Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Sistema de Recepção e Transmissão de Dados da Estação de Controlo do SSETI-ESEO

Marinho Paiva Duarte

Tese submetida no âmbito do

Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Major de Telecomunicações

Orientador: Henrique Manuel Salgado (Professor)

Porto, Junho de 2008

U.PORTO
FEUP FACULDADE DE ENGENHARIA UNIVERSIDADE DO PORTO

MIEEC - MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES 2007/2008

A Dissertação intitulada

"Sistema de Recepção e Transmissão de Dados da Estação de Controlo do SSETI-ESEO"

foi aprovada em provas realizadas 23/Julho/2008

o júri

Presidente Professor Doutor Sílvio Almeida Abrantes Moreira
Professor Auxiliar da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Professor Doutor José Fernando da Rocha Pereira
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado
Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projecto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são correctamente citados.

Autor - Marinho Paiva Duarte MARINHO PAIVA DUARTE

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

Nos últimos anos tem-se dado grande atenção à investigação espacial e a sua divulgação no meio académico de forma a atrair um número cada vez maior de professores e alunos para a participação em projectos e iniciativas nesta área do conhecimento. Na Europa, a Agência Espacial Europeia é uma grande impulsionadora destas iniciativas e tem dado sinais cada vez mais fortes do seu interesse em estimular e patrocinar o envolvimento destes alunos nas áreas científicas ligados ao espaço, preparando-os também para enfrentar os novos desafios da indústria aerospacial.

O tema principal deste trabalho é o desenho e realização do *RF front-end* do sistema de comunicação de dados da estação de controlo do *European Student Earth Orbiter* (ESEO) que será instalada na Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. O ESEO é um satélite inteiramente desenvolvido e construído por estudantes de diversas universidades europeias e sua principal missão é o ensaio de novas tecnologias no espaço.

Abstract

In the last few years we have seen an increased attention on the space research at academic level to give both students and professors the opportunity to work on space related projects. In Europe, the European Space Agency has lead the development of this kind of initiatives to stimulate the enrollment of students and professors in space projects, preparing them to the challenges of the modern aerospace industry.

The mains subject of this thesis is the design and construction of a RF front-end to the communication system of the European Student Earth Orbiter (ESEO) ground station to be installed at the School of Engineering of the University of Porto. The ESEO is a satellite designed and built by students of several european universities and its main goal is to test new technologies on space environment.

Agradecimentos

O presente trabalho só foi possível graças à colaboração que diversas pessoas prestaram ao seu autor. Gostaria de agradecer igualmente a todos, mas gostaria de expressar meu reconhecimento e especial gratidão a alguns.

Em primeiro lugar ao meu orientador, Professor Henrique Salgado, pela confiança em mim depositada, pela permanente disponibilidade e pelo apoio científico prestado.

À unidade de Telecomunicações e Multimédia do INESC Porto, por disponibilizar o equipamento de medição como o analisador de espectros, VNA e PNA necessários ao longo do trabalho. Também em especial ao Nuno Lima, pela paciência e pelo auxílio prestado durante alguns dos testes realizados.

Ao Carlos Graf, pela inestimável ajuda no fabrico das diversas placas de circuito impresso necessárias e não só.

Ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e Computadores, pela disponibilização dos meios necessários à realização deste trabalho.

E por fim aos meus pais, por todo o apoio prestado.

"A ausência da evidência não é a evidência da ausência."

Carl Sagan

Lista de Siglas

ADS	Advanced Design System
AFC	*Automatic Frequency Control*
AGC	*Automatic Gain Control*
AMSAT	*Radio Amateur Satellite Corporation*
AUT	Antenna under test
AWGN	*Aditive White Gaussian Noise*
BCH	*Bose-Chaudhuri-Hocquenghem*
Bd	*Baud (symbols per second)*
BER	*Bit Error Rate*
BPSK	*Binary Phase Shift Keying*
CCSDS	*Consultative Committee for Space Data Systems*
DC	*Direct Current*
ECSS	*European Committee for Space Standardization*
ESA	*European Space Agency*
ESEO	*European Student Earth Orbiter*
EIRP	*Effective Isotropic Radiated Power*
ENR	*Excess Noise Ratio*
FET	*Field-Effect Transistor*
FEUP	*Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto*
GPS	*Global Positioning System*
GSM	*Global System for Mobile*
GTO	*Geostationary Transfer Orbit*
HPBW	*Half-Power Beamwidth*
LEO	*Low Earth Orbit*
LGA	*Low-gain Antenna*
LHCP	*Left-Hand Circular Polarization*
MAG	*Maximum Available Gain*
MMIC	*Monolithic Microwave Integrated Circuit*
MODEM	*MOdulator/DEModulator*

MSG	*Maximum Stable Gain*
NASA	*National Aeronautics and Space Administration*
NF	*Noise Figure*
NRA	*Núcleo de Radioamadores da FEUP*
NRZ	*Non-Return-to-Zero*
OMT	*Orthomode Transducer*
PCM	*Pulse Coded Modulation*
pHEMT	*Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor*
PNA	*Photonics Network Analyzer*
PTCD	*Packet Telecommand Decoder*
PTME	*Packet Telemetry Encoder*
RF	*Radio Frequency*
RX	*Recepção/Receptor*
SBS	*System Breakdown Structure*
SNR	*Signal-to-Noise Ratio*
RHCP	*Right-Hand Circular Polarization*
TT&C	*Telemetry, Tracking and Command*
TX	*Transmissão/Transmissor*
VNA	*Vector Network Analyzer*
VSWR	*Voltage Standing Wave Ratio*

Conteúdo

1 Introdução **1**

1.1 Motivação 2

1.2 A inciativa SSETI 3

1.3 Estrutura do Documento 3

1.4 Contribuições 4

2 O European Student Earth Orbiter – ESEO **5**

2.1 Introdução 5

2.2 Organização do Projecto 5

2.3 Missão e Objectivos 6

2.4 Órbita 9

2.5 Sistema de Comunicações 11

2.6 Sistema de Telemetria e Controlo 15

2.7 Sumário 17

3 Sistemas de Comunicação por Satélite **19**

3.1 Introdução 19

3.2 Ruído nos Sistemas de Comunicações 19

3.2.1 Ruído Térmico 20

3.2.2 Sistemas em Cascata 23

3.3 Estação de Controlo 24

3.3.1 Critérios de selecção da arquitectura 25

3.4 Dimensionamento da Estação de Controlo 29

3.4.1 Arquitectura Escolhida 29

3.4.2 Sistema de Posicionamento da Antena 30

3.5 Sistema de Comunicações da Estação de Controlo 31

3.5.1 Sistema de Transmissão 31

3.5.2 Sistema de Recepção 32

3.6 Sumário 33

4 Análise da Ligação **35**
4.1 Introdução 35
4.2 Balanço de Potência (*Link Budget*) 35
4.3 Ligação Descendente 38
4.4 Ligação Ascendente 40
4.5 Sumário 42

5 Antena **43**
5.1 Introdução 43
5.2 Reflectores Parabólicos 43
5.2.1 Geometria da Superfície 44
5.2.2 Largura de Feixe 45
5.2.3 Directividade e Ganho 47
5.2.4 Eficiência 49
5.2.5 Eficiência de Abertura 50
5.3 Temperatura Equivalente de Ruído 53
5.4 Método de Caracterização 56
5.5 Reflector Parabólico da Estação de Controlo 58
5.6 *Septum Polarized Feed Horn* 59
5.6.1 Desenho 60
5.6.2 Caracterização 61
5.7 Sumário 64

6 Amplificador de Baixo Ruído e Pré-Amplificador **67**
6.1 Introdução 67
6.2 Desenho de Amplificadores 67
6.2.1 Estabilidade 71
6.2.2 Círculos de Estabilidade 71
6.2.3 Testes de Estabilidade 72
6.2.4 Círculos de Ganho Constante 74
6.2.5 Desenho para Ruído Mínimo 75
6.3 Amplificador de Baixo Ruído 76
6.3.1 Desenho 79
6.3.2 Simulação 82
6.3.3 Caracterização 83
6.4 Pré-Amplificador 87
6.4.1 Filtro Passa-Banda 88

6.4.2 Andares de Amplificação 92
6.4.3 Simulação 94
6.4.4 Caracterização 94
6.5 Sumário 98

7 Conclusões e Trabalho Futuro 99

A Esquemas Eléctricos do Amplificador de Baixo Ruído 101

B Esquemas Eléctricos do Pré-Amplificador com Filtro Integrado 103

C Características do ATF-38143 107

D Modelo de Simulação do ATF-38143 109

Lista de Tabelas

2.1 Algumas informações técnicas sobre ESEO. 10
2.2 Principais características do sistema de comunicações do ESEO. . . . 16

5.1 Características do reflector parabólico. 58

6.1 Coeficientes e impedâncias características do filtro passa-banda. . . . 90

Lista de Figuras

2.1 Organização do projecto ESEO. 6
2.2 Organização do *Ground Segment*. 7
2.3 Organização da estação de controlo da FEUP. 8
2.4 Órbita de transferência GTO. 11
2.5 Taxa de erros da modulação BPSK. 12
2.6 Órbita do ESEO em perspectiva 3D. 13
2.7 Cobertura do ESEO. 14
2.8 Sistema de comunicações do ESEO. 15

3.1 Resistência com ruído e seu equivalente de Thèvenin. 20
3.2 Sistema com ruído. 22
3.3 Sistemas em cascata. 23
3.4 Modelo simplificado da estação de controlo. 30
3.5 Arquitectura da cadeia de transmissão. 31
3.6 Arquitectura do sistema da cadeia de recepção. 32

5.1 Iluminação do parabolóide. 46
5.2 Eficiências de abertura, *taper* e *spillover* [1]. 52
5.3 Padrões de iluminação do *feed*. 53
5.4 Configuração do método de caracterização utilizado 56
5.5 Estrutura do *feed* [2]. 60
5.6 Dimensões do *septum polarizer*. 61
5.7 Imagem do *feed* realizado. 62
5.8 Coeficientes de reflexão das portas do *feed*. 62
5.9 VSWR das duas portas do *feed*. 63
5.10 Isolamento entre as duas portas do *feed*. 63
5.11 Diagrama de radiação. 64
5.12 *Axial ratio*. 65

6.1 Rede de duas portas típica. 68
6.2 Circuito de um amplificador típico. 70
6.3 Estrutura de um transístor pHEMT. 77
6.4 Circuito de polarização do ATF-38143. 79
6.5 Círculos de estabilidade na entrada e na saída. 81
6.6 Círculos de ganho e factor de ruído constantes na entrada. 81
6.7 Factor de ruído mínimo. 82
6.8 Malhas de adaptação do transístor. 82
6.9 Parâmetros S do LNA obtidos nas simulações 84
6.10 Imagem do amplificador de baixo ruído. 85
6.11 *Layout* do circuito do LNA 85
6.12 Parâmetros S do LNA medidos. 86
6.13 Factor de ruído medido 87
6.14 Esquema eléctrico do filtro de linhas acopladas. 91
6.15 Imagem do protótipo do filtro passa-banda. 92
6.16 Parâmetros S do protótipo do filtro passa-banda. 93
6.17 Circuito de aplicação típica do BGA2012. 94
6.18 Diagrama de blocos do pré-amplificador. 94
6.19 Resultados das simulações para o pré-amplificador. 95
6.20 Imagem do pré-amplificador com filtro integrado. 96
6.21 Resultados da caracterização do pré-amplificador. 97
6.22 Ganho conjunto do LNA e pré-amplificador. 97

A.1 Fonte de alimentação e controlo da polarização. 101
A.2 Esquema eléctrico do amplificador de baixo ruído. 102

B.1 Andar de entrada. 104
B.2 Filtro passa-banda. 105
B.3 Andar de saída. 106
B.4 *Layout* da placa de circuito impresso. 106

C.1 Características do ATF–38143 para $V_{DS} = 2\,\mathrm{V}$ 108

D.1 Modelo de simulação do ATF–38143 110

Capítulo 1

Introdução

Para além de um importante papel nas modernas redes de telecomunicações, o uso de satélites passou a ocupar um espaço cada vez maior no fornecimento de outros serviços e na investigação científica. Exemplos disso são os satélites lançados para difusão de televisão e Internet, para estudo da atmosfera terrestre, previsão do tempo e navegação e posicionamento, além de telescópios ópticos e radio-telescópios [3].

O utilização de satélites para suporte de redes de comunicações é uma realidade desde meados da década de 1960 quando o Echo 1A[1] foi lançado pela NASA. Tratava-se de uma esfera metálica com 30 metros de diâmetro, feita de uma fina película de *Mylar*. O Echo 1A operava como repetidor passivo para comunicações telefónicas e emissões de rádio e televisão. Por ser um dos primeiros satélites lançados e mantidos em órbita com sucesso e apesar de ter sido lançado com intenção de exploração comercial, o Echo 1 foi também utilizado para investigação científica, contribuindo para determinar com maior exactidão a densidade atmosférica e a influência do vento solar nos corpos em órbita. Por sua vez, o Courier 1B foi o primeiro satélite de comunicações activo lançado com sucesso. Ao contrário do Echo 1A, que funcionava apenas como elemento reflector passivo, o Courier 1B era equipado com sistemas de transmissão e recepção activos.

Do ponto de vista académico, a utilização de pequenos e médios satélites para investigação e ensaio de novas tecnologias tem recebido cada vez maior destaque. Na Europa em particular, há um grande esforço por parte da ESA em estimular e fomentar estes projectos entre as universidades dos países membros da organização.

[1] Sucessor do Echo 1, destruído por falha do lançador.

1.1 Motivação

O desenvolvimento deste trabalho tem como objectivo dar seguimento no projecto de desenho e construção da estação de controlo do *European Student Earth Orbiter* (ESEO) na Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP). A estação de controlo instalada na FEUP será acompanhada por outras duas, uma instalada na Alemanha e outra na Nova Zelândia. As três estações de controlo formarão a rede de cobertura do ESEO durante a sua missão. Todas as estações estarão dotadas de equipamento que permitirá não apenas receber e analisar dados da missão e de telemetria, mas também capacidade de controlo total do satélite.

É aqui apresentado o desenho e construção de parte do sistema de comunicações da estação de controlo do ESEO, onde três componentes do *RF front-end* do sistema de recepção são abordados em detalhe:

- *Feed* da antena principal;
- Amplificador de baixo ruído;
- Sistema de comutação entre transmissão e recepção (*duplexer*).

Embora o ESEO conte com um sistema de comunicações secundário que opera nas bandas S e UHF destinadas ao radioamadorismo, apenas é aqui abordado o sistema de comunicações principal, que opera em um canal da banda S[2] reservado para comunicações por satélite.

Além do desenho e construção dos três componentes anteriormente referidos, são também abordados neste trabalho alguns conceitos importantes do projecto e desenvolvimento de sistemas de comunicações por satélite, como o processo de dimensionamento da estação de controlo, as ligações via rádio em linha de vista e sua aplicação directa nos sistemas de satélite. Também são brevemente apresentados alguns conceitos ligados ao ruído em sistemas de RF e microondas assim como os parâmetros fundamentais das antena de abertura e o método utilizado para caracterização do *feed* desenhado.

[2]Classificação da banda de acordo com a designação do IEEE.

1.2 A inciativa SSETI

A iniciativa *Student Space Exploration and Technology Initiative* (SSETI) é composta por mais de 500 estudantes de cerca de 15 universidades espalhadas pela Europa e Canadá. São alunos de licenciatura, mestrado e doutoramento que estão a projectar e a construir satélites em colaboração com o *Education Department* da Agência Espacial Europeia (ESA).

O primeiro satélite da iniciativa SSETI, o *SSETI Express*, foi lançado em Outubro de 2005, transportando outros três *Cubesatellites*, um módulo de propulsão, uma câmara a cores e um *transponder* operando na banda de radioamador.

No seguimento do SSETI Express está o ESEO, com lançamento planeado para o fim de 2009. Logo após o ESEO, o próximo satélite será o *European Student Moon Orbiter* (ESMO), com lançamento planeado para alguns anos depois. O ESMO será o primeiro satélite da iniciativa SSETI a sair da órbita terrestre.

1.3 Estrutura do Documento

Tratando principalmente do desenho e implementação de três componentes de *hardware* do sistema de comunicações com um satélite, a dissertação está organizada em 7 capítulos que se seguem a esta introdução.

A seguir a este capítulo é apresentada uma breve introdução sobre o ESEO, a organização do projecto e o enquadramento do trabalho aqui desenvolvido dentro da iniciativa da qual o ESEO faz parte.

Os sistemas de comunicação por satélite e suas particularidades são apresentadas no capítulo 3, onde são analisados os critérios de dimensionamento de uma estação de controlo típica e os principais factores que determinam a escolha da arquitectura.

No capítulo 4 é feita uma análise das ligações ascendente e descendente, de forma a determinar as características e parâmetros necessários da estação de controlo como sensibilidade e potência de emissão mínimas.

Em seguida, no capítulo 5 são discutidos alguns conceitos importantes sobre antenas parabólicas, com ênfase nos métodos de iluminação do reflector, assim como

algumas noções do conceito de temperatura equivalente de uma antena. A seguir é feito um resumo das características do reflector parabólico utilizado na estação de controlo, após o qual é apresentado o desenho e caracterização do *feed* que ilumina o reflector.

Por fim, no capítulo 6 são apresentados os conceitos fundamentais do projecto de amplificadores de baixo ruído. Neste capítulo também é dada especial atenção ao desenho e caracterização do amplificador de baixo ruído e do pré-amplificador com filtro integrado desenvolvidos.

Ao longo do texto foram adoptadas algumas convenções tipográficas. Para destacar o local onde um conceito é referido pela primeira vez, utiliza-se o estilo *itálico* e expressões ou termos em língua estrangeira são indicados com o estilo *inclinado*. Utiliza-se também ao longo do texto a vírgula "," como separador decimal e o espaço em branco " " como separador de grupos de três algarismos.

1.4 Contribuições

O trabalho aqui desenvolvido teve como objectivo principal dimensionar o sistema de comunicações da estação de controlo do ESEO na FEUP além de projectar e implementar parte do *RF front-end* desse sistema. Mais concretamente, foram desenvolvidos os seguintes componentes:

- Amplificador de baixo ruído
- Pré-amplificador com filtro passa-banda integrado
- *feed* da antena principal

Capítulo 2

O European Student Earth Orbiter – ESEO

2.1 Introdução

Neste capítulo são dados a conhecer alguns detalhes técnicos importantes do ESEO para o planeamento e desenho da estação de controlo e respectivo sistema de comunicações. Primeiramente é feita uma apresentação da missão e seus objectivos. Em seguida é discutida a órbita planeada para o satélite, factor que tem implicações directas no projecto do sistema de comunicações da estação e dos componentes que o compõe. É também feita uma breve discussão a respeito do sistema de comunicações a bordo do ESEO. Por fim é brevemente analisado o sistema de telemetria e controlo do satélite.

2.2 Organização do Projecto

A organização de um projecto de grandes dimensões é factor determinante para o seu sucesso. A aplicação de métodos de engenharia de sistemas tem sido um dos factores mais importantes para o sucesso da exploração espacial [4]. Além de fornecer orientações concretas sobre as funções e objectivos das diversas fases nas quais o se divide, os métodos de engenharia de sistemas contribuem também para a organização e relacionamento entre as diversas equipas participantes [5] e [6].

Na Figura 2.1 é apresentado o *System Breakdown Structure* (SBS) do projecto. Nele estão identificados não só os diversos segmentos do projecto (*space segment* e *ground segment*) como também os diversos sub-sistemas e seus principais compo-

nentes.

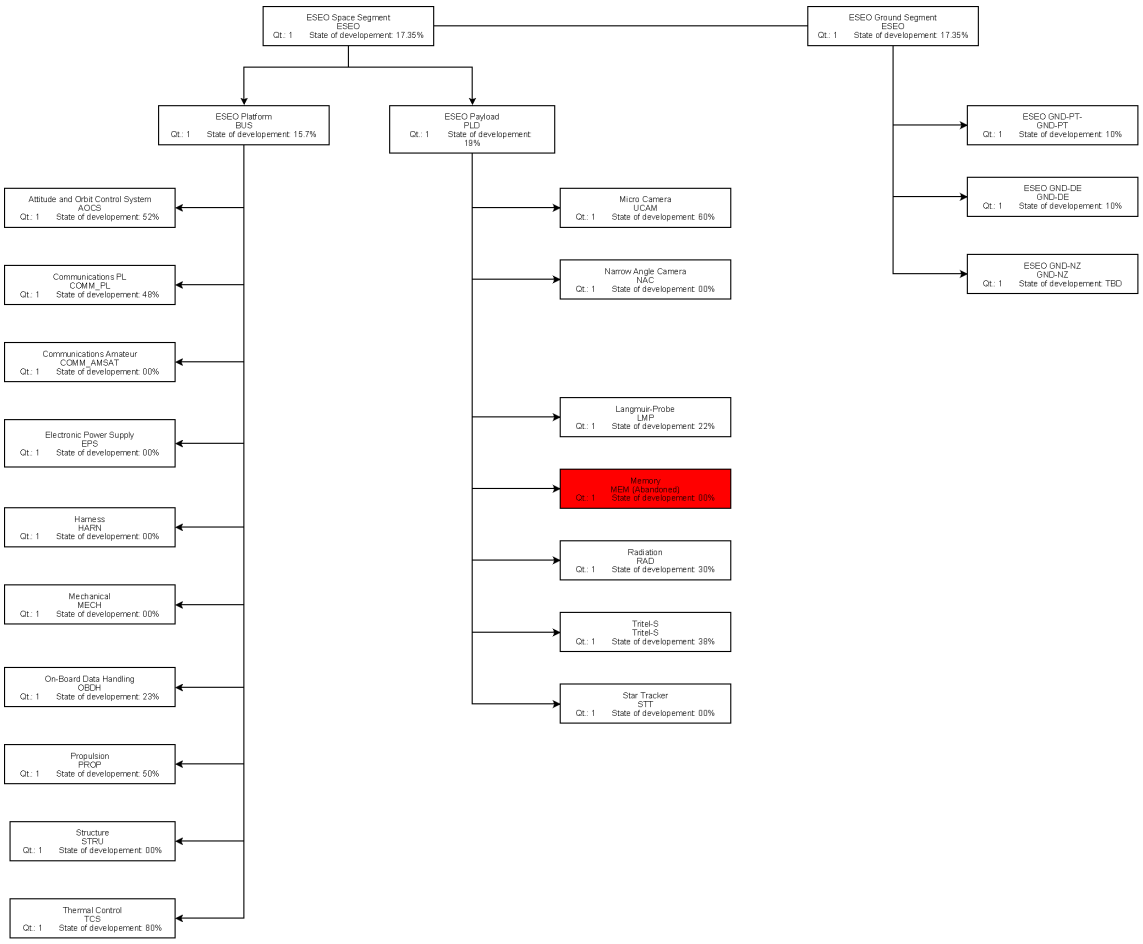


Figura 2.1: Organização do projecto ESEO.

O *ground segment* é dividido em três sub-sistemas principais, cada um deles representando uma das três estações de controlo, como ilustrado na Figura 2.2.

O SBS da estação de controlo da FEUP é apresentado em detalhes na Figura 2.3, onde estão identificados em pormenor os principais componentes da estação de controlo

2.3 Missão e Objectivos

Dando continuidade ao modelo de sucesso do SSETI Express, a plataforma ESEO está a ser desenvolvida por equipas de estudantes espalhadas por toda a Europa. O ESEO é também o precursor técnico do micro-satélite SSETI ESMO e sua missão será testar novos equipamentos num ambiente sujeito a altos níveis de radiação para

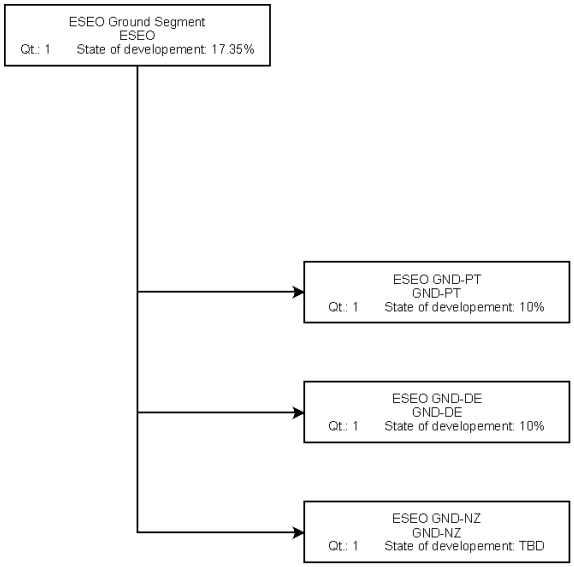


Figura 2.2: Organização do *Ground Segment*.

futuras missões.

A integração e teste dos diversos sub-sistemas decorrerá entre 2007 e 2008, com o lançamento previsto para finais de 2009. O lançador será o Ariane 5 ou o Soyuz, que colocará o satélite em órbita de transferência geoestacionária (GTO).

Os principais objectivos da missão envolvendo o ESEO são:

- Incentivar e atrair estudantes de diversas universidades europeias para o campo das ciências aeroespaciais e áreas relacionadas;
- Fotografar a superfície terrestre e outros corpos celestes para fins educacionais e de investigação;
- Determinar valores dos níveis de radiação e seus respectivos efeitos nos sistemas a bordo do satélite através de consecutivas passagens pelos *Anéis de Van Allen*;
- Servir como laboratório de novas tecnologias que poderão vir a ser utilizadas em futuras missões;
- Envolver a comunidade radioamadora internacional na recepção de dados e telemetria, além de transportar um repetidor analógico para as bandas UHF e S destinadas ao radioamadorismo.

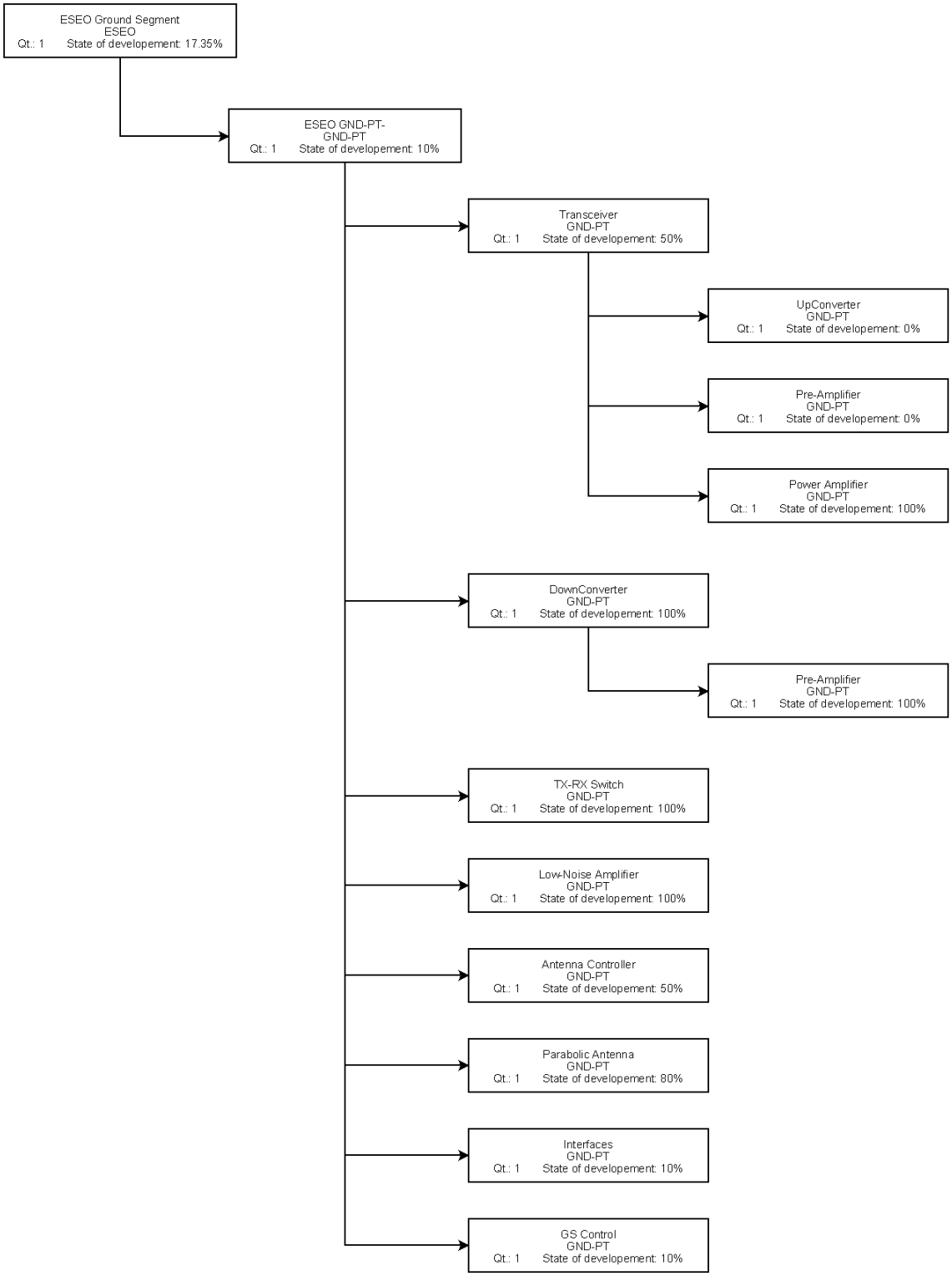


Figura 2.3: Organização da estação de controlo da FEUP.

Para fotografar a superfície terrestre e outros corpos celestes, o ESEO transporta três *payloads* fotográficos distintos. Um sensor de estrelas (*Star Tracker*) para for-

necer imagens de algumas estrelas de especial interesse, uma câmara de pequeno ângulo de visão (*Narrow Angle Camera*) que fornece imagens do continente europeu e por fim uma micro-câmara destinada a fornecer imagens do próprio satélite no espaço.

Para fornecer dados sobre os níveis de radiação e respectivos efeitos, uma série de sensores é utilizada para medir os níveis totais de radiação acumulada assim como os níveis instantâneos em diferentes pontos do corpo do satélite. Além disso, uma série de circuitos de memória dedicados são utilizados exclusivamente para analisar os efeitos da radiação no equipamento electrónico a bordo do satélite. Em simultâneo, uma sonda de *Langmuir* fornece medidas do fluxo de plasma nos anéis de Van Allen.

Outras informações técnicas sobre o ESEO são apresentadas na Tabela 2.1.

2.4 Órbita

A órbita a ser descrita pelo ESEO será (*Geostationary Transfer Orbit*) **GTO**. A órbita GTO, também conhecida como *órbita de transferência de Hohmann*, é alcançada com uma manobra que, executada sob condições nominais[1], move um objecto em órbita circular para outra órbita de maior energia utilizando apenas um ou dois impulsos, dependendo da órbita final que se deseja atingir. A órbita de transferência de Hohmann é metade de uma órbita elíptica que toca tanto a órbita que se deseja abandonar como a órbita que se pretende adoptar, como pode ser visto na Figura 2.4, que ilustra a sequência necessária para colocar um satélite em órbita geoestacionária a partir de uma órbita terrestre baixa (LEO). Na Figura 2.6 é ilustrada a órbita em perspectiva tridimensional e na Figura 2.7 é apresentada a cobertura dessa mesma órbita durante um período.

É importante notar que para o caso específico do ESEO, o perigeu da órbita é determinado pela altitude da órbita LEO que o veículo lançador consegue atingir, enquanto o apogeu será determinado pelo impulso ΔV. Estima-se[2] que para o ESEO a altitude do perigeu seja de 560 km, tendo o apogeu uma altitude de aproximadamente 42000 km. A inclinação da órbita será inferior a 10°.

[1] m_1 e m_2 são as únicas massas (corpos) envolvidos no sistema e $m_2 \ll m_1$.
[2] No caso de ser utilizado o Ariane 5 como veículo lançador.

Dimensões	600 × 600 × 710 mm
Massa	120 kg
Tempo de vida	Mínimo de um mês
Órbita	GTO
Sistema de determinação de atitude	Sensor solar Sensor de horizonte Magnetómetros e sensor de estrelas
Sistema de controlo de atitude	Roda de inércia Propulsores a gás frio Controlo vectorial de propulsão
Sistema de controlo de órbita	Gás frio
Transmissão de dados a bordo	CAN, RS–232, RS–242
Telemetria	
Banda S	9,6 kbit/s ou 153,6 kbit/s
Banda S (AMSAT)	400 bit/s
Alimentação	Painéis solares orientáveis
Consumo de Energia	
Médio	150 W
Máximo	300 W
Baterias	LiIon, 300 Wh
Propulsão	gás frio (nitrogénio), 18 l/300 bar
Alimentação	15 – 25 V
Controlo Temperatura	Activo

Tabela 2.1: Algumas informações técnicas sobre ESEO.

A escolha de uma órbita GTO é justificada por um dos objectivos da missão: testar diversos sub-sistemas em ambientes de grande agressividade do ponto de vista de temperatura e principalmente do ponto de vista de radiação. Uma vez que a órbita prevista tem uma grande diversidade de altitudes, o satélite e todo o seu equipamento será sujeito a diversas passagens pelos *Anéis de Van Allen*, sendo exposto consecutivamente a elevadas doses de radiação. As informações relativas ao comportamento do equipamento na presença destas doses de radiação será de importância fundamental nas missões seguintes da iniciativa fora da órbita terrestre.

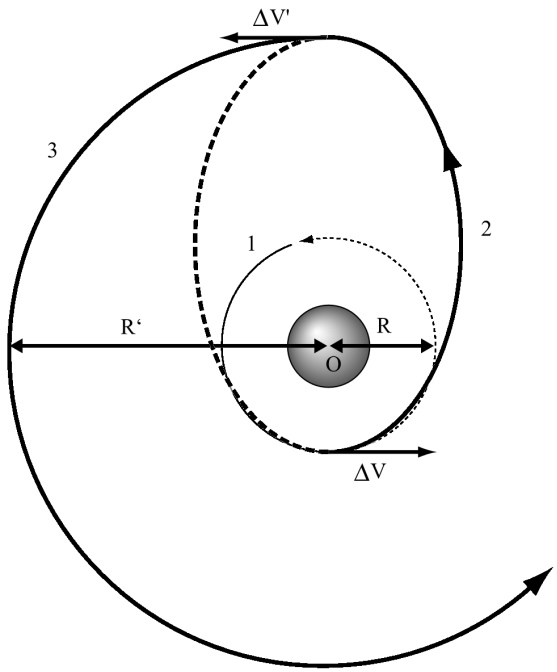


Figura 2.4: Órbita de transferência GTO.

2.5 Sistema de Comunicações

O sistema de comunicações é responsável pela transmissão dos dados recolhidos e recepção de comandos enviados pelas estações de controlo durante a missão, garantindo total acesso ao sistemas a bordo.

O ESEO conta com dois sistemas de comunicação distintos. O sistema principal, de alto débito, opera na Banda S. Este sistema é responsável pela transmissão de telemetria e dados recolhidos ao longo da missão. Além deste, há ainda um sistema secundário, onde será transmitida apenas telemetria e que opera na banda UHF de radioamador. Como referido anteriormente, ao longo deste trabalho somente foi abordado o sistema de comunicações principal.

A modulação utilizada na comunicação entre satélite e as estações de controlo será PCM com codificação de linha NRZ-L sobre uma modulação BPSK, tendo adicionalmente nos modos primário e secundário uma subportadora sinusoidal de 38,4 kHz [7] e [8].

O débito do sistema secundário é fixo. O sistema principal por sua vez pode operar em três modos. No *modo secundário* o débito do sistema é de 2,4 kbit/s e

destina-se a ser utilizado apenas em caso de falha grave de algum componente vital do satélite, transmitindo apenas a telemetria dos sub-sistemas mais importantes. Este modo é completamente independente dos demais sistemas a bordo.

O *modo primário* é utilizado durante a transmissão normal de dados de telemetria e opera a um débito de 9,6 kbit/s. O terceiro modo é destinado apenas à transmissão dos dados recolhidos pelas câmaras e demais sub-sistemas de aquisição de dados. Este modo opera a 153,6 kbit/s sendo activado apenas sob comando das estações de controlo [7] e [8].

Em todas as situações anteriormente descritas foi estabelecido, como critério de qualidade pelas equipas responsáveis, que o sistema deve ser capaz de manter uma taxa de erros inferior a 10^{-6} durante todo o percurso da órbita. Este é um valor típico actualmente utilizado nos sistemas de satélite [6] e [3]. Para cumprir este objectivo, o sistema deverá ser capaz de operar com uma relação E_b/N_0 superior a 11 dB, como ilustrado pela Figura 2.5, que mostra a dependência da taxa de erros (BER) da modulação BPSK[9] com a relação E_b/N_0 dada pela expressão 2.1.

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \tag{2.1}$$

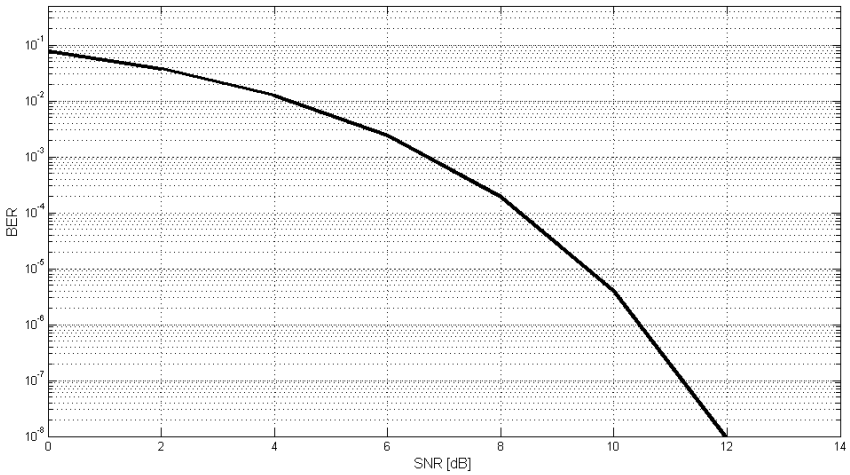


Figura 2.5: Taxa de erros da modulação BPSK.

Por operar numa gama de frequências elevada, o sistema de comunicações principal está mais sujeito a problemas relacionados com o efeito *Doppler* se comparado com o sistema secundário. O controlo do efeito Doppler será feito pelo sistema de

controlo da estação, que actuará directamente no *downconverter*.

O sistema de comunicações principal do ESEO utiliza quatro antenas *patch*[3] de baixo ganho (LGA). Duas antenas são utilizadas na transmissão enquanto as restantes duas são utilizadas para recepção. De forma a aumentar a redundância do sistema, são utilizados dois amplificadores de baixo ruído (LNA) na cadeia de recepção e dois amplificadores de potência na cadeia de transmissão. Tanto a cadeia de transmissão como a de recepção é capaz de alternar entre antenas de forma a manter activa a combinação de antenas com orientação mais privilegiada para a estação de controlo [7]. O esquema de ligação das cadeias de recepção e transmissão estão representados nas Figuras 2.8a e 2.8b.

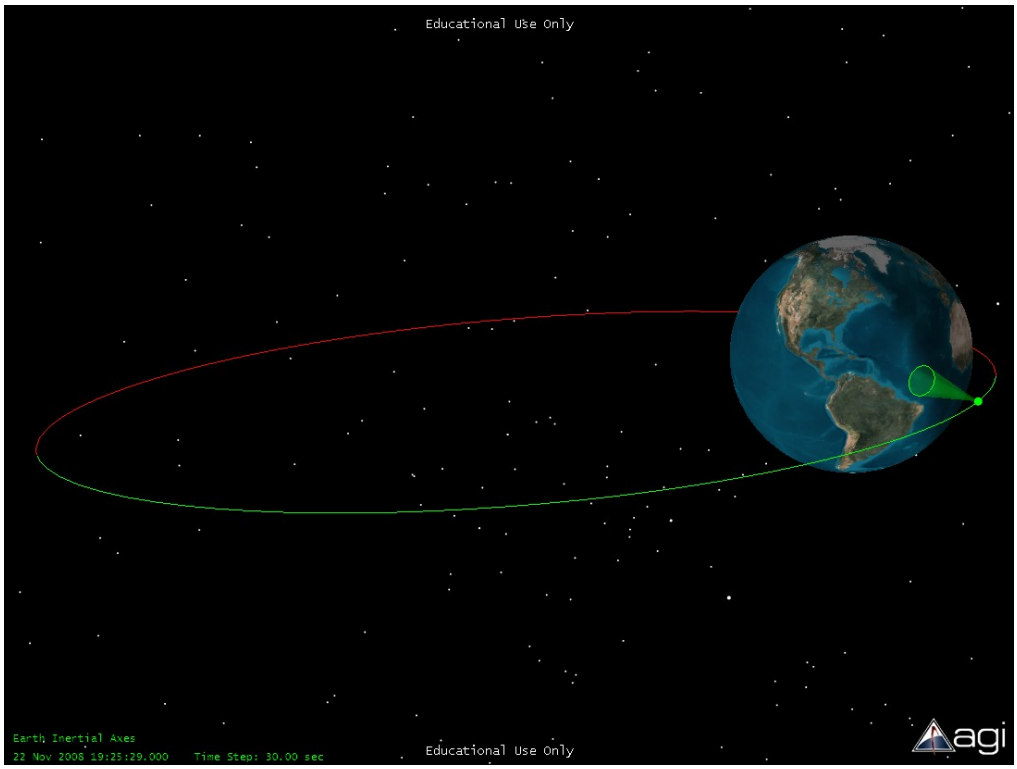


Figura 2.6: Órbita do ESEO em perspectiva 3D.

Este esquema de ligação garante ainda que o sistema opera sem interrupções no caso de duas falhas não repetidas[4]. No caso do sistema de recepção, somente a falha simultânea das duas antenas ou dos dois amplificadores de baixo ruído pode causar interrupção total no funcionamento deste sistema. No caso de falha de uma antena

[3]Ou antenas impressas (*printed antennas*).
[4]Tolera falhas em dois componentes distintos.

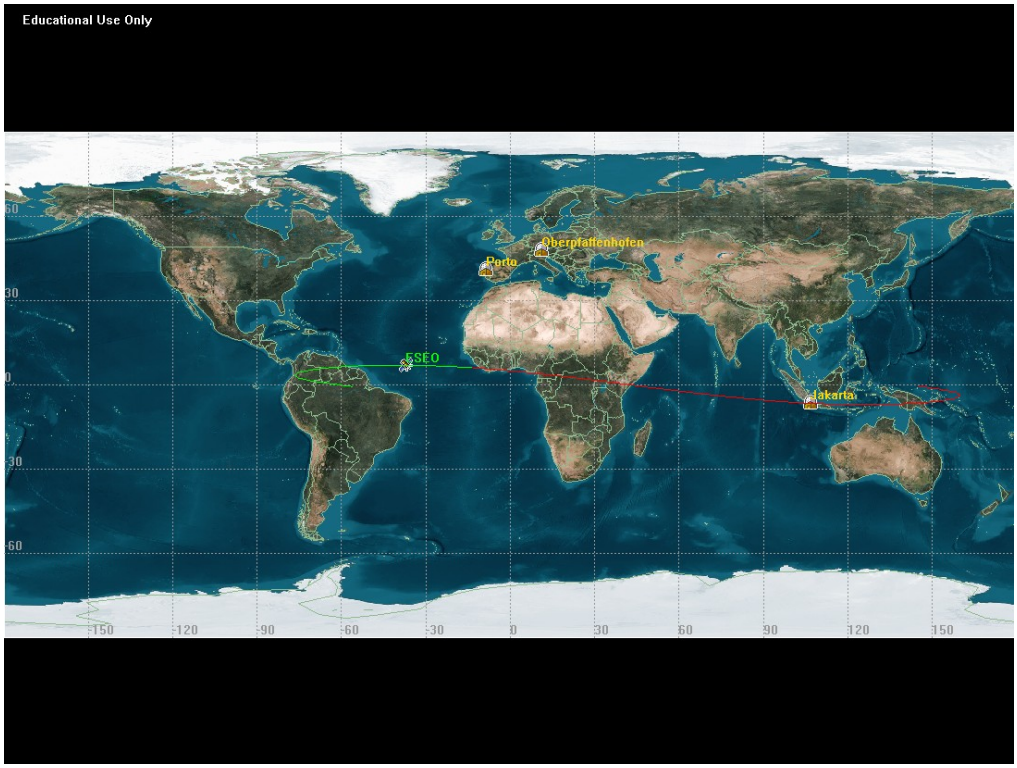
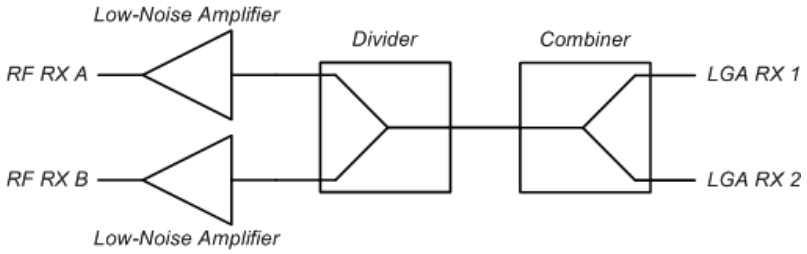
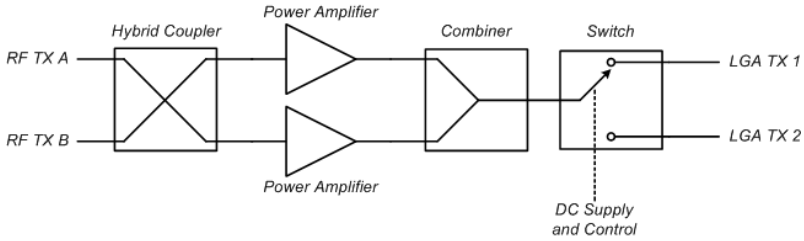


Figura 2.7: Cobertura do ESEO.

e simultâneamente de um amplificador, o sistema continua a operar normalmente. O mesmo aplica-se à cadeia de transmissão.



(a) Cadeia de recepção



(b) Cadeia de transmissão

Figura 2.8: Sistema de comunicações do ESEO.

2.6 Sistema de Telemetria e Controlo

O sistema de telemetria é responsável por transmitir às estações de controlo informações sobre os sistemas vitais do satélite como:

- Temperatura e estado de carga das baterias;
- Temperatura de diversos pontos do corpo do satélite;
- Estado de funcionamento dos diversos equipamentos a bordo.

O sistema de telemetria e o respectivo *transponder* foi desenvolvido de acordo com as recomendações do *Consultative Committee for Space Data Systems* (CCSDS). Este sistema é subdividido em duas partes distintas, sendo o *Packet Telecommand Decoder* (PTCD) responsável pela descodificação das tramas e o *Packet Telemetry Encoder* (PTME) o responsável pela codificação.

O PTCD por sua vez consiste também em duas camadas, seguindo as novas recomendações da CCSDS: *Synchronization and Channel Coding Sublayer* e a *Data Link Sublayer*. Este sistema tem como principais características:

- Codificação de Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) na *Synchronization and Channel Coding Sublayer*;

- CRC gerado pelo polinómio $G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$;
- Máximo de 1060 bytes de dados por trama;
- Garantia de entrega ordenada de pacotes.

O sub-sistema de codificação, o PTME, tem as seguintes características:

- Código externo: Reed-Solomon (255, 223);
- Código interno: código convolucional (Viterbi);
- 8 bits por símbolo;
- Capacidade de correcção de erros.

Um pequeno resumo das principais características do sistema de comunicações é apresentado na Tabela 2.2.

Ligação Ascendente	
Frequência	2025 – 2110 MHz
Polarização	Circular Direita (RHCP)
Potência	30 W
Débito	4 kbit/s
Ganho da Antena	33 dBi
Taxa de Erros	$< 10^{-6}$
Ligação Descendente	
Frequência	2200 – 2290 MHz
Polarização	Circular Direita (RHCP)
Potência de Emissão	3 W
Modos de operação	Primário: 9,6 kbit/s
	Secundário 2,4 kbit/s
	Alto débito: 153,6 kbit/s
Ganho das Antenas	6 dBi
Taxa de Erros	$< 10^{-6}$

Tabela 2.2: Principais características do sistema de comunicações do ESEO.

2.7 Sumário

Neste capítulo foram dados a conhecer alguns detalhes técnicos do ESEO importantes para o planeamento e desenho da estação de controlo. Foi feita uma apresentação da missão ESEO e seus objectivos, seguida de uma curta discussão sobre a órbita planeada para o satélite e das suas implicações directas no projecto do sistema de comunicações da estação de controlo e demais componentes. Foi ainda feita uma breve discussão a respeito do sistema de comunicações a bordo do ESEO e do seu sistema de telemetria e controlo. No próximo capítulo são analisados os critérios de desenho das estações de controlo e dos sistemas de comunicação por satélite em geral.

Capítulo 3

Sistemas de Comunicação por Satélite

3.1 Introdução

Neste capítulo são abordados os conceitos fundamentais do ruído em sistemas de comunicações por RF e microondas e a forma como este fenómeno afecta o funcionamento destes sistemas. Em seguida são analisados os conceitos relativos ao planeamento e desenho de uma estação de controlo para seguimento de satélites, revendo os principais factores que afectam a escolha e dimensionamento do equipamento necessário assim como as considerações relativas ao tipo de missão na qual a estação está envolvida. Por fim é apresentada a estrutura escolhida para a estação de controlo do ESEO na FEUP, assim como os factores levando em consideração na escolha dessa arquitectura.

3.2 Ruído nos Sistemas de Comunicações

O ruído é uma das limitações mais importantes nos sistemas de comunicação via rádio modernos e determina a sensibilidade mínima do sistema[10]. O ruído é um processo aleatório associado a inúmeros fenómenos, dos quais destacam-se nos sistemas de RF o ruído térmico, gerado tanto por componentes passivos como resistências, como por componentes activos como díodos ou transístores. Além destes, outras fontes de ruído importantes nos sistemas de comunicações são o ruído atmosférico e galáctico[11] além do ruído provocado pela actividade humana e por outros sistemas de comunicação. De todos os tipos de ruído, o ruído térmico é o que mais afecta os sistemas de comunicações sem fios.

3.2.1 Ruído Térmico

O ruído térmico, também conhecido como ruído de Nyquist ou Johnson[10] é provocado pelo movimento aleatório de cargas. Este tipo de ruído é gerado por qualquer componente que dissipe energia, como resistências e linhas de transmissão, podendo também ter origem atmosférica e cósmica, tendo da mesma forma origem no movimento aleatório de cargas eléctricas.

Outras fontes de ruído incluem o ruído *shot* (*shot noise*), que tem origem no movimento aleatório de cargas dentro de tubos e válvulas electrónicas, o ruído dos plasmas *plasma noise*, provocado pelo movimento desordenado de cargas eléctricas em gases ionizados ou por centelhas provocadas por contactos em equipamentos como interruptores e motores eléctricos e por fim o ruído quântico (*quantum noise*) derivado da natureza discreta da energia dos portadores de carga e fotões. Embora estas fontes de ruído tenham origem em diferentes fenómenos, podem ser analisados da mesma forma que o ruído térmico.

3.2.1.1 Potência de Ruído

O valor eficaz da tensão de ruído gerada por uma resistência de valor R a uma temperatura T considerando uma largura de banda B é dada por

$$V_n = \sqrt{4k_BTBR} \text{ (V)} \tag{3.1}$$

onde
k_B = constante de Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}\, J/K$),
T = temperatura da resistência (K),
B = largura de banda (Hz),
R = valor da resistência (Ω).

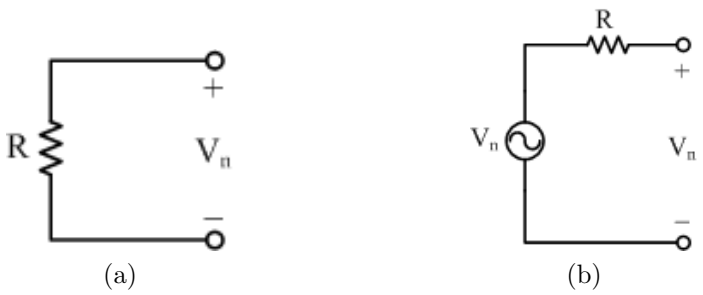


Figura 3.1: Resistência com ruído e seu equivalente de Thèvenin.

Desta forma, a resistência pode ser vista pelo seu equivalente de Thèvenin como uma fonte de ruído V_n com uma resistência interna de $R\,(\Omega)$. Em geral, utiliza-se a temperatura $T_0 = 290\,\mathrm{K}$ como temperatura de referência [10] e [11].

A potência de ruído máxima P_n pode ser extraída quando aos terminais desta fonte de ruído é ligada uma carga adaptada, i.e., uma carga com impedância igual ao complexo conjugado da impedância interna da fonte de ruído, neste caso igual a R. Assim, a potência máxima de ruído disponível aos terminas de uma resistência é

$$P_n = \left(\frac{V_n}{2}\right)^2 \frac{1}{R} = \frac{V_n^2}{4R} = k_B T B \ (\mathrm{W}) \tag{3.2}$$

3.2.1.2 Temperatura Equivalente de Ruído

Além da potência de ruído, é possível caracterizar um componente ou dispositivo pela sua *temperatura equivalente de ruído*. Desta forma assume-se que, independentemente da natureza activa ou passiva do componente, este é representado como uma resistência semelhante à utilizada na expressão 3.2 com uma temperatura que depende da sua potência de ruído. Esta representação é especialmente útil para componentes e sistema activos como amplificadores, onde o dispositivo pode ser caracterizado como um amplificador ideal (sem ruído) com uma resistência a temperatura T_e ligada à sua entrada. A temperatura equivalente pode então ser definida como

$$T_e = \frac{P_n}{k_B B} \ (\mathrm{K}) \tag{3.3}$$

No caso de componentes activos como amplificadores, a temperatura equivalente de ruído pode ser expressa como

$$T_e = \frac{P_n}{k_B B G} \ (\mathrm{K}) \tag{3.4}$$

onde G representa o ganho do dispositivo.

3.2.1.3 Factor de Ruído

Além de poderem ser caracterizados pela sua temperatura equivalente de ruído, os componentes e sistemas de RF e microondas podem também ser caracterizados pelo seu *factor de ruído*. O factor de ruído pode ser visto como uma medida da degradação da relação sinal-ruído (SNR) à medida que o sinal atravessa o sistema.

No caso ideal de um sistema sem ruído, um sinal aplicado à entrada do sistema é amplificado ou atenuado da mesma forma que o ruído, fazendo com que o SNR mantenha-se constante. Como todos os dispositivos ou sistemas adicionam ruído ao sinal, define-se na expressão 3.5 o factor de ruído NF como a relação entre o SNR à saída do sistema com o SNR à entrada deste.

$$NF = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \tag{3.5}$$

O factor de ruído NF é sempre superior à unidade, sendo igual a 1 para o caso de um sistema ideal.

É possível também estabelecer uma relação entre NF e T_e. Considere-se o sistema apresentado na Figura 3.2 com ganho de potência G, largura de banda B e temperatura equivalente de ruído T_e.

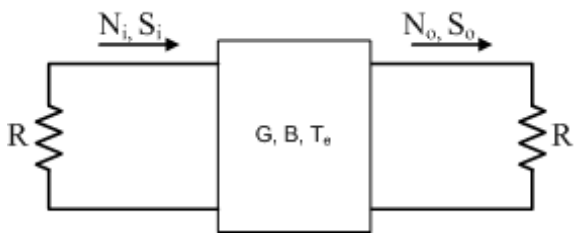


Figura 3.2: Sistema com ruído.

A potência de ruído à entrada do sistema é

$$N_i = k_B T_0 B \text{ (W)} \tag{3.6}$$

A potência do sinal à saída do sistema é

$$S_o = S_i G \text{ (W)} \tag{3.7}$$

A potência do ruído à saída do sistema é por sua vez o ruído à entrada afectado do pelo ganho dos sistema somado do ruído gerado internamente por este

$$\begin{aligned} N_o &= N_i G + k_B T_e B G \\ &= k_B T_0 B G + k_B T_e B G \\ &= k_B B G (T_0 + T_e) \text{ (W)} \end{aligned} \tag{3.8}$$

O SNR à entrada do sistema é então

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{S_i}{k_B T_0 B} \tag{3.9}$$

e o SNR à saída é

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i G}{k_B B G (T_0 + T_e)} \tag{3.10}$$

O factor de ruído NF do sistema pode então ser determinado a partir da temperatura equivalente como sendo

$$\begin{aligned} NF &= \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \\ &= \frac{S_i}{k_B T_0 B} \frac{k_B B G (T_0 + T_e)}{S_i G} \\ &= 1 + \frac{T_e}{T_0} \end{aligned} \tag{3.11}$$

A partir da expressão 3.11 a temperatura equivalente de ruído de um sistema pode ser expressa como

$$T_e = (NF - 1) T_0 \text{ (K)} \tag{3.12}$$

3.2.2 Sistemas em Cascata

Para sistemas ligados em cascata, como o exibido na Figura 3.3, o factor de ruído global pode ser determinado a partir do factor de ruído individual de cada um dos componentes.

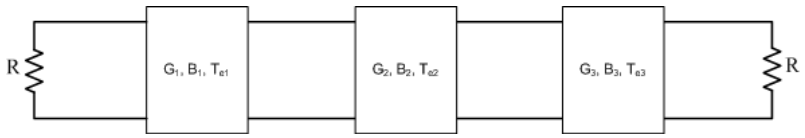


Figura 3.3: Sistemas em cascata.

O NF de um sistema com três componentes cascata pode ser expresso como

$$F_{Total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \tag{3.13}$$

podendo ser generalizada para um sistema com n andares na forma

$$F_{Total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{n-1}} \tag{3.14}$$

onde
F_n = factor de ruído do n-ésimo componente do sistema,
G_n = ganho do n-ésimo componente do sistema.

A temperatura equivalente de ruído de um sistema em cascata pode ser determinada de forma análoga ao factor de ruído, sendo definida como

$$T_{Total} = T_{e1} + \frac{T_{e2} - 1}{G_1} + \frac{T_{e3} - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{T_{en} - 1}{G_1 G_2 \cdots G_n} \tag{3.15}$$

onde
T_{en} = temperatura equivalente de ruído do n-ésimo componente do sistema,
G_n = ganho do n-ésimo componente do sistema.

Deve-se notar que nas expressões 3.14 e 3.15 tanto os valores de ganho como de NF dos componentes devem ser expressos em unidades lineares e não em dB.

3.3 Estação de Controlo

Uma estação de controlo é definida como um conjunto de equipamentos de transmissão e recepção, de controlo, e antena ou conjunto de antenas utilizados para comunicação bidireccional com um satélite. A comunicação com a estação de controlo permite ao satélite enviar dados com informações do estado de operação dos seus sub-sistemas, além de permitir receber comandos que possam ser necessários nas rotinas de manutenção e operação. A este conjunto de operações e comandos dá-se o nome de *telemetria, comando e controlo* ou TT&C.

Neste trabalho, a arquitectura do sistema de comunicações com o satélite será abordada na perspectiva dos sistemas TT&C e não na perspectiva de um sistema de comunicações para fornecimento de serviços ou conteúdos comerciais. A arquitectura básica de um sistema comunicações para esta finalidade é determinada pela geometria da órbita descrita pelo satélite [5].

Em aplicações espaciais, a comunicação só é possível em linha de vista e utilizando frequências apropriadas, capazes de atravessar a atmosfera terrestre com perdas suficientemente baixas [6]. Além disso, por questões relacionadas com o ruído e com a potência de emissão disponível no satélite, a ligação satélite-terra, também chamada de *ligação descendente* (*downlink*), é muito desequilibrada[1] em relação à ligação terra-satélite ou *ligação ascendente* (*uplink*).

No caso de órbitas não estacionárias, o satélite fica necessariamente fora da linha de vista da estação de controlo por períodos de tempo que são determinados pela latitude da estação de controlo e pela órbita descrita. De forma a contornar situações como esta, algumas arquitecturas contemplam a utilização de mais do que uma estação de controlo, localizadas em pontos distantes do globo de forma a garantir que o satélite esteja em linha de vista com pelo menos uma estação num dado instante. Algumas arquitecturas mais sofisticadas também fazem uso de um ou mais satélites geoestacionários como parte da rede de comunicações, utilizando-os como repetidores.

3.3.1 Critérios de selecção da arquitectura

São vários os critérios e parâmetros a serem observados no desenho de um sistema de comunicações com um satélite, onde se destacam a missão à qual se destina o satélite e a órbita escolhida em função da missão. Estes dois elementos são também factores de restrição no sistema, limitando por exemplo o tempo máximo de comunicação sem interrupções com a estação de controlo ou o débito máximo de transmissão de dados que pode ser atingido.

Diferentes aplicações privilegiam diferentes prioridades na escolha da arquitectura do sistema. De todos os critérios que podem ser tomados em consideração nesta análise, os mais importantes [3] são:

- Custo;
- Risco;
- Fiabilidade;
- Tempo de vida.

[1] Em termos de potência de emissão e relação sinal/ruído.

Num dos extremos desta análise encontram-se os sistemas (e respectivas estações de controlo) para aplicações comercias, como difusão de televisão, Internet ou telefonia, onde o custo e o risco devem ser minimizados de forma a tornar o sistema economicamente viável ao mesmo tempo que é esperado que o tempo de vida útil deste seja o maior possível. No outro extremo encontram-se os sistemas para aplicações militares, onde o custo, o risco e o tempo de vida útil são critérios secundários quando comparados com a robustez e fiabilidade esperada para o sistema.

A arquitectura desta estação de controlo do ESEO enquadra-se a meio das duas abordagens referidas. Embora se trate de um sistema de comunicações para um satélite de investigação, as limitações de custo dos sistemas comerciais são tomadas em consideração, ao passo que devido ao seu curto período de utilização, qualquer falha no sistema pode induzir a um completo fracasso de todo o projecto, pelo que os requisitos de robustez e fiabilidade inerentes aos sistemas militares e de defesa também são considerados.

Para além destes, outros factores afectam esta escolha da arquitectura do sistema de comunicações. Muitos destes factores, como os intrinsecamente relacionados com os sistemas de fornecimento de serviços de telefonia ou conectividade não são aplicáveis a este trabalho, mas serão aqui abordados por constituírem um importante conjunto de conceitos relacionados com o desenho da arquitectura dos sistemas de comunicações por satélites.

3.3.1.1 Órbita

A órbita descrita pelo satélite determina quanto tempo este encontra-se em linha de vista com a estação de controlo e a possível necessidade de ligações intermédias entre satélites. A altitude da órbita determina também a área de cobertura possível e o intervalo de tempo entre passagens pela linha de vista da estação de controlo. Em conjunto, a órbita e sua altitude determinam o número de satélites necessários para uma determinada cobertura da superfície terrestre. A potência de transmissão e as dimensões das antenas utilizadas dependem da distância entre o satélite e a sua estação de controlo. O tempo de passagem do satélite determina também a quantidade máxima de dados que podem ser transmitidos para a estação de controlo, factor que pode ser determinante em satélites meteorológicos e ou de investigação, como é o caso do ESEO.

Um problema que surge com a utilização de uma órbita elíptica é necessidade de uma maior gama dinâmica nos sistemas de recepção em terra e no satélite, já que o nível do sinal recebido por ambos sofre uma grande variação entre as altitudes de apogeu e perigeu da órbita. Para responder a este problema, ambos os sistemas de recepção devem ser projectados de forma a serem suficientemente sensíveis para funcionar com os baixos níveis de potência do sinal recebido durante o apogeu da órbita e ao mesmo tempo não sofrerem problemas de saturação com os maiores níveis de potência recebidos nas passagens pelo perigeu da órbita.

Para órbitas elípticas, além da atenção com a gama dinâmica do sistema de comunicações, é igualmente importante que o balanço de potência da ligação seja ser feito para a distância máxima admitida entre o satélite e a estação de controlo, i.e., na altitude de apogeu.

3.3.1.2 Utilização do Espectro

A escolha da frequência da portadora utilizada nas comunicações afecta a potência de emissão no satélite e na estação de controlo, dimensão das antenas e respectivas larguras de feixe, o que por sua vez pode levar à necessidade de um sistema mais complexo para controlo da antena da estação ou ainda um sistema de estabilização mais complexo no satélite. A frequência da portadora também afecta a potência necessária para fazer face à atenuação atmosférica e da chuva. Outro factor importante afectado pela escolha da frequência da portadora é a possível necessidade de compra ou autorização governamental para utilização de algumas bandas do espectro electromagnético.

3.3.1.3 Velocidade de Transmissão de Dados

A velocidade ou débito de transmissão é proporcional à quantidade de informação que é necessária trocar entre o satélite e a estação de controlo. Quanto maior o débito desejado, potências de emissão mais elevadas[2] e antenas de maiores dimensões serão necessárias. O processamento de informações no satélite pode reduzir a quantidade necessária de dados a transmitir, aumento em contrapartida, a complexidade do sistema a bordo.

[2]Considerando-se o mesmo tipo de modulação.

3.3.1.4 Factor de Utilização

O factor de utilização da estação de controlo é entendido como a fracção de tempo necessária para operação do satélite. O factor de utilização é função do tipo de missão e da órbita do satélite. Um factor de utilização baixo permite que uma única estação de controlo suporte mais do que um satélite, como ocorre normalmente para telemetria e controlo de satélites para aplicações comerciais.

No caso dos satélites de órbita baixa utilizados para telefonia, uma estação de controlo pode ter várias antenas a comunicar simultaneamente com vários satélites, sendo que cada um deles pode suportar centenas de circuitos. Nestes casos, o factor de utilização da estação de controlo pode chegar aos 100%.

3.3.1.5 Disponibilidade

Define-se disponibilidade como o tempo que a ligação com o satélite está disponível para o utilizador. Este parâmetro depende da fiabilidade do equipamento, da utilização ou não de equipamento redundante, do tempo necessário para reparação do equipamento nas estações de controlo e da incidência de perdas da ligação causadas pelo Sol ou por chuvas intensas.

3.3.1.6 Tempo de Espera

O tempo de espera é definido como o tempo que um utilizador necessita esperar até que a sua ligação com o satélite seja estabelecida. Em circuitos de voz, geralmente o tempo de espera é de alguns segundos. Dados meteorológicos necessitam de tempos de espera inferiores a algumas horas, de forma a que informação seja obtida em tempo útil para a previsão do estado do tempo. Em contrapartida, dados de um satélite com missão científica podem esperar algumas horas ou até mesmo serem transmitidos muito tempo depois. Entretanto a telemetria e controlo do satélite deve ter prioridade máxima, muitas vezes sendo necessário até mesmo a confirmação imediata do resultados dos comandos enviados. O tempo de espera é fortemente dependente da órbita utilizada, porque determina o período de tempo que o satélite permanece em linha de vista com a estação de controlo e o intervalo entre períodos. É de ressaltar que o controlo e obtenção de resposta em curtos espaços de tempo, i.e., alguns segundos, é impossível nas chamadas *"deep space missions"*, onde as distân-

cias astronómicas entre o satélite (ou *"spacecraft"*)[3] e a estação de controlo levam a tempos de propagação que podem facilmente atingir vários minutos ou mesmo algumas horas.

3.4 Dimensionamento da Estação de Controlo

3.4.1 Arquitectura Escolhida

Uma vez que se trata de uma missão científica de curta duração[4], a estação de controlo aqui apresentada deve ser capaz de operar ininterruptamente e sem falhas de forma a maximizar a quantidade de dados recolhidos. Para cumprir estes objectivos fixados pela coordenação do projecto, os principais critérios adoptados no desenho da estação de controlo privilegiam a fiabilidade e disponibilidade do sistema desenvolvido.

Tal objectivo pode ser concretizado tendo em atenção as orientações definidas pelos métodos de engenharia de sistemas adoptados por todas as equipas participantes do projecto. Destacam-se aqui as normas desenvolvidas pelo *European Committee for Space Standardization* (ECSS), amplamente divulgadas e adoptadas na indústria aeroespacial europeia. Além destas, outras linhas gerais e recomendações de engenharia de sistemas foram seguidas durante o projecto dos componentes aqui apresentados, com destaque para [12] e [4]. Estas normas têm como objectivo uniformizar os procedimentos de projecto e estruturação de sistemas complexos, facilitando a partilha de informações e tornando a detecção e correcção de possíveis de falhas mais eficiente.

O *System Structure Breakdown* (SBS) do *ground segment* do ESEO foi anteriormente apresentado na secção 2.2 onde estão identificadas as três estações de controlo do projecto, assim como o SBS detalhado da estação de controlo, onde podem ser identificados os diversos sub-sistemas e seus respectivos componentes.

A arquitectura da estação de controlo do ESEO é apresentada na Figura 3.4. Maiores detalhes da arquitectura são dados em [7] e [8]. Para além dos três componentes abordados neste trabalho, a estação de controlo conta ainda com uma série

[3] O termo *spacecraft* é utilizado ao longo do texto e refere-se tanto a satélites convencionais como a qualquer tipo de equipamento que viaja fora da atmosfera terrestre.

[4] Quando comparada com a duração média de outras missões científicas ou de exploração comercial.

de sistemas auxiliares necessários à sua operação, onde se destaca um sistema de alimentação ininterrupta de 12 V, que garante o funcionamento de todos os equipamentos em caso de falha da rede eléctrica.

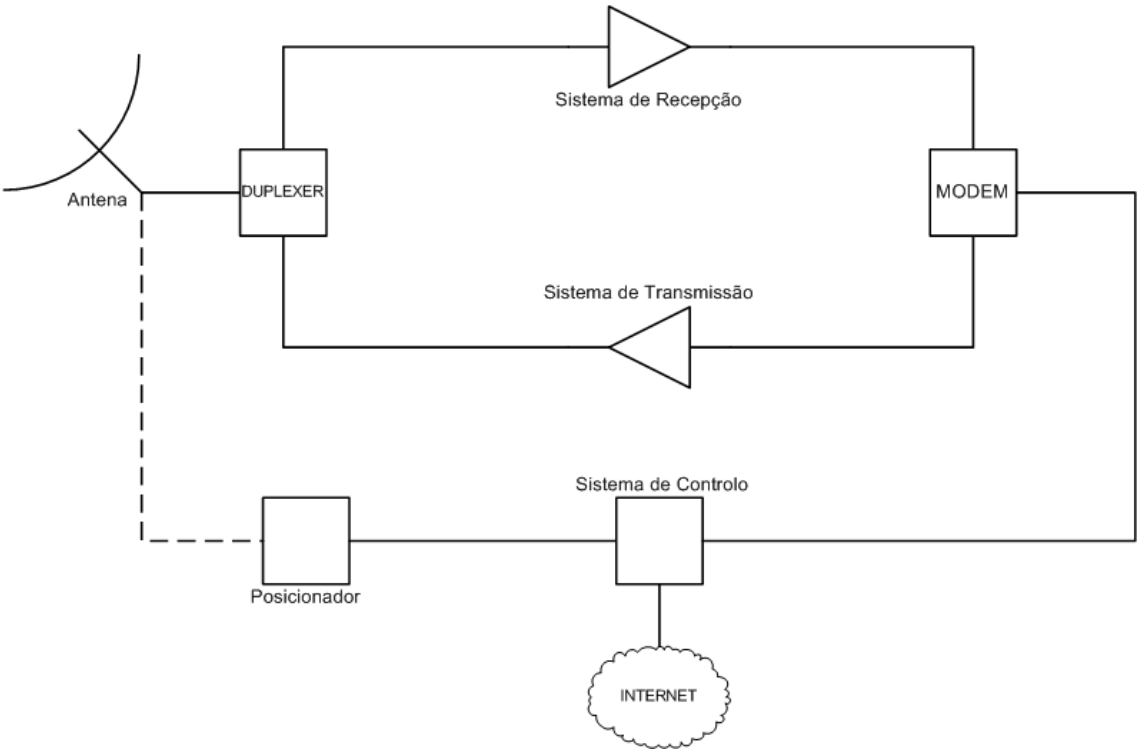


Figura 3.4: Modelo simplificado da estação de controlo.

3.4.2 Sistema de Posicionamento da Antena

O sistema de controlo e posicionamento da antena é capaz de orientar o reflector parabólico com uma precisão da ordem de 0,5° nos eixos de azimute e elevação. De forma a que o sistema seja também capaz de seguir satélites de órbita baixa [6], [3] e [5], a velocidade de varrimento deste sistema é superior 5°/s nos dois eixos.

Este sistema de controlo emprega um posicionador com montagem azimute-elevação, capaz de atingir coordenadas azimutais de até 400° (360° ± 20°) e coordenadas polares entre 90° e −90°. Estas características são especialmente importantes nas passagens a baixa altitude, evitando que sejam necessárias manobras rápidas de inversão do azimute ou da elevação, proporcionando maior agilidade na capacidade de seguimento.

3.5 Sistema de Comunicações da Estação de Controlo

3.5.1 Sistema de Transmissão

O sistema de transmissão é responsável pela interface entre o MODEM e a antena na ligação ascendente. Além da antena e do mecanismo de *duplexing*, o sistema de transmissão é composto ainda por um *upconverter*, que tem como função a passagem da frequência intermédia de 10,7 MHz para a frequência do canal. Logo a seguir ao *upconverter* está o pré-amplificador (ou *driver*) do amplificador de potência, responsável por elevar o nível de sinal fornecido pelo MODEM de forma a excitar o amplificador com um nível de potência adequado.

O amplificador de potência utilizado é capaz de debitar até 30 W de potência, sendo por sua vez o último elemento da cadeia de transmissão antes do *duplexer*. O duplexer tem como função isolar os sistemas de transmissão e recepção de forma a evitar que os elevados níveis de potência envolvidos na ligação ascendente danifiquem o sistema de recepção.

O diagrama de blocos do sistema de transmissão é apresentado na Figura 3.5. Para uma descrição mais pormenorizada da estação de controlo ver referências [7] e [8].

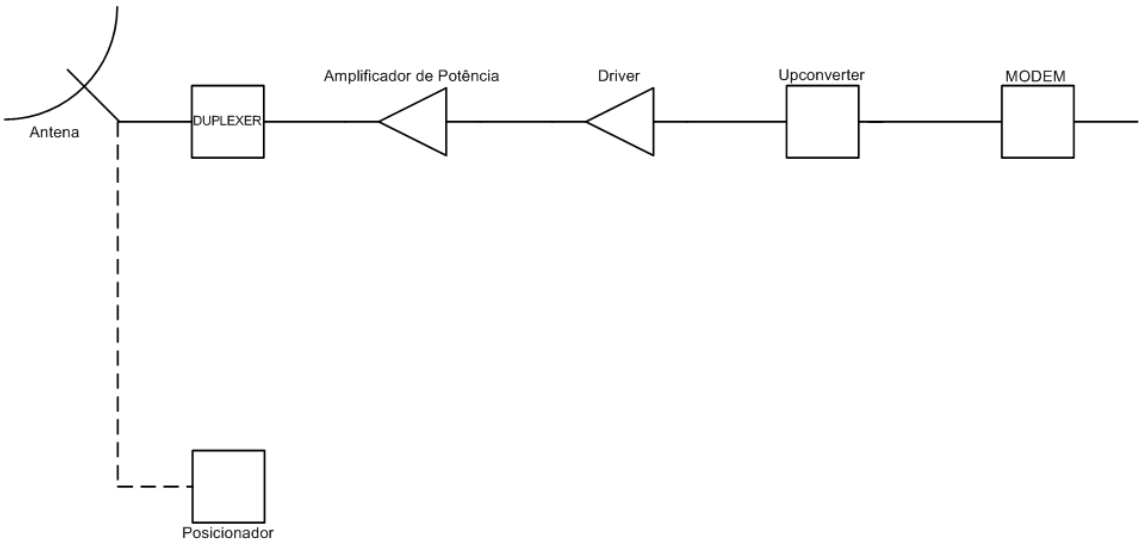


Figura 3.5: Arquitectura da cadeia de transmissão.

3.5.2 Sistema de Recepção

O diagrama de blocos do sistema de recepção é apresentado na figura 3.6. Este sistema é responsável pela captação e amplificação do sinal emitido pelo ESEO. A antena, o *duplexer* e MODEM são elementos comuns entre o sistema de transmissão e recepção.

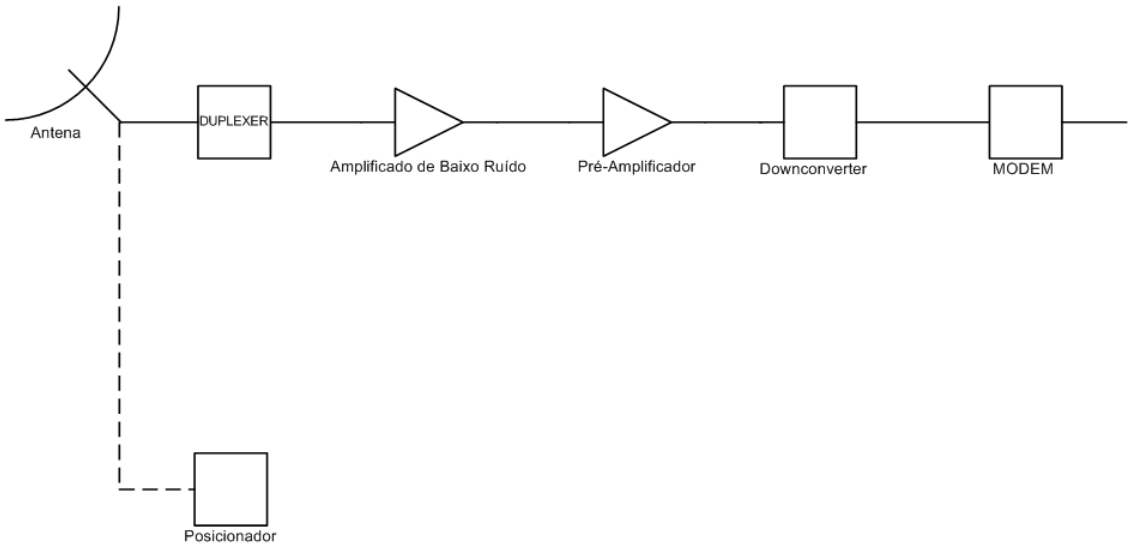


Figura 3.6: Arquitectura do sistema da cadeia de recepção.

O amplificador de baixo ruído é o segundo componente do bloco de recepção, estando ligado directamente ao *duplexer* de forma a evitar que eventuais perdas na ligação degradem o SNR do sinal recebido, sendo também o primeiro e mais importante andar de amplificação do sistema de recepção.

A seguir ao amplificador de baixo ruído está o pré-amplificador, responsável por elevar novamente o nível do sinal fornecido de forma a permitir que *downconverter* opere adequadamente. Um receptor universal *AOR 5000* é utilizado como *downconverter*, sendo que o nível mínimo de sinal necessário para uma conversão adequada é de 1 μV ou -107 dBmW.

3.6 Sumário

Neste capítulo foram abordadas as principais questões relacionadas com a arquitectura de um sistema de comunicações com um satélite e suas implicações no projecto de uma estação de controlo. Foram também analisados os diversos critérios e parâmetros observados no desenho de um sistema de comunicações desta natureza.

Outro passo importante no projecto da estação de controlo é a análise da ligação entre a estação e o satélite, de forma a dimensionar adequadamente cada um dos componentes referidos anteriormente na secção 3.5. A análise da ligação é feita no capítulo 4.

Capítulo 4

Análise da Ligação

4.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma breve análise das ligações em linha de vista aplicadas aos sistemas de comunicações por satélite, estabelecendo as linhas gerais que afectam desempenho da ligação e a forma como se relacionam entre si. Em seguida é apresentado o balanço de potência para as ligações ascendente e descendente do sistema de comunicações do ESEO, de forma a determinar os parâmetros de ganho e potência de emissão mínimos necessários para a estação de controlo.

4.2 Balanço de Potência (*Link Budget*)

As características da órbita e do sistema de comunicações do satélite são determinantes para o dimensionamento da ligação e de todo o equipamento que compõe os sistemas de transmissão e recepção necessário, como as antenas, amplificadores de baixo ruído e amplificadores de potência.

Para satélites que descrevem uma órbita fortemente elíptica como o ESEO, o balanço de potência é feito considerando a distância entre o satélite e a estação de controlo na situação mais desfavorável do ponto de vista de atenuação do sinal devido às perdas no espaço livre. Na análise aqui apresentada, esta situação corresponde à distância de 42000 km e corresponde à altitude de apogeu da órbita descrita, conforme referido na secção 2.4. Ao dimensionar o sistema para operar nesta condição, fica automaticamente garantido que a ligação funciona sob condições nominais[1] para todas as altitudes previstas [5].

[1] De propagação atmosférica e linha-de-vista desobstruída.

Para analisar uma ligação de rádio em linha de vista é necessário relacionar a potência transmitida e a potência recebida com a distância entre o sistema emissor e receptor, o débito da ligação e as características das antenas emissora e receptora. Esta relação é estabelecida pela *Equação de Friis*, proposta pela primeira vez em 1946 por Harald T. Friis [13] e [11].

A equação de Friis pode ser escrita na sua forma modificada para ligações digitais [5] como

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_T G_T L_L L_S L_a G_R L_R}{k_B T_s R_b} \tag{4.1}$$

onde
E_b/N_0 = relação entre a energia por bit e densidade de potência do ruído,
P_T = potência de emissão (W),
G_T = ganho da antena emissora,
L_L = perdas entre o emissor e a antena (perdas na emissão),
L_S = atenuação do espaço livre,
L_a = perdas por atenuação atmosférica,
G_R = ganho da antena receptora,
L_R = perdas entre a antena receptora e o sistema de recepção (pernas da recepção),
k_B = constante de Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}\, J/K$),
T_S = temperatura equivalente de ruído do sistema (K),
R_b = débito da ligação (bit/s).

A atenuação L_a está ligada a fenómenos de propagação dentro da atmosfera terrestre, sendo fortemente influenciada por factores locais como humidade relativa do ar e pelos valores instantâneos de precipitação[14]. Para ligações de grande distância[2] abaixo dos 10 GHz a atenuação atmosférica[3] pode ser desprezada por representar valores muito pequenos comparados com a atenuação do espaço livre L_s [5] e [14].

A potência de emissão P_T é determinada como uma variável de projecto da ligação, podendo assumir valores de alguns watt até algumas dezenas ou mesmo centenas de watt para ligações de grande distância, como é o caso de missões científicas fora da órbita terrestre. Do lado da ligação descendente a potência de emissão disponível

[2]Centenas ou milhares de quilómetros
[3]Provocada pelos gases que compõem a atmosfera.

é fortemente limitada pela capacidade energética da *spacecraft*, sendo compensada em terra com a utilização de antenas de maior ganho e sistemas de recepção de melhor qualidade.

Os ganhos das antenas receptora e emissora são determinados basicamente pelo tipo de antena utilizado. No caso de comunicações por satélite, o uso de reflectores parabólicos é a solução mais comum por apresentar elevado ganho e montagens relativamente simples. Nesta situação, o ganho das antenas é determinado em grande parte pelas dimensões do reflector.

No caso das antenas a bordo da *spacecraft*, o ganho também é fortemente limitado por questões de massa e dimensões admissíveis. Este inconveniente, assim como as limitações de potência de emissão, é também compensado com o equipamento em terra. Neste caso utilizam-se para além de antenas com maior ganho, sistemas com maiores potências de emissão.

Uma vez que os parâmetros E_b/N_0, R_b, P_T e G_T são determinados pela modulação escolhida, tipo de órbita, pela capacidade do sistema de transmissão a bordo do satélite e pela dimensão e tipo de antena instalada no mesmo, o dimensionamento do sistema de recepção da estação de controlo é feito utilizando como variáveis os valores de G_R, e T_S, de forma a garantir que a relação E_b/N_0 é igual ou superior ao mínimo necessário para manter a taxa de erros abaixo do máximo admitido [5] pelos critérios de projecto. O valor de G_R/T_S determina o *factor de mérito* ou *factor de qualidade* do sistema de recepção da estação de controlo[14].

Outros factores podem ainda ser acrescentados à expressão 4.1 de forma a que sejam também consideradas outras variáveis que afectam o desempenho da ligação. Entre estes factores, os erros de alinhamento das antenas emissora e receptora estão entre os mais importantes [5]. O erro de alinhamento da antena emissora e receptora são representados por L_{PT} e L_{PR} respectivamente. Dessa forma, a expressão 4.1 pode ser reescrita como

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_T G_T L_L L_S G_R L_R L_{PT} L_{PR}}{k_B T_S R_b} \tag{4.2}$$

onde é desprezada a atenuação atmosférica L_a.

De forma a facilitar os cálculos, a equação 4.2 pode também ser escrita na forma

logarítmica como

$$\frac{E_b}{N_0} = EIRP + L_S + L_{PT} + L_{PR} + \frac{G}{T} - 10\log(k_B) - 10\log(R_b) \text{ (dB)} \tag{4.3}$$

onde a potência isotrópica efectiva radiada (EIRP) é dada por

$$EIRP = P_T + L_L + G_T \text{ (dBW ou dBmW)} \tag{4.4}$$

e o factor de mérito do sistema de recepção G/T é dado por

$$\frac{G}{T} = G_R + L_R - 10\log(T_S) \text{ (dB K}^{-1}\text{)} \tag{4.5}$$

As perdas no espaço livre são dadas pela expressão

$$L_S = 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) \text{ (dB)} \tag{4.6}$$

onde
λ = comprimento de onda no vazio (m),
R = distância entre as antenas emissora e receptora (m).

4.3 Ligação Descendente

Como referido no capítulo 2, o sistema de recepção do ESEO é composto por duas LGA e dois LNA, de forma a ser um sistema completamente redundante. As informações referentes à potência de emissão P_T, ganho das antenas G_T e perdas na emissão L_T aqui utilizados foram fornecidas pela equipa responsável pelo projecto e construção do sistema de comunicações a bordo do ESEO [7]. Estes valores foram discutidos entre todas as equipas envolvidas no projecto de forma a alcançar uma valor de compromisso levando em conta todas as limitações e implicações previstas.

Embora o sistema de comunicações a bordo do satélite tenha uma potência de emissão francamente inferior à do equipamento em terra, a ligação descendente é menos crítica se comparada à ligação ascendente, devido à baixa temperatura equivalente de ruído do céu [15] e [5]. A situação mais desfavorável para a ligação descendente são as passagens a baixa elevação e eventuais passagem do satélite à frente do Sol, situação onde a ligação é completamente obstruída pelo ruído solar.

Para o caso da ligação descendente, conhecida a $EIRP$ do satélite, é determinado o factor de mérito G/T mínimo necessário para a estação.

A potência efectiva isotrópica radiada (EIRP) pelo ESEO é

$$\begin{aligned} EIRP &= 4{,}7 + 0 + 6 \\ &= 10{,}7\,\mathrm{dBW} \end{aligned} \tag{4.7}$$

As perdas no espaço livre são estimadas em

$$\begin{aligned} L_S &= 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) = \\ &= 20\log\left(\frac{(300\times10^6)/(2290\times10^6)}{4\pi\times42000\times10^3}\right) = \\ &= -192{,}1\,\mathrm{dB} \end{aligned} \tag{4.8}$$

Reorganizando a expressão 4.3 é possível colocar o parâmetro G/T em evidência

$$\frac{G}{T} = \frac{E_b}{N_0} - EIRP - 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) + 10\log\left(k_B\right) + 10\log\left(R_b\right) \tag{4.9}$$

e substituindo com os valores previamente conhecidos tem-se que

$$\begin{aligned} \frac{G}{T} &= 14 - 10{,}7 + 192{,}1 - 228{,}6 + 51{,}9 = \\ &= 18{,}7\,\mathrm{dB} \end{aligned} \tag{4.10}$$

Onde foi adicionada uma margem de 3 dB ao E_b/N_0 necessário. Na expressão 4.9 devem ainda ser levadas em conta as perdas por desalinhamento, estimadas neste caso em cerca de $-0{,}4$ dB para a antena da estação de controlo e -3 dB para o ESEO [7]. Este último valor conjuga a redução de ganho das antenas com o erro médio de orientação do sistema de controlo de atitude.

Desta forma, o valor mínimo de $G/T = 22$ dB para a estação de controlo. O valor aqui utilizado para as perdas por desalinhamento é determinado com detalhes na secção 5.5.

Conhecendo a $EIRP$ do ESEO em conjunto com as perdas no espaço livre e o ganho da antena, é possível determinar o nível de potência do sinal recebido à saída

da antena. O nível de sinal P_R disponível à saída da antena é

$$P_R = EIRP + L_S + G_R + L_{PR} + L_{PT} \tag{4.11}$$

Substituindo com os valores previamente determinados, a potência disponível para o sistema de recepção é

$$\begin{aligned} P_R &= 40{,}7 - 192{,}1 + 33 - 0{,}4 - 3 \\ &= -121{,}8 \text{ dBmW} \end{aligned} \tag{4.12}$$

Verifica-se portanto que o nível de potência disponível é bastante baixo, justificando um projecto cuidadoso de todo o sistema de recepção. A potência do sinal recebido durante as passagens no perigeu pode ser determinada da mesma forma, sendo que neste caso a potência recebida é estimada em $-80{,}9\,\text{dBmW}$, onde foram ignoradas as perdas por desalinhamento de forma a determinar o pior caso para a situação de eventual saturação do sistema.

4.4 Ligação Ascendente

A ligação ascendente é fortemente afectada pela temperatura equivalente de ruído da Terra. Uma vez que as dimensões das antenas instaladas no satélite são limitadas, para ultrapassar este inconveniente as estações de controlo fazem uso de antenas de maior ganho e emissores com maiores potências de emissão [3].

Para contornar o problema da ligação desequilibrada[4], o equipamento instalado na estação de controlo deve ser capaz de transmitir com um nível de potência suficiente para garantir a relação sinal-ruído mínima necessária para uma BER inferior à especificada na secção 2.5. Para isso a análise da ligação ascendente passa por determinar o valor mínimo de $EIRP$ da estação de controlo.

As perdas no espaço livre para a ligação ascendente são

$$\begin{aligned} L_S &= 20\log\left(\frac{(300\times10^6)/(2110\times10^6)}{4\pi\times42000\times10^3}\right) = \\ &= -191{,}4\,\text{dB} \end{aligned} \tag{4.13}$$

[4]Do ponto de vista da relação sinal-ruído.

O factor de mérito do sistema de recepção a bordo do ESEO é determinado a partir dos valores de ganho das antenas e da temperatura equivalente de ruído do sistema de recepção a bordo [7] e [14]. Assim

$$\begin{aligned} \frac{G}{T} &= G_R + L_R - 10\log(T_S) \\ &= 6 + 0 - 10\log(614) \\ &= -21{,}8\,\text{dB K}^{-1} \end{aligned} \tag{4.14}$$

De forma a obter o $EIRP$ mínimo necessário para a estação de controlo, a equação 4.3 pode ser reorganizada na forma

$$EIRP = \frac{E_b}{N_0} - 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right) - \frac{G}{T} + 10\log\left(k_B\right) + 10\log\left(R_b\right) \tag{4.15}$$

de onde é possível determinar que

$$\begin{aligned} EIRP &= 14 - (-191{,}4) - (-21{,}8) + (-228{,}6) + 36 \\ &= 34{,}6\,\text{dBW} \end{aligned} \tag{4.16}$$

Considerando o mesmo valor da secção 4.3 para as perdas por desalinhamento, o valor mínimo de $EIRP = 38\,\text{dBW}$ para a estação de controlo.

Outro ponto importante nesta análise é a estimação do nível de sinal recebido durante as passagens pelo perigeu, de forma a garantir que o sistema de recepção é projectado com uma gama dinâmica adequada para evitar a saturação de qualquer um dos componentes. A atenuação do espaço livre à altitude do perigeu é

$$\begin{aligned} L_S &= 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) = \\ &= 20\log\left(\frac{(300\times10^6)/(2290\times10^6)}{4\pi\times560\times10^3}\right) = \\ &= -154{,}6\,\text{dB} \end{aligned} \tag{4.17}$$

Comparando os resultados para a atenuação no apogeu e o perigeu é possível concluir que o sistema de recepção deve ter uma gama dinâmica superior a 37,5 dB.

Com esta análise, conclui-se que a estação de controlo deve ter um $EIRP \geq 38\,\text{dBW}$ e um $G/T \geq 22\,\text{dB K}^{-1}$ de forma a operar com uma margem de segurança mínima para atingir os objectivos de desempenho e fiabilidade desejados. Além disso, uma

gama dinâmica superior a 37,5 dB é necessária para evitar problemas de saturação.

4.5 Sumário

No início deste capítulo foi dedicado a uma breve revisão dos conceitos relacionados às ligações de rádio em linha de vista e sua aplicação directa em sistemas via satélite. Em seguida foi analisado o balanço de potência para as ligações ascendente e descendente do sistema de comunicações do ESEO, de forma a determinar os parâmetros de ganho e potência de emissão necessários para a estação de controlo.

Uma vez conhecidos os parâmetros mínimos necessários para o sistema de comunicações da estação de controlo, é possível então passar ao projecto do amplificador de baixo ruído, um dos componentes mais importante do *RF front-end* do sistema de recepção e do *feed* que ilumina o reflector parabólico. O projecto e caracterização do *feed* é apresentado no próximo capítulo, enquanto o amplificador de baixo ruído é abordado do capítulo 6.

Capítulo 5

Antena

5.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma análise não exaustiva das principais características dos reflectores parabólicos como o ganho, directividade e larguras de feixe. É dada uma especial atenção às questões relativas com a iluminação e eficiência global do reflector por serem parâmetros importantes para o desenho do *feed*. Em seguida é feita uma breve abordagem ao conceito de temperatura equivalente de ruído das antenas e sua determinação. Logo a seguir é apresentado o método utilizado para caracterização do *feed* e por fim são apresentados o desenho e os resultados da caracterização do *feed* implementado.

5.2 Reflectores Parabólicos

A antena é um dos componentes mais importantes de qualquer sistema de comunicações por rádio, servindo de interface entre um meio de propagação guiado e o espaço livre. Tanto na transmissão quanto na recepção, o bom funcionamento da antena tem grande reflexo no desempenho global do sistema.

Dados os pequenos comprimentos de onda envolvidos e a necessidade de alto ganho, o uso de reflectores parabólicos para aplicações espaciais torna-se uma escolha natural. Os reflectores parabólicos proporcionam alto ganho, eficiências relativamente elevadas e uma largura de feixe reduzida, tornando o sistema mais imune a interferências.

Os reflectores parabólicos são antenas de abertura, podendo ser caracterizados

como tal quando suas dimensões são muito superiores[1] ao comprimento de onda envolvido [1].

5.2.1 Geometria da Superfície

A superfície de um reflector parabólico pode ser obtida através da rotação de um segmento de uma parábola em torno do seu próprio eixo. Se uma fonte isotrópica for colocada no foco do parabolóide obtido, a porção da energia interceptada pelo parabolóide é reflectida na forma de uma onda plana com secção circular como ilustrado pela Figura 5.1a, considerando que o reflector referido é livre de imperfeições.

Se a distância L entre o foco e o vértice do parabolóide for um múltiplo par de $\lambda/4$, a direcção de radiação no eixo da fonte terá fase oposta e tendência a cancelar a região central da onda reflectida. No caso de L ser um múltiplo ímpar de $\lambda/4$, i.e.,

$$L = \frac{n\lambda}{4} \tag{5.1}$$

com n ímpar, a onda directa na direcção do eixo da fonte terá a mesma fase da onda reflectida, provocando uma interferência construtiva. A radiação directa da fonte que ilumina o parabolóide pode ser eliminada substituindo-a por uma fonte direccional. O uso de uma fonte hipotética com um diagrama de radiação perfeitamente semiesférico resulta numa onda reflectida pelo parabolóide com fase uniforme, mas com iluminação gradual e não uniforme ao longo da abertura do reflector como ilustrado pela Figura 5.1b.

Para obter uma iluminação uniforme ao longo da abertura do parabolóide é necessário que o ângulo Θ_1, que define a abertura angular[16], representado na Figura 5.1c seja pequeno. Θ_1 pode ser reduzido com o aumento da distância focal do reflector ao mesmo tempo que se mantém o diâmetro D constante, i.e., aumentando a relação f/D.

Na prática, os valores da relação f/D e do diâmetro do reflector são suficientes para descrever todas as características geométricas de um reflector parabólico de foco central [16] e [11].

O conhecimento do ângulo Θ_1 é fundamental no desenho do *feed* que ilumina

[1] Consideram-se "muito superiores" se suas dimensões forem pelo menos $> 10\lambda$.

o reflector e no cálculo da eficiência de abertura da antena. Θ_1 pode ser determinado [1] a partir do valor de f/D como

$$\Theta_1 = \text{atan}\left|\frac{\frac{1}{2}\left(\frac{f}{D}\right)}{\left(\frac{f}{D}\right)^2 - \frac{1}{16}}\right| \tag{5.2}$$

O diagrama de radiação de um *feed* típico é apresentado na Figura 5.1c. Este diagrama típico caracteriza-se por uma redução da iluminação da área exterior do reflector, proporcionando uma redução dos lóbulos laterais à custa de uma ligeira diminuição da directividade e por consequência, do ganho [1]. Se a iluminação do reflector for perfeitamente uniforme conforme ilustrado na Figura 5.1d, a onda por este reflectida será perfeitamente plana, com o inconveniente do aumento dos lóbulos laterais devido a maior iluminação da área exterior do parabolóide.

A presença do *feed* no foco de reflectores de *foco central* (*prime focus reflector*) cria a dois inconvenientes. O primeiro é que as ondas reflectidas pelo parabolóide incidem novamente no *feed* provocando interferências e desadaptações. O segundo inconveniente é o bloqueio que o *feed* causa no sinal recebido ou transmitido. O uso de reflectores parabólicos de *offset* minimiza estes problemas [11].

5.2.2 Largura de Feixe

O padrão de radiação criado por um reflector parabólico iluminado por uma onda plana pode ser determinado aplicando-se o princípio de Huygens [16] e [17]. O campo eléctrico normalizado em função de θ e D é

$$E(\theta) = \frac{2\lambda}{\pi D}\frac{J_1[(\pi D/\lambda)\sin(\theta)]}{\sin(\theta)} \tag{5.3}$$

onde
θ = ângulo formado com a normal da superfície do reflector,
D = diâmetro do parabolóide,
λ = comprimento de onda no espaço livre,
J_1 = função de Bessel de primeira ordem de primeira espécie.

Os ângulos θ_0 que determinam as direcções onde o campo eléctrico é nulo são

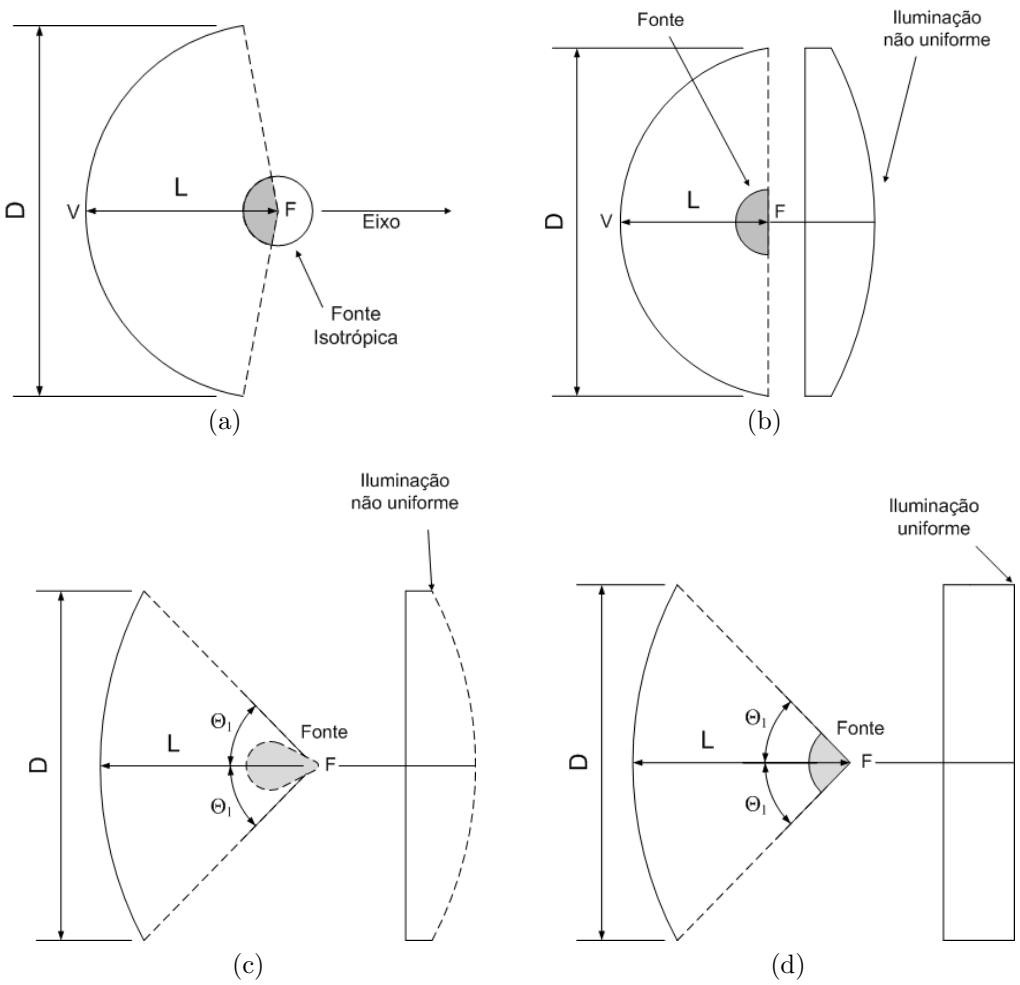


Figura 5.1: Iluminação do parabolóide.

dados por

$$\frac{\pi D}{\lambda}\sin(\theta_0) = 3{,}83 \tag{5.4}$$

Uma vez que $J_1(x) = 0$ quando $x = 3{,}83$ tem-se que

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{3{,}83\lambda}{\pi D}\right) = \arcsin\left(\frac{1{,}22\lambda}{D}\right) \tag{5.5}$$

Se θ_0 for muito pequeno, o que acontece quando o reflector é muito maior que λ, a expressão 5.5 pode ser reescrita como

$$\theta_0 \approx \frac{1{,}22\lambda}{D}\ \text{(rad)} = \frac{70\lambda}{D}\ \text{(graus)} \tag{5.6}$$

A partir da expressão 5.6 a largura de feixe entre nulos $BWFN$ pode ser então determinada como sendo

$$BWFN = 2\frac{70\lambda}{D} = \frac{140\lambda}{D} \text{ (graus)} \tag{5.7}$$

A largura de feixe a meia potência $HPBW$ é definida como o ângulo que compreende os pontos onde a potência radiada pela antena é 3 dB inferior ao máximo. Considerando ainda uma abertura de grandes dimensões, a largura de feixe a meia potência pode ser estimada [11] por

$$HPBW = \frac{58\lambda}{D} \text{ (graus)} \tag{5.8}$$

5.2.3 Directividade e Ganho

Considere-se uma antena com abertura efectiva A_e, que concentra toda a potência radiada num ângulo sólido representado por Ω_A. Se o campo eléctrico E_a for constante ao longo de toda a abertura, a potência radiada pela antena é

$$P = \frac{E_a^2}{\eta_0} A_e \ (W) \tag{5.9}$$

onde η_0 é a impedância intrínseca do meio, igual a $120\pi\,\Omega$ para o ar ou o vazio.

Assumindo ainda que este campo E_r é o campo distante num dado ponto a uma distância r, a potência radiada pode também ser representada por

$$P = \frac{E_r^2}{\eta_0} r^2 \Omega_A \ (W) \tag{5.10}$$

igualando as expressões 5.9 e 5.10 tem-se que

$$\frac{E_a^2}{\eta_0} A_e = \frac{E_r^2}{\eta_0} r^2 \Omega_A = \frac{E_a^2 A_e^2}{r^2 \lambda^2} \frac{r^2 \Omega_A}{\eta_0} \Rightarrow \lambda^2 = A_e \Omega_A \ (m^2) \tag{5.11}$$

A expressão 5.11 relaciona a abertura e área efectivas de uma antena com o comprimento de onda com o qual esta opera. A directividade de uma antena, por sua vez, pode ser definida a partir do ângulo sólido como

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \tag{5.12}$$

Combinando as expressões 5.11 e 5.12, é possível definir a directividade a partir

da área efectiva e do comprimento de onda

$$D = 4\pi \frac{A_e}{\lambda^2} \tag{5.13}$$

Sabendo que o ganho de uma antena está relacionado com a sua directividade através da eficiência ϵ

$$G = \epsilon D \tag{5.14}$$

obtém-se uma expressão para o ganho de uma antena a partir da sua abertura efectiva e do comprimento de onda [18]

$$G = 4\pi \frac{A_e}{\lambda^2} \epsilon \tag{5.15}$$

Combinando este resultado com a expressão 5.21, é possível determinar o ganho de uma antena de abertura a partir da sua área física A_p como sendo

$$G = 4\pi \frac{A_p}{\lambda^2} \epsilon_{ap} \tag{5.16}$$

que no caso de um reflector parabólico pode ainda ser expresso como

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \epsilon_{ap} \tag{5.17}$$

sabendo que a abertura física $Ap = \frac{\pi D^2}{4}$ e que D é o diâmetro do reflector. A eficiência de abertura ϵ_{ap} pode variar entre 50% e 80% [11].

Para ângulos inferiores ao HPBW [3], o ganho pode ser expresso em função do ângulo θ formado com a normal à superfície do reflector

$$G(\theta) = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \epsilon_{ap} - 12 \left(\frac{\theta}{HPBW}\right) \tag{5.18}$$

O ângulo θ na expressão 5.18 representa o erro de alinhamento entre a antena e o observador. Para antenas de elevado ganho, o erro de alinhamento e consequentes perdas devem ser levadas em conta no balanço de potência.

As perdas por desalinhamento ΔG podem ser estimadas [3] e [5] por

$$\Delta G(\theta) = -12 \left(\frac{\theta}{HPBW} \right)^2 \text{ (dB)} \tag{5.19}$$

5.2.4 Eficiência

A eficiência de abertura ϵ_{ap} combina em um só vários factores que afectam a eficiência total do reflector, sendo que na maioria dos casos é possível definir ϵ_{ap} como o produto de todas as eficiências combinadas

$$\epsilon_{ap} = \epsilon_s \, \epsilon_t \, \epsilon_p \, \epsilon_x \, \epsilon_b \, \epsilon_r \tag{5.20}$$

sendo que
ϵ_s =*spillover efficiency*, que representa o relação entre a potência radiada pelo *feed* e a potência que é captada e devidamente direccionada (colimada) pelo reflector,
ϵ_t = *tapper efficiency*, que representa a uniformidade com que o *feed* ilumina o parabolóide,
ϵ_p = *phase efficiency*, que representa a uniformidade do campo produzido ao longo do plano de abertura do reflector,
ϵ_x = *polarization efficiency*, que representa a uniformidade da polarização do campo produzido ao longo do plano de abertura,
ϵ_b = *blockage efficiency*, que representa as perdas causadas pelo bloqueio da estrutura do *feed*,
ϵ_r = *random error efficiency*, que representa as perdas causadas pelas irregularidades na superfície do reflector.

As eficiências ϵ_s e ϵ_t podem ser estimadas individualmente se for conhecido o padrão de radiação com o qual o *feed* ilumina o parabolóide [1]. Entretanto na prática é determinada apenas a eficiência de abertura, uma vez que esta agrupa todas as outras eficiências e por ser difícil ou em alguns casos até mesmo impossível determinar individualmente cada uma das eficiências descritas na expressão 5.20.

Os principais factores que afectam a eficiência de abertura são a *spillover efficiency* e a *tapper efficiency* [1]. Uma vez que estes dois parâmetros são definidos pelo padrão de iluminação do *feed*.

Para reduzir o *spillover*, diminuindo o efeito de ϵ_s, é necessário que a energia

radiada pelo *feed* seja desviada das bordas do reflector, concentrando-a na sua parte central, fazendo com que uma menor parte do reflector seja iluminada e provocando uma redução de ϵ_t e consequente redução do ganho. Desta forma, deve ser adoptado um compromisso entre os dois valores de forma a minimizar o *spillover* sem grande redução do ganho do reflector.

5.2.5 Eficiência de Abertura

Uma vez que o campo produzido pela antena não é uniforme[2] a abertura efectiva de um reflector parabólico é sempre inferior à sua abertura física [16].

A eficiência da abertura pode ser definida como

$$\epsilon_{ap} = \frac{A_e}{A_p} \tag{5.21}$$

onde
A_e = abertura efectiva,
A_p = abertura física.

Tanto a directividade como a eficiência de abertura de uma antena parabólica dependem do seu f/D e da eficiência de abertura e padrão de iluminação do *feed* [1]. Para os reflectores parabólicos de foco central, a eficiência de abertura varia entre 50% e 80% [11].

De forma a simplificar a análise da eficiência de abertura, pode ser considerado [16] que o padrão de radiação $G_f(\theta, \phi)$ do *feed* tem simetria circular e que $G_f(\theta) = 0$ para $\phi > 90°$.

A partir do conhecimento de $G_f(\theta, \phi)$ é possível estimar a eficiência de abertura [1] e [16] como

$$\epsilon_{ap} = \cot^2\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 \left| \int_0^\theta \sqrt{G_f(\theta)} \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta \right|^2 \tag{5.22}$$

Verifica-se através da expressão 5.22 que ϵ_{ap} depende da abertura angular Θ_1

[2]Não é uniforme já que o campo eléctrico $\vec{E}$ é nulo nas bordas de um reflector parabólico ou de uma corneta.

e de $G_f(\theta, \phi)$, como seria de esperar. Desta forma, para um dado *feed*, todos os parabolóides com o mesmo f/D apresentam a mesma eficiência de abertura [16], independentemente das suas dimensões físicas.

Uma forma de ilustrar a variação de ϵ_{ap} em função de $G_f(\theta, \phi)$ e do f/D do reflector é considerar [16] um conjunto de *feeds* com um padrão de iluminação[3] conforme ilustrado na Figura 5.3 e dado por

$$G_f(\theta) = \begin{cases} G_0^{(n)} \cos^n(\theta), & 0 \leq \theta \leq \pi/2 \\ 0, & \pi/2 < \theta \leq \pi \end{cases} \tag{5.23}$$

onde $n \geq 0$.

$G_0^{(n)}$ é constante para um dado n, podendo ser determinado [1] sabendo que

$$\oiint_S G_f(\theta) d\Omega = \oiint_S G_f(\theta) \text{sen}(\theta)\, d\theta\, d\phi = 4\pi \tag{5.24}$$

Utilizando a expressão 5.23, obtém-se que

$$G_0^n \int_0^{\pi/2} \cos^n(\theta) \text{sen}(\theta)\, d\theta = 2 \Rightarrow G_0^n = 2(n+1) \tag{5.25}$$

A partir de $G_f(\theta)$ as eficiências ϵ_s e ϵ_t podem também ser estimadas através das expressões 5.26 e 5.27, respectivamente.

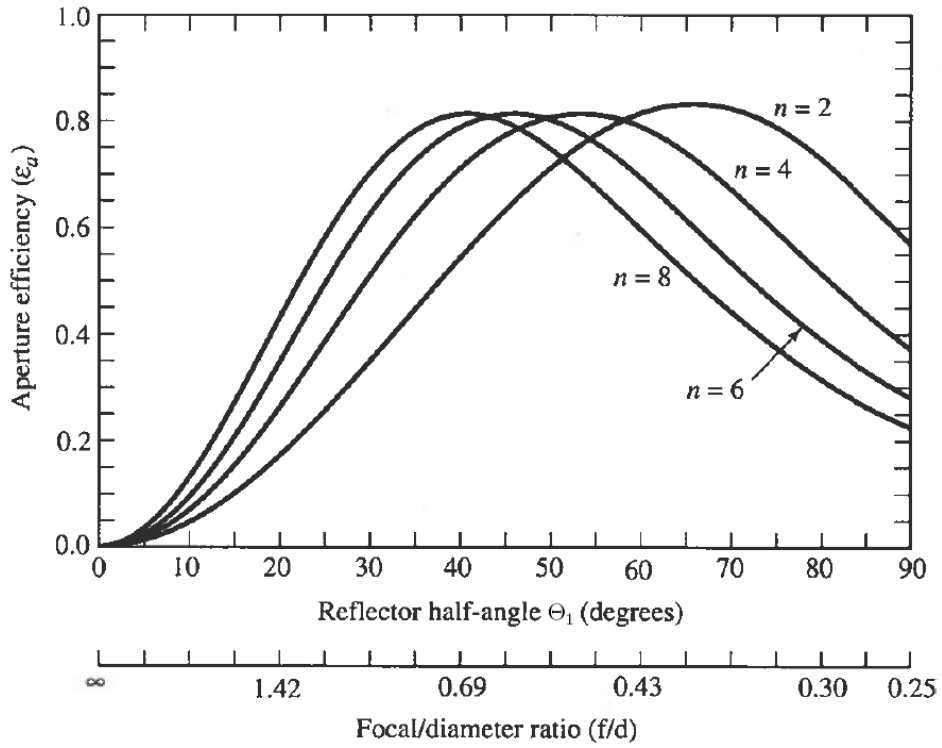
$$\epsilon_s = \frac{\int_0^{\Theta_1} G_f(\theta) \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi} G_f(\theta) \sin(\theta) d\theta} \tag{5.26}$$

$$\epsilon_t = 2 \cot^2\left(\frac{\Theta_1}{2}\right) \frac{\left|\int_0^{\Theta_1} \sqrt{G_f(\theta)} \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta\right|}{\int_0^{\Theta_1} G_f(\theta) \sin(\theta) d\theta} \tag{5.27}$$

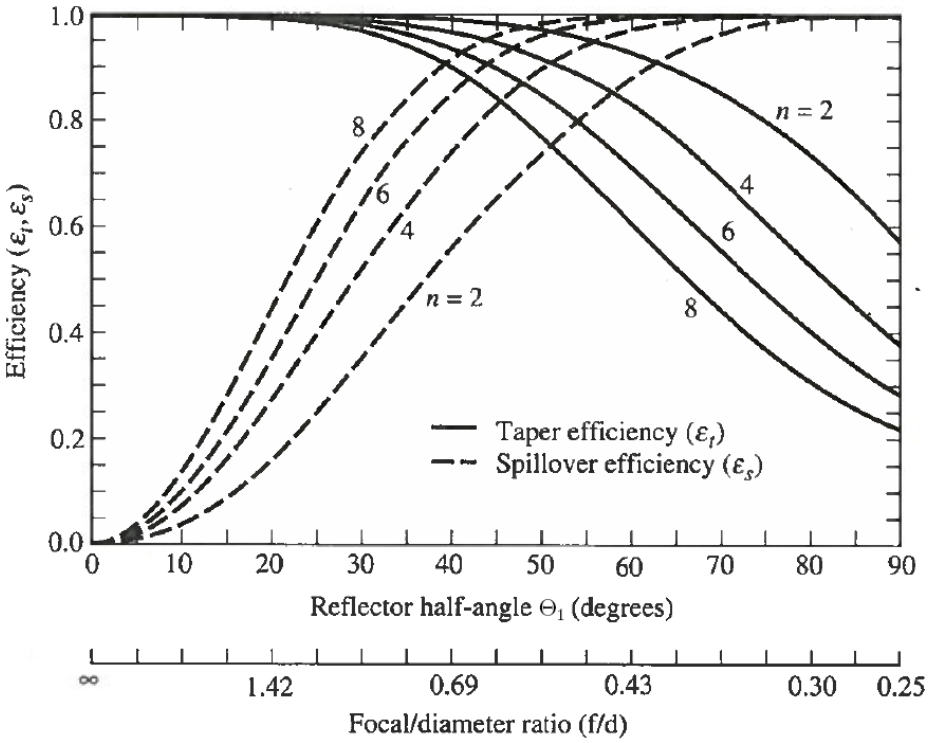
Na Figura 5.2a é ilustrada a variação de ϵ_{ap} para vários padrões de iluminação ($n = 2, 4, 6$ e 8) conforme [1]. A variação de ϵ_s e ϵ_t com o f/D do reflector parabólico é apresentada na figura 5.2b.

De forma a obter uma máxima eficiência de abertura, o ganho do *feed* na direcção das bordas do reflector, i.e., para $\theta = \Theta_1$, deve estar entre 9 e 10 dB abaixo do ganho máximo [1]. Este valor representa um compromisso entre um bom valor de ϵ_s e de ϵ_t, reduzindo o *spillover* sem reduzir demasiadamente o ganho com a diminuição da

[3] Ou diagrama de radiação.



(a) Eficiência de abertura



(b) Eficiência de *taper* e *sillover*

Figura 5.2: Eficiências de abertura, *taper* e *spillover* [1].

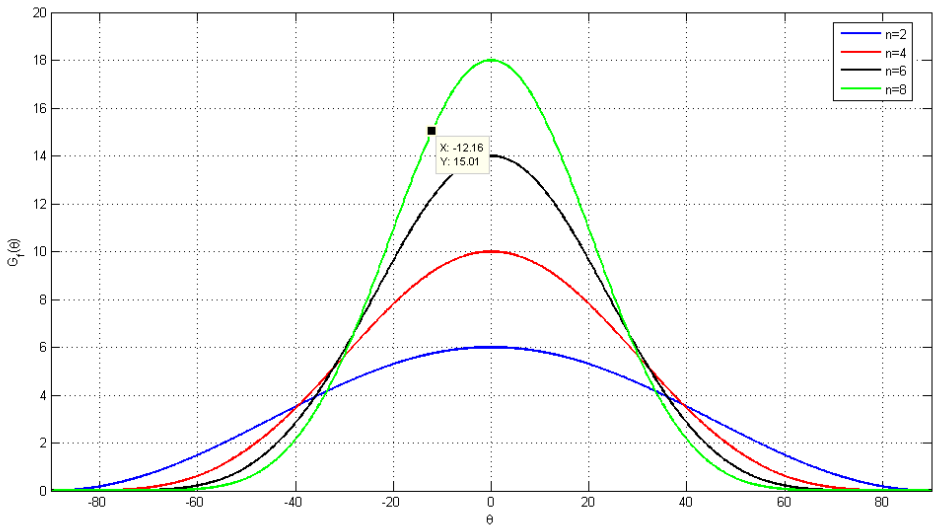


Figura 5.3: Padrões de iluminação do *feed*.

área iluminada do reflector.

5.3 Temperatura Equivalente de Ruído

Todos os objectos a uma temperatura acima do zero absoluto (0 K) emitem energia, que em princípio, pode ser captada por uma antena [11]. No caso do seguimento de satélites não estacionários, as temperaturas mais importantes a serem consideradas são a temperatura do horizonte e do zénite. As temperaturas destas duas regiões do céu são aproximadamente 290 K e 3 K, respectivamente [11]. Esta última temperatura é conhecida como *temperatura de fundo* (*cosmic background radiation temperature*) e é a menor temperatura que uma antena pode detectar. Outra temperatura importante é a do Sol, que pode bloquear qualquer tentativa de comunicação com o satélite caso sua posição no céu seja coincidente com a do satélite operado.

A densidade espectral de ruído nos terminais de uma resistência R a uma temperatura T pode ser estimada por

$$p = k_B T \ (WHz^{-1}) \tag{5.28}$$

Se a resistência anteriormente considerada for substituída por uma antena sem perdas, com resistência de radiação R e colocada dentro de uma câmara anecóica a uma temperatura T_c, a densidade de potência disponível nos terminais desta antena

será a mesma da expressão 5.28 com $T = T_c$.

Caso esta antena seja removida da câmara anecóica e apontada para um céu de temperatura T_s, a densidade espectral de ruído continuará a ser a mesma dada pela expressão 5.29, agora com $T = T_s$, podendo assim ser definido que a antena tem uma temperatura de ruído T_A igual à temperatura do céu e a expressão 5.28 pode ser reescrita como

$$p = k_B T_A \ (WHz^{-1}) \tag{5.29}$$

onde T_A é a temperatura de ruído da antena ou temperatura da resistência de radiação da antena, determinada pela temperatura do objecto para onde a antena está apontada.

A potência total do ruído captado pela antena é dada por

$$P = k_B T_A B \ (\mathrm{W}) \tag{5.30}$$

onde B é a largura de banda do receptor em Hz.

É também possível expressar a densidade de potência recebida em termos de densidade de fluxo S. Dividindo 5.29 pela abertura efectiva da antena A_e tem-se que

$$S = \frac{p}{A_e} = \frac{k_B T_A}{A_e} \ (\mathrm{Wm^{-2}Hz^{-1}}) \tag{5.31}$$

As considerações anteriores assumem uma única fonte de ruído cujas dimensões ultrapassam a largura de feixe da antena considerada. Entretanto, na maioria das situações, a temperatura da antena T_A inclui contribuições de diversas fontes ou a fonte observada pode estar sobreposta a outras e por último, a fonte observada pode estar sobreposta a uma região com uma determinada temperatura. Para se determinar a temperatura do objecto observado, a antena pode ser apontada diversas vezes para o objecto e em seguida para uma região diferente, de forma a ser possível determinar a variação de temperatura ΔT_A. Assim sendo, a densidade espectral de fluxo emitida pelo objecto observado pode ser expressa como

$$S = \frac{p}{A_e} = \frac{k \Delta T_A}{A_e} \ (\mathrm{Wm^{-2}Hz^{-1}}) \tag{5.32}$$

Nas considerações feitas anteriormente, foi assumido que as polarizações da antena e do objecto observado estão adaptadas, o que pode ocorrer apenas no caso de se tratar de outra antena, mas nunca com outras fontes de ruído térmico, porque estas emitem radiação não polarizada e qualquer antena, seja de polarização linear ou circular, pode apenas receber metade da potência radiada pela fonte de ruído observada. Assim sendo, para o caso da fonte observada ser uma fonte natural de ruído, a densidade de fluxo que a antena capta deste objecto é dada pelo dobro do valor estimado na expressão 5.32, ou

$$S = 2\frac{p}{A_e} = \frac{2k\Delta T_A}{A_e} \ (\mathrm{Wm^{-2}Hz^{-1}}) \tag{5.33}$$

Até aqui, as duas situações consideradas nesta análise eram extremas, ou seja, a fonte de ruído observada é muito maior ou muito menor que a largura de feixe da antena utilizada para observá-la. A expressão geral para estimar a temperatura equivalente de ruído de uma antena é

$$T_A = \frac{1}{\Omega_A}\int_0^{\pi}\int_0^{2\pi} T_S(\theta,\phi)\, P_n(\theta,\phi)\, d\Omega \ (\mathrm{K}) \tag{5.34}$$

onde
Ω_A = ângulo sólido da antena (sr),
$T_S(\theta,\phi)$ = temperatura de brilho do objecto observado (K),
$P_n(\theta,\phi)$ = padrão normalizado de radiação de potência da antena (sem unidade).

A temperatura equivalente T_A dada pela expressão 5.34 inclui não só as contribuições de uma fonte em particular observada pelo lóbulo principal do padrão de radiação da antena, mas também as contribuições da radiação de outras fontes, afectadas pela resposta da antena naquela direcção.

Todas estas considerações são válidas apenas para antenas ideais, ou seja, antenas com uma eficiência de 100%. Esta situação não se verifica na prática, embora em alguns casos, a eficiência de algumas antenas pode exceder os 95%. Nestas situações, a temperatura equivalente da antena é aumentada devido à sua eficiência e pode ser expressa como

$$T_A = \frac{1}{\Omega_A}\int_0^{\pi}\int_0^{2\pi} T_S(\theta,\phi)\, P_n(\theta,\phi)\, d\Omega \ + T_{AP}\left(\frac{1}{\epsilon}-1\right) (\mathrm{K}) \tag{5.35}$$

sendo

T_{AP} = temperatura física da antena
ϵ = eficiência térmica da antena.

O conhecimento da temperatura equivalente de ruído da antena é importante para estimar a temperatura de ruído total do sistema de recepção.

5.4 Método de Caracterização

Existem diversos métodos de caracterização de antenas com finalidades distindas, consoante a aplicação e o tipo de antena em análise [19]. Nesta secção é revisto o *método das duas antenas*, utilizado para caracterizar o *feed* desenhado. Este método faz uso de uma antena de referência para determinar o ganho e o diagrama de radiação de uma segunda antena (AUT) recorrendo à equação de Friis [11] e [19]. Na Figura 5.4 está ilustrada a configuração utilizada para caracterizar o *feed* através deste método.

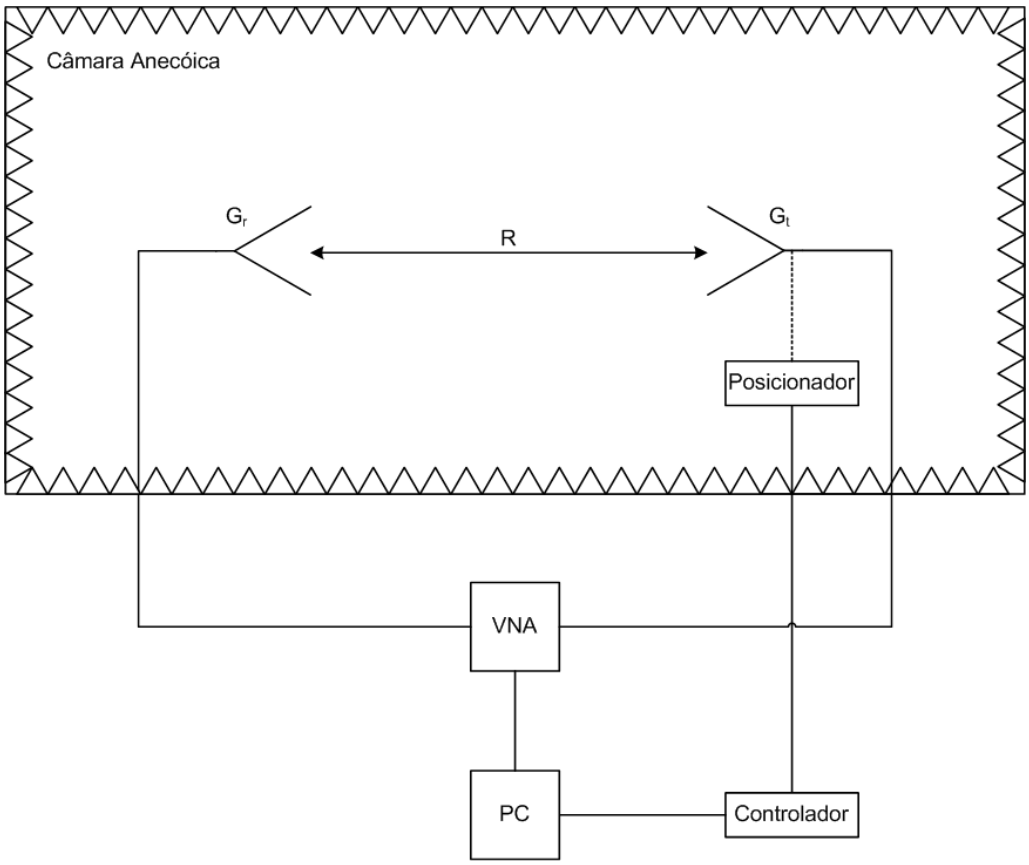


Figura 5.4: Configuração do método de caracterização utilizado

O *software* de controlo do equipamento é um conjunto de *scripts* executado em ambiente MATLAB e foi anteriormente desenvolvido pelo autor. Para cada posição da AUT, o *software* regista o valor do S_{21} para a gama de frequências previamente definida no processo de calibração do VNA, criando um vector tri-dimensional com toda a informação necessária para posterior determinação do ganho e do diagrama de radiação da AUT.

A comunicação entre o PC e o VNA é feita por GP-IB, enquanto a comunicação com o controlador do posicionador é feita por RS-232C.

Conhecendo o ganho da antena de referência, é possível determinar directamente o ganho da AUT utilizando a equação de Friis. Tem-se que o ganho da AUT é determinado por

$$G_{AUT} = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_r}{P_t}\right) - G_{REF} \tag{5.36}$$

onde
G_{AUT} = ganho da antena em teste (AUT) (dB),
G_{REF} = ganho da antena de referência (dB),
λ = comprimento de onda (m),
R = distância entre antenas (m),
P_t = potência transmitida (W),
P_r = potência recebida (W).

Para antenas de polarização circular, um dos métodos possíveis para determinação do ganho consiste em efectuar duas medições em polarizações ortogonais (vertical e horizontal) e combinar os resultados para determinar o ganho total G_{AUT} da AUT como

$$G_{AUT} = G_H + G_V \tag{5.37}$$

sendo
G_H = ganho da AUT com polarização horizontal,
G_V = ganho da AUT com polarização vertical.

A eficiência (ou pureza) de polarização é medida pelo *axial ratio AR* [20] e [21].

O *axial ratio* é determinado por [11]

$$AR = \frac{E_y}{E_x} \tag{5.38}$$

onde
E_y = campo eléctrico segundo a polarização vertical,
E_x = campo eléctrico segundo a polarização horizontal.

Na prática são utilizados os valores do ganho segundo as duas polarizações ortogonais para determinação do AR [11].

5.5 Reflector Parabólico da Estação de Controlo

Nesta estação de controlo é utilizado um reflector parabólico de foco central. Suas principais características[4] estão resumidas na Tabela 5.1.

Diâmetro	3 m
Distância focal (f/D)	0,38
Massa	48 kg
Ganho	33,8 dBi
HPBW	2,76°
BWFN	6,67°
Abertura angular	66,68°

Tabela 5.1: Características do reflector parabólico.

O ganho máximo é determinado pela expressão 5.17, onde considera-se $\epsilon_{ap} = 55\%$ de forma a contabilizar não só a eficiência de iluminação mas também a redução do ganho devido ao bloqueio do *feed* e as imperfeições da superfície do reflector. A largura de feixe a meia potência é determinada pela expressão 5.8.

As perdas por desalinhamento das antenas consideradas na secção 4.3 são estimadas a partir do erro de posicionamento do sistema de controlo da antena e das características físicas da antena em questão [3]. Para um erro de ±0,5°, as perdas por desalinhamento para este reflector podem ser estimadas pela equação 5.19 em

[4] Para uma frequência de 2100 MHz.

aproximadamente

$$\begin{aligned}\Delta G &= -12\left(\frac{0{,}5}{2{,}76}\right)^2 \\ &= -0{,}4\,\mathrm{dB}\end{aligned} \tag{5.39}$$

Conhecendo o ganho do reflector utilizado, é possível a partir da expressão 4.4 determinar a potência mínima de emissão necessária para a estação de controlo como

$$\begin{aligned}P_T &= EIRP - L_L - G_T \\ &= 40 - 3 - 33{,}8 \\ &= 3{,}2\ \mathrm{dBW}\end{aligned} \tag{5.40}$$

o que equivale a uma potência mínima de 2 W. Uma vez que o amplificador de potência utilziado pode emitir com até 30 W, o objectivo de $EIRP$ mínimo para a estação de controlo fica largamente satisfeito.

5.6 *Septum Polarized Feed Horn*

Para iluminação do prato, é utilizado como *feed* um *septum polarized feed horn*. Trata-se de um dispositivo simples de quatro portas, capaz de produzir polarizações circulares esquerda (LHCP) ou direita (RHCP) de grande pureza. As entradas do dispositivo consistem em dois guias de onda rectangulares enquanto as saídas formam um guia de onda quadrado [2].

A estrutura global do *feed* é ilustrada na Figura 5.5, onde é possível observar as quatro portas do dispositivo. As portas 3 e 4 são formadas pela secção quadrada do guia de onda, enquanto as portas 1 e 2 são formadas pelas duas secções rectangulares criadas a partir da separação que o septo provoca na estrutura principal. As dimensões do *septum polarizer* são apresentadas da Figura 5.6.

Devido à capacidade de discriminar sinais com polarizações ortogonais distintas, este tipo de dispositivo é amplamente utilizado também como OMT (ou *polarization duplexer*) de razoável qualidade. Com algum hardware adicional e excitação simultânea de ambas as portas com diferenças de fase adequadas, também é possível obter polarizações lineares com qualquer inclinação [2].

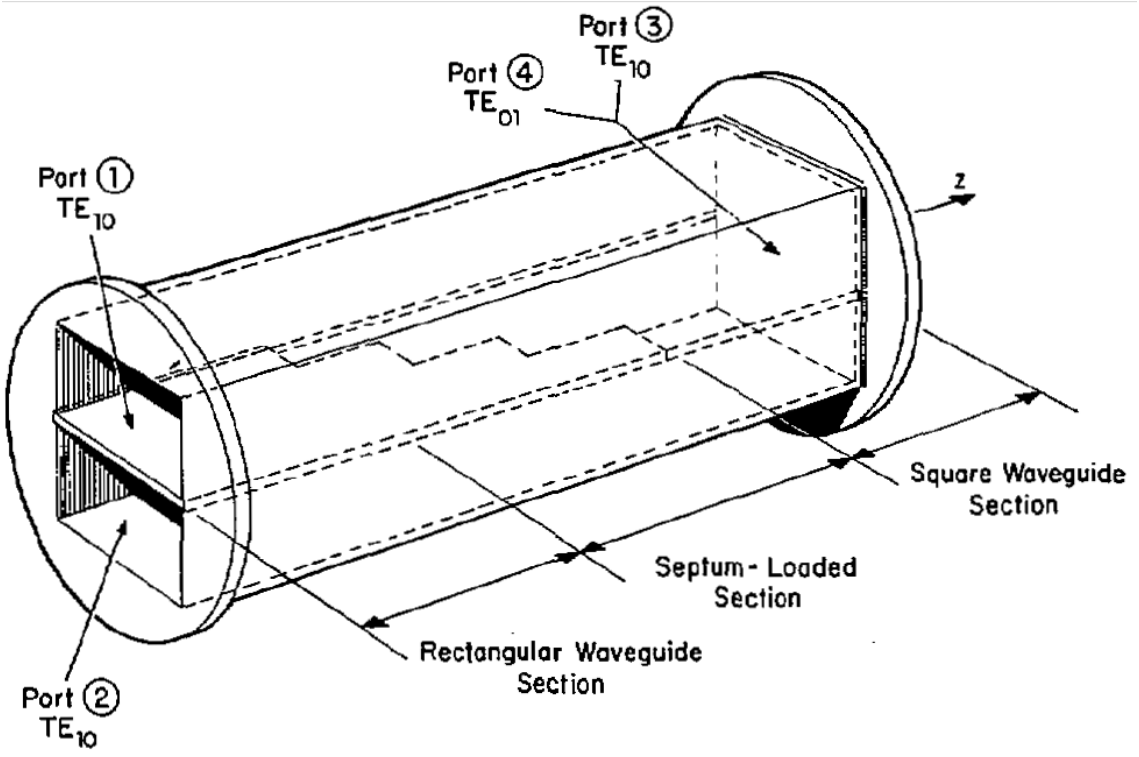


Figura 5.5: Estrutura do *feed* [2].

A versão aqui implementada utiliza um *septum polarizer* em degrau, que permite melhor isolamento entre portas e maior pureza de polarização [2].

Como neste caso é desejado obter uma polarização circular direita, a porta de TX é a porta 1, que emite com uma polarização circular esquerda e passa a circular direita depois de reflectida pelo parabolóide. A porta 2 por sua vez é a porta de RX. Uma característica importante destes dispositivos é a possibilidade de inversão do sentido da polarização sem necessidade de alterar sua estrutura, bastando apenas inverter as ligações para passar a emitir e receber com polarização circular esquerda.

5.6.1 Desenho

O *feed* aqui apresentado foi desenhado de acordo com [2]. Para uma largura de banda de aproximadamente 20%, a dimensão lateral da abertura da estrutura deve ser 0,625λ, onde λ é o comprimento de onda da frequência central no espaço livre. Esta dimensão faz com que o *feed* opere próximo da frequência de corte, porém sem qualquer consequência negativa no seu desempenho.

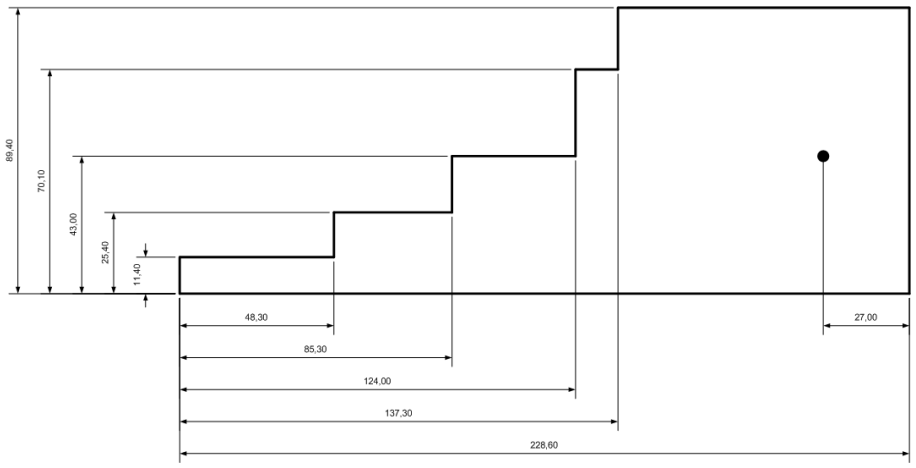


Figura 5.6: Dimensões do *septum polarizer*.

A interface do *feed* com o sistema de transmissão e recepção é feita por dois *waveguide launchers*, uma vez que este é o método mais simples de realizar uma interface entre um meio coaxial e um guia de onda [22].

Toda a estrutura foi fabricada em chapa de alumínio com 1,5 mm de espessura, de forma a oferecer boa resistência mecânica ao conjunto.

5.6.2 Caracterização

Uma imagem do *feed* realizado é apresentada na Figura 5.7, onde é possível observar a estrutura externa formada por um guia de onda quadrado.

Os ajustes do *feed* foram feitos de forma a optimizar os coeficientes de reflexão nas duas portas de interface. Para o ajuste dos dois *waveguide launchers* e caracterização do *feed* foi utilizado um VNA *Hewlett-Packard* modelo HP8753A. As medições para caracterização do diagrama de radiação e ganho das duas interfaces foram feitas com uma potência de emissão de 25 dBmW.

O diagrama de radiação e ganho do *feed* foi determinado recorrendo ao método das duas antenas, anteriormente descrito na secção 5.4. Como antena de referência foi utilizada uma log-periódica *Rhode & Schwarz* modelo HL040. Trata-se de uma antena de banda larga de polarização linear com ganho e diagrama de radiação conhecidos.

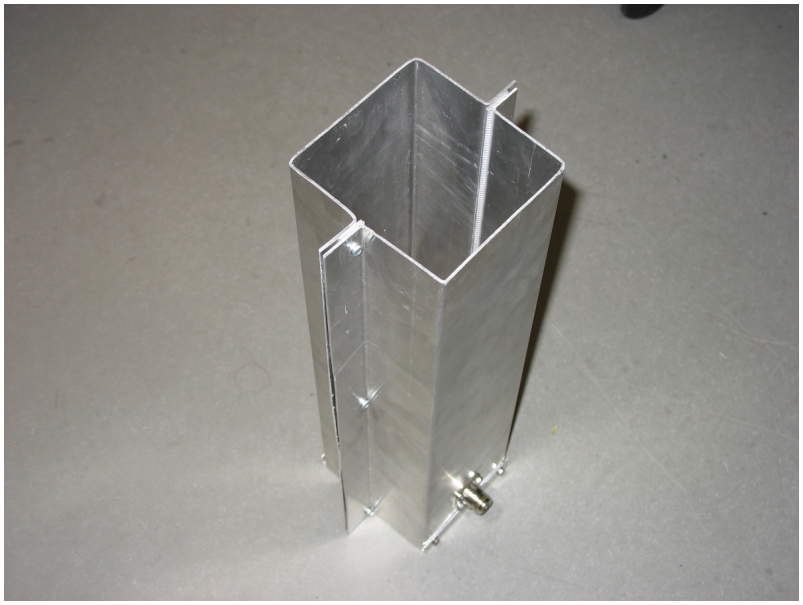


Figura 5.7: Imagem do *feed* realizado.

Os coeficientes de reflexão das duas entradas do *feed* são apresentados na Figura 5.8. O VSWR de ambas as portas pode ser observado na Figura 5.9.

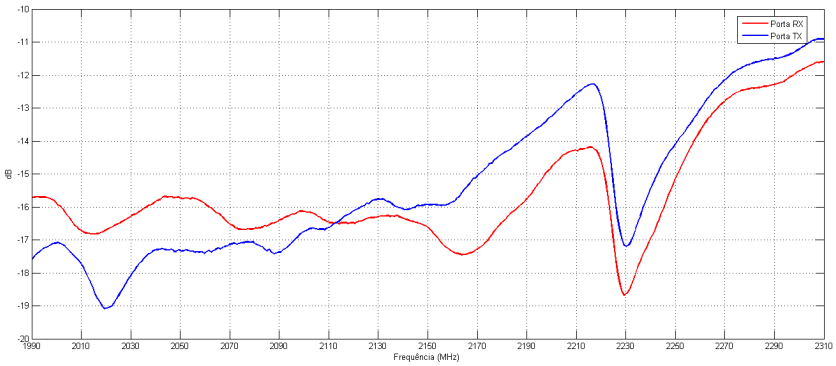


Figura 5.8: Coeficientes de reflexão das portas do *feed*.

Outro parâmetro importante é o isolamento entre portas, que pode ser visto na Figura 5.10. O *axial ratio* das portas de transmissão e recepção é ilustrado na Figura 5.12.

Uma vez que o *feed* apresenta um isolamento entre portas superior a 20 dB, o próprio *feed* pode ser utilizado como *duplexer*, isolando convenientemente o sistema de recepção do sistema de transmissão.

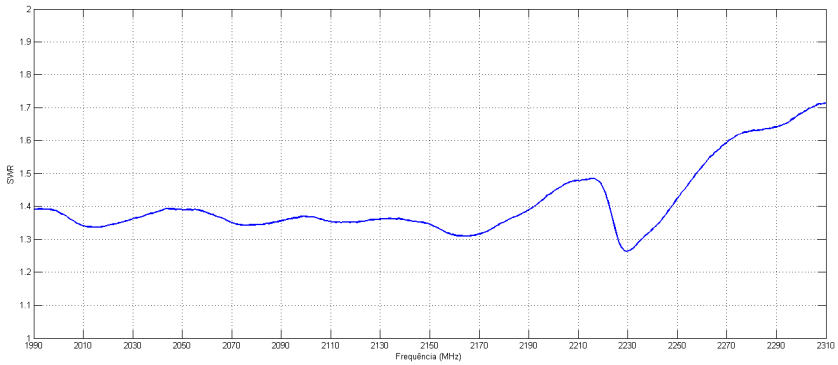


Figura 5.9: VSWR das duas portas do *feed*.

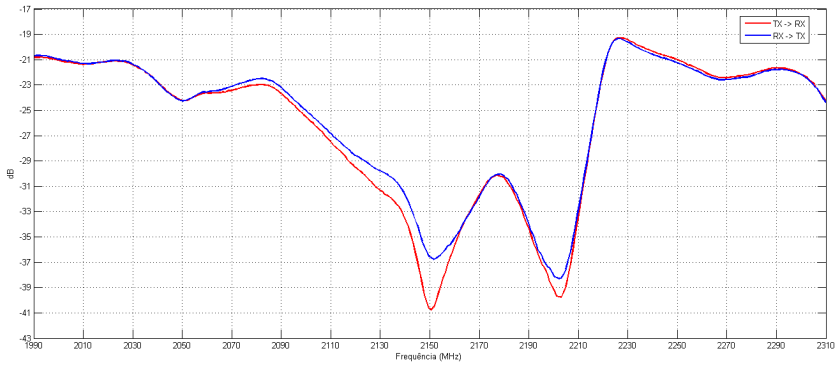
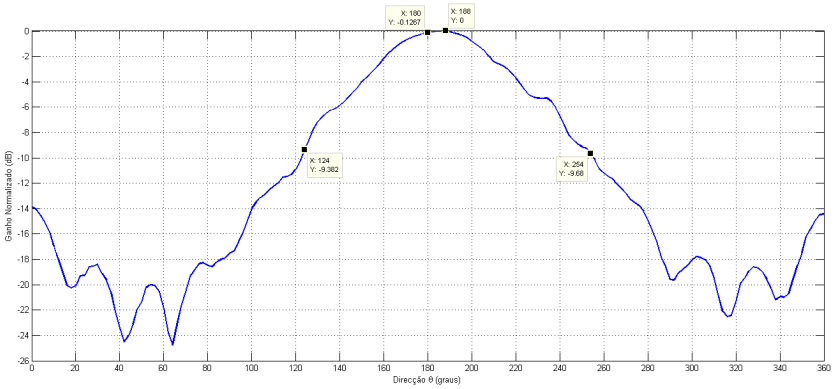


Figura 5.10: Isolamento entre as duas portas do *feed*.

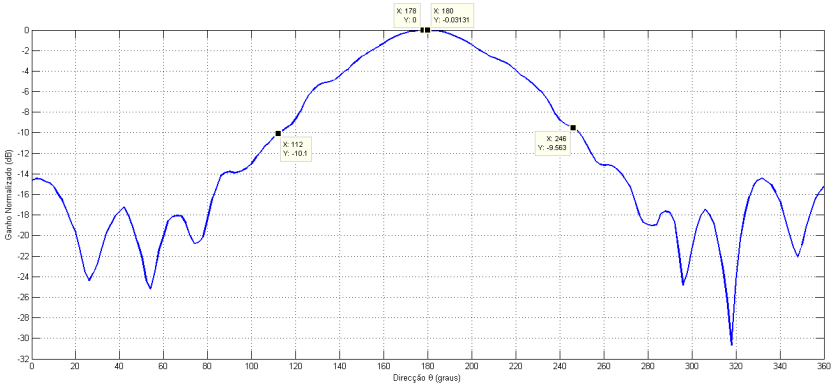
Dado que o LNA admite até 15 dBmW de potência de entrada, com um isolamento mínimo de 20 dB é possível operar com potências de emissão de até 35 dBmW ou 3 W no caso menos favorável. Adicionalmente será utilizado um relé coaxial para separar a entrada do LNA do *feed* durante os períodos de transmissão, permitindo que o sistema opere com uma maior margem de segurança e maiores potências de emissão. O accionamento do relé será feito automaticamente pelo sistema de controlo da estação.

Os diagramas de radiação produzidos pela porta de RX e TX do *feed* estão ilustrados nas Figuras 5.11a e 5.11b, respectivamente.

De acordo com os resultados obtidos na caracterização do diagramas de radiação, é possível verificar que o ganho relativo na direcção do ângulo de abertura para ambas as portas está dentro dos valores que levam a uma máxima eficiência de



(a) Porta TX (2070 MHz)



(b) Porta RX (2245 MHz)

Figura 5.11: Diagrama de radiação.

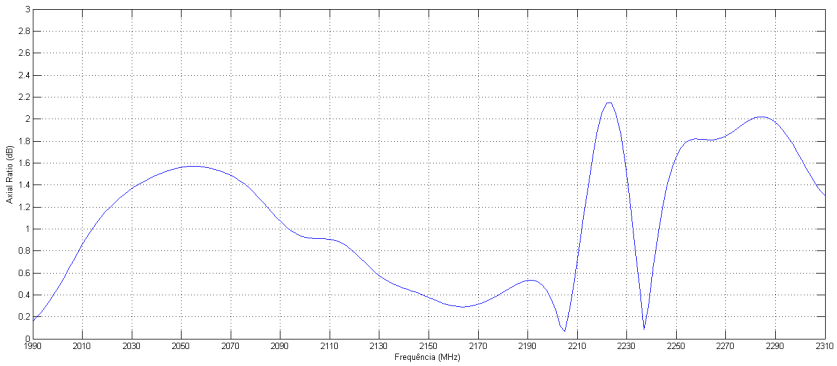
iluminação do reflector, conforme analisado na secção 5.2.5.

A porta de TX tem um ganho absoluto de aproximadamente 12 dBi e uma $HPBW = 54°$. A porta RX por sua vez apresenta um ganho absoluto de 10 dBi e uma $HPBW = 60°$.

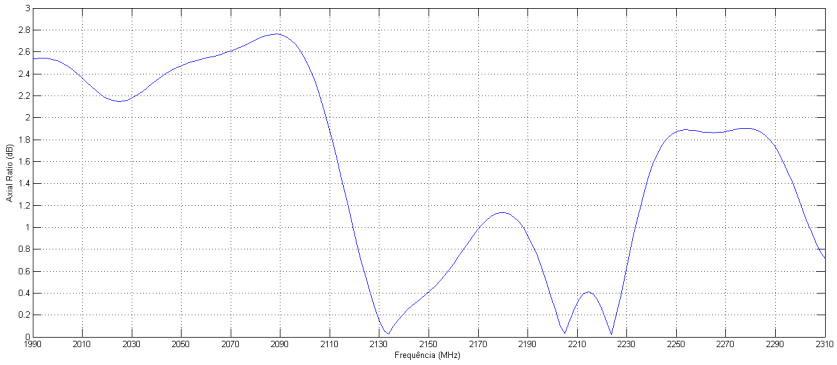
Os valores do *axial ratio* e do isolamento entre portas podem ser francamente melhorados com a construção de uma estrutura de melhor qualidade do ponto de vista mecânico, situação que não foi possível devido à escassez de meios.

5.7 Sumário

No início deste capítulo foi feita uma análise não exaustiva das principais características dos reflectores parabólicos como o ganho, directividade e larguras de feixe,



(a) Porta TX



(b) Porta RX

Figura 5.12: *Axial ratio*.

dando especial atenção às questões relativas com a iluminação e eficiência global do reflector por serem parâmetros importantes para o desenho do *feed*. Em seguida foi feita uma breve revisão do conceito de temperatura equivalente de ruído das antenas e sua determinação. Em seguida foi apresentado o método utilizado para caracterização do *feed* e por fim foi apresentado o desenho e os resultados da caracterização do *feed* implementado.

Capítulo 6

Amplificador de Baixo Ruído e Pré-Amplificador

6.1 Introdução

No início deste capítulo é feita uma breve revisão dos conceitos relacionados com o projecto de amplificadores com recurso aos parâmetros S. Em seguida é apresentado o desenho do amplificador de baixo ruído em conjunto com os resultados das simulações e da caracterização. Neste capítulo também analisado o desenho do pré-amplificador e apresentados os resultados das simulações e da caracterização. Por último é determinado o factor de mérito do sistema de recepção da estação de controlo com base nos resultados obtidos com a caracterização dos dois módulos amplificadores.

6.2 Desenho de Amplificadores

Qualquer dispositivo de RF ou microondas pode ser totalmente caracterizado pela sua matriz de parâmetros S e analisado como uma rede de uma ou mais portas [23] e [24]. Conhecer o comportamento das redes em termos de transferência de potência entre a fonte (ou gerador) e a carga é fundamental no projecto e dimensionamento de circuitos amplificadores. Nesta secção é feita uma breve análise desse comportamento e do desenho de amplificadores utilizando os parâmetros S.

A Figura 6.1 ilustra uma rede genérica com duas portas[1], que pode representar um amplificador ou qualquer outro dispositivo de dois terminais [25].

[1]Utiliza-se *porta* por falta de uma melhor tradução do termo *port*.

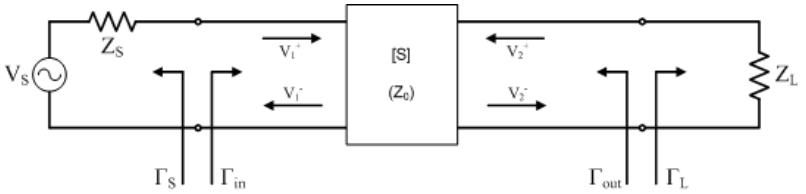


Figura 6.1: Rede de duas portas típica.

O *coeficiente de reflexão na carga* (*load*) é dado pela expressão 6.1, enquanto o *coeficiente de reflexão na fonte* (*source*) é por sua vez dado pela expressão 6.2.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{6.1}$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \tag{6.2}$$

Se a impedância de entrada ou de saída da rede forem diferentes de Z_0, os respectivos coeficientes de reflexão são dados pelas expressões 6.3 e 6.4.

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^+}{V_1^-} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \tag{6.3}$$

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^+}{V_2^-} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} \tag{6.4}$$

A potência média que a fonte pode fornecer à rede é dada por

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{2Z_0}\left|V_1^+\right|^2\left(1 - |\Gamma_{in}+|^2\right) \\ &= \frac{|V_S|^2}{8Z_0}\frac{|1-\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2}(1 - |\Gamma_{in}|^2)\ \text{(W)} \end{aligned} \tag{6.5}$$

Ganho de potência é definido como a razão entre a potência P_L dissipada na carga Z_L e a potência P_{in} entregue à rede.

A potência dissipada na carga pode ser determinada por

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{\left|V_2^-\right|^2}{2Z_0}\left(1 - |\Gamma_L|^2\right) \\ &= \frac{|V_S|^2}{8Z_0}\frac{|V_S|^2|S_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)|1-\Gamma_S|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2}\ \text{(W)} \end{aligned} \tag{6.6}$$

Podendo então o ganho de potência ser escrito como

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{(1-|\Gamma_{in}|^2)|1-S_{22}\Gamma_L^2|} \tag{6.7}$$

A máxima transferência de potência entre a fonte e a rede ocorre quando $Z_{in} = Z_S^*$. Assim sendo, a *potência disponível na fonte* P_{avs} é a potência máxima que pode ser entregue à entrada da rede, dada por

$$\begin{aligned} P_{avs} &= P_{in}|_{\Gamma_{in}=\Gamma_S^*} \\ &= \frac{|V_S|^2}{8Z_0}\frac{|1-\Gamma_S|^2}{(1-|\Gamma_S|^2)}\,(\mathrm{W}) \end{aligned} \tag{6.8}$$

Da mesma forma, é possível definir a *potência disponível na rede* P_{avn} como a potência máxima que a rede pode entregar à carga

$$P_{avn} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0}\frac{|S_{21}|^2|1-\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2(1-|\Gamma_{out}|^2)}\,(\mathrm{W}) \tag{6.9}$$

A partir de 6.8 e 6.9 defini-se o *ganho disponível* G_A como a razão entre a potência disponível na rede e a potência disponível na fonte

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2(1-|\Gamma_{out}|^2)} \tag{6.10}$$

O *ganho de potência do transdutor* G_T é a relação entre a potência entregue à carga e a potência disponível na fonte

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2|1-S_{22}\Gamma_L|^2)} \tag{6.11}$$

Quando a entrada e a saída da rede estão adaptadas, i.e., $\Gamma_L = \Gamma_S = 0$, o ganho do transdutor reduz-se a $G_T = |S_{21}|^2$.

Na maioria dos casos, o circuito de um amplificador típico pode ser representado pela Figura 6.2, onde são utilizadas malhas de adaptação de impedância na entrada e na saída do transístor.

Na prática, a medida de ganho mais importante para caracterizar um amplificador é o ganho do transdutor G_T, que leva em consideração as desadaptações da entrada e da saída do circuito. No caso de um dispositivo unilateral, i.e., $S_{12} = 0$,

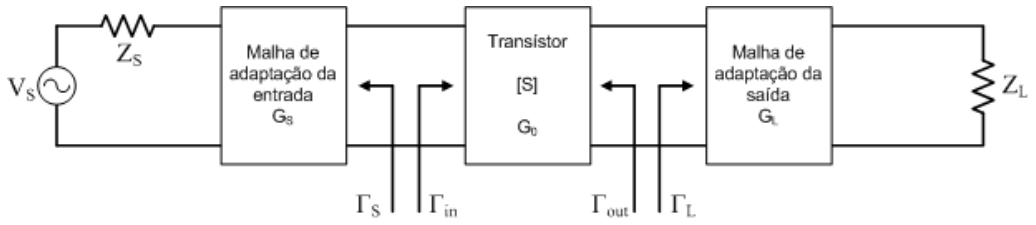


Figura 6.2: Circuito de um amplificador típico.

o ganho da malha de adaptação da entrada G_S pode ser definido como

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \tag{6.12}$$

Da mesma forma, é possível definir o ganho da malha de adaptação da saída G_L como

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \tag{6.13}$$

Desta forma, o ganho unilateral do transdutor G_{TU} é

$$G_{TU} = G_S G_0 G_L \tag{6.14}$$

onde $G_0 = G_T = |S_{21}|^2$.

Na maioria dos casos [23], o S_{12} do transístor é pequeno se comparado com o S_{21}, situação onde é possível assumir que o transístor é unilateral. Esta simplificação permite determinar rapidamente o ganho de potência do amplificador utilizando a expressão 6.14.

Em outros casos, S_{12} pode não ser pequeno comparado ao S_{21}, e assumir que o dispositivo é unilateral pode não ser possível porque conduz a erros no cálculo das malhas de adaptação [23]. A razão entre G_T e G_{TU} determina o erro de aproximação cometido ao se considerar $S_{12} = 0$. É possível demonstrar [24] que esta relação é limitada por

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \tag{6.15}$$

onde U é o *factor de unilateralidade*, dado por

$$U = \frac{|S_{11}S_{12}S_{21}S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \tag{6.16}$$

Na prática, um erro, i.e., G_U/G_{TU}, inferior a 1 dB indica que a aproximação pela unilateralidade é aceitável.

6.2.1 Estabilidade

Um amplificador pode oscilar se $|\Gamma_{in}| > 1$ ou $|\Gamma_{out}| > 1$. Uma vez que Γ_{in} e Γ_{out} dependem das cargas ligadas à entrada e à saída do circuito, a estabilidade de um amplificador é dependente de Γ_S e Γ_L.

Podem ser definidos dois tipos de estabilidade:

- *Estabilidade incondicional*: A rede é incondicionalmente estável se $|\Gamma_{in}| < 1$ e $|\Gamma_{out}| < 1$ para quaisquer cargas passivas ligadas à entrada ou à saída, respectivamente. Neste caso tem-se também que $|\Gamma_L| < 1$ e $|\Gamma_S| < 1$.

- *Estabilidade condicional*: A rede é condicionalmente estável se as condições $|\Gamma_{in}| < 1$ e $|\Gamma_{out}| < 1$ forem satisfeitas apenas para alguns valores de cargas ligadas à entrada e saida da rede.

Note-se que as condições de estabilidade são fortemente dependentes da frequência, já que a maioria das redes de adaptação utilizadas também o são. Isto pode levar a que um circuito seja estável numa dada gama de frequências e instável noutras.

6.2.2 Círculos de Estabilidade

No projecto de circuitos amplificadores o primeiro passo é determinar, a partir dos parâmetros S medidos ou fornecidos pelo fabricante do transístor, se o dispositivo é ou não estável na gama de frequências desejada. Esta análise também é necessária no desenho de amplificadores com recurso a módulos ou circuitos integrados [23] que não sejam internamente adaptados.

As condições necessárias para que um dispositivo seja incondicionalmente estável são dadas [24] por

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \tag{6.17}$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \tag{6.18}$$

Se o dispositivo utilizado for unilateral, estas condições 6.17 e 6.18 reduzem-se para $|S_{11}| < 1$ e $|S_{22}| < 1$. Caso estas condições não sejam satisfeitas é possível determinar, com auxílio do diagrama de Smith, regiões ou *círculos de estabilidade* onde estas condições são satisfeitas. Estes círculos definem um conjunto de valores de Γ_L e Γ_S onde o dispositivo é estável.

Estes círculos de estabilidade são definidos por um centro, representado em módulo e fase e um raio.

É possível mostrar [23] que para um dado dispositivo , o círculo de estabilidade na carga C_L e o seu raio R_L podem ser determinados com auxílio das expressões 6.19 e 6.20.

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \tag{6.19}$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \tag{6.20}$$

Da mesma forma, é possível determinar a região de estabilidade na entrada do dispositivo através das expressões 6.21 e 6.22.

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \tag{6.21}$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \tag{6.22}$$

onde Δ é o determinante da matriz dos parâmetros S

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{6.23}$$

6.2.3 Testes de Estabilidade

De forma a determinar rapidamente se um determinado dispositivo é ou não incondicionalmente estável a uma dada frequência, sem a necessidade de determinar as regiões de estabilidade referidas anteriormente, é possível utilizar um conjunto de testes rápidos [23]. Se o teste revelar que o dispositivo é potencialmente instável, torna-se então necessário determinar as regiões de estabilidade que definem os valores de Γ_L e Γ_S para os quais o dispositivo é estável. Dois destes testes são aqui apresentados.

6.2.3.1 Teste $K - \Delta$

O teste $K - \Delta$ faz uso da *condição de Rollet* para determinar uma eventual estabilidade incondicional do dispositivo. A condição de Rollet é definida [24] como

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \tag{6.24}$$

Com uma condição extra dada por

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \tag{6.25}$$

Ambas as condições 6.24 e 6.25 são necessárias e suficientes para que haja estabilidade incondicional. Caso uma das duas condições não seja satisfeita, o dispositivo é potencialmente instável, tornando-se necessário que os círculos de estabilidade na entrada e na saída sejam determinados de forma a encontrar os valores de Γ_L e Γ_S possíveis para o dispositivo operar nas regiões estáveis.

6.2.3.2 Teste do Parâmetro μ

Embora ofereça uma forma simples e precisa de analisar a estabilidade de um dispositivo, o teste $K - \Delta$ não oferece nenhum meio de comprar a estabilidade entre dois ou mais dispositivos [23].

O teste do parâmetro μ permite determinar de forma quantitativa o quão estável é um dispositivo [23]. Define-se o parâmetro μ como

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \tag{6.26}$$

Se $\mu > 1$ o dispositivo é incondicionalmente estável. Adicionalmente, quanto maior o valor de μ, maior é a estabilidade. Desta forma é possível determinar rapidamente se um dispositivo é ou não estável, além de quantificar o nível de estabilidade. Além disso, o uso do parâmetro μ permite comparar o grau de estabilidade de dois ou dispositivos.

6.2.4 Círculos de Ganho Constante

Para obter máxima transferência de potência entre a fonte e a entrada do dispositivo, este deve ser adaptado de forma a que

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \tag{6.27}$$

Da mesma maneira, para uma máxima transferência de potência entre a saída do dispositivo e a carga, a malha de adaptação da saída deve ser dimensionada para que

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \tag{6.28}$$

Estas duas condições garantem que o dispositivo opera com ganho máximo, embora por vezes nem sempre seja possível adaptar a entrada ou a saída deste de forma a obter ganho máximo [23], que por questões de estabilidade, quer por questões de adaptação para factor de ruído mínimo, por exemplo. É preferível então adaptar o dispositivo num ponto diferente, que garante um compromisso entre a estabilidade e uma redução aceitável do ganho. Isto é possível variando o ganho das malhas de adaptação na entrada e na saída do dispositivo.

É possível determinar regiões no diagrama de Smith que definem um conjunto de valores de Γ_L e Γ_S que garantem ganho constante das malhas de adaptação [24].

Considerando novamente o caso unilateral, o ganho das malhas de adaptação da entrada e da saída ilustradas na Figura 6.2 pode ser determinado através das expressões 6.29 e 6.30 [24], respectivamente.

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \tag{6.29}$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \tag{6.30}$$

O ganho máximo $G_{S_{max}}$ e $G_{L_{max}}$ das duas malhas ocorre quando $\Gamma_S = S_{11}^*$ e $\Gamma_L = S_{22}^*$, resultando em

$$G_{S_{max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \tag{6.31}$$

$$G_{L_{max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \tag{6.32}$$

Definindo g_S e g_L como o ganho normalizado das malhas de adaptação da entrada e da saída do dispositivo como

$$g_S = \frac{G_S}{G_{S_{max}}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2}(1 - |S_{11}|^2) \tag{6.33}$$

$$g_L = \frac{G_L}{G_{L_{max}}} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}(1 - |S_{22}|^2) \tag{6.34}$$

é possível então definir as regiões de ganho constante na entrada dispositivo como sendo

$$C_S = \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} \tag{6.35}$$

$$R_S = \frac{\sqrt{1 - g_S}(1 - |S_{11}|^2)}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} \tag{6.36}$$

e as regiões de ganho constante na saída e na saída do dispositivo como

$$C_L = \frac{g_L S_{22}^*}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2} \tag{6.37}$$

$$R_L = \frac{\sqrt{1 - g_L}(1 - |S_{22}|^2)}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2} \tag{6.38}$$

6.2.5 Desenho para Ruído Mínimo

Além das considerações sobre estabilidade e ganho, o desenho de amplificadores de baixo ruído deve também levar em conta o efeito que a adaptação da entrada do dispositivo provoca no valor do seu factor de ruído [23]. Em geral, não é possível obter uma adaptação da entrada do dispositivo que simultâneamente ruído mínimo e ganho máximo. Desta forma, também é necessário obter um compromisso entre valores aceitáveis de ganho e de factor de ruído.

À semelhança dos círculos de ganho constante analisados na secção 6.2.4, é possível determinar no diagrama de Smith regiões que representam valores de Γ_S que garantem F constante [23].

O factor de ruído NF de um rede de duas portas [23] pode ser expresso como

$$NF = F_{min} + \frac{4R_N}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)\,|1 + \Gamma_{opt}|^2} \tag{6.39}$$

onde
R_N = resistência equivalente de ruído,
F_{min} = factor de ruído mínimo,
Γ_{opt} = coeficiente de reflexão óptimo.

Os valores de R_N, F_{min} e Γ_{opt} são características intrínsecas do dispositivo, sendo em geral fornecidas pelo fabricante[2].

Definindo o parâmetro de factor de ruído N como

$$N = \frac{NF - F_{min}}{4R_N/Z_0}\,|1 + \Gamma_{opt}|^2 \tag{6.40}$$

é possível determinar uma região que representa um conjunto de valores de factor constante dada por

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N+1} \tag{6.41}$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N\left(N + 1 - |\Gamma_{opt}|^2\right)}}{N+1} \tag{6.42}$$

A escolha do melhor valor Γ_S deve então ser feita numa região de intersecção (ou próxima da intersecção) entre as regiões de factor de ruído e ganho constantes da malha de adaptação de entrada de forma a obter um compromisso entre os dois parâmetros.

6.3 Amplificador de Baixo Ruído

O amplificador de baixo ruído (LNA) é normalmente o primeiro andar de amplificação de um sistema típico de comunicação sem fios, surgindo normalmente logo a seguir à antena. Em sistemas *duplex*, o amplificador de baixo ruído é em geral precedido por um ou mais circuitos responsáveis pelo isolamento entre o LNA e o sub-sistema de transmissão.

[2]Embora possam também ser determinados experimentalmente.

O LNA desempenha um papel extremamente importante na qualidade do sistema, tendo como função amplificar sem distorcer ou adicionar ruído ao sinal captado pela antena, preservando sua relação sinal-ruído. O desenho cuidadoso do LNA é fundamental para obter um sistema de recepção de alta qualidade.

A qualidade do LNA tem grande impacto na qualidade do *RF front-end* de um sistema de comunicações, determinada pela sua *sensibilidade* e temperatura equivalente de ruído [10]. A sensibilidade é determinada pelo menor nível de sinal que um sistema de recepção pode captar de forma a que seja possível detectar e desmodular o sinal com uma qualidade mínima aceitável. Outra característica importante de um sistema de recepção é a sua *gama dinâmica*. A gama dinâmica do sistema é determinada pela diferença entre o maior e o menor nível de sinal que o sistema suporta.

O amplificador de baixo ruído foi desenvolvido utilizando um transístor *Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor* (pHEMT). Estes dispositivos são transístores de efeito de campo (FET) da família GaAs que possuem uma junção adicional composta por dois materiais de diferentes *band gaps*, como representado na Figura 6.3. A combinação de materiais mais utilizada para a construção desta junção adicional é o GaAs + AlGaAs. O efeito desta junção é criar uma camada extremamente fina que possui uma elevada concentração de electrões com alta mobilidade, conferindo ao canal uma baixa resistividade.

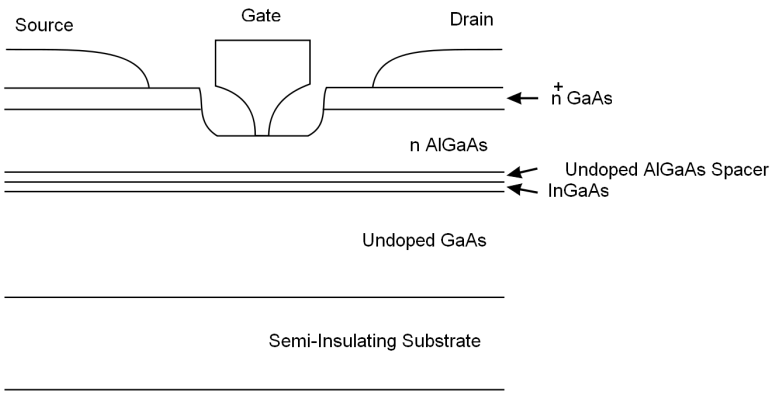


Figura 6.3: Estrutura de um transístor pHEMT.

Os pHEMT têm vindo a ser largamente utilizados em aplicações de RF e microondas, especialmente como amplificadores de baixo e ultra baixo ruído em frequên-

cias até 100 GHz [26] e [27]. Em conjunto com outros dispositivos da mesma família como os *Metamorphic HEMT*, os pHEMT tornaram-se nos últimos anos nos dispositivos *de facto* para LNAs em aplicações de *deep space networking*. Em algumas aplicações mais recentes, os pHEMT são utilizados em conjunto com técnicas de criogenia para uma maior redução da temperatura de ruído do sistema [27].

Para este LNA foi escolhido o ATF-38143 da *Avago Technologies*. Trata-se de um transístor de junção pHEMT tipo depleção[3] com baixo factor de ruído e elevada gama dinâmica, disponível em encapsulamento SOT-343. Na Figura C.1 estão resumidas as principais características do ATF-38143. Os valores mais importantes são o ganho máximo de 17 dB e o factor de ruído mínimo de 0,3 dB, ambos para a polarização mais favorável.

O facto de ser um dispositivo tipo depleção conduz a alguns inconvenientes do ponto de vista de polarização[23], uma vez que passa a ser necessário um circuito activo de controlo da polarização que garante uma correcta sequência de ligação do dispositivo para evitar sua destruição. Neste caso específico do ATF-38143, a corrente de dreno máxima $I_{DS_{max}} = I_{DSS} = 118\,\mathrm{mA}$, atingida quando $V_{GS} = 0\,\mathrm{V}$, levando o dispositivo muito próximo da destruição. Para contornar este problema é necessário que o circuito de polarização seja dimensionado de forma a que a corrente I_{DSS} nunca seja alcançada. Outra forma de contornar este problema é fazer com que primeiro seja aplicada a tensão de polarização da porta[4] V_{GS} do transístor para reduzir a condutividade do canal e só então é aplicada a polarização do dreno V_{DD}. O circuito de polarização desenhado para este LNA utiliza os dois métodos aumentando a fiabilidade do circuito. O esquema eléctrico deste circuito é apresentado na Figura 6.4.

Este circuito é responsável pela correcta sequência de ligação do transístor e controla activamente a corrente e tensão de dreno mesmo em caso de variação dos parâmetros do pHEMT. A corrente do dreno I_{DS} é ajustada pela resistência R_5 e a tensão do dreno V_{DS} é ajustada pela resistência R_3.

O circuito apresentado na Figura 6.4 foi desenhado de forma a polarizar o transístor com $I_{DS} = 20\,\mathrm{mA}$ e $V_{DS} = 2\,\mathrm{V}$. Esta é a polarização que conduz ao menor factor de ruído aliado ao maior ganho unilateral possível na gama de frequências de interesse para esta aplicação (2200 MHz – 2290 MHz), como pode ser visto nas

[3] *Depletion mode.*
[4] Ou *gate.*

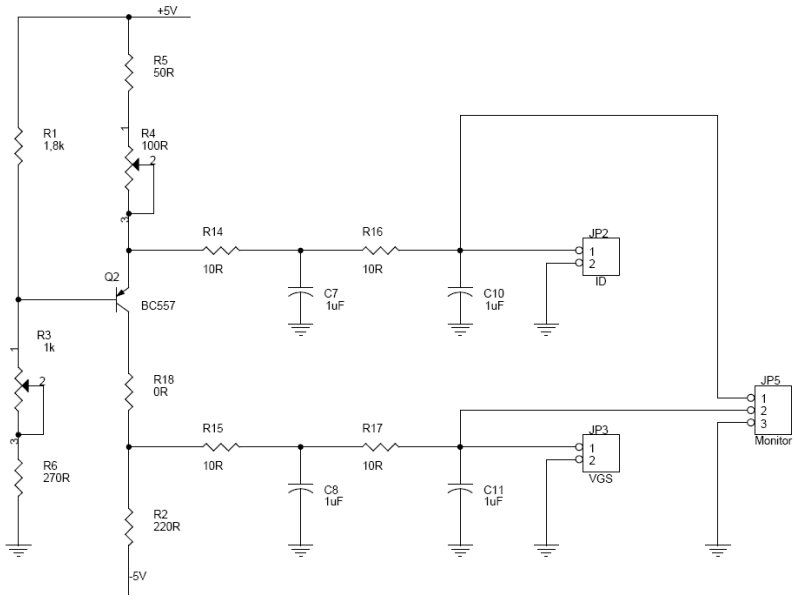


Figura 6.4: Circuito de polarização do ATF-38143.

Figuras C.1a e C.1b.

Por indicação do fabricante e para garantir maior linearidade e menor factor de ruído possíveis, o transístor opera em *classe A* na configuração de *fonte comum* (*common source*) com os terminais da fonte ligados directamente à massa para evitar problemas de *degeneração da fonte* (*source degeneration*) que degradam o desempenho do componente.

6.3.1 Desenho

Conforme referido na secção 6.2, o desenho de um amplificador de baixo ruído consistem em determinar o valor da malha de adaptação da entrada que garante ruído mínimo aliado a um valor aceitável de ganho. Além disso, o desenho da malha de adaptação deve ser feito de forma a minimizar as perdas entre a entrada do circuito e o transístor, de forma a não degradar o factor de ruído global do amplificador.

De forma a contornar eventuais problemas derivados da tolerância precisão do processo fotográfico de fabrico das placas de circuito impresso, é o circuito foi desenhado com uma banda adicional de 20 MHz para cada lado, passando a ser considerada a gama de frequências 2180 – 2310 MHz.

O substrato utilizado para implementação do circuito foi o *Rogers 2003C*. Trata-se de substrato de alta qualidade destinado a aplicações de RF e microondas, apresentando baixas perdas ($\tan(\delta)$) e grande estabilidade da permitividade relativa do dieléctrico ϵ_r. As principais características deste substrato são

- Permitividade relativa: $\epsilon_r = 3{,}55 \pm 0{,}05$ (23^oC)
- Tangente de perdas: $tan(\delta) = 0{,}0021$ $(2{,}5\,\mathrm{GHz}/23^oC)$
- Altura do dieléctrico: $d = 0{,}813\,mm$
- Espessura do condutor: $t = 35\,\mu m$

O ADS foi utilizado como ferramenta de simulação e preparação do *layout* do circuito impresso. O ADS permite também a partir dos parâmetros S do dispositivo determinar rapidamente as regiões de estabilidade e os círculos de ganho e factor de ruído constante referidos na secção 6.2.

Para uma polarização com $I_{DS} = 20\,\mathrm{mA}$ e $V_{DS} = 2\,\mathrm{V}$, os parâmetros S do ATF-38143 a 2 GHz são:

$$S_{11} = 0{,}73 \angle -119^\circ$$
$$S_{22} = 0{,}29 \angle -116^\circ$$
$$S_{12} = 0{,}097 \angle 30^\circ$$
$$S_{21} = 6{,}22 \angle 97^\circ$$

Verifica-se através da expressão 6.15 que o dispositivo não podia ser considerado unilateral neste caso. Neste caso, uma vez que se dispunha de uma ferramenta de simulação como o ADS, foi possível determinar as malhas de adaptação da entrada e da saída considerando o dispositivo unilateral e em seguida proceder a uma optimização dos valores encontrados de forma a corrigir os erros introduzidos.

Os círculos de estabilidade na carga e na fonte são apresentados na Figura 6.5, onde é possível verificar que os valores óptimos de adaptação da entrada e da saída do transístor (S_{11}^* e S_{22}^*) estão muito próximos dos limites destas duas regiões de estabilidade, obrigando a um desenho e ajuste cuidadoso das malhas de adaptação.

Na Figura 6.6 é apresentado o círculo de estabilidade na entrada em conjunto com os círculos de factor de ruído constante. Verifica-se também que o ponto de adaptação óptima para ruído mínimo Γ_{opt} encontra-se fora da região. Em princípio, esta

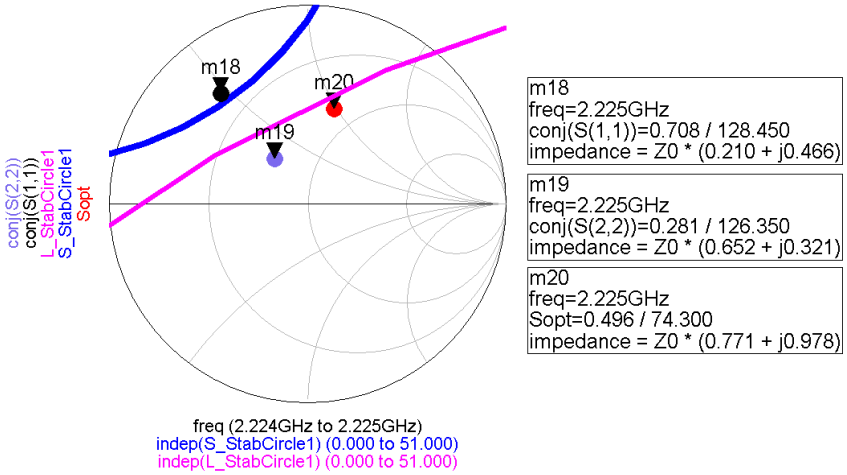


Figura 6.5: Círculos de estabilidade na entrada e na saída.

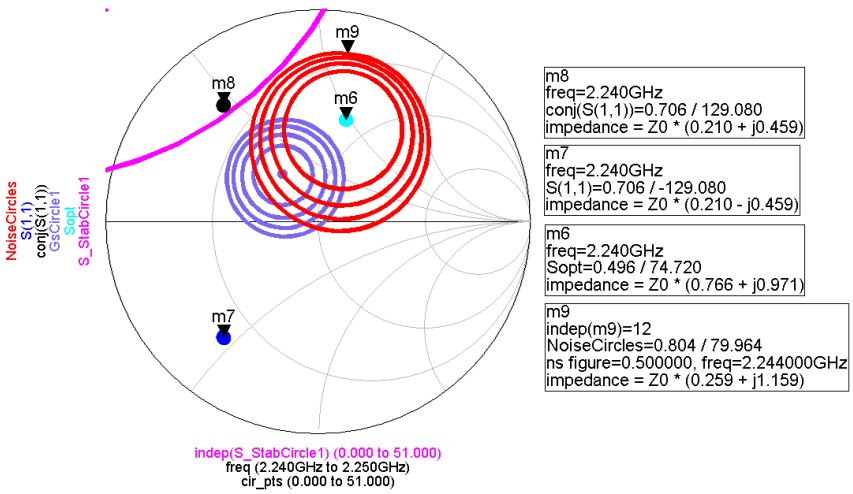


Figura 6.6: Círculos de ganho e factor de ruído constantes na entrada.

situação levaria a impossibilidade de adaptar o transístor para ruído mínimo. Por outro lado, por não se tratar de um dispositivo unilateral, a malha de adaptação da saída acaba por alterar os parâmetros S da entrada, fazendo com que nesta situação o circulo de estabilidade da entrada passe a envolver o ponto que representa Γ_{opt}.

Para adaptação das malhas de entra e saída, foi utilizada a técnica de *stubs* simples uma vez que não é necessária uma grande largura de banda e por questões relacionadas com as perdas da malha [5] e de espaço ocupado na placa de circuito. Os valores obtidos considerando o dispositivo unilateral foram em seguida optimizados utilizando o ADS. Os valores obtidos para adaptação da entrada e da saída são apresentados na Figura 6.8.

[5]Especialmente da malha de adaptação da entrada.

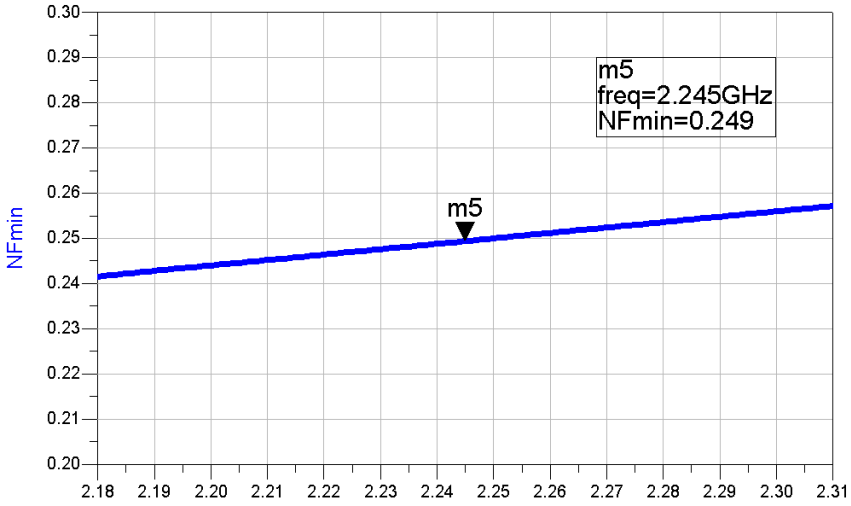


Figura 6.7: Factor de ruído mínimo.

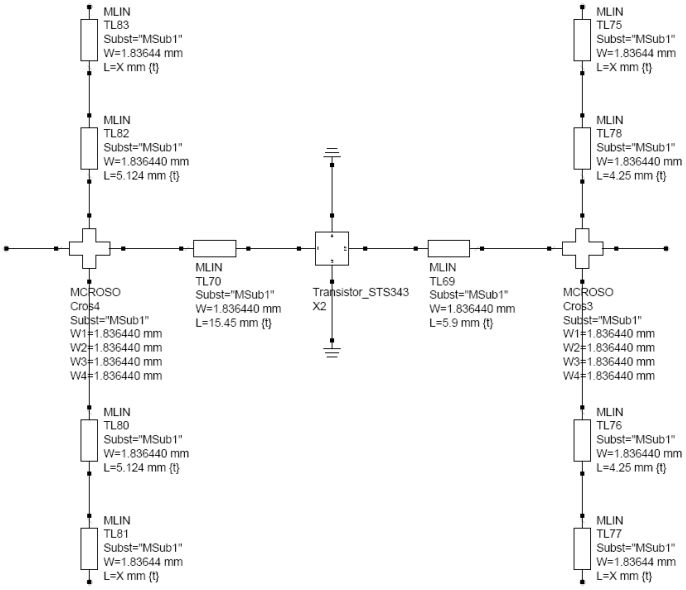


Figura 6.8: Malhas de adaptação do transístor.

A alimentação do dreno e da porta do transístor é feita com dois *RF chokes* implementados com recurso a linhas de transmissão de $\lambda/4$ de alta impedância. Um terceiro *choke* é utilizado para retirar a alimentação DC do circuito que é fornecida através do cabo coaxial.

6.3.2 Simulação

Os valores obtidos nas simulações são apresentados na Figura 6.9. O ganho do circuito é apresentado na Figura 6.9a enquanto os coeficientes de reflexão da entrada

e da saída são ilustrados na Figura 6.9b. Por fim, na Figura 6.9c é representado o factor de ruído. Todas as simulações foram feitas utilizando o modelo equivalente do ATF-38143 fornecido pelo fabricante.

Verifica-se pelos resultados das simulações as malhas de adaptação da entrada e da saída desenhadas permitem ao transístor operar com ganho elevado e com factor de ruído muito próximo do mínimo possível para o componente.

6.3.3 Caracterização

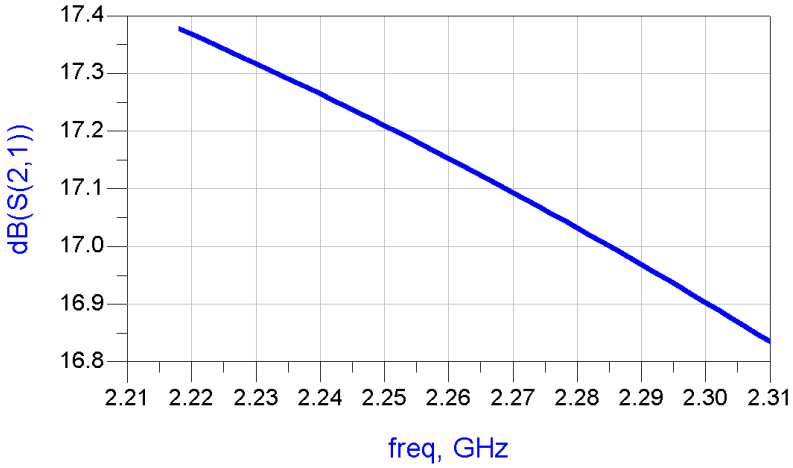
Na Figura 6.10 é possível ver o circuito final do LNA e na Figura 6.11 é apresentado o *layout* do circuito, onde pode ser visto em detalhe os *pads* para ligação das duas fontes do transístor à massa e os *chokes* através dos quais é aplicada a polarização do transístor.

Para caracterização do LNA foi utilizado um PNA *Agilent Technologies*, modelo E8363B, com uma potência de $-30\,\mathrm{dBmW}$.

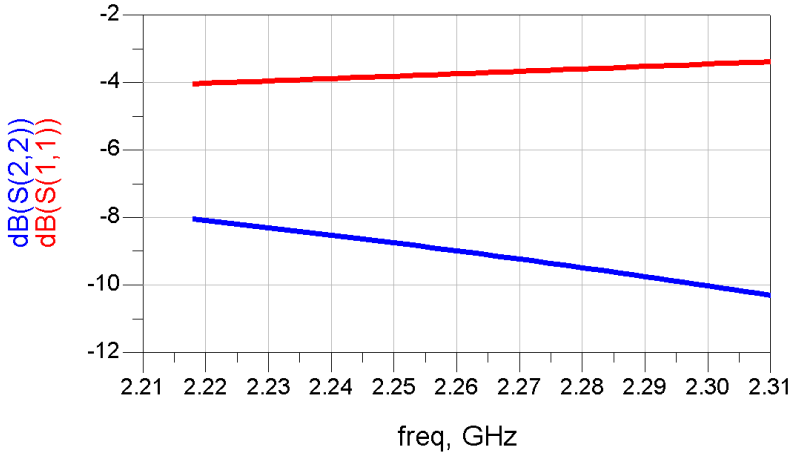
O ganho do circuito, representado pelo S_{21} está apresentado na Figura 6.12. Os coeficientes de reflexão na entrada e saída do circuito encontram-se muito próximos dos valores simulados. O ganho por sua vez é inferior ao simulado, estando entretanto dentro dos valores esperados. Esta diminuição do ganho está relacionada com as perdas nos dois conectores de interface e com a degeneração da fonte do transístor.

Uma vez que o processo de fabrico disponível não permite a criação de *vias* de ligação à massa directamente em baixo dos terminais do componente, é adicionada um pequena indutância à fonte do transístor que se reflecte numa diminuição do ganho. A degeneração da fonte tem por outro lado como efeito benéfico um ligeiro aumento da estabilidade do circuito [23].

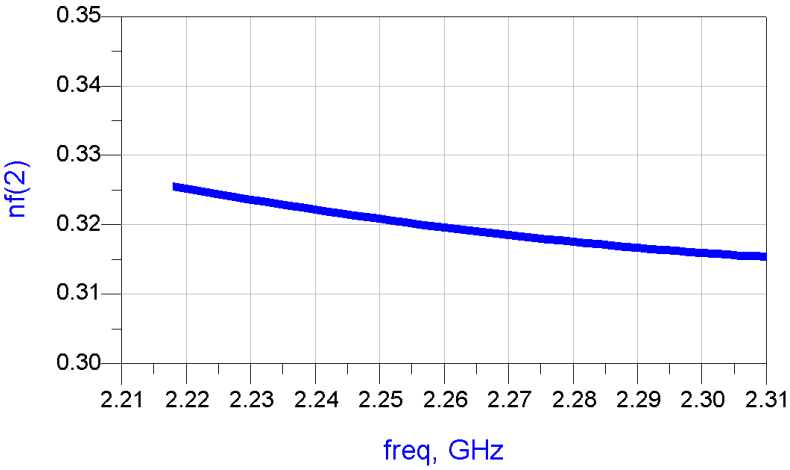
O factor de ruído foi medido utilizando uma fonte de ruído da *Agilent Technologies* modelo 346A. Trata-se de uma fonte de ruído calibrada de alta precisão, com ENR de 5 dB. Em conjunto com fonte de ruído foi utilizado um analisador de espectros *Agilent Technologies* modelo E4448A com *noise figure personality*. Esta funcionalidade do analisador de espectros determina de forma automática o factor de ruído através do método do *factor Y* [10]. Os resultado é apresentado na Figura 6.13.



(a) S_{21}



(b) S_{11} e S_{22}



(c) Factor de ruído

Figura 6.9: Parâmetros S do LNA obtidos nas simulações

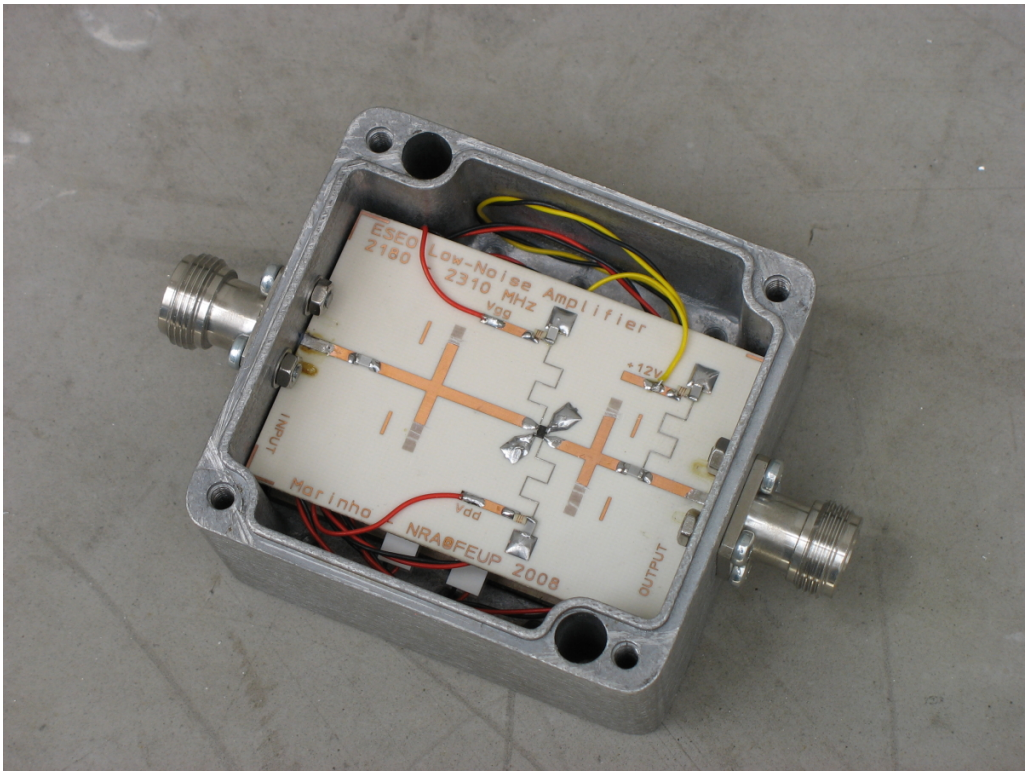


Figura 6.10: Imagem do amplificador de baixo ruído.

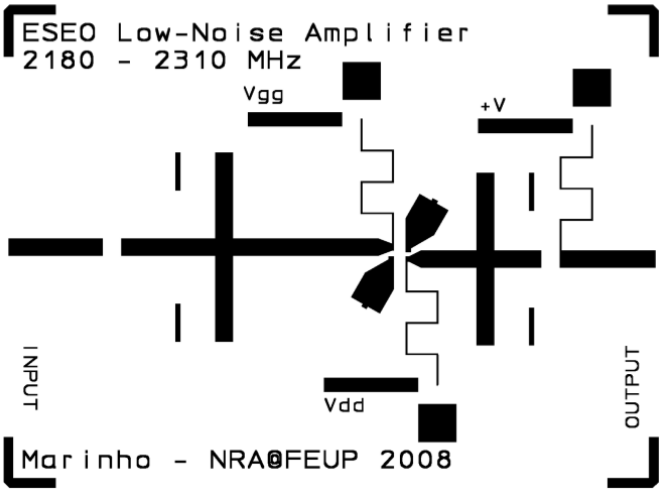
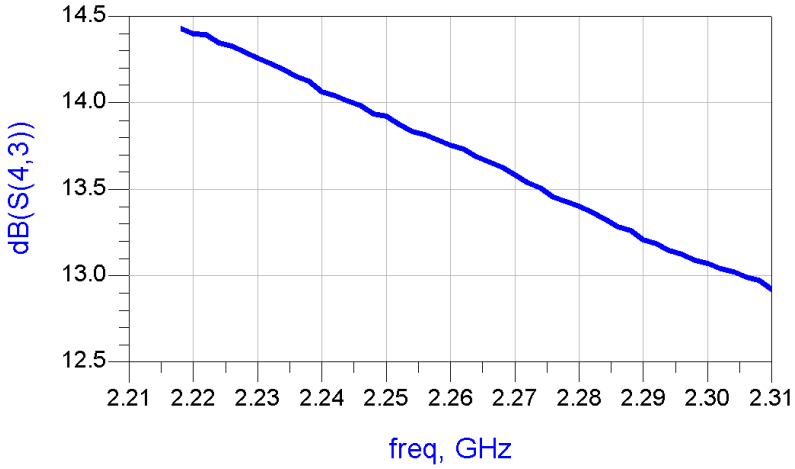
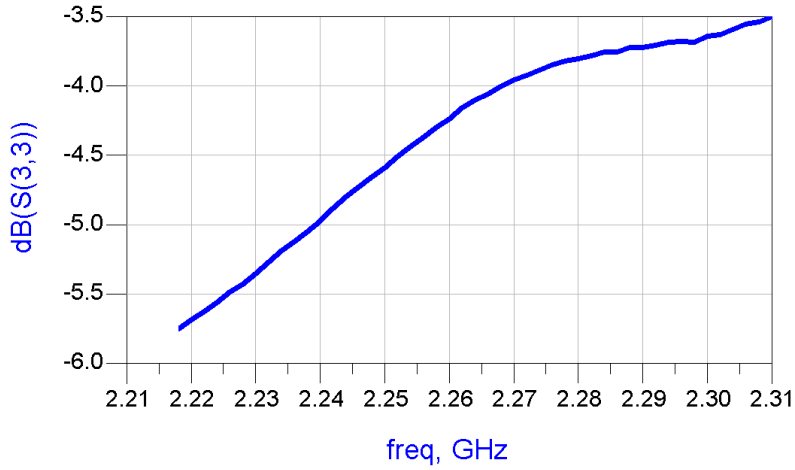


Figura 6.11: *Layout* do circuito do LNA

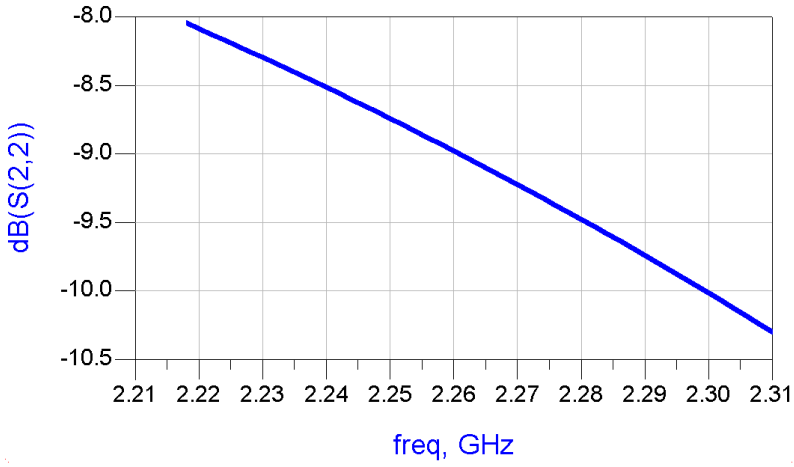
O valor do factor de ruído medido é bastante satisfatório, tendo um valor médio de 0,4 dB. O valor aqui obtido é ligeiramente acima do valor obtido nas simulações. Esta diferença está relacionada principalmente com as perdas no conector de interface com o circuito. A medição tem uma incerteza de aproximadamente 0,2 dB na banda utilizada.



(a) S_{21}



(b) S_{11}



(c) S_{22}

Figura 6.12: Parâmetros S do LNA medidos.

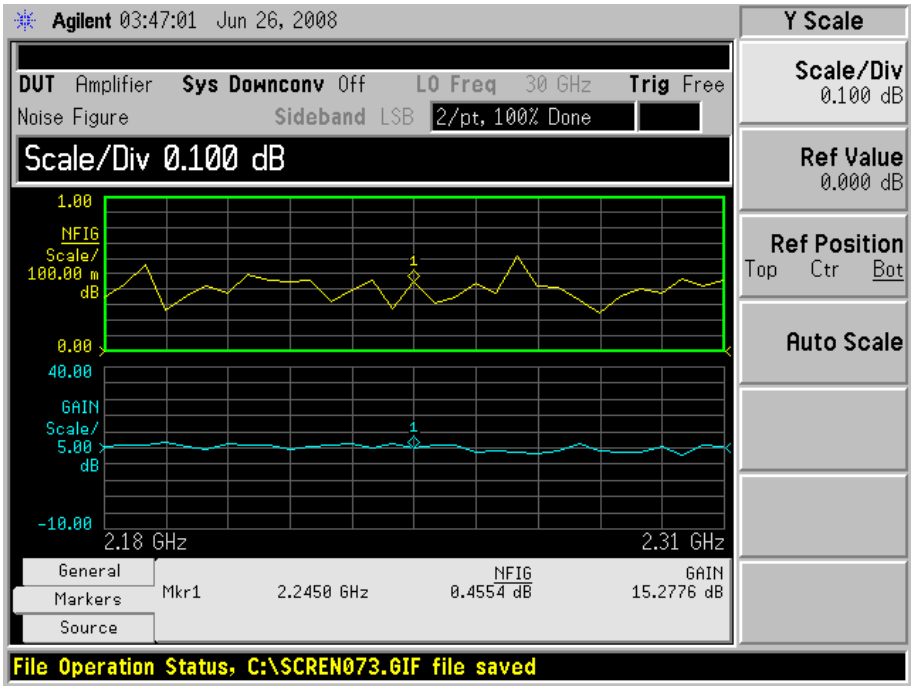


Figura 6.13: Factor de ruído medido

O ponto de compressão do ganho a 1 dB é de 0 dBmW, muito acima dos valores de potência que são esperados em operação, estimados na secção 4.3, garantindo o funcionamento do amplificador na região linear.

6.4 Pré-Amplificador

Como foi referido na secção 4.3, a potência disponível à saída da antena é de aproximadamente $-121{,}8$ dBmW durante o apogeu, tendo um valor muito inferior à potência mínima necessária para o *downconverter* operar adequadamente. Tendo em conta os valores de ganho do LNA, a potência disponível à saída do LNA será $-121{,}8 + 13 = -108{,}8$ dBmW. Este valor encontra-se ligeiramente abaixo do limiar de sensibilidade do *downconverter*, fazendo com que seja necessário outro bloco de amplificação no sistema.

O pré-amplificador tem como objectivo elevar o nível de potência do sinal à saída do LNA para valores que garantam o correcto funcionamento do *downconverter*. O pré-amplificador aqui apresentado foi desenhado de forma ter um ganho de pelo menos 20 dB de forma a evitar que o sistema opere constantemente no limiar da

sensibilidade, oferecendo assim uma margem de segurança razoável. Integrado a este módulo de amplificação está um filtro passa-banda, que tem como objectivo eliminar interferências provenientes de outros sistemas que operam em canais adjacentes.

6.4.1 Filtro Passa-Banda

O uso de filtros em sistemas de comunicações é fundamental para reduzir interferências provocadas por outros sistemas que operam em bandas adjacentes. Uma vez que o sistema de comunicação com o ESEO emprega uma modulação digital, o uso de filtros de Bessel (ou fase linear) torna-se necessário de forma a evitar a interferência interssimbólica provocada por outros tipos de filtro.

Como referido na secção 2.5, a ligação descendente do sistema de comunicações do ESEO operar na banda de frequências compreendida entre 2200 MHz e 2290 MHz. Nesta banda as fontes de interferência mais próximas são as redes sem fios *Wi-Fi*, que operam na banda 2400 MHz – 2450 MHz e a ligação ascendente do próprio sistema de comunicações do ESEO, que opera na banda 2025 MHz – 2110 MHz.

De forma a limitar interferências, o pré-amplificador tem integrado um filtro passa-banda de fase linear, desenhado utilizando o método *insertion loss*, descrito em detalhes em [24] e implementado com linhas acopladas recorrendo à técnica de construção em *microstrips*. Utiliza-se um filtro de fase linear já que o atraso de grupo não constante de outros tipos de filtro podem comprometer o desempenho de sistemas que operam com modulações digitais.

O pré-amplificador aqui apresentado é constituído por um filtro passa-banda de linhas acopladas e por dois andares de amplificação. Trata-se de dois MMICs, um à entrada e outro à saida do filtro, de forma a elevar para níveis convenientes o sinal recebido do amplificador de baixo ruído.

Este amplificador possui também internamente um *bias tee* nos terminais de entrada e de saída, permitindo que todo o sistema seja alimentado por 12 V DC através do cabo coaxial.

6.4.1.1 Desenho

A construção do filtro de linhas acopladas em *microstrips* permite sua perfeita integração directamente na placa de circuito impresso do pré-amplificador, reduzindo o número de componentes discretos necessários. O uso desta técnica permite também obter um filtro com especificações muito próximas das desejadas, uma vez que é possível obter secções ressonantes com uma gama de valores muito maior se comparada com a gama que pode ser obtida utilizando componentes discretos devido à tolerância destes, que pode chegar aos $\pm 10\%$ nos valores comerciais mais comuns.

A técnica de linhas acopladas faz uso de segmentos ressonantes de linhas de transmissão com comprimento de $\lambda/4$ na frequência central da banda de passagem do filtro [24].

Uma vez que a construção do filtro em linhas acopladas está sujeita aos erros e tolerâncias do processo fotográfico de fabrico das placas de circuito impresso, é adicionada uma margem de segurança de 20 MHz para cada lado. O filtro passa a ter uma banda de 2180 MHz – 2310 MHz.

A largura de banda percentual é dada por

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \\ &= \frac{2\pi \times 2310 \times 10^6 - 2\pi \times 2180 \times 10^6}{2\pi \times 2245 \times 10^6} \\ &= 5{,}79\% \end{aligned} \tag{6.43}$$

A ordem mínima do filtro é determinada a partir das especificações de atenuação desejada foram da banda de passagem. Neste caso, deseja-se uma atenuação mínima de 20 dB a partir de 2400 MHz. Assim, o filtro deve ser de ordem quatro ou superior ($N \geq 4$), de acordo com a Figura 8.26 de [24].

O processo de desenho do filtro tem início a partir das especificações de atenuação fora da banda de passagem determinadas anteriormente. Em seguida é determinado o protótipo passa-baixo normalizado, que pode ser obtido com auxílio de uma tabela com os coeficientes da função de transferência, disponível em [24]. Os coeficientes do protótipo passa-baixo são apresentados na Tabela 6.1. Por fim, de forma a determinar o equivalente passa-banda com elementos discretos, efectua-se uma escala

na frequência e impedância a partir do protótipo passa-baixo normalizado.

Uma vez que a implementação é feita directamente em linhas acopladas, o processo de escala na frequência e impedância a partir do protótipo passa-baixo para obtenção de um modelo com componentes discretos pode ser omitido [24]. Desta forma é apenas necessário determinar o valor da impedância característica dos modos pares e ímpares das secções ressonantes que compõe o filtro.

A determinação do valor da impedância característica dos modos pares e ímpares das secções ressonantes é feita a partir das expressões 6.44 e 6.45, que determinam o valor dos inversores de impedância e a impedância característica dos modos pares e ímpares das secções de linhas acopladas que o formam.

$$\begin{aligned} Z_0 J_1 &= \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g1}} \\ Z_0 J_n &= \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_{n-1}g_n}}, \qquad \text{n = 2, 3, ..., N} \\ Z_0 J_{N+1} &= \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_N g_{N+1}}} \end{aligned} \tag{6.44}$$

$$\begin{aligned} Z_{0e} &= Z_0[1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] \\ Z_{0o} &= Z_0[1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] \end{aligned} \tag{6.45}$$

onde
g_n = n-ésimo coeficiente do protótipo passa-baixo,
Δ = largura de banda percentual do filtro,
N = ordem do filtro, neste caso $N = 4$.

n	g_n	$Z_0 J_n$	Z_{0e}	Z_{0o}
1	1,0598	0,293024	68,94432	39,64196
2	0,5116	0,123581	56,94266	44,58456
3	0,3881	0,225570	63,82261	41,26558
4	0,1104	86,06860	37,51039	0,39293
5	1,0000	0,907883	136,6067	45,81843

Tabela 6.1: Coeficientes e impedâncias características do filtro passa-banda.

Com os valores de Z_{0e} e Z_{0o} obtém-se facilmente o valor do coeficiente de acoplamento destas secções, que por sua vez determina a distância entre os elementos

ressonantes [24]. A ferramenta *LineCalc* do ADS foi utilizada para esta finalidade. Além de determinar automaticamente a distância entre elementos, o *LineCalc* permite actualizar estes valores automaticamente no *workspace*, facilitando o processo de desenho e simulação do filtro.

O esquema eléctrico com linhas acopladas obtido é apresentado na Figura 6.14.

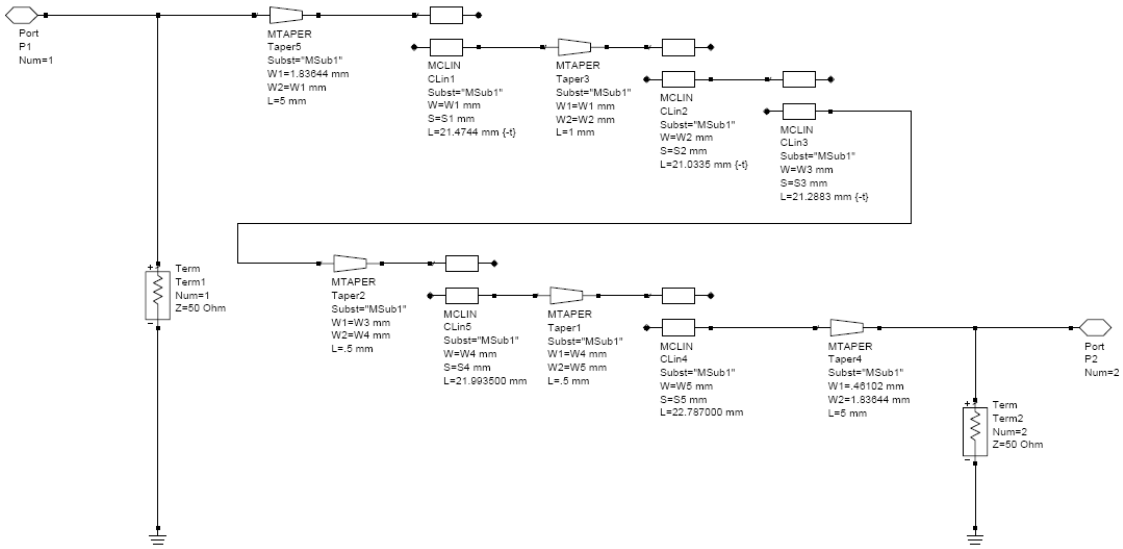


Figura 6.14: Esquema eléctrico do filtro de linhas acopladas.

6.4.1.2 Caracterização

O protótipo do filtro é apresentado na Figura 6.15. A caracterização dos *parâmetros S* do filtro foi feita utilizando um PNA da *Agilent Technologies*, modelo E8363B. Na Figura 6.16a é apresentado o gráfico do S_{21} do protótipo.

Verifica-se pelos resultados obtidos que as perdas de inserção são bastante baixas. A Figura 6.16b apresenta por sua vez o S_{11} e S_{22}, demonstrando uma excelente adaptação de impedâncias da entrada e da saída.

A implementação do protótipo foi feita num substrato *Rogers 2003C*, o mesmo utilizado para o LNA.

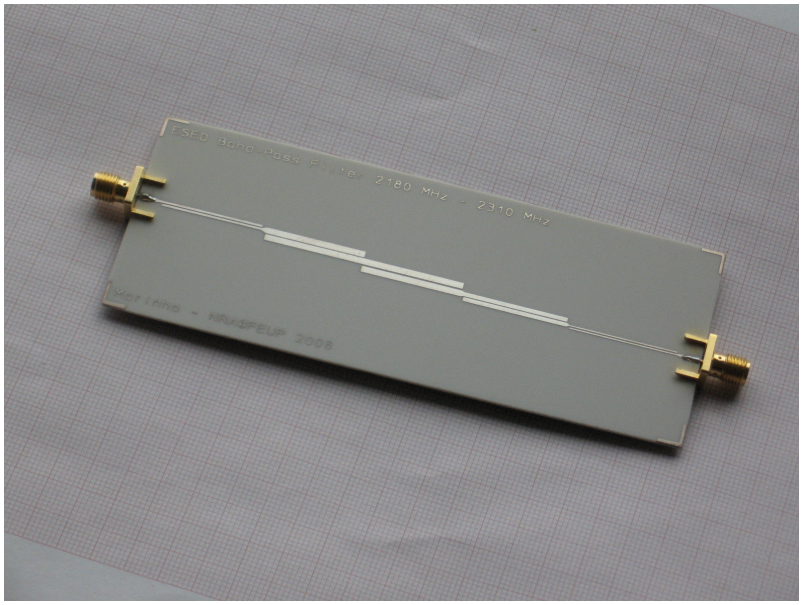


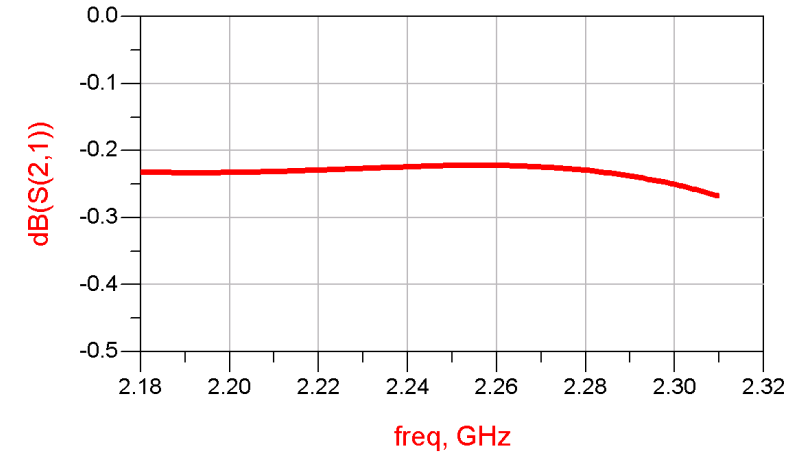
Figura 6.15: Imagem do protótipo do filtro passa-banda.

6.4.2 Andares de Amplificação

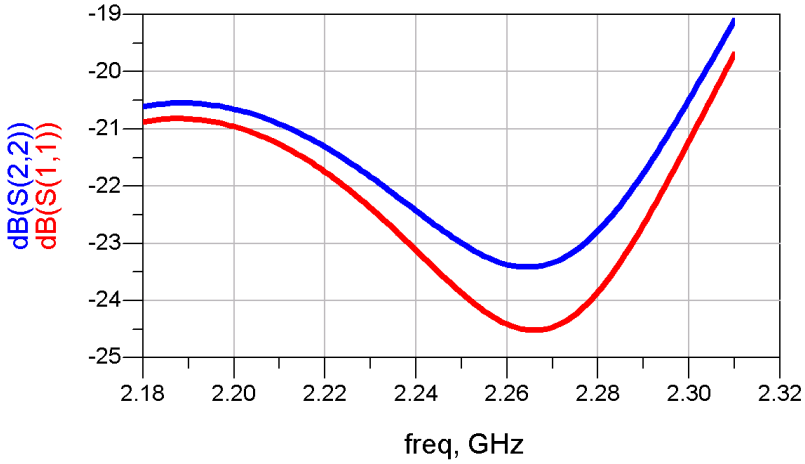
Para os dois andares de amplificação foi escolhido o BGA2012. Trata-se de um amplificador MMIC de elevada linearidade fabricado pela NXP que apresenta também um baixo factor de ruído e um bom ganho de potência. Além disso, é incondicionalmente estável na gama de frequências desejada, facilitando o sua utilização nesta aplicação específica. O BGA2012 tem uma ganho anunciado de 13 dB e um factor de ruído inferior a 1,8 dB, com coeficientes de reflexão na entrada e na saída abaixo de −10 dB.

Por não se tratar de uma banda de frequências de uso comercial, há uma grande escassez de componentes activos, especialmente módulos amplificadores e misturadores, de baixo custo e fácil acesso para utilização a estas frequências. O BGA2012 é destinado para utilização no *RF front-end* de equipamentos de comunicação sem fios, numa gama de frequências de 1900 MHz até os 3000 MHz. A vantagem da utilização de um MMIC como BGA2012 advém do facto de tanto a entrada como a saída do circuito integrado serem pré-adaptadas para 50Ω, eliminando previamente a necessidade de quaisquer malhas de adaptação de impedâncias. O circuito para aplicação típica do BGA2012 é apresentado na Figura 6.17.

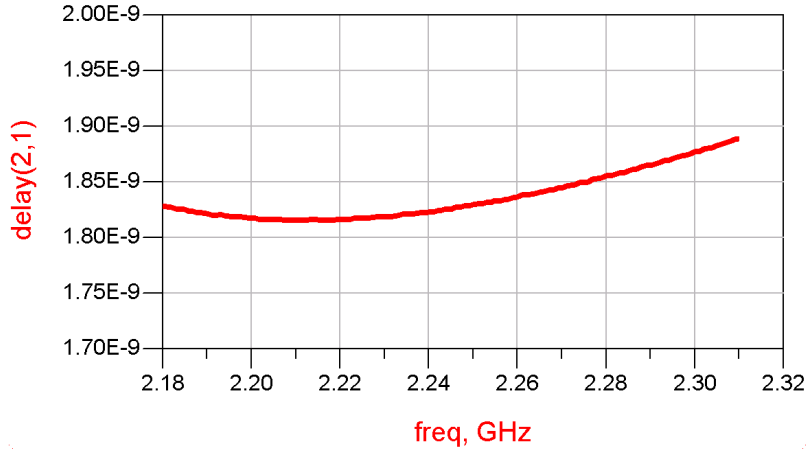
Na Figura 6.18 é ilustrada a arquitectura escolhida para pré-amplificador, tendo um andar de amplificação à entrada seguido pelo filtro. Um segundo andar de



(a) S_{21}



(b) S_{11} e S_{22}



(c) Atraso de grupo

Figura 6.16: Parâmetros S do protótipo do filtro passa-banda.

amplificação é ligado à saída do filtro. Os dois MMIC em conjunto conferem ao

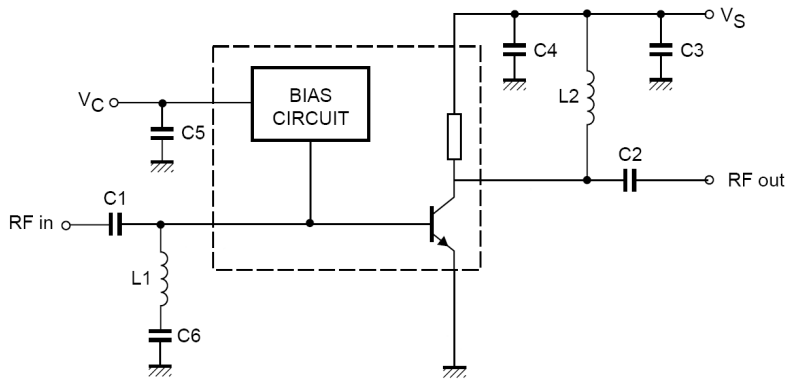


Figura 6.17: Circuito de aplicação típica do BGA2012.

pré-amplificador um ganho superior aos 20 dB necessários.

Figura 6.18: Diagrama de blocos do pré-amplificador.

6.4.3 Simulação

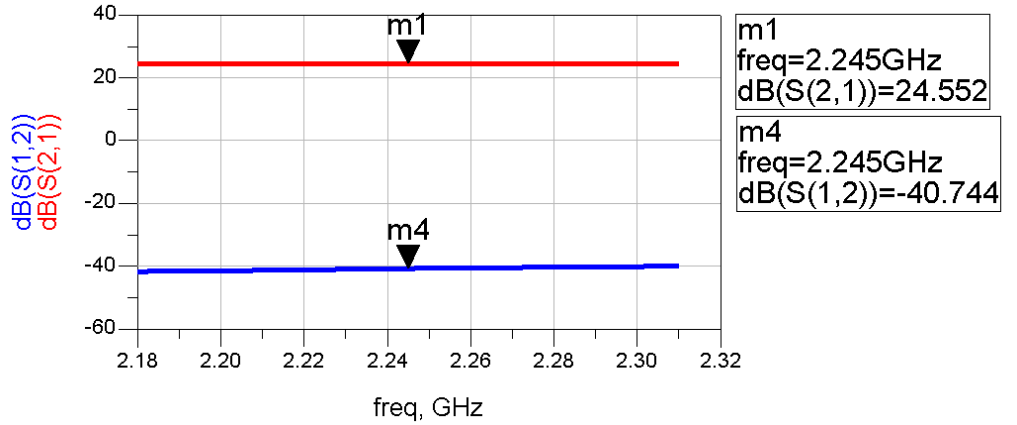
Os resultados obtidos nas simulações para o S_{21} e S_{11}/S_{22} são apresentados nas Figuras 6.19a e 6.19b.

Os resultados demonstram que tanto o ganho como os coeficientes de reflexão do circuito estão dentro dos valores esperados tendo em conta os dados fornecidos pelo fabricante do MMIC.

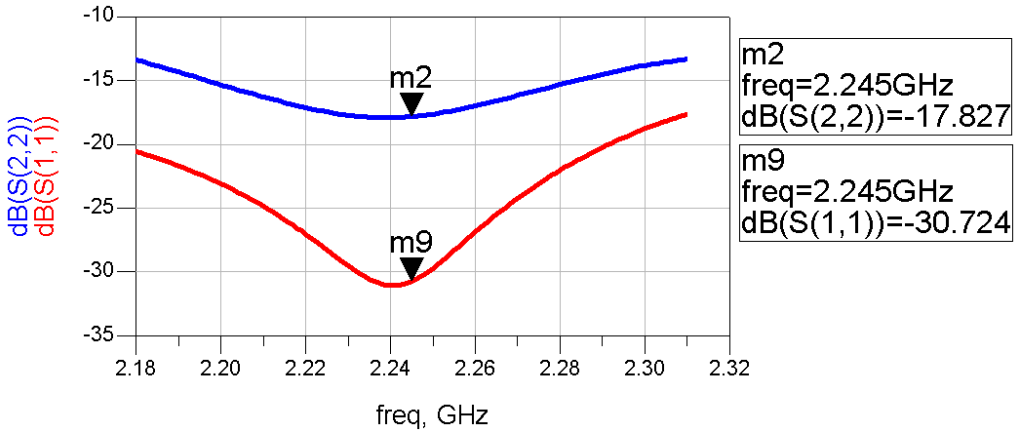
6.4.4 Caracterização

Na Figura 6.20 é apresentado o pré-amplificador na sua versão final.

A caracterização dos parâmetros S do pré-amplificador foi feita com recurso a um PNA da *Agilent Technologies* modelo E8363B, com uma potência de -30 dBmW. O ponto de compressão do ganho a 1 dB medido é de 0 dBmW.



(a) S_{21}



(b) S_{11} e S_{22}

Figura 6.19: Resultados das simulações para o pré-amplificador.

Os resultados anteriores demonstram que o pré-amplificador implementado cumpre os objectivos estabelecidos.

Na Figura 6.22 está ilustrado o ganho total do LNA seguido do pré-amplificador para uma potência de entrada de -90 dBmW.

Uma vez que não foi possível determinar o factor de ruído do pré-amplificador por limitações de disponibilidade do equipamento, seu factor de ruído pode ser estimado a partir dos dados fornecidos pelo fabricante do MMIC e dos dados obtidos a partir

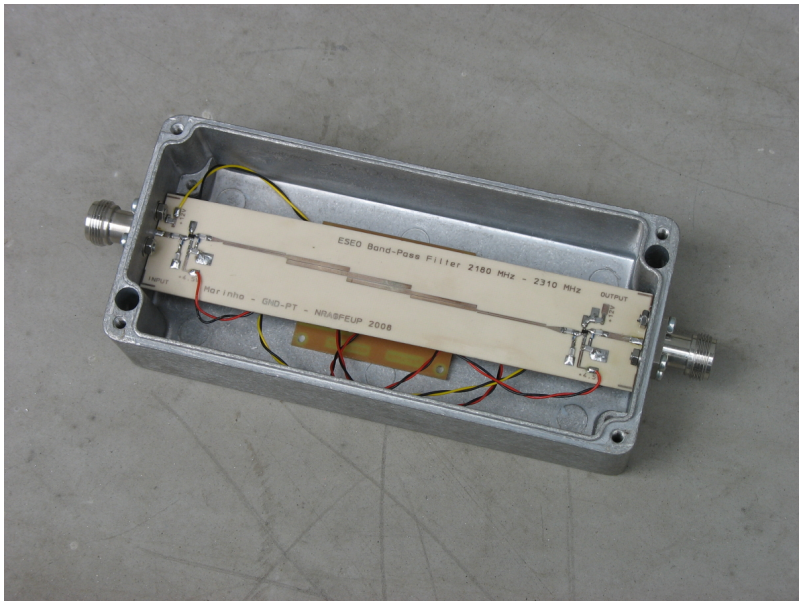


Figura 6.20: Imagem do pré-amplificador com filtro integrado.

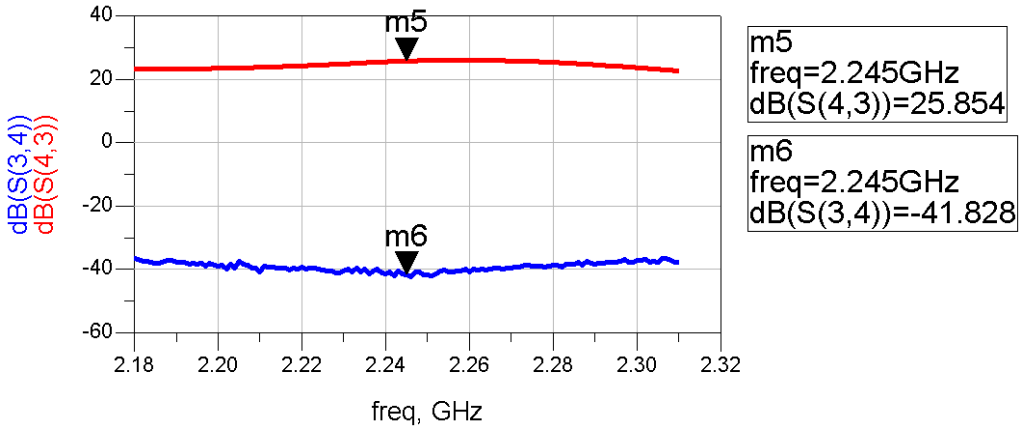
do protótipo do filtro, sendo

$$\begin{aligned} F_{PRE} &= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \\ &= 1{,}51 + \frac{1{,}26 - 1}{20} + \frac{1{,}51 - 1}{20 \times 0{,}8} \\ &= 1{,}55 \Rightarrow 1{,}91\,\text{dB} \end{aligned} \tag{6.46}$$

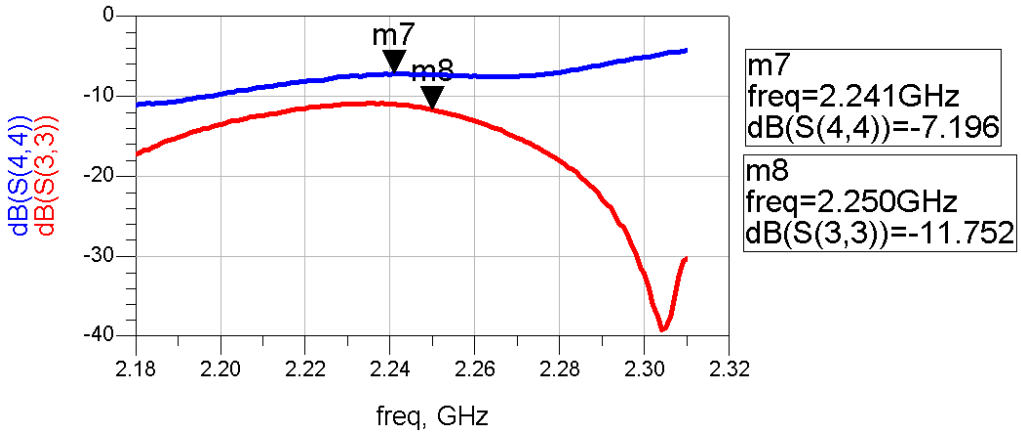
onde
F_1 = factor de ruído do MMIC de entrada,
F_2 = factor de ruído do filtro passa-banda,
F_3 = factor de ruído do MMIC de saída.

Com base nos resultados anteriores, é possível então determinar o factor de ruído total do *RF front-end* como sendo

$$\begin{aligned} NF &= F_{LNA} + \frac{F_{PRE} - 1}{G_{LNA}} \\ &= 1{,}1 + \frac{1{,}55 - 1}{20} \\ &= 1{,}1275 \Rightarrow 0{,}52\,\text{dB} \end{aligned} \tag{6.47}$$



(a) S_{21}



(b) S_{11} e S_{22}

Figura 6.21: Resultados da caracterização do pré-amplificador.

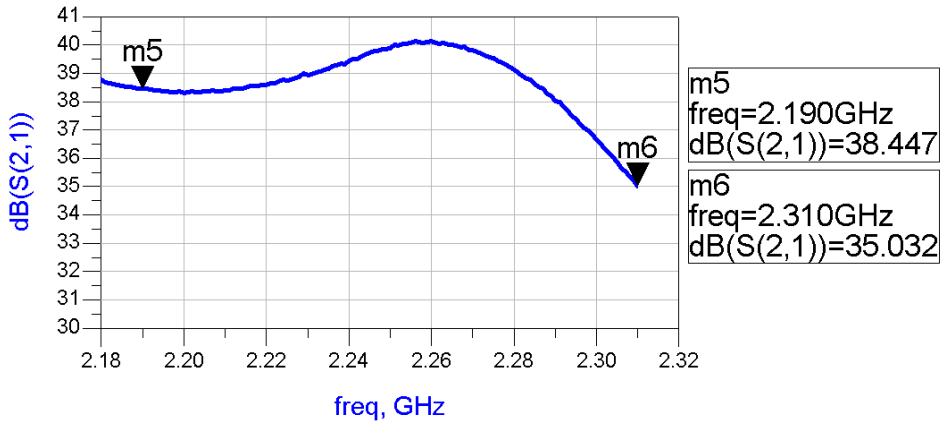


Figura 6.22: Ganho conjunto do LNA e pré-amplificador.

O que corresponde a uma temperatura equivalente de ruído de

$$\begin{aligned} T_e &= 290(1{,}1275 - 1) \\ &= 37\,\mathrm{K} \end{aligned} \tag{6.48}$$

Considerando ainda o pior caso típico para a temperatura equivalente de ruído da antena, ou seja, uma temperatura $T_A = 290\,\mathrm{K}$ que corresponde à temperatura de ruído típica do horizonte, o factor de mérito do sistema de recepção G/T pode ser estimado em

$$\begin{aligned} \frac{G}{T} &= 33{,}8 + 13 + 23 - 3 - 10\log(290 + 37)\ (\mathrm{dB}) \\ &= 46{,}7\,\mathrm{dB\,K^{-1}} \end{aligned} \tag{6.49}$$

Este valor encontra-se acima do valor mínimo de $22\,\mathrm{dB\,K^{-1}}$ determinado na secção 4.4, demonstrando que o sistema de recepção opera com uma excelente margem de segurança do ponto de vista de SNR.

6.5 Sumário

Neste capítulo foram abordados os conceitos fundamentais do desenho de amplificadores com recurso aos parâmetros S e analisado o desenho do LNA e do pré-amplificador. Na secção 6.2 foi feita uma breve revisão dos conceitos relacionados com o desenho de amplificadores com recurso aos parâmetros S. Em seguida, na secção 6.3 foi apresentado o desenho do LNA, onde os resultados das simulações e caracterização comprovaram que os objectivos foram atingidos. Na secção 6.4 foi analisado o desenho e caracterização do pré-amplificador em conjunto com o desenho e simulação do filtro passa-banda. Por fim foi também determinado o G/T do sistema de recepção, verificando que os objectivos definidos para este parâmetro foram alcançados.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

De acordo com os resultados apresentados no decorrer do documento, fica claro que todos os objectivos estabelecidos para o trabalho aqui proposto foram satisfeitos.

O sistema de recepção desenhado para a estação de controlo tem um factor de mérito de 46,7 dB K^{-1}, ultrapassando o valor mínimo estimado na análise da ligação descendente feita na secção 4.3 e podendo ser classificado como um sistema de muito alta sensibilidade [27] e [26] na gama de frequências em questão.

Por ser tratarem de temas de grande interesse do autor, é intenção deste prosseguir com o estudo e com projectos nesta área. No que diz respeito ao trabalho aqui apresentado, é intenção do autor prosseguir com projecto e construção da estação de controlo, nomeadamente com o desenvolvimento de um *upconverter* e de um pré-amplificador de potência. Estes dois sub-sistemas precedem o amplificador de potência da cadeia de transmissão e são elementos importantes do sistema de comunicações.

Além de sua utilização na estação de controlo, os componentes desenvolvidos e aqui apresentados podem ser utilizados com poucas ou nenhumas alterações em outras aplicações, nomeadamente em ambiente académico, em experiências e no estudo de sistemas de radiocomunicações.

Apêndice A

Esquemas Eléctricos do Amplificador de Baixo Ruído

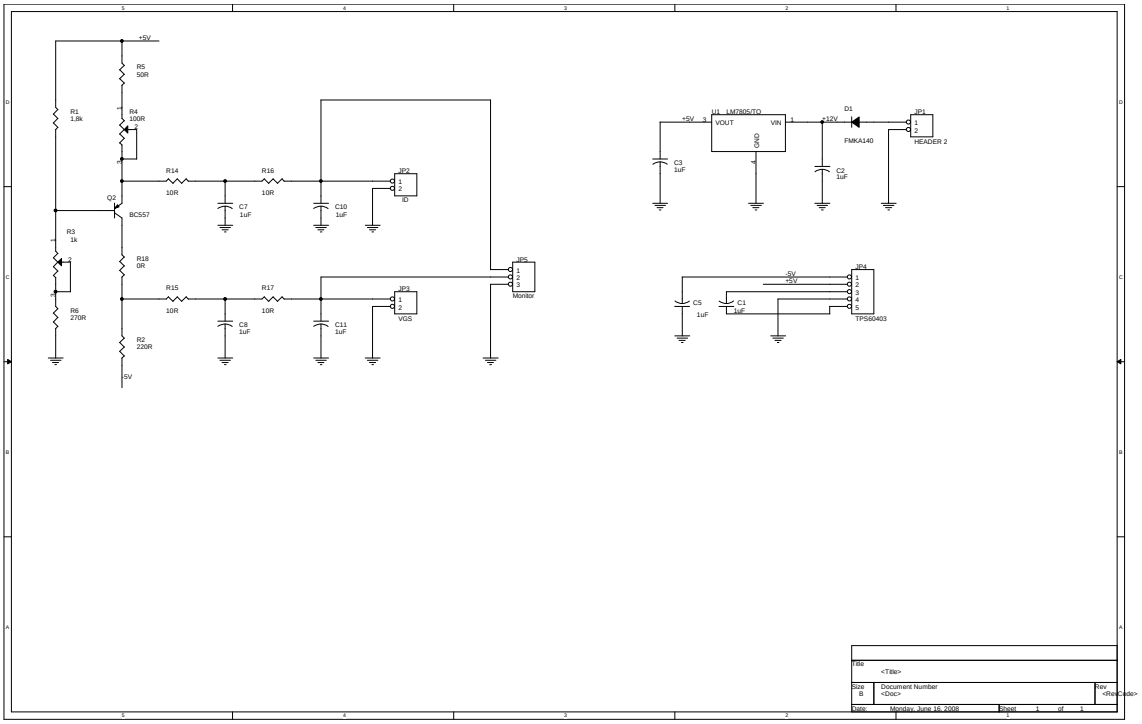


Figura A.1: Fonte de alimentação e controlo da polarização.

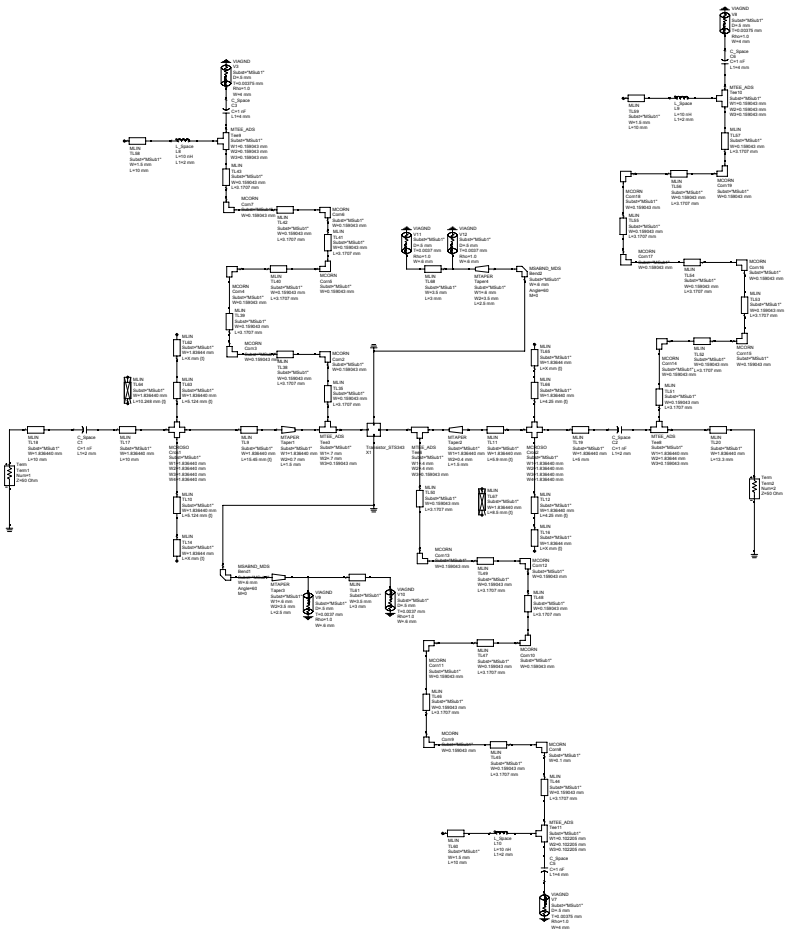


Figura A.2: Esquema eléctrico do amplificador de baixo ruído.

Apêndice B

Esquemas Eléctricos do Pré-Amplificador com Filtro Integrado

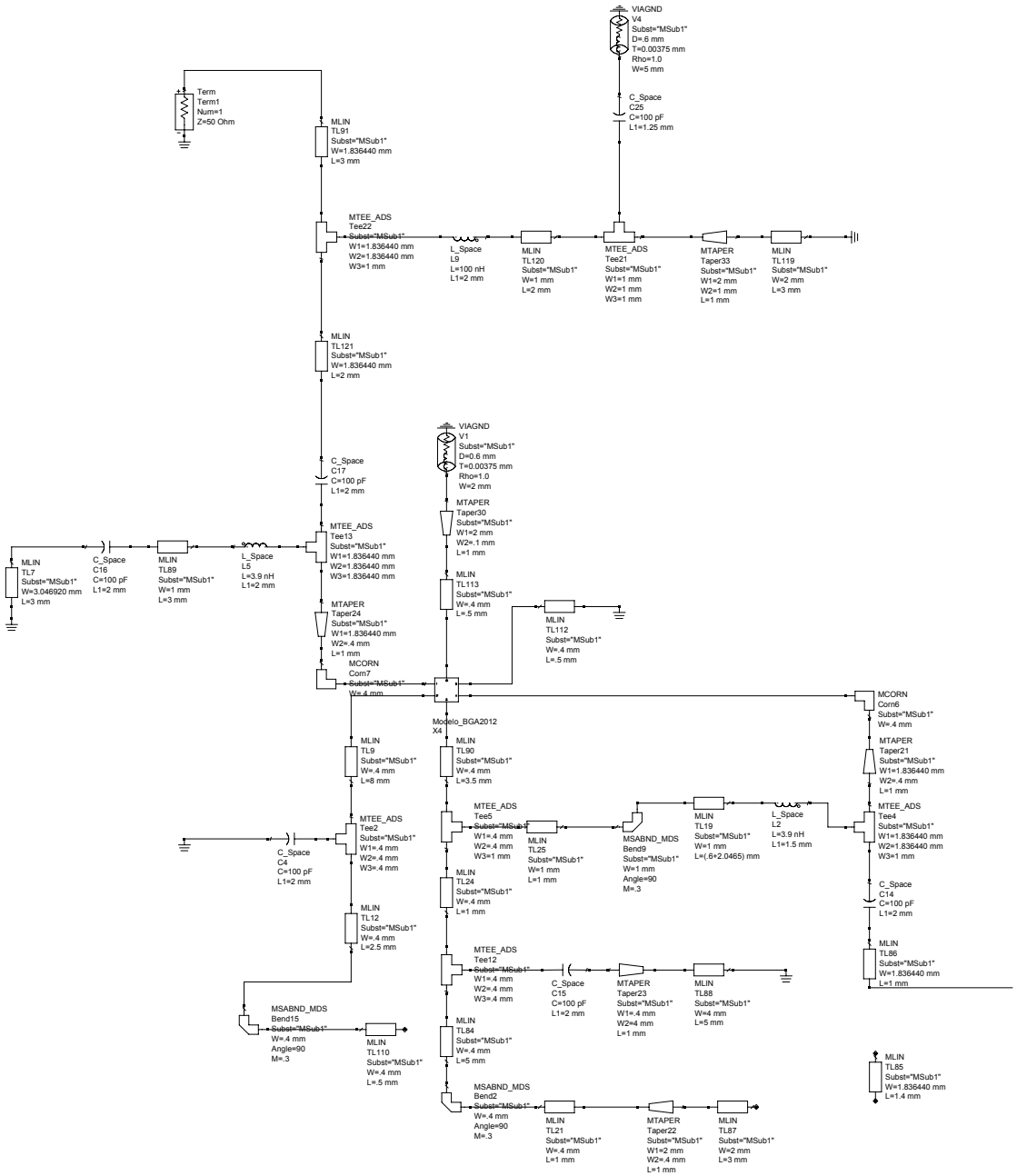


Figura B.1: Andar de entrada.

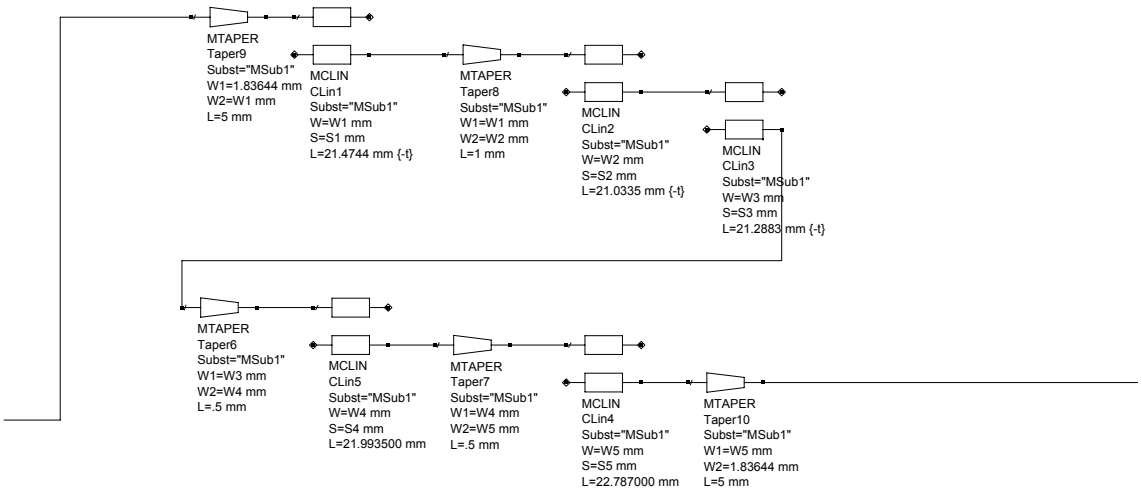


Figura B.2: Filtro passa-banda.

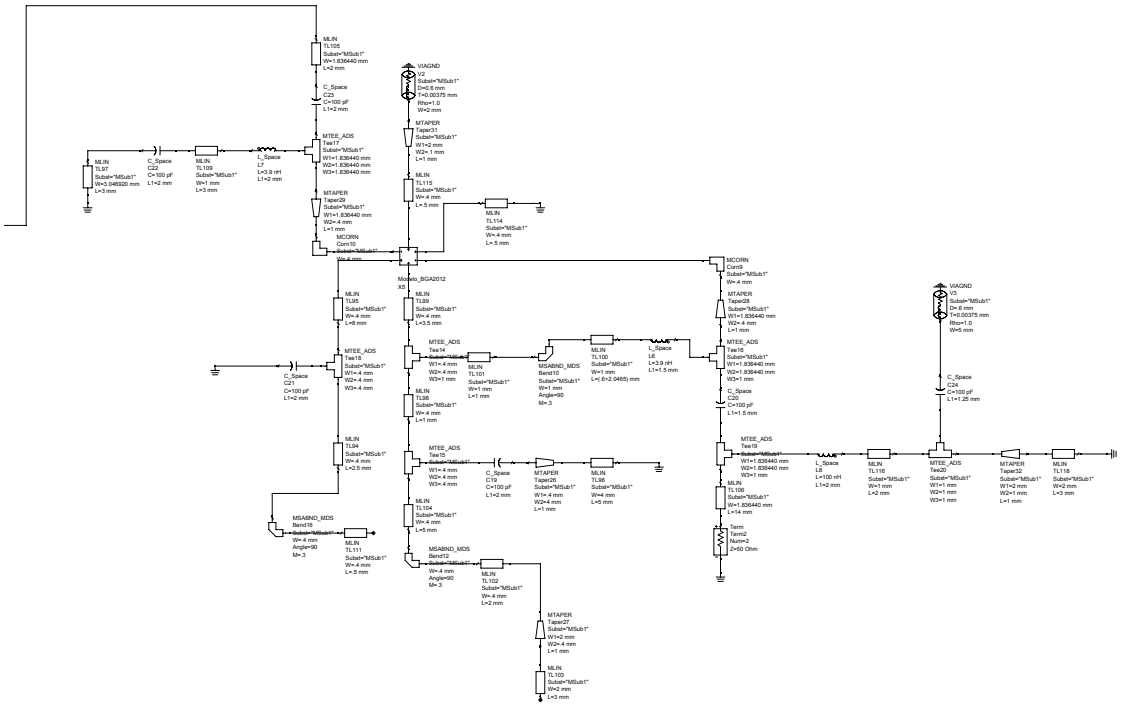


Figura B.3: Andar de saída.

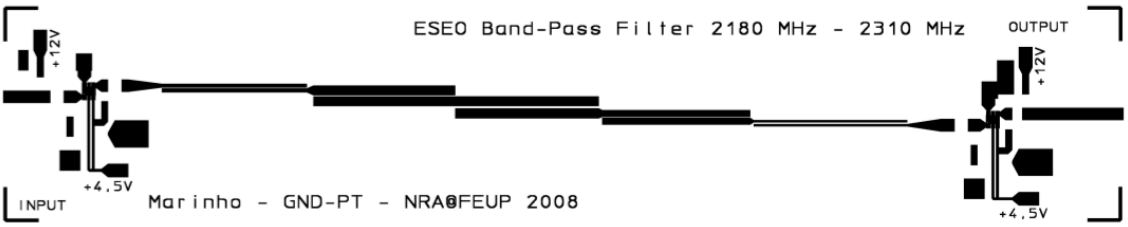
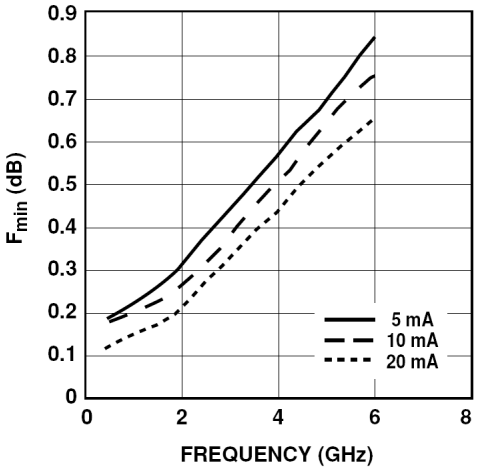


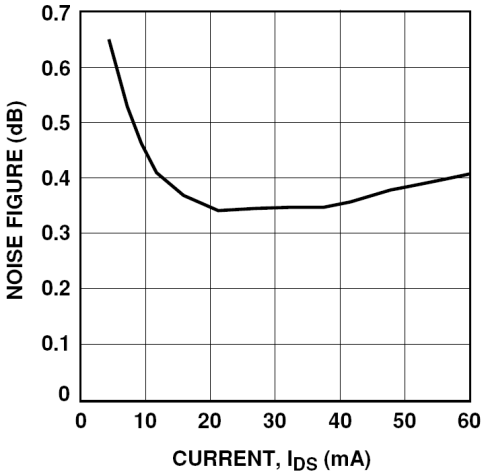
Figura B.4: *Layout* da placa de circuito impresso.

Apêndice C

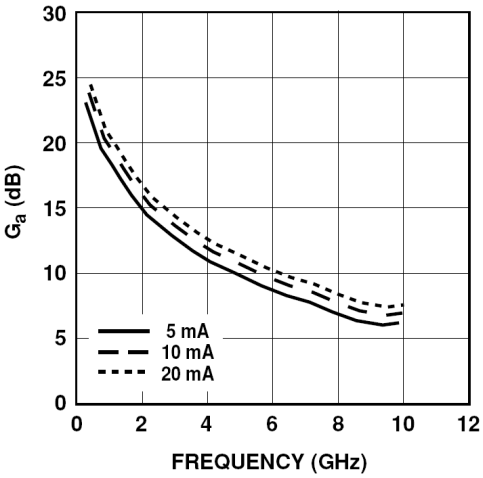
Características do ATF-38143



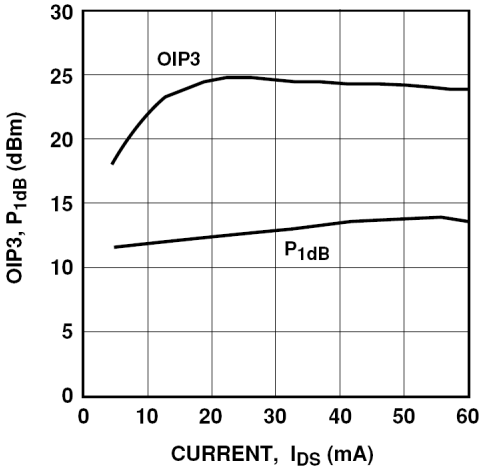
(a) F_{min}



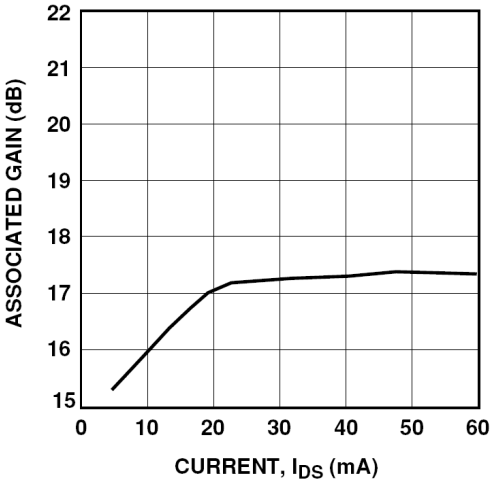
(b) F



(c) Ganho em função da frequência



(d) $P_{1\,dB}$ e $OIP3$



(e) em função de I_{DS}

Figura C.1: Características do ATF–38143 para $V_{DS} = 2\,\mathrm{V}$

Apêndice D

Modelo de Simulação do ATF-38143

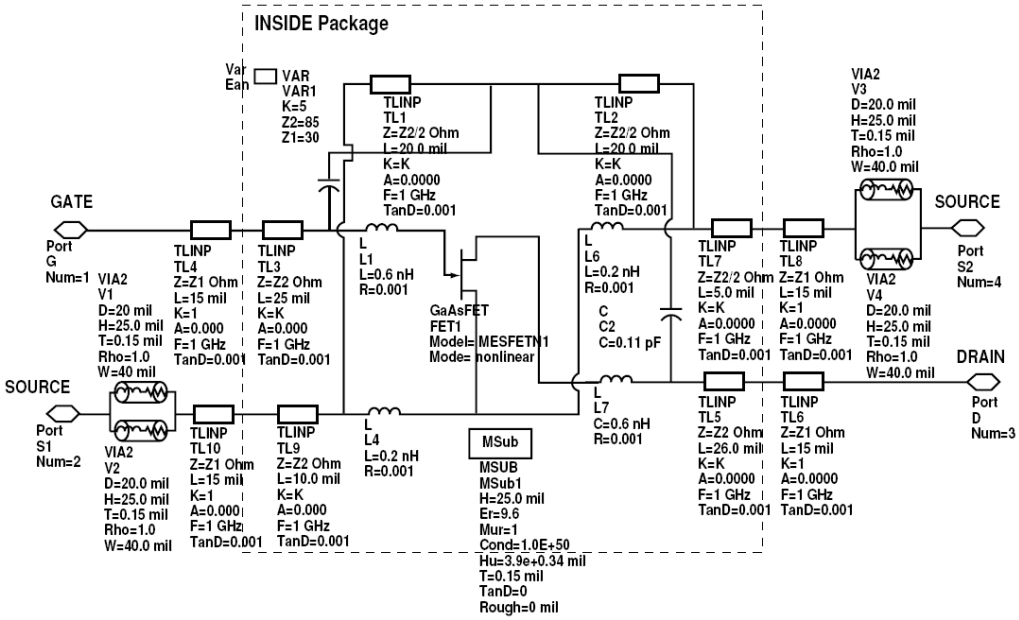


Figura D.1: Modelo de simulação do ATF–38143

Bibliografia

[1] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design.* John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1997.

[2] M. Chen and G. Tsandoulas. A wide-band square-waveguide array polarizer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 21(3):389–391, 1973.

[3] G. Maral and M. Bousquet. *Satellite Communications Systems.* Chichester, England and New York, Wiley-Interscience, 1986., 1986.

[4] R. Shishko, R. Aster, and R.C. Cassingham. *NASA Systems Engineering Handbook.* National Aeronautics and Space Administration, 1995.

[5] W.J. Larson and J.R. Wertz. *Space Mission Analysis and Design.* Microcosm, Inc., Torrance, CA, 1992.

[6] P.W. Fortescue and G. Swinerd. *Spacecraft Systems Engineering.* John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 2003.

[7] Communications Team. ESEO Phase B COMM-PL Hardware Design Justification, 2007.

[8] Porto Groundstation Team. ESEO Phase B GND-PT Technical Hardware Description, 2007.

[9] SS Haykin. *Communication Systems.* John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1983.

[10] D.M. Pozar. *Microwave and RF Design of Wireless Systems.* John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 2000.

[11] J.D. Kraus and R.J. Marhefka. *Antennas for All Applications.* John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1998.

[12] IEEE Standard for Application and Management of the Systems Engineering Process. 2005.

[13] HT Friis. A Note on a Simple Transmission Formula. *Proceedings of the IRE*, 34(5):254–256, 1946.

[14] Roger L. Freeman. *Radio System Design for Telecommunications.* John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1997.

[15] Roger L. Freeman. *Radio System Design for Telecommunications (1-100 GHz).* John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1987.

[16] S. Silver. *Microwave Antenna Theory and Design.* Iet, 1949.

[17] J.C. Slater. *Microwave Transmission.* McGraw-Hill New York, 1942.

[18] WL Stutzman. Estimating directivity and gain of antennas. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 40(4):7–11, 1998.

[19] (IEEE Std 149-1979). *IEEE Standard Test Procedures for Antennas.* IEEE, (New York: IEEE, 1979).

[20] WH Kummer and ES Gillespie. Antenna measurements – 1978. *Proceedings of the IEEE*, 66(4):483–507, 1978.

[21] BY Toh, R. Cahill, and VF Fusco. Understanding and measuring circular polarization. *IEEE Transactions on Education*, 46(3):313–318, 2003.

[22] G.L. Ragan. *Microwave Transmission Circuits.* Boston Technical Publishers, 1964.

[23] G. Gonzalez. *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design.* Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.

[24] D.M. Pozar et al. *Microwave Engineering.* John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1998.

[25] AN Agilent. 154–S-parameter design. *Agilent Technologies.*

[26] C.D. Edwards Jr, C.T. Stelzried, L.J. Deutsch, and L. Swanson. NASA's Deep-Space Telecommunications Road Map. *The Telecommunications and Mission Operations Progress Report 42-136, October – December 1998.*

[27] J. Javier Bautista. *Low-Noise Systems in the Deep Space Network.* NASA Deep Space Communications and Navigation Series, 2005.