dos pares (θ, ϕ) em que a exigência não é atendida.

Segundo esse método, para cada ângulo de elevação tem-se uma probabilidade de incidência relacionada, a qual é calculada pela equação (5.8). O intervalo (I_{azim}) é dado pela soma da largura de todos os intervalos naquele ângulo de elevação, uma vez que há simetria entre os quadrantes. A Figura 5.16 apresenta a probabilidade resultante para cada cenário.

$$P_2(\%) = \frac{I_{azim}}{360} \cdot 100 \quad . \quad (5.8)$$

Os dois métodos convergem para valores muito próximos nas mesmas faixas de elevação, o que indica uma maior confiabilidade nos resultados. Conforme já dito anteriormente, essas regiões

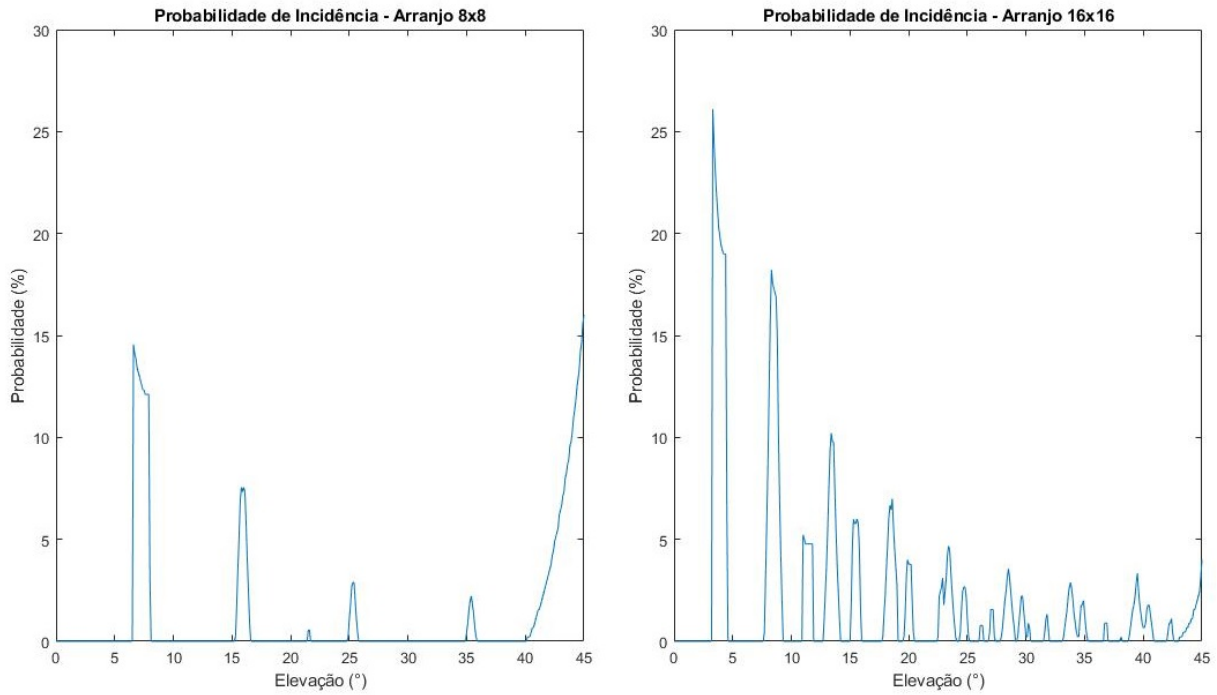


Figura 5.16: Probabilidade de Incidência pelo método 2.

apenas indicam pontos em que o ganho está abaixo das determinações iniciais de projeto, o que, por si só, não implica na indisponibilidade do serviço. É possível notar que as faixas com maior probabilidade de ocorrência, apesar de mais largas, estão em ângulos de elevação baixos, para os quais o ganho do arranjo também é mais elevado. Assim sendo, o ganho nessas regiões também deve ser avaliado, por ser o determinante na análise de desempenho. Ademais, como essas regiões dependem do ângulo de azimute e o terminal é móvel, o tempo de permanência nessa região pode ser muito pequeno.

5.3.2 Ganho em Região Crítica

Como mencionado anteriormente, essas regiões não são, obrigatoriamente, regiões de indisponibilidade. Dessa maneira, a fim de posteriores avaliações do desempenho do sistema, é necessário definir o menor ganho em cada região. Para isso, as regiões são separadas e analisadas individualmente por meio de ferramentas computacionais. A faixa de elevação definida anteriormente é utilizada nessa separação e a partir dela é buscado o menor valor de ganho.

Além disso, sabendo que o ganho máximo de cada feixe varia de acordo com o apontamento, um outro conjunto de dados foi levantado. Esse conjunto, com mesmo tamanho do conjunto de dados referentes ao ganho, é formado pelo ganho máximo do feixe utilizado para um par (θ, ϕ) . Com isso definido, para obter a maior queda em relação ao valor de pico basta subtrair os dois conjuntos e buscar a maior queda. O resultado para cada região crítica está disponível na Tabela 5.4, em que o resultado para cada cenário é apresentado. Vale ressaltar que o maior ganho se dá na direção zenital e, para um arranjo 16x16, ele é de 29,05 dB e, para um arranjo 8x8, ele é de 23,03 dB.

Tabela 5.4: Ganho em regiões críticas com probabilidade superior a 3% de incidência

Arranjo 16x16									
Região	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Elevação Inicial (°)	3,19	7,99	13,06	18,08	23,10	28,20	10,92	15,11	19,70
Elevação Final (°)	4,49	8,98	13,86	18,77	23,71	28,78	11,87	15,89	20,33
Queda em relação ao valor máximo (dB)	4,20	4,04	3,84	3,74	3,66	3,62	3,85	3,69	3,55
Menor Ganho (dB)	24,83	24,91	25,03	25,07	25,00	24,74	25,05	25,18	25,23
Arranjo 8x8									
Região	1			2			3		
Elevação Inicial (°)	6,37			15,42			24,97		
Elevação Final (°)	8,09			16,43			25,65		
Queda em relação ao valor máximo (dB)	3,70			3,39			3,24		
Menor Ganho (dB)	19,24			19,34			19,14		

A Tabela 5.4 apresenta o menor valor de ganho para cada região e dessa forma é possível perceber que o ganho não decai tão significativamente, se mantendo dentro da mesma faixa ao longo dos ângulos de elevação. Assim sendo, a potência de transmissão deve ser projetada de forma a equilibrar essa diferença e possibilitar uma margem de segurança para que a taxa de erro de bit esteja dentro das especificações.

5.3.3 Regiões Geográficas Atingidas

Um das preocupações de projeto era que essas regiões críticas não atingissem áreas populosas e de grande movimentação. Dessa forma, a disposição escolhida para os feixes objetiva que caso essa indisponibilidade do sistema ocorra, ela se reduzirá a essas áreas de menor tráfego. Para melhor perceber esse efeito, a Tabela 5.5 apresenta o ângulo de elevação para algumas capitais do Brasil e dos países da América do Sul. O ângulo de apontamento para cada cidade foi determinado de acordo com (2.5) e (2.10) e tendo como referência o satélite Star One C1 (65°W).

Com o intuito de verificar quais áreas poderiam ser impactadas na prática, ou seja, quais coordenadas latitude-longitude estão no intervalo de elevação dessas regiões críticas, optou-se por plotar junto ao mapa da América do Sul as curvas de elevação correspondente a essas zonas. O ângulo de apontamento para o satélite Star One C1 em cada posição geográfica também foi determinado por (2.5) e (2.10). Como previamente citado, os intervalos de ângulo de azimute não possuem muita relevância no sistema devido a possíveis rotações do terminal e, por isso, não foram destacados. De acordo com os procedimentos anteriores, foram plotadas, apenas, as faixas de elevação com probabilidade de incidência superior a 3%. Os resultados podem ser vistos na Figura 5.17 e na Figura 5.18.

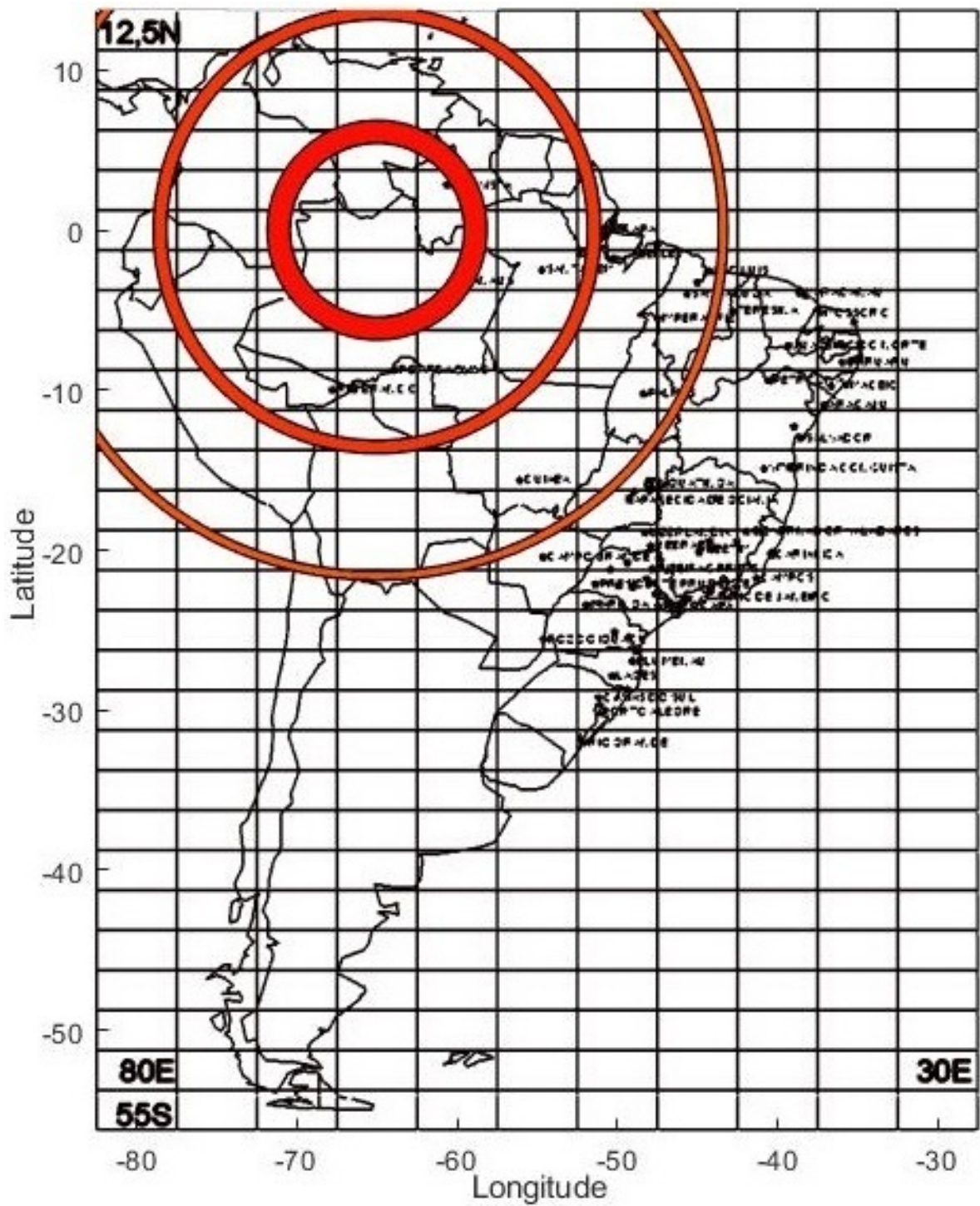


Figura 5.17: Mapa da América do Sul com as regiões geográficas que podem ter ganho menor do que o esperado para um arranjo 8x8.

Tabela 5.5: Ângulo de elevação no apontamento a partir de algumas capitais do Brasil e da América do Sul.

Cidade	Elevação	Cidade	Elevação	Cidade	Elevação
Belém	19,5°	São Luís	24,5°	Buenos Aires	40,8°
Boa Vista	6,1°	Teresina	26,6°	Santiago	39,4°
Macapá	16,4°	Brasília	27,1°	La Paz	19,7°
Manaus	6,8°	Campo Grande	26,8°	Caracas	12,5°
Palmas	22,9°	Cuiabá	21°	Bogotá	12°
Porto Velho	10,4°	Belo Horizonte	33,5°	Quito	15,8°
Rio Branco	12,4°	Rio de Janeiro	36,4°	Georgetown	11,3°
Fortaleza	31,2°	São Paulo	34,5°	Assunção	30,7°
João Pessoa	36°	Vitória	36,8°	Lima	19,9°
Natal	35,3°	Curitiba	34,6°	Paramaribo	13,4°
Salvador	34,2°	Florianópolis	37°	Montevideu	41,6°

5.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as soluções e procedimentos adotados na alocação dos feixes, uma vez que o apontamento é discreto e o número de feixes limitado. O posicionamento de cada feixe é determinado de acordo com a largura de meia potência de cada feixe, entretanto, devido a discretização de feixes, não é possível garantir uma cobertura total seguindo essa restrição. Posto isso, as regiões não atendidas pela determinação de meia potência, chamadas de regiões críticas, foram analisadas com o objetivo de detectar as regiões geográficas que podem ser atingidas bem como o ganho nessas regiões.

No próximo capítulo dar-se-á prosseguimento ao estudo das soluções propostas para ambos os arranjos de antena. No Capítulo 6 - Viabilidade de Projeto serão discutidas normas reguladoras e exigências de relação sinal-ruído na transmissão e na recepção que devem ser atendidas para que a implementação do projeto seja possível.

Capítulo 6

Viabilidade de Projeto

6.1 Introdução

O Capítulo 5 apresentou uma proposta de distribuição dos feixes visando uma cobertura de do território nacional e parte da América do Sul. Devido à discretização do número de feixes, a escolha foi realizada de forma a respeitar a largura de meia potência de cada feixe. Como também se deseja minimizar o número total de feixes, essa restrição nem sempre pode ser respeitada. Dessa forma, também realizou-se um estudo de como essas regiões podem impactar o sistema como um todo.

Nesse capítulo será discutido a viabilidade do projeto pela análise da capacidade do sistema em transmitir o sinal desejado perante o ruído e pela análise dos requisitos impostos pela reguladora de telecomunicações. Assim, na Seção 6.2 - Relação Sinal-Ruído é realizado um cálculo de balanço de potência para análise da relação sinal-ruído tanto para o enlace de descida quanto para o enlace de subida. Além de ser capaz de operar, o sistema deve obedecer restrições impostas pela ANATEL, então a Seção 6.3 - Resoluções da ANATEL analisa as restrições impostas e se o arranjo de antenas se encaixa nas determinações e resoluções. Da mesma forma, na Seção 6.4 - Não Linearidade da Lente de Rotman é estudado o efeito da utilização de defasadores reais no diagrama de radiação do arranjo de antenas. Por fim, na Seção 6.5 - DVB-RCS2 é apresentado um protocolo com formas de onda capazes de operar com baixa SNR.

6.2 Relação Sinal-Ruído

A primeira análise do sistema envolve a capacidade de operação e, para que seja funcional, deve-se garantir uma relação sinal-ruído mínima. Essa SNR mínima varia de acordo com o tipo de modulação empregada e o tipo de protocolo, o qual determina a quantidade de símbolos pilotos (símbolos que não contêm informação e são usados, unicamente, para correção de possíveis erros e para sincronização de canal) e símbolos de dados. Além disso, a SNR mínima é definida a partir da maior taxa de erro de bit desejada, ou seja, uma menor relação sinal-ruído implica em uma maior taxa de erro de bit.

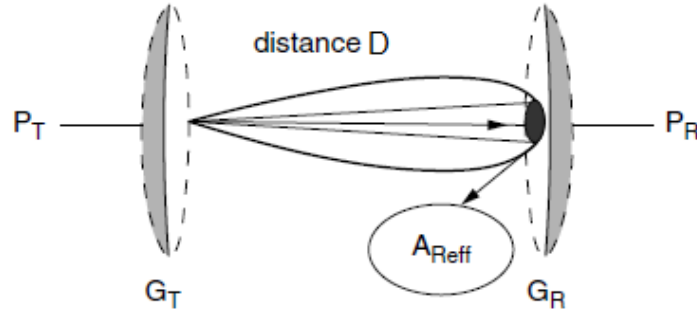


Figura 6.1: Potência recebida por antena receptora distante em D metros da antena transmissora. Adaptado de [1].

A relação sinal-ruído de um sistema é dada pela divisão entre a potência recebida pelo receptor e a potência de ruído adicionado ao sinal durante o processo de recepção, conforme desenvolvido na equação (2.1). Além disso, conforme citado anteriormente, a SNR total do enlace direto ou de retorno depende do enlace de subida e de descida na direção em questão e é definida pelo enlace com menor SNR. Entretanto, como o objetivo é analisar o terminal, uma vez que considera-se uma central já validada, serão calculadas, apenas, as relações sinal-ruído que envolvam o terminal.

A Figura 6.1 estabelece as relações para o cálculo da potência recebida conforme a equação (6.1), em que o ganho da antena de transmissão é dado por G_T , a potência de transmissão por P_T , a distância entre as antenas é representada por D e a área eficaz de recepção por A_{Reff} [28].

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi D^2} \cdot A_{Reff} \quad (6.1)$$

A área eficaz da antena de recepção é dada pela equação (6.2), em que G_R representa o ganho da antena de transmissão e λ representa o comprimento de onda do sinal transmitido [1].

$$A_{Reff} = \frac{G_R}{(4\pi/\lambda^2)} \quad (6.2)$$

Assim, a potência recebida pode ser reescrita conforme a equação (6.3). Como pode ser visto, a constante L_{FS} , chamada de perdas no espaço livre, é a principal perda de propagação durante a transmissão. Essa atenuação no sinal, uma vez que nem toda energia transmitida é captada pela antena receptora, varia conforme a distância entre as antenas e a frequência de operação. Além disso, a combinação da potência transmitida (P_T) com o ganho da antena de transmissão (G_T) é denominada potência isotrópica radiada equivalente (EIRP), a qual é um parâmetro importante na análise do desempenho do transmissor.

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{(\lambda/4\pi D)^2} = \frac{EIRP \cdot G_R}{L_{FS}} \quad (6.3)$$

Em um sistema de comunicação satelital deve-se levar em consideração outras perdas de propagação como as perdas por chuva e gases atmosféricos. Entretanto, essa seção visa, apenas, uma validação da viabilidade do projeto e, por isso, considerar-se-á as perdas de propagação igual às perdas em espaço livre.

Para o cálculo da potência de ruído utiliza-se modelos criados com o intuito de representar a performance do ruído e o mais popular é o modelo AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), no qual a densidade espectral de potência do ruído é constante para todas as frequências e igual a N_o . Assim, a potência de ruído é dada pela equação (6.4), em que B_T é a largura de banda do sinal transmitido.

$$P_N = N_o B_T \quad . \quad (6.4)$$

A densidade espectral de potência do ruído (N_o) definida pela multiplicação entre a constante de Boltzmann e a temperatura equivalente do sistema. Essa temperatura corresponde à temperatura termodinâmica de uma resistência capaz de entregar a mesma potência do ruído em questão. Reescrevendo, em decibéis, a equação (2.1) em termos das relações desenvolvidas pra potência recebida e a potência de ruído, tem-se:

$$SNR = EIRP + \left(\frac{G_R}{T} \right)_{dB} - L_{FS} + 228.6 - 10 \cdot \log_{10} (B_T) \quad . \quad (6.5)$$

Da mesma forma que a EIRP é um parâmetro importante na avaliação do desempenho do transmissor, a relação G/T, chamada de figura de mérito, é um parâmetro importante na avaliação do receptor. Portanto, o terminal em questão deve ser capaz de fornecer uma EIRP suficiente na transmissão e apresentar uma figura de mérito satisfatória na recepção.

Para realizar os cálculos de SNR do enlace, deve-se conhecer os parâmetros do satélite, tanto EIRP quanto G/T. Para o satélite adotado como referência, o Star One C1, os parâmetros podem ser obtidos no site da operadora do satélite [9]. A Figura 6.2 apresenta essas informações para uma transmissão em banda Ku e que utiliza o feixe "Brasil". Esse feixe do satélite prioriza a região sudeste do Brasil, compensando, assim, a diminuição no ganho para apontamentos com ângulo de elevação mais elevados.

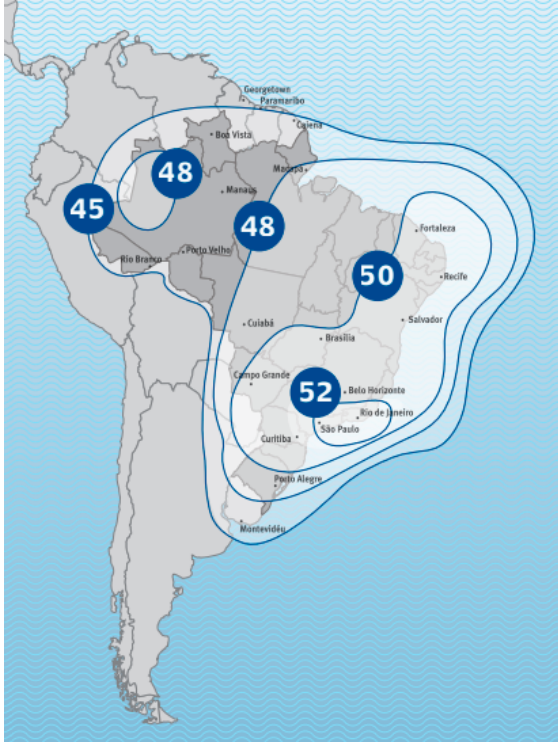
6.2.1 Enlace de Descida

No enlace de descida, o terminal opera como um receptor e sua figura de mérito deve ser calculada. Tendo em vista que o ganho da antena já é conhecido, para o cálculo da figura de mérito basta calcular a temperatura do sistema de recepção. Outra forma de tratar a temperatura do sistema é pela figura de ruído, a qual estão relacionadas pela equação (6.6), sendo f a figura de ruído e T_o a temperatura de referência, geralmente igual a 290 K.

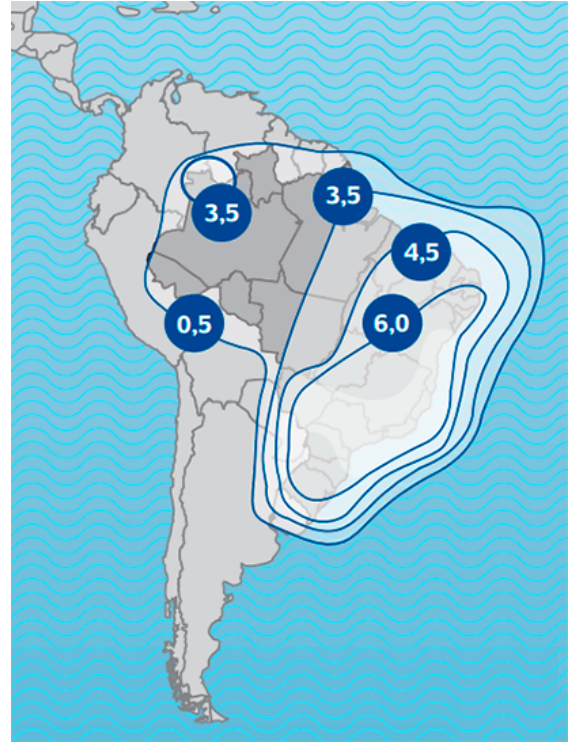
$$f = 1 + \frac{T_e}{T_o} \quad . \quad (6.6)$$

De acordo com a Recomendação ITU-R P.372-13, a figura de ruído total do sistema de recepção pode ser obtida pela equação (6.7) [10]:

$$f = f_a + (f_r - 1) \quad . \quad (6.7)$$



(a) EIRP do satélite



(b) G/T do satélite

Figura 6.2: Dados do satélite Star One C1. Retirado de [9].

A expressão apresentada está reduzida de forma a descartar linhas de transmissão e circuitos de antena. Assim, a figura de ruído do sistema é expressa em termos da figura de ruído da antena (f_a) e da figura de ruído do circuito de recepção (f_r). Em termos de temperatura equivalente, a temperatura do sistema (T_{sys}) é dada pela soma da temperatura da antena e pela temperatura do receptor.

6.2.1.1 Temperatura da Antena

Conforme supracitado, todo sistema de recepção, além de captar o sinal transmitido, acaba por captar também energia radiada por outros corpos. Essa energia, equivalente a temperatura de brilho do corpo, varia conforme o corpo. Por exemplo, a Terra é um corpo emissor de energia e sua temperatura de brilho é de, aproximadamente, 300 K. Já o céu possui uma temperatura de brilho aproximadamente equivalente a 5 K quando a antena está sendo apontada em direção ao zênite e 125 K quando apontada na direção do horizonte.

Portanto, a temperatura da antena (T_A) que aparece nos terminais da antena é dada pela temperatura de brilho em todas as direções e pelo ganho naquela dada direção. Assim sendo, pode-se escrever T_A conforme a equação (6.8).

$$T_A = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_B(\theta, \phi) \cdot G(\theta, \phi) \cdot \text{sen}(\theta) \, d\theta \, d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \cdot \text{sen}(\theta) \, d\theta \, d\phi} \quad (6.8)$$

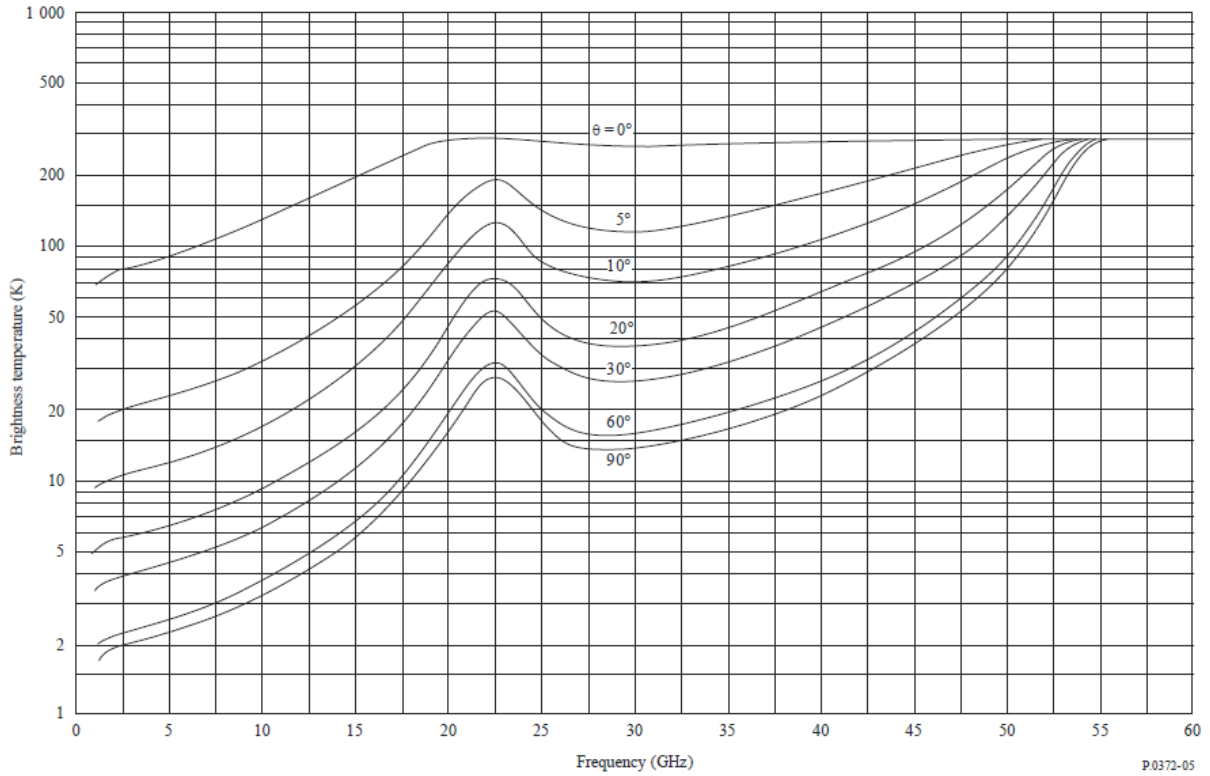


Figura 6.3: Temperatura de brilho em função da frequência de transmissão para diferentes ângulos de elevação, em que o ângulo de elevação igual a 0° está direcionado ao horizonte. Retirado de [10].

Tabela 6.1: Pontos extraídos da Figura 6.3 para frequência igual a 12 GHz.

Ângulo de Elevação ($^\circ$)	0	5	10	20	30	60	90
Temperatura de Brilho (K)	156,25	39,13	21,77	11,67	7,73	4,67	3,99

Para obter a temperatura da antena, então, deve-se determinar a temperatura de brilho (T_B). A Figura 6.3, disponível nas recomendações ITU-R P.372-13, fornece curvas da temperatura de brilho em função da frequência de transmissão do sinal para diferentes ângulos de elevação. Ao contrário da referência adotada ao longo do projeto, a recomendação considera o ângulo de elevação igual a 0° na direção horizontal e o ângulo de elevação igual a 90° na direção de zênite. A frequência de 12 GHz é utilizada como referência (frequência de descida) e os pontos para cada ângulo de elevação são extraídos conforme pode ser visto na Tabela 6.1.

A partir das informações coletadas é possível interpolar uma expressão para a temperatura de brilho em função da elevação. O resultado dessa interpolação computacional é:

$$T_B = 0,001436 \cdot e^{21,359(\theta-1,035)} + 9,353 \cdot e^{1,566(\theta-1,035)} \quad (6.9)$$

A partir da expressão determinada é possível obter a temperatura da antena para diferentes apontamentos de acordo com (6.8). O ganho empregado no cálculo deve ser o ganho total da antena, logo, é combinado o ganho do elemento irradiante com o ganho do arranjo. Dessa forma,

Tabela 6.2: Temperatura da antena para diferentes apontamentos.

Ângulo de Elevação (°)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45
Temperatura de Antena (K)	4,14	4,21	4,35	4,57	4,85	5,18	5,55	5,98	6,45	6,98

utilizou-se como modelo uma antena elementar desenvolvida pelo Prof. Dr. Sébastien R. M. J. Rondineau e seus aluno cujo ganho para cada direção de apontamento pode ser visto na Tabela I.1 (em anexo). O cálculo da temperatura da antena foi realizado por integração numérica pela regra dos retângulos a partir de ferramentas computacionais e considerando um arranjo 16x16.

A Tabela 6.2 mostra os valores da temperatura da antena para cada ângulo de elevação, na referência adotada no projeto. À medida que o ângulo de elevação aumenta (direção ao horizonte), a temperatura não aumenta de forma tão significativa porque o ganho do elemento irradiante começa a decair.

6.2.1.2 Temperatura do Receptor

Uma vez que o receptor é formado por diversos componentes, a temperatura total deve ser calculada pelo método de cascata, conforme a equação (6.10) [29].

$$T_R = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{T_{eN}}{G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_{N-1}} \quad (6.10)$$

Pela expressão é possível perceber que tanto a temperatura equivalente de cada componente é levado em consideração, quanto o respectivo ganho e a posição do componente na cadeia. Assim como a antena elementar, para os fins de avaliação, utilizou-se uma arquitetura de recepção já pronta e desenvolvida pelo Prof. Dr. Sébastien R. M. J. Rondineau e seus alunos.

Essa cadeia de recepção é formada pelos componentes apresentados na Tabela 6.3, em ordem de posicionamento e com os respectivos parâmetros de interesse, considerando a temperatura de referência (T_o) igual a 298 K. Além disso, a figura de ruído de componentes passivos como cabos e conectores podem ser aproximados pela perda de inserção do componente [29]. Para o cálculo da figura de ruído da lente de Rotman, além das perdas de inserção, considerou-se um descasamento de impedância entre as antenas e a lente de 10 Ω .

A única diferença na arquitetura de recepção de um arranjo 8x8 para a de um arranjo 16x16 está na cadeia de chaveadores. Isso se dá porque em um arranjo com mais elementos são utilizados mais chaveadores, uma vez que a lente possui mais portas de entrada. Assim, o sinal ao se somar em uma determinada porta irá percorrer toda a cadeia de chaveadores até chegar ao transceptor. Assim, como pode ser visto na Tabela 6.3, para um arranjo de 64 elementos, a temperatura equivalente do chaveador é de 2142,41 K e, para um arranjo de 256 elementos, a temperatura equivalente é de 5599,64 K.

Assim, de acordo com o método de cascata apresentado em (6.10), a temperatura total do re-

Tabela 6.3: Temperatura e figura de ruído para cada componente do processo de recepção.

Estágio		Ganho (dB)	Figura de Ruído	Temperatura (K)
Conector coaxial da Antena		-0,5	1,1220	36,3615
Conector coaxial da saída da lente		-0,5	1,1220	36,3615
Lente de Rotman		-5,5235	3,5674	765,076
Conector coaxial da entrada da lente		-0,5	1,1220	36,3615
Conector coaxial da saída do chaveador		-0,5	1,1220	36,3615
Chaveador	Arranjo 8x8	-12	8,1893	2142,41
	Arranjo 16x16	-16	19,7907	5599,64
Conector coaxial da entrada do chaveador		-0,5	1,1220	36,3615
Conector coaxial da saída do transceptor		-0,5	1,1220	36,3615
Diplexer		-2	1,5849	174,3
LNA 1		26	1,2882	85,8984
LNA 2		26	1,2882	85,8984
Filtro Passa Banda		-1,3	1,3490	103,9910
Misturador		-8	10	2682
Conector coaxial da entrada do transceptor		-0,5	1,1220	36,3615

ceptor, para um arranjo 8x8 é igual a 55477,67 K e, para um arranjo 16x16, é igual a 138490,13 K. Uma vez que não há um amplificador de baixo ruído no início do processo de recepção, a temperatura não é atenuada como se esperaria e elementos mais ruidosos acabam dominando o processo ao invés de serem atenuados. Conseqüentemente, a temperatura de ruído do receptor acaba por aumentar a potência do ruído.

6.2.1.3 Resultado

Uma vez que a temperatura da antena varia com a elevação de apontamento e seu valor é pouco significativo se comparado à temperatura do receptor, será adotado uma temperatura de antena igual a 10 K para ambos os arranjos. Então, a temperatura total do sistema para um arranjo quadrado de 256 elementos é igual a 51,41 dB e para um arranjo quadrado de 64 elementos é igual a 47,44 dB. O valor da temperatura equivalente do sistema é muito elevado e, conseqüentemente, a figura de mérito do receptor terá valores negativos, tendo em vista que o ganho da antena de recepção é inferior a 40 dB em qualquer direção.

Os cálculos de SNR do enlace de descida foram realizados para uma terminal operando na cidade de São Paulo, uma vez que é o maior centro empresarial do Brasil. Então, a Tabela 6.4 apresenta os parâmetros utilizados no cálculo da relação sinal-ruído. Conforme dito anteriormente, o ganho do receptor varia conforme o ângulo de azimute da transmissão, assim, o ganho total foi obtido por meio de uma média aritmética entre os diferentes ângulos de azimute no ângulo de elevação da cidade de São Paulo. As perdas de espaço livre foram calculadas conforme definido anteriormente e para uma frequência de operação igual a 12 GHz. O valor da EIRP total do transponder do satélite foi retirado das especificações do Star One C1 e deve ser recalculada para a banda de transmissão [9].

Para o cálculo da largura de banda do sistema, definiu-se a taxa de transmissão do sistema como 8 kbps, menor taxa de transmissão em um sistema de comunicação por voz [30]. Assim, para um fator de *roll-off* (α) igual a 0,2, a banda total do canal é igual a 9600 Hz, conforme a relação estabelecida na equação (6.11), em que B_T representa a largura de banda do sinal em banda passante, R_b a taxa de transmissão de bits por segundo e l o número de bits por símbolo [31].

$$B_T = \frac{(1 + \alpha)}{l} \cdot R_b \quad . \quad (6.11)$$

Com os parâmetros definido, é possível calcular a SNR do enlace de descida a partir de (6.5). A SNR resultante do enlace de descida para a cidade de São Paulo é de -23,24 dB para um arranjo quadrado de 256 elementos e -25,03 dB para um arranjo quadrado de 64 elementos.

Para uma análise geral da SNR do sistema, a Figura 6.2(a) foi adaptada de forma a possibilitar uma implementação computacional para o cálculo da SNR em todo território. O resultado pode ser visto na Figura 6.4, em que cada tonalidade no mapa representa um valor diferente de EIRP. A partir desses valores é possível calcular a SNR em diferentes pontos do Brasil, conforme a Figura 6.5. Assim, para um arranjo 8x8 a relação sinal-ruído varia entre -30,27 dB e -24,20 dB e para um arranjo 16x16 varia entre -28,39 dB e -22,28 dB.

Tabela 6.4: Parâmetros utilizados no cálculo de SNR do enlace de descida.

Parâmetros - Enlace de Descida - São Paulo					
Arranjo	Ganho Receptor (dB)	T_{sys} (dB)	EIRP (dBW)	L_{fs} (dB)	Banda de Transmissão (dBHz)
16x16	28,4580	51,41	52	205,3302	39,8227
8x8	22,7003	47,44			

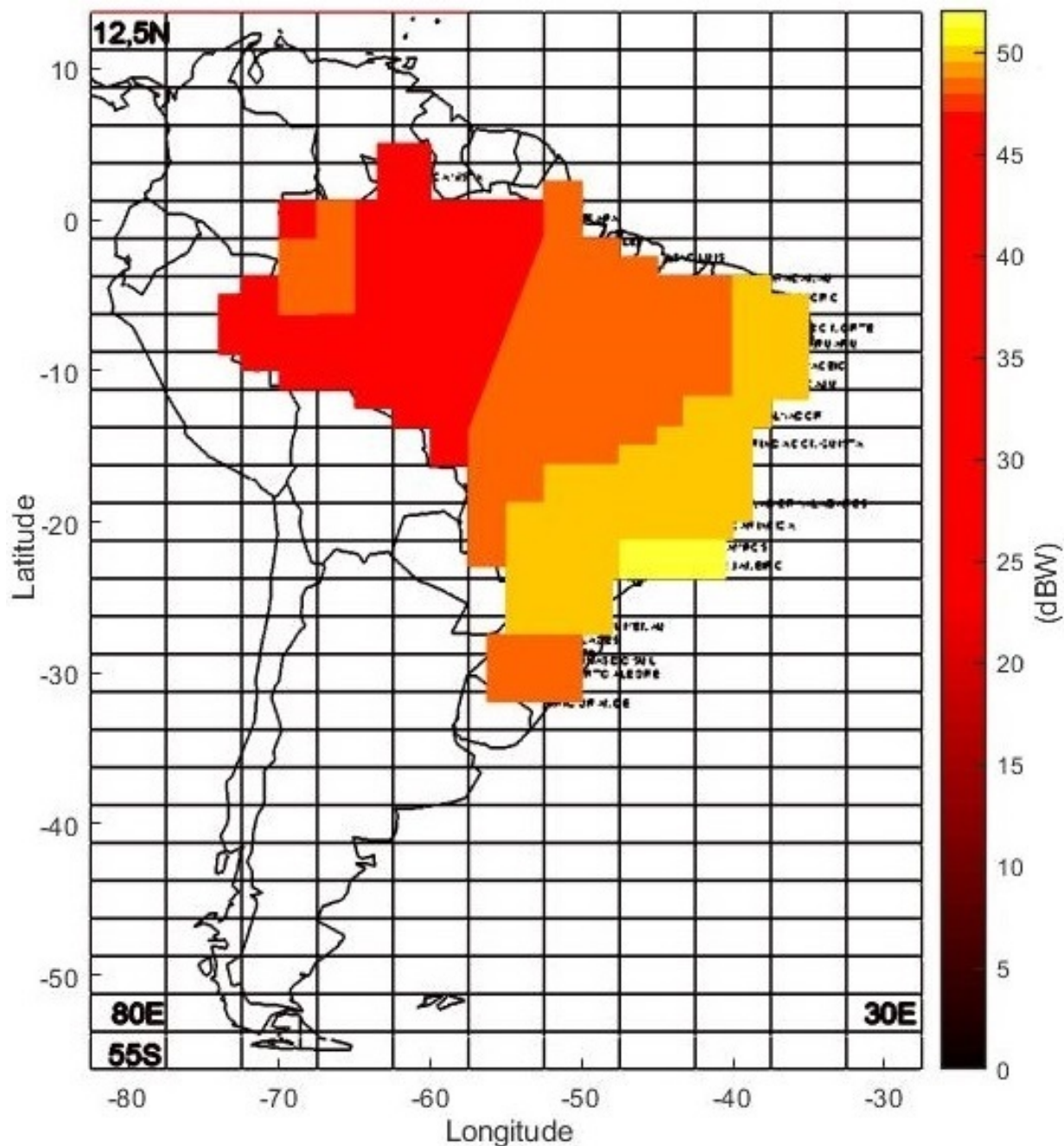
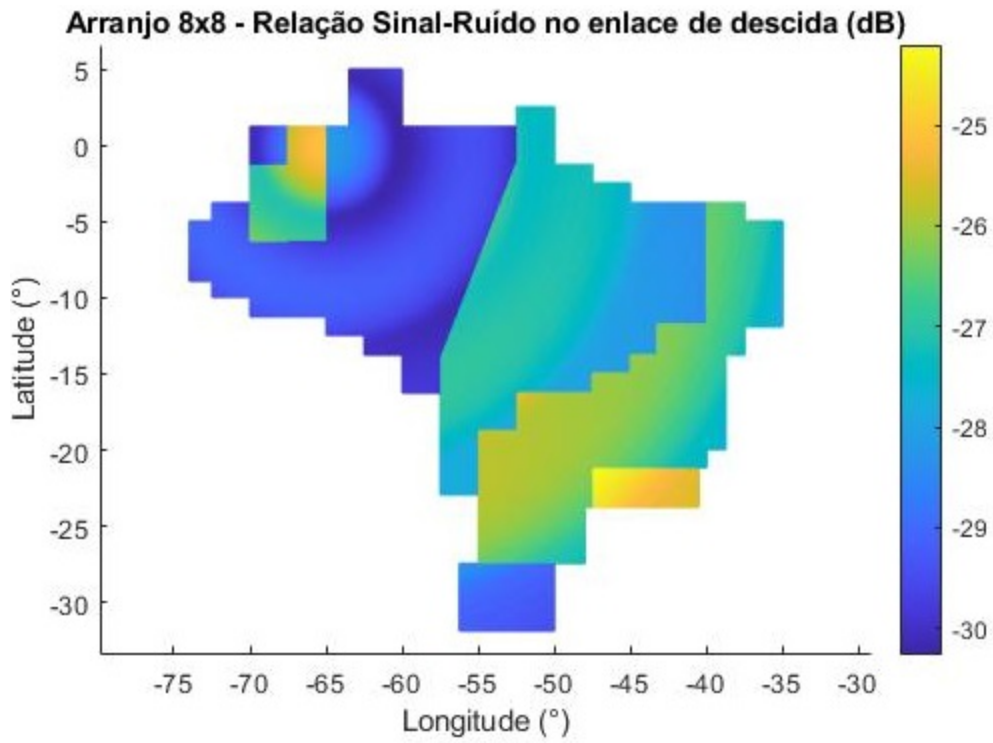
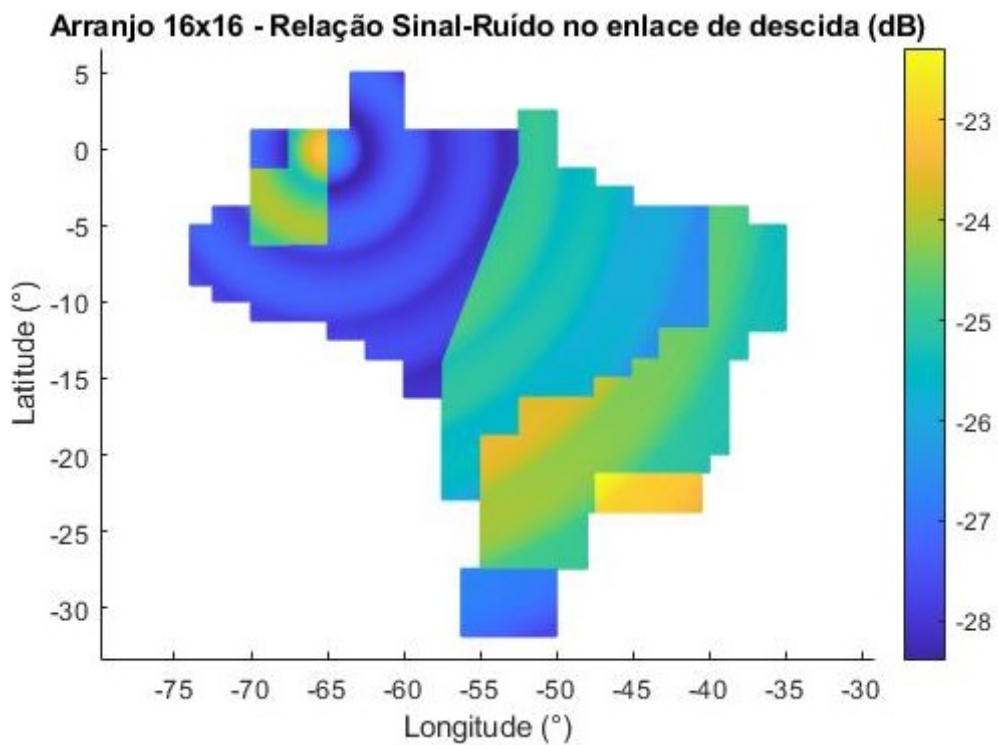


Figura 6.4: Adaptação dos dados de EIRP de um transponder do satélite para cálculo de SNR em todo território nacional.



(a) Arranjo 8x8



(b) Arranjo 16x16

Figura 6.5: SNR do enlace de descida para diferentes posições geográficas.

6.2.2 Enlace de Subida

A relação sinal-ruído no enlace de subida pode ser calculada de forma muito parecida à do enlace de descida, entretanto, outros parâmetros do satélite devem ser levados em consideração. Quando o terminal está recebendo o sinal, o principal parâmetro do satélite é a EIRP, enquanto na transmissão, utiliza-se a figura de mérito, a qual fornece informações sobre o ganho e sobre a temperatura do ruído na recepção. O terminal opera de maneira inversa, então para obter a SNR no enlace de subida é necessário calcular a potência transmitida pelo terminal.

6.2.2.1 Potência Transmitida

De forma análoga, a arquitetura de transmissão, a qual também foi desenvolvida pelo Prof. Dr. Sébastien R. M. J. Rondineau e seus alunos, está apresentada na Tabela 6.5 com os respectivos ganhos. Assim como no caso anterior, a única diferença na cadeia de transmissão de um arranjo 8x8 para a de um arranjo 16x16 está na cadeia de chaveadores. Para um arranjo de 64 elementos, a perda na cadeia de chaveadores é de -12 dB e, para um arranjo de 256 elementos, a perda é de -16 dB.

Isto posto, o resultado obtido para a potência de transmissão, ou seja, na entrada do arranjo, é de -13,39 dBW para um arranjo quadrado de 64 elementos e de -17,39 dBW para um arranjo quadrado de 256 elementos. Sabendo que essa potência é fixa para o tipo de arranjo, independente da direção em que o sinal será transmitido, a EIRP do sistema só irá variar de acordo com o ganho no arranjo na dada direção.

6.2.2.2 Resultado

De forma análoga ao realizado no enlace de descida, os cálculos de SNR do enlace de descida foram realizados para um terminal operando na cidade de São Paulo. Assim, a Tabela 6.6 apresenta os parâmetros utilizados no cálculo da relação sinal-ruído. O ganho total da antena não altera quando operando na recepção ou na transmissão e a largura de banda também está sendo adotada igual ao caso anterior. As perdas de espaço livre foram calculadas para uma frequência de operação igual a 14 GHz. O valor da figura de mérito do satélite foi retirado das especificações do satélite [9].

A SNR resultante do enlace de subida para a cidade de São Paulo é de -0,82 dB para um arranjo quadrado de 256 elementos e -2,58 dB para um arranjo quadrado de 64 elementos. A Figura 6.2(b) também foi adaptada de forma a possibilitar uma implementação computacional para o cálculo da SNR em todo Brasil. O resultado pode ser visto na Figura 6.6, em que cada tonalidade no mapa representa um valor diferente de figura de mérito. Dessa maneira, a SNR em diferentes pontos do Brasil pode ser calculada, e os resultados podem ser vistos na Figura 6.7. Para um arranjo 8x8 a relação sinal-ruído varia entre -6,49 dB e -1,16 dB e para um arranjo 16x16 varia entre -4,56 dB e 0,97 dB.

Tabela 6.5: Cadeia de transmissão com respectivos ganhos.

Estágio		Ganho (dB)
Potência de Entrada do Transceptor (dBW)		-29
Conector coaxial da entrada do transceptor		-0,5
Misturador		-8
Filtro Passa Banda		-2,5
PA Driver		22
Híbrido - Divisor		-3,5
Amplificador de Potência		30,0103
Híbrido - Combinador		-0,5
Diplexer		-2
Conector coaxial da saída do transceptor		-0,5
Potência de Saída do Transceptor (dBW)		5,5103
Conector coaxial de entrada do chaveador		-0,5
Chaveador	Arranjo 8x8	-12
	Arranjo 16x16	-16
Conector coaxial de saída do chaveador		-0,5
Conector coaxial de alimentação da Antena		-0,5
Perda na Lente de Rotman		-5,4
Potência de Transmissão (dBW)	Arranjo 8x8	-13,39
	Arranjo 16x16	-17,39

Tabela 6.6: Parâmetros utilizados no cálculo de SNR do enlace de subida.

Parâmetros - Enlace de Subida - São Paulo					
Arranjo	Ganho Transmissor (dB)	P_T (dBW)	G/T (dB)	L_{fs} (dB)	Banda de Transmissão (dBHz)
16x16	28,4580	-17,39	6	206,6692	39,8227
8x8	22,7003	-13,39			

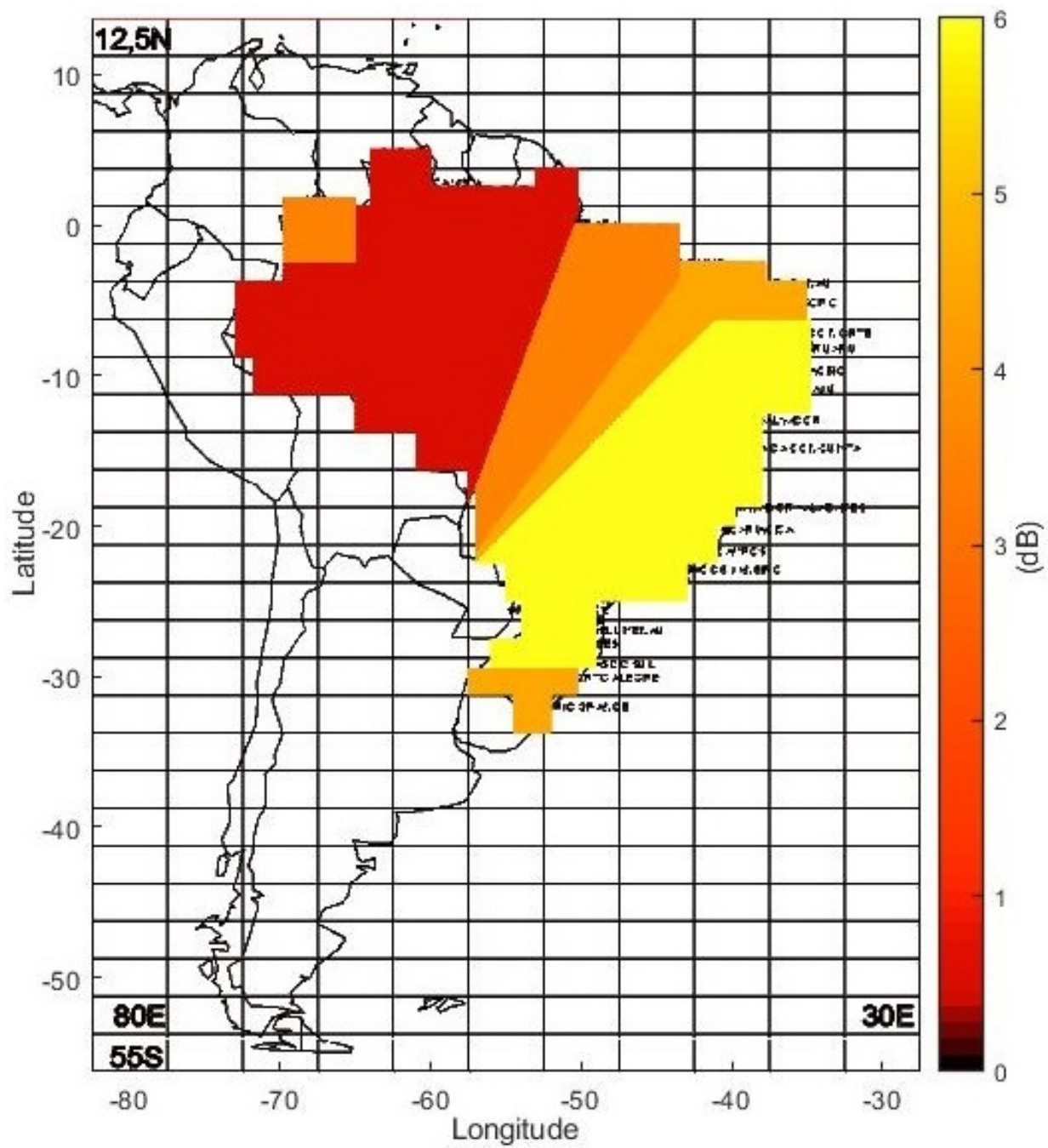
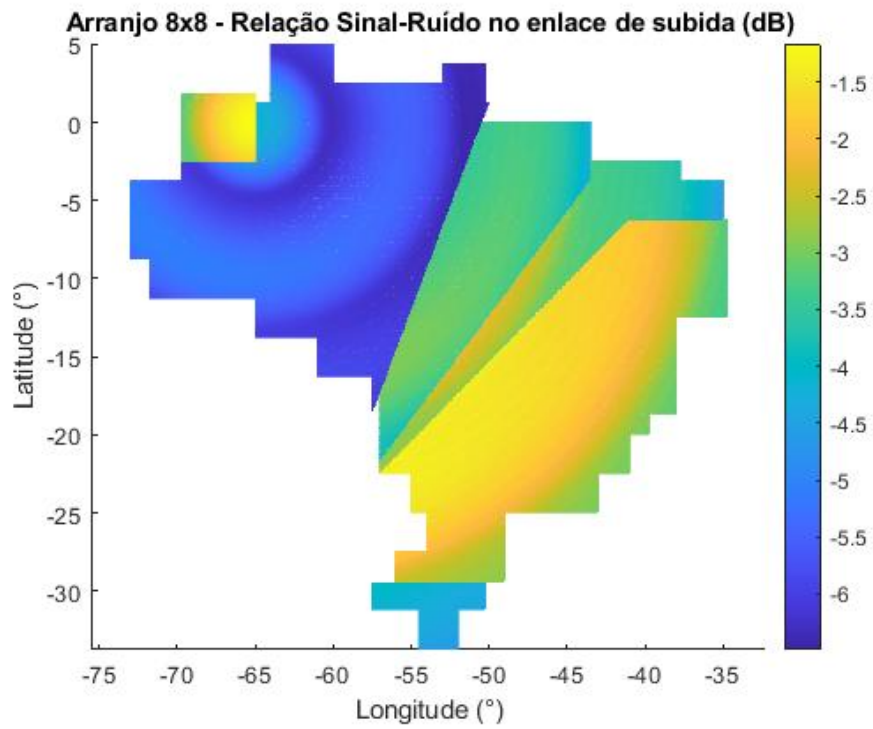
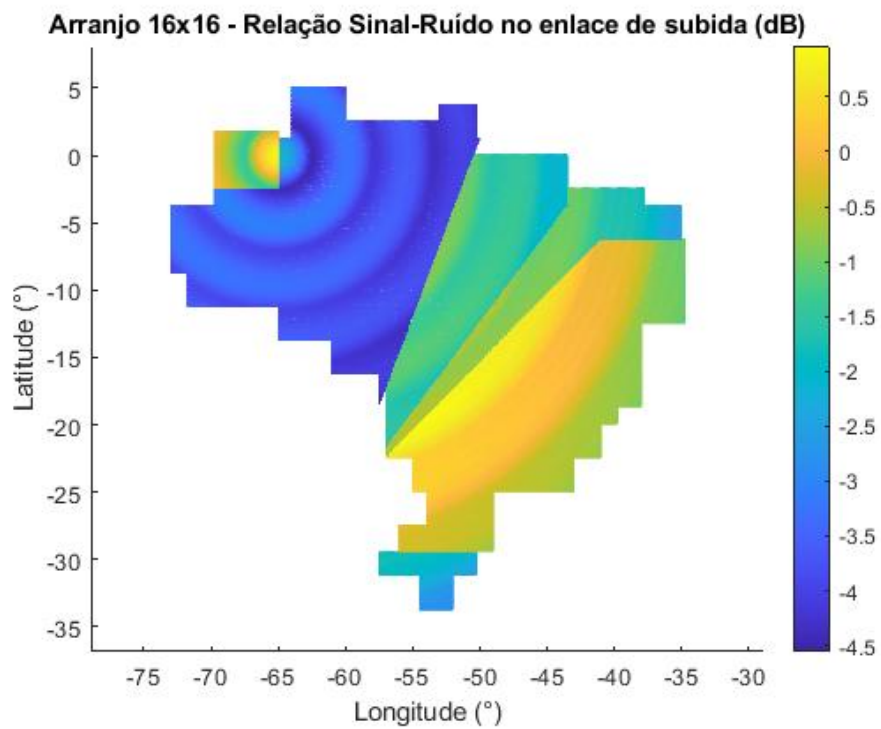


Figura 6.6: Adaptação dos dados de G/T do satélite para cálculo de SNR em todo território nacional.



(a) Arranjo 8x8



(b) Arranjo 16x16

Figura 6.7: SNR do enlace de subida para diferentes posições geográficas.

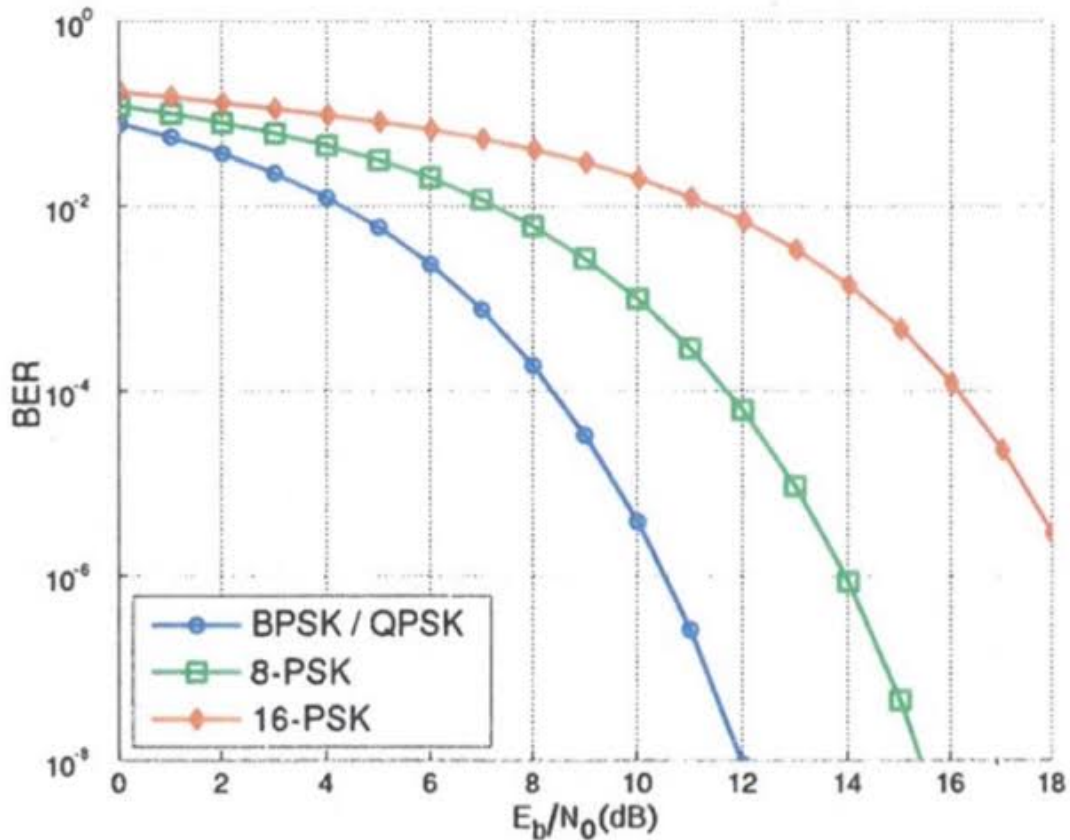


Figura 6.8: Comparação da taxa de erro de bit para diferentes tipos de modulação. Retirado de [11].

6.2.3 Análise de Resultados

Ambos os enlaces comprometem o sistema no sentido direto e reverso, uma vez que seu desempenho é determinado pelo trecho com menor SNR. O enlace de subida apresentou um rendimento baixo, devido a baixa EIRP de transmissão. Já o enlace de descida apresentou um rendimento bem inferior, uma vez que a figura de mérito do terminal acaba por prejudicar o enlace. A Figura 6.8 apresenta a taxa de erro de bit (BER) para diferentes modulações em função da relação (E_s/N_o). Essa razão se aproxima da SNR como pode ser visto na relação demonstrada pela equação (6.12).

$$\frac{E_b}{N_o} \cdot \frac{R_b}{B_T} = SNR \rightarrow SNR = \frac{E_b}{N_o} \cdot \frac{l}{(1 + \alpha)} \quad (6.12)$$

A partir desse gráfico é possível obter a menor SNR necessária para se ter uma BER dentro das especificações, fora do qual o sistema pode ficar indisponível. Conforme pode ser visto, quanto menor o número de bits por símbolo, menor a SNR necessária para uma mesma BER. Dentro das modulações apresentadas, nenhuma curva é capaz de fornecer uma taxa de erro de bit inferior a 10^{-3} na faixa de SNR do enlace de subida. Assim sendo, o sistema não é viável para uma simples modulação PSK (*Phase Shift Keying*), sendo necessário utilizar outros tipos de modulação ou alguma codificação capaz de recuperar o sinal mesmo com uma SNR muito baixa.

6.3 Resoluções da ANATEL

A Resolução nº 288 da ANATEL é responsável por estabelecer restrições para a comunicação, em banda Ku, por meio de satélites geoestacionários com cobertura sobre o território nacional. Conforme as separações definidas na Tabela 2.1, a banda Ku corresponde à faixa de frequência de 12 a 14 GHz, entretanto, na resolução em questão, a ANATEL faz a separação de frequência de 10,95 a 11,20 GHz e 11,45 a 12,20 GHz para o enlace de descida e de 13,75 a 14,50 GHz para o enlace de subida. Além disso, a Resolução nº 288 apresenta os critérios para a validação do terminal operando tanto na transmissão quanto na recepção.

Uma vez que o objetivo da regulamentação é reduzir o nível de interferências em satélites vizinhos ou em outros terminais, os principais critérios técnicos dizem respeito ao ganho da antena e à EIRP da transmissão. Assim, a análise desses parâmetros será realizada nas seções seguintes. Outros parâmetros, como a variação máxima em torno da frequência da portadora e características da estação satelital, também são definidos ao longo da resolução, mas essas restrições não se aplicam ao problema de validação da formação de feixe.

6.3.1 Máscara Espacial de Radiação

O tópico 4.1.1. inciso V da lista anexa à Resolução nº 288 da ANATEL define o limite de ganho dos lobos laterais para uma estação terrena transmissora. Da mesma forma, o tópico 4.2.1. inciso I da lista em questão define os mesmos limites para uma estação terrena receptora. Uma vez que o arranjo de antenas pode funcionar tanto em transmissão quanto em recepção, a equação (6.13) apresenta a máscara de ganho para o arranjo em ambos os casos.

$$G(\gamma) = \begin{cases} 29 - 25 \cdot \log_{10}(\gamma) & 1,9^\circ \leq \gamma < 36^\circ, \\ -10 & 36^\circ \leq \gamma < 180^\circ. \end{cases} \quad (6.13)$$

A relação definida em (6.13) utiliza como referência o ângulo γ , o qual se refere ao ângulo formado pelo apontamento desejado e um outro ponto qualquer. Assim, como as delimitações se referem à linha geoestacionária, o ângulo a ser considerado é o ângulo entre o apontamento para o satélite e outro ponto pertencente à linha geoestacionária.

A fim de analisar como o diagrama de radiação se comporta frente às limitações estabelecidas pela ANATEL, foi construído um gráfico com o ganho na direção do satélite Star One C1 junto às limitações. Uma vez que a restrição é imposta para o ganho total do arranjo, o ganho do arranjo é somado ao ganho da antena elementar, para a qual os valores estão disponíveis na Tabela I.1. Além disso, considerou-se apenas os ângulos para os quais há linha de visada, em que uma abordagem conservadora foi utilizada, sendo o maior ângulo de elevação igual a 90° .

Dessa forma, as Figuras 6.9 e 6.10 apresentam o ganho total do arranjo de antenas, com 64 e 256 elementos, respectivamente, e com o apontamento a partir da cidade de São Paulo. De forma semelhante, as Figuras 6.11 e 6.12 apresentam o ganho total para um apontamento a partir da cidade de Brasília. É importante notar que o valor máximo do ganho não está em $\gamma = 0$ pois os feixes nem sempre estarão apontando com seu valor máximo na direção de interesse.

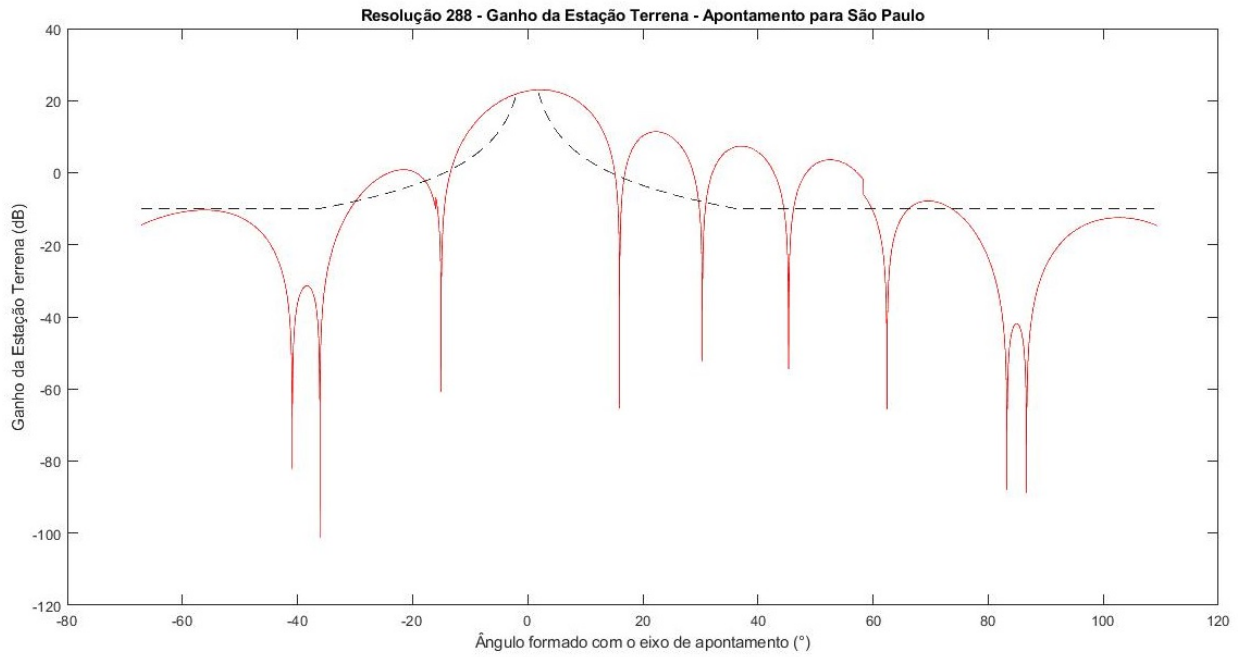


Figura 6.9: Ganho de um arranjo de antenas 8x8 na linha geostacionária para um apontamento em São Paulo.

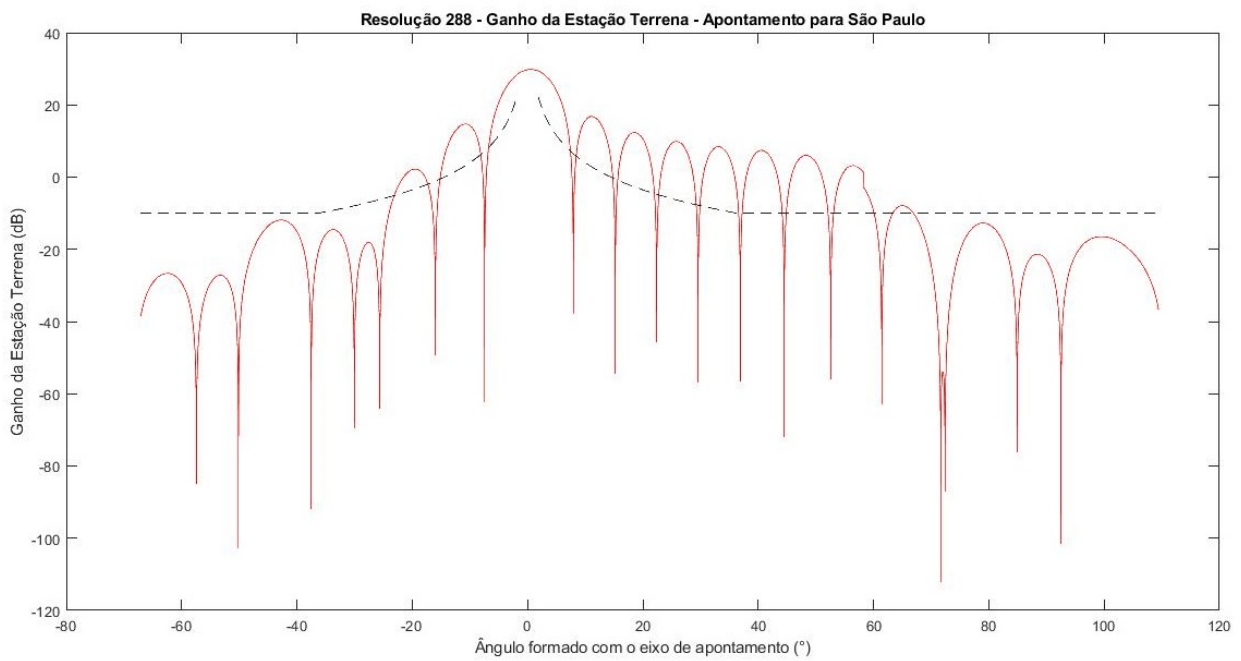


Figura 6.10: Ganho de um arranjo de antenas 16x16 na linha geostacionária para um apontamento em São Paulo.

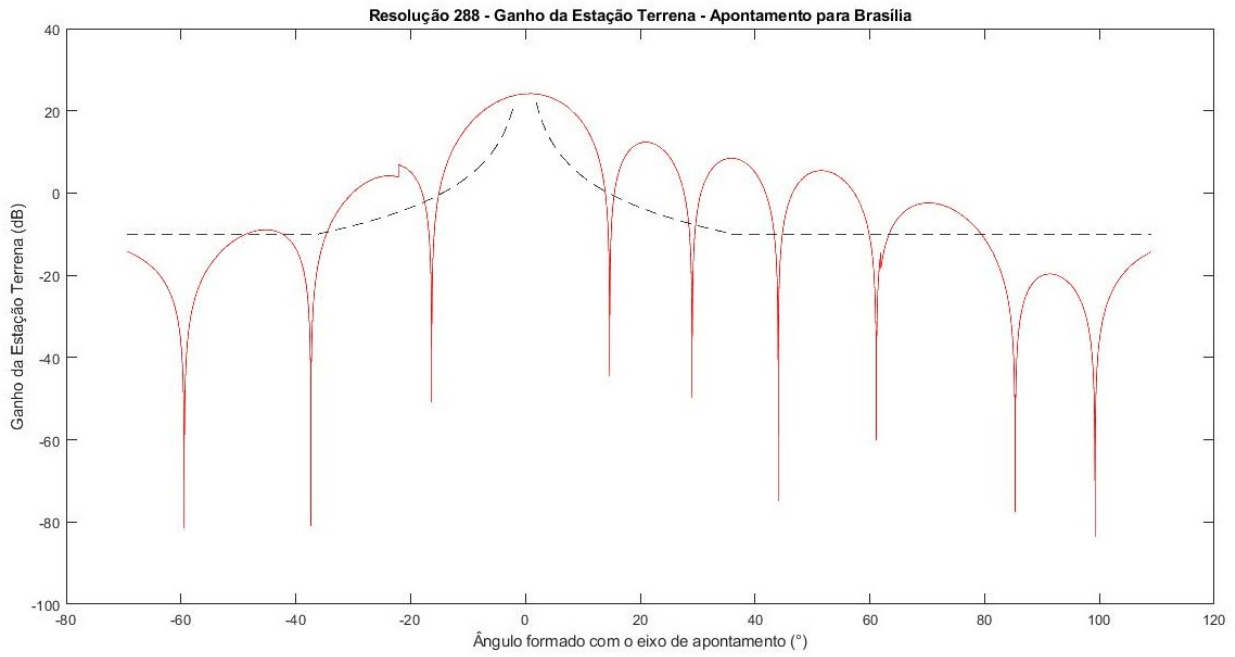


Figura 6.11: Ganho de um arranjo de antenas 8x8 na linha geostacionária para um apontamento em Brasília.

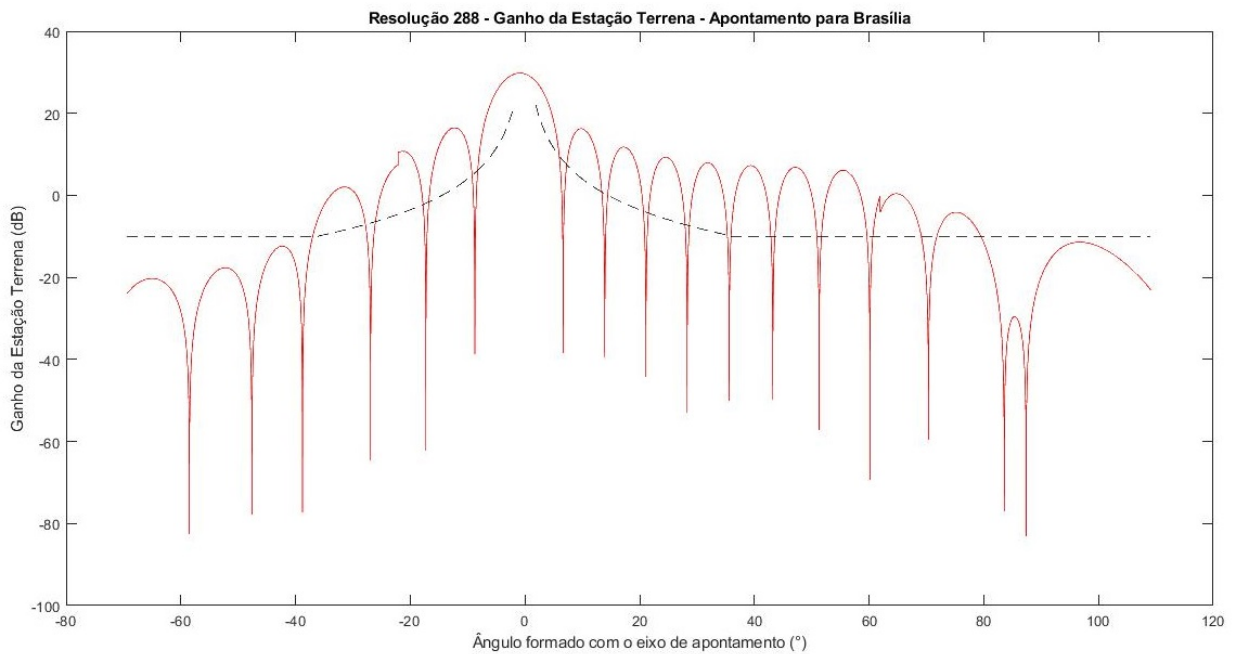


Figura 6.12: Ganho de um arranjo de antenas 8x8 na linha geostacionária para um apontamento em Brasília.

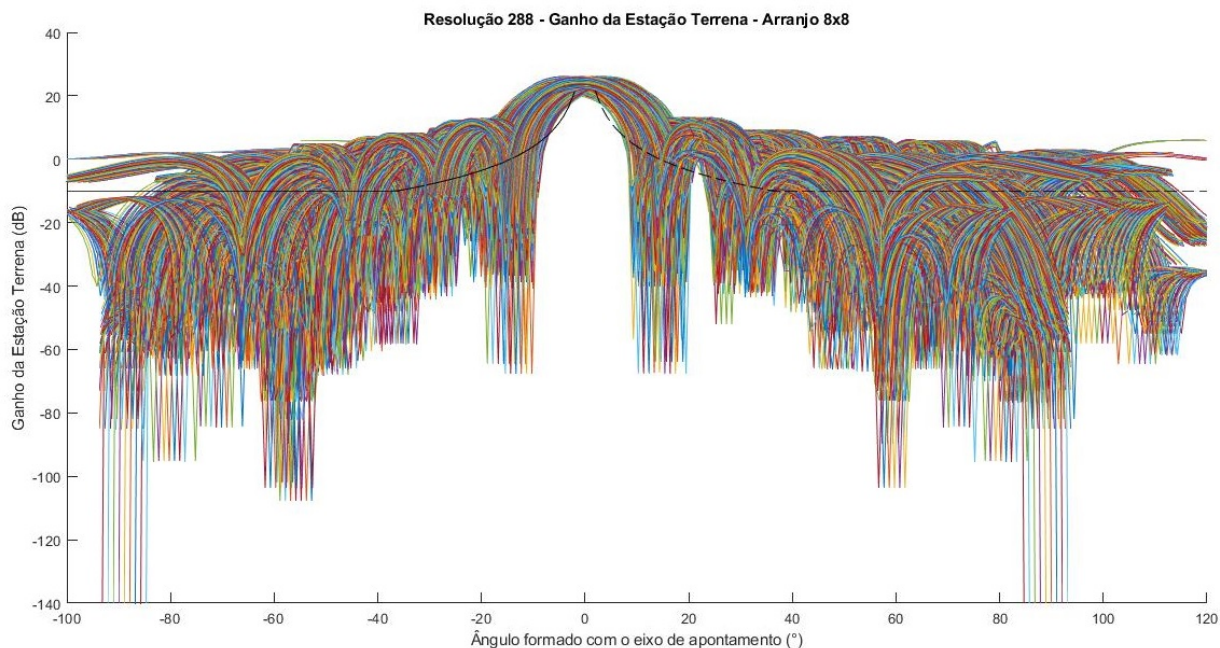


Figura 6.13: Ganho de um arranjo de antenas 8x8 na linha geostacionária para várias posições no território nacional.

Com o intuito de mostrar o desempenho total do sistema, foi construído um gráfico com o ganho total para apontamentos em diferentes localidades. A região geográfica definida para os cálculos corresponde à região formada pelas latitudes de $5^{\circ}N$ a $45^{\circ}S$ e longitude de $35^{\circ}W$ a $75^{\circ}W$. As Figuras 6.13 e 6.14 apresentam os resultados dos arranjos 8x8 e 16x16, respectivamente, para os apontamentos realizados na região delimitada em que cada curva corresponde a uma posição diferente. As posições são determinadas a partir de uma grade com resolução de 1° da região delimitada, totalizando 2091 pontos geográficos diferentes. Entretanto, o ganho só é analisado para os pontos em que o ângulo de elevação é inferior a 45° .

6.3.2 Interferência em Satélites Vizinhos

Como pode ser visto nos gráficos da Seção 6.3.1, nenhuma das curvas é aprovada nas restrições da ANATEL, uma vez que o lóbulo principal do feixe não é estreito o suficiente e os lóbulos secundários são muito expressivos. Dessa forma, o tópico 4.1.1. inciso VI da lista anexa à Resolução nº 288 da ANATEL determina que, nesse caso, exista duas possibilidades de operação: coordenar o uso com redes de satélites próximo ao satélite de interesse e reduzir a potência transmitida de forma que a densidade de potência fora do eixo cumpra com as exigências do inciso VII. Assim, o limite de densidade de EIRP na transmissão (dBW/Hz) para que uma estação terrena possa operar sem a necessidade de coordenar o uso com outras redes, está definido na equação (6.14).

$$d_{EIRP_{TX}}(\gamma) = \begin{cases} -19 - 25 \cdot \log_{10}(\gamma) & 1,9^{\circ} \leq \gamma < 36^{\circ}, \\ -58 & 36^{\circ} \leq \gamma < 180^{\circ}. \end{cases} \quad (6.14)$$

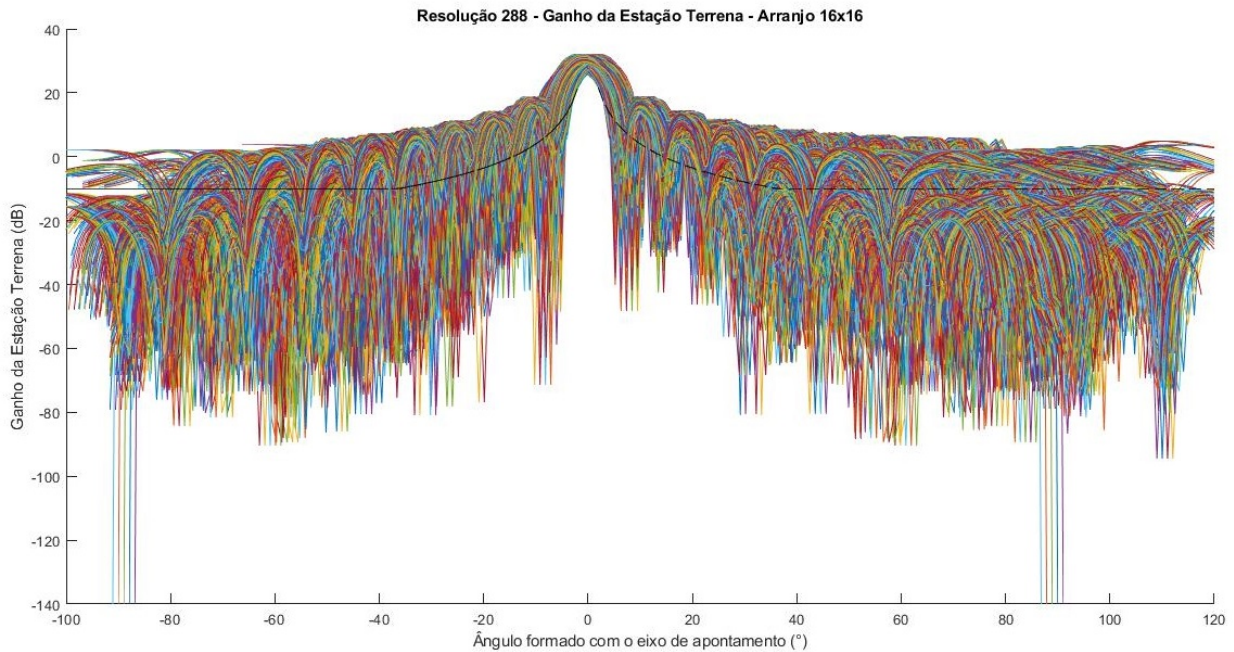


Figura 6.14: Ganho de um arranjo de antenas 16x16 na linha geostacionária para várias posições no território nacional.

Para o cálculo da densidade de EIRP foi realizada uma divisão entre a EIRP total de transmissão pela banda utilizada. Uma vez que essas variáveis já foram determinadas durante o cálculo da SNR no enlace de subida, a densidade de EIRP pode ser obtida diretamente. Além disso, como somente o ganho do arranjo varia em função do ângulo γ , o comprimento da máscara será determinado pelo ganho, como pode ser visto na equação (6.15).

$$d_{EIRP_{TX}}(\gamma) = P_T + G(\gamma) - B_T \quad . \quad (6.15)$$

Assim como foi feito para as delimitações do ganho, foi construído um gráfico com a densidade de EIRP na direção do satélite Star One C1 junto às restrições da ANATEL. Dessa forma, as Figuras 6.15 e 6.16 apresentam a densidade de EIRP gerada por um arranjo de antenas com 64 e 256 elementos, respectivamente, e com o apontamento a partir da cidade de São Paulo. De forma semelhante, as Figuras 6.17 e 6.18 apresentam a densidade de EIRP para um apontamento a partir da cidade de Brasília. Assim como no caso anterior, o valor máximo da densidade não está em $\gamma = 0$ pois os feixes nem sempre estarão apontando com seu valor máximo na direção de interesse.

O desempenho total do sistema pode ser visto nas Figuras 6.19 e 6.20, em que o procedimento anterior também é adotado aqui. Assim sendo, é traçado o gráfico para cada ponto geográfico cujo ângulo de elevação é inferior a 45° e cada ponto é espaçado em 1° do anterior.

Os gráficos mostram com clareza que, assim como ocorreu na Seção 6.3.1, a densidade de EIRP na transmissão também não atende às limitações impostas pelo inciso VII. De uma forma geral, para um sistema fechado, a única solução para ter o terminal validado seria coordenar o uso com redes de satélites adjacentes.

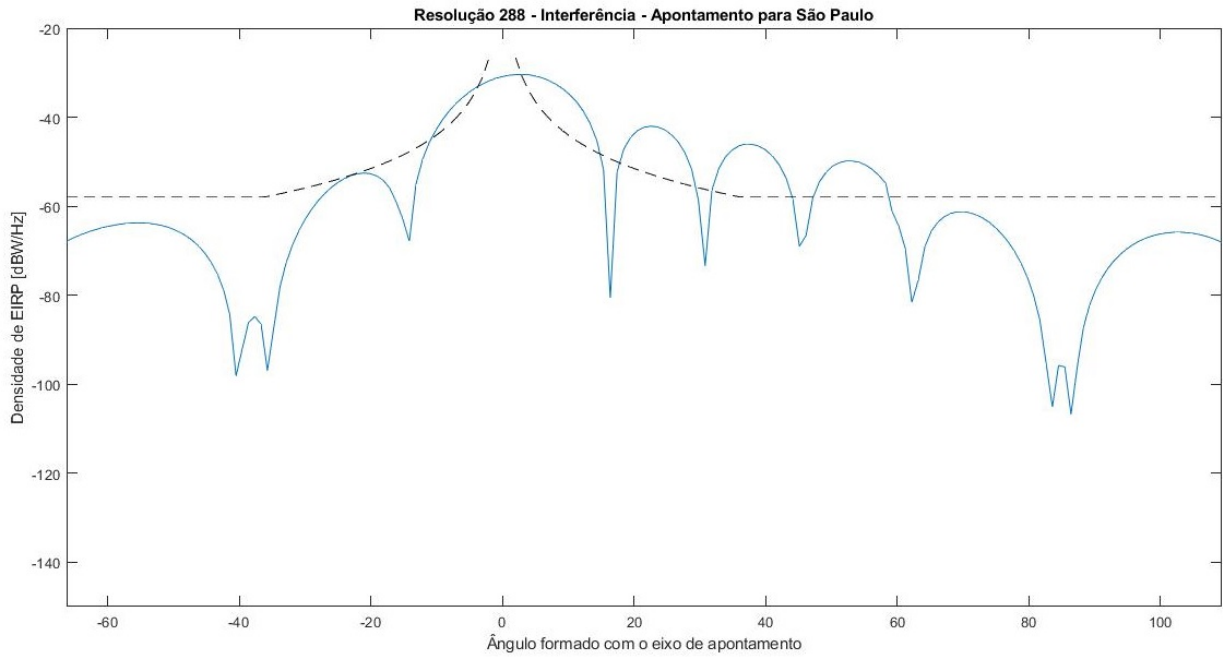


Figura 6.15: Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 8x8 na linha geostacionária para um apontamento em São Paulo.

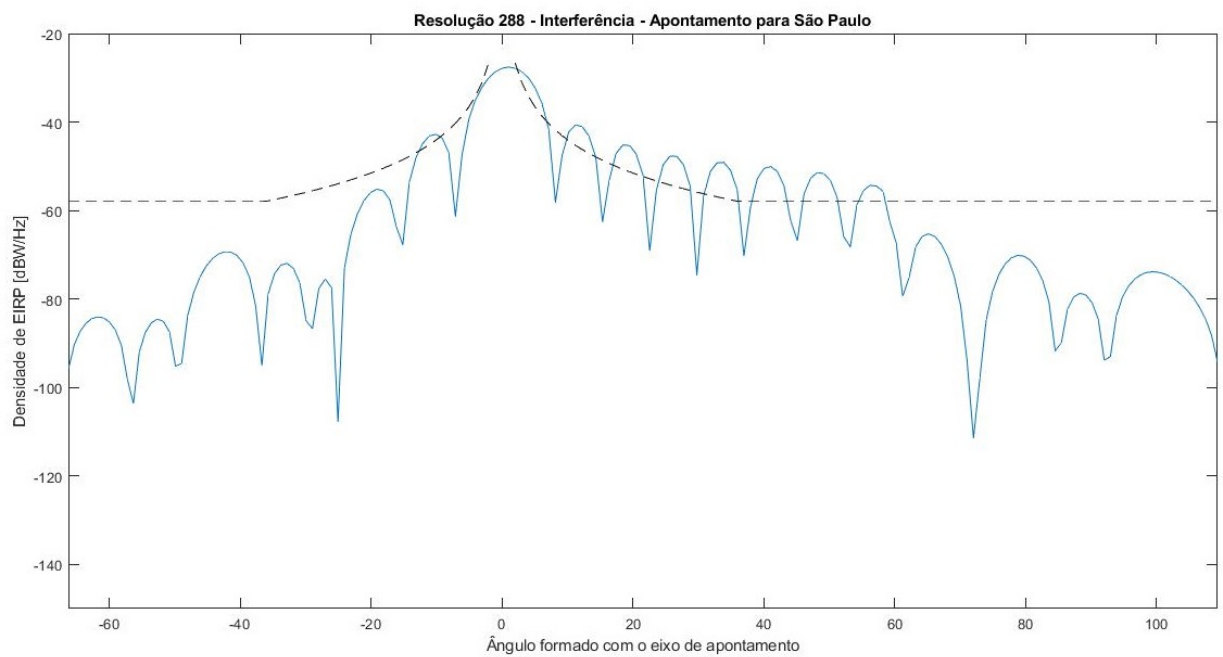


Figura 6.16: Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 16x16 na linha geostacionária para um apontamento em São Paulo.

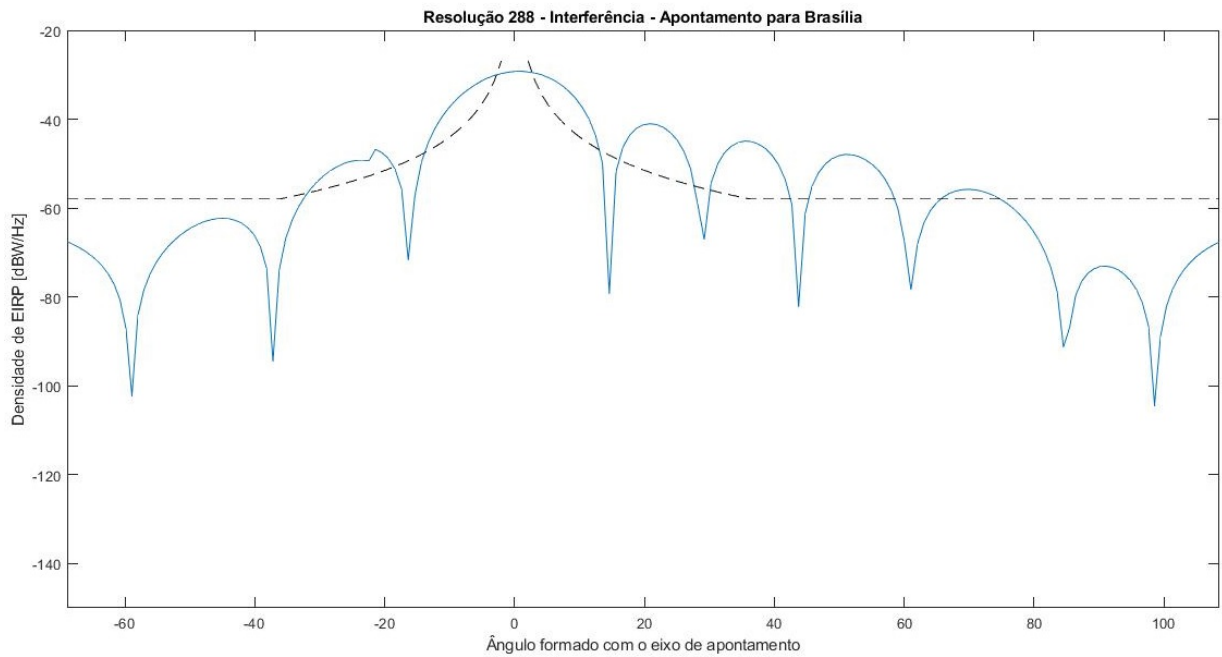


Figura 6.17: Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 8x8 na linha geostacionária para um apontamento em Brasília.

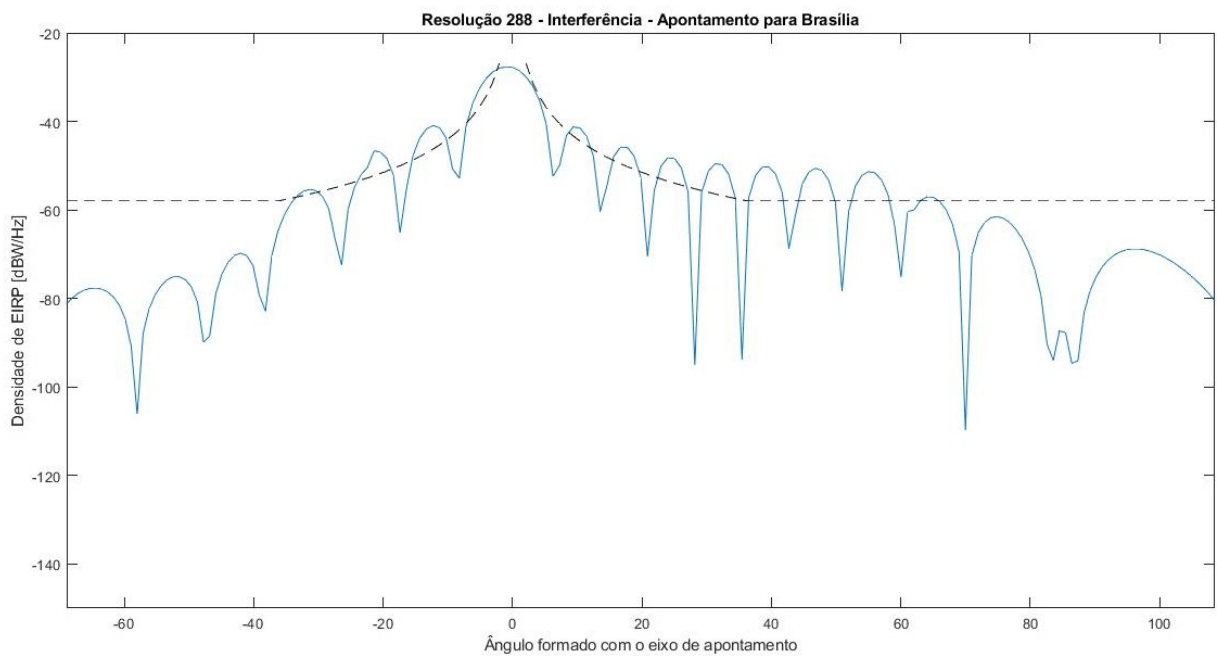


Figura 6.18: Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 16x16 na linha geostacionária para um apontamento em Brasília.

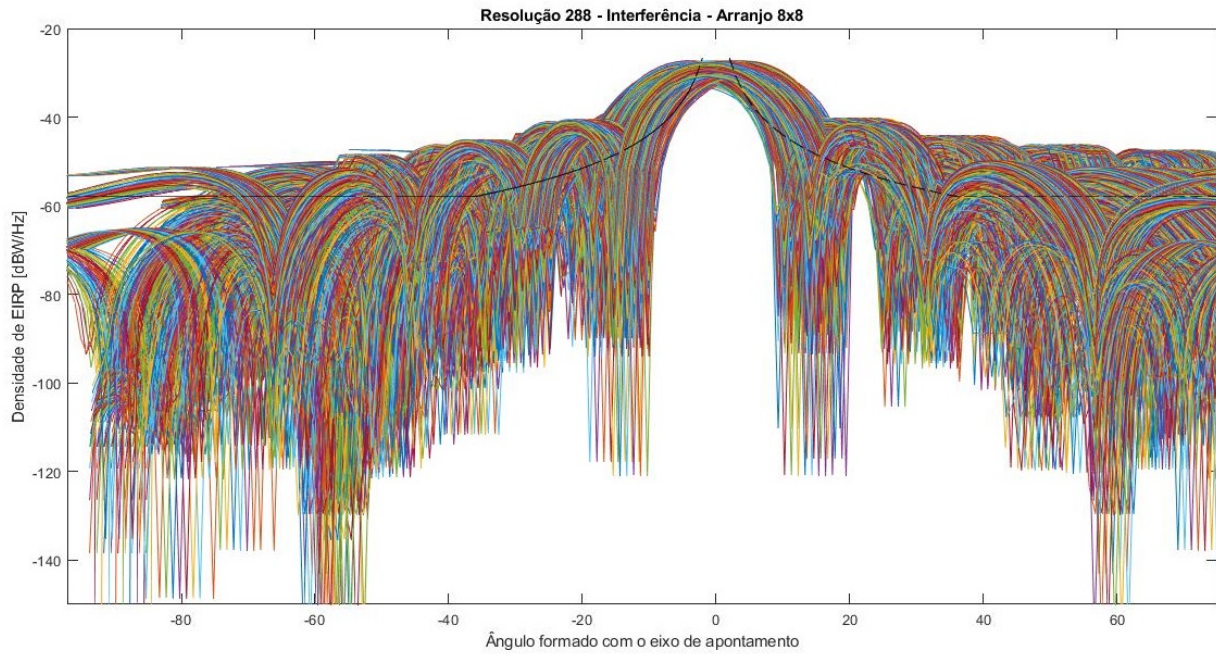


Figura 6.19: Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 8x8 na linha geoestacionária para várias posições no território nacional.

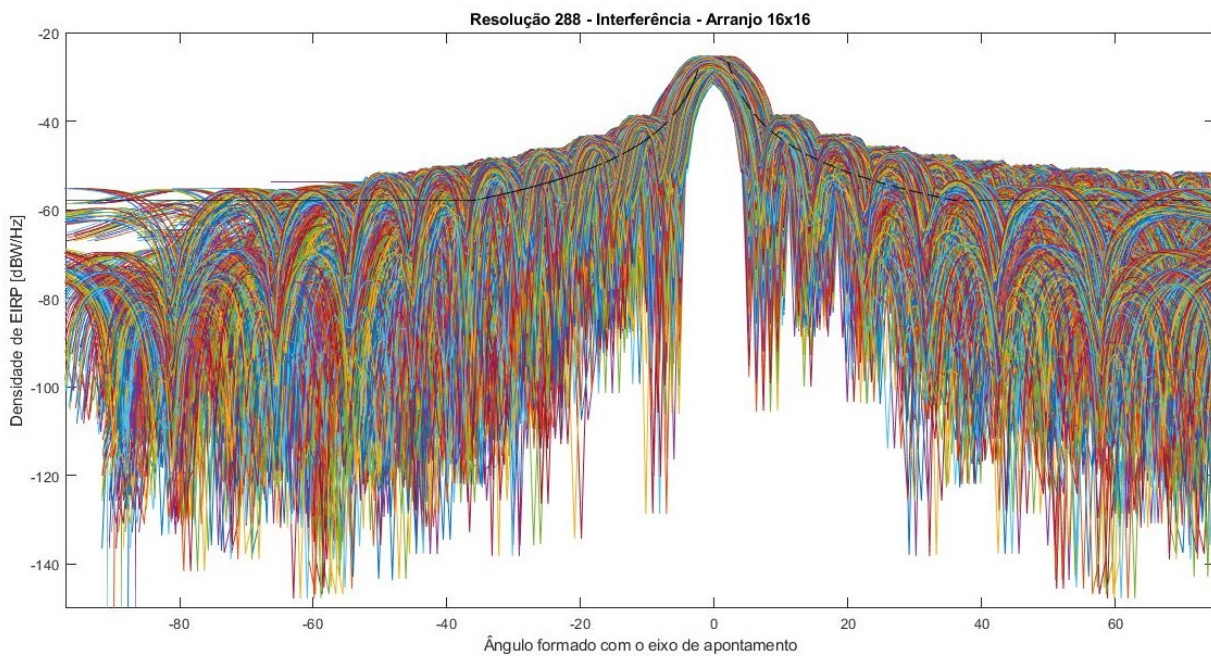


Figura 6.20: Densidade de EIRP transmitida em um arranjo de antenas 16x16 na linha geoestacionária para várias posições no território nacional.

Uma solução para reduzir a densidade de EIRP e aprovar o terminal consiste no aumento da largura de banda do sinal transmitido. Esse fenômeno é conhecido como espalhamento espectral, no qual um sinal que, inicialmente, está reduzido a uma largura de banda inferior é distribuído ao longo de uma largura de banda maior. Além da potência do sinal transmitido ser espalhada em mais frequências, essa técnica pode oferecer algumas vantagens como: maior imunidade frente ao ruído e interferências, possibilidade de compartilhamento de canal e utilização de criptografiação do sinal [32].

6.4 Não Linearidade da Lente de Rotman

Outro fator que pode comprometer o sistema são os erros de defasagem provocados pela lente de Rotman, tendo em vista que a lente é um defasador real e não ideal. Com o intuito de analisar as defasagens geradas por uma lente de Rotman, foi utilizado um modelo de lente desenvolvido pelo Prof. Dr. Sébastien R. M. J. Rondineau e seus alunos. A Tabela II.1 apresenta as informações de magnitude e fase da excitação disponível em cada porta de antena para uma excitação em uma determinada porta de entrada. Esses parâmetros são simulados considerando uma excitação unitária, ou seja, com magnitude igual a 1 e fase igual a 0° .

Esses erros de defasagem geram alterações no diagrama de radiação do arranjo, como uma possível diminuição no ganho, alteração da largura do feixe e aumento de lobos secundários. A fim de perceber na prática os efeitos causados pela defasagem incorreta, traçou-se um gráfico com o fator de arranjo gerado a partir da lente desenvolvida e com o fator de arranjo gerado a partir de um defasador ideal. Como o objetivo é analisar o impacto da não linearidade da lente, as perdas de inserção foram desprezadas e os valores disponíveis na Tabela II.1 (em anexo) foram normalizados.

A lente utilizada como modelo possui feixes simétricos em relação ao eixo de elevação e como resultado o fator de arranjo também possui essa simetria. As simulações foram realizadas para um arranjo linear com 8 antenas dispostas ao longo do eixo Y e o resultado pode ser visto na Figura 6.21. Apesar das defasagens entre as antenas não serem lineares, o fator de arranjo total não se distancia muito do fator de arranjo ideal gerado por defasadores lineares.

A diferença entre o AF máximo das duas curvas não supera a referência básica de 3 dB, o que a princípio pode não significar um impedimento para o projeto. Entretanto, uma vez que a SNR no enlace de subida não apresenta valores muito otimistas, qualquer diminuição no ganho pode ser uma preocupação. Além disso, apesar da largura do lóbulo principal não ter se alterado, a intensidade dos lóbulos secundário pode ser outro limitante. Esse efeito é mais perceptível nos feixes próximos ao ângulo de zênite e para ângulos mais próximos a um apontamento horizontal. Como visto na seção anterior, o terminal deve seguir restrições impostas pela agência reguladora e para evitar interferência em satélites vizinhos os lóbulos secundários devem ser controlados.

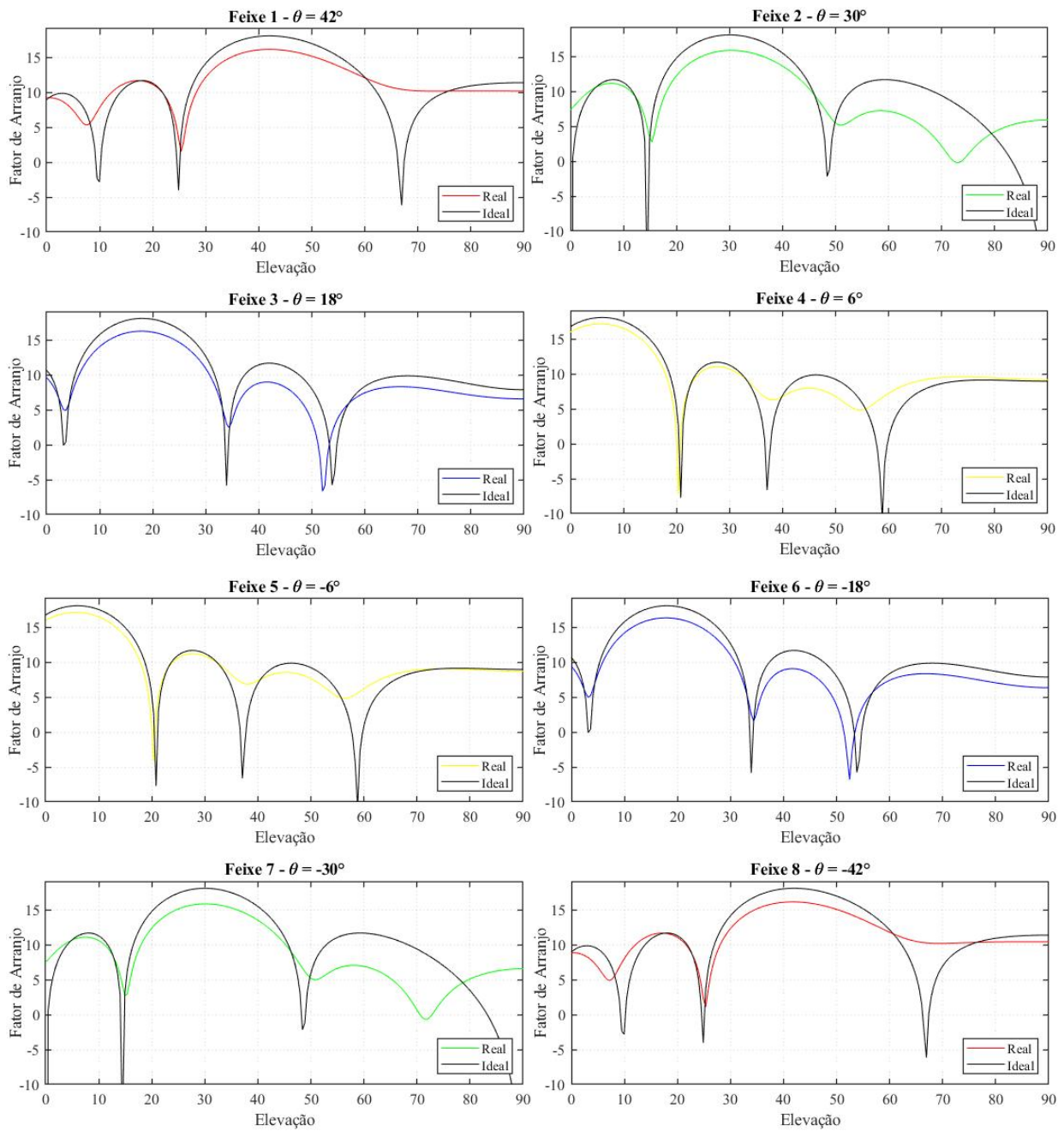


Figura 6.21: Fator de arranjo gerado por uma lente de Rotman real em comparação com o fator de arranjo gerado por um defasador ideal.

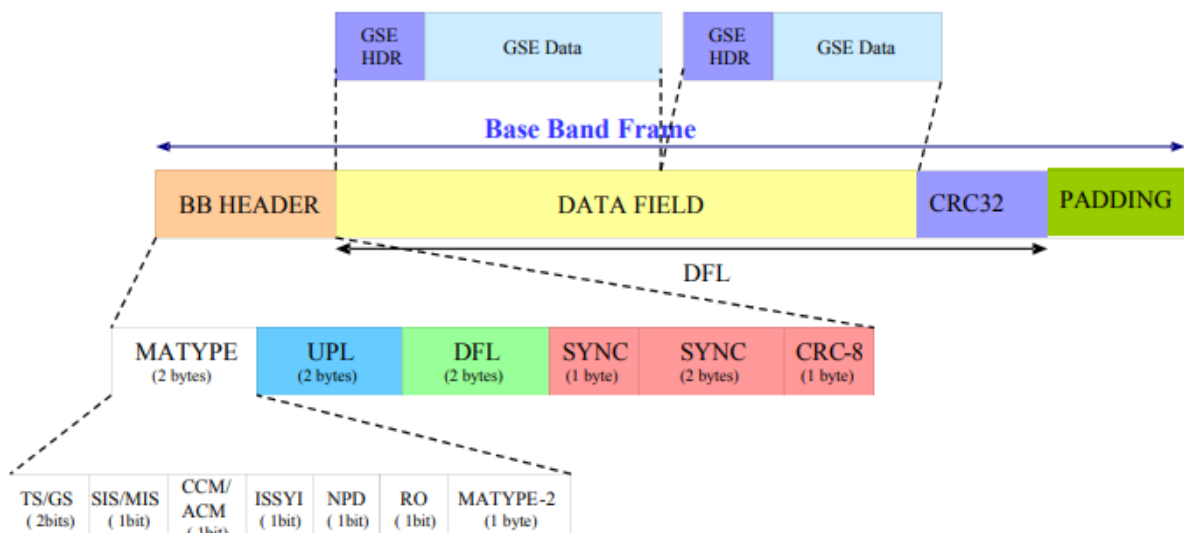


Figura 6.22: Esquema de um quadro com bits de dados e bits de recuperação. Retirado de [12].

6.5 DVB-RCS2

Com o objetivo de garantir a operação, algumas redes e protocolos foram estudados. O DVB-RCS2 é a segunda geração do DVB (*Digital Video Broadcasting*). Nas especificações é possível notar que existem diferentes formas de onda com a relação E_s/N_o definida para cada uma [12]. A forma de onda com a menor relação necessária para uma BER igual a 10^{-3} é a com identificação igual a 42. Portanto, as análises a seguir serão feitas tomando esse formato de onda como referência. A Tabela III.1 apresenta outras formas de onda com as respectivas relações E_s/N_o para a mesma taxa de erro de bit.

Esse formato de onda transmite em um quadro com um total de 3236 bits com uma modulação do tipo BPSK. Entretanto, apesar do elevado número de bits, grande parte deles não transmite conteúdo, pois são bits de preâmbulo, postâmbulo e de redundância, como ilustrado na Figura 6.22. Assim, o número de bits com conteúdo cai para 984 no período de um quadro. Supondo uma transmissão com tempo de quadro igual a meio segundo, a taxa de transmissão de informação (R_{inf}) será igual a 1968 bps e a taxa de transmissão de quadro (R_{quad}) será igual a 6472 bps.

Dessa maneira, para se ter a taxa de transmissão desejada, igual a de um sinal de voz, é necessário transmitir em canais (frequências) diferentes. Conseqüentemente, para atingir os 8000 bps são necessários 5 canais, proporcionando uma taxa de transmissão de informação igual a 9840 bps. Cada canal transmite um quadro por vez e a taxa de transmissão total é de 6472 bps, o que implica em uma largura de banda igual a 7766 Hz.

Para percorrer o caminho reverso e definir a potência que deve ser destinada a cada canal, serão utilizados os dados disponíveis na Tabela 6.7. Os dois sistemas serão analisados sob as mesmas circunstâncias, então, assim como anteriormente, esses dados são para uma transmissão a partir da cidade de São Paulo. A potência de um canal pode ser calculada conforme a equação (6.16).

Tabela 6.7: Parâmetros utilizados no cálculo da potência necessária para a forma de onda escolhida.

Parâmetros - Enlace de Subida - São Paulo					
Arranjo	Ganho Transmissor (dB)	E_s/N_o (dB)	G/T (dB)	L_{fs} (dB)	R_{quad} (dB)
16x16	28,4580	-3,81	6	206,6692	38,1104
8x8	22,7003				

$$P_T = \frac{E_s}{N_o} + R_{quad} - G_T - \frac{G}{T} + L_{fs} - 228,6 \quad . \quad (6.16)$$

Assim, para um único canal, a mínima potência de transmissão deve ser de -16,33 dBW para um arranjo 8x8 e -22,09 dBW para um arranjo 16x16. Entretanto, cada canal deve ser capaz de transmitir essa mesma quantidade de potência, o que obriga com que a potência mínima fornecida pelo terminal seja 5 vezes maior, isto é, igual a -9,34 dBW para um arranjo 8x8 e -15,10 dBW para um arranjo 16x16. Apesar dessa potência ser maior do que a potência fornecida pelo terminal atual, ela é muito mais próxima da atual do que a potência necessária para outra modulação disponível na Figura 6.8 funcionando com uma mesma taxa de erro de bit.

6.6 Conclusão

Neste capítulo foram analisadas algumas condições para que o sistema seja capaz de operar. A primeira análise diz respeito à resistência do sinal frente ao ruído, a qual não apresentou resultados satisfatórios, uma vez que a SNR de ambos os enlaces apresentou valores abaixo do esperado. Em seguida, investigou-se o comportamento da antena frente às normas da ANATEL, para as quais o arranjo estaria reprovado e, conseqüentemente, o terminal estaria proibido de operar nas determinadas condições. Posteriormente, foi realizado uma análise do impacto da não linearidade da lente de Rotman no diagrama de radiação. Foi possível perceber que, para a lente projetada, o diagrama de radiação não é impactado significativamente. A principal diferença entre os diagramas está no valor de pico do fator de arranjo, o qual impacta diretamente o ganho total do terminal. Dado que o terminal não opera de forma satisfatória, as mudanças provocadas por um defasador real acaba por agravar a situação total. Por fim, o padrão DVB-RCS2 foi apresentado e a potência mínima para que o terminal fosse capaz de operar nessas circunstâncias foi calculado.

Nas conclusões finais serão apresentadas soluções e propostas de adaptação de projeto para as quais o sistema estaria mais resistente ao ruído e mais propenso a ser aprovado pela ANATEL.

Capítulo 7

Conclusões

Neste trabalho apresentou-se uma proposta de formação e alocação de feixes para terminais móveis de comunicação satelital, bem como um estudo da viabilidade desse sistema. Inicialmente, o cenário do sistema desenvolvido, como o tipo de comunicação, a área de cobertura e as referências adotadas no projeto, é apresentado no Capítulo 1. Uma breve introdução da história do sistema de comunicação satelital e os principais parâmetros envolvidos nesse tipo de comunicação são abordados no Capítulo 2. Em seguida, o arranjo de antena é apresentado, no Capítulo 3, como uma solução para a dinamicidade no apontamento. Essa configuração exige a utilização de defasadores para a excitação da antena elementar e para isso foi utilizado a Lente de Rotman. O Capítulo 4 desenvolve a matemática por trás da criação da lente como um defasador e dos erros causados pela não linearidade.

Apresentados os conceitos básicos para o desenvolvimento do projeto, o Capítulo 5 propõe uma distribuição de feixes capaz de cobrir a área definida e analisa as regiões em que a cobertura é limitada. Finalmente, no Capítulo 6 é realizado um estudo acerca da viabilidade de implementação do projeto.

A distribuição adotada para os feixes foi capaz de atender às restrições do projeto em sua maioria, entretanto, em algumas regiões não foi possível garantir a relação de ganho desejada. Essas regiões foram estudadas a fim de obter a probabilidade de se estar em uma delas e de obter o menor ganho associado a cada uma. Assim, pôde-se perceber que apesar dessas regiões existirem, seu impacto sobre o sistema não é tão expressivo devido a localização geográficas em que as regiões mais espessas e com maior probabilidade se encontram.

Já em relação a possibilidade de implementação do terminal, algumas análises também foram feitas, visando a validação perante a operabilidade dos enlaces e perante as normas e restrições impostas pela agência reguladora.

A análise da operabilidade dos enlaces foi feita a partir do cálculo da relação sinal-ruído do sistema definida para diversas localidades do território nacional. Para o enlace de descida, a SNR do sistema está muito abaixo do necessário devido à elevada temperatura do sistema. A cadeia de recepção favorece um aumento na potência de ruído pelo uso de componentes puramente passivo no início da cadeia. Já para o enlace de subida, o valor da SNR é maior quando comparado ao

enlace de descida. Entretanto, ainda há melhorias a serem implementadas visando atingir valores de SNR para a qual a taxa de erro de bit é de 10^{-3} .

Uma modulação BPSK/QPSK não pode ser utilizada em nenhum dos enlaces por exigir valores de SNR inatingíveis pelo terminal com a arquitetura atual. Assim, é necessário utilizar outros tipos de modulação ou codificação que sejam capazes de resgatar o sinal pela utilização de símbolos extras, os quais podem ser para reconhecimento de canal ou para redundância de informação. Outra alteração possível, e que provocaria um impacto grande na recepção e na transmissão, é a implementação de LNAs na entrada da antena elementar, uma vez que aumentaria a potência de transmissão e, mais importante, diminuiria a temperatura do sistema, aumentando a figura de mérito do terminal.

Para analisar o desempenho dos feixes frente às restrições determinadas pela ANATEL, a resolução nº 288 foi estudada e os pontos que se aplicam a validação do terminal foram debatidos ao longo do trabalho. Os feixes, por serem muito largos, não obedecem às restrições quando aos limites de ganho da estação terrena. Entretanto, a estação pode ser validada caso atenda às restrições de interferência em satélites vizinhos. Essa restrição também não foi atendida a princípio, mas algumas adaptações podem ser feitas de modo a diminuir a densidade de EIRP do sistema por técnicas de espalhamento espectral, as quais podem permitir também um múltiplo acesso (CDMA), aumentando o número de canais que podem acessar o satélite ao mesmo tempo.

A lente de Rotman e os erros provocados devido a não linearidade também foram avaliados no projeto. Contudo, o fator de arranjo obtido por simulações computacionais a partir da lente não se difere muito do fator de arranjo obtido por um defasador ideal. Dessa forma, os desvios de fase e/ou amplitude causados pela lente não são um limitante ao projeto.

O padrão DVB-RCS2 é apresentado como uma possível solução por possibilitar a reconstrução do sinal com uma baixa SNR. É, então, analisada a potência mínima para que o sistema opere com a relação E_s/N_o necessária para que a taxa de erro do bit permaneça dentro do limite. Tendo em vista que a potência obtida é superior, alguns ajustes ainda precisam ser feitos para atingir a BER mínima determinada no escopo do trabalho.

Por fim, o arranjo 16x16, por apresentar um ganho mais elevado e feixes mais estreitos se apresenta como a melhor solução para o sistema. Sendo a relação sinal-ruído baixa para o enlace de subida, qualquer acréscimo no ganho da antena de transmissão já é algo positivo e entre os dois arranjos, a diferença de EIRP é de, aproximadamente, 2dB. Já em relação à largura do feixe, tem-se que quando maior o tamanho do arranjo, mais estreito o feixe será. Dessa forma, o arranjo 16x16 causa menos interferências em satélites vizinhos, o que também é algo positivo para o sistema.

7.1 Propostas de continuidade do trabalho

Os resultados obtidos na distribuição dos feixes foram positivos, sobretudo para um arranjo quadrado de 256 elementos. Entretanto, o arranjo não pode ser utilizado em um sistema como o suposto até então. Dessa forma, o sistema pode ser aperfeiçoado por meio de:

- Estudo de padrões e protocolos capazes de operar em sistemas com relação sinal-ruído baixa.
- Análise da cadeia de transmissão e recepção, bem como possíveis mudanças que objetivem o aumento da potência de transmissão e redução da figura de mérito do terminal.
- Estudo de novas configurações de arranjo de antenas, os quais produzam feixes mais estreitos e/ou com lobos secundários menos expressivos.
- Estudo de técnicas de espalhamento espectral que viabilizem uma diminuição da densidade de EIRP total na transmissão.

BIBLIOGRAFIA

- [1] G. Maral and M. Bousquet, *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] “History of WCDMA.” <http://wcdma3g.blogspot.com/2008/07/history-of-wcdma.html>. Acessado em 03/10/2019.
- [3] L. J. Ippolito, *Satellite Communications Systems Engineering*. Wiley Online Library, 2017.
- [4] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [5] D. Sikri and R. M. Jayasuriya, “Multi-beam phased array with full digital beamforming for satcom and 5g,” *Microwave Journal*, vol. 62, pp. 64–79, Apr. 2019.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2016.
- [7] W. Rotman and R. Turner, “Wide-angle microwave lens for line source applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, pp. 623–632, November 1963.
- [8] L. F. C. Suárez, *Antenas Multihaz con Lente de Rotman para las Bandas de Microondas y Milimétricas realizadas en Diferentes Tecnologías*. PhD thesis, Universitat Politècnica de València, 2015.
- [9] “STAR ONE C1 - Principais Características.” http://www.starone.com.br/internas/biblioteca/pdf/Embratel_Star_One_C1.pdf. Acessado em 06/11/2019.
- [10] Radio Noise, Recommendation ITU-R P.372-13, 2016.
- [11] “Question: The Bit-error Rate (BER) Curve For BPSK, QPSK, 8-PSK, And 16-PSK.” <https://che.gg/33UnvAs>. Acessado em 15/11/2019.
- [12] “Digital Video Broadcasting (DVB); Second Generation DVB Interactive Satellite System (DVB-RCS2); Guidelines for Implementation and Use of LLS: EN 301 545-2.” <http://www.dvb.org/resources/public/standards/a162-DVB-RCS2-Lower-Layer-Imp-Guide.pdf>. Acessado em 29/11/2019.
- [13] “Roubo de Carga: Aprenda a evitar e como proceder em caso de ser vítima.” <https://blogwlmSCANIA.ITAIPUNG.COM.BR/roubo-de-carga-aprenda-a-evitar-e-como-proceder-em-caso-de-ser-vitima/>. Acessado em 18/11/2019.

- [14] “Satélites de Comunicações no Brasil.” https://www.teleco.com.br/sat_rel.asp. Acessado em 18/11/2019.
- [15] V. C. de Almeida, “Front-end rf do transmissor de um terminal móvel de comunicação via satélite em banda ku,” tech. rep., Universidade de Brasília - UnB, 2019.
- [16] G. F. de Andrade, “Frontend rf do receptor de um terminal móvel de comunicação via satélite em banda ku,” tech. rep., Universidade de Brasília - UnB, 2018.
- [17] “Embratel comemora 30 anos de lançamento do primeiro satélite brasileiro.” http://www.starone.com.br/internas/noticias/release_interna27.jsp. Acessado em 01/10/2019.
- [18] “Primeiro satélite brasileiro de coleta de dados completa 25 anos.” <http://www.aeb.gov.br/primeiro-satelite-brasileiro-de-coleta-de-dados-completa-25-anos>. Acessado em 01/10/2019.
- [19] “Satélite SCD-1.” http://www.inpe.br/scd1/site_scd/scd1/osatelite.htm. Acessado em 01/10/2019.
- [20] M. O. Kolawole, *Satellite Communication Engineering*. CRC Press, 2016.
- [21] Propagation data required for the evaluation of interference between stations in space and those on the surface of the Earth, Recommendation ITU-R P.619-3, 2017.
- [22] B. R. Elbert, *Satellite Communication Applications Handbook*. Artech house, 2004.
- [23] “UIT - União Internacional de Telecomunicações.” <https://nacoesunidas.org/agencia/uit/>. Acessado em 01/10/2019.
- [24] “ANATEL - Institucional.” <https://www.anatel.gov.br/institucional/institucional-menu>. Acessado em 14/11/2019.
- [25] “Resolução nº 288, de 21 de janeiro de 2002.” <https://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2002/162-resolucao-288>. Acessado em 14/11/2019.
- [26] “Uniform Linear Array (ULA) beamwidth and angular resolution using FFT.” <https://electronics.stackexchange.com/questions/288530/uniform-linear-array-ula-beamwidth-and-angular-resolution-using-fft>. Acessado em 11/10/2019.
- [27] S. Vashist, M. Soni, and P. Singhal, “A review on the development of rotman lens antenna,” *Chinese Journal of Engineering*, vol. 2014, 2014.
- [28] “Área efetiva e Fórmula de Friis - Prof.Dr.Vitaly F.Rodríguez-Esquerre.” <https://docplayer.com.br/73645484-Area-efetiva-e-formula-de-friis.html>. Acessado em 07/11/2019.
- [29] S. R. Saunders and A. Aragón-Zavala, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*. John Wiley & Sons, 2007.

- [30] “What is the data transfer rate in a phone call?” <https://www.quora.com/What-is-the-data-transfer-rate-in-a-phone-call>. Acessado em 13/11/2019.
- [31] Donial, Marcio, “DeModulação em Banda Base.” http://www.sj.ifsc.edu.br/~mdoniak/CDI_20705/CDI_Cap2.pdf - Acessado em 13/11/2019.
- [32] Malburg, Maria M, “Modulação - Trabalho Final em Redes I.” https://www.gta.ufrj.br/grad/04_2/Modulacao/ - Acessado em 18/11/2019.

ANEXOS

I. GANHO - ANTENA ELEMENTAR

A antena elementar utilizada nesse projeto foi desenvolvida pelo Prof. Dr. Sébastien R. M. J. Rondineau e pelo aluno Jeann Feitosa Figueiredo. O ganho dessa antena elementar em diferentes direções de apontamento pode ser visto na Tabela I.1. A fim de compactar a tabela, foram apresentados, apenas, os dados para ângulos de elevação de 0° , 15° , 30° e 45° com o azimute variando entre 0° e 360° a um passo de 10° . Para ângulos de elevação maiores do que 45° , o ganho da antena decai muito rapidamente, atingindo valores muito baixos.

Tabela I.1: Ganho da antena elementar utilizada no arranjo de antenas

θ	ϕ	G_{elem}	θ	ϕ	G_{elem}	θ	ϕ	G_{elem}	θ	ϕ	G_{elem}
0	0	6.07	15.0	0	5.95	30.0	0	5.21	45.0	0	3.91
0	10.0	6.07	15.0	10.0	5.98	30.0	10.0	5.28	45.0	10.0	4.01
0	20.0	6.07	15.0	20.0	6.01	30.0	20.0	5.33	45.0	20.0	4.1
0	30.0	6.07	15.0	30.0	6.03	30.0	30.0	5.37	45.0	30.0	4.18
0	40.0	6.07	15.0	40.0	6.04	30.0	40.0	5.39	45.0	40.0	4.21
0	50.0	6.07	15.0	50.0	6.04	30.0	50.0	5.39	45.0	50.0	4.19
0	60.0	6.07	15.0	60.0	6.04	30.0	60.0	5.37	45.0	60.0	4.12
0	70.0	6.07	15.0	70.0	6.02	30.0	70.0	5.33	45.0	70.0	4.02
0	80.0	6.07	15.0	80.0	6.0	30.0	80.0	5.27	45.0	80.0	3.91
0	90.0	6.07	15.0	90.0	5.97	30.0	90.0	5.21	45.0	90.0	3.82
0	100.0	6.07	15.0	100.0	5.93	30.0	100.0	5.14	45.0	100.0	3.74
0	110.0	6.07	15.0	110.0	5.89	30.0	110.0	5.06	45.0	110.0	3.65
0	120.0	6.07	15.0	120.0	5.84	30.0	120.0	4.97	45.0	120.0	3.53
0	130.0	6.07	15.0	130.0	5.79	30.0	130.0	4.87	45.0	130.0	3.38
0	140.0	6.07	15.0	140.0	5.74	30.0	140.0	4.76	45.0	140.0	3.2
0	150.0	6.07	15.0	150.0	5.69	30.0	150.0	4.66	45.0	150.0	3.02
0	160.0	6.07	15.0	160.0	5.65	30.0	160.0	4.57	45.0	160.0	2.87
0	170.0	6.07	15.0	170.0	5.6	30.0	170.0	4.49	45.0	170.0	2.76
0	180.0	6.07	15.0	180.0	5.57	30.0	180.0	4.44	45.0	180.0	2.71
0	190.0	6.07	15.0	190.0	5.54	30.0	190.0	4.4	45.0	190.0	2.71
0	200.0	6.07	15.0	200.0	5.51	30.0	200.0	4.37	45.0	200.0	2.74
0	210.0	6.07	15.0	210.0	5.49	30.0	210.0	4.35	45.0	210.0	2.76
0	220.0	6.07	15.0	220.0	5.48	30.0	220.0	4.33	45.0	220.0	2.75
0	230.0	6.07	15.0	230.0	5.48	30.0	230.0	4.32	45.0	230.0	2.72
0	240.0	6.07	15.0	240.0	5.48	30.0	240.0	4.31	45.0	240.0	2.68
0	250.0	6.07	15.0	250.0	5.49	30.0	250.0	4.33	45.0	250.0	2.66

0	260.0	6.07	15.0	260.0	5.51	30.0	260.0	4.36	45.0	260.0	2.68
0	270.0	6.07	15.0	270.0	5.54	30.0	270.0	4.41	45.0	270.0	2.77
0	280.0	6.07	15.0	280.0	5.58	30.0	280.0	4.49	45.0	280.0	2.91
0	290.0	6.07	15.0	290.0	5.62	30.0	290.0	4.59	45.0	290.0	3.09
0	300.0	6.07	15.0	300.0	5.67	30.0	300.0	4.7	45.0	300.0	3.28
0	310.0	6.07	15.0	310.0	5.72	30.0	310.0	4.8	45.0	310.0	3.45
0	320.0	6.07	15.0	320.0	5.77	30.0	320.0	4.9	45.0	320.0	3.58
0	330.0	6.07	15.0	330.0	5.82	30.0	330.0	4.99	45.0	330.0	3.69
0	340.0	6.07	15.0	340.0	5.87	30.0	340.0	5.07	45.0	340.0	3.76
0	350.0	6.07	15.0	350.0	5.91	30.0	350.0	5.15	45.0	350.0	3.83

II. PARÂMETROS - LENTE DE ROTMAN

O defasador adotado no projeto é a Lente de Rotman, a qual por não ser um defasador linear pode apresentar desvio de fase e magnitude em relação ao esperado. Para analisar o impacto da não linearidade foi utilizado um modelo de lente desenvolvido pelo Prof. Dr. Sébastien R. M. J. Rondineau e pelo aluno Matheus Pereira Santana. As informações da excitação disponível em cada porta de antena para excitação unitária em uma determinada porta de entrada estão disponíveis na Tabela II.1. Estão apresentadas, apenas, as relações desenvolvidas para 3 frequências diferentes: 13,10 GHz (frequência para a qual a lente foi desenvolvida), 11,95 GHz (frequência do enlace de descida) e 14,25 GHz (frequência do enlace de subida).

Tabela II.1: Informações da excitação disponível em cada porta de antena para excitação unitária em uma determinada porta de entrada

Frequência = 13,10 GHz									
		Saída	Saída	Saída	Saída	Saída	Saída	Saída	Saída
		1	2	3	4	5	6	7	8
Entrada 1	Módulo	0,090	0,082	0,081	0,1310	0,065	0,151	0,161	0,095
	Fase	-81,8	15	109,2	-113,4	-3,9	135,2	-87,6	11,6
Entrada 2	Módulo	0,119	0,097	0,095	0,185	0,05	0,122	0,146	0,087
	Fase	169,9	-105,4	-42,2	61,2	162,7	-100	-11,1	68,6
Entrada 3	Módulo	0,129	0,107	0,120	0,186	0,063	0,144	0,123	0,116
	Fase	60,5	113,6	170,5	-151,7	-101,4	-17,5	28,8	81,8
Entrada 4	Módulo	0,124	0,126	0,153	0,130	0,089	0,150	0,116	0,121
	Fase	-82,2	-64,4	-38,6	-46,1	-32,9	20,3	22,7	37,6
Entrada 5	Módulo	0,117	0,117	0,146	0,094	0,127	0,154	0,129	0,126
	Fase	38,3	20,6	18,7	-30,3	-49,7	-37,8	-63,5	-87,5
Entrada 6	Módulo	0,114	0,121	0,141	0,069	0,182	0,125	0,108	0,125
	Fase	83,4	27,8	-17,4	-94,5	-152,9	174,9	113,3	60,8
Entrada 7	Módulo	0,087	0,146	0,119	0,055	0,185	0,093	0,096	0,118
	Fase	69,3	-13,2	-100,3	-172,3	59,8	-38,8	-103	171,7
Entrada 8	Módulo	0,093	0,163	0,152	0,064	0,129	0,079	0,086	0,093
	Fase	12,5	-87	134,9	2,5	-113,7	115	20,3	-80,2
Frequência = 11,95 GHz									
		Saída	Saída	Saída	Saída	Saída	Saída	Saída	Saída
		1	2	3	4	5	6	7	8
Entrada 1	Módulo	0,109	0,099	0,095	0,169	0,105	0,168	0,158	0,147
	Fase	128,4	-129,1	-39,3	76,7	175,3	-57,3	46,1	144,4

Entrada 2	Módulo	0,163	0,107	0,135	0,194	0,062	0,131	0,122	0,097
	Fase	2,5	79,2	143,5	-118,5	-46,9	42,2	117,1	169,3
Entrada 3	Módulo	0,159	0,130	0,134	0,184	0,107	0,144	0,134	0,100
	Fase	-128,1	-88,9	-36,2	-4,5	42,8	119,8	152,7	-162,4
Entrada 4	Módulo	0,159	0,140	0,147	0,161	0,110	0,146	0,139	0,140
	Fase	51,5	73,8	92,9	90,2	99,9	145,8	148,6	167,2
Entrada 5	Módulo	0,141	0,137	0,144	0,112	0,158	0,153	0,141	0,155
	Fase	166,7	148,3	143	102,4	86,8	94,4	72,5	51,2
Entrada 6	Módulo	0,100	0,132	0,142	0,108	0,183	0,138	0,127	0,159
	Fase	-160,8	151,3	119,5	46,4	-5,5	-34,5	-89,3	-126,6
Entrada 7	Módulo	0,097	0,126	0,126	0,062	0,195	0,132	0,108	0,167
	Fase	170,3	114,9	39,9	-39,4	-119,6	146,1	83,7	2,5
Entrada 8	Módulo	0,148	0,162	0,173	0,107	0,168	0,094	0,103	0,108
	Fase	145,9	47,6	-57,6	178,4	75,7	-35	-128,2	127,7
Frequência = 14,25 GHz									
		Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4	Saída 5	Saída 6	Saída 7	Saída 8
Entrada 1	Módulo	0,063	0,066	0,050	0,047	0,027	0,088	0,145	0,099
	Fase	56,8	161,2	-92,5	55,2	-144,5	-32,7	115,7	-103,3
Entrada 2	Módulo	0,094	0,087	0,062	0,126	0,038	0,105	0,135	0,100
	Fase	-17,8	66,5	132,9	-123,3	-0,4	105,6	-152,6	-56,1
Entrada 3	Módulo	0,109	0,097	0,076	0,175	0,034	0,131	0,117	0,092
	Fase	-95,6	-36,2	15,6	47	121,8	-159,3	-94,8	-47,9
Entrada 4	Módulo	0,113	0,096	0,136	0,125	0,060	0,127	0,097	0,097
	Fase	143,5	165,1	-176,4	170,2	-163,2	-118,3	-93	-80,3
Entrada 5	Módulo	0,095	0,096	0,122	0,067	0,118	0,141	0,096	0,115
	Fase	-81,1	-95,5	-119,3	-160,4	167	-176,2	164,8	142,8
Entrada 6	Módulo	0,091	0,115	0,129	0,040	0,172	0,080	0,098	0,111
	Fase	-48,1	-94,7	-160	131,8	45,2	19,9	-34,9	-95,1
Entrada 7	Módulo	0,100	0,134	0,105	0,041	0,124	0,062	0,089	0,095
	Fase	-56,3	-153,2	105,3	8,5	-125,1	137,6	67,7	-18,5
Entrada 8	Módulo	0,100	0,145	0,088	0,029	0,046	0,047	0,065	0,061
	Fase	-101,4	115,9	-33,5	-135,8	52,4	-89,8	164,3	56,3

III. FORMAS DE ONDA - PADRÃO DVB-RCS2

O padrão DVB-RCS2 apresenta diversas formas de onda, sendo que cada uma possui uma quantidade de bits de dados diferentes. Assim, a Tabela III.1 estabelece a relação de algumas das formas de onda com a relação E_s/N_o necessária para recuperar o sinal. É possível notar que existem formas de onda com tamanhos de *burst* diferentes, ou seja, com mais ou menos bits.

Tabela III.1: Relação E_s/N_o necessária para diferentes formas de onda.

ID	Tamanho do <i>burst</i> (símbolos)	Modulação	E_s/N_o
2	262	QPSK	0.50
3	536	QPSK	-0.27
4	536	QPSK	1.92
5	536	QPSK	3.90
6	536	QPSK	4.93
7	536	QPSK	6.11
8	536	8PSK	7.71
9	536	8PSK	8.90
10	536	8PSK	10.43
11	536	16QAM	10.83
12	536	16QAM	12.16
13	1616	QPSK	-0.80
14	1616	QPSK	1.49
15	1616	QPSK	3.46
16	1616	QPSK	4.50
17	1616	QPSK	5.64
18	1616	8PSK	7.29
19	1616	8PSK	8.56
20	1616	8PSK	10.02
21	1616	16QAM	10.55
22	1616	16QAM	11.86
41	3236	BPSK	-3.38
42	3236	BPSK	-3.81
43	3236	BPSK	-1.53
44	266	QPSK	6.52
45	266	8PSK	8.20
46	266	8PSK	9.41