

VITOR TEIXEIRA KLINGELFUS

Estudo de interferência eletromagnética de radiofrequência entre sistemas de comunicação na faixa de micro-ondas a bordo de um submarino

São Paulo

2019

VITOR TEIXEIRA KLINGELFUS

Estudo de interferência eletromagnética de radiofrequência entre sistemas de comunicação na faixa de micro-ondas a bordo de um submarino

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências

São Paulo
2019

VITOR TEIXEIRA KLINGELFUS

Estudo de interferência eletromagnética de radiofrequência entre sistemas de comunicação na faixa de micro-ondas a bordo de um submarino

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências

Área de Concentração: Microeletrônica

Orientadora: Profa. Dra. Ariana Maria da Conceição Lacorte Caniato Serrano

São Paulo
2019

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Teixeira Klingelfus, Vitor

Estudo de interferência eletromagnética de radiofrequência entre sistemas de comunicação na faixa de micro-ondas a bordo de um submarino / V. Teixeira Klingelfus -- versão corr. -- São Paulo, 2019.

110 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Circuitos de micro-ondas 2.Interferência eletromagnética
I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

Dedico este trabalho à minha
família, amigos e àqueles que tentam
mudar o mundo com sua fé e
coragem.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente à Deus por permitir essa jornada de tanto aprendizado e experiências maravilhosas, e por nos iluminar com suas bênçãos infinitas.

À minha orientadora Profa. Dra. Ariana Maria da Conceição Lacorte Caniato Serrano pelos valiosos ensinamentos, amizade, liderança, paciência e parceria de todas as horas.

À minha esposa Helga Campos de Azevedo Guimarães, pelo amor e suporte incondicional nas horas mais difíceis com palavras de persistência e inspiração.

À minha família pelos valores ensinados e amor de todas as horas.

Aos meus chefes Capitão de Fragata Osmar Conceição Junior e Capitão de Corveta Wagner Bruno Viana de França pela liderança, confiança e amizade durante essa jornada.

Ao Prof. Dr. Gustavo Pamplona Rehder pela amizade e apoio no mestrado.

Aos doutorandos Ricardo Caranicola Caleffo e Leonardo Amorese Gallo Gomes pela forte amizade e precioso apoio.

Aos técnicos do Laboratório de Microeletrônica (LME) da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP) Jair Pereira de Souza e Ana Rita Pereira Dos Santos pela ajuda na confecção de circuitos.

À Marinha do Brasil, nobre instituição que me inspira a servir e fazer o meu melhor todos os dias.

À Escola Politécnica da USP pela sólida formação acadêmica e científica.

À Universidade Federal do Paraná pela formação profissional e acadêmica da graduação, essencial à minha jornada.

“Aprendi desde menino que
tudo na vida a gente consegue
com luta e dignidade:
correr com as pernas,
aguentar com o coração,
vencer com a cabeça...”
(Vanderlei Cordeiro de Lima)

RESUMO

Um navio de guerra é considerado uma plataforma complexa no que tange o projeto de sistemas de comunicação RF, uma vez que diversos desempenhos devem ser considerados para sua adequada integração à mesma. Dentre eles está o controle da interferência de radiofrequência conhecida como *co-site interference*, causada primariamente pela alta potência radiada de alguns sistemas emissores em relativa proximidade física entre antenas à sistemas receptores de considerável sensibilidade. É o caso do sistema de comunicação civil satelital Inmarsat FB e do receptor GPS civil marítimo, os quais são encontrados em diversos navios mercantes e de guerra e têm frequências de operação próximas.

Logo, esta dissertação foca na modelagem e estudo da interferência de radiofrequência entre um emissor Inmarsat FB civil em 1627 MHz (perturbador) e um sistema receptor GPS marítimo (vítima) em 1575 MHz, com suas respectivas antenas em proximidade física a bordo de um submarino; neste estudo, o classe Los Angeles original SSN-688. Adicionalmente, este estudo projeta mitigações para controlar e prevenir tal interferência.

A metodologia proposta consiste na determinação do “caminho da interferência” por meio de simulação eletromagnética 3D da isolação eletromagnética entre as antenas perturbadora e perturbada em diferentes hipóteses de alocação nos mastros do SSN-688; caracterização dos efeitos da RFI causados pelo sinal interferente na recepção do sinal desejado, utilizando modelo de circuito cabeça de RF de um receptor típico GPS marítimo em avançado simulador de circuitos incluindo suas respectivas não-linearidades; e na proposta, projeto, e fabricação de mitigações adequadas: neste estudo pré-filtros de micro-ondas em tecnologia planar de microfita.

O desempenho dos pré-filtros fabricados é comparado com a simulação e com os requisitos de projeto, de maneira a adequadamente mitigar e controlar a interferência.

Palavras-chave: Interferência eletromagnética de radiofrequência. Submarinos. Não-linearidades. Filtros de micro-ondas. Tecnologia planar de microfita.

ABSTRACT

A war ship is considered a complex environment when it comes to the design of RF communication systems, since several performances must be considered for their integration into the platform. Among them is the control of co-site interference, mainly caused by high power transmitters co-located with sensitive receivers on an antenna to antenna limited space environment, such as on a submarine. It is the case of civilian Inmarsat FB satellite communication and maritime GPS systems, which are both typically encountered on several war and merchant ships and share close frequency bands. Therefore, this dissertation focuses on modelling and studying the RF interference between a civilian Inmarsat FB emitter on 1627 MHz (culprit) and a GPS maritime receiving system on 1575 MHz (victim) on close antennas proximity onboard a submarine: in this study the US Navy retired Los Angeles SSN-688 original class. Additionally, it proposes design of mitigations to attenuate and prevent such interference.

The proposed methodology consists on determining the “interference path” by 3D EM simulation of the electromagnetic decoupling between culprit and victim’s antennas on different antenna placement hypothesis onboard the SSN-688’s masts; estimating the RFI effects on a typical GPS front end receiver circuit model on advanced circuit simulator including its non-linearities; and on proposing, designing and fabricating adequate mitigations: in this study microwave pre-filters based on planar microstrip technology.

The performance of the pre-filters fabricated is compared with the simulation and with the requirements in order to attenuate and mitigate as much as possible the detected RFI.

Keywords: Co-site interference. Submarines. Non-linearities. Microwave filters. Microstrip Planar Technology.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Foto frontal do SSN-688 original	8
Figura 2 – Foto diagonal do SSN-688 original	8
Figura 3 – Esquemático do Arranjo dos Mastros do SSN-688 original visto de cima	9
Figura 4 – Comprimento e altura estimados da vela do SSN-688	10
Figura 5 – Largura e altura da vela assim como altura do mastro AN/BRA-34	10
Figura 6 – Altura dos mastros AN/BRA-34, Type 2 e Type 18	11
Figura 7 – Esquemático da Metodologia	14
Figura 8 – Esquemático dos dados de entrada e saída do estudo	15
Figura 9 – Principais componentes de um sistema receptor GPS	25
Figura 10 – Arquitetura de um receptor GPS genérico do serviço SPS	26
Figura 11 – Circuito escolhido da cabeça de RF de um receptor GPS.	29
Figura 12 – Modelo no ADS [®] do circuito escolhido de cabeça de RF de um receptor GPS	33
Figura 13 – Imagem diagonal do modelo construído no HFSS [®] com objetivo de representar o SSN-688 original	38
Figura 14 – Imagem transversal do modelo construído no HFSS [®] com objetivo de representar o SSN-688 original	38
Figura 15 – Imagem do modelo do SSN-688 com foco nos mastros modelados	39
Figura 16 – Antena de microfita retangular com alimentação por linha de transmissão	41
Figura 17 – Dimensões de interesse do <i>patch</i> retangular com alimentação por linha de transmissão	42
Figura 18 – Modelo estimado no HFSS [®] da Antena GPS projetada	43
Figura 19 – Perda de Retorno da antena GPS projetada e modelada	44
Figura 20 – Ganho da antena GPS modelada	45
Figura 21 – Esquemático com o diâmetro adotado do radome e a largura estimada da antena	46
Figura 22 – Modelo estimado da Antena GPS projetado	47
Figura 23 – Perda de Retorno da antena Inmarsat FB projetada e modelada	48
Figura 24 – Ganho da antena Inmarsat FB modelada	49
Figura 25 – Hipótese 1 - Antena Inmarsat FB no topo do mastro <i>Type 2</i> faceando diretamente a antena GPS alocada no mastro <i>Type 18</i>	51

Figura 26 – Hipótese 2- Antena Inmarsat FB no topo do mastro <i>Type 2</i> faceando o zênite, estando a antena GPS no mastro <i>Type 18</i>	51
Figura 27 – Hipótese 3 - Antena Inmarsat FB no topo do mastro AN/BRA-34 faceando o zênite, estando a antena GPS no mastro <i>Type 18</i>	52
Figura 28 – Hipótese 4 - Antena Inmarsat FB no topo do mastro AN/BRA-34 faceando o horizonte, estando a antena GPS no mastro <i>Type 18</i>	52
Figura 29 – Resultados da Isolação EM (S_{21}) entre as antenas Inmarsat FB e GPS simulada no HFSS	54
Figura 30 – Circuito RF do receptor GPS estimulado por sinal de recepção GPS normal	56
Figura 31 – Gráfico da potência na entrada do circuito receptor (P_{in}) quando em recepção normal	56
Figura 32 –Gráfico da potência na saída do circuito receptor (P_{out}) quando em recepção normal na banda IF	57
Figura 33 – Circuito RF do receptor GPS estimulado por sinal interferente isolado	59
Figura 34 – Gráfico da potência na entrada do circuito receptor (P_{in}) quando em recepção do sinal interferente isolado	59
Figura 35 – Gráfico da potência na saída do circuito receptor (P_{out}) quando em recepção do sinal interferente isolado	60
Figura 36 – Circuito RF do receptor GPS estimulado pelo sinal de recepção GPS normal e pelo sinal interferente em simultaneidade	61
Figura 37 – Gráfico da potência na entrada do circuito receptor (P_{in}) quando em recepção normal do sinal normal e do sinal interferente simultaneamente	61
Figura 38 – Gráfico da potência na saída do circuito receptor quando em recepção normal do sinal normal e do sinal interferente simultaneamente	62
Figura 39 – Gráfico da potência do sinal da saída em função da intensidade do sinal interferente	63
Figura 40 – Esquemático do sinal perturbador e perturbado em frequência	66
Figura 41 – Esquemático de resposta teórica de FPB como mitigação da RFI	68
Figura 42 – Esquemático de resposta teórica de FPF como mitigação da RFI	69
Figura 43 – Leiaute do filtro passa-baixa de ordem 7 com tocos terminados em aberto	71
Figura 44 – Resposta em frequência simulada do filtro passa-baixa de ordem 7 com tocos terminados em aberto	72

Figura 45 – Leiaute do filtro <i>hairpin</i> com 2 ressoadores.	72
Figura 46 – Resposta em frequência simulada do filtro <i>hairpin</i> de ordem 9	73
Figura 47 – Leiautes de filtro <i>hairpin</i> carregado com ressoadores com degrau de impedância. a) Filtro de ordem 4. b) Filtro de ordem 9. c) Filtro de ordem 15.	74
Figura 48 – Resposta em frequência simulada dos filtros <i>hairpin</i> carregados com ressoadores com degrau de impedância de ordem 4, 9 e 15	75
Figura 49 – Circuito com dimensões do filtro microfita de linhas acopladas no substrato RT5880	76
Figura 50 – Resposta do <i>Passive Circuit Design Guide</i> ao circuito da Figura 49	76
Figura 51 – Leiaute do Filtro 1 no ADS®	78
Figura 52 – Resposta em frequência simulada do Filtro 1	78
Figura 53 – Protótipo 1 fabricado	80
Figura 54 – Respostas em frequência medida do Protótipo 1 e simulada do Filtro 1	81
Figura 55 – Configuração do substrato no Momentum. a) Substrato sem conectores. b) Substrato com conectores.	82
Figura 56 – Leiaute do Filtro 2 no ADS®	83
Figura 57 – Resposta em Frequência do Filtro 2 e Protótipo 1	83
Figura 58 – Leiaute do Filtro 3	85
Figura 59 – Resposta em frequência simulada do Filtro 3	86
Figura 60 – Foto do Protótipo 2 fabricado	87
Figura 61 – Resposta em Frequência do Protótipo 2 em comparação com o Filtro 3	87
Figura 62 – Resposta em Frequência do Protótipo 2 em comparação com o Protótipo 1	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comprimento e diâmetro total do SSN-688 original	9
Tabela 2 – Dimensões estimadas do submarino classe Los Angeles, tipo SSN-688 a partir da Figura 4 e Figura 5	10
Tabela 3 – Levantamento de características e dimensões dos mastros do SSN-688 original	11
Tabela 4 – Cenário de RFI escolhido para análise	17
Tabela 5 – Dados Típicos escolhidos dos sistemas Inmarsat FB e GPS	19
Tabela 6 – Parametrização do circuito front end GPS no ADS	31
Tabela 7 – Parametrização dos amplificadores do circuito RF do receptor GPS no ADS®	34
Tabela 8 - Parametrização do misturador (com suas opções) do circuito RF do receptor GPS no ADS®	34
Tabela 9 – Parametrização dos filtros do circuito RF do receptor GPS no ADS®	35
Tabela 10 – Parametrização do oscilador e porta do circuito RF do receptor GPS no ADS®	35
Tabela 11 – Parâmetros de projeto para a antena perturbada GPS	40
Tabela 12 – Dimensões calculadas da antena de microfita GPS adotada	43
Tabela 13 – Parâmetros de projeto para a antena perturbadora Inmarsat FB	46
Tabela 14 – Dimensões calculadas da antena de microfita Inmarsat FB adotada	47
Tabela 15 – Resumo das Hipóteses de posicionamento das antenas	53
Tabela 16 – Tabela resumo dos resultados simulados de S_{21} no HFSS para as 4 hipóteses	54
Tabela 17 – Estimativa calculada de potência interferente na entrada do receptor GPS (P_{int}) com base no S_{21} entre as antenas perturbadora e perturbada	58
Tabela 18 – Desempenho requisitado para o pré-filtro a fim de mitigar a RFI estudada	67
Tabela 19 – Substratos utilizados para o projeto dos filtros passa-baixa e passa-faixa	70
Tabela 20 – Dimensões* do Filtro 3	85

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

EMC	Electromagnetic Compatibility
RFI	Radio Frequency Interference
RF	Radio Frequência
IF	Intermediate Frequency
AM	Amplitude Modulation
VLF	Very Low Frequency
EHF	Extremely High Frequency
LF	Low Frequency
VHF	Very High Frequency
UHF	Ultra High Frequency
HF	High Frequency
GPS	Global Positioning System
IFF	Identify Friend or Foe
HFSS	High Frequency Structure Simulator
EM	Eletromagnética
ADS	Advanced Design System
Inmarsat FB	Inmarsat Fleet Broadband
GNSS	Global Navigation Satellite System
IEC	International Electrotechnical Commission
C/A	Coarse / Acquisition
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
BPSK	Binary Phase Shift Keying
RHCP	Right Hand Circular Polarization
CWI	Continuous Wave Interference
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
NLS	Nonlinear Least Squares
SMI	Sample Matrix Inversion
FRFT	Fractional Fourier Transform
CANF	Complex Adaptive Notch Filter
RLS	Recursive Least-Squares

BAW	Bulk Acoustic Wave
SAW	Surface Acoustic Wave
HTS	High Temperature Superconducting
MEMS	Microelectromechanical Systems
NAVSTAR	Navigation Satellite with Time and Ranging
PRN	Pseudo-Random Noise
P	Precision Code
SPS	Standard Positioning Service
CW	Continuous Wave
PVT	Position, Velocity and Time
CAD	Conversor Analógico Digital
I/O	In / Out
NF	Noise Figure
LNA	Low Noise Amplifier
DSP	Digital Signal Processor
TOI	Third Order Intermodulation
LO	Local Oscillator
BPF	Band Pass Filter
IL	Insertion Loss
PEC	Perfect Electric Conductor
FPB	Filtro Passa-Baixa
FPF	Filtro Passa-Faixa
SI	Stepped Impedance
SL	Stepped Ladder
LT	Linha de Transmissão
VNA	Vector Network Analyser
SIW	Substrate Integrated Waveguide

LISTA DE SÍMBOLOS

P_{rad}	Potência radiada pela antena
S_{21}	Parâmetro de espalhamento associado à perda de transmissão
f_0	Frequência central da antena
W	Largura do <i>patch</i> para projeto da antena em substrato
L	Comprimento do <i>patch</i> para projeto da antena em substrato
ϵ_r	Constante dielétrica relativa do material do substrato
h_s	Espessura do substrato
ϵ_{reff}	Constante dielétrica efetiva do substrato
δ	Tangente de perdas do substrato
W_0	Largura da alimentação por linha de transmissão da antena
Z_0	Impedância da linha de transmissão
y_0	Profundidade de entrada da alimentação na antena <i>patch</i>
L_1	Comprimento da linha de alimentação da antena <i>patch</i>
S_{11}	Parâmetro de espalhamento associado à perda de retorno
P_{in}	Potência de entrada no circuito
P_{out}	Potência de saída do circuito
P_{int}	Potência do sinal interferente na entrada do circuito
P_{gat}	Potência gatilho para início de comportamento não-linear do
circuito	
FC_{recep}	Frequência desejada de passagem do filtro
BW_{smin}	Banda de rejeição mínima do filtro
F_{s1min}	Frequência de rejeição inferior mínima do filtro
F_{s2min}	Frequência de rejeição superior mínima do filtro
$BW_{recepmin}$	Banda mínima de recepção do sinal GPS
A_{smin}	Atenuação mínima do filtro na banda de rejeição
A_{pmax}	Perda de inserção máxima do filtro na banda de passagem
BW_p	Banda de passagem do filtro
BW_{ratio}	Relação entre banda de passagem e banda de rejeição
F_p	Frequência de corte do filtro

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	4
1.1 JUSTIFICATIVA	4
1.2 REVISÃO DA LITERATURA – CONCEITOS INTRODUTÓRIOS.....	5
1.3 APRESENTAÇÃO DA PLATAFORMA NAVAL	7
1.4 OBJETIVOS DESTE TRABALHO DE PESQUISA.....	12
2 METODOLOGIA E RECURSOS	13
2.1 METODOLOGIA DE TRABALHO	13
2.2 RECURSOS EMPREGADOS	15
3 PRINCÍPIOS TEÓRICOS	17
3.1 ANÁLISE PRELIMINAR DA INTERFERÊNCIA ESCOLHIDA PARA ESTUDO 17	
3.2 REVISÃO DA LITERATURA – MITIGAÇÕES PARA RFI	23
3.3 ARQUITETURA DO SISTEMA PERTUBADO	25
4 MODELAGEM	31
4.1 MODELAGEM DA CABEÇA DE RF DO RECEPTOR GPS NO ADS®	31
4.2 MODELAGEM DA PLATAFORMA NAVAL E SIMULAÇÃO DA ISOLAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DAS ANTENAS NO HFSS®	36
4.2.1 MODELAGEM DO SSN-688 NO HFSS®	37
4.2.2 PROJETO E MODELAGEM DA ANTENA PERTURBADA NO HFSS®	39
4.2.3 PROJETO E MODELAGEM DA ANTENA PERTURBADORA NO HFSS® 45	
4.2.4 SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DAS ANTENAS PERTURBADORA E PERTURBADA A BORDO DA PLATAFORMA NAVAL ESCOLHIDA COM O HFSS® 49	
5 ANÁLISE DA INTERFERÊNCIA	55
5.1 ANÁLISE DA RECEPÇÃO NORMAL GPS	55

5.2 ANÁLISE DA RECEPÇÃO DO SINAL INTERFERENTE ISOLADO NO RECEPTOR GPS.....	57
5.3 ANÁLISE DA RFI NA RECEPÇÃO NORMAL GPS	60
5.4 CONCLUSÕES	64
6 PROJETOS DE MITIGAÇÃO PARA A INTERFERÊNCIA	64
6.1 REQUISITOS PARA A PROPOSTA INICIAL DA MITIGAÇÃO PARA A RFI – PRÉ-FILTRO.....	65
6.2 PROJETO DE MITIGAÇÃO PARA A RFI – PRÉ-FILTRO	69
6.2.1 PROJETO DE PRÉ-FILTRO PASSA-BAIXA	70
6.2.2 PROJETO DE PRÉ-FILTRO PASSA-FAIXA	75
6.3 CONCLUSÕES	79
7 FABRICAÇÃO E OTIMIZAÇÃO DO PRÉ-FILTRO.....	80
7.1 PROCESSO DE FABRICAÇÃO.....	80
7.2 MEDIDAS DO PROTÓTIPO 1	81
7.3 REPRODUÇÃO DO EFEITO DE PROXIMIDADE DOS CONECTORES DE ENTRADA E SAÍDA.....	82
7.4 OTIMIZAÇÃO DO FILTRO PASSA-FAIXA	84
7.5 FABRICAÇÃO DO PROTÓTIPO DO FILTRO OTIMIZADO	86
8 CONCLUSÕES	90
8.1 CONCLUSÕES	90
8.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	91
REFERÊNCIAS.....	92

1 INTRODUÇÃO

1.1 JUSTIFICATIVA

No âmbito da engenharia eletrônica e de telecomunicações, um navio de guerra é considerado uma plataforma complexa, composta de sistemas integrados que devem operar de maneira satisfatória e em simultaneidade, conforme critérios de projeto estabelecidos, e sujeita às condições ambientais do meio. No que tange o projeto de sistemas eletrônicos de comunicação e de radiofrequência a bordo de um navio de guerra, alguns desempenhos de interesse precisam ser considerados, de maneira a integrar tais sistemas à plataforma naval. Eficiência dos enlaces de comunicação, consumo de energia, alocação física das antenas e dos transceptores, vibrações mecânicas, compatibilidade eletromagnética, entre outros, são exemplos de desempenhos de significativa importância, os quais devem ser estudados para, através deles, serem estabelecidos compromissos de projeto.

Dentre os desempenhos mencionados, o presente trabalho focará na compatibilidade eletromagnética entre sistemas de comunicação de radiofrequência, em uma plataforma naval genérica a ser escolhida e detalhada. A *Electromagnetic Compatibility – EMC* que será denominada neste trabalho como “Compatibilidade Eletromagnética”, tradução direta da língua inglesa, é um campo de conhecimento vasto e pode abranger disciplinas variadas como EMC industrial, EMC automotivo, EMC espacial, EMC em comunicações sem fio, descargas eletrostáticas, entre outros. O estudo da *Radio Frequency Interference – RFI*, que será denominada neste trabalho como “Interferência de Radiofrequência”, tradução direta da língua inglesa, é o foco específico deste trabalho.

Diante da temática proposta, é interessante destacar que o cenário naval é particular e merece destaque, pois engloba características singulares no que tange os sistemas de comunicação RF. Nesse cenário, por exemplo, os enlaces de comunicação são muitas vezes de longa distância (terra-navio ou navio-navio), o que exige normalmente um nível significativo de potência radiada pelas antenas de comunicação. Além disso, há em muitas ocasiões um espaço físico reduzido a bordo para a quantidade de antenas existente, o que implica em necessidade de alocar as mesmas com relativa proximidade física entre si. Finalmente, adiciona-se ao cenário a alta sensibilidade de alguns receptores. Nesse contexto, outro termo de grande valia e ampla divulgação

na literatura é o *Co-site Interference*, sem tradução direta à língua portuguesa identificada pelo autor, o qual se refere especificamente às interferências eletromagnéticas de radiofrequência entre sistemas cujas antenas e sensores estão localizados em relevante proximidade física entre si. Dessa forma, dentro do cenário naval, o somatório da alta potência radiada de alguns sistemas emissores com a reduzida distância entre suas antenas, aliada com a considerável sensibilidade de alguns sistemas receptores, acaba por resultar em problemas de interferência eletromagnética de radiofrequência (RFI) entre eles.

1.2 REVISÃO DA LITERATURA – CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

Em um contexto mais amplo, Paul¹ estabelece que um sistema eletrônico é eletromagneticamente compatível com seu ambiente quando é capaz de funcionar simultaneamente com outros sistemas desse meio sem produzir ou ser suscetível à interferência eletromagnética do meio em que se encontra. Assim, o objetivo principal da área de EMC é o controle das interferências eletromagnéticas em uma plataforma, feito através do estudo, análise e mitigação delas.

As interferências eletromagnéticas podem ser primeiramente divididas entre aquelas causadas por emissão intencional e aquelas causadas por emissão não intencional. Aqui consideraremos emissões intencionais como aquelas provenientes da própria plataforma como, por exemplo, as emissões de transmissores de comunicação, de radares de navegação ou de emissores de sinalização. Dessa forma, a interferência por emissões intencionais coincide com a interferência de radiofrequência (RFI), a qual é o foco deste estudo. Na literatura, entretanto, é possível encontrar também outra conotação importante para emissões intencionais, como sendo aquelas emitidas por um meio inimigo com objetivo específico de causar interferência eletromagnética em sistemas eletrônicos do adversário, para fins de guerra eletrônica. Prática de guerra também conhecida pelos termos do inglês *jamming* ou *high power microwave*². No entanto, essa interpretação não faz parte do objetivo ou escopo deste trabalho e assim não será abordada. Já as interferências causadas por emissões não intencionais se referem, na maioria das vezes, aos distúrbios eletromagnéticos provenientes de dispositivos eletrônicos de chaveamento da onda de energia, como por exemplo os conversores, fontes de energia, chaves, etc¹. Esta interferência também não está no escopo desse estudo.

A interferência de radiofrequência (RFI) ou intencional pode ser então dividida em dois tipos principais: interferência linear e a não linear³. A interferência linear abrange os casos nos quais a emissão do sistema interferente se encontra dentro ou suficiente próxima da faixa de frequência de recepção do sistema vítima. Podendo ser interferência por emissão fundamental ou pelos harmônicos da emissão, caindo na faixa de frequência do receptor. Já a interferência não linear está relacionada aos efeitos resultantes de níveis significativos de densidade de potência ao redor dos equipamentos eletrônicos e da antena de recepção, independentemente de qualquer compartilhamento de frequências entre o emissor e o receptor. Seguem abaixo alguns dos principais modos de interferência não linear³:

- Danos por campos elétricos elevados: responsáveis por causar algum tipo de perturbação nos sistemas eletrônicos expostos, principalmente devido à indução de correntes superficiais na estrutura metálica e nos sistemas eletrônicos em si.
- Queima ou dano permanente: caso extremo de RFI onde o dano no receptor é permanente. Acontece devido a uma alta potência radiada bastante próxima ou direcionada à antena receptora, ou devido à emissão de alta potência estar na mesma faixa de frequência do receptor.
- Dessensibilização ou compressão de amplificação: o sinal de alta potência na entrada do receptor traz o amplificador de RF do receptor para fora do seu modo linear de operação, o que causa compressão de amplificação do sinal recebido no receptor. O sinal de alta potência pode estar fora da faixa de frequência sintonizada do receptor e, dessa maneira, ser difícil de ser identificado. Efeitos da perda de amplificação são a redução de sensibilidade do receptor e a distorção dos sinais recebidos, uma vez que o amplificador estaria operando em modo não linear. Essa redução de sensibilidade pode causar redução no alcance do enlace de comunicação. Além disso, nos misturadores do receptor a não linearidade pode causar geração de novos sinais combinações lineares da frequência do sinal de entrada. Estes novos sinais serão harmônicos do sinal de entrada gerados no receptor e podem ser interpretados por ele.
- Resposta a espúrios: os harmônicos do sinal de entrada gerados nas não linearidades de entrada do receptor se misturam com os harmônicos do oscilador local do receptor e produzem frequências intermediárias (IF) falsas, às quais o receptor pode interpretar como sinais verdadeiros.

- Intermodulação: os harmônicos de um sinal de entrada 1 se misturam com harmônicos de um sinal de entrada 2, produzindo frequências intermediárias (IF). Ambos harmônicos podem ser gerados nas não linearidades de entrada do receptor. O receptor então responde a essas falsas frequências intermediárias.
- *Cross-modulation* com tradução da língua inglesa para modulação cruzada: interferência típica em receptores AM recebendo sinais de baixa intensidade. Ocorre quando a amplitude de um sinal forte indesejado se impõe à modulação do sinal fraco desejado, devido também às não-linearidades na entrada do receptor.

Uma vez haver sido discorrido sobre alguns conceitos introdutórios pertinentes à disciplina de interferência de radiofrequência, na próxima seção será apresentada a plataforma naval na qual se ambientará a análise da RFI de interesse.

1.3 APRESENTAÇÃO DA PLATAFORMA NAVAL

O submarino, por ser um navio compacto em comparação com outros meios navais existentes, dispõe de limitado espaço físico existente entre suas antenas, o que o insere como meio de possível ocorrência de interferência eletromagnética de radiofrequência entre sistemas próximos, ou *Co-site Interference*. A plataforma naval de referência escolhida para esta dissertação é o submarino da Marinha dos Estados Unidos da América (EUA), classe “Los Angeles”, geração 688 original. O SSN-688 original foi descomissionado em 2010 e, por estar em desuso desde então, é possível encontrar significativa maior disponibilidade de informações abertas sobre o mesmo na internet, quando comparado com outros submarinos que ainda operam, possivelmente por questões de sigilo. Logo, a disponibilidade de informações foi o fator preponderante na sua escolha pelo autor e, dessa forma, as informações aqui utilizadas estão na sua totalidade abertas e disponíveis na internet. Logicamente seria possível substituir o SSN-688 por outro navio com antenas instaladas em proximidade umas das outras sem qualquer prejuízo ao estudo. Na Figura 1 segue um desenho esquemático do SSN-688 original, e na Figura 2 uma foto ilustrativa do mesmo.

Em um submarino as antenas se encontram na maioria das vezes instaladas nos mastros içáveis, porém em algumas vezes são fixadas diretamente no casco do navio. As antenas instaladas nos mastros podem ser utilizadas quando o navio se encontra

em cota periscópica, onde apenas os mastros desejados são içados para fora da linha d'água, e quando o navio está na superfície.

Figura 1 – Foto frontal do SSN-688 original



Fonte: Global Security.org ⁴

Figura 2 – Foto diagonal do SSN-688 original



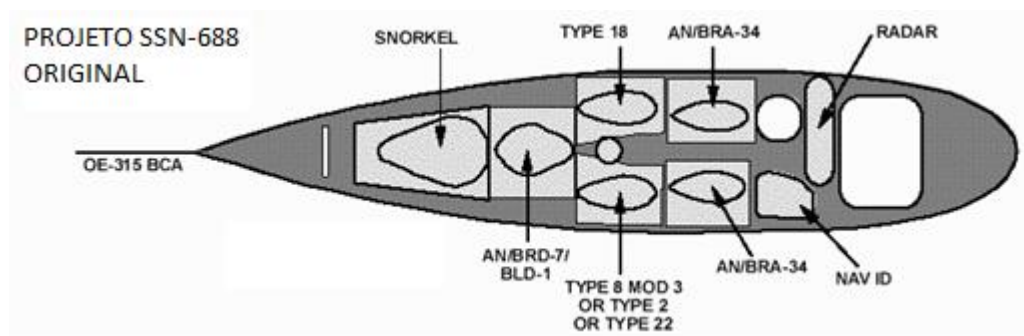
Fonte: NAVSOURCE Naval History⁵

Já as antenas instaladas diretamente no casco podem ser utilizadas somente quando o submarino se encontra na superfície. Em cotas mais profundas a comunicação por ondas eletromagnéticas fica mais restrita, devido à grande atenuação da água do mar, sendo possível somente em recepção com frequências muito baixas (ex. VLF) e conseqüentemente com bandas bastante estreitas. A vantagem de se ter as antenas de interesse instaladas nos mastros é permitir que o submarino permaneça

mergulhado durante a maior parte de sua missão, fator essencial para se manter a discricção operativa, principal característica no emprego de um submarino.

De maneira a mapear a interferência eletromagnética nas antenas de interesse, será necessária a modelagem eletromagnética do navio, com especial detalhamento para a vela, onde estão situados os mastros com as antenas. O modelo requer dimensões tão próximas da realidade quanto possível. Com base na literatura aberta do submarino classe Los Angeles original, foi pesquisado, conforme Figura 3, o arranjo dos principais mastros empregados no mesmo.

Figura 3 – Esquemático do Arranjo dos Mastros do SSN-688 original visto de cima



Fonte: Adaptado de FAS – Federation of American Scientists⁶

Segue na Tabela 1 o comprimento e diâmetro do SSN-688 original, conforme disposto.

Tabela 1 – Comprimento e diâmetro total do SSN-688 original

Dimensão	Valor
Comprimento [m]	109,73
Diâmetro [m]	10

Fonte: FAS – Federation of American Scientists⁶

Entretanto, mesmo no caso do SSN-688 original onde há maior disponibilidade de informações, nem todas as dimensões se encontram disponíveis para fácil acesso. Foi o caso das dimensões da vela e dos mastros, onde foram realizadas estimativas por meio de fotos de fonte aberta. Logo, as dimensões de interesse da vela para modelagem foram retiradas com base na Figura 4 e Figura 5.

Figura 4 – Comprimento e altura estimados da vela do SSN-688



Fonte: Adaptado de NAVSOURCE Naval History⁵.

Figura 5 – Largura e altura da vela assim como altura do mastro AN/BRA-34



Fonte: Adaptado de NAVSOURCE Naval History⁵.

Assim as principais dimensões estimadas do SSN-688 estão na Tabela 2. A altura de referência de um membro da tripulação foi de 1,7 metros.

Tabela 2 – Dimensões estimadas do submarino classe Los Angeles, tipo SSN-688 a partir da Figura 4 e Figura 5

Dimensões estimadas do SSN-688	
Altura da vela [m]	5,2
Comprimento da vela [m]	8,4
Largura da vela [m]	1,8

Fonte: Autor.

Figura 6 – Altura dos mastros AN/BRA-34, Type 2 e Type 18



Fonte: Adaptado de NAVSOURCE Naval History⁵.

Da mesma forma, com base nas estimativas realizadas acima da Figura 5 e Figura 6, segue na Tabela 3 as alturas estimadas dos principais mastros empregados no SSN-688 original.

Tabela 3 – Levantamento de características e dimensões dos mastros do SSN-688 original

Mastros	Altura estimada do mastro acima do topo da vela [m]	Diâmetro estimado [m]	Observações
<i>Type 2 ou Type 22 ou Type 8 MOD3</i> (periscópio de ataque ⁶)	4,5	0,6	Periscópio penetrante visual ⁷⁻⁸ . Possui antena EHF montada no topo do periscópio e capaz de comunicação com satélites militares.
<i>Type 18</i> (periscópio de busca ⁶)	4,7	0,5	Periscópio com capacidade de recepção VLF/LF/VHF/UHF e transmissão limitada em VHF ⁷ .
Radar AN/BPS-15	-	-	Radar de navegação e detecção de superfície civil para submarinos ⁶ .
AN/BRA-34 (Mastro Multifuncional de Comunicações ⁶)	6,5	0,4	O SSN-688 original é equipado com dois mastros multifuncionais de comunicação AN/BRA-34, os quais fornecem comunicação duplex HF e UHF, recebem VLF/LF e GPS e tem capacidade IFF ⁷ .
AN/BRD-7 BLD-1	-	-	Sistema de detecção de direção e interceptação de comunicação ⁹ .

Fonte: Autor.

1.4 OBJETIVOS DESTE TRABALHO DE PESQUISA

O objetivo deste trabalho de pesquisa é realizar o estudo de um cenário de interferência eletromagnética de RF (RFI) entre dois sistemas comumente presentes em uma plataforma naval e propor uma mitigação adequada a esta interferência.

O estudo abrange a modelagem e simulação eletromagnética da cabeça de RF, também denominada neste trabalho por seu termo na língua inglesa – RF *front end* ou somente *front end*, do sistema perturbado; a caracterização dos efeitos causados pelo sinal interferente na recepção do sinal desejado; e a determinação da isolamento eletromagnética entre as antenas dos sistemas perturbador e perturbado em suas diferentes hipóteses de alocação física no navio.

A proposta de mitigação envolve o desenvolvimento – simulação de circuitos e simulação EM 3D, fabricação e caracterização - de uma mitigação adequada que venha a controlar a RFI e causar menor impacto possível na recepção do sinal desejado e com economicidade, a partir do estudo levantado.

2 METODOLOGIA E RECURSOS

2.1 METODOLOGIA DE TRABALHO

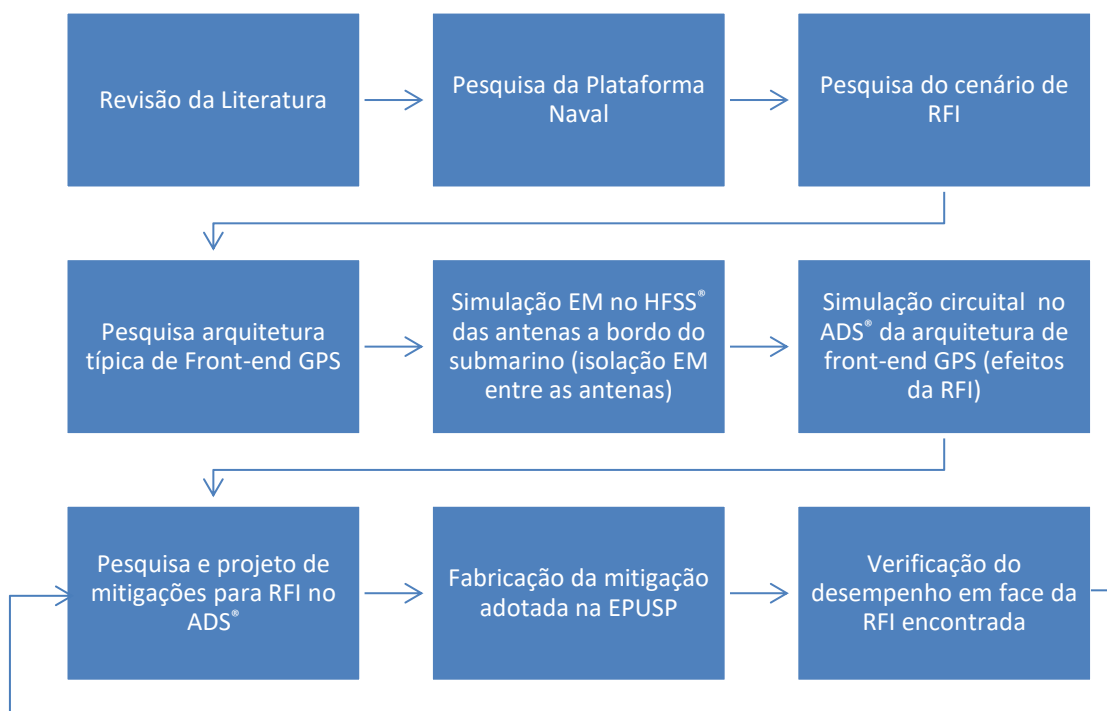
De maneira a alcançar os objetivos alocados, este trabalho de pesquisa se dará através das seguintes atividades:

- Estudo bibliográfico sobre RFI:
Estudo bibliográfico sobre interferência de radiofrequência, interferência em receptores GNSS padrão GPS, e não-linearidades em circuitos eletrônicos RF.
- Escolha da plataforma naval:
Escolha de navio para ser ambiente do estudo, assim como coleta de dimensões para sua modelagem com base em fontes abertas.
- Investigação e coleta de dados típicos do perturbador e perturbado: Investigação e coleta dos dados típicos de interesse dos rádios Inmarsat FB e receptores GPS civis de ampla aplicação tanto em navios de guerra com em navios mercantes.
- Revisão bibliográfica de arquiteturas do receptor perturbado:
Pesquisa sobre arquiteturas típicas de *front ends* de receptores GPS.
- Seleção de ferramenta de simulação de circuitos e eletromagnética:
Seleção de ferramenta de simulação de circuitos para modelagem e simulação do *front end* típico do receptor perturbado, assim como para modelagem e simulação da mitigação a ser projetada;
- Seleção de ferramenta de simulação eletromagnética para modelagem do navio e das antenas.
Estudo sobre método de simulação eletromagnética que permita simulação conjunta de grandes estruturas, como aquelas de um navio, e de pequenas estruturas detalhadas, como as de antenas na faixa de micro-ondas.
- Modelagem do sistema e das antenas:
Modelagem e simulação da arquitetura de *front end* do receptor perturbado em recepção simultânea do sinal interferente e do sinal desejado.
Modelagem e simulação eletromagnética das antenas perturbadora e perturbada a bordo do navio escolhido, seguindo hipóteses de alocações física das antenas no navio.

- **Propostas de Mitigação:**
Identificar tecnologias, topologias, critérios de projeto, substratos e materiais para orientar a escolha e projeto da mitigação para controle da RFI.
Realizar projeto da mitigação adotada com auxílio de simulação de circuitos e eletromagnética e a partir de tecnologia e critérios de projeto adotados, assim como verificação de desempenho simulado do efeito mitigatório e do impacto na recepção do sinal desejado.
- **Fabricação da Mitigação da RFI:**
Avaliação e estudo dos processos de fabricação da mitigação escolhida de acordo com os recursos disponíveis no Laboratório de Microeletrônica da USP (LME da USP).
Fabricação do projeto estabelecido e verificação do desempenho experimental da estrutura fabricada em comparação com o simulado e com o requisitado.

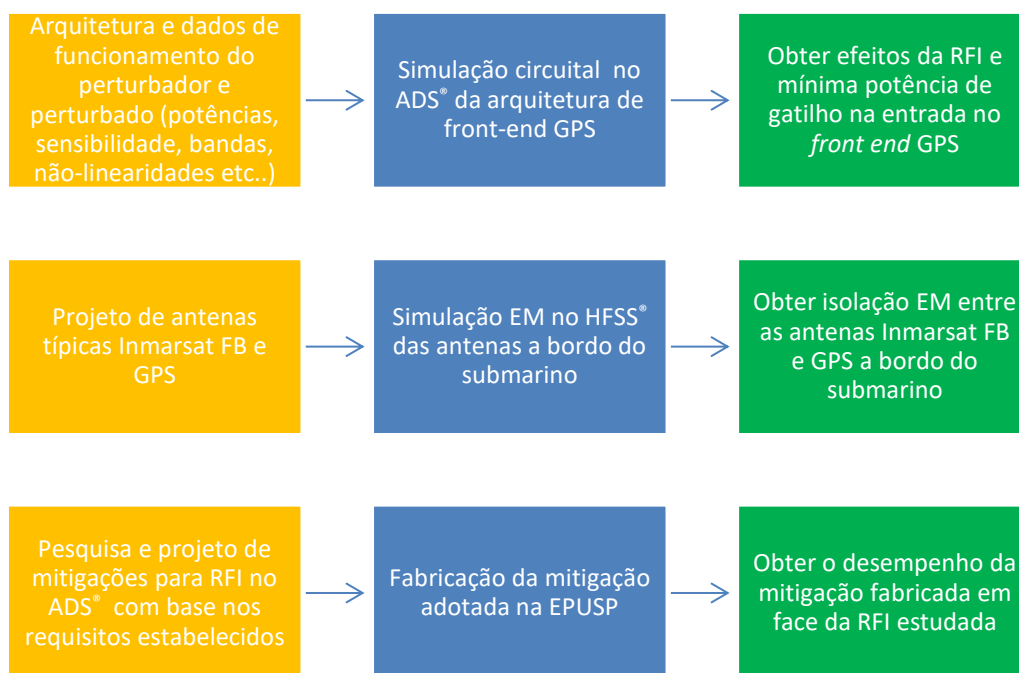
Na Figura 7 segue esquemático da metodologia desta dissertação e na Figura 8 um esquemático dos dados de entrada e saída do estudo.

Figura 7 – Esquemático da Metodologia



Fonte: Autor.

Figura 8 – Esquemático dos dados de entrada e saída do estudo



Fonte: Autor.

2.2 RECURSOS EMPREGADOS

As atividades deste projeto serão desenvolvidas majoritariamente no Laboratório de Microeletrônica da USP (LME da USP), onde se concentram os recursos que serão usados na realização do mesmo. Os principais recursos que serão utilizados para o desenvolvimento do trabalho proposto são listados a seguir:

- Programas de simulação de circuitos de micro-ondas:
ADS® 2016 da Agilent Technologies, disponível no LME da USP.
- Programas de simulação de circuitos eletromagnética computacional:
HFSS® 15.0, da ANSYS Electromagnetics, disponível no LME da USP.
- Fabricação de circuitos integrados de micro-ondas:
Substratos de micro-ondas, fornecidos pela ROGERS CORP®;
Conectores microstripline/SMA, disponíveis no LME da USP;
Sala limpa (geração de máscaras, foto gravação, revelação, corrosão), LMEUSP;
Microfresadora Protomat S62, da LPKF Laser & Electronics, no LME da USP;
ProtoLaser U3, da LPKF Laser & Electronics, disponível no PSI da USP;
Serviço de microfresagem dos substratos, no LME da USP; e
Oficina mecânica para fabricação de caixas de teste, no LME da USP.

- Facilidades para caracterização de circuitos integrados de micro-ondas:
Analisador vetorial de redes PNA N5722B, da Keysight – 10 MHz a 110 GHz;
Geradores de sinal da Hewlett-Packard, cobrindo a faixa de 10 MHz a 50 GHz; e
Analisador de espectro E4440A – 3 Hz a 26,5 GHz.

3 PRINCÍPIOS TEÓRICOS

3.1 ANÁLISE PRELIMINAR DA INTERFERÊNCIA ESCOLHIDA PARA ESTUDO

A interferência eletromagnética de radiofrequência escolhida para análise na presente dissertação será baseada em um caso típico de simultaneidade entre um sistema de comunicação satélite civil no padrão Inmarsat FB, presente em diversas plataformas navais, com um sistema receptor de determinação de posicionamento geográfico GNSS padrão GPS, conforme descrito na Tabela 4, ambos instalados na mesma plataforma.

Tabela 4 – Cenário de RFI escolhido para análise

Sistema Transmissor Perturbador	Sistema Receptor Perturbado
Sistema de comunicação satélite civil no padrão INMARSAT FB operando em banda L.	Sistema de posicionamento geográfico GNSS padrão GPS recebendo na banda L.

Fonte: Autor.

A justificativa para escolha deste cenário de simultaneidade, dentre outros, se dá por ambos serem sistemas civis de ampla aplicação tanto em navios de guerra como em navios mercantes. Logo se estima que a interferência seja também bastante presente em diversas plataformas navais. Outra razão para a escolha do cenário se deve a serem sistemas com frequências de operação bastante próximas, o que tornará mais complexo o emprego de certas mitigações, conforme será analisado posteriormente. A maior facilidade em obtenção de dados e informações, quando em comparação com um sistema militar que dispõe de maior sigilo, também foi de preponderância na escolha do cenário.

O sistema Inmarsat FB tem sua aplicação em navios justificada pela constante necessidade de comunicação confiável de voz e dados, seguindo um padrão internacional. Já o sistema GPS se faz necessário em um submarino, assim como em outros navios, pela necessidade de atualização da posição GPS do mesmo, no processo de correção do seu rumo. Porém no caso especial do submarino, por o mesmo se encontrar a maior parte do tempo de operação submerso, a correção da posição estimada é feita por meio da recepção esporádica da posição quando em cota periscópica ou na superfície, onde o mastro com a antena pode ser içado e assim permitir estabelecimento de link com os satélites da constelação GPS.

Logo, assumiremos então a hipótese de ambos os sistemas serem empregados juntos em um submarino da classe *Los Angeles*. Serão realizadas hipóteses de possíveis alocações das antenas de interesse nos mastros do SSN-688, de maneira a determinar o grau da interferência para cada hipótese. Assumiremos a premissa base de que os sistemas envolvidos perturbadores e perturbados operam em simultaneidade, seja com o submarino operando em cota periscópica ou na superfície, de maneira a configurar a RFI. Outra premissa básica para este estudo é de que não está prevista inicialmente a inclusão, no cenário de estudo, de componentes de mitigação de interferência eletromagnética; uma vez que o objetivo inicial é a detecção e caracterização da interferência. Fica assim a mitigação reservada para um segundo momento. Dessa maneira, os sistemas serão compostos inicialmente de equipamentos standard, os quais seriam inseridos na plataforma naval da maneira que foram originalmente concebidos pelo fabricante. Caso o sistema disponha de uma opção adicional de proteção contra interferência eletromagnética, o mesmo será analisado inicialmente sem ela. Em seguida, o sistema será estudado já adicionado com tal opção, de maneira a avaliar os indicadores de interferência antes e depois da adição deste elemento.

Foram levantados os dados típicos de cada sistema, perturbador e perturbado, de maneira a montar o cenário. Os dados dos sistemas e componentes foram escolhidos com base em pesquisa de literatura acadêmica, assim como em *data sheets* de modelos comumente empregados na indústria naval. Segue na Tabela 5 os dados típicos escolhidos dos sistemas da Tabela 4. O sistema perturbador é um sistema típico de comunicação satélite civil Inmarsat FB com antena direcional do tipo conjunto de antenas *patch* montado em plataforma estabilizadora, seguindo padrão Inmarsat. Já o sistema perturbado é um sistema típico GPS marítimo, regulamentado quanto a desempenho pela norma IEC 61108-1¹⁰.

Tabela 5 – Dados Típicos escolhidos dos sistemas Inmarsat FB e GPS

	Sistema Perturbador: Sistema de comunicação satélite civil INMARSAT FB operando na banda L	Sistema Perturbado: Sistema de posicionamento geográfico GPS operando na banda L1 com código C/A
Modelo do Transmissor / Receptor	Transceptor Padrão Inmarsat FB 250	Receptor GPS marítimo civil do serviço SPS
Frequência de Operação	Tx: 1626,5-1660,5 MHz ¹¹ Rx: 1525,0-1559,0 MHz ¹¹ Intervalo de canal: 1,25 kHz ¹¹ Canal de no máximo 7,3 MHz ¹²	L1 com Código de Rastreo: C/A: 1575,42 +-1,023 MHz ¹³
TX/RX Frequência Adotada para estudo da RFI	1,627 GHz, uma vez que é a frequência mais baixa de transmissão do emissor Inmarsat FB e assim mais próxima da banda de recepção do receptor GPS.	
Potência Radiada (P_{rad})	EIRP: 15,1 dBW ¹¹ Como ganho da antena= 11 dBi ¹¹ , logo: $P_{rad} = 34,1 dBm$	-
Modulação	QPSK, 16 QAM ¹¹	BPSK (CDMA) ¹³
Sensibilidade do Receptor	-	-130 dBm ¹³
Tipo da Antena	Conjunto de antenas <i>patch</i> de microfita montado sobre plataforma estabilizadora ¹¹	<i>Patch</i> de microfita ¹⁴⁻¹⁵
Polarização da Antena	A princípio circular, assumido como RHCP	RHCP ¹³
Antena Ganho da Antena	Melhor que 11 dBi ¹¹	O mais uniforme possível em ângulo ¹³
Largura de Feixe	50° (em aprox. -3 dB) ¹¹	-
Dimensões da Antena	Diâmetro do radome: 0,41 m ^{16*} *Adotada dimensão da antena <i>FELCOM 250</i> ¹⁶	Limitada somente pelo diâmetro do mastro

Fonte: Autor.

A problemática da RFI deste cenário é de algum conhecimento na indústria, conforme evidenciado na documentação técnica de Thrane & Thrane¹⁷, um fabricante de sistema Inmarsat FB. Ele afirma que tal sistema interfere com outros sistemas radio, especialmente com receptores GPS de fraca discriminação de frequência, posicionados a menos de dez metros do mesmo. Com base na Tabela 2, a distância entre a antena perturbadora Inmarsat FB e a antena perturbada GPS será seguramente menor que dez metros, pois o comprimento total da vela é 8,4 metros, estando assim na margem de distância problemática mencionada pelo fabricante.

Mesmo que fora da banda nominal de um receptor GNSS, fortes sinais RF podem deteriorar o desempenho da recepção GNSS, por exemplo por saturação dos amplificadores de baixo ruído na cabeça de RF do receptor¹⁸.

O sistema perturbador Inmarsat FB é um emissor de onda contínua¹¹, logo a interferência a ser estudada pode ser classificada como interferência de onda contínua - CWI, tradução direta do inglês *continuous wave interference*. O receptor GPS é mais suscetível à CWI que ao ruído térmico de banda larga, ou que à interferência por onda pulsada. Isso se dá, pois, a CWI interage com linhas de código espectral encontrados na estrutura do sinal GPS¹⁰.

As transmissões provenientes dos satélites da constelação GPS (NAVSTAR) utilizam sinais variáveis com códigos pseudoaleatórios - PRN, tradução da língua inglesa de *pseudo-random noise*, sendo cada PRN proveniente de um satélite diferente, todos na mesma frequência central. Os códigos pseudoaleatórios PRN são modulados em BPSK (CDMA), e possuem algumas características similares a um sinal aleatório binário, porém são determinísticos com padrão previsível, podendo ser replicados adequadamente no receptor¹⁸. Para o receptor GPS conseguir adquirir um certo sinal PRN, o código daquele sinal deve ser conhecido e utilizado para correlacionar com o sinal recebido¹³. Os códigos PRN são adotados por terem propriedade de baixa correlação cruzada entre as emissões dos diferentes satélites. Nos dias atuais, cada satélite GPS existente faz broadcast de dois tipos de código PRN: um código mais curto chamado C/A, do inglês *coarse/acquisition*, e um código mais longo denominado código P, do inglês *precision code (P)*¹⁸. O código do sistema GPS longo P é criptografado, e passa a receber a denominação P(Y). Dentro destes códigos estão inclusos dados de navegação, para permitir ao receptor saber a localização do satélite no momento da transmissão, e os dados de alcance, os quais permitem ao receptor determinar o tempo de trânsito do sinal enviado e conseqüentemente a distância entre o receptor e o satélite¹³.

O receptor GPS consegue então determinar sua posição com base nas informações de distância entre ele e pelo menos 4 diferentes satélites, técnica conhecida como TOA - tempo de chegada, tradução direta da língua inglesa de *time of arrival*, para determinação de latitude, longitude, altura e a diferença entre o relógio do receptor e o do sistema GPS. O sistema global de GPS possui dois serviços principais: o sistema de posicionamento standard - SPS, o qual trabalha com código C/A, e o serviço de posicionamento preciso - PPS, com código P(Y). A portadora L1 (1,57542 GHz), dessa

maneira, pode ser modulada, nos satélites, pelos sinais C/A e P(Y), ambos em quadratura entre si (BPSK). Entretanto, o serviço PPS com código P(Y) é de uso restrito exclusivo das forças armadas dos EUA, estando apenas o serviço SPS com código C/A liberado para uso público globalmente pelo governo dos EUA¹⁸. Frente ao exposto, assumiremos, de maneira a tornar a análise mais genérica e devido à maior disponibilidade de informações, que o receptor GPS em análise é um equipamento civil, de amplo uso no mercado marítimo e mercante, com serviço de posicionamento SPS e código C/A.

Assim, é possível realizar análise preliminar da interferência em questão sob dois pontos de vista: o da interferência linear e o da interferência não linear. Sob o ponto de vista da interferência linear, os sistemas perturbador e perturbado têm faixas de frequência de operação próximas, com uma isolação em frequência da ordem de 50 MHz. Logo, seria possível configurar o cenário como um caso de interferência linear por emissão fundamental³. Neste contexto, a norma marítima internacional IEC 61108-1¹⁰ aloca requisitos de desempenho a equipamentos marítimos receptores de posicionamento GPS (GNSS) como o seguinte: “em condições normais de operação, ligado e com antena conectada, o sistema GPS deverá poder receber radiação de 3W/m², na faixa de 1636,5 MHz, durante dez minutos, e após a radiação cessar o sistema GPS deve ser capaz de calcular posições fixas válidas dentro de um período de cinco minutos, sem a intervenção de um operador” (tradução do autor). Assim como estabelece também as condições e procedimentos do teste deste desempenho, o qual é feito com excitação de onda contínua – CW, tradução direta da língua inglesa de *continuous wave*, de 8 dBm em 1626 MHz e -120,5 dBm em 1575,12 MHz. Em outras palavras, tal referência normativa marítima, nesta qualificação de EMC, simula a emissão de sinal perturbador de 8 dBm em 1626 MHz, faixa ocupada também pelo sistema Inmarsat FB, e observa as condições de susceptibilidade do receptor GPS marítimo em recepção normal GPS em 1575,12 MHz (banda GPS L1) com sinais de intensidade típica de -120,5 dBm. Com base em tal teste, é possível inferir preocupação por parte da indústria com a RFI por emissões perturbadoras vizinhas na faixa de 1626 MHz em receptores GPS marítimos, o que legitima o objetivo deste estudo. Ao mesmo tempo ela estabelece uma qualificação básica de susceptibilidade do receptor marítimo civil GPS às condições de perturbação descritas. Adicionalmente, também estabelece requisitos de desempenho contra interferências por ruído de banda larga e por onda pulsada, incluindo limites e valores de teste,

entretanto tais requisitos não são observados neste estudo uma vez que a perturbação de interesse é do tipo onda contínua - CWI. Ainda, no que tange a interferência do tipo linear, os harmônicos nesse cenário não são de relevância ao estudo, uma vez que caíram a partir de 3245 MHz, estimando um segundo harmônico, já estando fora da faixa de frequência do sistema perturbado.

Já sob o ponto de vista da interferência não linear, o sistema perturbador emite uma potência radiada no ar de aproximados 34dBm (2,5W), o que, a despeito da proximidade entre frequências de operação, em termos de densidade de potência na antena perturbada vizinha, pode ser o suficiente para causar uma resposta não linear nos componentes eletrônicos primários de recepção, cabeça de RF ou *front end* de recepção. De maneira a identificar quais modos de interferência não-linear estão presentes será necessária a modelagem da cabeça de RF e uma análise detalhada da resposta do sinal de saída em função do sinal interferente na entrada. Adicionalmente se faz necessário conhecer o nível de sinal do sistema perturbador que entraria no sistema receptor perturbado, após a atenuação no espaço e o isolamento entre as antenas. Ambas as análises serão realizadas posteriormente neste trabalho.

Conseqüentemente a análise detalhada da interferência passará pela modelagem da emissão do sinal perturbador em simultaneidade com a recepção normal do sinal perturbado de maneira a identificar os modos de interferência presentes e estimar as possíveis mitigações. No contexto da interferência linear, uma possibilidade de mitigação é o emprego de filtros com rejeição sintonizada na frequência de sinal perturbador, uma vez que o sistema perturbado não opere na exata faixa de frequência de rejeição do filtro. Tal mitigação pode eventualmente também ser efetiva para combater parte dos modos de interferência não linear, caso logre atenuar o nível do mesmo na entrada do circuito RF antes dos componentes não lineares. Entretanto talvez somente o emprego de filtros na entrada do circuito RF receptor não seja suficiente para prevenir outros efeitos oriundos de alta densidade de potência, como a indução de correntes superficiais na estrutura metálica exposta, e em cabos do sistema receptor³. Para tais efeitos medidas adicionais como blindagens podem vir a ser necessárias de maneira a atingir qualificação de EMC para não suscetibilidade a campo elétrico radiado, seguindo normas como, por exemplo, a MIL-STD-461G¹⁹.

3.2 REVISÃO DA LITERATURA – MITIGAÇÕES PARA RFI

A literatura acadêmica apresenta alguns caminhos de mitigações para interferências de radiofrequência onde o sistema perturbado é um receptor GPS. Seguem alguns exemplos.

Mazaheri²⁰ e Lijun²¹ sugerem o emprego de antenas do tipo *phased array* para o sistema receptor GPS de forma a realizar seletividade espacial entre os sinais interferentes e o sinal desejado GPS. O primeiro emprega *arrays* modulados no tempo enquanto o segundo utiliza *beamformer MVDR* – técnica de formação de lóbulo com variação e distorções mínimas.

Fang²², Wu²³, e Youguo²⁴ trabalham interferências em receptores GPS através de avançado processamento de sinais. O primeiro emprega estimativa e supressão do pulso interferente através de método de processamento chamado NLS, o qual se traduz literalmente como método dos mínimos quadrados não lineares. O segundo artigo analisa três métodos de supressão do sinal interferente: SMI – inversão da matriz de amostras, GS – Gran-Schimit, e IGS – Gran-Schimit melhorado. Finalmente o terceiro trabalho propõe uma ferramenta de supressão do sinal interferente ambos no tempo e frequência utilizando transformada de Fourier fracionada – FRFT.

Landry²⁵, Arif²⁶, e Nouri²⁷ apresentam filtragem digital como solução para interferências RFI em sistemas GPS. O primeiro sugere um filtro digital adaptativo abrupto de banda estreita entre o CAD e os canais digitais do receptor, para o cancelamento do sinal interferente detectado. O segundo trabalho propõe um filtro digital adaptativo complexo (do inglês CANF), o qual detecta e suprime múltiplas CWIs através de uma resposta à impulso infinito de primeira, segunda e terceira ordens. Já o terceiro aponta um filtro digital adaptativo no tempo utilizando um algoritmo transversal rápido – RLS: traduzido do inglês pelo autor como mínimos quadrados recursivo.

Rezazadeh²⁸ e Clenet²⁹ apresentam dois projetos de antenas para mitigação de interferência em sistemas GPS. A primeira é uma antena em microfita em anel com dois modos e polarizações, sendo um modo TM₂₁ no anel externo e um TM₁₁ no interno com cancelamento de dois sinais interferentes com polarização cruzada e três com polarizações aleatórias. O segundo artigo trata de um conjunto de 4 antenas com polarização circular do tipo patch para supressão de sinais interferentes trabalhando nas bandas L1, L2 e L5.

Na área de filtros analógicos Hu³⁰ e Handtmann³¹ propõem filtros em tecnologia de ondas acústicas BAW do inglês *bulk acoustic wave filters* com o propósito de reduzir interferência em sistemas com navegação GPS, ambos com baixa perda de inserção, e altas rejeições abruptas em frequência.

Ainda na filtragem analógica, de Escobar³² apresenta um filtro supercondutor acústico SAW, em tecnologia de filmes com supercondutividade em alta temperatura, HTS, a qual apresenta baixa perda e alta rejeição, porém requer refrigeração bem controlada próxima ao filtro.

La Valle³³ propõe um filtro analógico com ressoadores em microfita para rejeição de sinais interferentes às aplicações GPS e GALILEO. Ele apresenta uma perda moderada de 1,5 dB e ao redor de 30 dB em bandas adjacentes.

Ainda neste contexto, Li³⁴ projeta um filtro reconfigurável empregando circuitos ressonadores em microfita acionado por circuitos micro eletro mecânicos, MEMS, para rejeição de interferências RFI em aplicações GPS.

Sumarizando, dentre a literatura atual revisada pelo autor, várias propostas de mitigação tratam de algoritmos de filtragem digital, processamento de sinais, etc. Essas soluções se encontram na parte digital do receptor GPS, após o CAD, e dessa forma, apesar de apresentarem excelentes taxas de rejeição e seletividade, podem não atender completamente ao problema em questão por não cobrirem também a parte RF do circuito receptor, e assim, é possível que o sinal entregue ao CAD já esteja incompreensível para aquisição e rastreamento de sinais GNSS, conforme em Kaplan¹⁸ e mencionado no capítulo 6 desta dissertação.

Existiram, entretanto, soluções em seletividade espacial, seja por *phased arrays* ou por antenas físicas. Essas já cobrem também a cabeça de RF do circuito receptor e poderiam ser adaptadas a atender ao problema em questão, apesar da complexidade de projeto destas antenas, conforme ressaltado por Kaplan¹⁸.

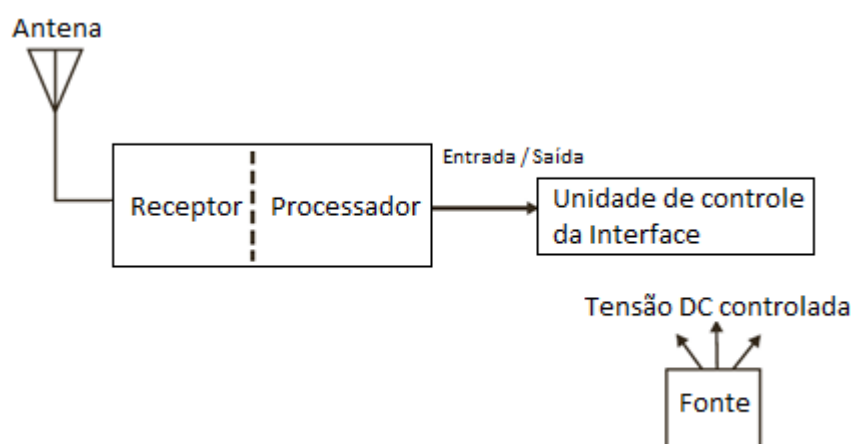
Finalmente, dentre a literatura revisada, restam as soluções de filtros analógicos, as quais não são tão numerosas quanto as propostas em software, porém cobrem uma variedade de tecnologias como filtros acústicos BAW e SAW, ressoadores em microfita e ressoadores acionados por MEMS. Ressalta-se que os filtros analógicos, assim como as antenas são excelentes soluções para interferências em aplicações GPS¹⁸, entretanto deve-se verificar a viabilidade de emprego destas soluções com a ótica da simplicidade da arquitetura GPS em um submarino, assim como na economicidade.

3.3 ARQUITETURA DO SISTEMA PERTUBADO

De maneira a progredir para a análise detalhada da interferência em estudo, nesta seção será mapeada a arquitetura do sistema receptor perturbado. Com base nesta arquitetura será possível a modelagem dos componentes nas ferramentas de análise a serem empregadas. Assim como a plataforma naval e os sistemas escolhidos, a arquitetura aqui citada é típica, encontrada em literatura aberta, escolhida com o propósito de satisfazer a análise em questão. Logo, outras arquiteturas são possíveis, sem necessariamente desconstruir os cenários estudados.

O sistema perturbado em estudo é um sistema receptor GPS marítimo civil com os dados escolhidos na Tabela 5 e regulamentado por normas civis. Tal sistema é composto essencialmente de uma antena e de um receptor GPS. Fazem parte do sistema receptor GPS típico: um processador, um dispositivo de entradas e saídas e uma tela de controle e monitoramento. Segue na Figura 9 um esquemático dos principais componentes típicos de um sistema receptor GPS.

Figura 9 – Principais componentes de um sistema receptor GPS



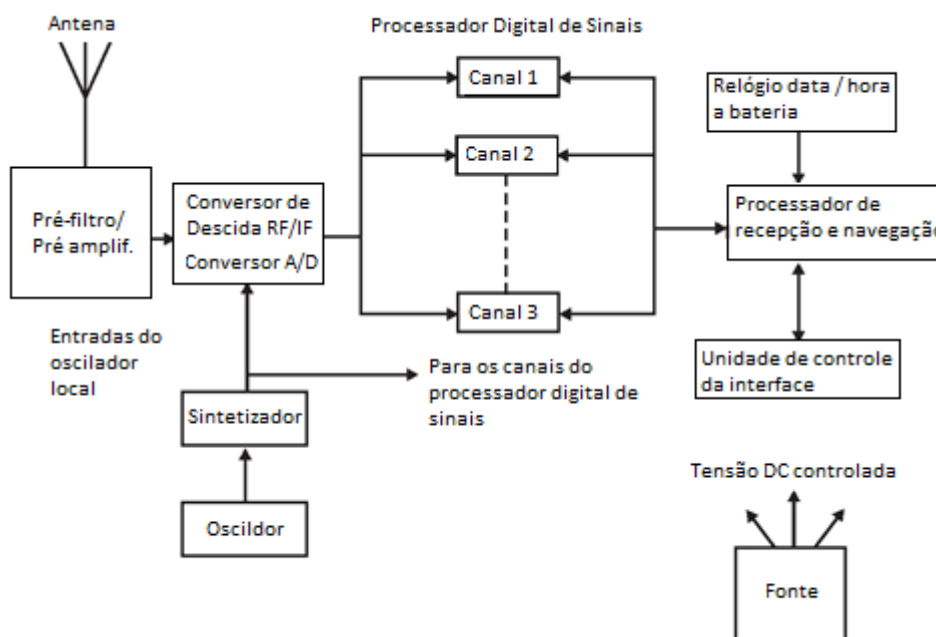
Fonte: Adaptado de Kaplan¹⁸

Um receptor GPS típico processa os sinais na banda L transmitidos pelos satélites de maneira a determinar o posicionamento PVT: posição, velocidade e tempo¹⁸. Sinais GPS são recebidos através da antena com polarização em geral RHCP, mesma polarização do sinal enviado do satélite. Como o receptor recebe múltiplos sinais de origens distintas, é interessante que os sinais recebidos tenham aproximadamente a mesma potência. Por conseguinte, o principal requisito para a antena GPS é ter ganho desejavelmente uniforme em ângulos espaciais bastante amplos. Outro requisito para

a antena GPS é que ela receba sinais de todos os satélites quando acima de angulação 5° do horizonte e, dessa maneira, a cobertura de área espacial seja a maior possível, com o objetivo de cobrir o maior número de satélites possível. Geralmente, as antenas GPS têm ganho muito baixo em ângulos baixos, de maneira a evitar sinais provenientes de ângulos baixos, pois a maioria dos sinais interferentes vêm nesses ângulos¹³. Entretanto, no nosso cenário de estudo é possível que o sinal perturbador da antena Inmarsat FB seja proveniente de um ângulo no mesmo nível ou mais elevado, a ser avaliado.

Seguiremos agora para a análise do receptor GPS. Na Figura 10 segue a arquitetura de um receptor GPS SPS típico.

Figura 10 – Arquitetura de um receptor GPS genérico do serviço SPS



Fonte: Adaptado de Kaplan¹⁸

No esquema da Figura 10 pode-se observar que cada receptor possui múltiplos canais, onde cada canal recebe a transmissão PRN de um único satélite. Ao analisar a arquitetura começamos com a cabeça de RF composta de: pré-filtro, pré-amplificador, e conversor RF/IF. Após segue o conversor analógico digital (CAD), a parte de processamento dos sinais e os dispositivos de entrada / saída (I/O).

Na cabeça de RF, logo após a antena, pode haver inicialmente um pré-filtro, concebido exatamente para reduzir a interferência de radiofrequência¹⁸. Entretanto esse pré-filtro não é normalmente standard nos receptores GPS, podendo ser adicionado ao

receptor em caso de interferência de um sinal forte próximo à frequência L1¹³. Conseqüentemente, as características deste pré-filtro dependem dos possíveis sinais interferentes próximos à banda de recepção, uma vez que o objetivo dele é filtrá-los. Essa interferência é exatamente o foco deste estudo, uma vez que o sistema Inmarsat FB emite sinais próximos à banda de recepção, e em proximidade física à antena receptora GPS. Logo, em coerência à linha de estudo apresentada, o pré-filtro não será incluído em primeira análise, pois esta tem o foco de apenas identificar o problema. Em momento posterior, durante a identificação de mitigações, ele será definido e incluído na arquitetura, onde serão analisados os efeitos de sua inserção. Dentre esses efeitos, por exemplo, estaria a inclusão de uma perda de inserção decorrente desse filtro, a qual aumentaria a figura de ruído (NF) total do receptor. Um receptor GPS sem sinais interferentes na sua vizinhança tem geralmente como primeiro componente um amplificador, e não um pré-filtro, de maneira a reduzir a NF do receptor¹³.

Seguindo na arquitetura, após o pré-filtro vem o pré-amplificador, normalmente um amplificador de baixo ruído (LNA). Para o código C/A poder ser apropriadamente detectado no receptor GPS o nível do sinal deve ser em geral no mínimo aproximadamente -130 dBm. Entretanto, para a banda mínima do código C/A de aproximadamente 2,046 MHz, o ruído térmico em temperatura ambiente calculado é de aproximadamente -111 dBm/MHz. Isso significa que o receptor GPS pode geralmente detectar sinais vindos dos satélites com até aproximadamente 19 dB abaixo do nível de ruído. Logo, tais fracos sinais devem então ser inicialmente amplificados no pré-amplificador, para poderem ser posteriormente detectados no conversor analógico digital (CAD). Ele recebe o sinal do satélite com baixo nível, próximo muitas vezes ao limite de sensibilidade do receptor, -130 dBm para código C/A, e o eleva a um nível suficiente para ser capaz de acionar o CAD, sem saturar o mesmo. Por conseguinte, o ganho do pré-amplificador deve ser alto para auxiliar a detecção, porém dentro da faixa aceitável pelo CAD para não saturá-lo¹³. O pré-amplificador na entrada é do tipo baixo ruído, LNA, devido ao sinal recebido na antena ser muito baixo, e a existência de um ruído excessivo no pré-amplificador poderia tornar mais difícil a detecção dele nos próximos componentes. Ele pode estar no radome junto da antena GPS, ou junto ao receptor e mais afastado da antena, opções de arquitetura detalhadas a seguir. No caso do pré-amplificador estar junto à antena, essa é caracterizada como antena ativa¹⁸, e a figura de ruído (NF) é reduzida a

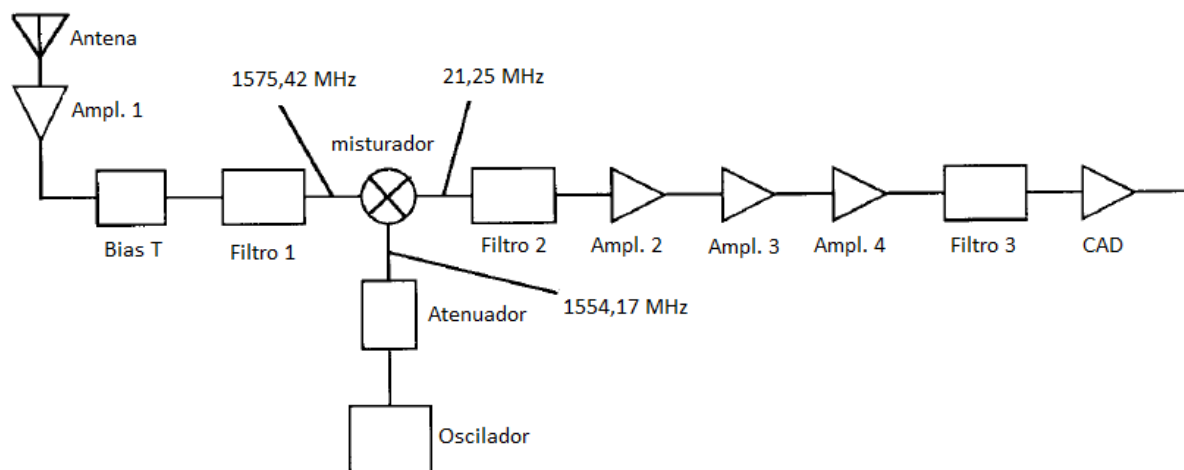
aproximadamente a NF do pré-amplificador, pois a NF de um segundo componente seria reduzida pelo ganho do pré-amplificador¹³⁻²⁰. Entretanto, o problema potencial com a arquitetura de antena ativa é que sinais fortes na faixa de frequência do amplificador podem levar mais facilmente o mesmo à saturação e a não linearidade, gerando espúrios e harmônicos³⁻¹³. No segundo caso o pré-amplificador está junto ao receptor e o primeiro componente após a antena seria o pré-filtro, se ele estiver implementado. Esta configuração permite que a antena seja novamente um componente passivo e fornece a flexibilidade de se ter ou não o pré-filtro. Assumiremos, então, que nosso receptor GPS em estudo dispõe da segunda configuração, com antena passiva, e pré-amplificador no receptor e não na antena. Isso por ser uma opção mais fácil de adicionar posteriormente o pré-filtro, o que convém ao nosso estudo.

Após o pré-amplificador, o sinal RF do satélite passa pelo processo de heterodinagem no conversor RF/IF¹⁸, composto principalmente de misturadores e osciladores. Esse processo consiste em converter o sinal para uma frequência intermediária (IF), de maneira a facilitar a conversão analógico-digital. Ele é então digitalizado em IF no CAD. Tal processo é conhecido como digitalização indireta ou *down-converted*. Outra opção de arquitetura de receptores GPS é aquela que digitaliza diretamente na banda L1 (digitalização direta), não passando pelo processo de heterodinagem. Porém, nesse tipo de arquitetura o custo do amplificador para trabalhar em frequências pode ser alto, além do CAD também ser mais complexo por ter que ter largura de banda alta e maior precisão, para trabalhar com alta frequência de entrada. Além disso, outra desvantagem é a alta perda de inserção dos filtros de banda estreita que trabalham em alta frequência¹³. Em contrapartida, a maior vantagem na digitalização direta, logo desvantagem na indireta, é a não necessidade de osciladores e misturadores para os processos de conversão, sendo estes últimos componentes não-lineares geradores de harmônicos, espúrios e produtos de intermodulação³⁻¹³. Assumiremos que o receptor GPS em análise tem arquitetura com conversão indireta, com heterodinagem, reforçando a necessidade do estudo das não-linearidades neste receptor.

Dessa forma, com base nas escolhas de arquitetura realizadas, adotaremos um projeto básico de circuito RF de receptor GPS sugerido em Tsui¹³, com esquemático básico disposto na Figura 11 e dados dos componentes a serem detalhados nos próximos parágrafos. Esse circuito foi escolhido para o estudo da RFI em questão por ser um projeto que atende às escolhas já mencionadas de arquitetura. Adotaremos os

mesmos dados de componentes apresentados na Figura 11, complementando com dados típicos quando os mesmos não se encontram em Tsui¹³.

Figura 11 – Circuito escolhido da cabeça de RF de um receptor GPS.



Fonte: Adaptada de Tsui¹³

A frequência de recepção é 1575,42 MHz, banda GPS L1, e a frequência IF de projeto do circuito após o misturador e entrada para o CAD é 21,25 MHz. O filtro 1, localizado antes do misturador, é centrado na frequência de recepção GPS L1 com largura de banda 3 dB de 3,4 MHz, pouco superior aos 2,046 MHz requisitados para o código C/A proveniente dos satélites. O mesmo é usado para limitar a banda passante do sinal de entrada, serve para rejeitar as frequências imagem do misturador, assim como fornece alguma rejeição contra sinais fortes fora da banda que poderiam saturar o misturador³⁵. O filtro 2 é usado para limitar os espúrios gerados no misturador, e o filtro 3 tem a função de limitar o ruído gerado nos três amplificadores.

O amplificador 1 (pré-amplificador) tem 26 dB de ganho e 2,5 dB de NF. Os amplificadores 2 e 3 fornecem juntos 60 dB de ganho. A frequência alocada ao oscilador local é de 1554,17 MHz, de maneira ao misturador poder fornecer os 21,25 MHz de IF. O atenuador alocado entre o oscilador e o misturador é usado para melhorar o casamento de impedância e reduzir a potência no misturador. O amplificador 4 fornece ainda um ganho adicional de 24 dB. O filtro 2, com função de limitar os espúrios gerados no misturador, tem frequência central de 21,25 MHz e banda de 2 MHz, a qual é mais restrita que do filtro 1. Já o filtro 3, com função de

limitar o ruído geral do circuito também é centrado na IF, porém com banda 3 dB de 3,4 MHz¹³.

Ao chegar ao CAD é considerada terminada a parte RF ou *front end* do circuito receptor, e começa a parte de processamento. As amostras são então encaminhadas para o processador digital de sinais (DSP). O DSP contém N canais paralelos (em geral 8 a 12 nos receptores atuais¹⁸), para receber as portadoras e códigos de até N satélites visíveis. O processador, então, coleta e processa tais medidas e mensagens de maneira a fornecer a solução de posicionamento PVT, além de controlar e comandar o receptor. A solução dedicada PVT é então encaminhada ao dispositivo I/O, que funciona como a interface final com o usuário, conectando com uma tela de controle, ou é a interface com outros sistemas que utilizam a posição GPS.

No contexto da interferência eletromagnética, para receptores GPS portáteis existe um *trade-off* importante na arquitetura entre eficiência no consumo de energia e suscetibilidade à sinais interferentes dentro da banda de recepção. Isso se dá, pois, em receptores resistentes à interferência são necessários *front ends* com alta faixa dinâmica, e seus componentes (amplificadores e misturadores com produtos de intermodulação de níveis altos) requerem altos níveis de tensão bias, o que consequentemente consome mais energia. Entretanto, para o nosso caso em estudo, esse *trade-off* não impacta o receptor GPS, uma vez que o mesmo se encontra a bordo de um submarino como o SSN-688, cuja alimentação não depende de bateria móvel.¹⁸

Diante do exposto é possível perceber que a análise da interferência em um receptor, neste caso o receptor GPS, se concentra principalmente em seus componentes do *front end* antes do CAD: pré-filtro, pré-amplificador, conversor RF/IF e misturadores.

4 MODELAGEM

Em face de uma análise preliminar e de uma escolha teórica de arquitetura do sistema receptor realizadas, partiremos para a análise detalhada da interferência em questão. Entretanto para lá chegarmos será necessária uma modelagem adequada do sistema receptor assim como da plataforma naval escolhida.

4.1 MODELAGEM DA CABEÇA DE RF DO RECEPTOR GPS NO ADS®

Nesta seção serão modelados os componentes do *front end* do circuito receptor GPS, seguindo o projeto adotado da Figura 11. Conforme anteriormente mencionado quando da falta de informações no projeto adotado, elas foram complementadas com informações de *data sheets* típicos e manuais do ADS®, conforme será detalhado.

A modelagem foi feita no *software* ADS® da *Keysight Technologies* utilizando-se da ferramenta ADS® - *RF System Design*³⁶, com seus modelos de sistema para os componentes, *RF System Models*³⁷, disponíveis na biblioteca *Analog / RF library*.

Os componentes foram então traduzidos nos modelos de sistema *Analog / RF library* de acordo com as características desejadas na arquitetura para cada componente, assim como respeitando as características de cada modelo, sendo possível a representação das não-linearidades de interesse (compressão de ganho, saturação, harmônicos, intermodulação) nos circuitos nele implementados.

Finalmente, de maneira a permitir o estudo das não-linearidades previstas, seguem os parâmetros do ADS® a serem configurados.

Tabela 6 – Parametrização do circuito front end GPS no ADS

Código do Parâmetro no ADS®	Componente que utiliza	Significado
S21 [dB]	Amplifier2	Ganho de transmissão direto na porta 2 devido ao sinal na porta 1 (real ou complexo).
S11 [dB]	Amplifier2	Coeficiente de reflexão na porta 1 (real ou complexo).
S12 [dB]	Amplifier2	Ganho de transmissão reverso na porta 1 devido ao sinal na porta 2 (real ou complexo).
S22 [dB]	Amplifier2	Coeficiente de reflexão na porta 2 (real ou complexo).
TOI [dBm]	Amplifier2, Mixer2	IIP3 – terceiro ponto de interceptação de entrada, nível de entrada que faz com que os produtos de

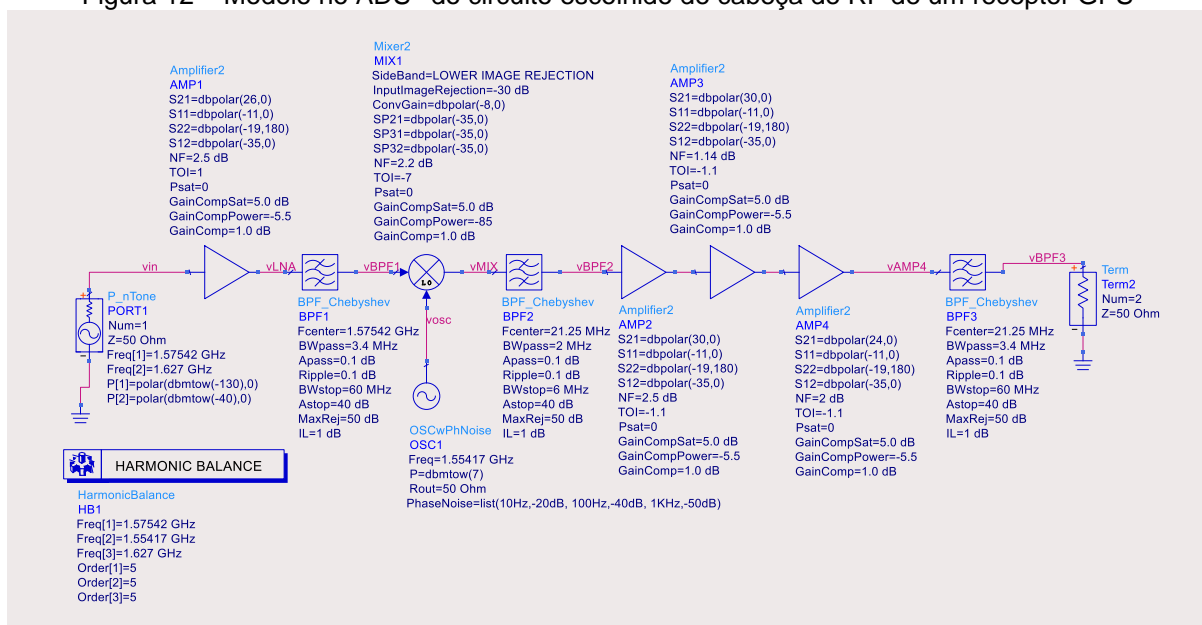
Código do Parâmetro no ADS®	Componente que utiliza	Significado
		intermodulação na saída se iguaem ao sinal fundamental na saída.
NF [dB]	Amplifier2, Mixer2	Figura de ruído.
GainCompPower [dBm]	Amplifier2, Mixer2	Potência para atingir a compressão de ganho GainComp.
GainComp [dB]	Amplifier2, Mixer2	Compressão de ganho em GainCompPower, padrão do ADS é 1dB.
Psat [dBm]	Amplifier2, Mixer2	Nível de potência parasaturação.
GainCompSat [dB]	Amplifier2, Mixer2	Compressão de ganho em Psat, padrão do ADS é 5dB.
SideBand	Mixer2	Banda lateral / opção de imagem para o misturador. Padrão do ADS é "BOTH", porém pode ser configurado com "BOTH", "LOWER, UPER", "LOWER IMAGE REJECTION, UPER IMAGE REJECTION".
OutputSidebandSuppression [dB]	Mixer2	Supressão de banda lateral na saída. Somente relevante para SideBand= "LOWER, UPER". Padrão do ADS é -200 dB.
InputImageRejection [dB]	Mixer2	Rejeição de Imagem da entrada. Somente relevante para SideBand= "LOWER IMAGE REJECTION, UPER IMAGE REJECTION". Padrão do ADS é -200 dB.
ConvGain [dB]	Mixer2, MixerWithLO	Ganho de conversão (real ou complexo).
SP21 [dB]	Mixer2	Vazamento de sinal da porta RF para a porta IF.
SP31 [dB]	Mixer2	Vazamento de sinal da porta RF para a porta LO.
SP32 [dB]	Mixer2	Vazamento de sinal da porta IF para a porta LO.
Freq [GHz]	OSCwPhNoise, P_1Tone	Frequência de operação do oscilador local do circuito de recepção, ou LO.
P [dBm]	OSCwPhNoise, P_1Tone	Potência de Saída da fonte oscilatória
Rout [Ω]	OSCwPhNoise	Resistência de saída do oscilador
PhaseNoise	OSCwPhNoise	Dados de ruído de fase do oscilador
Z [Ω]	P_1Tone	Impedância de saída do oscilador
Zref [Ω]	MixerWithLO	Impedância de Referência do misturador com oscilador local.
DesiredIF	MixerWithLO	Frequência desejada de IF na saída, padrão do ADS é "RF minus LO"
Fcenter	BPF_Chebyshev	Frequência central da banda passante

Código do Parâmetro no ADS®	Componente que utiliza	Significado
BWpass	BPF_Chebyshev	Largura da banda passante <i>edgetoedge</i>
Apass	BPF_Chebyshev	Atenuação nos <i>passbandedges</i>
Ripple	BPF_Chebyshev	<i>Ripple</i> da banda passante
BWstop	BPF_Chebyshev	Largura medida entre a <i>stopbandedges</i> alta e baixa
Astop	BPF_Chebyshev	Atenuação nos <i>stopbandedges</i>
MaxRej	BPF_Chebyshev	Máximo nível de rejeição
IL	BPF_Chebyshev	Perda de Inserção na banda passante

Fonte: Keysight Technologies³⁶

De posse dos dados de componentes e da arquitetura adotada, segue na Figura 12 o modelo no ADS® do circuito adotado de cabeça de RF do receptor GPS.

Figura 12 – Modelo no ADS® do circuito escolhido de cabeça de RF de um receptor GPS



Fonte: Autor.

Na Tabela 7, Tabela 8, Tabela 9 e Tabela 10 segue a parametrização adotada com respectivas fontes para os componentes do circuito RF do receptor GPS modelado. Todos os dados disponíveis na arquitetura de referência foram utilizados, e os dados lá indisponíveis foram obtidos de *data sheets* típicos e de documentação do ADS®. Alguns detalhes de relevância sobre a parametrização e funcionamento do modelo de alguns componentes são descritos após cada tabela.

Tabela 7 – Parametrização dos amplificadores do circuito RF do receptor GPS no ADS®

Componente do Circuito RF	AMP1	AMP2	AMP3	AMP4
Componente do ADS que utiliza	Amplifier2			
S21 [dB]	26 dB ⁽¹³⁾	30 dB ⁽¹³⁾	30 dB ⁽¹³⁾	24 dB ⁽¹³⁾
S11 [dB]	-11 dB ⁽³⁸⁾	-11 dB ⁽³⁸⁾	-11 dB ⁽³⁸⁾	-11 dB ⁽³⁸⁾
S12 [dB]	-35 dB ⁽³⁶⁾	-35 dB ⁽³⁶⁾	-35 dB ⁽³⁶⁾	-35 dB ⁽³⁶⁾
S22 [dB]	-19 dB ⁽³⁸⁾	-19 dB ⁽³⁸⁾	-19 dB ⁽³⁸⁾	-19 dB ⁽³⁸⁾
TOI [dBm]	1 dBm ⁽³⁸⁾	-1,1dBm ⁽³⁸⁾	-1,1dBm ⁽³⁸⁾	-1,1 dBm ⁽³⁸⁾
NF [dB]	2,5 dB ⁽¹³⁾	2,5 dB ⁽¹³⁾	1,14 dB ⁽³⁸⁾	2 dB ⁽³⁹⁾
GainCompPower [dBm]	-5,5 dBm*	-5,5 dBm*	-5,5 dBm*	-5,5 dBm*
GainComp [dB]	1 dB ⁽³⁷⁾	1 dB ⁽³⁷⁾	1 dB ⁽³⁷⁾	1 dB ⁽³⁷⁾
Psat [dBm]	0 dBm ⁽⁴⁰⁾	0 dBm ⁽⁴⁰⁾	0 dBm ⁽⁴⁰⁾	0 dBm ⁽⁴⁰⁾
GainCompSat [dB]	5 dB ⁽³⁷⁾	5 dB ⁽³⁷⁾	5 dB ⁽³⁷⁾	5 dB ⁽³⁷⁾

*Maxim Integrated™³⁸ fornece gráfico do ponto de compressão 1dB (GainCompPower) no LNA1 daquele receptor GPS, onde o mesmo varia de aproximados -2dBm a -9dBm dependendo do “LNA BIAS digital code”. Considerando um BIAS de 5VDC⁽¹³⁾, o GainCompPower estimado é -5,5dBm.
Fonte: Autor.

Tabela 8 - Parametrização do misturador (com suas opções) do circuito RF do receptor GPS no ADS®

Componente do Circuito RF	MIX1	MIXwithLO
Componente do ADS que utiliza	Mixer2	MixerWithLO
TOI [dBm]	-7 dBm ⁽³⁸⁾	-7 dBm ⁽³⁸⁾
NF [dB]	2,2 dB*	2,2 dB*
GainCompPower [dBm]	-85 dBm ⁽³⁸⁾	Não aplicável
GainComp [dB]	1 dB ⁽³⁷⁾	Não aplicável
Psat [dBm]	0 dBm ⁽⁴⁰⁾	Não aplicável
GainCompSat [dB]	5 dB ⁽³⁷⁾	Não aplicável
SideBand	LOWER IMAGE REJECTION	Não aplicável
InputImageRejection [dB]	-30 dB ⁽⁴⁰⁾	Não aplicável
ConvGain [dB]	-8 dB ⁽³⁶⁾	-8 dB ⁽³⁶⁾
SP21 [dB]	-35 dB ⁽³⁶⁾	Não aplicável
SP31 [dB]	-35 dB ⁽³⁶⁾	Não aplicável
SP32 [dB]	-35 dB ⁽³⁶⁾	Não aplicável
ZRef [Ω]	Não aplicável	50 Ω ⁽³⁶⁾
DesiredIF	Não aplicável	RF MINUS LO**
LO_Freq [GHz]	Não aplicável	1,55417 GHz ⁽¹³⁾

* Para um circuito de conversão RF – IF de NF total= 4,7dB⁴⁰, considerando que NF do AMP1 seja 2,5dB¹³, consideramos o NF do misturador em 2,2dB.

**Em coerência com a arquitetura adotada de receptor GPS¹³, a frequência de saída IF desejada é a frequência RF do sinal de entrada subtraída da frequência LO do oscilador local.

Fonte: Autor.

Tabela 9 – Parametrização dos filtros do circuito RF do receptor GPS no ADS®

Componente do Circuito RF	BPF1	BPF2	BPF3
Componente do ADS que utiliza	BPF_Chebyshev	BPF_Chebyshev	BPF_Chebyshev
Fcenter [GHz]	1,5754 GHz ⁽¹³⁾	21,25 MHz ⁽¹³⁾	21,25 MHz ⁽¹³⁾
BWpass [MHz]	3,4 MHz ⁽¹³⁾	2 MHz ⁽¹³⁾	3,4 MHz ⁽¹³⁾
Apass [dB]	0,1 dB ⁽³⁶⁾	0,1 dB ⁽³⁶⁾	0,1 dB ⁽³⁶⁾
Ripple [dB]	0,1 dB ⁽³⁶⁾	0,1 dB ⁽³⁶⁾	0,1 dB ⁽³⁶⁾
BWstop[MHz]	60 MHz*	60 MHz*	60 MHz*
Astop [dB]	40 dB ⁽³⁶⁾	40 dB ⁽³⁶⁾	40 dB ⁽³⁶⁾
MaxRej [dB]	50 dB ⁽³⁶⁾	50 dB ⁽³⁶⁾	50 dB ⁽³⁶⁾
IL [dB]	1 dB ⁽³⁶⁾	1 dB ⁽³⁶⁾	1 dB ⁽³⁶⁾

* Como não foi encontrada uma referência direta nos *data sheets* estudados sobre esse parâmetro, o autor testou vários valores entre 10 MHz e 6 GHz, os quais não alteraram os resultados de interesse. Assim foi assumido 60 MHz por escolha arbitrária.

Fonte: Autor.

Tabela 10 – Parametrização do oscilador e porta do circuito RF do receptor GPS no ADS®

Componente do Circuito RF	OSC1	PORT1
Componente do ADS que utiliza	OSCwPhNoise	P_nTone
Freq [GHz]*	1,55417 GHz ⁽¹³⁾	Freq [1] = 1,57542 GHz Freq [2] = 1,627 GHz
P [dBm]**	7 dBm ⁽³⁶⁾	P[1] = polar(dbmtow(-130),0) dBm P[2] = polar(dbmtow(P_{int}),0) dBm
Rout [Ω]	50 Ω ⁽³⁶⁾	Não aplicável
PhaseNoise***	(10Hz,-20dB, 100Hz,-40dB, 1KHz,-50dB) ⁽⁴¹⁾	Não aplicável
Z[Ω]	Não aplicável	50 Ω ⁽³⁶⁾

* As frequências da fonte de excitação do circuito são: Freq [1] se refere à frequência de recepção normal GPS L1 e a Freq [2] se refere à frequência do sinal interferente Inmarsat FB.

** As potências da fonte de excitação do circuito são: P[1] se refere à menor potência de recepção normal GPS e a P[2] se refere à potência do sinal interferente Inmarsat FB na entrada do receptor GPS chamada neste trabalho de potência interferente ou P_{int} .

***Parâmetro configurado, porém não utilizado no estudo.

Fonte: Autor.

O AMP1 é o pré-amplificador do circuito RF do receptor GPS em análise e foi modelado utilizando o modelo de componente *Amplifier2*. O mesmo é baseado em modelagem polinomial da tensão de saída do amplificador em função da tensão de entrada. Quando excitado com um tom de sinal “baixo” o amplificador deve fornecer seu ganho máximo e linear. Entretanto, se excitado com um tom de sinal “forte”

fornece um ganho menor, comprimido. Antes da compressão o ganho do *Amplifier2* é linearmente progressivo de acordo com o sinal de entrada. Adicionalmente o *Amplifier2* tem um nível de sinal de entrada para o qual ele satura. Ao se analisar um amplificador com o simulador *Harmonic Balance* de certa ordem, será possível visualizar harmônicos na entrada e na saída. Em resumo, os efeitos de compressão de amplificação, saturação e harmônicos são resultado da não linearidade no modelo polinomial do *Amplifier2* no ADS®. Adicionalmente o *Amplifier2* permite ainda a simulação de ruído, no entanto, como o foco desse estudo são as interferências eletromagnéticas (RFIs), o ruído não será aqui simulado ou fará parte da análise. Entretanto, de maneira a fazer a importante distinção entre ruído e RFI, é salutar lembrar que o ruído é um efeito de comportamento aleatório, bastante presente em circuitos analógicos, porém não causado pelas não linearidades do circuito com muitas das RFIs.

O MIX1, modelado pelo componente *Mixer2*, é o misturador da arquitetura adotada e, como tal, é o responsável pela conversão da frequência RF de recepção do sinal para a frequência IF que será entregue ao CAD. Assim como o amplificador, o misturador também é um componente não-linear, cujas não-linearidades no modelo *Mixer2* seguem a mesma metodologia de curva polinomial que no *Amplifier2*. A configuração no misturador foi feita com rejeição de imagem no nosso estudo, uma vez que foi constatada maior disponibilidade de informações sobre rejeição de imagem do que sobre supressão de banda lateral nas fichas técnicas de receptores avaliadas. Assim sendo, na nossa arquitetura de escolha $RF > LO$, logo $RF_{img} < RF$ e a imagem indesejada tem frequência mais baixa.

A excitação do circuito foi modelada em tons através do modelo P_nTone do ADS®. A potência P [1] se refere à menor potência de recepção normal GPS, a qual foi configurada como -130 dBm na frequência GPS banda L1. A potência P [2] se refere ao sinal interferente Inmarsat FB na entrada do receptor GPS, chamada neste trabalho de potência interferente ou P_{int} , a qual pode ser calculada pela subtração da potência do sinal emitido pelo sistema Inmarsat FB com o S_{21} entre as duas antenas conforme será determinado na seção 4.2.4.

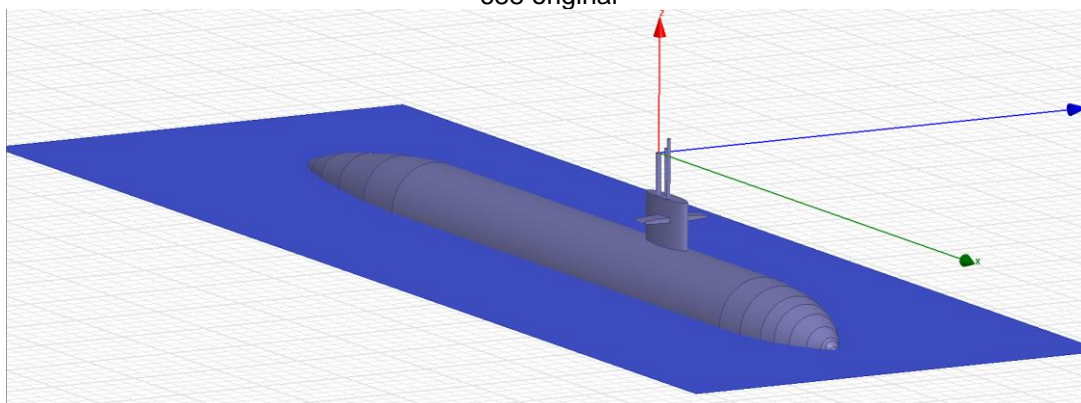
4.2 MODELAGEM DA PLATAFORMA NAVAL E SIMULAÇÃO DA ISOLAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DAS ANTENAS NO HFSS®

Uma vez haver sido modelada a cabeça de RF do receptor perturbado, o objetivo a ser perseguido nesta seção é conseguir modelar tão bem quanto possível o ambiente eletromagnético entre as antenas onde se passaria a RFI. Para isso, com auxílio da ferramenta HFSS[®], passaremos pela construção de modelo estimado da plataforma naval, o SSN-688, pelo projeto de modelos representativos das antenas perturbadora e perturbada na frequência adotada para estudo da interferência: 1,627 GHz (Tabela 5) e finalmente por simulação da operação simultânea das antenas nesta frequência de maneira a estimar a isolamento eletromagnética entre elas em diferentes hipóteses de posicionamento no submarino.

4.2.1 MODELAGEM DO SSN-688 NO HFSS[®]

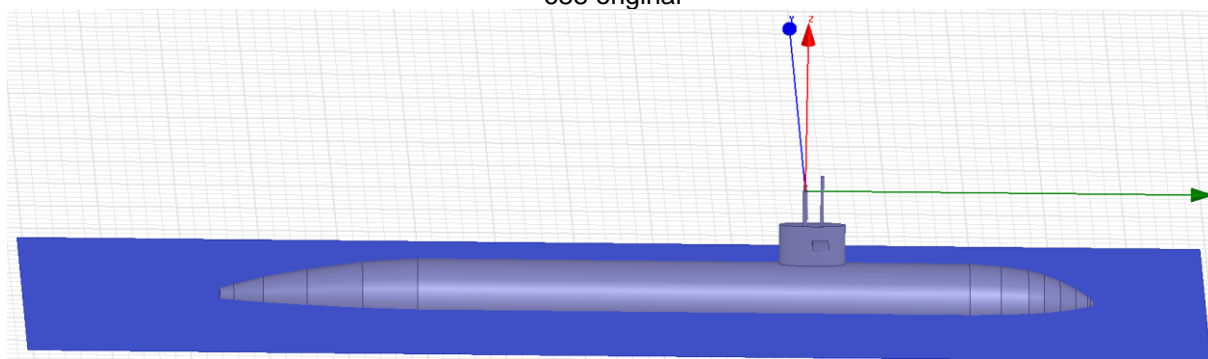
Com base nas informações abertas do SSN-688: comprimento e diâmetro do submarino dispostos na Tabela 1, comprimento, altura e largura estimados da vela na Tabela 2, alturas estimadas dos mastros na Tabela 3, e as formas apresentadas nas figuras Figura 1, Figura 2, Figura 4 e Figura 5; foi realizado desenho manual estimado do SSN-688 através da interface de modelagem 3D do HFSS[®]. Foram utilizados sólidos primitivos disponíveis na interface, como o cilindro, o cone, a elipse, a esfera e o retângulo. Seguem na Figura 13 e Figura 14 uma imagem diagonal e transversal do modelo construído no HFSS[®] de representação do submarino SSN-688 original. O retângulo azul é uma folha configurada como material condutor perfeito (PEC) com objetivo de modelar a superfície da água do mar, para a qual assume-se característica de material predominantemente condutor em relação às ondas eletromagnéticas. O corpo do submarino, as velas e os mastros também foram configurados como PEC por terem predominância de metal em sua estrutura.

Figura 13 – Imagem diagonal do modelo construído no HFSS® com objetivo de representar o SSN-688 original



Fonte: Autor.

Figura 14 – Imagem transversal do modelo construído no HFSS® com objetivo de representar o SSN-688 original

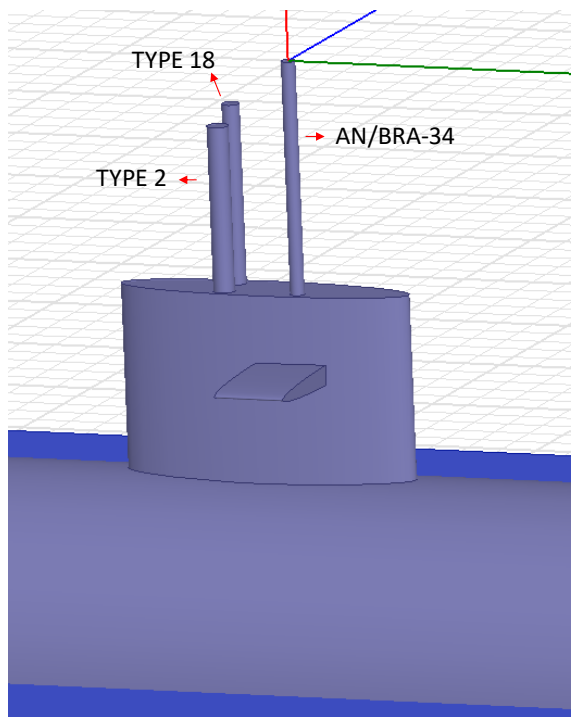


Fonte: Autor.

Os mastros do SSN-688 modelados, de acordo com a Tabela 3, foram o *Type 2* (periscópio de ataque), o *Type 18* (periscópio de busca) e o AN/BRA-34 (mastros multifuncional de comunicações). O radar AN/BPS-15, por ser um radar de navegação e detecção de superfície, então empregado em condições de navegação na superfície e próximo da linha costeira, não foi modelado por seu emprego limitado e por não comportar nenhum dos sistemas de interesse no cenário deste estudo⁵⁻⁶. O AN/BRD-7 BLD-1 é um mastro de detecção de comunicações e, dessa forma, não foi modelado com base na hipótese de que o mesmo não seria empregado ou até içado em uma situação de comunicação por parte do submarino, uma vez que a atividade de emissão de energia eletromagnética concorreria com a detecção a ser realizada por tal mastro⁹. Existia no SSN-688 original um segundo mastro AN/BRA-34⁷, entretanto tal mastro também não foi modelado com a hipótese de que o mesmo não seria empregado em simultaneidade por motivo de redundância e possível geração de outras interferências entre antenas. Na Figura 15 segue imagem do modelo do SSN-688 no HFSS® com

foco nos mastros escolhidos para serem modelados. A alocação das antenas nos diferentes mastros será de acordo com hipóteses de alocação física a serem detalhadas na seção 4.2.4.

Figura 15 – Imagem do modelo do SSN-688 com foco nos mastros modelados



Fonte: Autor.

4.2.2 PROJETO E MODELAGEM DA ANTENA PERTURBADA NO HFSS®

As antenas GPS devem receber em um amplo ângulo espacial, de maneira a receber sinais da maior quantidade de satélites possíveis assim como tendem a ser compactas devido à adequação à dispositivos cada vez mais reduzidos. Tsui¹³ recomenda como os tipos mais comuns e populares de antena GPS as antenas espirais e as antenas de microfita.

Em face ao exposto, o tipo de antena GPS adotado para este estudo é a antena de microfita¹⁴⁻¹⁵. A escolha da tecnologia de antena de microfita como antena GPS para esse estudo se deve ao amplo emprego desta tecnologia assim como à vasta informação disponível de projeto de antenas deste tipo. Assim como também pelo fato de que na pesquisa não foi encontrado algo que desabilitasse o uso de antenas de microfita em submarinos. É interessante, entretanto, observar que outro tipo de antena poderia ser igualmente empregado neste estudo sem necessariamente desconstruir a relevância do mesmo.

No caso do emprego da antena GPS em um submarino, não se estima sua dimensão como um fator principal restritivo, uma vez que a mesma pode ser alocada no topo ou em posições elevadas do mastro, o qual costuma ter dimensões bastante superiores à outras aplicações comuns de uso de antenas GPS, como relógios e dispositivos móveis. Entretanto, o diâmetro dos mastros do SSN-688 deve ser respeitado, de acordo com as informações da Tabela 3.

O foco desta seção é, então, projetar uma antena GPS que opere na banda L1 e atenda aos requisitos da Tabela 5; e modelar a mesma no software HFSS®, de maneira a poder avaliar a isolamento eletromagnética entre ela e a antena perturbadora na frequência de interesse. Dessa forma os parâmetros de projeto estão dispostos na Tabela 11 de acordo com as características de antena desejadas dispostas na Tabela 5.

Tabela 11 – Parâmetros de projeto para a antena perturbada GPS

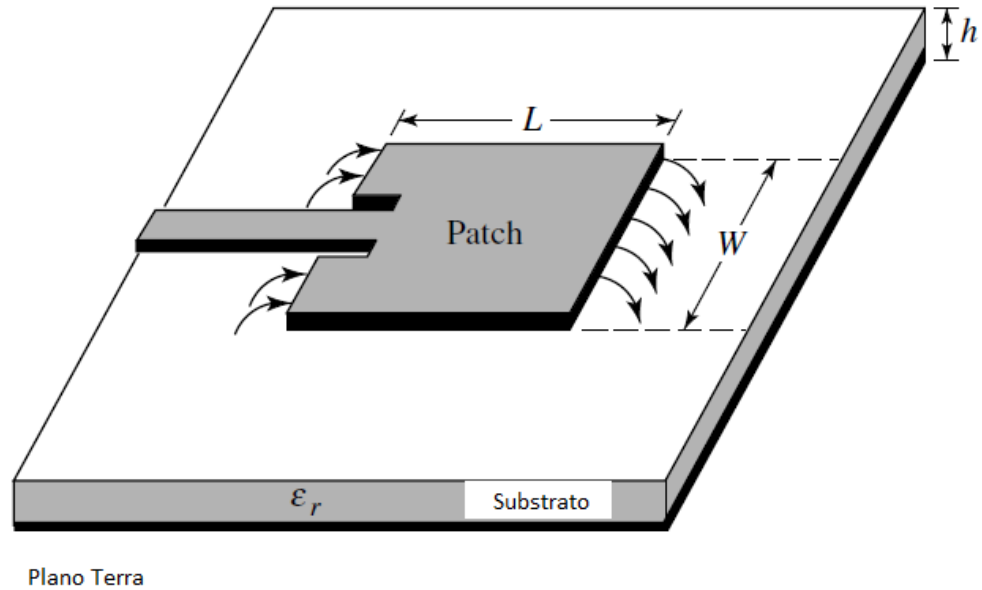
Parâmetros	Tipo ou Valor adotado
Tecnologia	Microfita
Frequência central de operação (f_0)	Banda L1: 1575,42 MHz ⁽¹³⁾
Banda de Operação	Ao menos +-1,023MHz ⁽¹³⁾
Ganho	O mais uniforme possível em ângulo ⁽¹³⁾
Tamanho da Antena	Limitada somente pelo diâmetro do mastro

Fonte: Autor.

Apesar de a antena GPS ter em geral polarização circular RHCP, assim como é o caso para a antena Inmarsat FB, foi decidido para este estudo considerar ambas com polarização linear. Isso se deu, pois, o descasamento adicional por polarização não é antecipado uma vez que são ambas RHCP e, adicionalmente, quis-se considerar o cenário com maior presença de RFI possível, sem amenizações adicionais, de maneira a projetar a mitigação mais conservadora possível.

Das topologias de antena de microfita existentes a adotada foi a forma de *patch* retangular e a alimentação por linha de transmissão, conforme Figura 16, por conta de sua simplicidade de modelagem e fabricação⁴², características de interesse em antenas GPS comerciais. Adicionalmente, por serem mais fáceis de fabricar em comparação com outras topologias (ex. com alimentação por acoplamento em proximidade), são bastante adequadas uma vez não haja requisito de uma banda de operação mais ampla que os típicos 2 a 5%, o que não se aplica no nosso caso uma vez que o critério de banda mínima desejada é 2,046 MHz, equivalente à aproximados 0,13% de banda.

Figura 16 – Antena de microfita retangular com alimentação por linha de transmissão



Fonte: Adaptado de Balanis⁴²

De acordo com Balanis⁴², o projeto da antena de microfita retangular segue as seguintes equações:

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{(\epsilon_r + 1)}} \quad (1)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h_s}{W} \right]^{-1/2}, \text{ onde } \frac{W}{h_s} > 1 \quad (2)$$

$$\frac{\Delta L}{h_s} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h_s} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h_s} + 0,8 \right)} \quad (3)$$

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (4)$$

Onde W e L são a largura e o comprimento do *patch* a serem calculados, ϵ_r é a constante dielétrica relativa do material do substrato, h_s e ϵ_{reff} são a espessura e a constante dielétrica efetiva do substrato empregado, c é a velocidade da luz no espaço livre, e f_0 é a frequência de ressonância projetada da antena. ΔL é uma função da constante dielétrica efetiva (ϵ_{reff}) e da razão largura do *patch* pela espessura do substrato ($\frac{W}{h_s}$). O substrato escolhido para projeto foi o RT5880 da Rogers

Corporation[®], por sua baixa constante dielétrica relativa de $\epsilon_r = 2,2$, e haver disponibilidade pelo fabricante de espessuras de maior dimensão, por exemplo $h_s = 3,175 \text{ mm}$. Ambas são características de interesse em um substrato quando se deseja maior eficiência e maior largura de banda em uma antena de microfita. Adicionalmente tal substrato apresenta uma baixa tangente de perdas ($\delta = 0,0009$), o que também melhora sua eficiência.

De maneira a ajustar a largura de alimentação por linha de transmissão de 50Ω do *patch*, W_0 , foram utilizadas as seguintes equações⁴³:

$$A = \left(\frac{Z_0}{60}\right) \left\{ \left(\frac{\sqrt{\epsilon_r + 1}}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}\right) \left[0,23 + \left(\frac{0,11}{\epsilon_r}\right)\right] \right\} \quad (5)$$

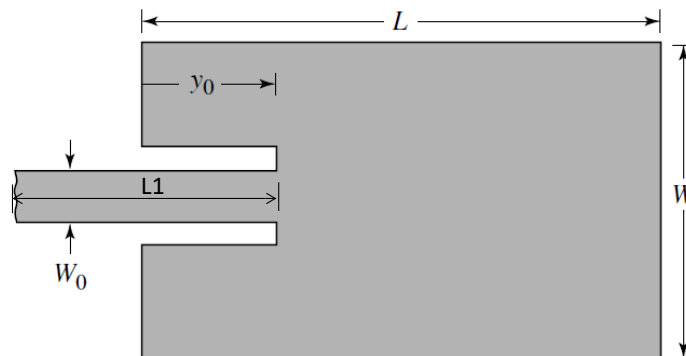
$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6)$$

$$\frac{W_0}{h_s} = \left[\frac{8e^A}{e^{2A}-2}\right], \text{ quando } \frac{W_0}{h_s} < 2 \quad (7)$$

$$\frac{W_0}{h_s} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \left[\left(\frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r}\right) \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \left(\frac{0,61}{\epsilon_r}\right) \right) \right] \right\} \text{ quando } \frac{W_0}{h_s} > 2 \quad (8)$$

Onde Z_0 é a impedância desejada para a linha, e A e B são constantes de auxílio matemático utilizadas na resolução. Segue na Figura 17 esquemático das principais dimensões de interesse do *patch* retangular com alimentação por linha de transmissão.

Figura 17 – Dimensões de interesse do *patch* retangular com alimentação por linha de transmissão



Fonte: Autor

O comprimento da alimentação L_1 e a profundidade de entrada da alimentação no *patch* y_0 foram ajustadas diretamente com auxílio da ferramenta HFSS®.

Dessa forma, com base nos parâmetros de projeto da Tabela 11, segue na Figura 14 as dimensões da antena GPS projetada.

Tabela 12 – Dimensões calculadas da antena de microfita GPS adotada

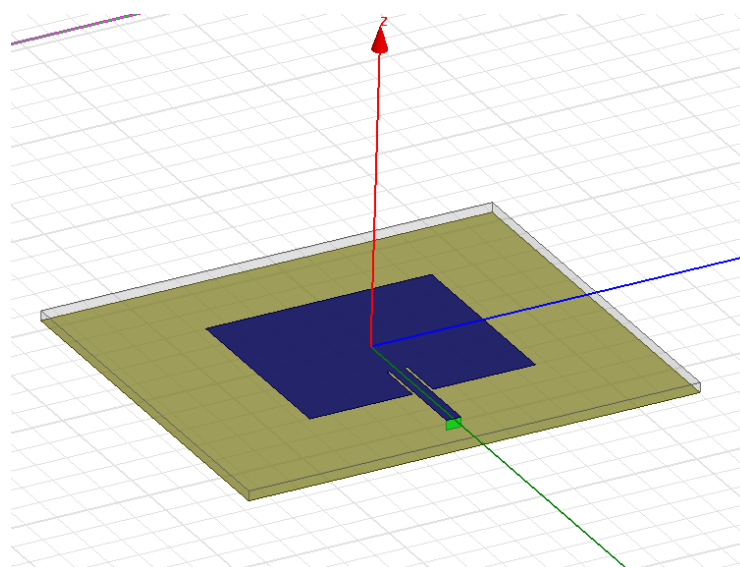
Dimensão	Valor [mm]
L	62,6
W	75,3
W_0	9,43
L_1	25
y_0	22

Fonte: Autor

Para largura e comprimento de substrato, W_g e L_g , assumiu-se o dobro das dimensões do *patch*, logo $W_g = 2W = 150,6 \text{ mm}$ e $L_g = 2L = 132,1 \text{ mm}$. Ambas dimensões atendem ao critério de dimensão dos mastros, cujo menor diâmetro é 400 mm .

Após o projeto das dimensões da antena, a mesma foi modelada na ferramenta HFSS® conforme as dimensões da Tabela 12 e geometria da Figura 16 e Figura 17. Na Figura 18 segue foto da antena modelada. O *patch* e o plano de terra foram considerados como material condutor perfeito, foi estabelecida uma caixa de ar com dimensões maiores que $\frac{\lambda}{2}$ para possibilitar radiação, e o substrato foi configurado de acordo com o substrato adotado.

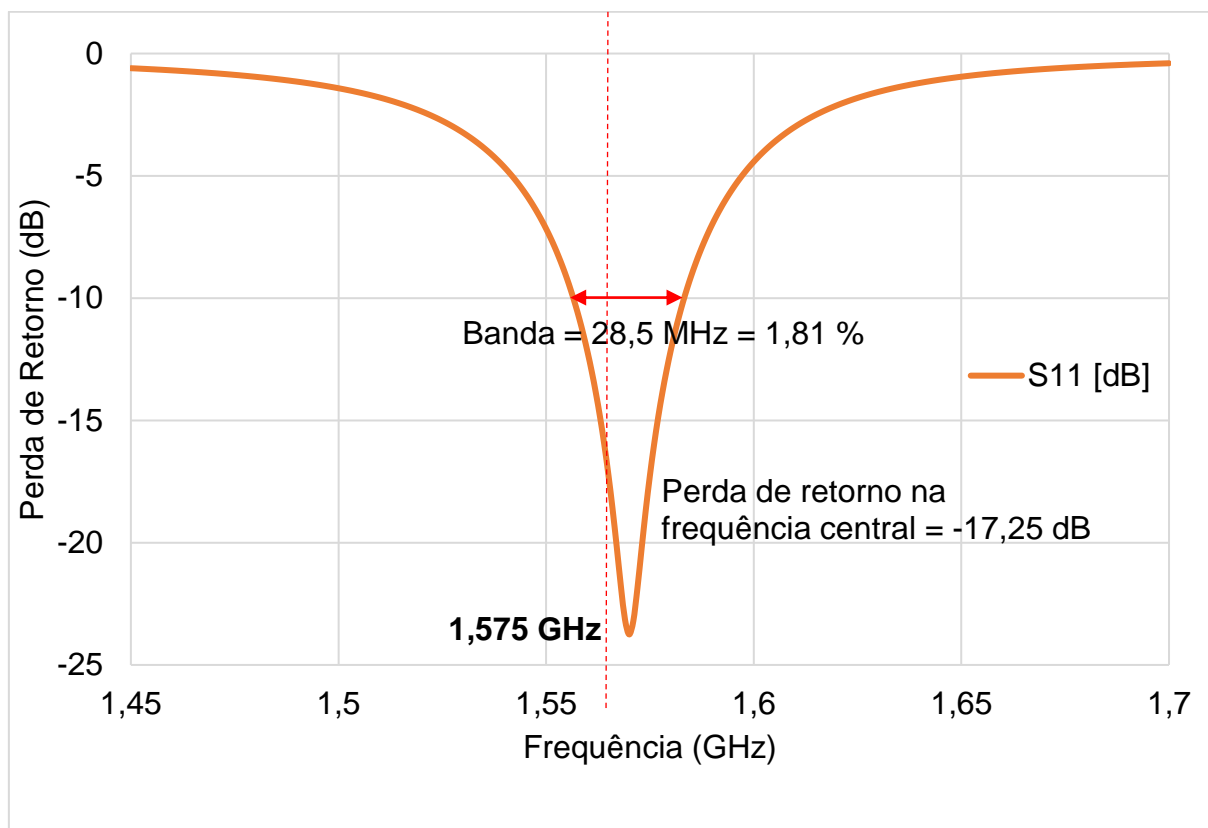
Figura 18 – Modelo estimado no HFSS® da Antena GPS projetada



Fonte: Autor

Na Figura 19 segue o S_{11} ou perda de retorno simulada da antena GPS modelada.

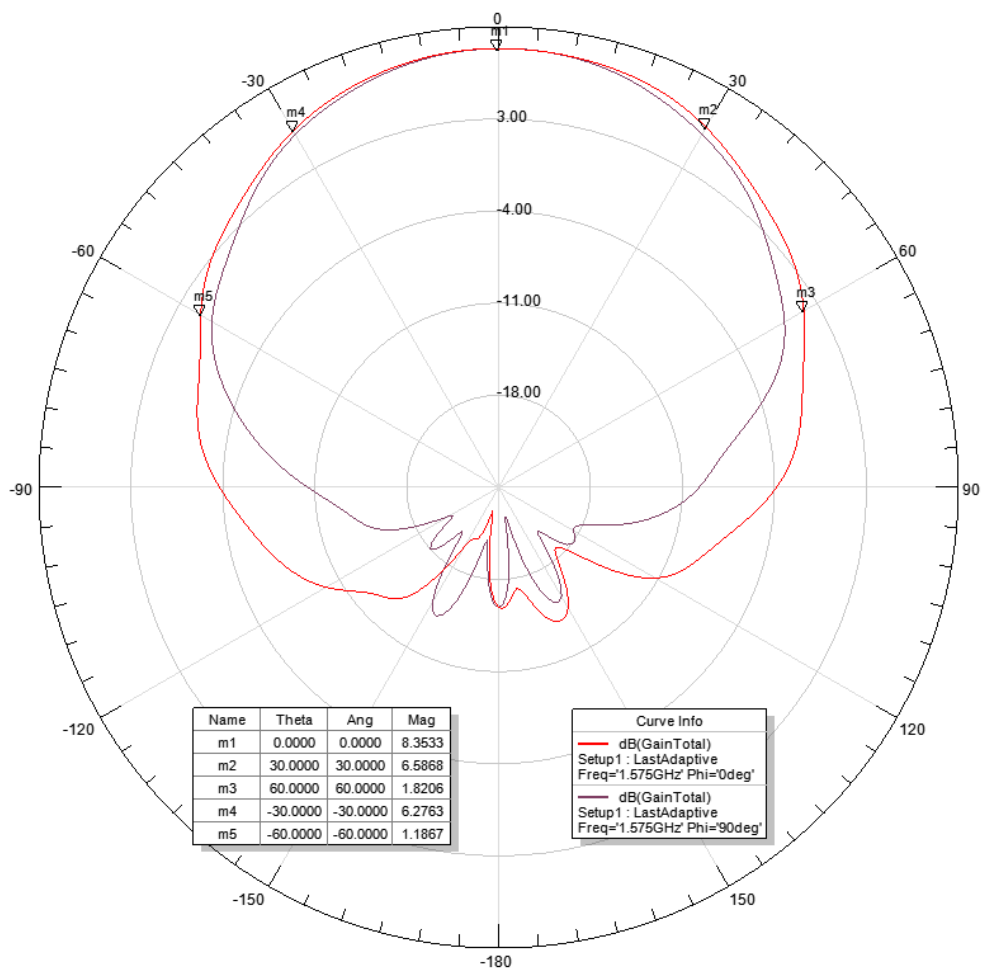
Figura 19 – Perda de Retorno da antena GPS projetada e modelada



Fonte: Autor

Pode-se através do gráfico do S_{11} perceber que a antena está ressoando em 1,57 GHz, porém com perda de retorno de -17,9 dB na frequência de interesse 1,575 GHz, o que atende ao critério de radiação mínima de pelo menos -10 dB na frequência de interesse. A banda alcançada foi de aproximadamente 1,81%. Outra característica de interesse é o ganho da antena, o qual se encontra na Figura 20, com aproximadamente 8,35 dBi no zênite.

Figura 20 – Ganho da antena GPS modelada



Fonte: Autor

4.2.3 PROJETO E MODELAGEM DA ANTENA PERTURBADORA NO HFSS®

Seguindo agora para o projeto da antena perturbadora, ao se analisar os dados pesquisados típicos de antenas Inmarsat FB organizados na Tabela 5, é possível perceber que as mesmas em geral apresentam ganho maior que as antenas GPS e são montadas em cima de uma plataforma estabilizadora a qual fornece a direção e alinhamento. Dessa forma os parâmetros de projeto estão dispostos na Tabela 13 de acordo com as características de antena desejadas anteriormente expostas na Tabela 5.

Tabela 13 – Parâmetros de projeto para a antena perturbadora Inmarsat FB

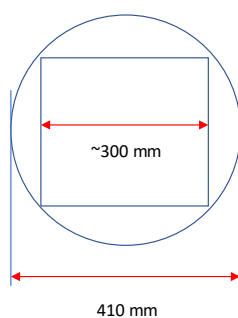
Parâmetros	Tipo ou Valor adotado
Tecnologia	Conjunto de antenas <i>patch</i> de microfita
Banda de Operação	1525,0 a 1660,5 MHz ⁽¹¹⁾
Frequência central de operação (f_0)	1593 MHz
Ganho	Melhor que 11 dBi ⁽¹¹⁾
Largura de Feixe	50° (em aprox. -3dB) ⁽¹¹⁾
Tamanho da Antena	Diâmetro do radome: 0,41 m ⁽¹⁶⁾

Fonte: Autor

Logo, o fato de antenas típicas Inmarsat FB utilizarem conjuntos de antenas de microfita é coerente, pois um conjunto de antenas *patch* permite aumentar a diretividade e atingir diagramas de radiação diferentes de quando empregando um único elemento, o que foi corroborado nos resultados desta seção.

Em frente ao exposto, a fim de modelar um conjunto de antenas foi adotada a mesma topologia de *patch* retangular com alimentação por linha de transmissão utilizada para a antena GPS. O substrato adotado também foi o mesmo da antena GPS, o RT5880, com constante dielétrica relativa $\epsilon_r = 2,2$, da Rogers Corporation®. A decisão do número de elementos foi influenciada pelo tamanho permitido para a antena. Como o diâmetro do radome típico pesquisado foi de 0,41m, a diagonal do retângulo teria os 0,41m e logo cada lado teria aproximadamente 0,3m ou 300mm, conforme estimado e esboçado na Figura 21.

Figura 21 – Esquemático com o diâmetro adotado do radome e a largura estimada da antena



Fonte: Autor

Ao empregar eq.(1) a eq.(8) foram obtidas as seguintes dimensões para um elemento do conjunto apresentadas na Tabela 14.

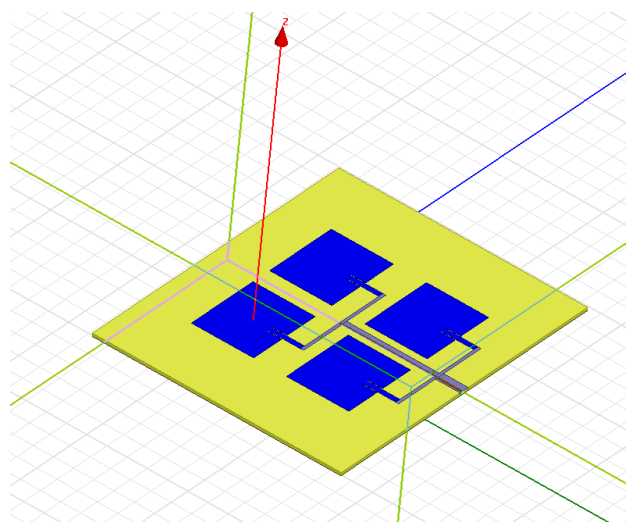
Tabela 14 – Dimensões calculadas da antena de microfita Inmarsat FB adotada

Dimensão	Valor [mm]
L	61,5
W	74,1
W_0	4,89
L_1	18
y_0	14,8

Fonte: Autor

Assim, para uma antena retangular de aproximados 300 mm, com elementos de largura 74,1mm e adotando-se uma regra prática de isolamento entre elementos de $\lambda/2 = 94,2\text{mm}$, chegou-se a uma quantidade possível de 4 elementos para este conjunto de antenas. De maneira a poder encaixar os 4 elementos na dimensão permitida para a antena, o arranjo adotado foi o arranjo 2x2 com casamento de impedância por transformadores $\lambda/4$. Em seguida a antena foi modelada na ferramenta HFSS® conforme a Figura 22.

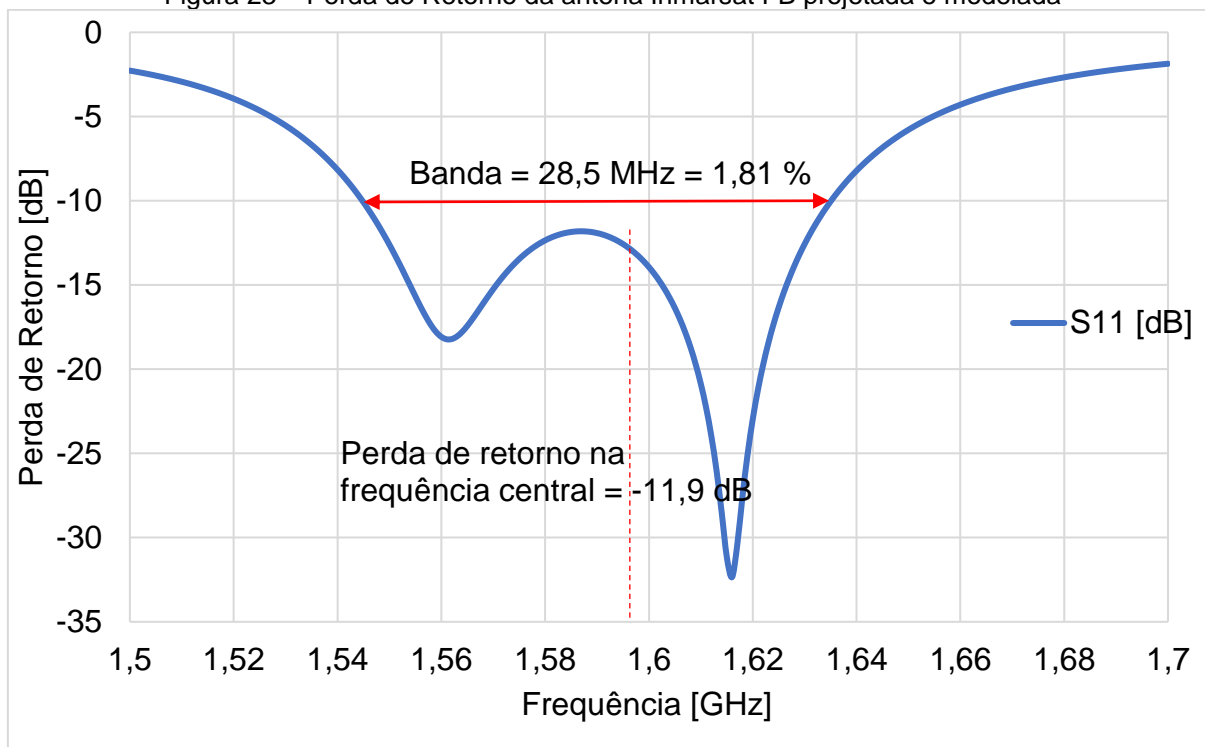
Figura 22 – Modelo estimado da Antena GPS projetado



Fonte: Autor

Na Figura 23 segue o S_{11} ou perda de retorno simulada da antena Inmarsat FB modelada.

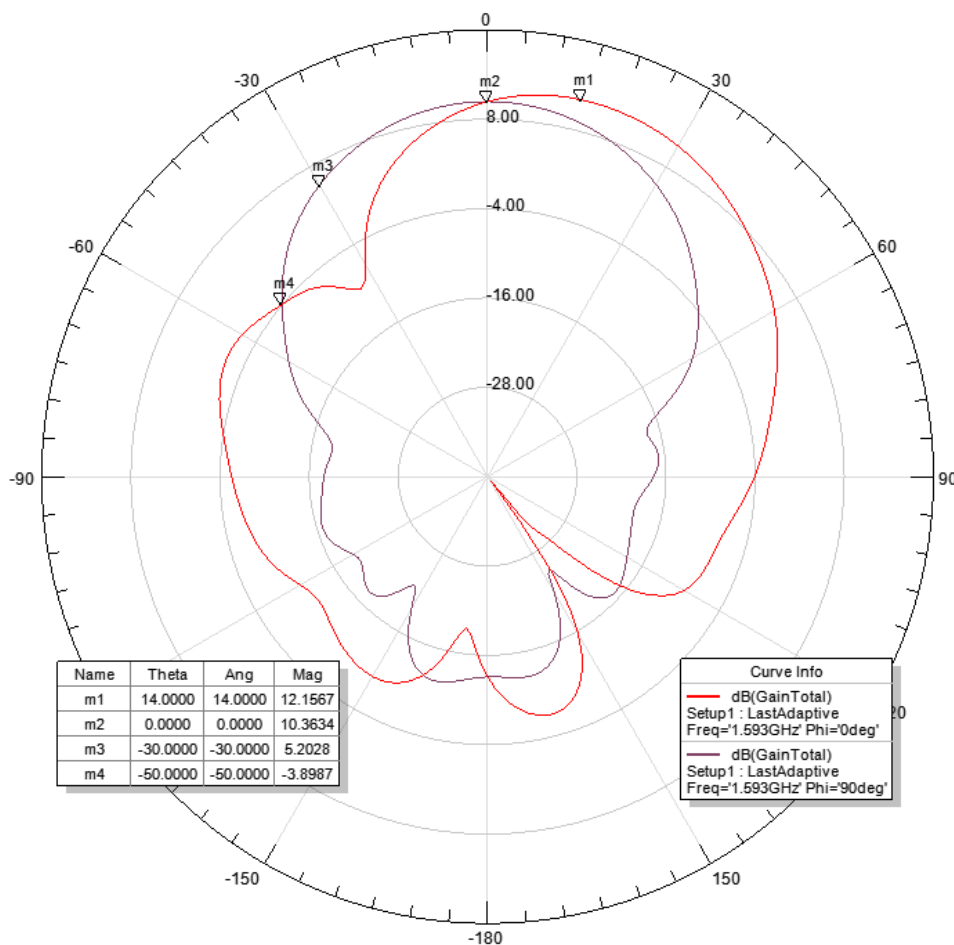
Figura 23 – Perda de Retorno da antena Inmarsat FB projetada e modelada



Fonte: Autor

Pode-se através do gráfico da perda de retorno, S_{11} , perceber que a antena atende ao critério de radiação mínima de pelo menos -10 dB entre 1,54 e 1,64 GHz, com perda de retorno de -11,9 dB na frequência central de recepção de 1,59 GHz. Apesar de não atender ao critério de -10dB por toda a faixa desejada (1525,0 a 1660,5 MHz) ela cobre adequadamente a frequência adotada para avaliação da interferência: 1,627 GHz. A banda de operação da antena ficou em aproximados 5,75%, valor consideravelmente superior à banda da antena GPS, mudança causada principalmente devido ao emprego de mais elementos na antena. Outra característica de interesse é o ganho da antena, disposto na Figura 24, onde foi alcançado aproximados 12 dBi no zênite, atendendo assim ao requisito de ganho típico melhor que 11dBi no lóbulo principal.

Figura 24 – Ganho da antena Inmarsat FB modelada



Fonte: Autor

4.2.4 SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DAS ANTENAS PERTURBADORA E PERTURBADA A BORDO DA PLATAFORMA NAVAL ESCOLHIDACOM O HFSS®

Uma vez modeladas a plataforma naval e as antenas na ferramenta HFSS®, é possível partir para a simulação da operação simultânea das antenas na frequência da RFI, de maneira a estimar a isolamento eletromagnético entre elas em diferentes hipóteses de posicionamento no submarino.

As hipóteses de posicionamento das antenas são realizadas com o propósito acadêmico de abordar variadas possibilidades de alocação, na situação apenas hipotética de emprego dos sistemas típicos em estudo na nossa plataforma naval adotada. O SSN-688 pode possivelmente haver empregado outras antenas diversas,

sem isso desabilitar necessariamente as possibilidades hipotéticas em uso das mesmas para estes fins acadêmicos.

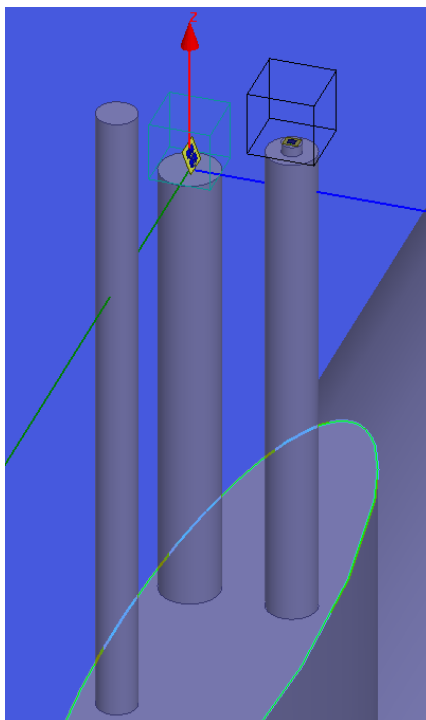
Conforme discorrido na seção 4.2.1 os mastros do SSN-688 modelados para este estudo foram o *Type 2* (periscópio de ataque), o *Type 18* (periscópio de busca) e o AN/BRA-34 (mastro multifuncional de comunicações). De acordo com a Tabela 3, devido ao mastro *Type 18* ser destinado apenas à recepção de sinais, adotaremos nas hipóteses iniciais a antena GPS alocada no mesmo.

Ambos os mastros *Type 2* e AN/BRA-34, segundo as informações pesquisadas dispostas na Tabela 3, apresentam características de comunicação, logo nossas hipóteses iniciais considerarão a Inmarsat FB em ambos os mastros.

Entretanto, como a antena Inmarsat FB possui base estabilizadora e é alinhada de acordo com o posicionamento do satélite empregado no enlace, a mesma pode assumir diferentes direções de radiação do seu lóbulo principal. No que tange o nosso estudo de RFI, é de maior interesse saber as situações em que a antena Inmarsat FB pode potencialmente facear a antena GPS, onde se estima que haja a menor isolamento eletromagnética e conseqüentemente o maior nível de sinal no receptor do sistema perturbado. Em face ao exposto, foram elaboradas quatro hipóteses de alocação das antenas assumidas nesta dissertação, modeladas no software HFSS.

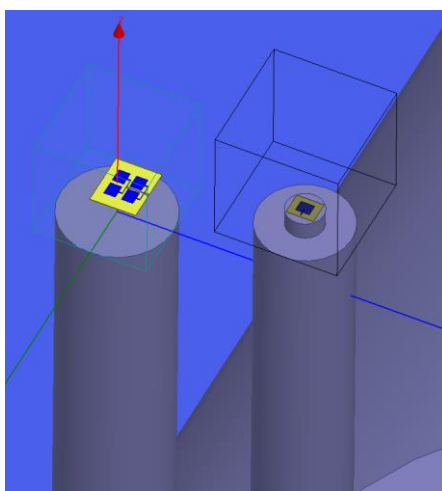
De maneira a conseguir simular antenas de apenas 30 e 15 centímetros simultaneamente com o modelo de um submarino de 110 metros de comprimento, foi necessário empregar a funcionalidade de simulação híbrida do HFSS. A mesma consiste em utilizar método dos elementos finitos somente nas caixas de ar contendo as antenas, e o restante do modelo simular com o método dos momentos. Tal funcionalidade permitiu realizar todas as simulações necessárias. Cada hipótese foi então simulada com o foco de obter o S_{21} entre a antena perturbadora Inmarsat FB e a antena perturbada GPS na frequência de estudo da RFI: 1,627 GHz. Na Figura 25, Figura 26, Figura 27, e Figura 28 segue o modelo das hipóteses 1 a 4.

Figura 25 – Hipótese 1 - Antena Inmarsat FB no topo do mastro *Type 2* faceando diretamente a antena GPS alocada no mastro *Type 18*



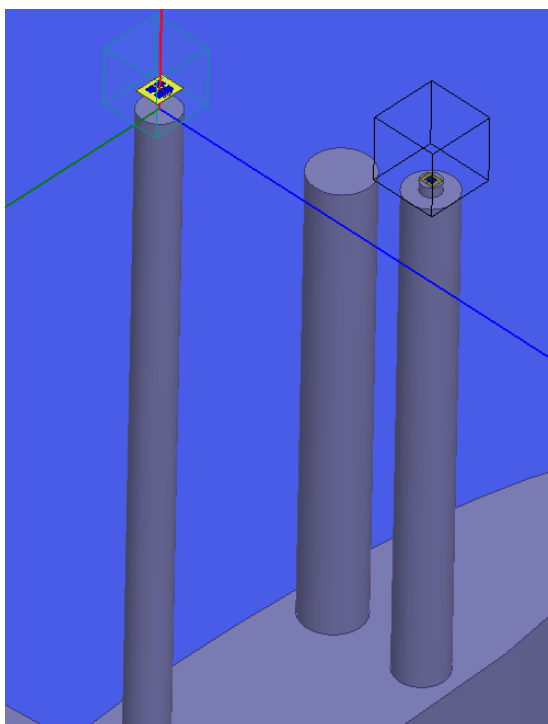
Fonte: Autor

Figura 26 – Hipótese 2- Antena Inmarsat FB no topo do mastro *Type 2* faceando o zênite, estando a antena GPS no mastro *Type 18*



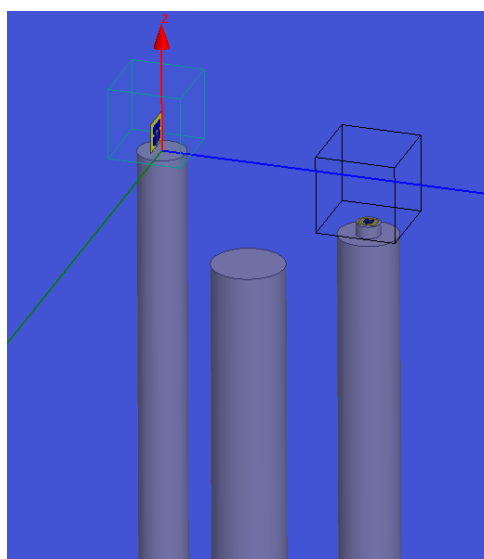
Fonte: Autor

Figura 27 – Hipótese 3 - Antena Inmarsat FB no topo do mastro AN/BRA-34 faceando o zênite, estando a antena GPS no mastro *Type 18*



Fonte: Autor

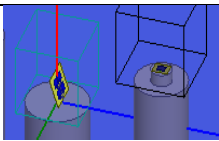
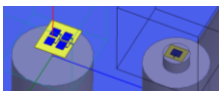
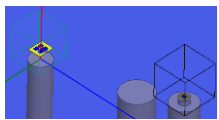
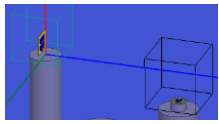
Figura 28 – Hipótese 4 - Antena Inmarsat FB no topo do mastro AN/BRA-34 faceando o horizonte, estando a antena GPS no mastro *Type 18*



Fonte: Autor

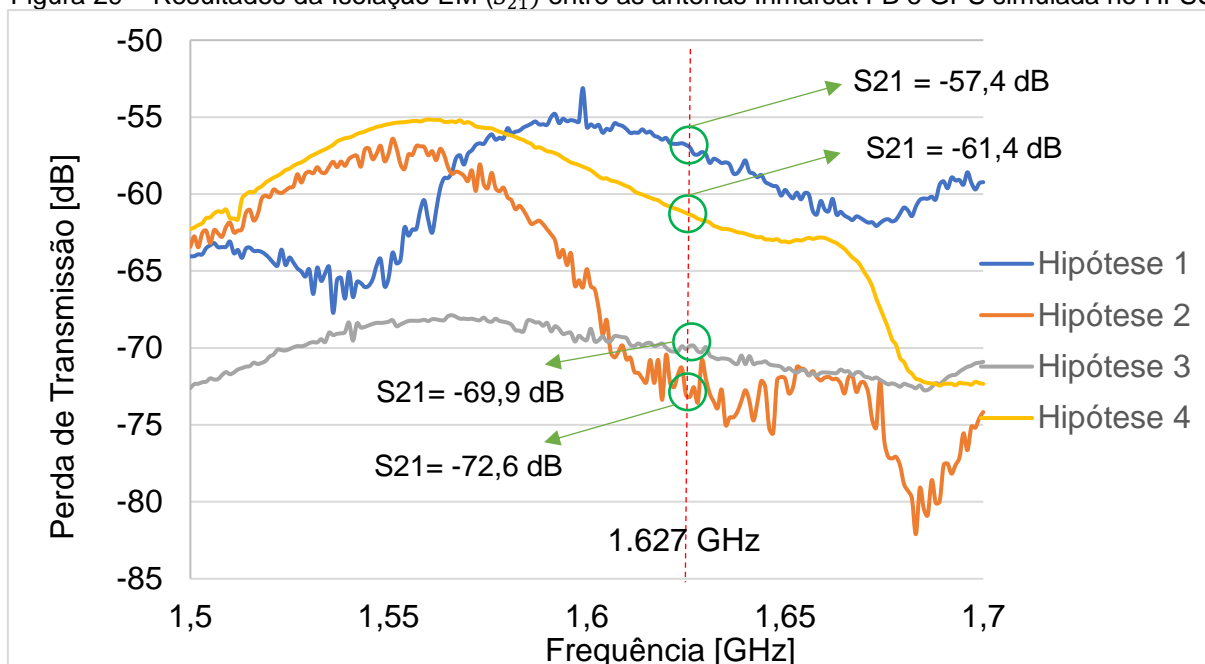
Na Tabela 15 segue o resumo das hipóteses consideradas incluindo a angulação com relação ao horizonte (plano xy) empregada na antena Inmarsat FB.

Tabela 15 – Resumo das Hipóteses de posicionamento das antenas

	Antena Inmarsat FB	Antena GPS	Orientação	Angulação Antena Inmarsat FB
Hipótese 1	No mastro Type 2	No mastro Type 18	 Faceando diretamente	70° com relação ao horizonte (plano xy)
Hipótese 2	No mastro Type 2	No mastro Type 18	 Faceando o zênite	0° com relação ao horizonte (plano xy)
Hipótese 3	No mastro AN/BRA 34	No mastro Type 18	 Faceando o zênite	0° com relação ao horizonte (plano xy)
Hipótese 4	No mastro AN/BRA 34	No mastro Type 18	 Faceando diretamente	90° com relação ao horizonte (plano xy)

Fonte: Autor

Já na Figura 29 seguem os resultados de isolamento eletromagnética entre as antenas para as 4 hipóteses.

Figura 29 – Resultados da Isolação EM (S_{21}) entre as antenas Inmarsat FB e GPS simulada no HFSS

Fonte: Autor

Tabela 16 – Tabela resumo dos resultados simulados de S_{21} no HFSS para as 4 hipóteses

Hipótese	S_{21} da antena perturbadora na antena perturbada em 1,627 GHz
1	-57,4 dB
2	-72,6 dB
3	-69,9 dB
4	-61,4 dB

Fonte: Autor

Com base na análise dos resultados da Tabela 16 é possível perceber que a situação com menor isolação eletromagnética entre as antenas é a hipótese 1 com -57,4 dB, e a com maior isolação é a hipótese 2, com -72,6 dB. Em outras palavras, dentre as hipóteses consideradas, o sinal interferente será mais forte na hipótese 1 e é para ela que uma mitigação idealmente deve ser projetada.

5 ANÁLISE DA INTERFERÊNCIA

A análise preliminar do cenário de interferência nos levou a conclusões preliminares e dentre elas à necessidade de uma modelagem adequada do problema para poder inferir e estimar conclusões mais apuradas. Dessa forma foram utilizadas ferramentas de simulação para modelagem e composição das partes deste cenário, de maneira a possibilitar a simulação do cenário completo.

Mediante o exposto, com base nos modelos estabelecidos, objetivaremos simular nesta seção o “caminho da interferência”, partindo da emissão do sinal pela antena perturbadora, passando pelo ar e sofrendo a atenuação decorrente do espaço livre e da isolação eletromagnética entre as antenas, e finalmente estimulando o sinal resultante estimado na entrada do *front end* do circuito receptor perturbado.

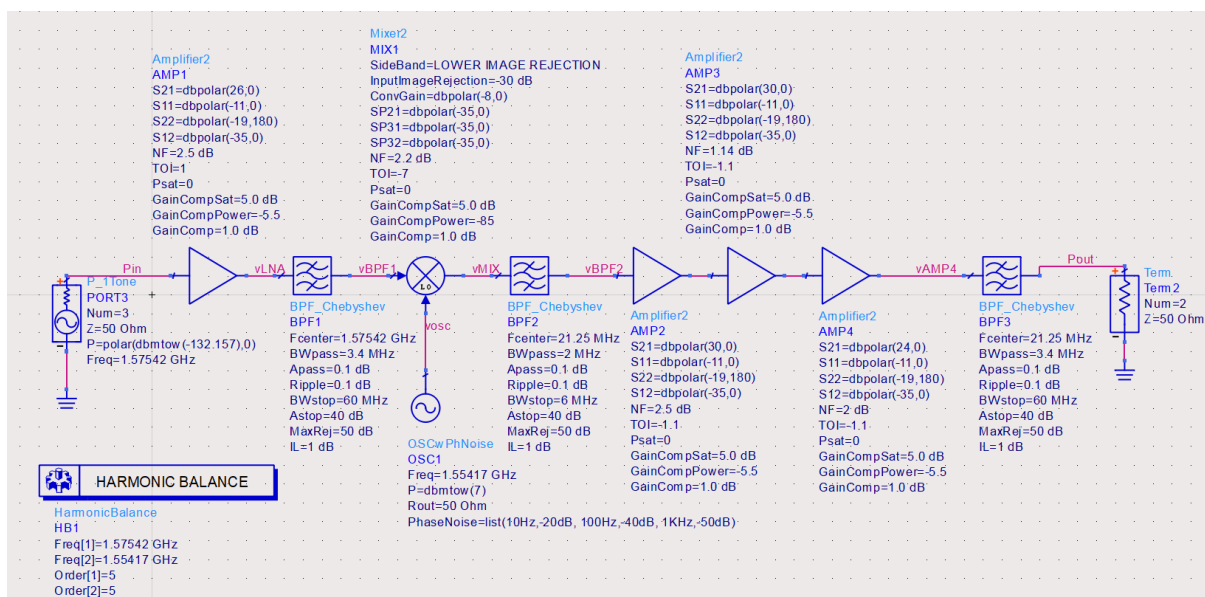
Entretanto, previamente ao cenário da RFI em si, utilizaremos o modelo para observar o funcionamento normal da recepção sem interferência assim como para verificar o efeito do sinal interferente isolado, sem recepção normal. Após tais verificações é que então simularemos o sinal interferente em simultaneidade à recepção normal, de maneira a observar quais os efeitos resultantes.

5.1 ANÁLISE DA RECEPÇÃO NORMAL GPS

A primeira situação simulada foi a do circuito RF do receptor GPS funcionando normalmente, sem a presença do sinal perturbador proveniente do sistema Inmarsat FB. Essa situação foi analisada com o objetivo de observação do funcionamento do circuito em condição normal de recepção, a fim de se obter padrão de comparação com a posterior análise de recepção perturbada.

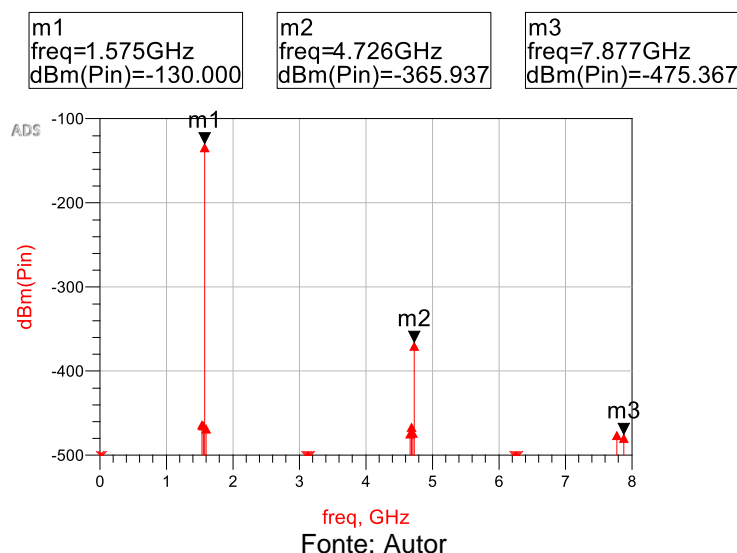
Na Figura 30 é apresentado o circuito RF estimulado apenas com o sinal de recepção normal GPS. Para simular tal recepção normal foi simulado somente um tom na entrada no receptor, na frequência L1 de recepção GPS 1,57542 GHz, com intensidade de -130 dBm. Tal nível equivale ao limite adotado de sensibilidade do receptor GPS.

Figura 30 – Circuito RF do receptor GPS estimulado por sinal de recepção GPS normal



Fonte: Autor

Em outras palavras, nesta análise o circuito RF do receptor GPS foi simulado na situação de sinal mais baixo possível na entrada, -130 dBm, de maneira a possibilitar visualização da pior condição de recepção possível no circuito RF. Na Figura 31 está disposto o gráfico do sinal na entrada do circuito (P_{in}).

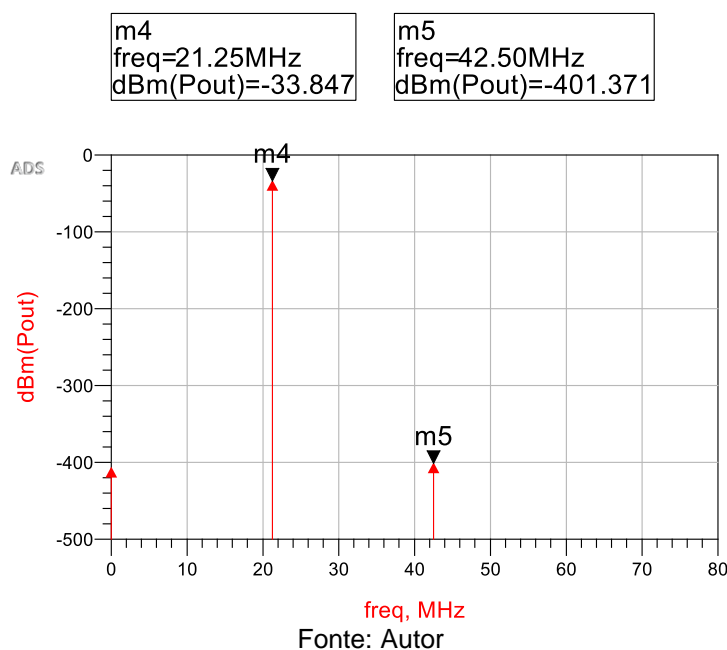
Figura 31 – Gráfico da potência na entrada do circuito receptor (P_{in}) quando em recepção normal

Fonte: Autor

Devido às frequências de cada sinal, percebe-se na Figura 31 o sinal fundamental em 1,575GHz no marcador m1, assim como o harmônico 3 (H3) no marcador m2, e o harmônico 5 (H5) no marcador m3. Já na Figura 32 segue a representação do sinal

de saída do circuito RF (P_{out}), já configurado para mostrar o espectro da frequência de interesse IF de entrega do sinal ao CAD de 21,25 MHz.

Figura 32 –Gráfico da potência na saída do circuito receptor (P_{out}) quando em recepção normal na banda IF



Observa-se então, através do resultado na Figura 32, a presença de um sinal de aproximadamente -33,8 dBm na frequência desejada (marcador m4), acompanhado de um segundo harmônico desse sinal com intensidade bastante abaixo do ruído de banda larga (marcador m5). Dessa forma, pode-se concluir que um tom na entrada do circuito com -130 dBm em 1,575 GHz, análogo a um sinal proveniente de um satélite, haveria produzido na saída do mesmo um sinal na ordem de -34 dBm, centrado na frequência IF de interesse do projeto, 21,25 MHz. Conseqüentemente, em recepção normal sinais imediatamente acima de -34 dBm na saída do circuito RF, provenientes inclusive de outros satélites, seriam então normalmente recebidos pela parte de processamento do receptor GPS, até um limite superior máximo de saturação de algum de seus componentes, como por exemplo o CAD.

5.2 ANÁLISE DA RECEPÇÃO DO SINAL INTERFERENTE ISOLADO NO RECEPTOR GPS

Em contrapartida à análise da recepção normal, aqui será apresentada a simulação

de somente o sinal interferente isolado, de maneira a verificar quais mudanças puderam ser observadas entre ambas. Primeiramente, com base na potência radiada do sinal interferente $P_{rad} = 34,1 \text{ dBm}$ e na isolação eletromagnética entre as antenas, iremos estimar a potência do sinal interferente na entrada do receptor do sistema perturbado (P_{int}):

$$P_{int} = P_{rad} - S_{21} \quad (9)$$

Neste cenário poderia ser adicionado alguma perda adicional de sinal por cabos ou outra perda além da perda no caminho livre entre as antenas no nosso navio, porém neste momento não foram consideradas. Segue então na Tabela 17 a estimativa calculada de potência interferente na entrada do receptor GPS. Logicamente, como a hipótese 1 é aquela com menor perda, é a que tem a maior potência de sinal interferente estimado na entrada do receptor, $P_{int} = -23,3 \text{ dBm}$.

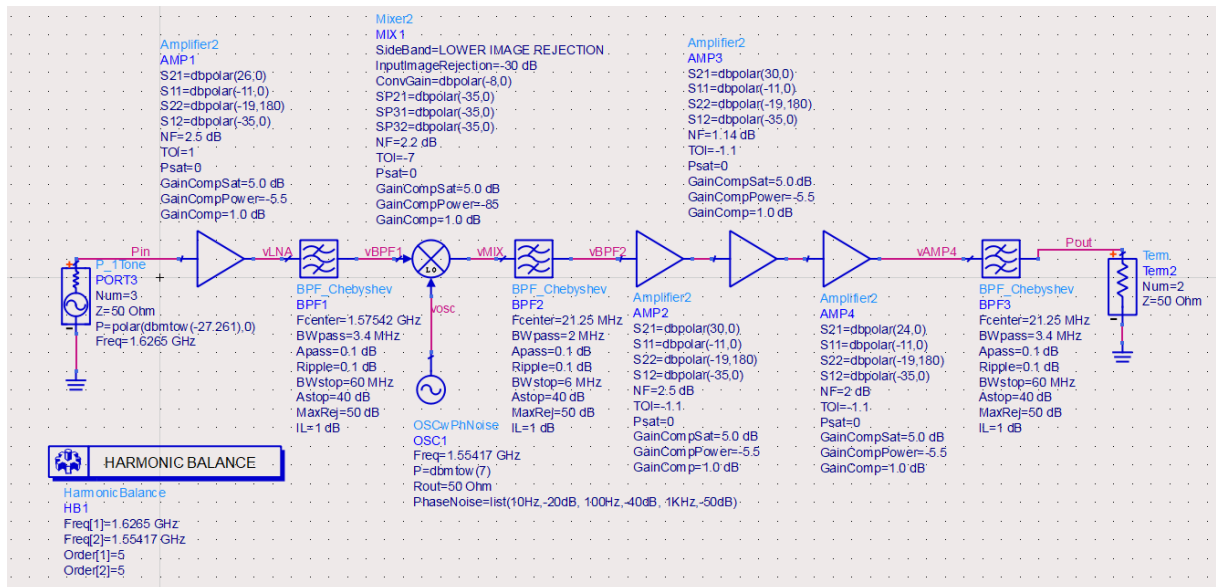
Tabela 17 – Estimativa calculada de potência interferente na entrada do receptor GPS (P_{int}) com base no S_{21} entre as antenas perturbadora e perturbada

Hipótese	P_{int} em 1,627 GHz pela eq. (9)
1	$34,1 \text{ dBm} - 57,4 \text{ dB} = -23,3 \text{ dBm}$
2	$34,1 \text{ dBm} - 72,6 \text{ dB} = -38,5 \text{ dBm}$
3	$34,1 \text{ dBm} - 69,9 \text{ dB} = -35,8 \text{ dBm}$
4	$34,1 \text{ dBm} - 61,4 \text{ dB} = -27,3 \text{ dBm}$

Fonte: Autor

Assim como na simulação de recepção GPS normal, o circuito foi excitado com somente um tom, porém agora centrado na frequência do Inmarsat FB 1,6265 GHz, com nível de $-23,3 \text{ dBm}$, o pior cenário de RFI entre as nossas hipóteses levantadas. Na Figura 33 segue o circuito RF simulado da arquitetura do receptor GPS recebendo apenas o sinal interferente, na hipótese 1.

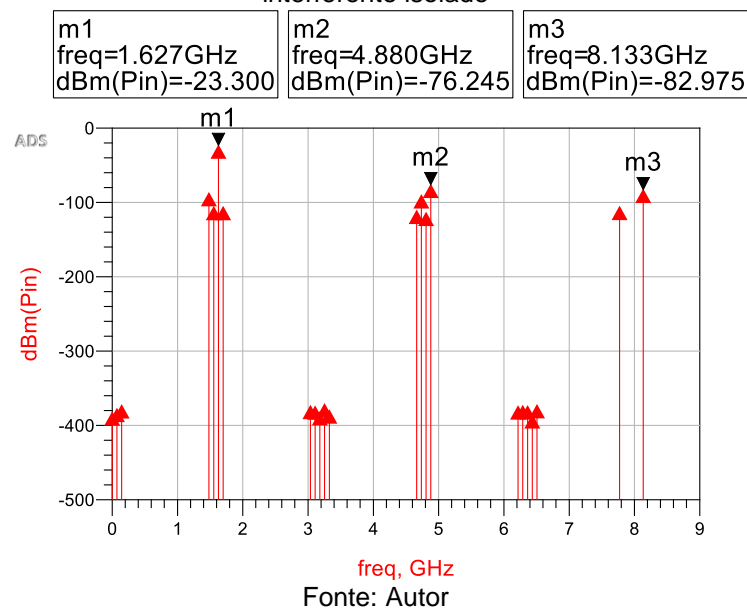
Figura 33 – Circuito RF do receptor GPS estimulado por sinal interferente isolado



Fonte: Autor

Na Figura 34 segue o sinal na entrada do circuito RF do receptor GPS (P_{in}) quando recebendo o sinal interferente.

Figura 34 – Gráfico da potência na entrada do circuito receptor (P_{in}) quando em recepção do sinal interferente isolado

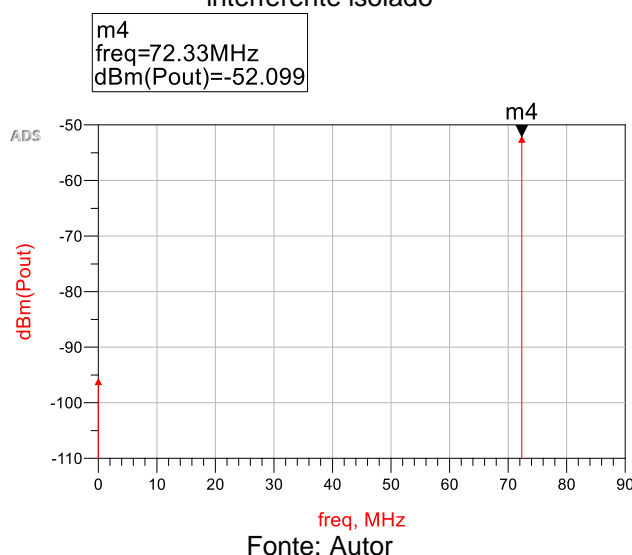


Fonte: Autor

Na Figura 34 percebem-se 3 sinais em destaque na entrada do circuito nos marcadores m1, m2, e m3, equivalendo respectivamente às frequências do sinal fundamental, harmônico 3 (H3) e harmônico 5 (H5). Assim como na simulação de recepção normal, os harmônicos H3 e H5 constituem parte do sinal de entrada, por estarem anteriores ao circuito, porém nesse caso são superiores ao nível médio de

ruído de banda larga. Isso se deve ao fundamental nesse caso ser significativamente maior que o fundamental da simulação anterior, o que traz também o nível dos seus harmônicos a patamares mais elevados. Na Figura 35 segue o sinal na saída do circuito RF do receptor GPS (P_{out}) quando recebendo o sinal interferente isolado.

Figura 35 – Gráfico da potência na saída do circuito receptor (P_{out}) quando em recepção do sinal interferente isolado



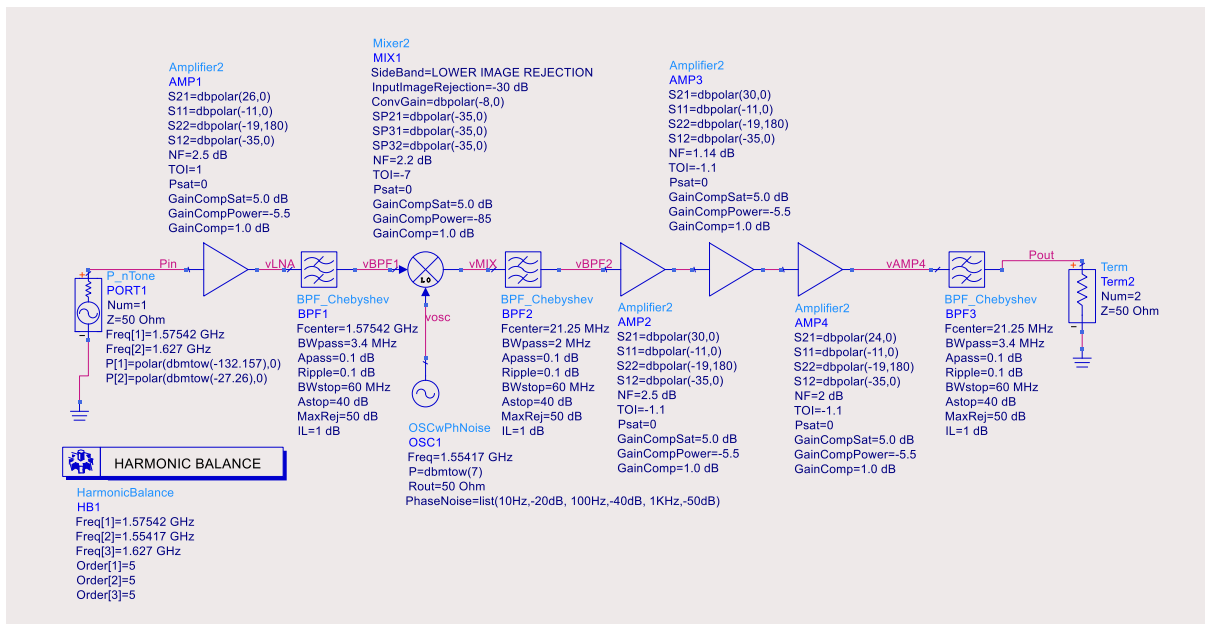
Pode-se perceber através da Figura 35 que não há sinal na frequência desejada de saída de 21,25 MHz, aparecendo apenas um componente em 72,33 MHz não relacionado diretamente como harmônico do sinal interferente. Tal resultado representa, dessa maneira, que o sinal interferente sozinho em 1,627 GHz não sensibiliza o receptor na faixa de interesse de 21,25 MHz, não produzindo assim componentes nesta faixa.

5.3 ANÁLISE DA RFI NA RECEPÇÃO NORMAL GPS

Finalmente, nesta terceira simulação, o circuito de interesse foi estimulado, concomitantemente, com o sinal normal de recepção GPS na banda L1 e com o sinal perturbador da emissão Inmarsat FB. Tal simulação foi realizada a fim de se observar se haviam indícios de interferência durante a recepção e de caracterizar a RFI através dos mesmos. De maneira a os dois sinais serem simulados simultaneamente no receptor foi utilizada a excitação de mais de um tom, P_nTone , disponível no ADS®. Na Figura 36 segue o circuito utilizado na simulação simultânea de recepção de

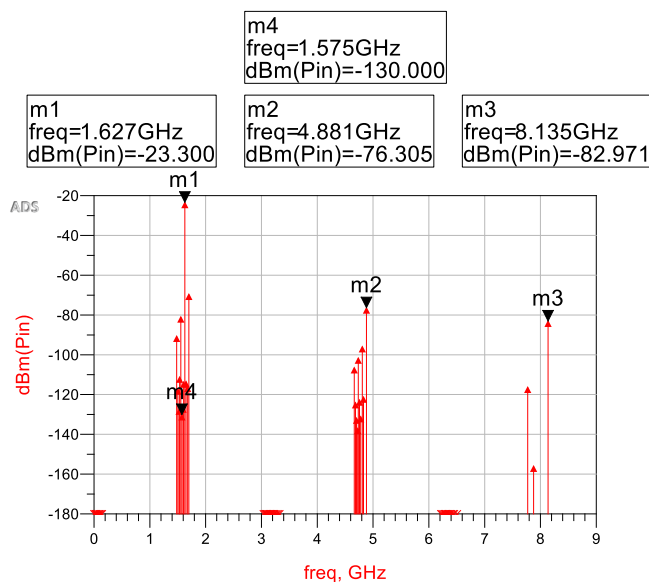
ambos os sinais: o desejado na banda L1 do sinal GPS, centrado em 1,575 GHz e com -130 dBm, e o interferente em 1,627 GHz com -23,3 dBm.

Figura 36 – Circuito RF do receptor GPS estimulado pelo sinal de recepção GPS normal e pelo sinal interferente em simultaneidade



Fonte: Autor

Figura 37 – Gráfico da potência na entrada do circuito receptor (P_{in}) quando em recepção normal do sinal normal e do sinal interferente simultaneamente

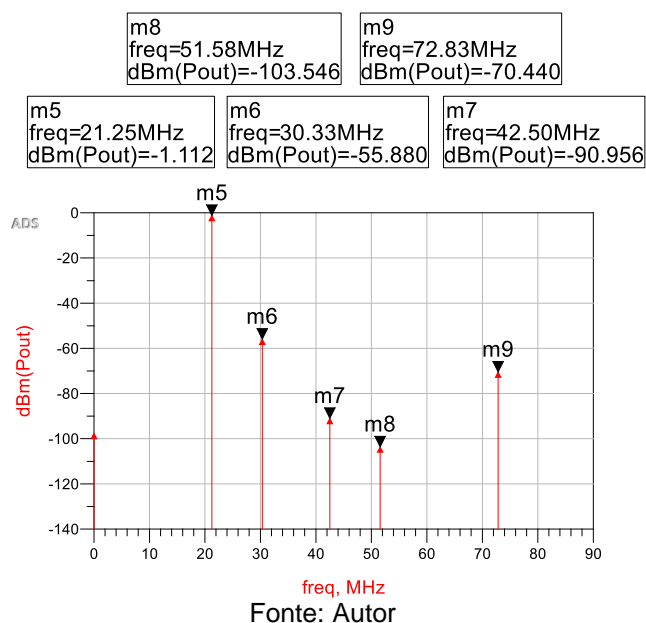


Fonte: Autor

É possível observar na Figura 37 como sinais de destaque o sinal perturbador no marcador m1, o sinal da recepção normal GPS no marcador m4, assim como os harmônicos H3 e H5 do sinal interferente, nos marcadores m2 e m3. Os harmônicos

do sinal desejado são tão pequenos em relação ao restante dos sinais que não mereceram destaque na Figura 37.

Figura 38 – Gráfico da potência na saída do circuito receptor quando em recepção normal do sinal normal e do sinal interferente simultaneamente



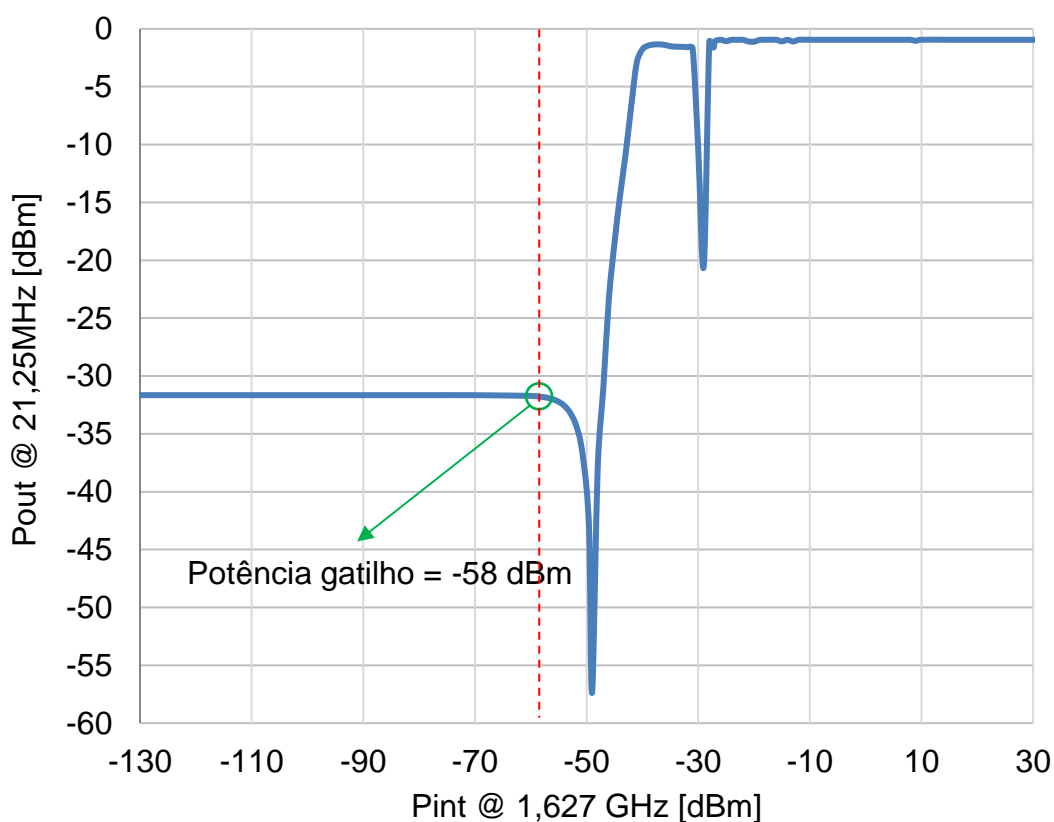
Já a Figura 38 representa a saída do circuito RF (P_{out}) quando excitado com ambos os sinais. Em contradição ao observado na recepção do sinal interferente (Figura 35), onde na saída não havia sinais na frequência IF de interesse, na Figura 38 já se observa um sinal com nível de aproximadamente -1,1 dBm, exatamente na frequência IF de recepção 21,25 MHz (m5).

Dessa forma, podemos concluir que, enquanto a recepção do sinal interferente sozinho (Figura 35) não sensibilizou o receptor na frequência IF, e a recepção normal do sinal GPS sozinho (Figura 32) resultou em aproximadamente -33,8 dBm em tal banda; o estímulo simultâneo dos dois sinais na entrada do circuito produziu um sinal de aproximadamente -1,1 dBm na frequência de interesse IF (21,25 MHz). É possível estimar então que o sinal interferente, mesmo não estando na faixa sintonizada de recepção (1,575 GHz), causaria efeitos no circuito RF do receptor que aumentaria em até aproximados 32 dB o sinal de saída na faixa desejada.

Dando prosseguimento na análise, na Figura 39 segue gráfico da potência do sinal da saída na banda de interesse (21,25 MHz), P_{out} , em função de excussão hipotética da intensidade do sinal interferente, P_{int} , de maneira a se verificar como se comportaria o

circuito em função de variação de intensidade da perturbação desde $P_{int} = -130 \text{ dBm}$ até chegar em $P_{int} = P_{rad}$.

Figura 39 – Gráfico da potência do sinal da saída em função da intensidade do sinal interferente



Fonte: Autor

Ao se observar a Figura 39, percebe-se que até $P_{int} = -60 \text{ dBm}$ na entrada a saída se encontra estável e linear, no entanto após $P_{int} > -60 \text{ dBm}$ a saída apresenta um comportamento não linear e até oscilatório de resposta.

Inicialmente, desde $P_{int} = -130 \text{ dBm}$ até aproximadamente $P_{int} = -60 \text{ dBm}$, a saída se mostra fixa em um $P_{out} = -33,8 \text{ dBm}$, igual em intensidade à saída do receptor quando em recepção GPS normal sem perturbação (Figura 32). Em outras palavras até aproximadamente $P_{int} = -60 \text{ dBm}$ o sinal interferente não perturba a saída do circuito receptor. Entretanto, ao se elevar $P_{int} \geq -58 \text{ dBm}$ pode-se observar o início de um comportamento não linear, onde a saída apresenta queda inicial até $P_{out} = -46,6 \text{ dBm}$ (com $P_{int} = -48 \text{ dBm}$) evidenciando uma atenuação da saída em função dessa faixa de intensidade de sinal interferente. Em seguida em $P_{int} = -46 \text{ dBm}$ o circuito retorna a ter a saída habitual de aproximadamente $P_{out} = -33,8 \text{ dBm}$, porém após $P_{int} > -46 \text{ dBm}$ a resposta é rapidamente escalada, chegando a um pico de

$P_{out} = -0,947 \text{ dBm}$ provocado por um $P_{int} = -20 \text{ dBm}$. A resposta de P_{out} então sofre algumas oscilações até finalmente se estabilizar em aproximadamente $P_{out} = -0,947 \text{ dBm}$, devido a $P_{int} = 1 \text{ dBm}$, e fica congelada nesse patamar independente de posterior intensificação do sinal interferente até 34dBm.

Logo, com base na modelagem estabelecida neste estudo, o gatilho para o comportamento oscilatório do circuito RF pareceu estar a partir de $P_{int} = -58 \text{ dBm}$, e a escalada vertiginosa da saída inicia em $P_{int} = -46 \text{ dBm}$ até que o circuito atinge sua saturação com $P_{int} = 1 \text{ dBm}$ resultando em resposta saturada de $P_{out} = -0,947 \text{ dBm}$.

5.4 CONCLUSÕES

Com base na análise de resultados pode-se perceber que o sinal interferente em 1,627 GHz na entrada do circuito RF do receptor GPS não afeta a amplificação natural do receptor até que ele supere uma potência gatilho aproximada $P_{gat} = -58 \text{ dBm}$. A partir de tal nível de P_{int} a resposta do circuito se comporta de maneira instável e oscilatória até finalmente estabilizar em $P_{out} = -0,947 \text{ dBm}$ (devido a $P_{int} = -20 \text{ dBm}$) onde estima-se ser a saída saturada do circuito RF, ao redor de 33 dB acima dos -33,8 dBm na saída quando em recepção GPS normal.

Ao conseguirmos visualizar e mapear os efeitos de RFI no circuito pode-se iniciar a proposta de solução para o problema de interferência eletromagnética reproduzido.

6 PROJETOS DE MITIGAÇÃO PARA A INTERFERÊNCIA

Percebemos com a análise da seção anterior que o comportamento oscilatório da resposta do circuito RF acontece somente após a potência do sinal perturbador na entrada do circuito superar um limite denominado de potência gatilho (P_{gat}), a qual foi determinada por meio de simulação no ADS®.

A partir dessa informação entende-se que a mitigação a ser alocada deve atenuar a entrada de sinais na frequência do sinal perturbador com potência $\geq P_{gat}$. Adicionalmente a mesma deve permitir a passagem de sinais na frequência de recepção normal GPS com intensidade mínima para interpretação pela parte de processamento do circuito.

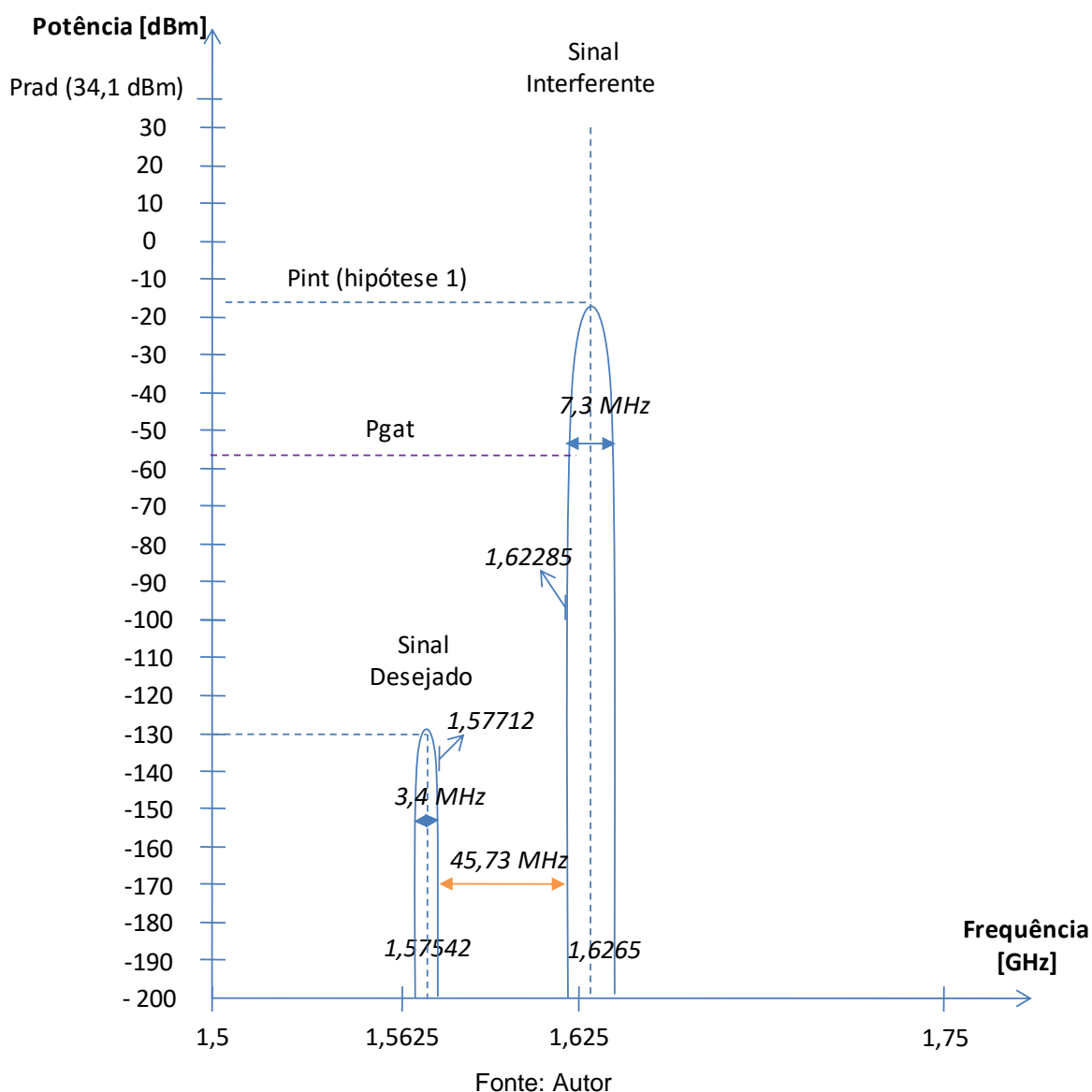
Das possíveis soluções para RFI conhecidas na literatura, filtros de RF com reduzida perda de inserção e anteriores ao primeiro amplificador do circuito estão dentre as mais adequadas a prevenir que o *front-end* seja levado a um comportamento não linear e que os sinais enviados à parte de processamento do receptor estejam incompreensíveis para aquisição e rastreamento de sinais GNSS¹⁸.

Dessa forma, a mitigação adotada neste trabalho é um filtro anterior à cadeia de RF que atenua o sinal interferente e que permita a passagem do sinal desejado em nível suficiente para a recepção normal GPS, tanto quanto possível. Esse filtro será chamado de pré-filtro de agora em diante.

6.1 REQUISITOS PARA A PROPOSTA INICIAL DA MITIGAÇÃO PARA A RFI – PRÉ-FILTRO

Na Figura 40 segue um esquemático do sinal perturbador e perturbado em frequência. Ao se analisar a Figura 40 pode-se observar a significativa diferença de intensidade entre o sinal perturbador e o sinal desejado, assim como a baixa isolação em frequência de apenas 45,73 MHz, aproximadamente 2,9% da frequência fundamental desejada (Tabela 18). Dessa forma, o filtro a ser projetado deve ser bastante abrupto, objetivando conseguir atenuar potências maiores que a potência de gatilho P_{gat} em 1,623 GHz e permitir passagem do sinal desejado em 1,575 GHz. Como a banda a ser rejeitada é superior em frequência à do sinal desejado podemos trabalhar com um filtro passa-baixa (FPB) ou passa-faixa (FPF). Enquanto o FPB rejeitaria apenas frequências mais altas que o sinal desejado, o FPF rejeitaria também as frequências mais baixas, o que poderia ser eficiente para eventuais outras RFIs adicionais à interferência estudada. Entretanto, usualmente o FPF tende a ser mais complexo, e pode ser de mais difícil projeto que FPB, a ser confirmado.

Figura 40 – Esquemático do sinal perturbador e perturbado em frequência



Assim, de acordo com os resultados Tabela 16 e adotando $A_{s\ min} = P_{int} - P_{gat}$ segue estimativa de atenuação mínima desejada ($A_{s\ min}$):

- Hipótese 1: $A_{s\ min} = P_{int} - P_{gat} = -23,3 - (-58) = 34,7\ dB$.
- Hipótese 2: $A_{s\ min} = P_{int} - P_{gat} = -38,5 - (-58) = 19,5\ dB$.
- Hipótese 3: $A_{s\ min} = P_{int} - P_{gat} = -35,8 - (-58) = 22,2\ dB$.
- Hipótese 4: $A_{s\ min} = P_{int} - P_{gat} = -27,3 - (-58) = 30,7\ dB$.

Dessa forma os desempenhos mínimos desejados de um pré-filtro para controlar tal RFI estão descritos na Tabela 18.

Tabela 18 – Desempenho requisitado para o pré-filtro a fim de mitigar a RFI estudada

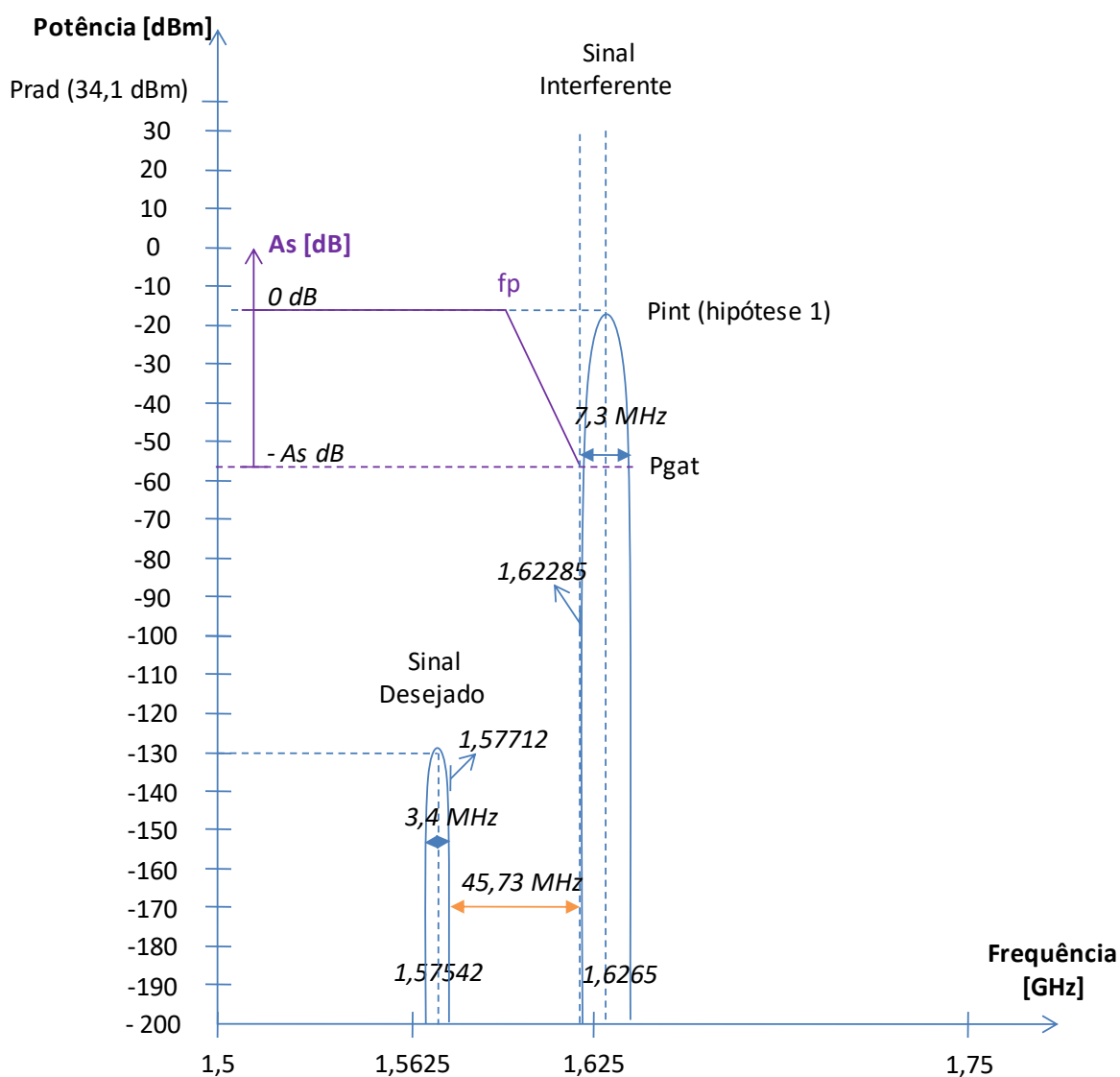
Parâmetro requisitados	Valores
Tipo do filtro	Filtro passa baixa (FPB) ou passa faixa (FPF)
Frequência central desejada de passagem (FC_{recep})	$FC_{recep} = 1,57542 \text{ GHz}$
Banda de recepção mínima ($BW_{recepmin}$)	$BW_{recepmin} = 3,4 \text{ MHz}$
Frequência de rejeição superior mínima	$F_{s2min} = 1,6265 - \frac{0,0073}{2} = 1,62285 \text{ GHz}$ Onde: $FC_{int} = 1,6265 \text{ GHz}$ é a frequência central do sinal perturbador BW_{int} é a banda do sinal interferente
Banda lateral de rejeição mínima do filtro ($Side BW_{smin}$)	$Side BW_{smin} = (1,62285 - 1,57712) = 45,73 \text{ MHz}$
Atenuação mínima na banda de rejeição (A_{smin})	$A_{smin} = 34,7 \text{ dB}$ de maneira a atenuar P_{int} na hipótese 1;
Perda de inserção máxima na banda de passagem (A_{pmax})	$A_{pmax} = 10 \text{ dB}^*$

Fonte: Autor

* Há uma folga aproximada de até 10 dB para possíveis perdas entre o sinal típico GPS de -120 dBm e o mínimo de sensibilidade -130 dBm¹⁰, não levando ainda em conta em possíveis perdas adicionais no cabeamento entre antena e receptor.

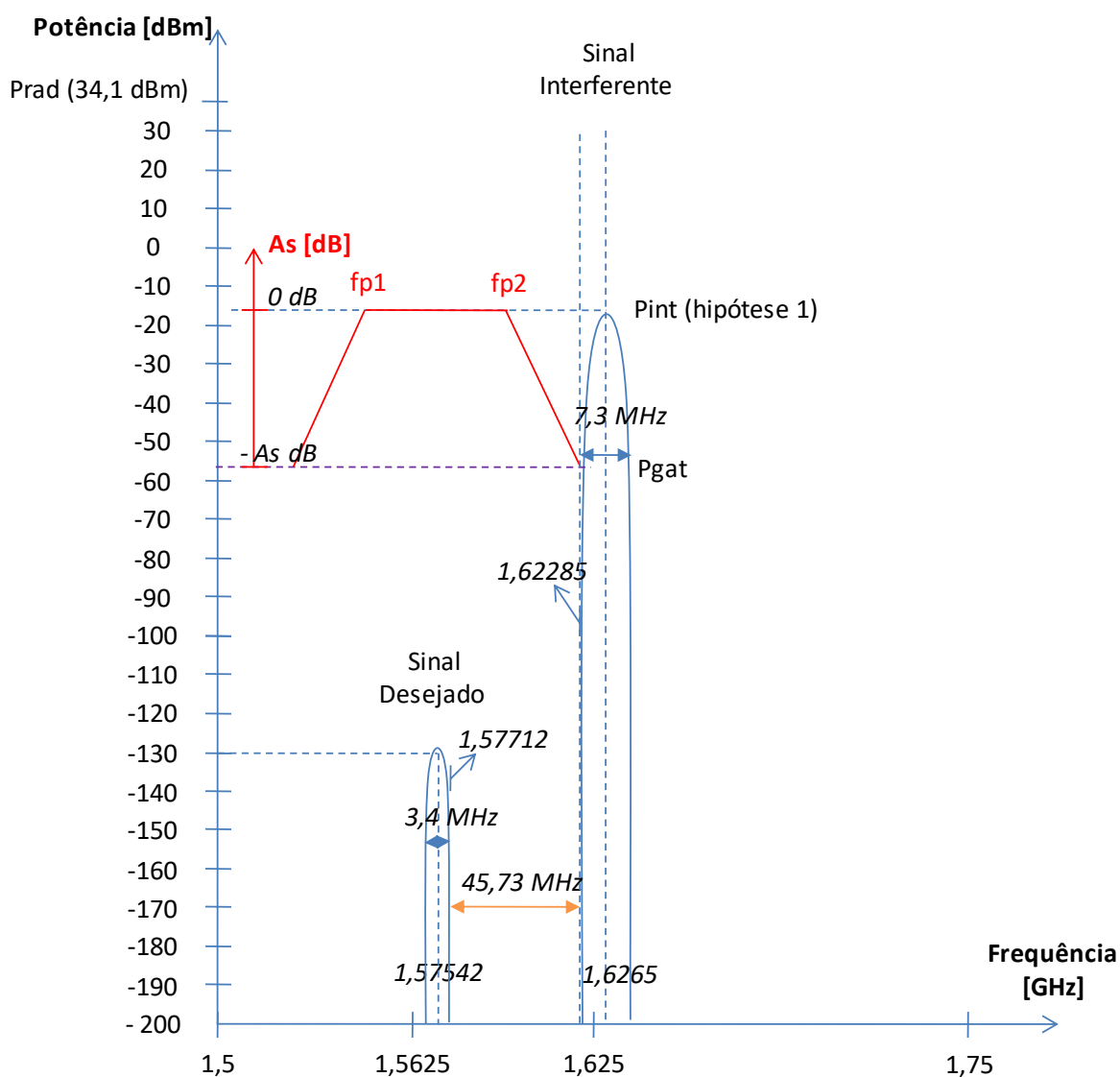
A Figura 41 ilustra a resposta teórica de um filtro passa-baixa que atenderia a demanda da Tabela 18. Em cor azul estão representados os sinais desejado e interferente e em cor roxa a resposta teórica do FPB.

Figura 41 – Esquemático de resposta teórica de FPB como mitigação da RFI



Já a Figura 42 ilustra a resposta teórica de um filtro passa-faixa que atenderia a demanda da Tabela 18. Em cor azul estão representados os sinais desejado e interferente e em cor vermelha a resposta teórica do FPF.

Figura 42 – Esquemático de resposta teórica de FPF como mitigação da RFI



6.2 PROJETO DE MITIGAÇÃO PARA A RFI – PRÉ-FILTRO

Com base nos desempenhos desejados para o pré-filtro na Tabela 18, é possível propor algumas alternativas para a mitigação da RFI estudada. Nesta dissertação objetivaremos apresentar dois projetos de pré-filtro: primeiramente um passa-baixa (FPB), e em seguida um passa-faixa (FPF), ambos com a mesma tecnologia a ser detalhada a seguir.

A ferramenta escolhida para projeto e simulação eletromagnética do filtro é o ADS[®], da Keysight. O projeto pode ser iniciado na ferramenta Schematics, ambiente de simulação ideal de circuitos, e depois refinado na ferramenta Momentum, ambiente

de simulação eletromagnética, cuja resposta é muito próxima da realidade. Este ambiente também pode ser utilizado para se iniciar o projeto de um filtro, sem precisar passar pelo *Schematics*, a critério do projetista.

Os filtros projetados foram simulados e o resultado analisado é a resposta em frequência do filtro, verificando-se seus parâmetros S em termos de perda de inserção, S_{21} , e perda de retorno, S_{11} . Posteriormente ao mesmo atingir os requisitos mínimos em simulação, prosseguiremos para seu processo de fabricação.

6.2.1 PROJETO DE PRÉ-FILTRO PASSA-BAIXA

Iniciaremos com a primeira proposta de solução um filtro passa-baixa (FPB), com tecnologia escolhida de filtros em microfita e com base nos requisitos da Tabela 18. A escolha pela tecnologia de microfita se justifica pela simplicidade de fabricação, assim como pelo seu baixo custo.

Pode-se ver que a especificação para a queda superior do filtro, ou banda de transição superior (banda que vai da frequência de corte à frequência de rejeição), é bastante abrupta (45,73 MHz e 2,9 % do sinal fundamental) e, portanto, o projeto de tal filtro não é trivial. Para projetá-lo, diversas topologias foram testadas com diferentes substratos tanto para o filtro passa-baixa quanto para o passa-faixa.

Os substratos testados foram conforme Tabela 19.

Tabela 19 – Substratos utilizados para o projeto dos filtros passa-baixa e passa-faixa

Substrato	Espessura de substrato	Espessura de cobre	Observação
RT5880 ($\epsilon = 2,2$ e $\delta = 0,0009$)	0,127; 1,27; 2,5; e 3,175 mm	17 e 35 μm	A espessura de 35 μm no projeto do filtro passa-faixa (Filtro 1)
RO3203 ($\epsilon = 3,02$ e $\delta = 0,0016$)	1,52 e 2,54 mm	17 μm	-
RT6010 ($\epsilon = 10,7$ e $\delta = 0,0023$)	0,127; 1,27; 2,5; e 3,175 mm	17 μm	-

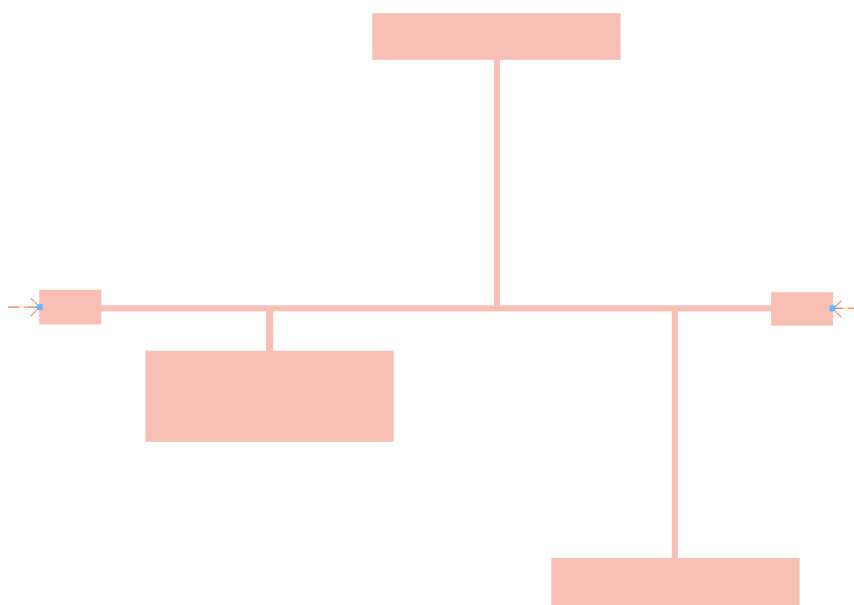
Fonte: Autor

Quanto às topologias, primeiramente, iniciou-se o projeto do FPB no ADS pelo filtro *stepped impedance* (SI). Entretanto o mesmo se mostrou irrealizável no que tange ordem muito elevada (e, portanto, dimensões inexecutáveis) e não atendimento dos

parâmetros desejados: ora de perda de inserção na banda de passagem ou atenuação na banda de rejeição. A mesma irrealização se deu no filtro *stepped ladder* (SL), também com ordem bastante elevada e não atendimento dos parâmetros desejados.

Focou-se então na topologia elíptica, com objetivo de configurar zeros de transmissão finitos na frequência de rejeição desejada, para atingir as rigorosas especificações. No projeto foram utilizados tocos terminados em aberto para um filtro de ordem 7 com substrato RT 6010 de 1,27 mm, conforme Tabela 19. O leiaute do filtro é apresentado na Figura 43, com sua resposta em frequência simulada no Momentum na Figura 44.

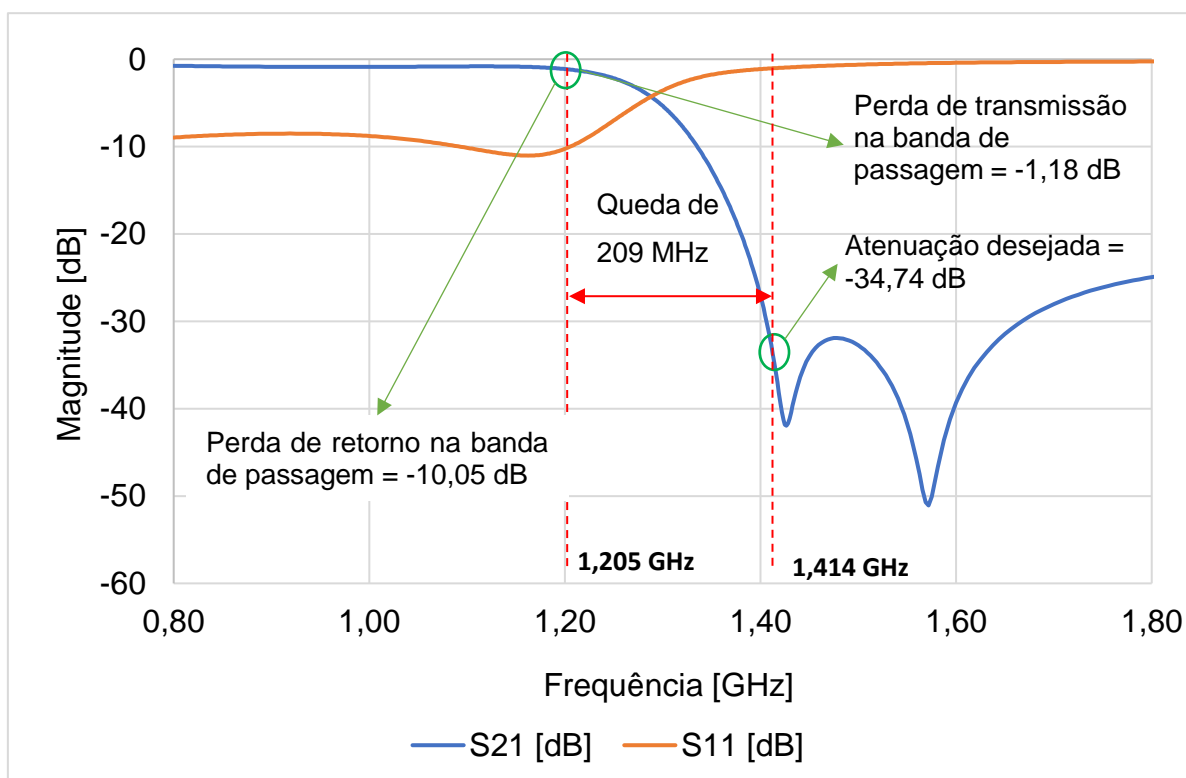
Figura 43 – Leiaute do filtro passa-baixa de ordem 7 com tocos terminados em aberto



Fonte: Autor

Apesar de o filtro não estar ainda sintonizado e de haver logrado produzir zeros finitos com a atenuação desejada, já é possível perceber que sua queda não atende aos 45,73 MHz de requisito de projeto, estando com aproximadamente 200 MHz entre a última frequência de passagem aceitável (segundo o critério de $S_{11} < 10$ dB) e a frequência de rejeição com a atenuação desejada (34,7 dB).

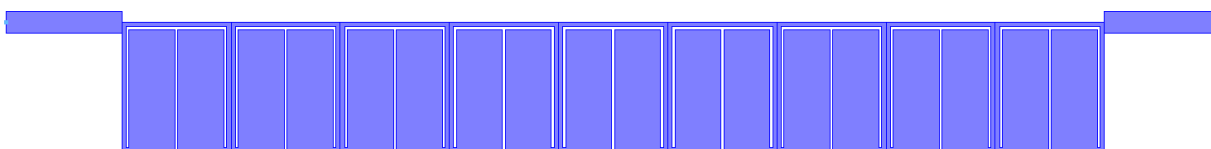
Figura 44 – Resposta em frequência simulada do filtro passa-baixa de ordem 7 com tocos terminados em aberto



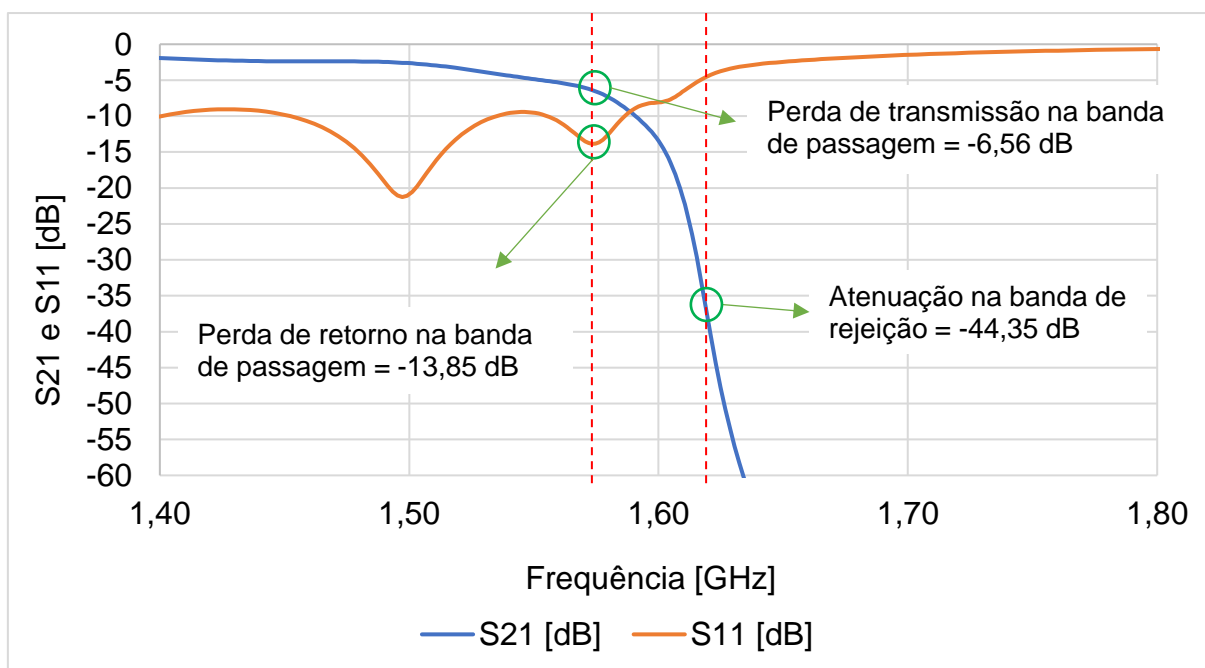
Fonte: Autor

A topologia seguinte testada foi o filtro *hairpin*, adotando como substrato o RT5880 de espessura 0,508 mm. O filtro *hairpin*, por ser mais compacto do que as topologias anteriores, permite ao projetista o uso de substratos com ϵ_r menor. Porém, o projeto com a topologia tradicional de *hairpin* também não alcançou as especificações. O ressonador *hairpin* foi então alterado conforme sugerido em Hayati⁴⁴, que modifica o ressonador *hairpin* tradicional para se conseguir uma resposta mais abrupta e um leiaute mais compacto. Conseguiu-se então, com um filtro de ordem 9, o resultado mais próximo das especificações. O leiaute deste filtro é apresentado na Figura 45 e a Figura 46 apresenta os resultados da simulação no Momentum desse leiaute.

Figura 45 – Leiaute do filtro *hairpin* com 2 ressoadores.



Fonte: Autor

Figura 46 – Resposta em frequência simulada do filtro *hairpin* de ordem 9

Fonte: Autor

Pode-se perceber na resposta simulada do filtro *hairpin* que a perda de retorno atende ao critério de 10 dB na banda de interesse, e que a queda necessária com rejeição de 34,7 dB em 45,73 MHz de banda é atendida, porém a perda de inserção na banda de passagem chega a -6,6 dB. Essa perda, apesar de considerada alta, pode atender aos critérios de sistema uma vez que há uma folga de 10 dB para possíveis perdas entre o sinal típico GPS de -120 dBm e o mínimo de sensibilidade -130 dBm, não levando ainda em conta em possíveis perdas adicionais no cabeamento entre antena e receptor.

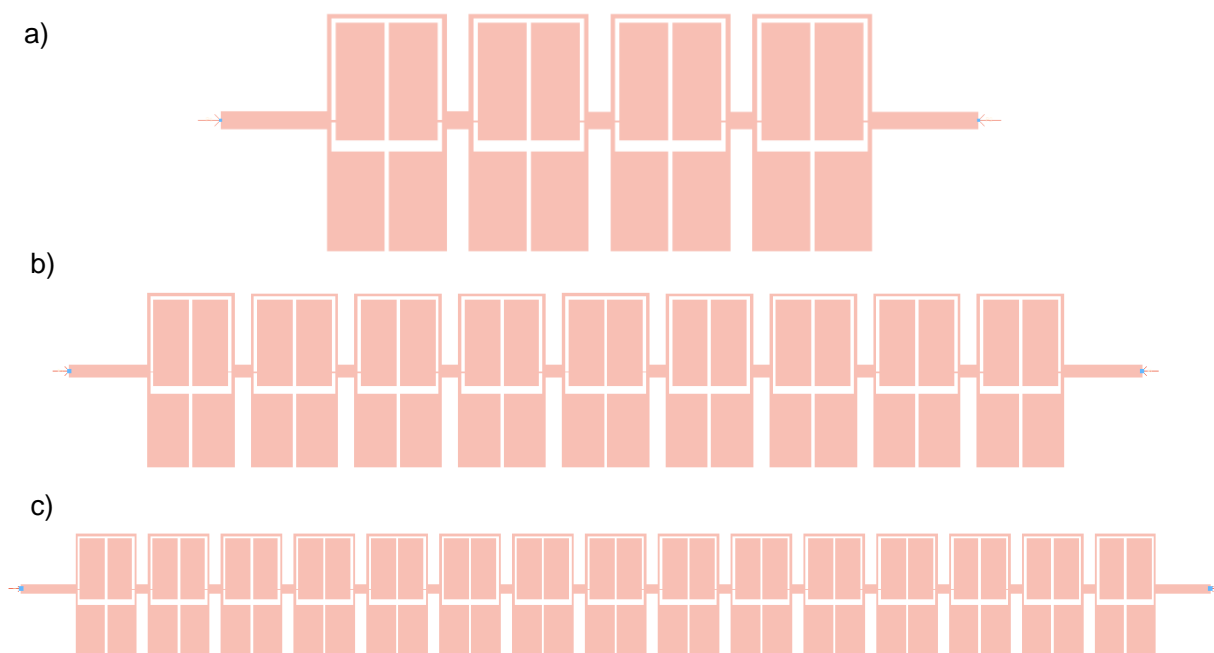
Para se tentar uma resposta com menos perdas, uma última topologia de passa-baixa foi testada: o filtro *hairpin* carregado com ressoadores com degrau de impedância⁴⁵. O projeto utilizou o substrato RT5880 com espessura de 0,254 mm. A ordem do filtro foi sendo aumentada para alcançar a rejeição superior necessária e uma perda de inserção adequada. Os resultados dos filtros de ordem 4, 9 e 15 são apresentados na Figura 47.

A Figura 48 apresenta os resultados da simulação no Momentum para esses projetos. A perda de retorno nos 3 projetos atende ao critério de $S_{11} < 10$ dB. Entretanto, mesmo com o aumento do número da ordem do filtro de 4 para 15, a atenuação de 34,7 dB acontece para uma banda de 131 MHz, acima dos 45,73 MHz de banda requisitados,

não alcançando os requisitos estabelecidos.

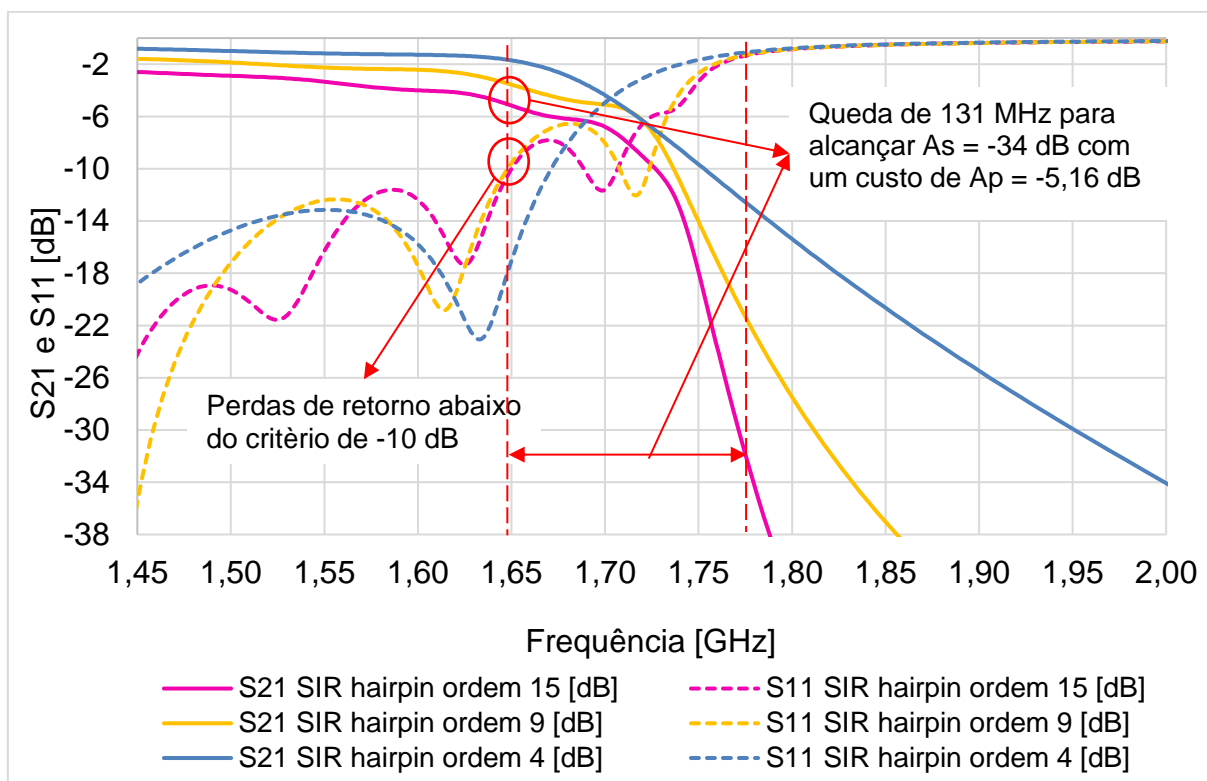
Dessa forma, com a tecnologia empregada de filtros em microfita, das 5 topologias de FPB projetadas, apenas o *hairpin* modificado logrou sucesso em atender aos requisitos de projeto. Por apresentar uma alta perda de inserção, ainda que aceitável, decidiu-se buscar uma outra solução utilizando-se um filtro passa-faixa, objetivando atender às especificações da melhor forma possível.

Figura 47 – Leiautes de filtro *hairpin* carregado com ressoadores com degrau de impedância. a) Filtro de ordem 4. b) Filtro de ordem 9. c) Filtro de ordem 15.



Fonte: Autor

Figura 48 – Resposta em frequência simulada dos filtros *hairpin* carregados com ressoadores com degrau de impedância de ordem 4, 9 e 15



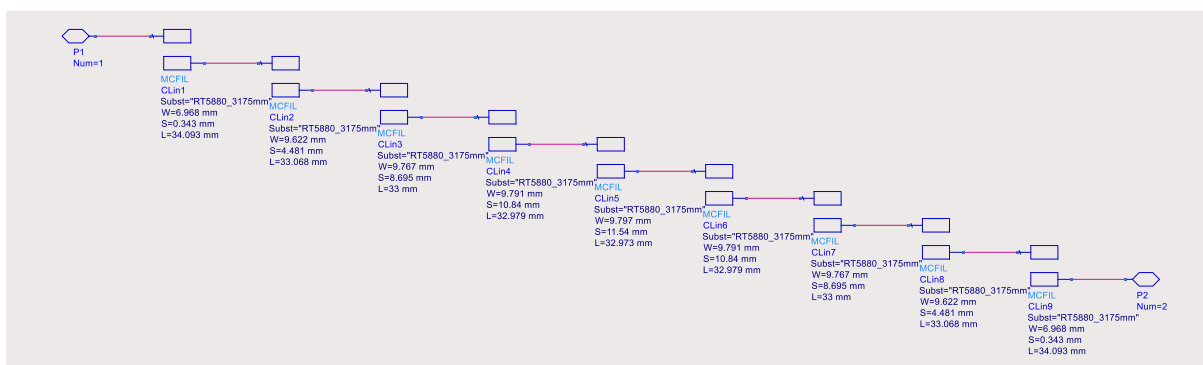
Fonte: Autor

6.2.2 PROJETO DE PRÉ-FILTRO PASSA-FAIXA

Adotaremos como segunda proposta de solução um filtro passa-faixa, também na tecnologia de microfita, com base nos requisitos da Tabela 18. Neste caso, a primeira topologia testada se mostrou promissora e, portanto, foi adotada: a de linhas acopladas em paralelo.

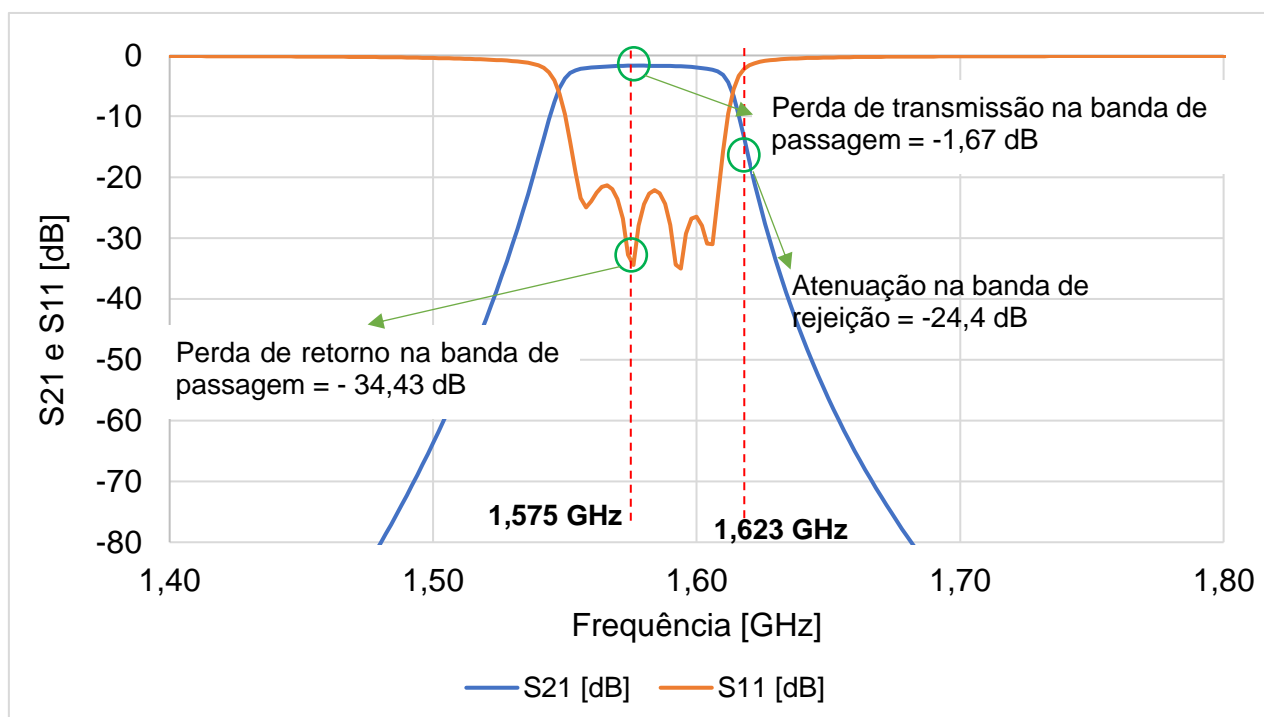
O substrato utilizado no projeto do filtro foi o RT5880 com espessura de 3,175 mm conforme Tabela 19, resultando na Figura 49.

Figura 49 – Circuito com dimensões do filtro microfita de linhas acopladas no substrato RT5880



Fonte: Autor

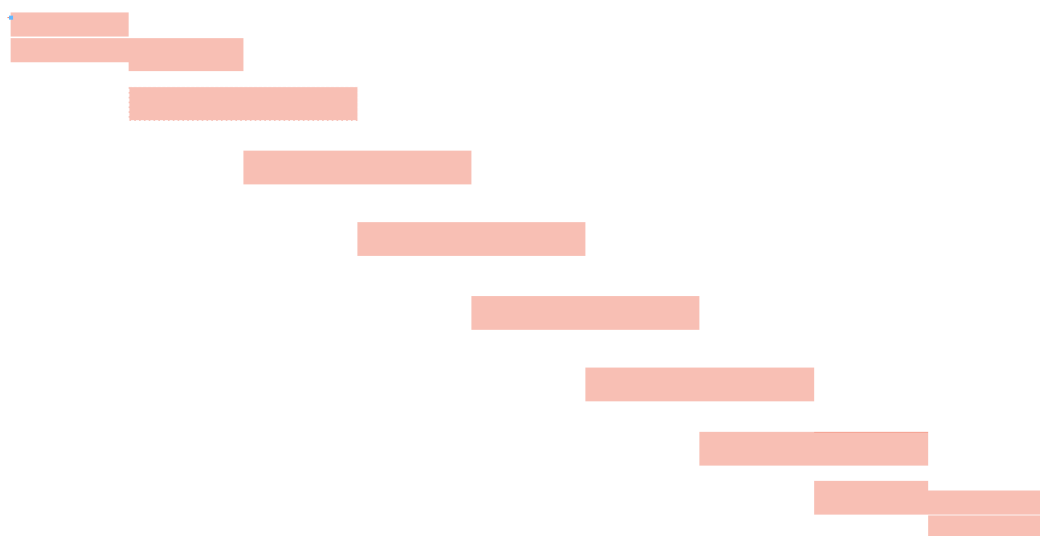
Na Figura 50 segue a resposta em frequência simulada no *Schematics* do ADS. A resposta do filtro em simulação de circuitos é útil para fornecer uma noção inicial da resposta do filtro sendo projetado. Na frequência central de passagem, FC_{recep} , o S_{21} de -1,67 dB representa uma perda de inserção aceitável, assim como a perda de retorno S_{11} de -34,43 dB configura um bom casamento do filtro considerando um sistema em 50Ω . Entretanto, na frequência de rejeição F_{s2} , o S_{21} de -24,4 dB é uma atenuação menor que a especificada de 34,7 dB.

Figura 50 – Resposta do *Passive Circuit Design Guide* ao circuito da Figura 49

Fonte: Autor

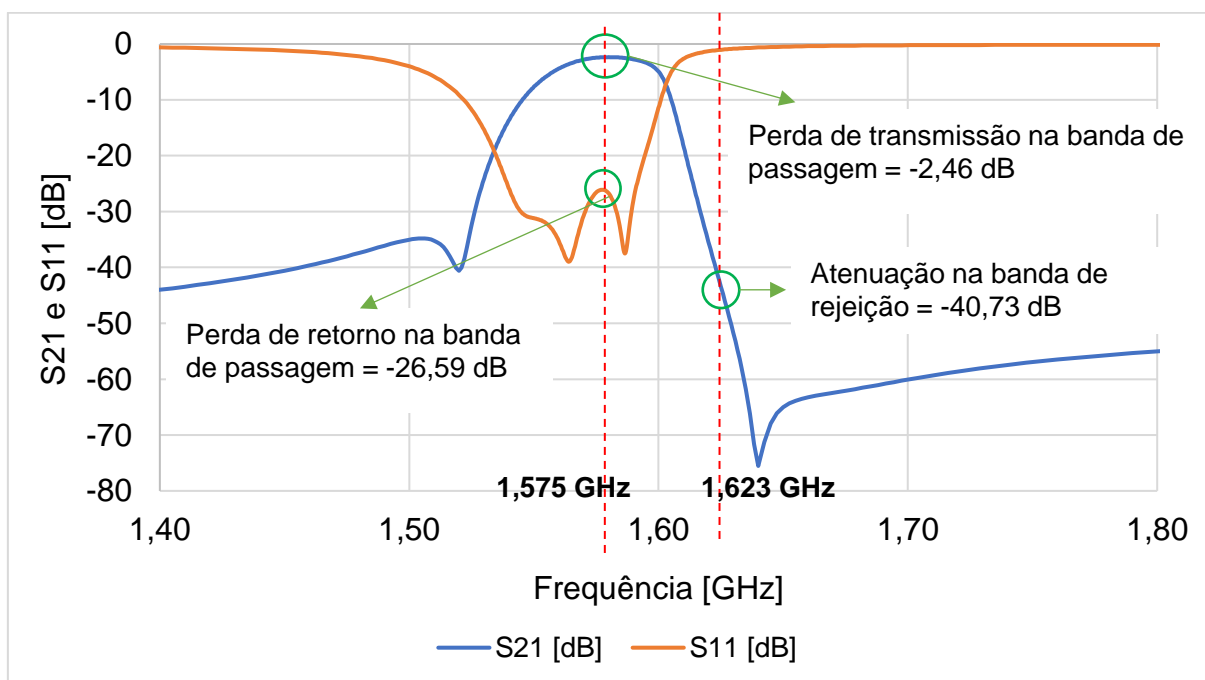
Mesmo sem atender aos critérios do pré-filtro, o circuito da Figura 49 do *schematics* foi exportado para o módulo leiaute do ADS® Momentum de maneira a proceder para a simulação eletromagnética do filtro, com o qual se obteve o leiaute da Figura 51. Este ambiente foi preferido por apresentar uma resposta mais próxima da realidade sem exigir muito tempo de simulação. O filtro da Figura 51 passará a ser chamado de Filtro 1, com dimensões aproximadas de 29,9 por 15,2 cm, e sua resposta em frequência é apresentada na Figura 52, seguindo as dimensões mostradas na Figura 49.

Figura 51 – Leiaute do Filtro 1 no ADS®



Fonte: Autor

Figura 52 – Resposta em frequência simulada do Filtro 1



Fonte: Autor

Ao se analisar a resposta do Filtro 1 na Figura 52, a perda na frequência central de passagem é de 2,46 dB com uma perda de retorno de -26,59 dB. Já na frequência de rejeição F_{s2} , o S_{21} de -40,73 dB é uma atenuação significativamente mais alta do que a simulada e supera a atenuação mínima desejada de $A_{s\ min} = 34,7\ dB$. Além disso, a dimensão lateral do Filtro 1 atende, mesmo que muito próxima do limite, ao critério

de dimensão dos mastros (Figura 21), sendo o projeto mais adequado para a mitigação da RFI.

6.3 CONCLUSÕES

Com base nos resultados da simulação do circuito RF do receptor GPS em recepção normal simultânea à recepção do sinal interferente Inmarsat FB, constatou-se uma RFI não-linear causada pelo sinal perturbador. Tal interferência eletromagnética de radiofrequência se caracterizou por um comportamento não linear e até oscilatório do circuito receptor quando simulado em tais condições.

Por isso, dois tipos de pré-filtro na entrada do receptor foram estudados: um passa-baixa e um passa-faixa. Os mesmos foram projetados em tecnologia planar de microfita por ser uma solução de baixo custo, fácil fabricação, leve e compacta.

Após o teste de diversas topologias, ambos os filtros passa-baixa e passa-faixa apresentaram uma solução para mitigar a RFI. A solução passa-baixa acabou se mostrando muito mais compacta, com perda ainda aceitável, porém considerada alta. A solução passa-faixa, apesar de muito próxima do limite de tamanho para ser montada no mastro, atenua teoricamente o sinal perturbador o suficiente para eliminar a RFI na condição mais severa levantada e manter o circuito receptor em condições de linearidade de funcionamento, inserindo uma perda moderada na banda de passagem. Essa perda de inserção é considerada aceitável uma vez que mesmo com perda de 2,46 dB na banda de passagem do sinal GPS desejado, ainda restam 7,46 dB de margem entre o sinal típico GPS de -120 dBm e a menor recepção GPS tolerada de -130 dBm, conforme a IEC 61108-1¹⁰.

No entanto, os resultados acima ainda são baseados em simulação, e não em uma estrutura real, fabricada e medida. A seção seguinte trata os resultados de fabricação e caracterização bem como compara aos resultados simulados, de maneira a verificar se os requisitos de projeto também foram atendidos.

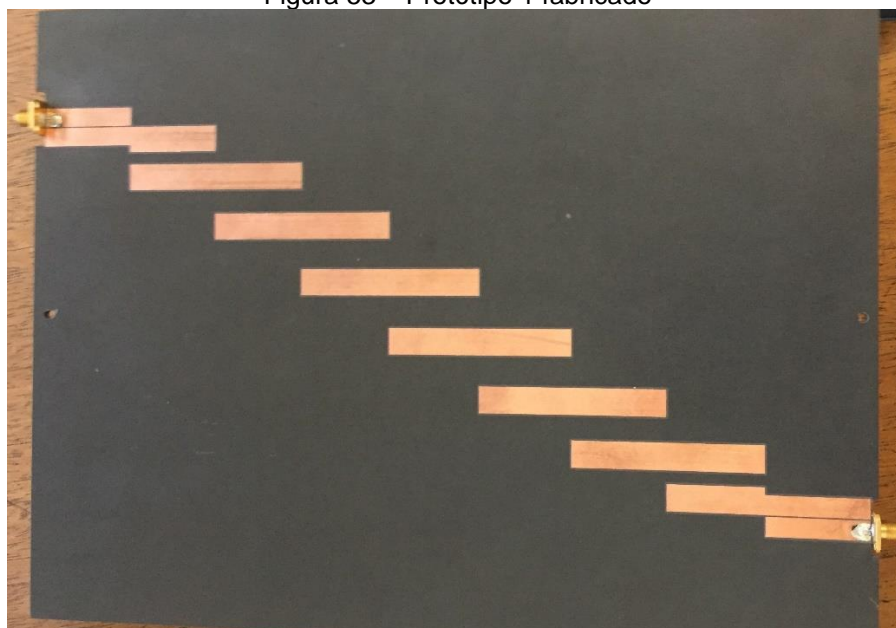
7 FABRICAÇÃO E OTIMIZAÇÃO DO PRÉ-FILTRO

Dando sequência ao estudo desta dissertação, o leiaute do Filtro 1 foi submetido ao processo de fabricação no substrato RT5880 ($\epsilon_r = 2,2$, e tangente de perdas $\delta = 0,0009$) com 3,175 mm de espessura e 35 μm de espessura de metal, cedido como amostra pela Rogers Corporation®. A fabricação e caracterização dos filtros deste trabalho foram feitas no LME da EPUSP.

7.1 PROCESSO DE FABRICAÇÃO

O processo de fabricação se iniciou com a exportação do leiaute da Figura 51 para a fresa mecânica Microfresadora Protomat S62, da LPKF Laser & Electronics, disponível no laboratório para definição do contorno das linhas de transmissão e das dimensões críticas no substrato. Em seguida, nas dependências da sala limpa do LME, foi aplicado material fotorresiste somente nas linhas de transmissão a serem mantidas e no plano de terra para efetuar-se a corrosão das regiões de cobre restantes. Segue na Figura 53 a estrutura final após o processo de fabricação e soldagem dos conectores de alimentação, a qual será chamada de aqui em diante por Protótipo 1.

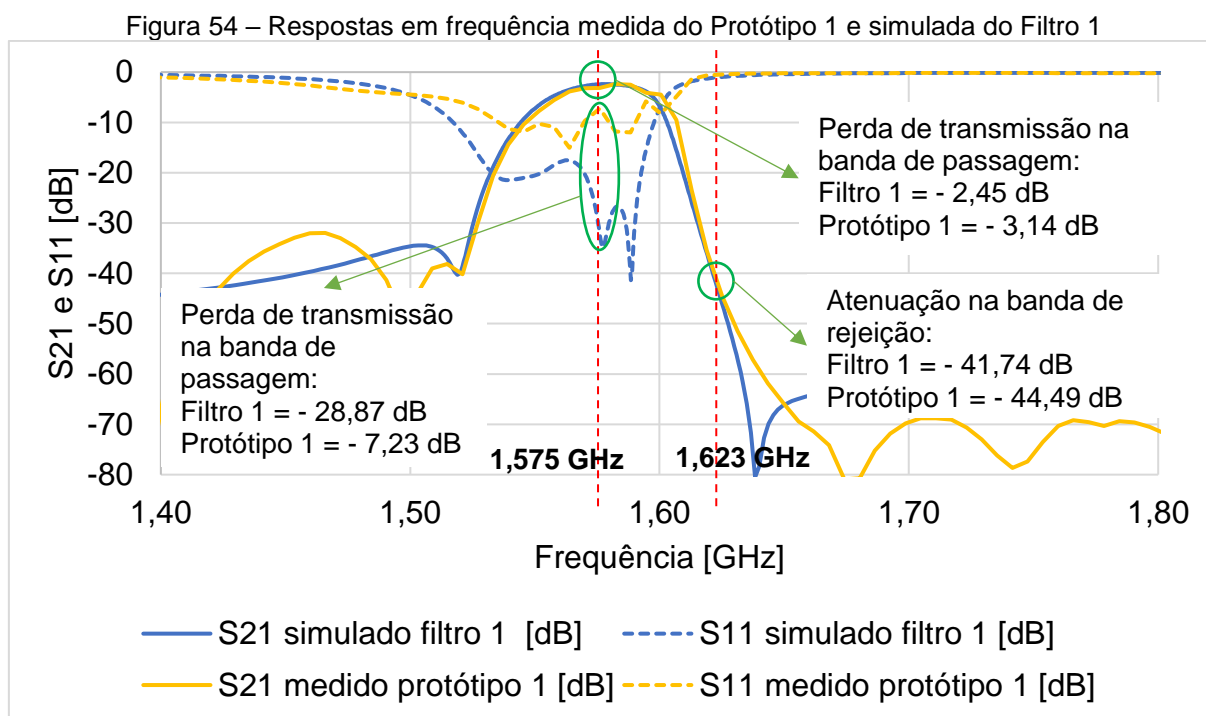
Figura 53 – Protótipo 1 fabricado



Fonte: Autor

7.2 MEDIDAS DO PROTÓTIPO 1

Na Figura 54 seguem os resultados simulados do filtro 1 e as medidas dos parâmetros S do protótipo 1, realizadas no analisador vetorial de redes PNA N5722B.



Fonte: Autor

Ao se observar a Figura 54 nota-se que a perda de retorno do protótipo 1 difere significativamente dos resultados simulados do filtro 1, especialmente na banda de passagem. O S_{11} na frequência de passagem foi reduzido de -28,87 dB para apenas -7,23 dB, o que significa um grande descasamento na entrada do filtro, não atingindo nem o critério mínimo de perda de retorno ≤ -10 dB.

Mesmo considerando-se pequenas diferenças entre as dimensões físicas do filtro projetado e do fabricado, que se mantiveram dentro do erro médio esperado de fabricação da microfresa de aproximadamente 50 μm , a diferença de resposta não é justificada. Um estudo de sensibilidade foi feito e as simulações mostraram que o filtro não possui nenhuma região crítica considerando-se a margem de erro de fabricação. Analisando-se o leiaute, verificou-se que o conector de alimentação do sinal de entrada e saída do filtro estava muito próximo do acoplamento das primeiras linhas. Essa proximidade ocorreu por causa do tamanho da amostra de substrato disponível que acomodou o filtro tal qual mostrado na figura, sem o distanciamento através de

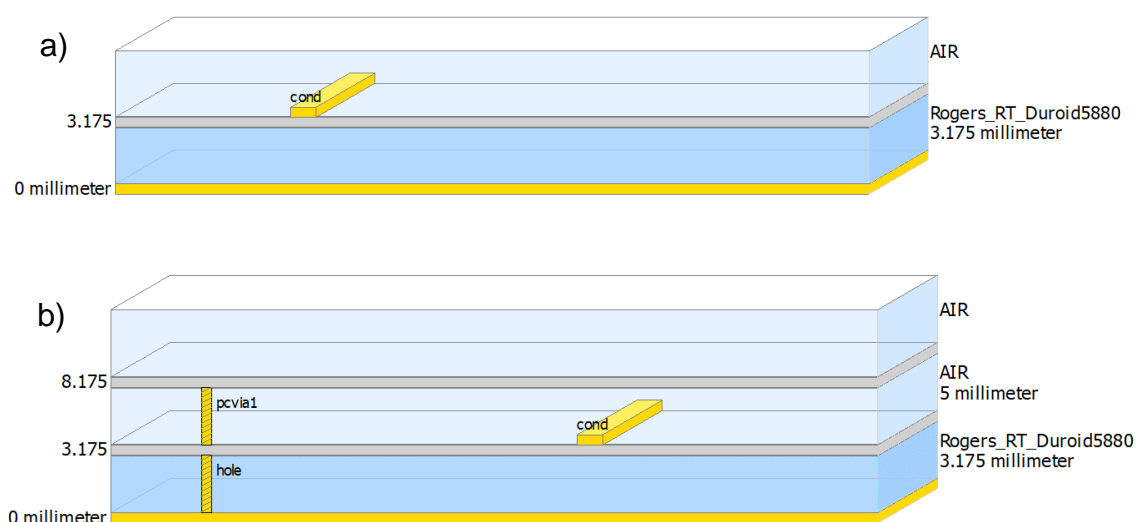
uma linha de 50Ω entre o conector e o primeiro (e último) acoplamento do filtro. Obviamente tal substrato pode ser adquirido comercialmente nas dimensões necessárias para o bom funcionamento do filtro, mas isso iria contra as especificações de tamanho do filtro determinadas no critério dos mastros (Figura 21).

7.3 REPRODUÇÃO DO EFEITO DE PROXIMIDADE DOS CONECTORES DE ENTRADA E SAÍDA

A simulação inicial não considerou o conector utilizado, somente uma porta com impedância de 50 ohms, o que é largamente utilizado apresentando ótima concordância entre os resultados simulados e medidos, quando conectada a uma linha de 50 ohms, o que não foi o caso deste filtro.

De maneira a tentar reproduzir as diferenças de resultado entre o Filtro 1 e o Protótipo 1 e validar o simulador ADS Momentum, foi realizada uma nova simulação do filtro incluindo os conectores de entrada e saída com suas dimensões reais. Para isso, inseriu-se 2 estruturas adicionais no substrato, *pcvia* e *hole*, de maneira a emular a dimensão 3D dos conectores em uma simulação predominantemente 2D, conforme a Figura 55.

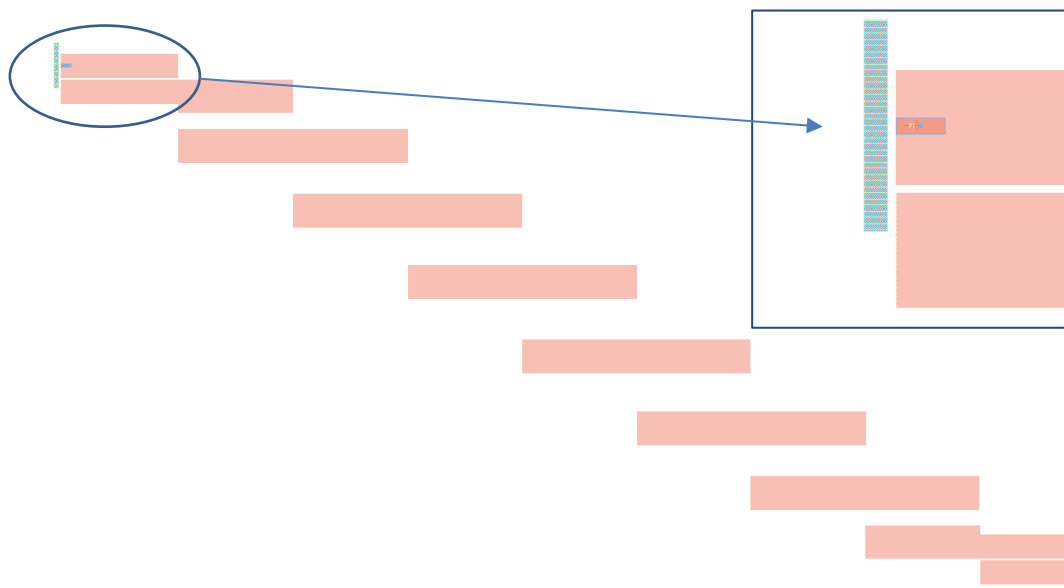
Figura 55 – Configuração do substrato no Momentum. a) Substrato sem conectores. b) Substrato com conectores.



A porta utilizada foi alterada para o tipo interna, a ser posicionada dentro da primeira microfita e não em sua borda, como feito inicialmente. Segue na Figura 56 o leiaute

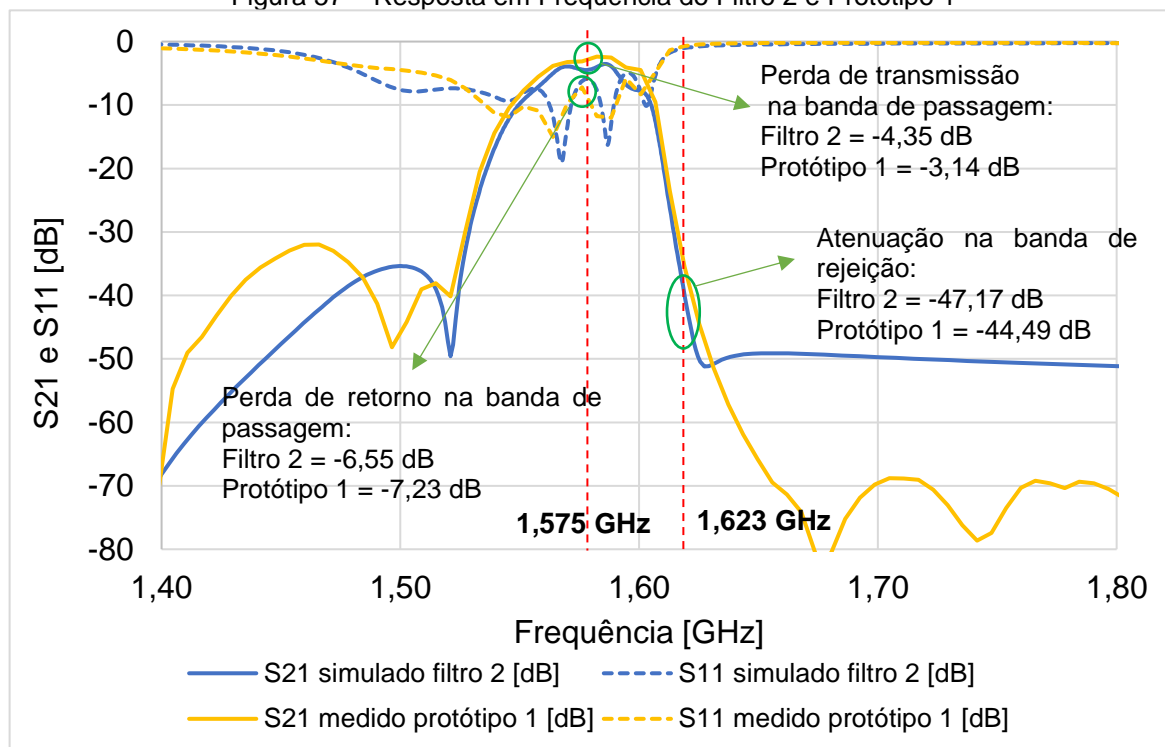
do filtro passa-faixa considerando os conectores de alimentação, o qual será chamado a partir de agora de Filtro 2 e na Figura 57 sua resposta em frequência de simulação eletromagnética, bem como o resultado medido do Protótipo 1.

Figura 56 – Leiaute do Filtro 2 no ADS®



Fonte: Autor

Figura 57 – Resposta em Frequência do Filtro 2 e Protótipo 1



Fonte: Autor

Ao se observar os resultados é possível perceber uma convergência de resultados simulados e medidos e conclui-se que os conectores realmente influenciaram e alteraram a resposta do filtro. Essa convergência possibilitou atingir aceitável reprodutibilidade entre a simulação e a fabricação, validando o simulador. Assim, quaisquer ajustes necessários ao projeto podem ser realizados de maneira confiável ainda no nível da simulação, poupando a fabricação de vários protótipos, facilitando o projeto em termos de tempo e custo.

Entretanto, apesar da convergência entre simulação e a medida, é possível perceber que a perda de retorno (S_{11}) na frequência de passagem ainda está com -6,54 dB, acima do critério de -10 dB. Já a atenuação na banda de rejeição está atingindo os requisitos de projeto, devendo somente ser mantida acima da atenuação mínima desejada $A_{s\ min} = 34,7\ dB$.

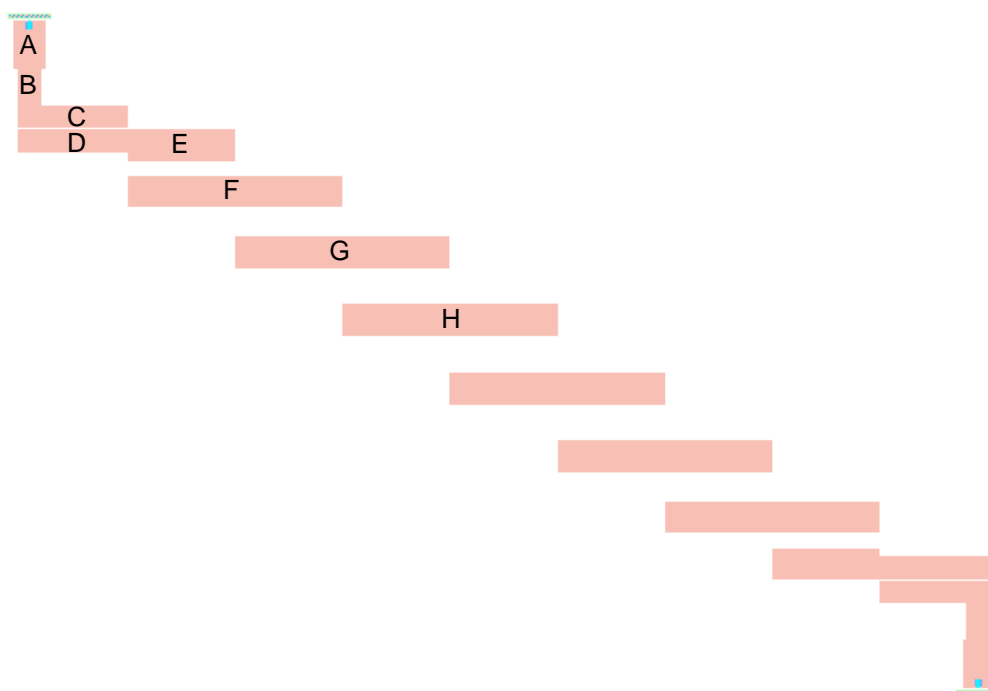
Assim, a otimização do filtro foi feita para que este filtro pudesse ser fabricado no mesmo substrato, atendendo à especificação de dimensão máxima segundo o critério de dimensão dos mastros.

7.4 OTIMIZAÇÃO DO FILTRO PASSA-FAIXA

O processo de otimização do FPF neste estudo objetiva retirar o efeito do conector sobre a resposta do filtro, para que esta atenda as especificações de projeto.

Primeiramente, afastou-se os conectores de alimentação da primeira e última LTs através de uma linha de $50\ \Omega$. A uma distância adequada, a resposta do projeto fica muito próxima àquela obtida inicialmente com uma porta ideal casada em $50\ \Omega$, quando não se considerou o efeito dos conectores. Entretanto, essa solução não é fisicamente possível pois ultrapassa as dimensões máximas definidas do critério dos mastros. Assim, optou-se por fazer uma curva em 90° para aproveitar melhor o substrato e afastar o conector do filtro. A curva em 90° foi mantida na mesma impedância da primeira (e última) LT, seguida por uma outra LT de $50\ \Omega$. Em seguida, as dimensões das LTs foram otimizadas para o melhor desempenho do filtro nas frequências de interesse. Seu leiaute é mostrado na Figura 58 e dimensões na Tabela 20, o que será chamado de agora em diante de Filtro 3.

Figura 58 – Leiaute do Filtro 3



Fonte: Autor

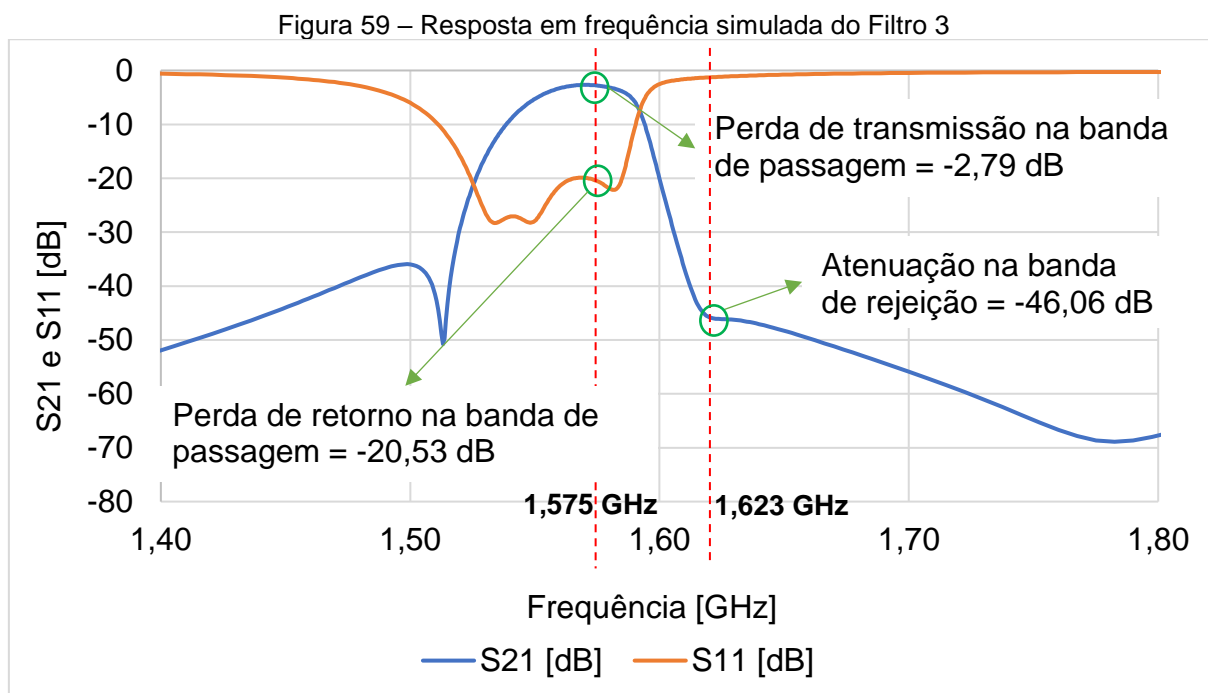
Tabela 20 – Dimensões* do Filtro 3

Dimensão	Largura [mm]	Comprimento [mm]
A	9,8374	15,15
B	7,1352	11,0546
C	33,9674	7,1352
Espaço entre C e D	-	0,4622
D	33,9674	7,1352
E	33,2639	9,5873
Espaço entre E e F	-	4,6227
F	66,5278	9,8486
Espaço entre F e G	-	9,0445
G	66,3268	9,8486
Espaço entre G e H	-	10,8533
H	66,4273	9,8486
Espaço entre H e sua linha espelho	-	11,6574

*O filtro é simétrico, logo as dimensões não mostradas são espelhadas.

Fonte: Autor

Segue Figura 59 a resposta em frequência simulada do Filtro 3.



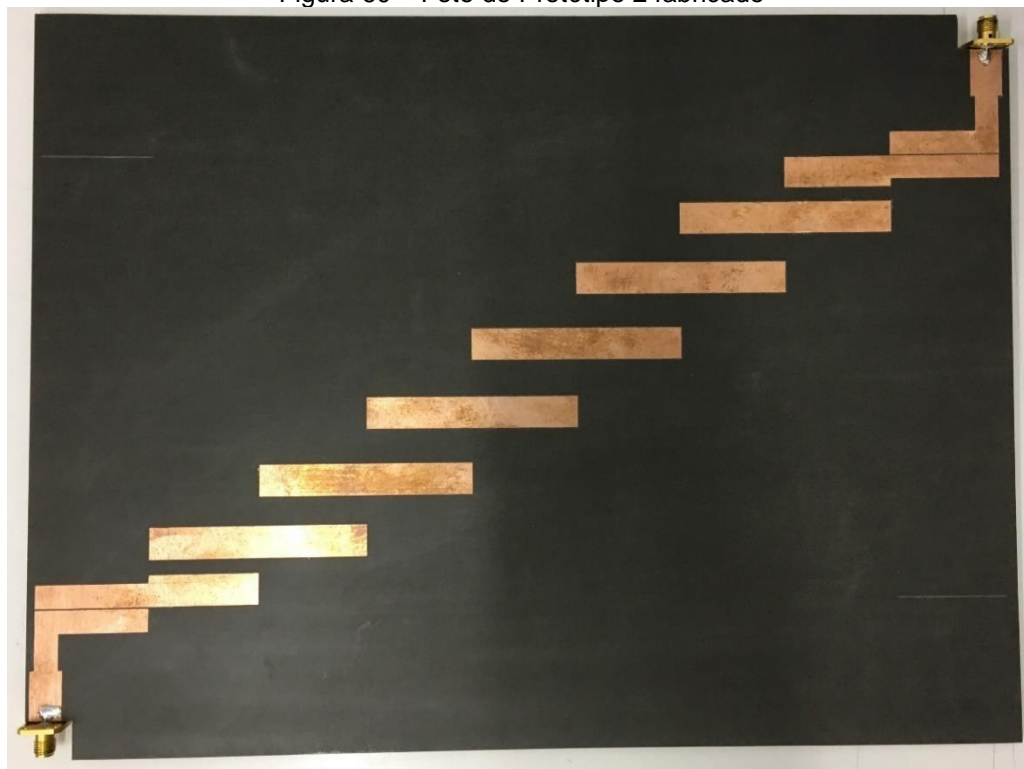
Fonte: Autor

Ao se observar a Figura 59, percebe-se que os resultados simulados do Filtro 3 atingem o desempenho desejado para o filtro passa-faixa. O S_{11} foi reduzido de -7,23 dB do Protótipo 1 para -20,53 dB na frequência de passagem. Assim como o S_{21} na banda passagem foi reduzido para -2,79 dB e a atenuação na banda de rejeição foi inclusive otimizada, com resultado de -46,06 dB. Em seguida, este projeto foi fabricado, e seu resultado analisado.

7.5 FABRICAÇÃO DO PROTÓTIPO DO FILTRO OTIMIZADO

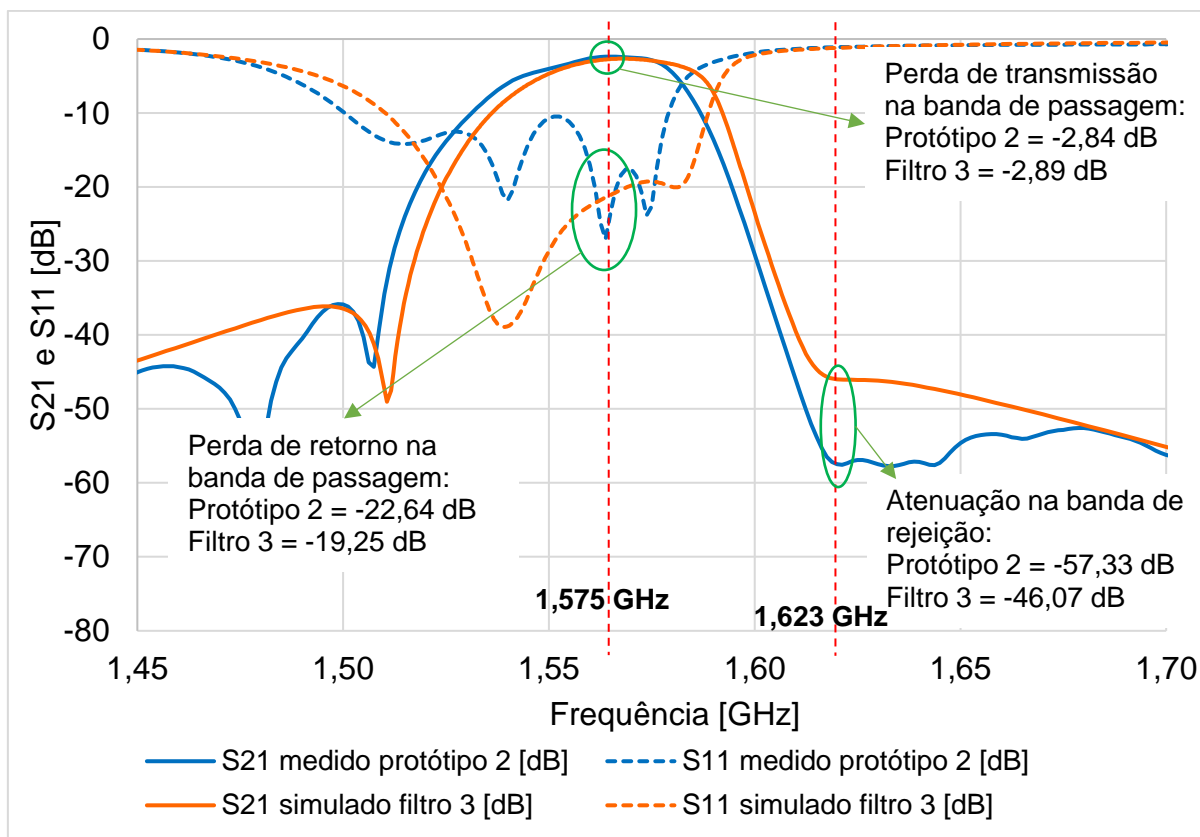
Repetindo-se o processo de fabricação descrito na seção 7.1, o Filtro 3 foi fabricado o qual será chamado de Protótipo 2, apresentado na Figura 60. A Figura 61 apresenta as medições do Protótipo 2 comparado ao resultado de simulação Filtro 3 simulado com as medidas fabricadas.

Figura 60 – Foto do Protótipo 2 fabricado



Fonte: Autor

Figura 61 – Resposta em Frequência do Protótipo 2 em comparação com o Filtro 3

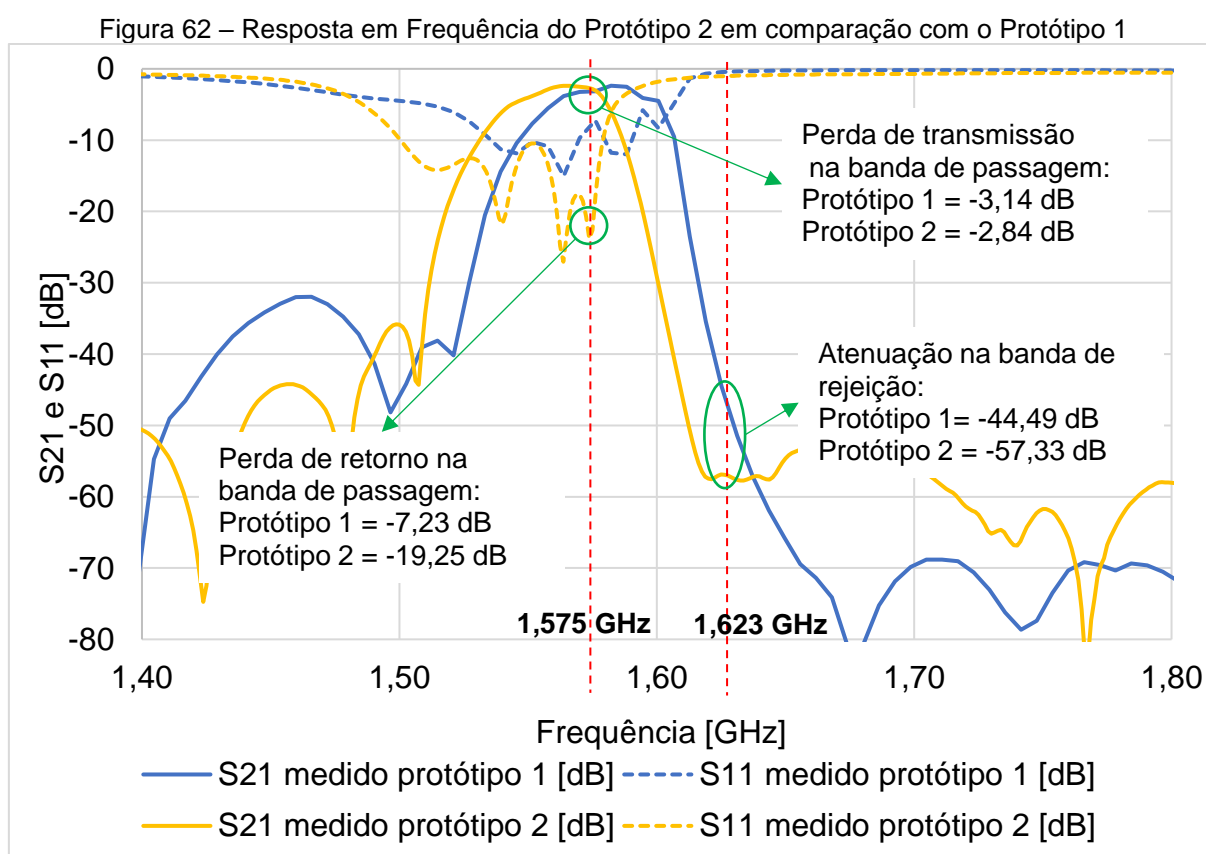


Fonte: Autor

Percebe-se que o Protótipo 2 apresenta uma perda de transmissão moderada na banda de passagem, bastante similar à simulada. A perda de retorno oscila abaixo de -10 dB, atendendo ao critério de perda mínima, e na frequência de interesse o S_{11} é -22,64 dB, considerado bastante aceitável. A rejeição teve melhora com relação ao simulado, chegando a -57,33 dB, o que significa uma folga de 22,63 dB para os 34,7 dB especificados.

Percebe-se uma diferença entre simulação e medição, o que tem como causa provável o tamanho do filtro, cujas linhas podem estar perdendo sinal por irradiação, o que pode ser percebido quando aproximamos a mão por cima do filtro.

Finalmente, segue na Figura 62 comparação entre os resultados do Protótipo 1 e Protótipo 2, primeiro e segundo filtros fabricados.



Fonte: Autor

Dessa forma, pode-se concluir que o projeto do Protótipo 2 atende às demandas e requisitos de projeto, conseguindo atenuar o sinal interferente o suficiente para mitigar a RFI detectada com folga de 22,63 dB, e inserindo uma perda de inserção moderada de 2,84 dB: o que equivale a uma folga de 7,16 dB para o sinal mínimo previsto em norma de recepção GPS¹⁰ (-130 dBm). Percebe-se uma diferença na frequência

central entre o Protótipo 1 e Protótipo 2 projetada na otimização realizada no projeto do Filtro 3, que resultou em um deslocamento lateral para a esquerda com o propósito de aumentar a rejeição com quase nenhum impacto na perda de transmissão.

8 CONCLUSÕES

8.1 CONCLUSÕES

O estudo proposto nesta dissertação envolvia se debruçar sobre um caso específico de interferência eletromagnética de rádio frequência considerado real e atual, contextualiza-lo em uma plataforma naval de relevância mundial; com os propósitos finais de atingir um entendimento mais profundo da RFI e seus efeitos e propor um dispositivo mitigatório eficiente tanto na atenuação do sinal perturbador quanto na produção de um menor impacto na operação do receptor GPS. Desejava-se que essa mitigação fosse tão automática / independente da ação humana, mantendo-se a ótica de aproveitar os recursos disponíveis no LME USP, assim como mantendo a premissa de economicidade tanto quanto possível.

Esta dissertação se encaminhou então com um estudo detalhado da arquitetura típica de um receptor GPS civil padrão marítimo, entendimento da interferência em questão, modelagem circuital do receptor e eletromagnética 3D do navio e das antenas. Tais processos permitiram, através de ferramentas modernas de simulação, determinar a curva da perturbação não linear no sinal de saída do receptor em função da intensidade do sinal interferente em proximidade, causada nos componentes eletrônicos da cabeça de RF do circuito receptor.

Tal curva resultou finalmente em um nível de gatilho para o sinal interferente, a partir do qual o sinal perturbador deveria ser eliminado, no caso filtrado, de maneira a garantir imunidade do sistema receptor à interferência não linear específica estudada. A solução mitigatória foi então igualmente estudada com base nos requisitos impostos pelo estudo pregresso, e dois filtros considerados bastante abruptos, ou seja, com forte atenuação numa estreita faixa de frequência, foram apresentados como solução. Assim, com o prisma da economicidade e do uso dos recursos e instalações disponíveis na EPUSP e no LME, foi empregada a tecnologia de microfita para o estudo de filtros mitigatórios de interferência de rádio frequência.

Felizmente, as duas topologias principais de filtro para a solução deste problema, a passa-baixa e a passa-faixa, apresentaram sucesso em atender aos requisitos de projeto estabelecidos com perda de inserção na banda de frequências de interesse do receptor GPS e rejeição da frequência interferente do INMARSAT com margem de folga considerada aceitável para as condições de operação no submarino.

Entende-se que existem outras opções de se realizar este tipo de estudo que não predominantemente com ferramentas de simulação, assim como outras variadas tecnologias para construção de filtros eletromagnéticos igualmente ou quiçá mais eficientes que a solução proposta; a exemplo do tratamento em codificação do efeito interferente e o emprego de outras tecnologias de mitigação. Entretanto, o objetivo deste trabalho era apresentar uma solução viável e relevante do ponto de vista prático e acadêmico, o que foi realizado com sucesso.

8.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Abre-se então oportunidade para aprofundamento deste estudo, com foco em melhorar a performance e ao mesmo tempo reduzir as dimensões do filtro.

Nesse contexto foram levantados dois caminhos principais. O primeiro seria manter a tecnologia de microfita e explorar outras topologias de filtros mais compactos e ainda assim abruptos, de maneira a atender a queda especificada. O segundo seria explorar outras tecnologias a exemplo do filtro em guia de onda em tecnologia planar e furos metalizados (SIW). Ambas opções mantendo-se o enfoque do baixo custo de fabricação.

Outro possível ponto de melhoria seria a consideração do efeito das estruturas metálicas ao redor do filtro quando instalado no mastro de maneira a verificar a necessidade de algum tipo de caixa de isolamento. E, adicionalmente a verificação do efeito da temperatura no mastro quando exposto ao sol de maneira a checar os possíveis impactos na resposta do filtro.

REFERÊNCIAS

- 1 PAUL, C. R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**. 2 ed. New York: John Wiley, 2006.
- 2 NORTH ATLANTIC TREATY ORGANIZATION. **AECTP 250**: electrical and electromagnetic environmental conditions: allied environmental conditions and tests publications. 2011. 2 ed.
- 3 HARTAL, O. **EMC by Design**. 3 ed. West Conshohocken, PA: R&B Enterprises, 1995.
- 4 GLOBAL SECURITY.ORG. **Military systems submarines: SSN-688 Los Angeles-class photo gallery**. Disponível em: <<https://www.globalsecurity.org/military/systems/ship/ssn-688-gallery.htm>> Acesso em: 03 mar. 2019.
- 5 NAVSOURCE Naval History: photographic history of the U.S. Navy: NavSource Online: **Submarine Photo Archive**. Disponível em: <<http://www.navsourc.org/archives/08/08688.htm>> Acesso em: 05 ago. 2017.
- 6 FAS – Federation of American Scientists: **Military Analysis Network: U.S. Navy Ships: SSN-688 Los Angeles-class**. Disponível em :<<https://fas.org/man/dod-101/sys/ship/ssn-688.htm>> Acesso em: 05 ago. 2017.
- 7 FAS – Federation of American Scientists: Military Analysis Network: Navy Documents: **Submarine Communications Master Plan (December 1995): Appendix A Shipboard Communications Equipment**. Disponível em: <<https://fas.org/man/dod-101/navy/docs/scmp/part06.htm>> Acesso em: 05 ago. 2017.
- 8 CHAN, F; Lindstrom, C; SWANICK, D; VISICH, M. **Above-water imaging and electronic warfare sensors**.US Navy. Disponível em: <http://www.public.navy.mil/subfor/underseawarfaremagazine/Issues/Archives/issue_17/abovewater.html>Acesso em: 05 ago. 2017.
- 9 FAS – Federation of American Scientists: **Military Analysis Network: AN/Designators**. Disponível em:<https://fas.org/man/dod-101/sys/ship/weaps/an_etc.htm>Acesso em: 05 ago. 2017.
- 10 INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61108-1**: Maritime navigation and radiocommunication equipment and systems – Global navigation satellite systems (GNSS) –Part 1: Global positioning system (GPS) – Receiver equipment – Performance standards, methods of testing and required test results. 2003. 2 ed.

- 11 FURUNO ELECTRIC CO. **Operator's Manual Inmarsat FleetBroadband Ship Earth Station: model FELCOM 250 / FELCOM 500.** Nishinomiya – Japão, [2010]. (OME-56660-H).
- 12 DEEDMAN, P. **Overview of Mobile Satellite Spectrum usage,** ©Inmarsat the mobile satellite company, Maio 2014.
- 13 TSUI, J.B.Y. **Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach.** 1 ed. New York: John Wiley, 2000.
- 14 VISHALKUMAR, L.; SANDIP, K.; Kashyap, S. S. Design of Planar Microstrip Patch Antenna for GPS Application. **European Journal of Academic Essays 2 (3),** 2015.
- 15 LAI, Z.; YUAN, J. Design of Single-Layer Single-Feed Patch Antenna for GPS and WLAN Applications. **2013 Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas & Propagation,** Nanjing, 2013.
- 16 FURUNO ELECTRIC CO. **Inmarsat FleetBroadbandSafeComNet: model FELCOM 250 / FELCOM 500.** Japão. (catálogo nº W-3260d).
- 17 THRANE & THRANE A/S. **Sailor® 500FleetBroadbandSailor® 250FleetBroadband:** User Manual. Nishinomiya – Dinamarca, [Dezembro de 2012]. (TT98-125646-C).
- 18 KAPLAN, E. D.; HEGARTY, C. J. **Understanding GPS Principles and Applications.** 2 ed. Norwood: Artech House, 2006.
- 19 UNITED STATES OF AMERICA. Department of Defense Interface Standard **MIL-STD-461G:** requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. 2015. 1 ed.
- 20 MAZAHERI, M. H.; FAKHARZADEH, M.; AKBARI, M.; SHAKER, G. e SAFAVINAEINI, S. Interference rejection with Time Modulated Array for GPS application. **2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting,** Boston, 2018.
- 21 LIJUN, W.; HUICHANG, Z.; e XIAONIU, Y. Adaptive Array Antenna for GPS Interference Mitigation and its Performance Analysis. **2007 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology,** Builin, 2007.
- 22 FANG, W.; WU, R.; WANG, W. e LU, D. DME pulse interference suppression based on NLS for GPS. **2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing,** Beijing, 2012.

- 23 WU, Y.; LU, D.; HE, H. e CHEN, X. A New GPS Adaptive Anti-jamming Algorithm in Multi-interference Circumstance. **2009 WRI World Congress on Computer Science and Information Engineering**, Los Angeles, 2009.
- 24 YOUGUO, H.; WEI, G. e XINSHAN, L. Design of a GPS receiver for the linear frequency modulation interference suppression. **2009 International Conference on Communications, Circuits and Systems**, Milpitas, 2009.
- 25 LANDRY, R. J.; CALMETTES, V.; e BOUSQUET, M. Impact of interference on a generic GPS receiver and assessment of mitigation techniques. **1998 IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications**, Sun City, 1998.
- 26 ARIF, S. W.; COSKUN, A. e KALE, I. Multi-Stage Complex Notch Filtering for Interference Detection and Mitigation to Improve the Acquisition Performance of GPS. **2018 14th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)**, Prague, 2018.
- 27 NOURI, M.; AGHDAM, S. A. e VAKILI, V. T. An optimal method for narrowband interference mitigation in the GPS. **2011 Fourth International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization**, Kuala Lumpur, 2011.
- 28 REZAZADEH, N.; SHAFAI, L. A dual-polarized dual-mode annular ring microstrip antenna for GPS interference suppression. **2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting**, San Diego, 2017.
- 29 CLENET, M., ROY, D. e LEE, D. Arrays of 4 circularly polarised aperture-coupled-fed stacked patch antennas for GPS interference mitigation. **2009 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting**, Toronto, 2009.
- 30 HU, N.; ZHOU, C.; PANG, W. e ZHANG, H. Temperature compensated band-pass and band-stop bulk-acoustic-wave filters solution reducing interference in wireless systems. **Asia-Pacific Microwave Conference 2011**, Melbourne, 2011.
- 31 HANDTMANN, M.; MARKSTEINER, S.; KAITILA, J. e AIGNER, R. Bulk acoustic wave filters for GPS with extreme stopband attenuation. **2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest**, Fort Worth, 2004.
- 32 DE ESCOBAR, A. L.; MCGINNIS, W. C.; PULLING, M. J. e WHITEHOUSE, H. J. SAW filters for Global Positioning Satellite (GPS) receivers. **2002 IEEE Position Location and Navigation Symposium**, Palms Springs, 2002.

- 33 LA VALLE, R. L.; GARCÍA, J. G. e RONCAGLIOLO, P. A. Dual-band bandpass filter with wide stopband and low insertion loss for GNSS signals. **2016 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC)**, Puerto Vallarta, 2016.
- 34 HICKLE, J. Li, PSYCHOGIOU, D, M.; e PEROULIS, D. A Compact L-Band Bandpass Filter with RF MEMS-Enabled Reconfigurable Notches for Interference Rejection in GPS Applications. **IEEE Microwave Magazine**, 2015.
- 35 DOBERSTEIN, D. **Fundamentals of GPS Receivers a Hardware Approach**.1 ed.New York: Springer, 2012.
- 36 KEYSIGHT TECHNOLOGIES. **Keysight EEsof EDA - RF System Design: Demo Guide**. United States of America, [2016]. (5992-1488EN).
- 37 KEYSIGHT TECHNOLOGIES. **System Models**. Santa Rosa - USA, [2015]. Manual técnico que apresenta os modelos disponíveis pela ferramenta de simulação ADS® da ©Keysight Technologies.
- 38 MAXIM INTEGRATED™. **Max 2769 Universal GPS Receiver**. San Jose, United States of America, [2010]. (19-0791; Rev 2; 6/10).
- 39 SHAEFFER, D.K. **A 115 mW CMOS GPS Receiver**. Stanford University: center for integrated systems, Maio 2014.Disponível em: <http://www-smirc.stanford.edu/papers/Orals98s-derek.pdf>> Acesso em: 10 set. 2017.
- 40 MAXIM INTEGRATED™. **Max2741 Integrated L1-band GPS Receiver**. United States of America, [2014]. (19-3559; Rev 1; 5/14).
- 41 KEYSIGHT TECHNOLOGIES. **Sources**. Santa Rosa - USA, [2015]. Manual técnico que apresenta as fontes de excitação de circuito disponíveis pela ferramenta de simulação ADS® da ©Keysight Technologies.
- 42 BALANIS, C. A. **Antenna Theory – Analysis and Design**. 3 ed. New Jersey: Wiley & Sons, 2005.
- 43 KUMAR, R. GPS micro strip rectangular patch antenna at 2.45 GHz mounted over angular towers. **International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)**, 2015.
- 44 HAYATI, M; VASIRI, H. S.; EKHTERA EI, M., e SHAMA, F. Compact microstrip lowpass filter with ultra-sharp roll-off and ultra-wide stopband using stepped impedance Hairpin resonator. **Elsevier Optik Journal**, 2016.
- 45 YANG, M. H; XU, J.; ZHAO, Q., e SUN, X. Wide-Stopband and Miniaturized Lowpass Filters Using Sirs-Loaded Hairpin Resonators. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, 2009.