

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

MAYRA FERREIRA SILVA

**PROJETO E ANÁLISE DE AMPLIFICADORES DE
MICROONDAS NAS BANDAS L E S UTILIZANDO MICROFITA**

PATOS DE MINAS
2018

MAYRA FERREIRA SILVA

**PROJETO E ANÁLISE DE AMPLIFICADORES DE
MICROONDAS NAS BANDAS L E S UTILIZANDO MICROFITA**

*Trabalho apresentado como um dos requisitos
para aprovação na disciplina de Trabalho de
Conclusão de Curso II do curso de Engenharia
Eletrônica e de Telecomunicações da
Universidade Federal de Uberlândia – Campus
Patos de Minas.*

*Orientador: Prof. Dr. André Luiz Aguiar da
Costa*

PATOS DE MINAS
2018

MAYRA FERREIRA SILVA

**PROJETO E ANÁLISE DE AMPLIFICADORES DE
MICROONDAS NAS BANDAS L E S UTILIZANDO MICROFITA**

Trabalho de conclusão de curso da discente Mayra Ferreira Silva, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do grau de bacharel em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Aprovado em 6 de julho de 2018.

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. André Luiz Aguiar da Costa
Universidade Federal de Uberlândia
Orientador

Prof. Dr. Pedro Luiz Lima Bertarini
Universidade Federal de Uberlândia
Examinador

Prof. Dr. Davi Sabbag Roveri
Universidade Federal de Uberlândia
Examinador

Agradecimentos

Aos meus pais e irmão por todo apoio durante a minha trajetória na universidade e por terem me acolhido com carinho nos meus momentos de dificuldade.

Ao meu namorado Fellipe e a minha melhor amiga Raíssa por toda a paciência e carinho que me dedicaram durante essa fase e por toda a ajuda que me deram nas infinitas vezes que este trabalho foi revisado.

A todos meus colegas que fizeram da universidade não apenas um local de estudo, mas também um local de alegria e descontração e que me ensinaram que a união faz qualquer caminho se tornar menos complicado.

Ao meu orientador por todo o conhecimento compartilhado e pelo incessante incentivo para que esse trabalho fosse concluído com perfeição.

A minha banca examinadora pela disponibilidade e por todos os conselhos que me deram.

A toda comunidade da UFU – Campus Patos de Minas por todo incentivo, luta e dedicação para que os alunos pudessem ter uma graduação de qualidade mesmo com todas as dificuldades que tivemos pelo caminho.

Resumo

Com o grande avanço dos sistemas de comunicação sem fio têm se tornado necessárias tecnologias capazes de fazer com que o sinal mantenha a sua qualidade em distâncias maiores. Para que isso ocorra, se torna necessário o uso de amplificadores que consigam associar um ganho adequado a uma mínima figura de ruído. Tendo conhecimento desse fato, o presente trabalho tem como finalidade a construção de amplificadores baseados em linha de microfita para sinais de micro-ondas com foco nas bandas L e S. Para isso, será apresentada a fundamentação teórica necessária para o projeto de amplificadores, abrangendo também a microfita, guia de onda proposta para a implementação do projeto.

Palavras-chave: Amplificadores de micro-ondas, microfita, banda L, banda S.

Abstract

With the great advancement of wireless communication systems, technologies that keep the signal quality at longer distances have become necessary. For this happen, it is necessary the use of amplifiers whose can associate a proper gain with a minimum noise figure. Considering this fact, the present work proposes the construction of microstrip-based amplifiers for microwave signals focusing on the L and S bands. For this, the theoretical basis necessary for the amplifiers project will be presented, also covering the microstrip, waveguide proposed for the implementation of the project.

Keywords: Microwave amplifiers, microstrip, L band, S band.

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Resposta em frequência de um amplificador ideal.	6
Figura 2.2 - Rede de duas portas.	8
Figura 2.3 - Círculos de estabilidade no plano Γ_L	12
Figura 2.4 - Ligação da rede de casamento de impedâncias de entrada.	14
Figura 2.5 - Ligação da rede de casamento de impedâncias de saída.	14
Figura 2.6 - Circuito de ganho do amplificador.	17
Figura 3.1 - Estrutura de uma linha de microfita.	21
Figura 4.1 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (2,5 GHz, ponto 1). 28	
Figura 4.2 - Comparação entre o ganho máximo e o obtido (2,5 GHz, ponto 1).	29
Figura 4.3 - Coeficientes S_{22} e S_{11} plotados na carta de Smith (2,5 GHz, ponto 1).	29
Figura 4.4 - Comparação entre o sinal nas portas S_{12} e S_{21} (2,5 GHz, ponto 1).	30
Figura 4.5 - Métodos para verificação da estabilidade incondicional (2,5 GHz, ponto 1).	30
Figura 4.6 - Figuras de ruído obtidas pelo amplificador projetado (2,5 GHz, ponto 1).	31
Figura 4.7 - Relação entre a figura de ruído da saída e o ganho obtido (2,5 GHz, ponto 1).	31
Figura 4.8 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (2,5 GHz, ponto 2).	33
Figura 4.9 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (2,5 GHz, ponto 3).	34
Figura 4.10 - Comparação entre o ganho máximo e o obtido (2,5 GHz, pontos 2 e 3).	34
Figura 4.11 - Métodos para verificação da estabilidade incondicional (2,5 GHz, pontos 2 e 3). ...	35
Figura 4.12 - Coeficientes S_{22} e S_{11} plotados na carta de Smith (2,5 GHz, pontos 2 e 3).	35
Figura 4.13 - Comparação entre o sinal nas portas S_{12} e S_{21} (2,5 GHz, pontos 2 e 3).	36
Figura 4.14 - Figuras de ruído obtidas pelo amplificador projetado (2,5 GHz, pontos 2 e 3).	36
Figura 4.15 - Relação entre a figura de ruído obtida e mínima (2,5 GHz, pontos 2 e 3).	37
Figura 4.16 - Relação entre a figura de ruído obtida e mínima (2,5 GHz, pontos 2 e 3).	37
Figura 4.17 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (1,5 GHz, ponto 3).	40
Figura 4.18 - Comparação entre o ganho máximo e o obtido (1,5 GHz, ponto 3).	40
Figura 4.19 - Coeficientes S_{22} e S_{11} plotados na carta de Smith (1,5 GHz, ponto 3).	41
Figura 4.20 - Comparação entre o sinal nas portas S_{12} e S_{21} (1,5 GHz, ponto 3).	41
Figura 4.21 - Métodos para verificação da estabilidade incondicional (1,5 GHz, ponto 3).	42
Figura 4.22 - Figuras de ruído obtidas pelo amplificador projetado (1,5 GHz, ponto 3).	42

Figura 4.23 - Relação entre a figura de ruído da saída e o ganho obtido (1,5 GHz, ponto 3).....	43
Figura 4.24 - Métodos para verificação da estabilidade incondicional (1,5 GHz, pontos 1 e 2). ..	44
Figura 4.25 - Círculos de estabilidade referentes ao plano Γ_L (1,5 GHz, pontos 1 e 2).	44
Figura 4.26 - Círculos de estabilidade referentes ao plano Γ_S (1,5 GHz, pontos 1 e 2).	45
Figura 4.27 - Coeficientes S_{22} e S_{11} plotados na carta de Smith (1,5 GHz, pontos 1 e 2).	45
Figura 4.28 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (1,5 GHz, ponto 1).	49
Figura 4.29 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (1,5 GHz, ponto 2).	49
Figura 4.30 - Comparação entre o ganho máximo e o obtido (1,5 GHz, ponto 1).	50
Figura 4.31 - Comparação entre o ganho máximo e o obtido (1,5 GHz, ponto 2).	50
Figura 4.32 - Métodos para verificação da estabilidade incondicional (1,5 GHz, pontos 1 e 2). ..	51
Figura 4.33 - Comparação entre o sinal nas portas S_{12} e S_{21} (1,5 GHz, pontos 1 e 2).....	51
Figura 4.34 - Figuras de ruído obtidas pelo amplificador projetado (1,5 GHz, pontos 1 e 2).	52
Figura 4.35 - Relação entre a figura de ruído obtida e mínima (1,5 GHz, pontos 1 e 2).....	52
Figura 4.36 - Relação entre a figura de ruído obtida e mínima (1,5 GHz, pontos 1 e 2).....	53
Figura 4.37 - Circuito de polarização do transistor na configuração emissor-comum com polarização fixa da base.	54
Figura 4.38 - Curva característica do transistor NE68019.	55
Figura 4.39 - Gráfico de impedâncias.	56
Figura 4.40 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 1).	57
Figura 4.41 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 1).....	58
Figura 4.42 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 2).	58
Figura 4.43 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 2).	59
Figura 4.44 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 3).	59
Figura 4.45 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 3).	60
Figura 4.46 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 1).	61
Figura 4.47 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 1).....	61

Figura 4.48 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 2).	62
Figura 4.49 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 2).	62
Figura 4.50 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 3).	63
Figura 4.51 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 3).	63
Figura 4.52 - Circuito de polarização do transistor com polarização da base por divisor de tensão.	64
Figura 4.53 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 1).	67
Figura 4.54 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 1). ..	67
Figura 4.55 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 2).	68
Figura 4.56 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 2). ..	68
Figura 4.57 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 3).	69
Figura 4.58 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 3). ..	69
Figura 4.59 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 1).	70
Figura 4.60 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 1). ..	71
Figura 4.61 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 2).	71
Figura 4.62 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 2). ..	72
Figura 4.63 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 3).	72
Figura 4.64 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 3). ..	73

Lista de Tabelas

Tabela 4.1 - Pontos de operação do transistor NEC NE68019.....	24
Tabela 4.2 - Características do dielétrico e do condutor da microfita.	24
Tabela 4.3 - Parâmetros S do transistor NEC NE68019 (2,5 GHz, ponto 1).....	25
Tabela 4.4 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga (2,5 GHz, ponto 1).....	26
Tabela 4.5 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga normalizados (2,5 GHz, ponto 1).	26
Tabela 4.6 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, ponto 1).....	27
Tabela 4.7 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (2,5 GHz, ponto 1).....	27
Tabela 4.8 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, ponto 1).....	27
Tabela 4.9 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, ponto 1).....	27
Tabela 4.10 - Coeficientes dos parâmetros S do transistor NE68019 (2,5 GHz, pontos 2 e 3).	32
Tabela 4.11 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga e coeficientes normalizados (2,5 GHz, pontos 2 e 3).	32
Tabela 4.12 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, pontos 2 e 3).....	32
Tabela 4.13 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, pontos 2 e 3).....	33
Tabela 4.14 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (2,5 GHz, pontos 2 e 3).....	33
Tabela 4.15 - Parâmetros S do transistor NEC NE68019 (1,5 GHz, ponto 3).	38
Tabela 4.16 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga (1,5 GHz, ponto 3).	38
Tabela 4.17 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga normalizados (1,5 GHz, ponto 3).	38
Tabela 4.18 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (1,5 GHz, ponto 3).....	39
Tabela 4.19 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (1,5 GHz, ponto 3).....	39
Tabela 4.20 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (1,5 GHz, ponto 3).....	39
Tabela 4.21 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (1,5 GHz, ponto 3).....	39
Tabela 4.22 - Coeficientes dos parâmetros S do transistor NE68019 (1,5 GHz, pontos 1 e 2).	43
Tabela 4.23 - Valores dos coeficientes de reflexão de entrada e saída. (1,5 GHz, pontos 1 e 2).....	46
Tabela 4.24 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga e coeficientes normalizados (1,5 GHz, pontos 1 e 2).	47
Tabela 4.25 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (1,5 GHz, pontos 1 e 2).....	48

Tabela 4.26 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (1,5 GHz, pontos 1 e 2).....	48
Tabela 4.27 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (1,5 GHz, pontos 1 e 2).....	48
Tabela 4.28 - Valores da corrente de base (I_B).....	55
Tabela 4.29 - Valores das resistências de base (R_B) e do coletor (R_C).....	55
Tabela 4.30 - Valores das correntes de saturação.....	66
Tabela 4.31 - Valores das resistências de base, do coletor e do emissor.....	66
Tabela 5.1 - Resultados dos amplificadores incondicionalmente estáveis.....	76
Tabela 5.2 - Resultados dos amplificadores condicionalmente estáveis.....	76
Tabela 5.3 - Resultados dos amplificadores em ambiente AC.....	66

Lista de Siglas

GaAs - Transistor de Arseneto de Gálio	RFC - Choque Rádio-Frequência
BJT - Transistores De Junção Bipolar	I_E - Corrente do Emissor
FET - Transistores De Efeito De Campo	R_E - Resistência do Emissor
GHz - Giga Hertz	V_E - Tensão do Emissor
dB - Decíbel	V_{BE} - Tensão Base-Emissor
Hz - Hertz	I_{SAT} - Corrente de Saturação
MHz - Mega Hertz	V_B - Tensão da Base
RF - Frequência De Rádio	mA - Miliampére
DC - Corrente Contínua	μA - Microampére
SWR - Relação de Ondas Estacionárias	nH - Nano Henry
NF - Figura de Ruído	pF - Pico Faraday
SNR - Relação Sinal-Ruído	V - Volts
TEM - Modo Transversal Eletromagnético	
AC - Corrente Alternada	
mm - Milímetro	
cm - Centímetro	
m - Metros	
Ponto Q - Ponto Quiescente	
I_C - Corrente do Coletor	
I_B - Corrente de Base	
V_{CE} - Tensão Coletor-Emissor	
I_C - Corrente do Coletor	
V_{CC} - Tensão de Corrente Contínua	
R_B - Resistência da Base	
R_C - Resistência do Coletor	

Lista de Símbolos

S_{11} - Coeficiente de reflexão da entrada	W - Largura do condutor
S_{22} - Coeficiente de reflexão da saída	ϵ_r - Constante dielétrica relativa
S_{12} - Ganho transdutivo reverso	h - Altura do dielétrico
S_{21} - Ganho transdutivo direto	π - Proporção numérica dada por 3.14159265359
Z_L - Impedância de entrada	\ln - Logaritmo neperiano
Z_0 - Impedância característica da rede	Ω - Ohms
Z_S - Impedância de saída	NF_{Min} - Figura de ruído mínima
Γ_L - Coeficiente de reflexão da carga	f - Frequência
Γ_S - Coeficiente de reflexão da fonte	L - Indutor
Γ_{in} - Coeficiente de reflexão da entrada do transistor	C - Capacitor
Γ_S - Coeficiente de reflexão da saída do transistor	β - Fator de ganho do transistor
Y_S - Admitância da fonte	
G_{Max} - Ganho máximo otimizado	
G_S - Ganho da rede de casamento de entrada	
G_L - Ganho da rede de casamento de saída	
G_0 - Ganho fornecido pelo transistor	
G_{MSG} - Máximo ganho estável	
ϵ_{eff} - Constante dielétrica efetiva	
c - Velocidade da luz no vácuo (299.792.458 m/s)	
λ_0 - Comprimento de onda da frequência de operação	
λ - Comprimento de onda	
t - Espessura do condutor	
ℓ - Comprimento do condutor	

Sumário

RESUMO	I
ABSTRACT	II
LISTA DE FIGURAS	III
LISTA DE TABELAS	VI
LISTA DE SIGLAS	VIII
LISTA DE SÍMBOLOS	IX
CAPÍTULO 1	1
INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS	3
1.1.1 Objetivos Gerais	3
1.1.2 Objetivos Específicos	3
1.2 JUSTIFICATIVAS	4
1.3 PROPOSTA DE ESTUDO E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	4
CAPÍTULO 2	6
AMPLIFICADORES DE MICRO-ONDAS	6
CAPÍTULO 3	19
LINHA DE MICROFITA	19
CAPÍTULO 4	24
RESULTADOS	24
4.1 AMPLIFICADORES COM ATUAÇÃO NA BANDA S SIMULADOS COM O USO DOS PARÂMETROS S.	25
4.2 AMPLIFICADORES COM ATUAÇÃO NA BANDA L SIMULADOS COM O USO DOS PARÂMETROS S.	37
4.3 AMBIENTE AC COM TRANSISTOR EM CONFIGURAÇÃO EMISSOR-COMUM COM POLARIZAÇÃO FIXA DA BASE	53
4.4 AMBIENTE AC COM TRANSISTOR COM POLARIZAÇÃO DA BASE POR DIVISOR DE TENSÃO	63
CAPÍTULO 5	74
CONSIDERAÇÕES FINAIS E ESTUDOS FUTUROS	74

5.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS	74
5.2 ESTUDOS FUTUROS	76
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	77
APÊNDICE 1 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE ENTRADA: PONTO 1, 2,5 GHZ.....	79
APÊNDICE 2 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE SAÍDA: PONTO 1, 2,5 GHZ.	80
APÊNDICE 3 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE ENTRADA: PONTO 2, 2,5 GHZ.....	81
APÊNDICE 4 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE ENTRADA: PONTO 3, 2,5 GHZ.....	82
APÊNDICE 5 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE SAÍDA: PONTO 2, 2,5 GHZ.	83
APÊNDICE 6 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE SAÍDA: PONTO 3, 2,5 GHZ.	84
APÊNDICE 7 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE ENTRADA: PONTO 3, 1,5 GHZ.....	85
APÊNDICE 8 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE SAÍDA: PONTO 3, 1,5 GHZ.	86
APÊNDICE 9 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE ENTRADA: PONTO 1, 1,5 GHZ.....	87
APÊNDICE 10 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE ENTRADA: PONTO 2, 1,5 GHZ.....	88
APÊNDICE 11 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE SAÍDA: PONTO 1, 1,5 GHZ.....	89
APÊNDICE 12 – DETERMINAÇÃO DAS MICROFITAS DA REDE DE SAÍDA: PONTO 2, 1,5 GHZ.....	90

Capítulo 1

Introdução

O uso cada vez maior dos sistemas de comunicação sem fio gerou um maior interesse em técnicas de transmissão baseadas em micro-ondas, fazendo com que houvesse um grande crescimento e evolução nesse tipo de sistema em termos de dispositivos, ferramentas, fabricação e aplicações [1]. Em circuitos desse tipo, o amplificador de micro-ondas executa uma básica, porém extremamente importante atribuição, devendo não apenas prover o maior desempenho em questões de ganho, como também obter a menor figura de ruído possível [2].

O uso mais significativo de amplificadores em circuitos de micro-ondas começou com o uso dos radares na Segunda Guerra Mundial. Inicialmente, os amplificadores eram em sua grande maioria dispositivos valvulados, como as válvulas de Klystron, por exemplo [3]. A criação das válvulas de Klystron começou no período anterior à Segunda Guerra Mundial quando W. W. Hansen, Físico da Universidade de Stanford, estudou a aceleração de elétrons para experimentos de raios-X, utilizando campos oscilantes ao invés de altas tensões com o auxílio de um ressonador de cavidade [4]. Os estudos de Hansen acabaram sendo fundamentais para a criação das válvulas de Klystron pelos irmãos Russell Varian e Sigurd Varian que, em 1937, foram para Stanford trabalhar em um equipamento que futuramente se transformaria no radar [5]. No mês de julho desse mesmo ano foi publicado por Russell o projeto de um oscilador de dupla cavidade e no mês seguinte, com o auxílio de Sigurd, o projeto foi construído e nomeado de válvula de Klystron [4].

Atualmente, grande parte dos amplificadores para sinais de micro-ondas são amplificadores de estado sólido. Para o projeto de amplificadores desse tipo são geralmente utilizados transistores de três terminais unipolares ou bipolares.

A troca dos dispositivos valvulados pelos transistorizados foi um fator importante para grande disseminação do uso de sistemas de micro-ondas, já que esse tipo de sistema para uso em comunicação sem fio ficou mais compacto, menos ruidoso, com maior capacidade de integração para dispositivos em cascata e viável para uso em sistemas de banda larga [2].

O uso dos transistores no projeto de amplificadores de micro-ondas começou entre as décadas de 60 e 70, os primeiros projetos eram baseados em transistores bipolares operando abaixo das frequências da banda C (5,85 até 8,20 GHz) [2, 3]. Entre as décadas de 80 e 90, as tecnologias de transistores de efeito de campo de Arseneto de Gálio (GaAs FET, *Gallium Arsenide Field-Effect Transistor*) e transistores de efeito de campo com porta metálica (MESFET, *Metal Semiconductor Field-Effect Transistor*) foram usadas para a caracterização do amplificador híbrido, criação essa que contribuiu para a formação de outras tecnologias, como os pré-amplificadores para pequenos sinais, por exemplo [1]. No entanto, um dos maiores avanços nessa área se deu no ano de 1976 com a criação do circuito monolítico integrado de micro-ondas (MMIC, *Monolithic Microwave Integrated Circuit*) baseado no transistor de Arseneto de Gálio (GaAs, *Gallium Arsenide Transistor*) que foi essencial para o progresso do desenvolvimento de amplificadores de baixo ruído [3].

O projeto dos amplificadores transistorizados fabricados a partir de transistores de junção bipolar (BJT, *Bipolar Junction Transistor*) e de efeito de campo (FET, *Field Effect Transistor*) segue uma grande gama de conceitos, como as linhas de transmissão de micro-ondas e as redes de duas portas [6]. Outro aspecto importante são os parâmetros de espalhamento, ou parâmetros S, que ajudam a definir algumas características importantes do projeto, como a estabilidade, condição necessária para o funcionamento correto do amplificador. Para a determinação dessa condição, além dos parâmetros de espalhamento, é necessário elaborar o casamento entre as impedâncias de entrada e saída, processo esse que pode ser produzido a partir dos círculos de casamento traçados na carta de Smith.

Com o grande avanço no projeto dos amplificadores surgiu a necessidade da implementação dos guias de onda na construção desses projetos, sendo a linha de microfita uma das mais populares devido a sua facilidade de fabricação e baixo custo. A configuração das linhas de microfita é considerada fácil, basicamente é feita por meio do dimensionamento de um determinado plano simples. A sua largura, por exemplo, pode ser ajustada para controle de uma determinada impedância. Além da facilidade de configuração, outra grande vantagem do uso da linha de microfita é a sua boa performance em sistemas com frequências em ondas milimétricas [7].

Atualmente, os sistemas baseados em ondas milimétricas e banda larga têm recebido um grande interesse por possuírem banda suficiente para comunicação em alta taxa de dados, como a

quinta geração de internet móvel (5G) [8, 9]. Além disso, o desenvolvimento da tecnologia baseada em silício, como a criação dos transistores de Silício e Germânio com o uso da técnica de circuito integrado CMOS bipolar (SiGe BiCMOS, *Silicon Germanium Bipolar CMOS*), por exemplo, se tornou outro fator importante para a evolução desse tipo de sistema, já que essa tecnologia é capaz de prover uma melhor performance na propagação das ondas milimétricas [9].

Assim, considerando a grande evolução dos sistemas de comunicação sem fio, tem-se a necessidade da implementação de técnicas que associem baixas perdas com grande largura de banda. As perdas ocorridas por diversos fatores entre o transmissor e o receptor, como as perdas nos meios de transmissão, por exemplo, são alguns dos fatores determinantes para que o sinal seja recebido com qualidade. Visando a redução destas perdas, é de suma importância um projeto de amplificador apropriado para o sistema de transmissão de micro-ondas, projeto esse que deve prover um ganho adequado e uma figura de ruído mínima.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivos Gerais

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo analisar e projetar, inicialmente por meio de simulações, amplificadores de micro-ondas baseados em microfita com atuação nas bandas L (1 até 2 GHz) e S (2 até 4 GHz).

1.1.2 Objetivos Específicos

- Elaborar, a partir do referencial teórico desenvolvido, projetos de amplificadores de micro-ondas construídos em linhas de microfita, fazendo com que os mesmos consigam prover o maior ganho possível com uma menor figura de ruído;
- Simular, utilizando os parâmetros S, amplificadores de micro-ondas baseados em microfita com estabilidade condicional e incondicional para diferentes pontos de operação.
- Simular em ambiente AC, amplificadores de micro-ondas baseados em microfita com estabilidade condicional e incondicional para diferentes pontos de operação. Utilizando a polarização emissor-comum com polarização fixa da base.

- Simular em ambiente AC, amplificadores de micro-ondas baseados em microfita com estabilidade condicional e incondicional para diferentes pontos de operação. Utilizando a polarização emissor-comum com polarização da base por divisor de tensão.
- Analisar, por meio das simulações, o comportamento dos amplificadores de micro-ondas projetados quando esses forem utilizados nas frequências correspondentes as bandas L (1.5 GHz) e S (2.5 GHz).

1.2 Justificativas

Os amplificadores estão presentes em diversos ramos na área de eletrônica e telecomunicações, mesmo não se tratando de dispositivos extremamente complexos são de grande importância para o funcionamento adequado de vários tipos de sistemas.

A utilização desses dispositivos em aplicações de RF e micro-ondas tem sido muito importante para a propagação cada vez maior dos sistemas de comunicação sem fio, fazendo com que os sinais sejam capazes de alcançar grandes distâncias mantendo a qualidade com o mínimo de figura de ruído.

Atualmente, com a alta taxa de dados que a comunicação móvel tem exigido, se torna necessária a aplicação de tecnologias capazes de possuírem bom funcionamento quando submetidas a essas taxas. As linhas de transmissão em microfita tem se mostrado uma boa opção devido à sua boa performance para esse caso, associada a custo baixo e à facilidade de configuração [7].

Sabendo-se da importância dos amplificadores nos sistemas de transmissão de micro-ondas, este trabalho tem a finalidade de mostrar as etapas de análise e desenvolvimento do projeto de amplificadores de micro-ondas construídos em linha de microfita operando nas bandas L e S.

1.3 Proposta de Estudo e Organização do Trabalho

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo estudar os amplificadores de micro-ondas baseados em linhas de microfita com atuação nas bandas L e S, abordando a teoria necessária para análise e projeto, desde sua concepção até a fase de simulação e análise.

O trabalho está organizado da seguinte maneira: o Capítulo 2 aborda a teoria relacionada aos amplificadores de micro-ondas, abordando as condições de estabilidade, redes de casamento de impedâncias e definições de ganho. O Capítulo 3 apresenta os aspectos gerais da linha de microfita, guia de onda proposta para o projeto dos amplificadores de micro-ondas desenvolvidos neste trabalho, abordando também os parâmetros necessários para a sua configuração. O Capítulo 4 mostra os resultados obtidos pelas simulações e suas análises. O Capítulo 5 discorre sobre as considerações finais do trabalho apresentado e aos estudos futuros.

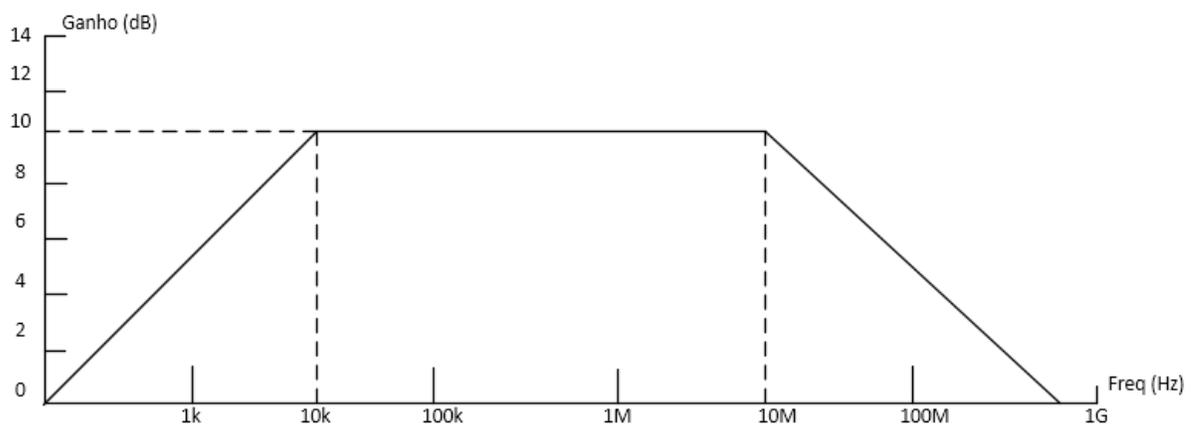
Capítulo 2

Amplificadores de micro-ondas

O amplificador é um dos dispositivos mais importantes em sistemas de comunicação em geral, podendo ser usado em circuitos elétricos, ópticos e de micro-ondas. Ele amplifica o sinal, aumentando sua tensão, corrente ou potência, melhorando a qualidade do sinal na entrada do próximo dispositivo do sistema. Seu desempenho pode ser verificado por meio do seu ganho, figura de ruído e perdas por reflexão na entrada e saída [10].

Amplificadores podem modificar a amplitude de um sinal em uma determinada faixa de frequência, o sinal de entrada gera um sinal de saída amplificado que terá seu ganho determinado a partir da polarização do transistor utilizado, dimensionamento dos componentes e banda de operação. O sinal será amplificado na banda de operação e sofrerá um decaimento nas frequências anteriores e posteriores, como se pode observar pela resposta em frequência de um amplificador ideal mostrada na Figura 2.1. [11]

Figura 2.1 - Resposta em frequência de um amplificador ideal.



Fonte – A autora.

Existem diversos tipos de amplificadores voltados para o uso em frequências na faixa de micro-ondas, sendo o transistorizado o mais utilizado atualmente. Esses podem ser separados em

alguns tipos, como amplificadores de estágio único, baixo ruído, em cascata, híbridos, balanceados e diferenciais [2].

Esse tipo de dispositivo se utiliza de uma corrente DC, que posteriormente é convertida em potência RF para a amplificação do sinal. Sua estrutura é basicamente composta de um transistor, redes de casamento de impedâncias de entrada e saída, circuitos de polarização e conexões RF de entrada e saída [3].

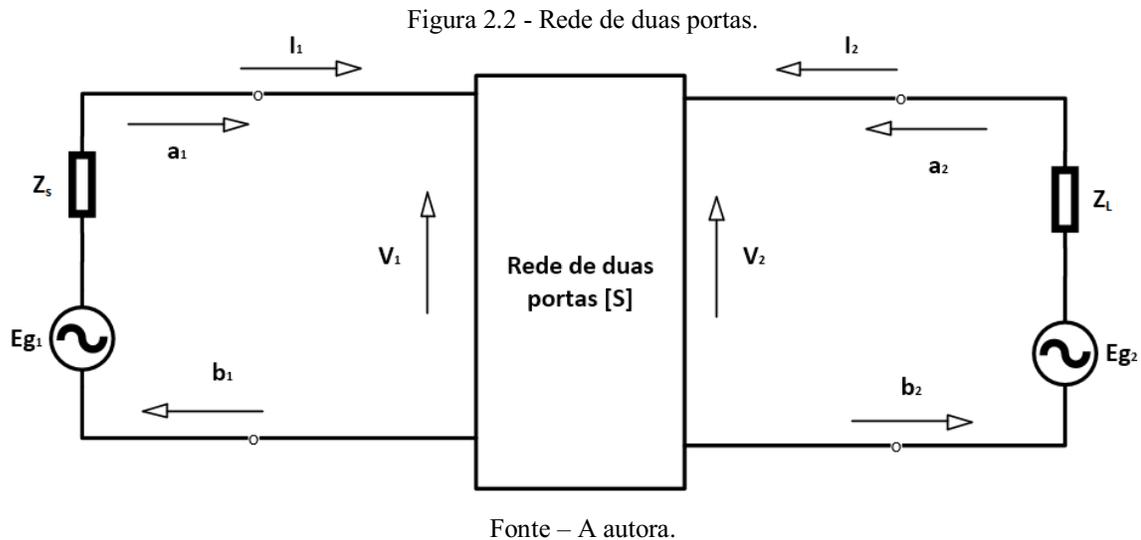
Por causa do pequeno comprimento de onda proveniente da alta frequência de operação, a teoria de circuitos convencional não pode ser aplicada de maneira eficiente em circuitos que operam em frequências muito altas. Esse valor baixo de comprimento de onda faz com que a fase da corrente, ou tensão, varie significativamente dentro dos componentes dos circuitos [12].

Para as frequências na faixa de micro-ondas entre 300 MHz e 300 GHz essa variação de fase pode ser desprezada, dessa forma a teoria clássica de circuitos, uma simplificação das equações de Maxwell, pode ser aplicada. A teoria de circuitos demanda que a dimensão dos elementos do circuito seja muito menor que o comprimento de onda do sinal de entrada. Para a maioria dos circuitos de micro-ondas são usados elementos distribuídos, nos quais suas características eletromagnéticas não dependem apenas de suas dimensões, mas também do seu formato [2].

Para o projeto do bloco amplificador do circuito de micro-ondas os principais parâmetros a serem considerados são as condições de estabilidade, casamento de impedâncias, ganho e figura de ruído. O projeto deve começar com o levantamento dos aspectos do transistor, como os parâmetros S, por exemplo. Depois se deve partir para as soluções matemáticas e gráficas para a determinação das características que irão definir o comportamento do amplificador [13].

O conjunto dos coeficientes de reflexão da saída (S_{22}), de reflexão da entrada (S_{11}), ganho transdutivo reverso (S_{12}) e transdutivo direto (S_{21}), denominados parâmetros S, são uma característica do transistor, dependentes da frequência de operação, os parâmetros associam as ondas incidentes e refletidas na entrada e na saída de uma rede de duas portas. Essas ondas possuem magnitude constante ao longo da linha de transmissão que conecta os terminais da rede. Dessa forma, é possível realizar medições se preocupando apenas com a fase do sinal. A obtenção dos parâmetros S é feita em circuito casado a modo de se evitar possíveis oscilações causadas por terminais em curto-circuito ou circuito aberto em circuitos com componentes ativos. O método mais eficaz para obtenção dos parâmetros S é o uso da matriz de espalhamento obtida

por meio de uma rede de duas portas, como a ilustrada na Figura 2.2 [14, 15].



Considerando o sentido de propagação das ondas apresentadas na Figura 2.2, as ondas refletidas b_1 e b_2 se propagam em função das ondas a_1 e a_2 como mostram as Equações 2.1 e 2.2.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.2)$$

Por meio dessas equações podemos definir a matriz de espalhamento como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

A partir da matriz de espalhamento, temos que os parâmetros S serão definidos a partir de duas condições, uma para quando a_1 for nulo (S_{22} e S_{12}), ou seja, quando a impedância de entrada (Z_L) possuir o mesmo valor da impedância característica da rede (Z_0) e outra pra quando a_2 for nulo (S_{11} e S_{21}), o que indica que a impedância de saída (Z_S) possui o mesmo valor de Z_0 . Essas condições definem que a rede está casada. Assim, coeficientes não nulos indicam que há descasamentos na rede [15].

Assim, os parâmetros S serão definidos como:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.4)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.5)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.6)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.7)$$

Os parâmetros S serão iguais aos coeficientes de entrada e saída sempre que a rede estiver com suas portas casadas. Isso ocorre devido a matriz de espalhamento descrever apenas a rede de duas portas e não suas conexões [2].

Outro fator importante para o projeto de amplificadores é a estabilidade, sendo ela determinante para o funcionamento adequado do amplificador. A condição de estabilidade pode ser definida a partir dos parâmetros S e dos círculos de estabilidade encontrados por meio da carta de Smith. Essa condição é geralmente dependente da frequência de operação do amplificador, considerando que as redes de casamento de impedância de entrada e saída, fatores que são usados para definir a condição de estabilidade, também são dependentes desse critério devido ao uso dos parâmetros S que variam conforme a frequência de operação [13].

A estabilidade pode ser definida como condicional ou incondicional. A estabilidade condicional ocorre quando, em uma determinada frequência, a rede de casamento de impedâncias do circuito apresentar impedâncias ou admitâncias com parte real negativa vista de uma de suas terminações - entrada e/ou saída. Isso resulta em oscilações devido ao aumento inconstante das amplitudes de tensão e corrente ao longo do tempo. Conseqüentemente, quando as impedâncias ou admitâncias nas terminações da rede de casamento possuírem partes reais positivas para determinada frequência, a estabilidade será considerada incondicional [15].

Para a determinação precisa da condição de estabilidade é necessário o conhecimento dos coeficientes de reflexão de entrada e saída que devem ser menores que 1 para que se tenha um sistema incondicionalmente estável, os coeficientes podem ser encontrados a partir das Equações 2.8 e 2.10 [2]:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.8)$$

Sendo S_{11} , S_{21} , S_{22} e Γ_L , respectivamente, o coeficiente de reflexão da entrada, ganho transmitido da entrada do transistor para a saída casada, coeficiente de reflexão da saída e coeficiente de reflexão na carga dado pela Equação 2.9:

$$|\Gamma_L| = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \quad (2.9)$$

Sendo Z_L e Z_0 , respectivamente, as impedâncias características da carga e da rede de casamento de impedância.

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (2.10)$$

Sendo S_{12} o ganho transdutivo reverso e Γ_S o coeficiente de reflexão na fonte, dado pela Equação 2.11:

$$|\Gamma_S| = \left| \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \right| \quad (2.11)$$

Sendo Z_S a impedância característica da fonte.

Se o dispositivo for unilateral, isso é, se o coeficiente de ganho transdutivo reverso (S_{12}) for nulo, teremos que $|S_{11}| = |\Gamma_{in}|$ e $|S_{22}| = |\Gamma_{out}|$. Com isso, condição para estabilidade poderá ser obtida quando os coeficientes de reflexão de entrada (Γ_{in}) e de saída (Γ_{out}) forem menores que um. Isso evitará o aparecimento de impedâncias ou admitâncias negativas na entrada e na saída

da rede simultaneamente, evitando as oscilações [13].

Pode-se também verificar a condição de estabilidade incondicional por meio de métodos mais rápidos e simples, sem a necessidade de conhecimento dos valores dos coeficientes de reflexão, como os métodos Kappa (K) e Delta (Δ). Para que a condição de estabilidade incondicional seja atendida são necessárias que algumas condições ocorram simultaneamente, sendo essas distintas para cada método. O método Delta deve atender a condição mostrada na Equação 2.12. Já para o método Kappa a condição a ser respeitada é mostrada na Equação 2.13 [2].

$$\Delta = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.12)$$

$$K = \left| \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} \right| > 1 \quad (2.13)$$

Caso a condição de estabilidade não tenha sido satisfeita simultaneamente pelos dois métodos mostrados é necessária a verificação da existência de pontos de estabilidade, pontos esses que descrevem a região onde Γ_{in} e Γ_{out} são unitários. Para a determinação desses pontos são usados os círculos de estabilidade, traçados na carta de Smith. Para isso, se faz necessária a demarcação dos círculos, devendo-se encontrar os raios e os centros dos mesmos para que sejam traçados nos planos Γ_L (saída) e Γ_S (entrada). Os centros dos círculos entrada e saída são, respectivamente, determinados por C_S e C_L e os raios dos círculos de entrada e saída são determinados por R_S e R_L , respectivamente. A localização desses parâmetros pode ser feita por meio das seguintes equações [13]:

$$|C_S| = \left| \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 + |\Delta|^2} \right| \quad (2.14)$$

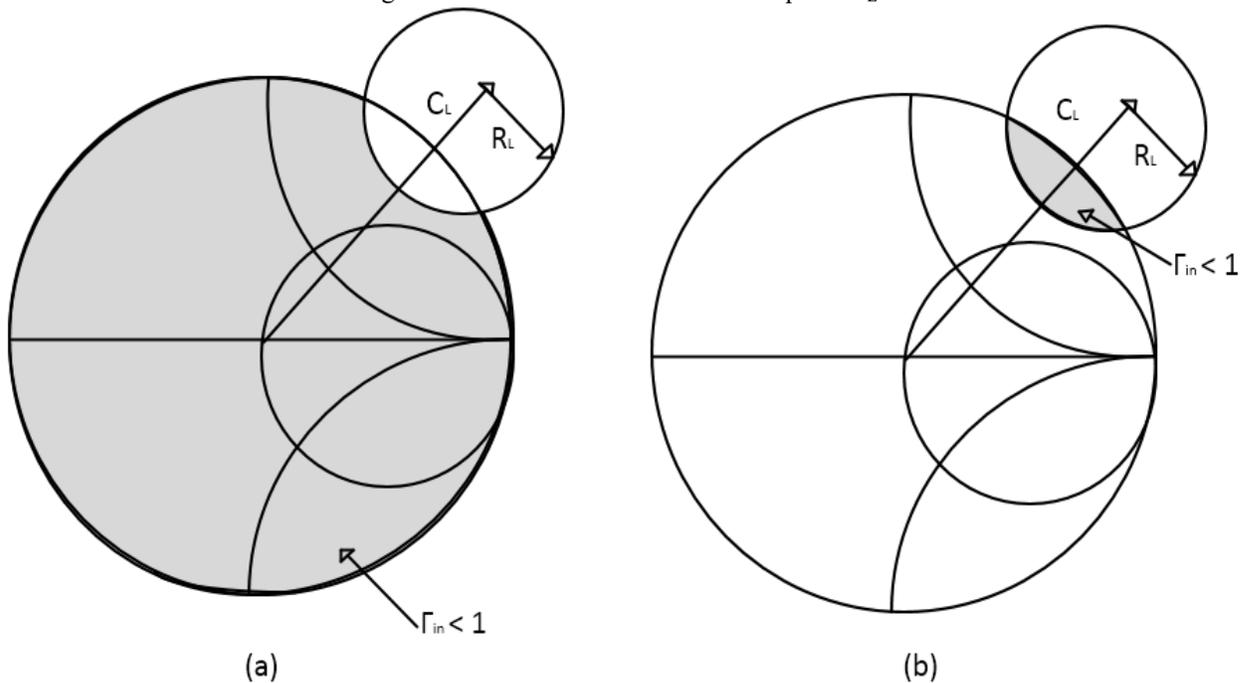
$$|R_S| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 + |\Delta|^2} \right| \quad (2.15)$$

$$|C_L| = \left| \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 + |\Delta|^2} \right| \quad (2.16)$$

$$|R_L| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 + |\Delta|^2} \right| \quad (2.17)$$

A partir os círculos, pode-se verificar se as impedâncias ou admitâncias que produzem situação de instabilidade estão posicionadas dentro ou fora dos mesmos. No plano Γ_L , por exemplo, a estabilidade quando Γ_L for nulo será alcançada quando na região onde $\Gamma_{in} = S_{11}$ for menor que 1. Assim, a região de estabilidade será delimitada pelo círculo unitário e pela região externa do círculo de estabilidade, como mostra a Figura 2.3 (a). Caso o valor de Γ_{in} não seja menor que 1 na região onde Γ_L for nulo, a estabilidade estará localizada na região interior do círculo de estabilidade, como mostra a Figura 2.3 (b).

Figura 2.3 - Círculos de estabilidade no plano Γ_L .



Fonte – A autora.

A estabilização de um dispositivo instável pode ser feita pela regulação das impedâncias intrínsecas das portas do transistor. Os ajustes podem ser feitos por meio do uso de componentes passivos. A escolha dos componentes deve considerar a geração de um coeficiente de reflexão

que esteja em uma região estável.

Pela carta de Smith se pode também fazer o projeto das redes de casamento de impedâncias de entrada e saída. Esse projeto é feito a partir dos coeficientes de reflexão de entrada e saída, com esses parâmetros é possível determinar o tipo e comprimento dos tocos e o comprimento da linha de microfita a serem inseridos para que haja o casamento das impedâncias de entrada e saída do transistor com as impedâncias da fonte e da carga, respectivamente.

Para a rede de casamento de entrada, primeiro deve-se plotar a impedância normalizada da fonte (Z_S), que pode ser encontrada a partir do coeficiente de reflexão da fonte por meio da Equação 2.18 [2].

$$Z_S = Z_o \left(\frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \right) \quad (2.18)$$

Assim, o círculo correspondente à relação de ondas estacionárias (SWR, *Standing Wave Ratio*) é plotado e convertido em admitância da fonte (Y_S). O círculo correspondente ao SWR intercepta o círculo unitário da carta de Smith em dois pontos, parte superior e inferior, esses dois pontos são denominados y_1 e y_2 , respectivamente [16].

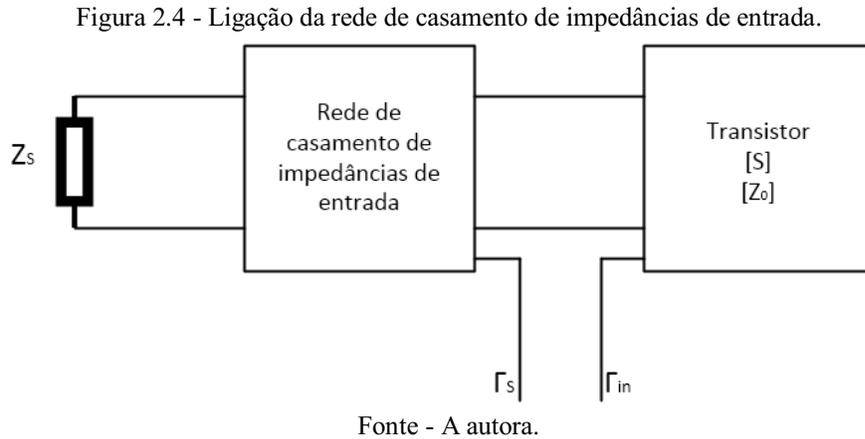
Para os valores de d_1 e d_2 , que serão parâmetros para encontrar o valor da microfita em série por meio da Equação 2.19, deve-se traçar uma reta saindo do centro de y_1 para determinar d_1 e y_2 para determinar d_2 até o fim da carta para encontrar o valor correspondente que será dependente do comprimento de onda de operação do circuito [16, 17].

$$\text{microfita}_{\text{serie}(1,2)} = \left| Y_S - d_{1,2} \right| \quad (2.19)$$

Para encontrar os valores dos tocos, deve-se seguir a curva de y_1 e y_2 em direção à parte superior e inferior da carta, respectivamente, encontrando assim os valores de comprimento de onda correspondentes. Caso o toco vá do gerador para a carga, o mesmo será em curto, caso o sentido seja o oposto deverá ser considerado um toco em aberto [17].

Para a determinação dos valores dos comprimentos de onda a serem utilizados na rede casamento da entrada deve-se fazer a soma dos valores de comprimento da microfita em série com o toco e encontrar o par de menor valor que será utilizado no projeto para facilitar do

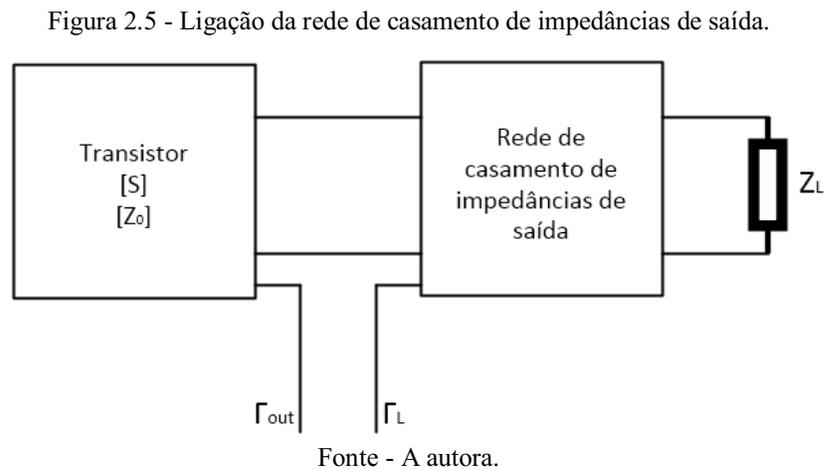
processo de construção [16]. A ligação da rede de casamento de impedâncias de entrada pode ser observada na Figura 2.4.



Para a rede de casamento de saída é feito o mesmo processo mostrado, trocando a impedância normalizada da fonte pela da carga (Z_L), dada pela Equação 2.20[16, 2].

$$Z_L = Z_o \left(\frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right) \quad (2.20)$$

A Figura 2.5 exibe a ligação da rede de casamento de impedâncias de saída.



Outra definição importante para o projeto do amplificador de micro-ondas é a do ganho, essa se diferencia para cada tipo de amplificador, devido à diferença de configuração do circuito

e do ganho fornecido pelo transistor usado.

Para que haja a máxima otimização de ganho do amplificador é utilizada a definição de ganho máximo estável. Essa condição, em amplificadores incondicionalmente estáveis, ocorre quando o coeficiente de reflexão de entrada é igual ao complexo conjugado do coeficiente de reflexão da fonte ($\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$) e o coeficiente de reflexão na saída é igual ao coeficiente de reflexão da carga ($\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$). Os valores dos coeficientes são descritos pelas equações 2.21 e 2.22 [2].

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (2.21)$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (2.22)$$

Sendo:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.23)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.24)$$

$$C_1 = |S_{11}|^2 - \Delta S_{22}^* \quad (2.25)$$

$$C_2 = |S_{22}|^2 - \Delta S_{11}^* \quad (2.26)$$

Para dispositivos incondicionalmente estáveis, que podem ser diretamente casados para obtenção de ganho máximo, podemos definir três fatores de ganho distintos que irão compor o ganho máximo otimizado (G_{Max}).

O ganho da rede de casamento de impedâncias entrada, que determina Γ_S , pode ser definido a partir da Equação 2.27. Esse bloco de ganho é composto pelos ganhos dos componentes passivos que formam a rede de casamento de impedâncias de entrada e também pelas perdas devido à incompatibilidade entre a impedância característica (Z_0), a rede de casamento e S_{11} . Entretanto, os ganhos fornecidos pelos componentes são geralmente maiores

que as perdas fazendo com que as mesmas possam ser desconsideradas.

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (2.27)$$

O ganho proporcionado pelo transistor utilizado na construção do amplificador é obtido por meio da Equação 2.28.

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (2.28)$$

O ganho da rede de casamento de impedâncias de saída, que determina Γ_L , pode ser encontrado a partir da Equação 2.29. Para esse bloco de ganho são feitas as mesmas considerações do bloco G_S , reduzindo ao máximo a incompatibilidade entre a rede de casamento e os outros componentes para que as perdas possam ser mínimas e assim desconsideradas.

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.29)$$

A partir das equações descritas acima obtemos o ganho máximo otimizado representado pela Equação 2.30 ou pela Equação 2.31 [13].

$$G_{Max} = G_S * G_0 * G_L \quad (2.30)$$

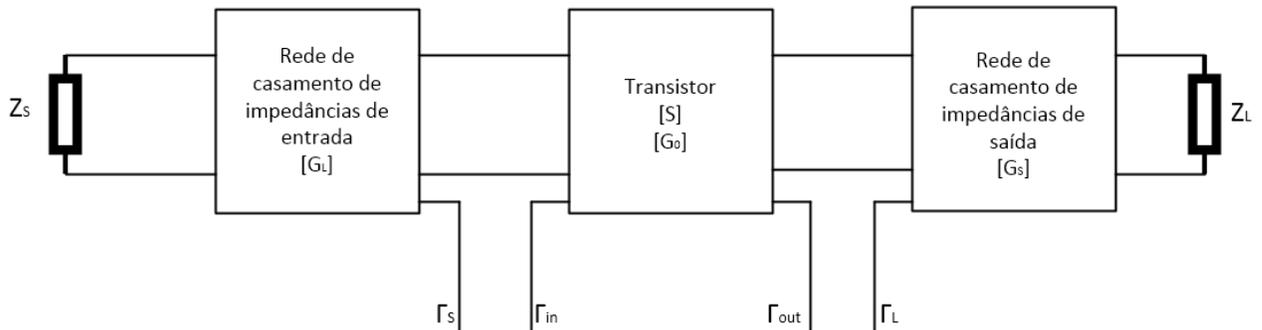
$$G_{Max(dB)} = G_{S(dB)} + G_{0(dB)} + G_{L(dB)} \quad (2.31)$$

Onde

$$G_{S,0,L(dB)} = 10 \log_{10}(G_{S,0,L}) \quad (2.32)$$

A Figura 2.6 ilustra o circuito de ganho em um amplificador de micro-ondas.

Figura 2.6 - Circuito de ganho do amplificador.



Fonte - A autora.

Para dispositivos unilaterais, onde S_{12} é nulo, há modificações nos ganhos relacionados a rede de casamento de entrada e saída como mostrado pelas Equações 2.33 e 2.34.

$$G_{S\text{Unitário}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.33)$$

$$G_{L\text{Unitário}} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.34)$$

Sendo o ganho máximo otimizado para esse caso dado pela Equação 2.35 [6].

$$G_{\text{MaxUnitário}} = G_{S\text{Unitário}} * G_0 * G_{L\text{Unitário}} \quad (2.35)$$

Quando se há alguma condição de instabilidade no amplificador é necessário o acréscimo de resistores à rede de casamento de impedâncias até que se consiga um fator de estabilidade (K) com valor unitário. Pra esse caso, o maior ganho teoricamente possível para as terminações passivas é o máximo ganho estável (G_{MSG}) dado pela Equação 2.36 [18].

$$G_{\text{MSG}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (2.36)$$

Entretanto, o ganho máximo que pode ser oferecido pelo transistor sofre por ações de

diversos fatores, como o ruído, por exemplo, que impede que amplificadores em ambiente não ideal consigam alcançar esse valor. O ruído atua sobre o sinal de informação, interferindo de maneira indesejada e aleatória, podendo, assim, ser modelado apenas estatisticamente e não de maneira determinística. Para modelagem, a potência do ruído é considerada como sendo proporcional a largura de banda do sinal de informação, devido ao fato de que sua intensidade média é constante para todas as frequências do espectro eletromagnético. Existem diferentes tipos de ruídos, sendo mais os comuns o ruído térmico e o de disparo [15].

O ruído térmico provém da agitação térmica dos elétrons que acarreta um movimento desarranjado dos elétrons liberando energia. Sua intensidade não depende da existência de corrente elétrica. Já o ruído de disparo, ocorre devido à inconstância do fluxo de elétrons que atravessam um semicondutor ou válvula e sua intensidade é diretamente dependente da corrente elétrica que o gera [19].

Uma das formas mais eficientes de se medir a ação do ruído em um componente ou circuito é por meio da figura de ruído (NF). A figura de ruído é determinada como sendo a relação sinal- ruído na saída de uma das interfaces de uma rede de duas portas, relacionada com a relação sinal- ruído na entrada dessa mesma interface. O correto casamento de impedâncias de entrada e saída é capaz de fornecer uma figura de ruído bem próxima a figura de ruído mínima (NF_{Min}) [20].

$$NF_{dB} = 10 \log \frac{SNR_{entrada}}{SNR_{saída}} \quad (2.37)$$

Capítulo 3

Linha de Microfita

O desenvolvimento dos guias de onda em geral foi um passo importante para a difusão dos sistemas de micro-ondas, já que o projeto e, conseqüentemente, a construção desse tipo sistemas se tornaram menos complexos. Esse tipo de linha de transmissão está presente nos mais diversos tipos de dispositivos para sistemas de micro-ondas, como amplificadores e filtros, por exemplo [6].

Os guias de onda são estruturas que possuem a capacidade de direcionar o sentido de propagação de uma onda eletromagnética, os quais apresentam várias formas com diferentes geometrias (retangulares, cilíndricas, etc.) e diferentes meios de propagação (dielétrico, vácuo, etc.) dependendo da sua aplicação e da frequência utilizada no sistema [21].

Os tipos mais conhecidos de guias de ondas com aplicação em micro-ondas são as linhas de dois fios, coaxiais, planares e coplanares. As linhas planares tem se mostrado a melhor opção para uso em projetos voltados para sistemas de comunicação baseados em micro-ondas, devido a seu baixo custo, auxílio na construção de dispositivos mais compactos e facilidade de integração, o que facilita a construção de dispositivos cascadeados [2].

Atualmente, um dos guias de ondas de linhas planares mais utilizados para a construção de dispositivos voltados para uso em RF e micro-ondas é a linha de microfita, devido a sua facilidade de construção e configuração que depende basicamente do dimensionamento dos planos da sua estrutura [7].

A linha de microfita possui um tipo de estrutura que faz com que ela não dê total suporte a uma onda que segue puramente a propagação em modo transversal eletromagnético (TEM, *Transverse Electromagnetic Mode*), ou seja, que possui apenas componentes transversais. Isso ocorre pela presença de dois meios de propagação (ar e dielétrico) das ondas eletromagnéticas devido a sua construção. Sendo assim, a onda que propaga em uma linha de microfita terá também as suas componentes longitudinais dos campos elétrico e magnético e sua velocidade de propagação dependerá também das dimensões físicas da estrutura [22].

Entretanto, para a determinação da velocidade de fase, podemos considerar que grande parte das componentes longitudinais dos campos elétrico e magnético são muito pequenas quando comparadas as suas componentes transversais, podendo assim ser descartadas. Dessa maneira, podemos tratar a linha de microfita como sendo uma linha de transmissão com características TEM por meio da aproximação *quasi* TEM. Considerando isso, a velocidade de fase pode ser encontrada a partir das Equações 3.1 e 3.2 [2, 23].

$$v_p = \left| \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \right| \quad (3.1)$$

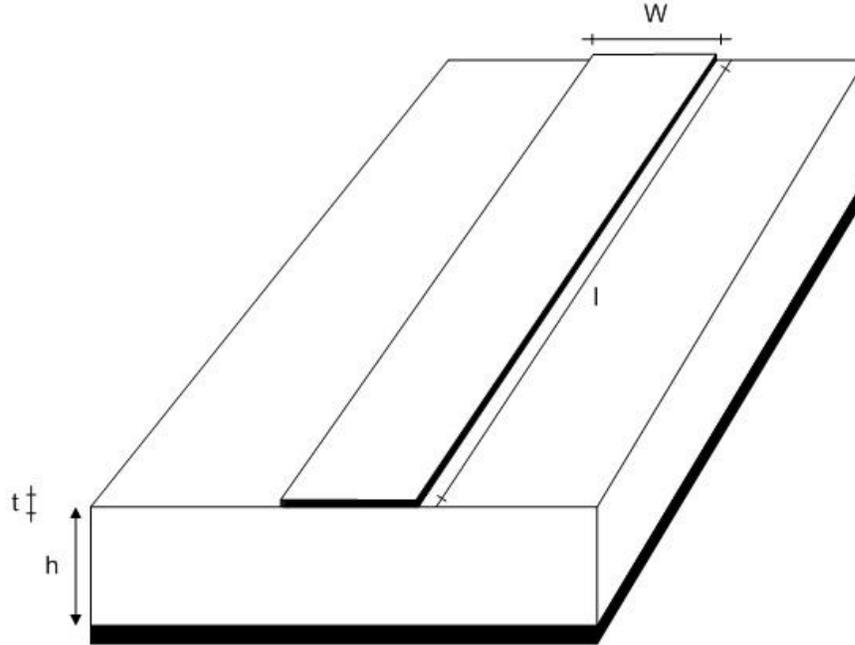
$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.2)$$

Sendo ϵ_{eff} a constante dielétrica efetiva, c a velocidade da luz no vácuo (299.792.458 m/s) e λ_0 o comprimento de onda relativo à frequência de operação do transistor utilizado dado pela Equação 3.3.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (3.3)$$

Em relação à estrutura, a linha de microfita é construída a partir de um condutor impresso em um substrato dielétrico fino aterrado de uma determinada espessura (t) e permissividade relativa ou constante dielétrica relativa (ϵ_r) [2]. Para a construção da estrutura da linha de microfita se deve definir a largura (W) e o comprimento (ℓ) do condutor determinado a partir da carta de Smith como já mostrado no Capítulo 2 deste trabalho. Os valores de permissividade relativa (ϵ_r), altura do dielétrico (h) e espessura do condutor (t) já são pré-estabelecidos pelo fabricante [7]. A estrutura da linha de microfita pode ser observada na Figura 3.1.

Figura 3.1 - Estrutura de uma linha de microfita.



Fonte - A autora.

Para a determinação da impedância característica Z_0 utilizando a constante dielétrica efetiva (ϵ_{eff}) tem-se duas condições, uma para quando $W/h \leq 1$ e outra para $W/h \geq 1$. O processo de determinação de Z_0 para os dois casos é mostrado nas Equações 3.4 e 3.6 [2].

Para $W/h \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8t}{W} + \frac{W}{4t} \right) \quad (3.4)$$

Sendo ϵ_{eff} dado pela Equação 3.5.

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (3.5)$$

Para $W/h \geq 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \left[W/h + 1,393 + 0,667 \ln \left(W/h + 1,44 \right) \right]} \quad (3.6)$$

Sendo ϵ_{eff} dado pela Equação 3.7.

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 h/W}} \quad (3.7)$$

A relação entre a largura da microfita e a altura de dielétrico pode ser determinada a partir da impedância característica e da permissividade relativa tem se duas condições: uma para $W/h < 2$ e outra para $W/h > 2$. O processo de determinação da razão entre a largura da microfita e a altura de dielétrico para os dois casos é mostrado nas Equações 3.8 e 3.10 [2].

Para $W/h < 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (3.8)$$

Sendo A uma constante auxiliar dada pela Equação 3.9.

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.9)$$

Para $W/h > 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad (3.10)$$

Sendo B uma constante auxiliar dada pela Equação 3.11.

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.11)$$

Caso a espessura do condutor não seja desprezível, ou seja, quando $t/h > 0,05$, onde t é a espessura da microfita e h a altura do dielétrico, pode-se corrigir a largura da microfita utilizando o fator W_{eff} , desde que: $t < h$ e $t < W/2$. A razão entre a largura da microfita e a altura de dielétrico utilizando o fator W_{eff} é feita sobre duas condições, uma para $W/h \geq 1/2\pi$ e outra para $W/h \leq 1/2\pi$. As Equações 3.12 e 3.13 mostram as relações para esses casos [13].

Para $W/h \leq 1/2\pi$:

$$\frac{W_{\text{eff}}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2\pi W}{t} \right) \quad (3.12)$$

Para $W/h \geq 1/2\pi$:

$$\frac{W_{\text{eff}}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2\pi h}{t} \right) \quad (3.13)$$

Capítulo 4

Resultados

Neste capítulo serão apresentadas as simulações dos projetos de amplificadores condicionalmente e incondicionalmente estáveis utilizando os parâmetros S e amplificadores em ambiente AC para dois tipos de polarização: emissor comum devido a maior simplicidade de projeto e construção e divisor de tensão devido a sua melhor estabilidade térmica.

Para o projeto dos amplificadores foram usados os três pontos de operação fornecidos pelo fabricante do transistor, indicados na Tabela 4.1. O mesmo foi escolhido devido a sua maior disponibilidade comercial em relação aos outros transistores de igual funcionalidade.

Tabela 4.1 - Pontos de operação do transistor NEC NE68019.

Ponto de Operação	V_{CE}	I_C
1	2,5 V	1 mA
2	2,5 V	3 mA
3	6 V	5 mA

Fonte – [24].

Para a implementação do projeto deve-se estabelecer as características do substrato e do condutor que irão compor a linha de microfita. O substrato adotado foi o FR-4 devido ser um dos materiais mais comuns para a composição de guias de onda planares por ter maior disponibilidade e baixo custo. Suas características e do condutor estão indicadas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Características do dielétrico e do condutor da microfita.

Constante dielétrica relativa (ϵ_r)	4.4
Espessura do condutor (t)	0,017145 mm
Altura do dielétrico (h)	1,524 mm

Fonte – [25].

Para a análise dos projetos baseados nos parâmetros S, serão apresentados gráficos com o ganho máximo fornecido pelo transistor em rede casada e obtido, figura de ruído mínima e obtida, estabilidade, verificação do casamento de impedâncias e círculos de estabilidade para

circuitos que apresentarem estabilidade condicional. Para análise AC, serão apresentados gráficos para indicar o ganho AC de cada projeto.

O capítulo está organizado da seguinte maneira: a Seção 4.1 apresenta o projeto de um amplificador de micro-ondas com atuação na banda S simulado com o uso dos parâmetros S. A Seção 4.2 mostra o projeto de um amplificador de micro-ondas com atuação na banda L simulado com o uso dos parâmetros S. A Seção 4.3 mostra o projeto de um amplificador de micro-ondas operando em ambiente AC na configuração emissor-comum com polarização fixa da base. A Seção 4.4 apresenta o projeto de um amplificador de micro-ondas operando em ambiente AC com polarização da base por divisor de tensão.

4.1 Amplificadores com atuação na banda S simulados com o uso dos parâmetros S.

Os amplificadores apresentados nesta seção foram projetados para atuar em frequência de 2,5 GHz. Para essa frequência de projeto, o transistor opera em modo incondicionalmente estável para todos os pontos de operação, segundo informa o *datasheet* [24].

Primeiramente, será descrito o processo do projeto de um amplificador incondicionalmente estável baseado em microfita para o primeiro ponto de operação do transistor, indicado na Tabela 4.1. Depois de decidido o ponto de operação, foi feito o levantamento dos parâmetros S. Os valores dos coeficientes para o ponto e frequência de operação escolhidos são apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Parâmetros S do transistor NEC NE68019 (2,5 GHz, ponto 1).

S_{11}	$-0,33406 - j 0,14456$
S_{21}	$1,13151 + j 0,98015$
S_{12}	$0,15752 + j 0,03782$
S_{22}	$0,2077 - j 0,62436$

Fonte – [24].

Com os valores dos coeficientes dos parâmetros S estabelecidos, foram utilizadas as equações definidas no Capítulo 2 deste trabalho para determinação dos valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga (Equações 2.21 e 2.22). Os valores encontrados foram:

Tabela 4.4 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga (2,5 GHz, ponto 1).

Γ_L	$0,844 \angle 79,9^\circ$
Γ_S	$0,708 \angle 189,45^\circ$

Fonte - A autora.

Para encontrar o comprimento dos tocos e das linhas em série de microfita pela carta de Smith, o módulo dos coeficientes foi normalizado por meio da multiplicação pelo comprimento do centro até a extremidade da carta de Smith (7,9 cm). Dessa forma, os valores ficaram como segue:

Tabela 4.5 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga normalizados (2,5 GHz, ponto 1).

Γ_L	$6,67 \angle 79,9^\circ$
Γ_S	$5,59 \angle 189,45^\circ$

Fonte - A autora.

Após a normalização, foram traçados na carta de Smith os pontos relacionados ao coeficiente de reflexão da fonte, como mostrado no Apêndice 1. O primeiro ponto a ser marcado foi o da impedância normalizada da fonte (Z_S). Para tal, foi traçada uma reta que passasse pelo ponto central da carta em direção ao ângulo indicado pelo coeficiente de reflexão da fonte. Para encontrar ponto Z_S , foi medido o valor correspondente ao módulo normalizado do coeficiente de reflexão da fonte na reta, indo do centro em direção à marcação do ângulo, para esse caso, o ponto está localizado a 6,67 cm do centro.

Posteriormente, foi traçado um círculo de raio Z_S com o objetivo de se encontrar o ponto referente à admitância da fonte (Y_S) que corresponde ao ponto onde há a intersecção do círculo com a reta traçada anteriormente.

Para se obter o comprimento da linha de microfita (ℓ), inserida em série no circuito, foi necessária a subtração entre o valor da admitância da fonte (Y_S) e os pontos l_1 e l_2 que se referem ao valor encontrado pela reta que vai do centro ao final da carta passando pelos pontos y_1 e y_2 . Em que, y_1 e y_2 são os pontos onde o círculo de raio Z_S intersecciona o círculo unitário da carta. Para encontrar o comprimento dos tocos (ℓ), deve-se seguir a curva da carta que passa pelos pontos y_1 e y_2 em direção fim da mesma. Considerando o sentido como sendo da carga para o gerador, foram encontrados os valores indicados na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, ponto 1).

	Par 1	Par 2
Série	0,046 λ	0,076 λ
Toco	0,182 λ	0,323 λ

Fonte - A autora.

Como o sentido foi definido como sendo da carga para o gerador será usado um toco em aberto.

Para praticidade, o par escolhido para o projeto foi o par 1 devido ao menor comprimento das microfitas. Para encontrar o valor em milímetros das mesmas, os valores encontrados foram multiplicados pelo comprimento de onda normalizado, definido pela Equação 3.2. Considerando a frequência de operação de 2,5 GHz, o comprimento de onda encontrado foi de 0,0657 m. Portanto, os valores da microfita em série e do toco em aberto ficaram da seguinte maneira:

Tabela 4.7 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (2,5 GHz, ponto 1).

Série	2,83 mm
Toco	11,94 mm

Fonte - A autora.

O mesmo processo foi executado para encontrar os valores das microfitas em série e dos tocos relacionados ao coeficiente de reflexão da carga, como ilustra o Apêndice 2. Os valores obtidos em termos de λ e em milímetros são apresentados nas Tabelas 4.8 e 4.9, respectivamente.

Tabela 4.8 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, ponto 1).

	Par 1	Par 2
Série	0,183 λ	0,096 λ
Toco	0,206 λ	0,294 λ

Fonte - A autora.

Tabela 4.9 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, ponto 1).

	Par 1
Série	11,63 mm
Toco	13,67 mm

Fonte - A autora.

Para encontrar a largura dos condutores (W) relacionados aos comprimentos encontrados, foram utilizadas as Equações de 3.4 a 3.11, uma vez que a relação entre a espessura do condutor e a altura do dielétrico (t/h) é um valor menor que 0,05. Considerando os valores dados pela Tabela

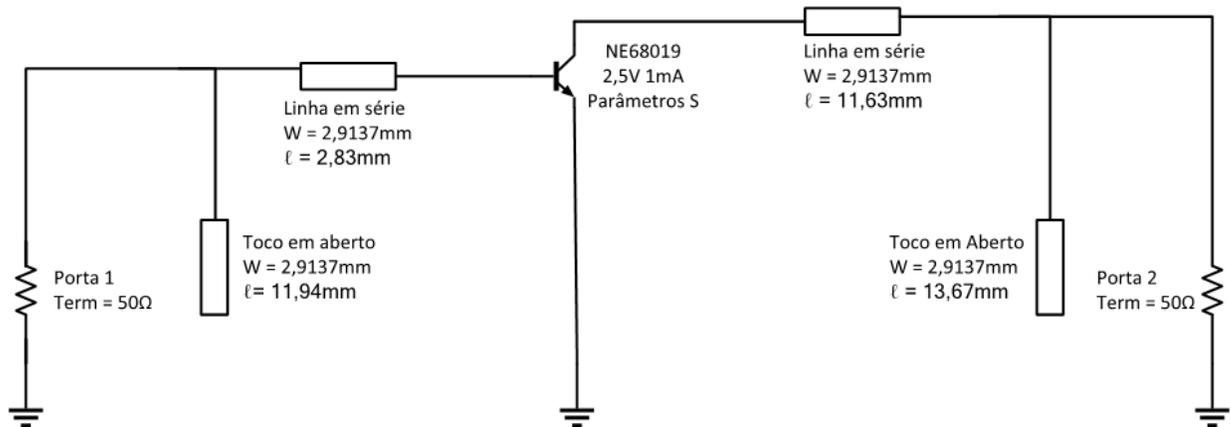
4.2, o resultado obtido foi uma largura da microfita de 2,9137 mm.

Para definição do ganho máximo teórico para o amplificador projetado, foi utilizada Equação 2.31. Em que o valor teórico encontrado para o ganho foi de 6,58 dB.

Os critérios para verificação da estabilidade utilizados para o projeto foram os métodos Delta e Kappa, definidos pelas Equações 2.12 e 2.13, respectivamente. No qual, os valores encontrados foram de 1,0832 para o método Kappa e 0,3008 para o Delta, obedecendo à condição para estabilidade incondicional definida pelas Equações.

Com todos os parâmetros do projeto definidos, foi construído o esquemático e iniciadas as simulações. A Figura 4.1 ilustra o esquemático que posteriormente foi simulado.

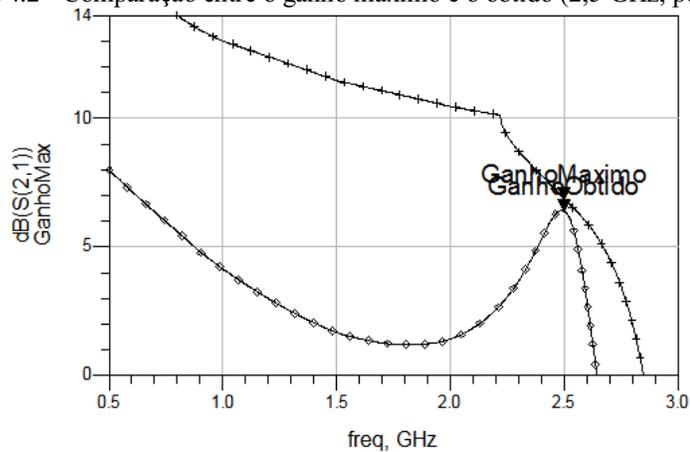
Figura 4.1 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (2,5 GHz, ponto 1).



Fonte - A autora.

Após a simulação do esquemático, ilustrado na Figura 4.1, foi possível observar que o ganho obtido foi próximo ao ganho máximo do dispositivo, como mostrado na Figura 4.2.

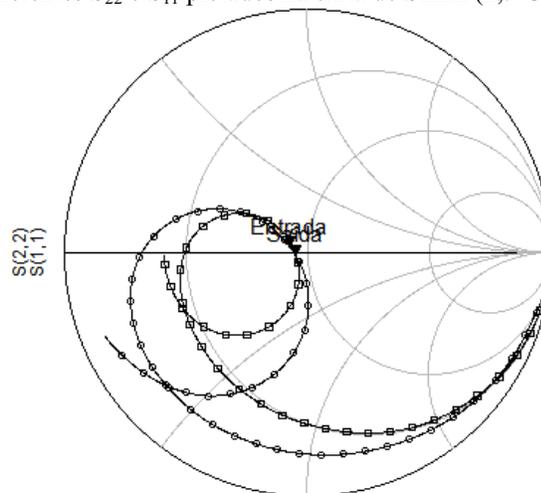
Figura 4.2 - Comparação entre o ganho máximo e o obtido (2,5 GHz, ponto 1).



Fonte - A autora.

Para verificação da estabilidade, foi utilizada a carta de Smith, na qual foram plotados os coeficientes S_{22} e S_{11} dos parâmetros S. Para que o dispositivo seja estável na frequência de operação, os dois pontos devem estar localizados no centro da carta de Smith. A Figura 4.3 indica que os coeficientes plotados na carta de Smith respeitam o critério de estabilidade mencionado.

Figura 4.3 - Coeficientes S_{22} e S_{11} plotados na carta de Smith (2,5 GHz, ponto 1).

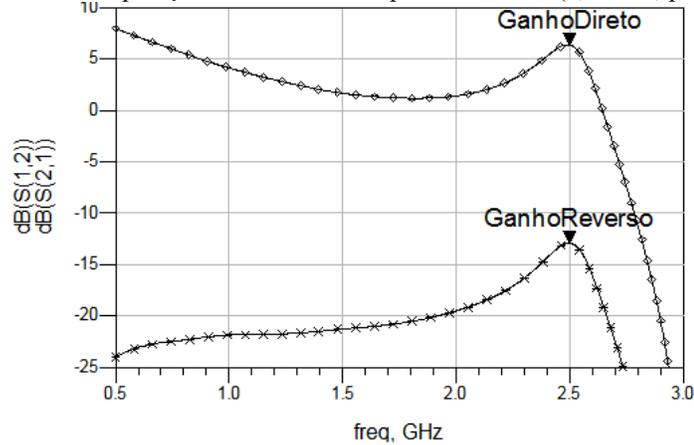


Fonte - A autora.

Para a verificação do casamento de impedâncias é preciso analisar se há ou não reflexão de sinal da porta de saída para a porta de entrada. A partir da Figura 4.4 pode-se observar que a reflexão de sinal da porta S_{21} para a porta S_{12} é muito baixa. Isso mostra que a impedância das linhas de microfita da rede de saída (linha em série e toco) enxergada pelas linhas de microfita da rede de entrada, e vice-versa, possui o valor da impedância característica (Z_0), indicando que o

casamento de impedâncias projetado para o dispositivo está atuando da maneira desejada.

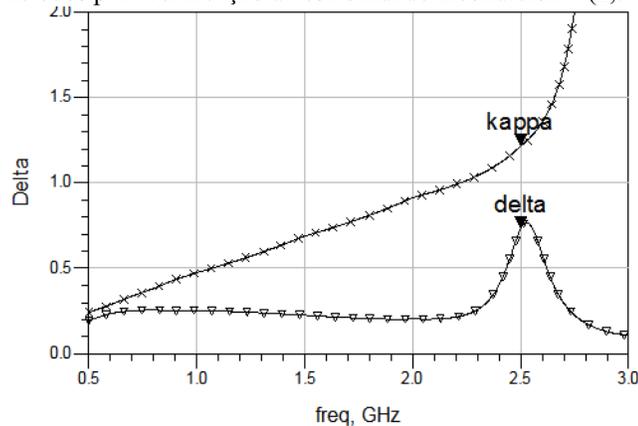
Figura 4.4 - Comparação entre o sinal nas portas S_{12} e S_{21} (2,5 GHz, ponto 1).



Fonte - A autora.

Para a análise da estabilidade incondicional do projeto implementado, foram utilizados os métodos Kappa e Delta. Por meio da Figura 4.5 pode-se verificar que as condições estabelecidas pelas Equações 2.12 e 2.13 foram respeitadas para a frequência de operação do projeto.

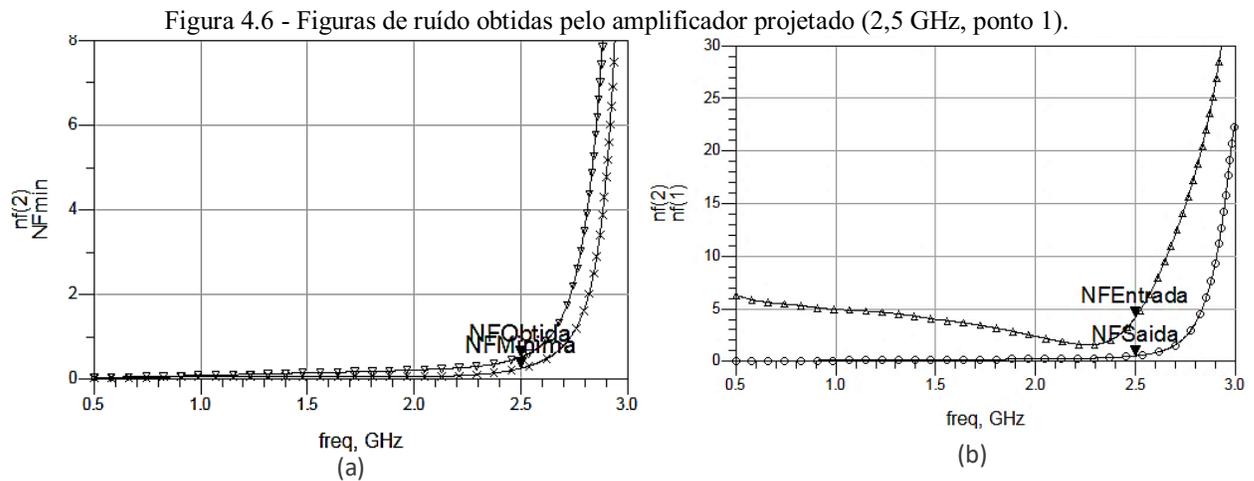
Figura 4.5 - Métodos para verificação da estabilidade incondicional (2,5 GHz, ponto 1).



Fonte - A autora.

Outro fator importante considerado para o projeto foi o da figura de ruído, onde foram analisadas as figuras de ruído considerando os coeficientes S_{21} (porta 1 como entrada e 2 como saída) e S_{12} (porta 2 como entrada e 1 como saída). A Figura 4.6 indica os valores das figuras de ruído obtidas no projeto, em que NF (2) se refere à figura de ruído relacionada ao coeficiente S_{21} e NF (1) à figura de ruído relacionada ao coeficiente S_{12} . Sabendo-se que o sentido do sinal no

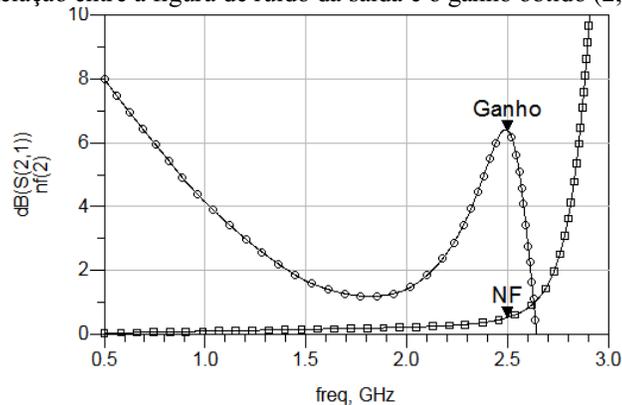
amplificador é da porta 1 para a porta 2, a Figura 4.6 mostra a relação entre a figura de ruído obtida, relacionada ao coeficiente S_{21} , e a figura de ruído mínima (NF_{Min}) do dispositivo. Pode-se verificar que os valores mínimo e obtido foram similares, indicando a boa relação sinal ruído entre a entrada e a saída do dispositivo.



Fonte - A autora.

A relação entre a o ganho e a figura de ruído obtido relacionado ao coeficiente S_{21} é ilustrada na Figura 4.7. Pode-se verificar que o valor do ganho é alto em relação à figura de ruído, indicando o bom funcionamento do projeto.

Figura 4.7 - Relação entre a figura de ruído da saída e o ganho obtido (2,5 GHz, ponto 1).



Fonte - A autora.

O mesmo processo mostrado anteriormente foi feito para os pontos de operação 2 e 3, indicados na Tabela 4.1. Seus coeficientes dos parâmetros S estão apresentados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 - Coeficientes dos parâmetros S do transistor NE68019 (2,5 GHz, pontos 2 e 3).

Ponto de operação	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
2	- 0,17176 - j 0,0090	1,72560 + j 1,19549	0,14338 + j 0,07753	0,20273 + j 0,49186
3	- 0,10297 - j 0,00252	1,91627 + j 1,26835	0,12933 + j 0,08723	0,25659 - j 0,48874

Fonte – [24].

Com os parâmetros S definidos, foram encontrados os valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga e dos coeficientes normalizados em relação à carta de Smith. Os resultados encontrados estão indicados na Tabela 4.11.

Tabela 4.11 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga e coeficientes normalizados (2,5 GHz, pontos 2 e 3).

Ponto de operação	Γ_S	Γ_L	Γ_S normalizado	Γ_L normalizado
2	0.5390 \angle 208,6°	0.7252 \angle 72,4°	4,26 \angle 208,6°	5,73 \angle 72,4°
3	0.5328 \angle 222,8°	0.7487 \angle 65,2°	4,20 \angle 222,8°	5,91 \angle 65,2°

Fonte - A autora.

Após esse processo, foram traçados os pontos relacionados aos coeficientes de reflexão da fonte para os pontos de operação 2 e 3, como ilustram os Apêndices 3 e 4, respectivamente. Os valores encontrados de comprimento (ℓ) da linha e do toco de microfita são mostrados na Tabela 4.12.

Tabela 4.12 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, pontos 2 e 3).

Ponto de operação	Série		Toco	
	Par 1	Par 2	Par 1	Par 2
2	0,039 λ	0,117 λ	0,116 λ	0,354 λ
3	0,020 λ	0,136 λ	0,171 λ	0,355 λ

Fonte - A autora.

Posteriormente, foram traçados os pontos relacionados aos coeficientes de reflexão da carga para os pontos citados, como mostrado no Apêndice 5 para o ponto 2 e no Apêndice 6 para o ponto 3. Os valores encontrados estão indicados na Tabela 4.13.

Tabela 4.13 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (2,5 GHz, pontos 2 e 3).

Ponto de operação	Série		Toco	
	Par 1	Par 2	Par 1	Par 2
2	$0,250\lambda$	$0,130\lambda$	$0,180\lambda$	$0,321\lambda$
3	$0,215\lambda$	$0,101\lambda$	$0,183\lambda$	$0,314\lambda$

Fonte - A autora.

Como o substrato utilizado permaneceu o mesmo, os valores de comprimento de onda (λ) e largura do condutor (W) permaneceram sendo 0,0657 m e 2,9137 mm, respectivamente. Assim, os valores em milímetros para a linha em série e o toco de microfita dos pares de menor valor conjunto ficaram como mostrado na Tabela 4.14.

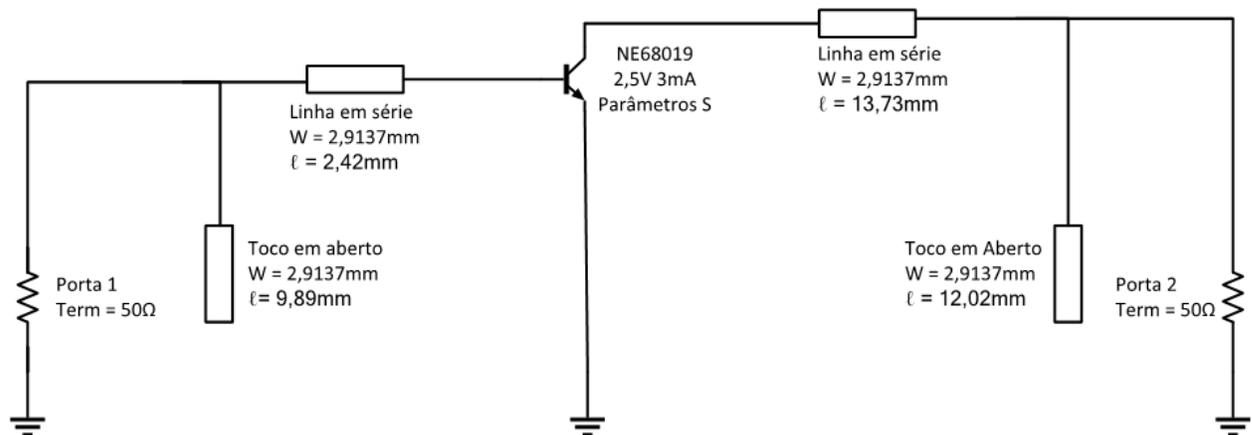
Tabela 4.14 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (2,5 GHz, pontos 2 e 3).

Ponto de operação	Série (Γ_L)	Toco (Γ_L)	Série (Γ_S)	Toco (Γ_S)
2	13,73 mm	12,02 mm	2,42 mm	9,89 mm
3	14,04 mm	12,24 mm	1,18 mm	9,74 mm

Fonte - A autora.

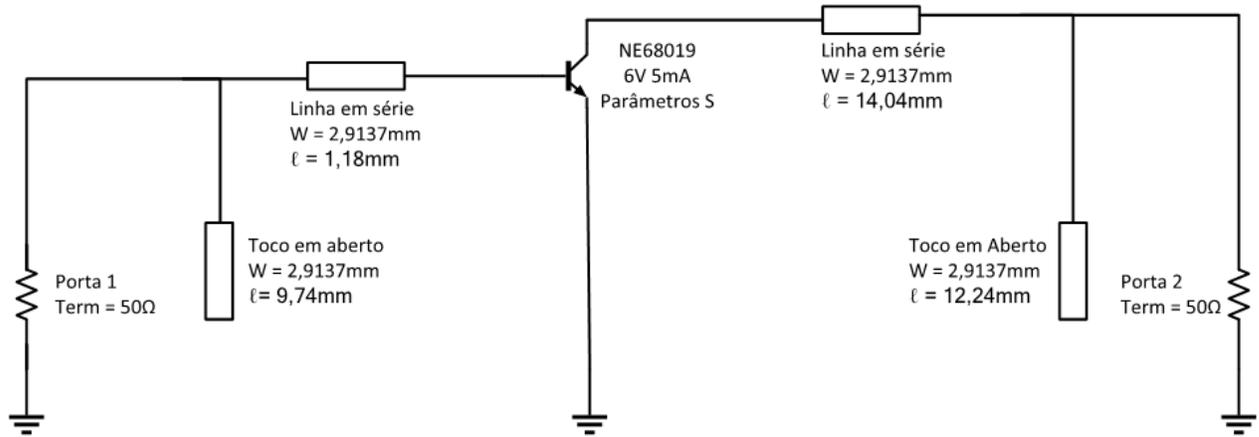
Após definidos os valores de comprimento e largura do condutor das microfitas, foram elaborados os esquemáticos dos amplificadores de micro-ondas para os pontos 2 e 3, como ilustram as Figuras 4.8 e 4.9, respectivamente.

Figura 4.8 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (2,5 GHz, ponto 2).



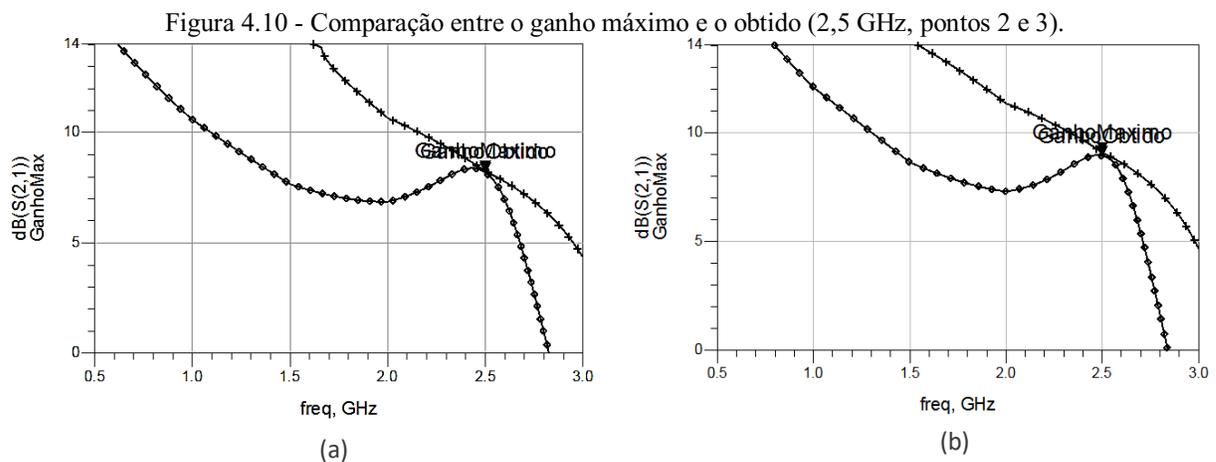
Fonte - A autora.

Figura 4.9 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (2,5 GHz, ponto 3).



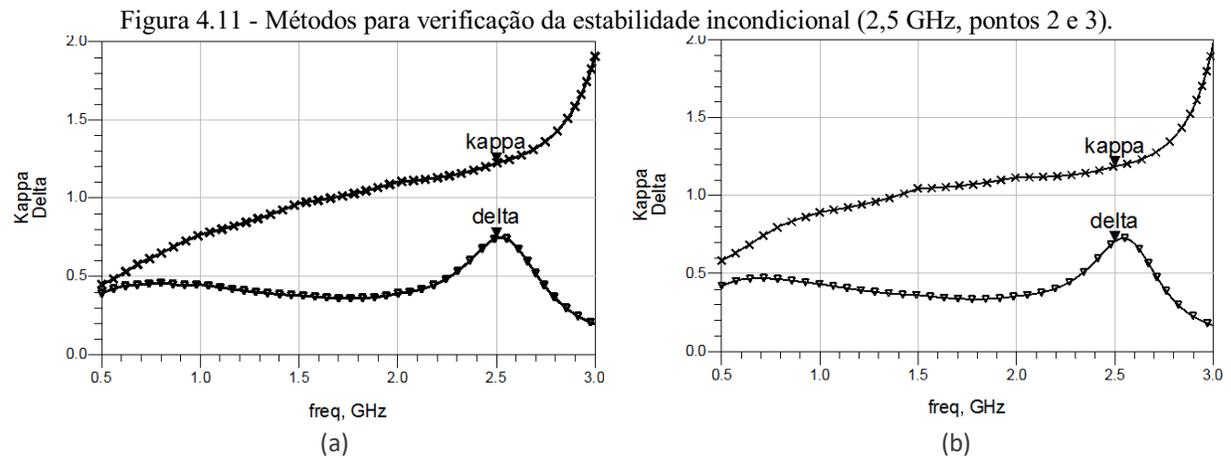
Fonte - A autora.

O primeiro critério a ser analisado foi o do ganho, o ganho teórico, definido pela Equação 2.31, para os pontos de operação 2 e 3 foi de 8,02 dB e 8,85 dB, respectivamente. Para a análise dos resultados simulados, foram considerados o ganho obtido e sua diferença em relação ao ganho máximo prático que pode ser provido pelo transistor em rede devidamente casada. A Figura 4.10 (a) ilustra essa relação para o ponto 2 e a Figura 4.10 (b) para o ponto 3.



Fonte - A autora.

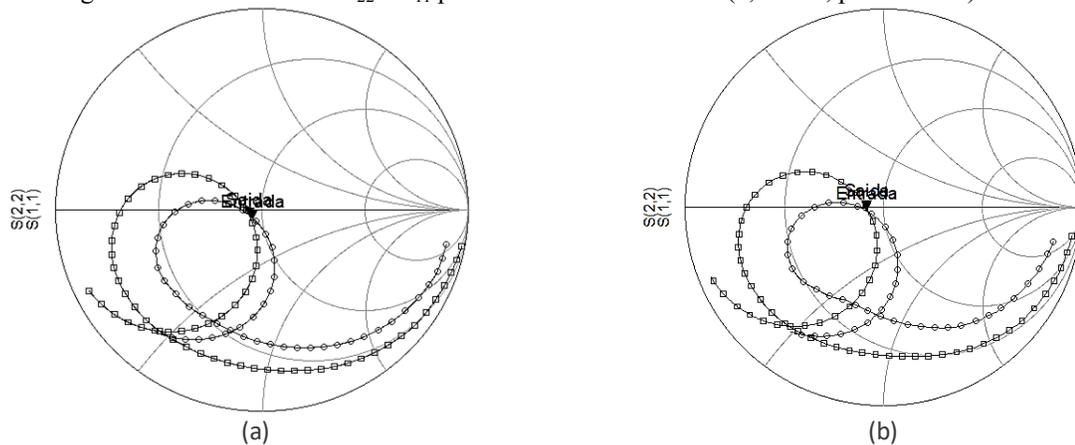
Para verificação da estabilidade incondicional do projeto na frequência utilizada, foram utilizados os métodos Kappa e Delta. A Figura 4.11 (a) mostra que os métodos obedecem às condições descritas previamente para o ponto 2 e a Figura 4.11 (b) ilustra que os requisitos exigidos pelos métodos são também respeitados quando utilizado o ponto 3 para projeto.



Fonte - A autora.

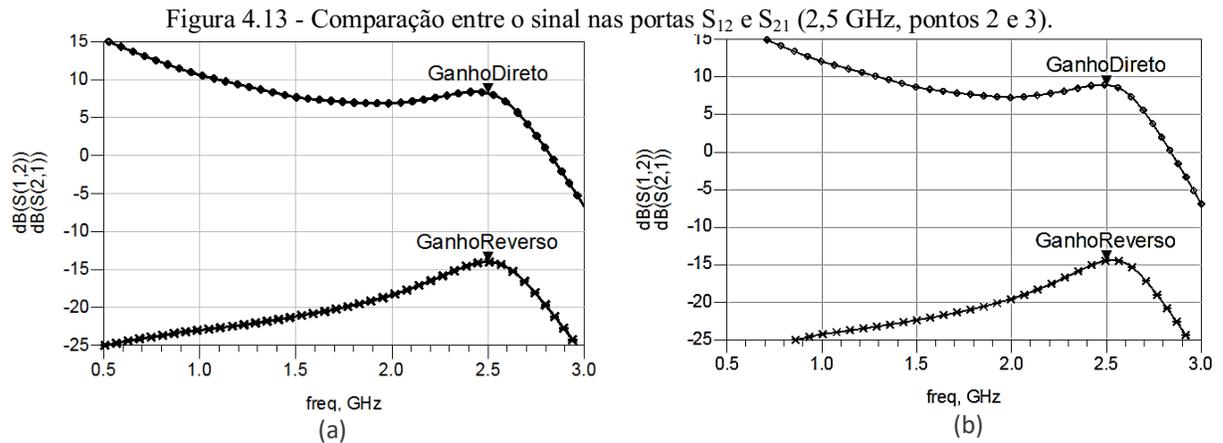
Para verificação da estabilidade, foi usado também a análise da carta de Smith dos coeficientes S_{11} e S_{22} . As Figuras 4.12 (a) e 4.12 (b) ilustram esse processo para os pontos 2 e 3, respectivamente. Por meio das mesmas, pode-se observar que o critério mencionado anteriormente para verificação da estabilidade foi respeitado.

Figura 4.12 - Coeficientes S_{22} e S_{11} plotados na carta de Smith (2,5 GHz, pontos 2 e 3).



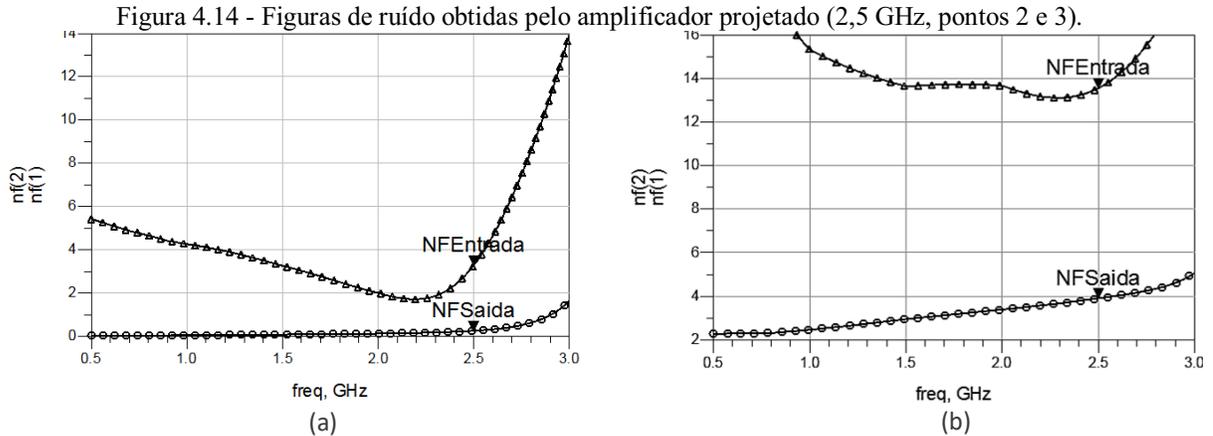
Fonte - A autora.

Outra análise importante para verificação precisa do casamento das impedâncias de entrada e saída e do correto funcionamento do amplificador é a verificação do ganho de sinal nas portas S_{21} e S_{12} . Para que esses fatores analisados estejam corretos é necessário que o ganho reverso (S_{12}) seja um valor muito abaixo do ganho direto (S_{21}). As Figuras 4.13 (a) e 4.13 (b), referentes aos pontos 2 e 3, respectivamente, indicam que essa condição foi respeitada para ambos os pontos de operação.



Fonte - A autora.

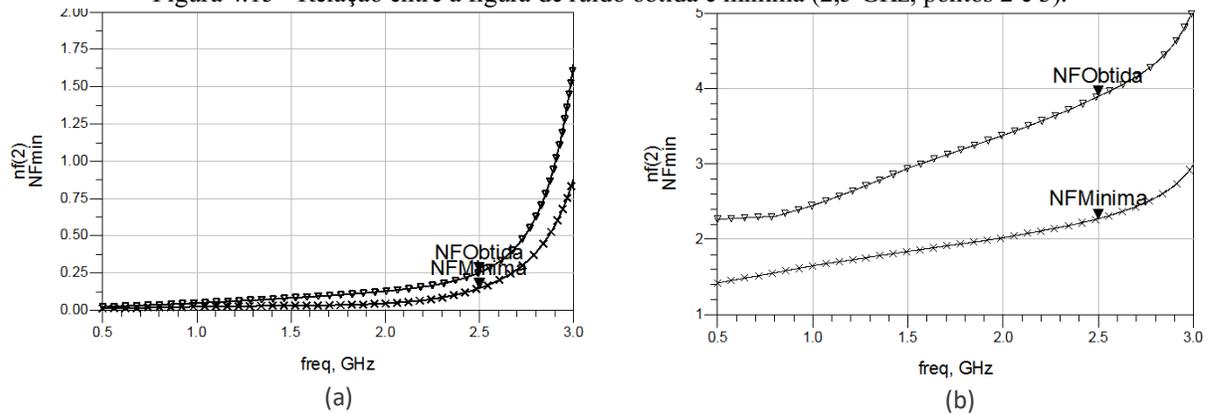
A atuação do ruído sobre o amplificador projetado foi analisada considerando as figuras de ruído relacionadas aos coeficientes S_{12} e S_{21} , conforme já descrito neste texto. As Figuras 4.14 (a) e 4.14 (b) indicam os valores das figuras de ruído obtidas para os projetos referentes ao ponto 2 e ao ponto 3, respectivamente.



Fonte - A autora.

A figura de ruído na saída de ganho direto do amplificador, tem seu valor mínimo limitado por um limiar denominado figura de ruído mínima. As Figuras 4.15 (a) e 4.15 (b) mostram que os pontos 2 e 3, respectivamente, possuem figuras de ruído bem próximas a esse limiar, indicando uma boa relação sinal-ruído entre a entrada e a saída do amplificador.

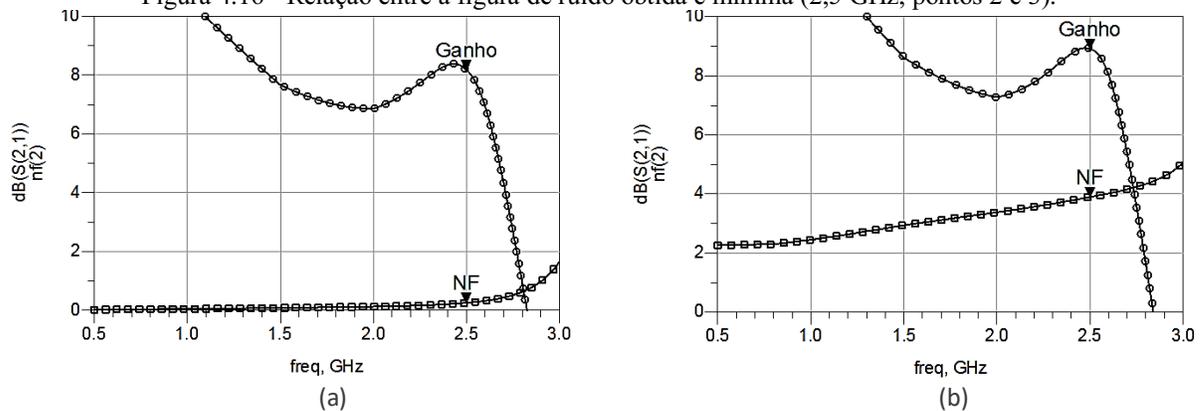
Figura 4.15 - Relação entre a figura de ruído obtida e mínima (2,5 GHz, pontos 2 e 3).



Fonte - A autora.

A relação entre o ganho e a figura de ruído obtida na saída dos amplificadores projetados para os pontos de operação 2 e 3 está ilustrada nas Figuras 4.16 (a) e 4.16 (b), respectivamente. Por meio das mesmas, pode-se verificar que a figura de ruído obtida foi baixa e o ganho alto, mostrando que o objetivo inicial de se alinhar esses fatores no projeto foi atingido.

Figura 4.16 - Relação entre a figura de ruído obtida e mínima (2,5 GHz, pontos 2 e 3).



Fonte - A autora.

4.2 Amplificadores com atuação na banda L simulados com o uso dos parâmetros S.

Os amplificadores ilustrados nessa seção foram projetados para atuar na frequência de 1,5 GHz. Para essa frequência de operação existem dois casos de estabilidade: condicional e incondicional. A estabilidade condicional ocorre nos pontos de operação 1 e 2 e a incondicional no ponto 3. Os pontos de operação estão indicados na Tabela 4.1.

Primeiramente, será descrito o processo do projeto para o ponto de operação no qual o transistor opera em estabilidade incondicional. Para esse ponto, o valor dos coeficientes dos parâmetros S estão apresentados na Tabela 4.15.

Tabela 4.15 - Parâmetros S do transistor NEC NE68019 (1,5 GHz, ponto 3).

S_{11}	$-0,13384 - j 0,16826$
S_{21}	$1,57904 + j 3,2519$
S_{12}	$0,07243 + j 0,06995$
S_{22}	$0,37648 - j 0,43462$

Fonte – [24].

Após a identificação dos coeficientes dos parâmetros S, foram utilizadas as Equações 2.21 e 2.22 para determinação dos valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga. Dessa forma, os valores encontrados foram:

Tabela 4.16 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga (1,5 GHz, ponto 3).

Γ_L	$0,850 \angle 56,4^\circ$
Γ_S	$0,724 \angle 170,4^\circ$

Fonte - A autora.

Para encontrar o comprimento dos tocos e das linhas em série de microfita pela carta de Smith, o módulo dos coeficientes foi normalizado em relação ao comprimento da carta de Smith considerando o valor do comprimento do centro até a extremidade da carta (7,9 cm). Assim, os valores ficaram da seguinte maneira:

Tabela 4.17 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga normalizados (1,5 GHz, ponto 3).

Γ_L	$6,7 \angle 56,4^\circ$
Γ_S	$5,7 \angle 170,4^\circ$

Fonte - A autora.

Posteriormente, em processo análogo ao mostrado na Seção 4.1, foram traçados na carta de Smith os pontos relacionados ao coeficiente de reflexão da fonte, como ilustra o Apêndice 7.

Considerando os valores do mesmo sentido dos projetos mostrados na seção anterior, carga para o gerador, os valores encontrados foram:

Tabela 4.18 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (1,5 GHz, ponto 3).

	Par 1	Par 2
Série	0,077 λ	0,234 λ
Toco	0,188 λ	0,318 λ

Fonte - A autora.

Tendo que a frequência de operação é de 1,5 GHz, o comprimento de onda encontrado, definido pela Equação 3.2, foi de 0,1095 m. Considerando o par de menor valor, os valores da microfita em série e do toco em aberto, devido ao sentido empregado, em milímetros ficaram como mostrado pela Tabela 4.19:

Tabela 4.19 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (1,5 GHz, ponto 3).

Série	7,11 mm
Toco	20,69 mm

Fonte - A autora.

Para encontrar os valores da linha e do toco de microfita relacionados ao coeficiente de reflexão da carga foi executado o mesmo procedimento, como mostra o Apêndice 8. Os valores obtidos em termos de λ e milímetros estão indicados nas Tabelas 4.20 e 4.21, respectivamente.

Tabela 4.20 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (1,5 GHz, ponto 3).

	Par 1	Par 2
Série	0,212 λ	0,128 λ
Toco	0,204 λ	0,296 λ

Fonte - A autora.

Tabela 4.21 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (1,5 GHz, ponto 3).

	Par 1
Série	23,25 mm
Toco	22,74 mm

Fonte - A autora.

Como o substrato utilizado para construção das microfita continuou sendo o mesmo, o valor da largura do condutor (W) que possui dimensionamento dependente apenas das características do substrato, permaneceu como 2,9137 mm.

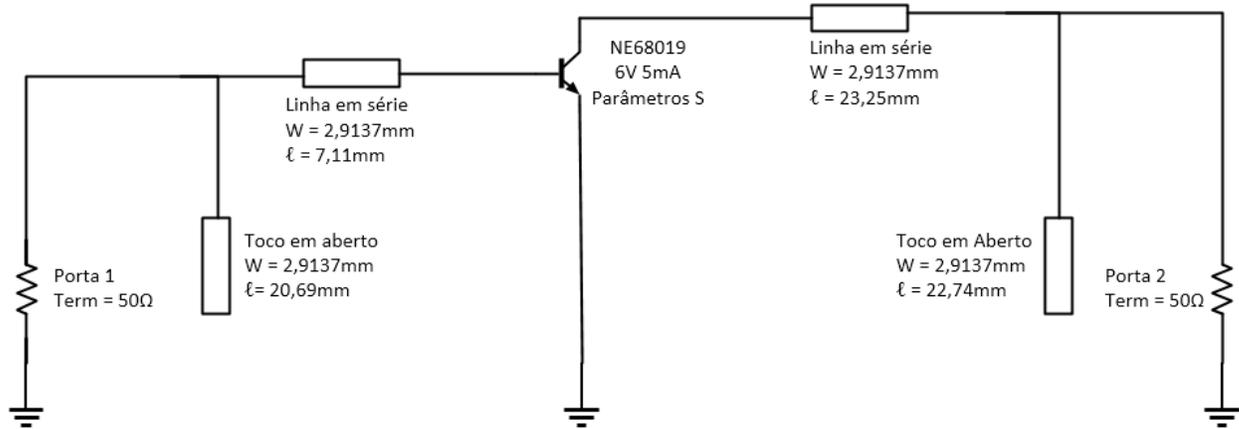
Para obtenção do ganho máximo teórico para o amplificador projetado foi utilizada a Equação 2.31. Assim, o valor teórico encontrado para o ganho foi de 13,11 dB.

Os critérios para verificação da estabilidade utilizados foram os métodos Delta e Kappa,

definidos pelas Equações 2.12 e 2.13, respectivamente. Assim, os valores encontrados foram de 1,0181 para o método Kappa e 0,3573 para o Delta, obedecendo à condição para estabilidade incondicional definida pelas Equações.

Com os parâmetros do projeto definidos, foi construído o esquemático ilustrado na Figura 4.17.

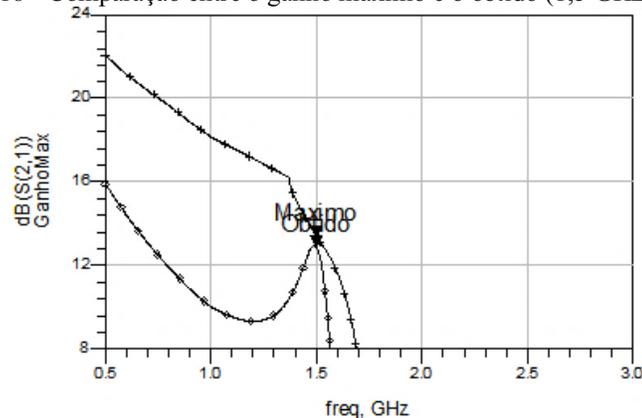
Figura 4.17 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (1,5 GHz, ponto 3).



Fonte - A autora.

Após a simulação do esquemático, foi possível observar que o ganho obtido foi próximo ao ganho máximo do dispositivo, como mostrado na Figura 4.18.

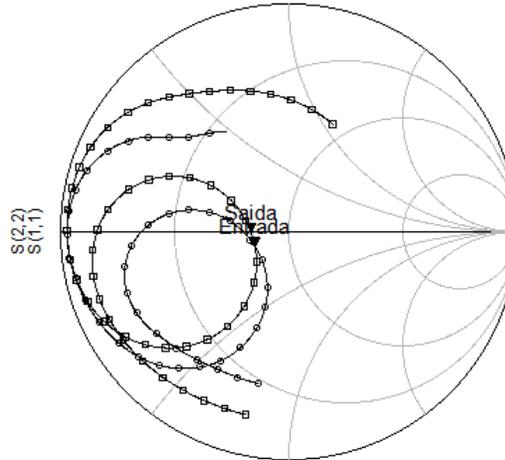
Figura 4.18 - Comparação entre o ganho máximo e o obtido (1,5 GHz, ponto 3).



Fonte - A autora.

Para a análise da estabilidade do dispositivo, foram plotados na carta de Smith os coeficientes S_{11} e S_{22} dos parâmetros S. A Figura 4.19 indica que o critério já mencionado para avaliação da estabilidade foi respeitado.

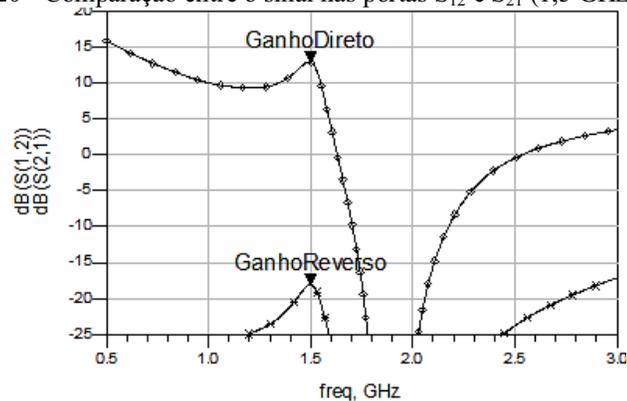
Figura 4.19 - Coeficientes S_{22} e S_{11} plotados na carta de Smith (1,5 GHz, ponto 3).



Fonte - A autora.

Para verificação da precisão do projeto do casamento de impedâncias, foi utilizada a análise da relação entre o ganho direto e reverso. Por meio da Figura 4.20 pode-se observar que o critério, mencionado na seção anterior, para avaliação do casamento de impedâncias foi respeitado.

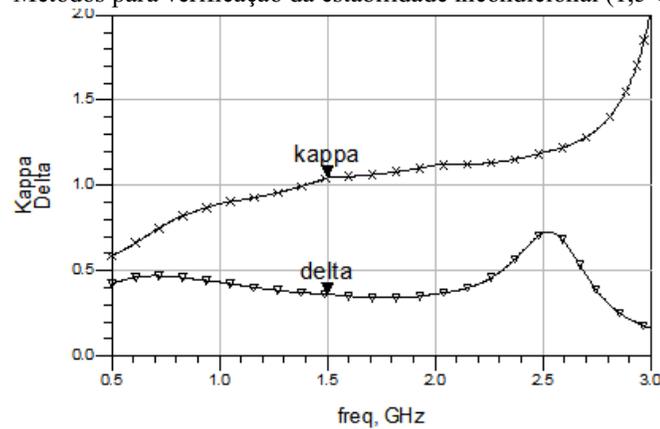
Figura 4.20 - Comparação entre o sinal nas portas S_{12} e S_{21} (1,5 GHz, ponto 3).



Fonte - A autora.

Por meio da Figura 4.21, pode-se verificar que as condições de estabilidade incondicional estabelecidas pelos métodos Kappa e Delta, como definido no Capítulo 2 deste trabalho, foram respeitadas para a frequência de operação escolhida.

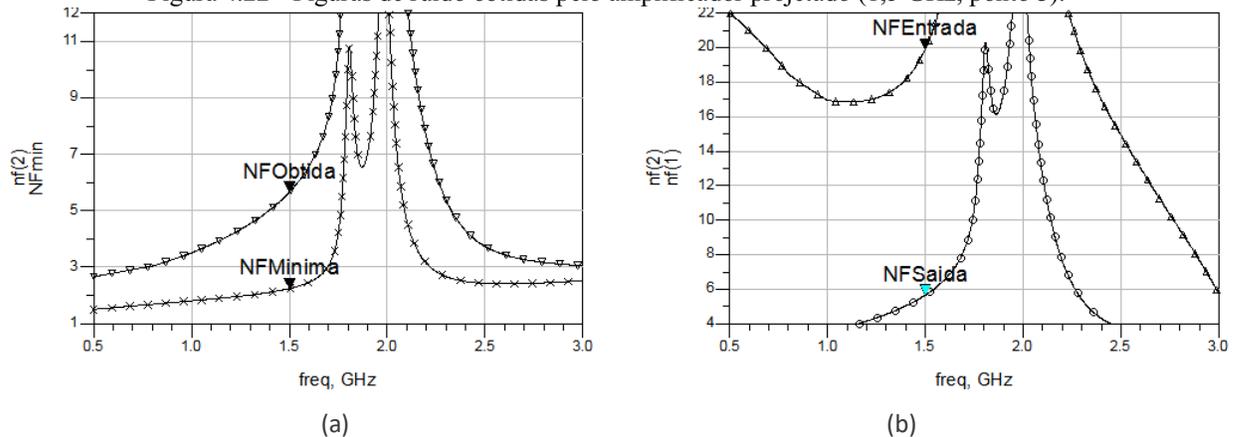
Figura 4.21 - Métodos para verificação da estabilidade incondicional (1,5 GHz, ponto 3).



Fonte - A autora.

Para a análise do ruído foram consideradas as figuras de ruído referentes às portas de entrada e saída e a figura de ruído na saída do amplificador quando comparada com a figura de ruído mínima que pode ser obtida em rede devidamente casada. A Figura 4.22 (a) indica os valores das figuras de ruído obtidas no projeto e a Figura 4.22 (b) mostra a relação entre a figura de ruído na saída do dispositivo e mínima.

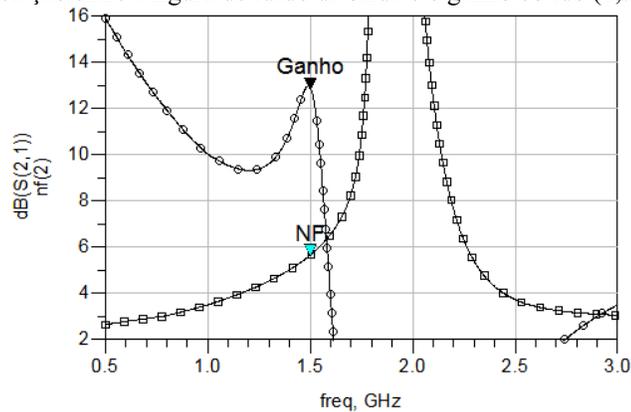
Figura 4.22 - Figuras de ruído obtidas pelo amplificador projetado (1,5 GHz, ponto 3).



Fonte - A autora.

A relação entre a o ganho e a figura de ruído obtido na saída do amplificador é ilustrada na Figura 4.23. Pode-se verificar que o a figura de ruído é baixa, considerando a figura de ruído mínima, e o ganho está em um valor próximo ao máximo o que indica um bom funcionamento do projeto proposto para este trabalho.

Figura 4.23 - Relação entre a figura de ruído da saída e o ganho obtido (1,5 GHz, ponto 3).



Fonte - A autora.

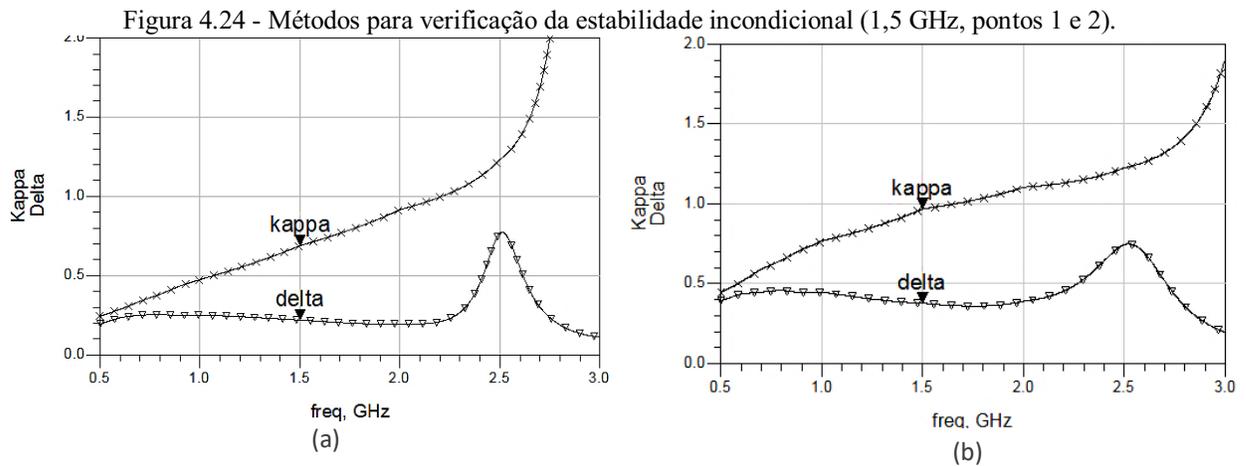
Para os pontos de operação 1 e 2 é indicada no *datasheet* a condição de estabilidade condicional, em que o valor encontrado pelo método de definição de estabilidade incondicional Kappa é menor que 1 [24]. Para esse caso é necessário fazer a análise dos círculos de estabilidade traçados na carta de Smith, para essa análise o primeiro passo é a identificação dos coeficientes dos parâmetros S para os pontos de projeto. A Tabela 4.22 indica os valores relacionados a esses coeficientes.

Tabela 4.22 - Coeficientes dos parâmetros S do transistor NE68019 (1,5 GHz, pontos 1 e 2).

Ponto de operação	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
1	0,15641 - j 0,54188	0,35476 + j 2,01196	0,13189 + j 0,06262	0,43397 - j 0,61292
2	- 0,17876 - j 0,24339	1,21703 + j 2,98223	0,09349 + j 0,06867	0,33880 - j 0,47322

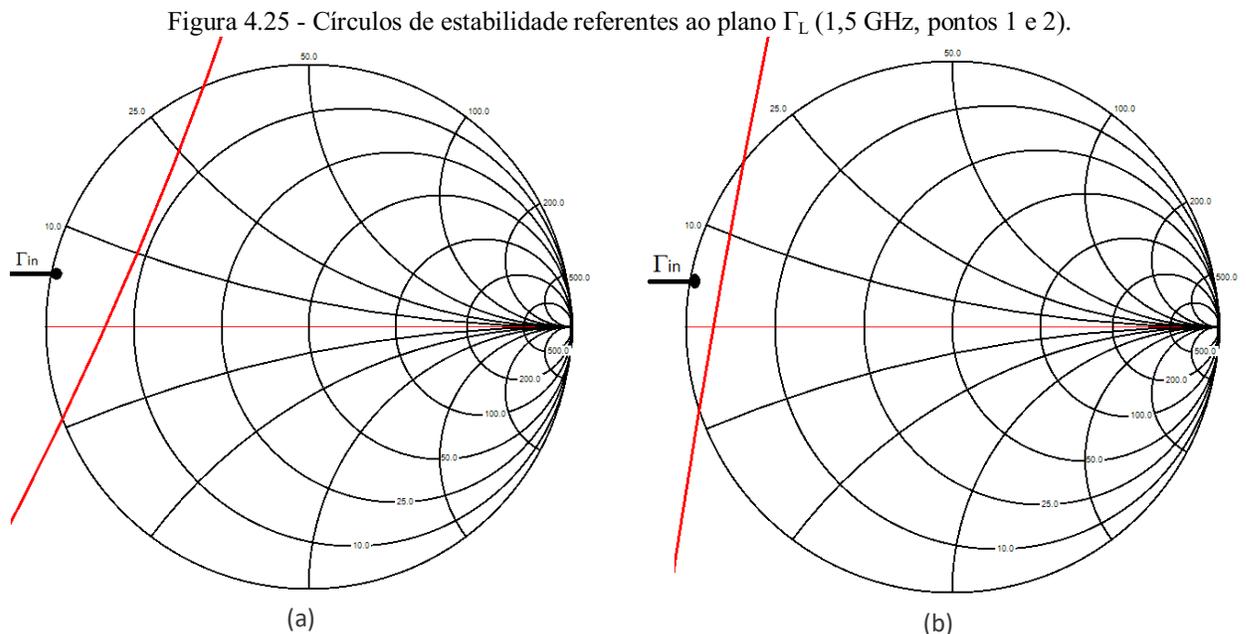
Fonte – [24].

Após a obtenção dos coeficientes dos parâmetros S, foi feita a verificação da estabilidade condicional por meio dos métodos Kappa e Delta, como mostrado na Figura 4.24 (a) para o ponto 1 e 4.24 (b) para o ponto 2. Pode-se observar que a informação de estabilidade definida previamente pelo *datasheet* do transistor é verdadeira, uma vez que o valor de Kappa foi menor que um para ambos os casos, indicando que os dispositivos não são incondicionalmente estáveis.



Fonte - A autora.

Posteriormente, foram traçados, primeiramente, os círculos de estabilidade referentes ao coeficiente de reflexão da entrada (Γ_{in}) e representados pelo do coeficiente de reflexão da carga (Γ_L). Os círculos obtidos por meio do software *Smith V 4.0* para os pontos 2 e 3 são mostrados nas Figuras 4.25 (a) e 4.25 (b), respectivamente.

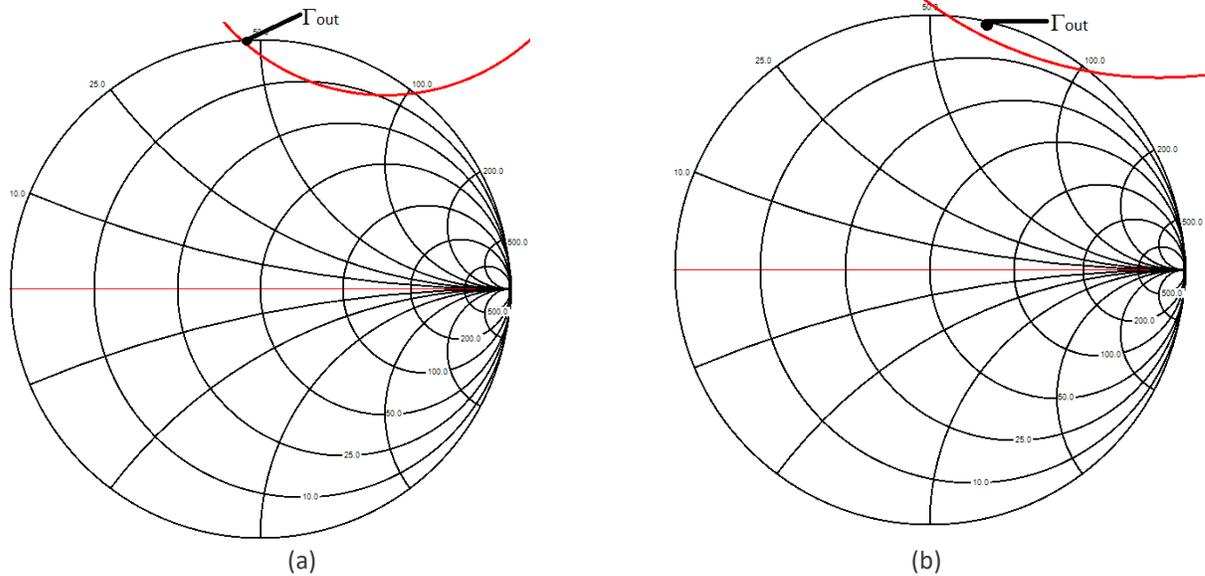


Fonte - A autora.

Em seguida, foram traçados, com o auxílio do software, os círculos de estabilidade referentes ao coeficiente de reflexão da saída (Γ_{out}), representados pelo do coeficiente de reflexão da fonte (Γ_S). As Figuras 4.26 (a) e 4.26 (b) ilustram os círculos de estabilidade para os pontos de

operação 1 e 2, respectivamente.

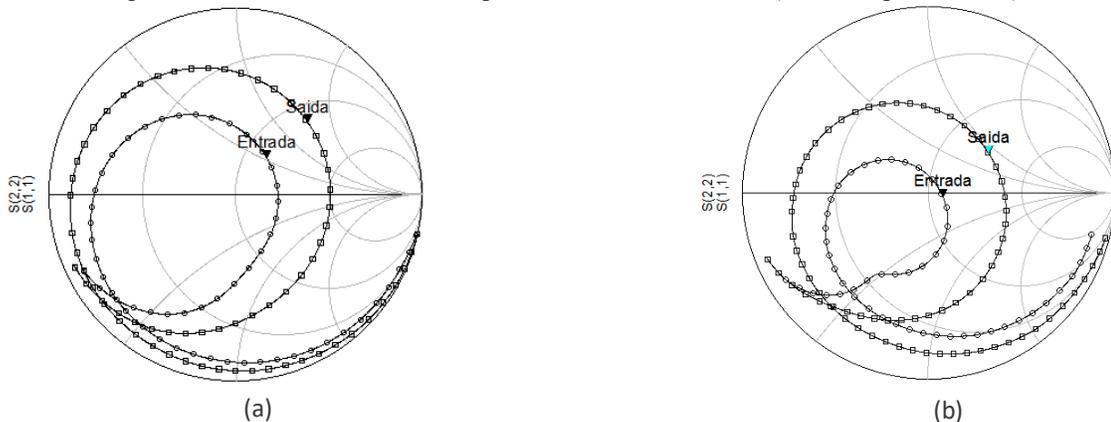
Figura 4.26 - Círculos de estabilidade referentes ao plano Γ_s (1,5 GHz, pontos 1 e 2).



Fonte - A autora.

Visando também a verificação da estabilidade, foram plotados na carta os coeficientes S_{11} e S_{22} como ilustra a Figura 4.27 (a) para o ponto 1 e a Figura 4.27 (b) para o ponto 2.

Figura 4.27 - Coeficientes S_{22} e S_{11} plotados na carta de Smith (1,5 GHz, pontos 1 e 2).



Fonte - A autora.

Por meio dos círculos e dos coeficientes, pode-se observar que o ponto de operação 2 possui uma melhor estabilidade quando comparado ao ponto 1, como pode ser mais bem observado pelo método de verificação de estabilidade incondicional Kappa, no qual o ponto 2

possui um valor mais próximo da estabilidade, ou seja, um valor maior que 1.

Os círculos de estabilidade indicam também em quais regiões o dispositivo é estável. Como o valor da impedância característica é o mesmo das impedâncias de entrada e saída, foi possível fazer uma relação de igualdade entre Γ_{in} e S_{11} e entre Γ_{out} e S_{22} . Assim, como S_{11} e S_{22} tem seu valor em módulo menor que 1 para ambos os pontos, tem-se que o centro da carta é uma região estável, ou seja, a região de estabilidade é externa aos círculos de estabilidade traçados.

Como os coeficientes de reflexão de entrada e saída, para ambos os pontos, são valores unitários, como mostra a Tabela 4.23, seus pontos normalizados estão localizados na borda da carta. Devido a isso, foi necessária a estabilização do dispositivo de modo a fazer com que os círculos de estabilidade fossem extrapolados para o exterior da carta de Smith. Com isso, o circuito será capaz manter a condição de estabilidade mesmo com pequenas variações na frequência de operação que podem alterar a parte imaginária dos coeficientes de reflexão de entrada e saída.

Tabela 4.23 - Valores dos coeficientes de reflexão de entrada e saída. (1,5 GHz, pontos 1 e 2).

Ponto de operação	Γ_{in}	Γ_{out}
1	$1 \angle 166,6^\circ$	$1 \angle 97,82^\circ$
2	$1 \angle 172^\circ$	$1 \angle 77^\circ$

Fonte - A autora.

Por meio dos Apêndices 09 e 11 pode se verificar que os pontos relacionados aos coeficientes de reflexão de entrada e saída, respectivamente, para o ponto 1 se encontram dentro da região de instabilidade. O mesmo pode ser verificado para o ponto 2 por meio do Apêndice 10 para o coeficiente de reflexão da entrada e 12 para o de saída.

Sabendo-se que a estabilidade condicional ocorre quando a rede de casamento apresenta impedâncias vistas de uma de suas terminações com parte real negativa, a estabilização do dispositivo deve ser feita a partir adição de cargas resistivas positivas nas portas de entrada e saída do transistor, com o intuito de limitar os valores de impedância vistos nessas portas. Assim, os possíveis valores de impedância vistos nas terminações da rede terão sempre sua parte real maior que o valor do resistor em série utilizado.

Os valores das resistências em série foram escolhidos de acordo com o posicionamento dos círculos de estabilidade na carta de Smith. Como a borda do círculo de estabilidade indica o ponto onde se localiza o mínimo valor de impedância a partir do qual o transistor entra na região

de operação instável. Os valores escolhidos devem ser superiores a esse ponto em relação ao círculo de resistência constante mais próximo. O acréscimo das resistências em série acarretará em um movimento do círculo de estabilidade ao longo do círculo de resistência constante, resultando na saída dos círculos de estabilidade do interior da carta, fazendo com que o dispositivo seja estável para qualquer valor de impedância passiva, se tornando, conseqüentemente, um dispositivo incondicionalmente estável.

Para o primeiro ponto de operação, o círculo relacionado ao plano Γ_L está próximo ao círculo que indica o valor de impedância de 10Ω . Dessa forma, o valor da resistência em série a ser colocada na entrada do transistor foi definido como $8,5 \Omega$. Já para o segundo ponto, o valor da impedância foi estipulado como $4,5 \Omega$. Para o plano Γ_S , o valor estipulado da resistência em série na saída do transistor foi de 11Ω para o ponto 1 e 7Ω para o ponto 2.

Após a estabilização, foi feito o dimensionamento das linhas e tocos de microfita para a construção do esquemático.

Como já mostrado na seção anterior, o primeiro passo para o dimensionamento é a definição dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga. Os valores foram encontrados considerando os dados mostrados Tabela 4.22 e estão apresentados na Tabela 4.24. Na qual, os valores foram normalizados considerando apenas metade do comprimento da carta de Smith, visando melhorar a estabilidade do dispositivo, uma vez que a normalização pelo valor inteiro faz com que o círculo de raio Z_S trafegue pela borda da carta sem passar pelo círculo unitário, fazendo com que o dimensionamento das microfitas resulte em instabilidade.

Tabela 4.24 - Valores dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga e coeficientes normalizados (1,5 GHz, pontos 1 e 2).

Ponto de operação	Γ_S	Γ_L	Γ_S normalizado	Γ_L normalizado
1	$1 \angle 106,9^\circ$	$1 \angle 48,6^\circ$	$3,95 \angle 106,9^\circ$	$3,95 \angle 48,6^\circ$
2	$1 \angle 144,3^\circ$	$1 \angle 53,1^\circ$	$3,95 \angle 144,3^\circ$	$3,95 \angle 53,1^\circ$

Fonte - A autora.

Em seguida, em processo análogo ao mostrado na seção anterior, foram traçados os pontos relacionados aos coeficientes de reflexão da fonte, como mostra o Apêndice 9 para o ponto 1 e o Apêndice 10 para o ponto 2. Os valores encontrados de comprimento (ℓ) para as microfitas estão indicados na Tabela 4.25.

Tabela 4.25 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (1,5 GHz, pontos 1 e 2).

Ponto de operação	Série		Toco	
	Par 1	Par 2	Par 1	Par 2
1	0,180 λ	0,019 λ	0,142 λ	0,358 λ
2	0,132 λ	0,032 λ	0,138 λ	0,360 λ

Fonte - A autora.

Posteriormente, foram traçados os pontos relacionados aos coeficientes de reflexão da carga para os pontos 2 e 3, como mostrado no Apêndice 11 e 12, respectivamente. Os valores encontrados estão apresentados na Tabela 4.26.

Tabela 4.26 - Valores da microfita em série e toco em termos de λ (1,5 GHz, pontos 1 e 2).

Ponto de operação	Série		Toco	
	Par 1	Par 2	Par 1	Par 2
1	0,283 λ	0,283 λ	0,099 λ	0,142 λ
2	0,103 λ	0,265 λ	0,139 λ	0,359 λ

Fonte - A autora.

Como o substrato para construção das microfitas e a frequência de operação foram os mesmos usados no projeto para o ponto de operação 3, mostrado anteriormente, o comprimento de onda (λ) e a largura do condutor (W) permaneceram com os valores de 0,1097 m e 2,9137 mm, respectivamente. Dessa maneira, os valores em milímetros dos menores pares para a linha em série e o toco em aberto de microfita ficaram como indicado na Tabela 4.27.

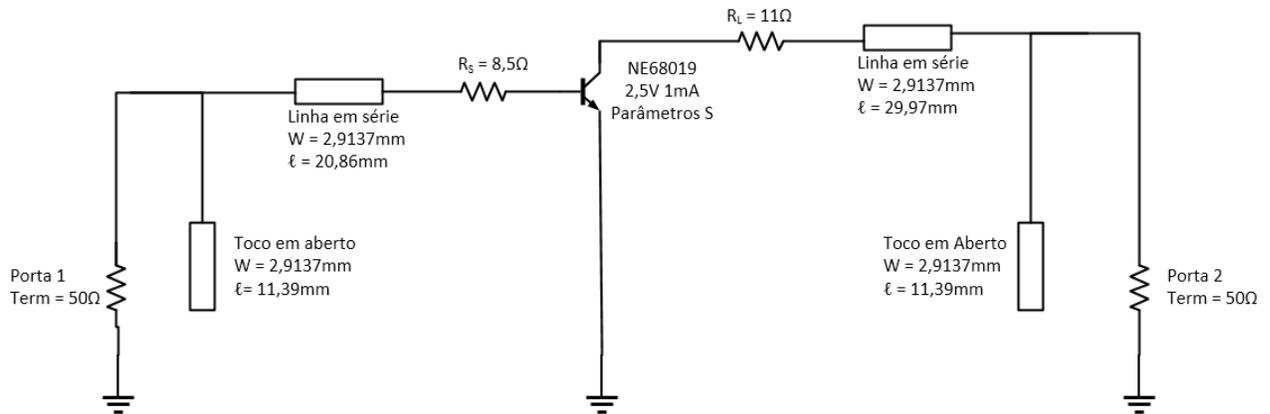
Tabela 4.27 - Valores da microfita em série e toco em milímetros (1,5 GHz, pontos 1 e 2).

Ponto de operação	Série (Γ_L)	Toco (Γ_L)	Série (Γ_S)	Toco (Γ_S)
1	29,97 mm	11,39 mm	29,97 mm	11,39 mm
2	30,72 mm	11,22 mm	16,82 mm	11,17 mm

Fonte - A autora.

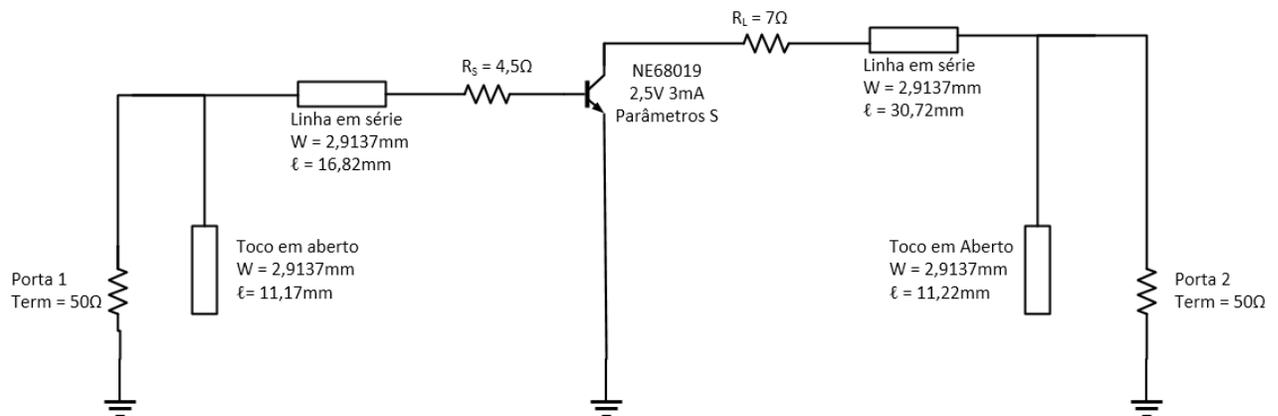
Após definidos os parâmetros do projeto, foram elaborados os esquemáticos dos amplificadores de micro-ondas, como mostra a Figura 4.28 para o ponto 1 e a Figura 4.29 para o ponto 2.

Figura 4.28 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (1,5 GHz, ponto 1).



Fonte - A autora.

Figura 4.29 - Esquemático do amplificador de micro-ondas (1,5 GHz, ponto 2).

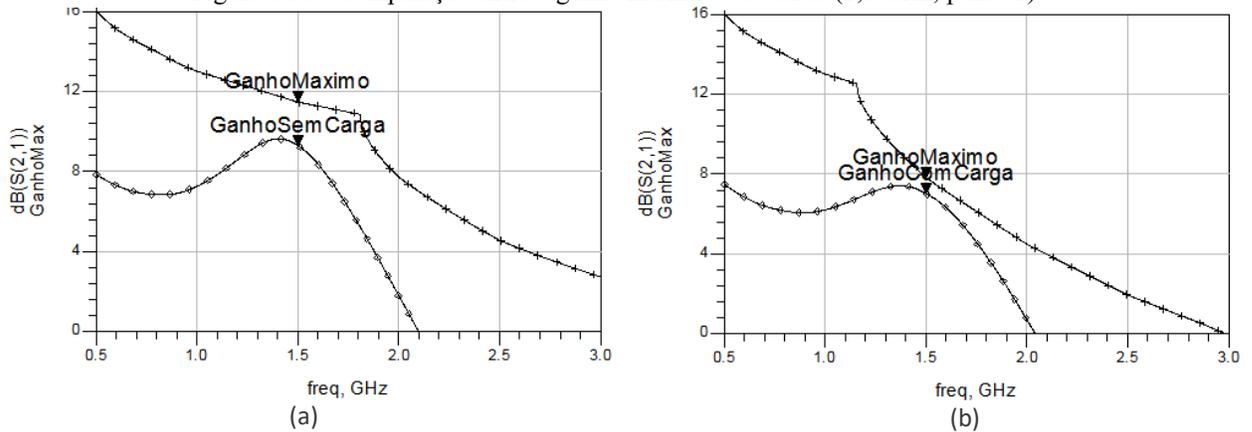


Fonte - A autora.

Para a análise do desempenho dos amplificadores projetados o primeiro critério verificado foi o ganho obtido e sua relação com o ganho máximo que pode ser provido pelo transistor utilizado.

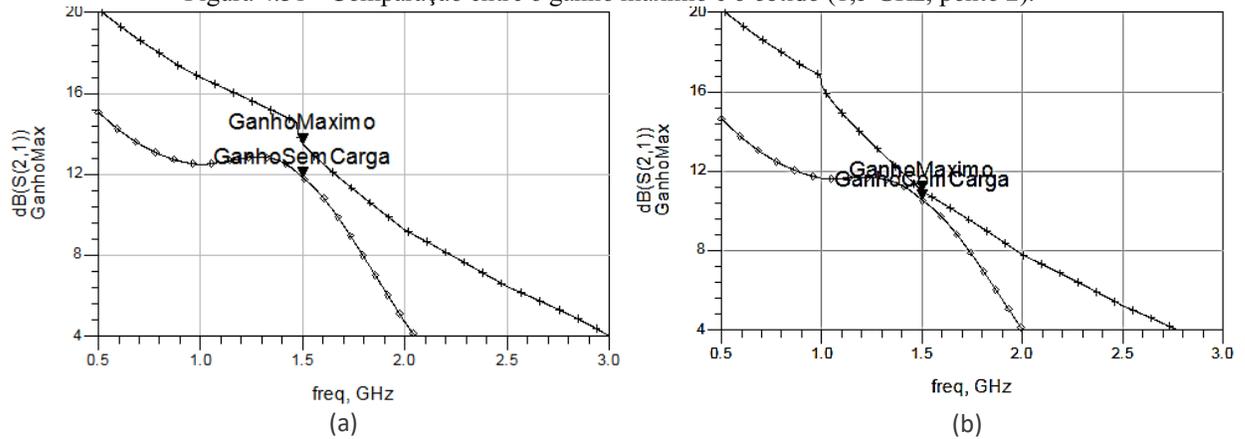
O uso das cargas resistivas para estabilização reduz consideravelmente o ganho máximo que pode ser provido pelo transistor e, conseqüentemente, o ganho obtido. Isso ocorre pela influência das cargas nos coeficientes dos parâmetros S devido a mudança dos valores de impedância vistos da porta de entrada e saída do transistor. A Figura 4.30 ilustra a diferença entre o ganho máximo e obtido com e sem as cargas resistivas para o ponto 1 e a Figura 4.31 mostra essa relação para o ponto 2.

Figura 4.30 - Comparação entre o ganho máximo e o obtido (1,5 GHz, ponto 1).



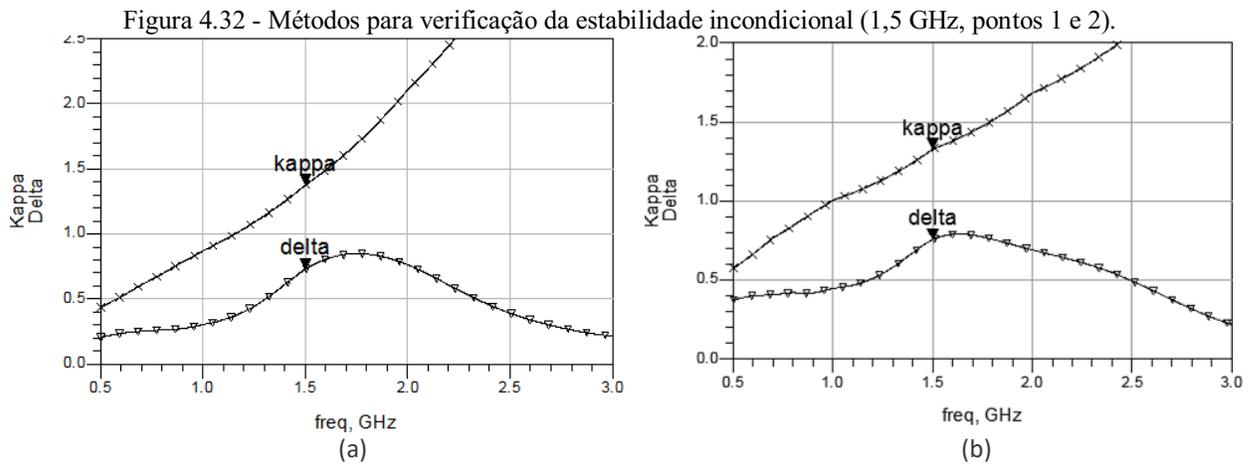
Fonte - A autora.

Figura 4.31 - Comparação entre o ganho máximo e o obtido (1,5 GHz, ponto 2).



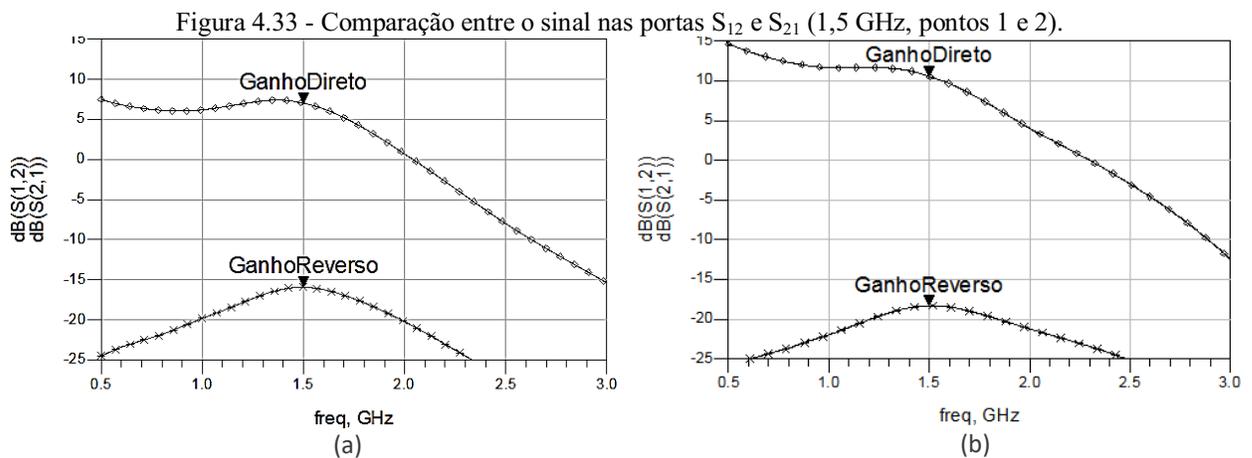
Fonte - A autora.

Para conferência do funcionamento da técnica para estabilização empregada, foram utilizados os métodos de verificação de estabilidade incondicional Kappa e Delta. A Figura 4.32 (a) mostra que as condições estabelecidas pelos métodos são obedecidas para o ponto 1 e a Figura 4.32 (b) ilustra que os requisitos são também respeitados para o ponto de operação 2.



Fonte - A autora.

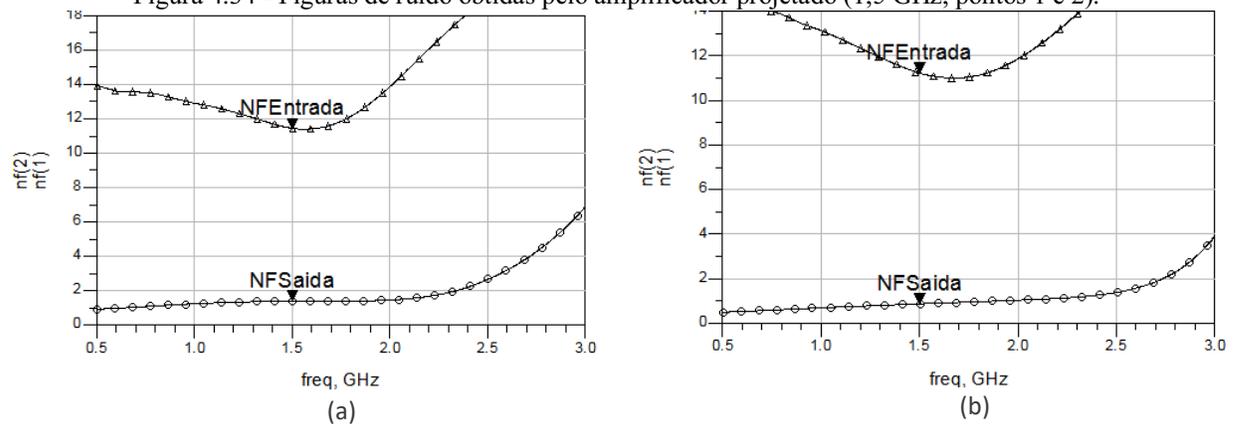
Para a análise do casamento das impedâncias foi verificado o ganho de sinal nas portas S_{21} e S_{12} . Por meio das Figuras 4.33 (a) e 4.33 (b) referentes aos pontos 1 e 2, respectivamente, pode-se observar que o ganho reverso (S_{12}) é um valor muito abaixo do ganho direto (S_{21}), indicando que a reflexão do sinal entre as portas é baixa e devido ao correto casamento entre as impedâncias de entrada e saída.



Fonte - A autora.

As figuras de ruído relacionadas aos coeficientes S_{12} (entrada) e S_{21} (saída) descrevem a atuação do ruído sobre o amplificador projetado. Por meio das Figuras 4.34 (a) e 4.34 (b) pode-se observar os valores das figuras de ruído obtidas na entrada e na saída do amplificador para o ponto 1 e 2, respectivamente.

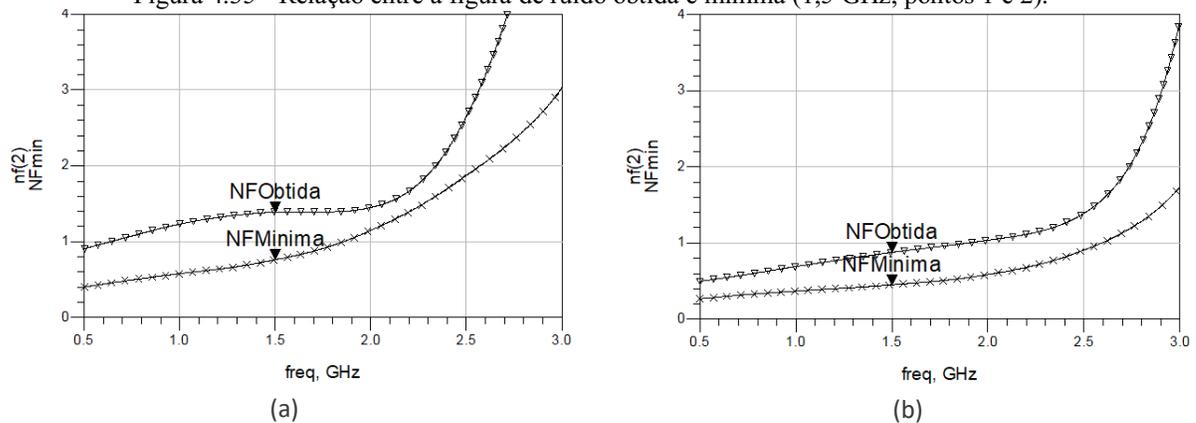
Figura 4.34 - Figuras de ruído obtidas pelo amplificador projetado (1,5 GHz, pontos 1 e 2).



Fonte - A autora.

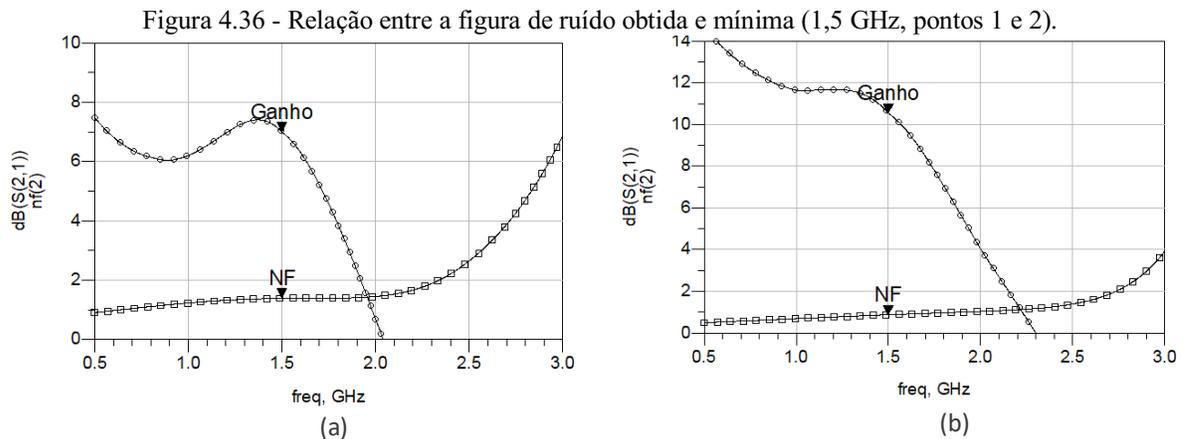
Pelas Figuras 4.35 (a) e 4.35 (b) verifica-se que os pontos 1 e 2, respectivamente, possuem a figura de ruído da saída bem próxima ao limiar da figura de ruído mínima, indicando o bom funcionamento do amplificador projetado.

Figura 4.35 - Relação entre a figura de ruído obtida e mínima (1,5 GHz, pontos 1 e 2).



Fonte - A autora.

Por meio da relação entre o ganho e a figura de ruído na saída pode-se verificar que os amplificadores projetados para ambos os pontos de operação, possuem o desempenho desejado, uma vez que a figura de ruído possui valor bem abaixo do ganho obtido. As Figuras 4.36 (a) e 4.36 (b) ilustram o desempenho dos amplificadores projetados para os pontos de operação 1 e 2 respectivamente.



Fonte - A autora.

4.3 Ambiente AC com transistor em configuração emissor-comum com polarização fixa da base

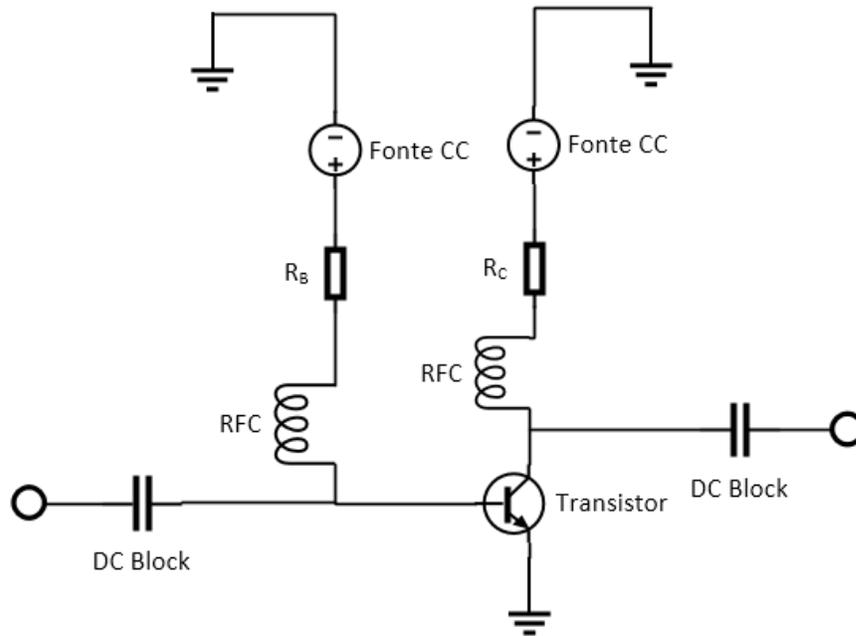
Para análise em ambiente AC, serão utilizados os mesmos valores para as linhas e tocos de microfita encontrados anteriormente para os pontos de operação especificados na Tabela 4.1 operando nas frequências das bandas L e S previamente estabelecidas, sendo acrescentado aos esquemáticos mostrados anteriormente o circuito de polarização do transistor.

Para que o transistor opere como um amplificador em ambiente AC, sua polarização deve ser feita de modo a evitar a distorção do sinal. Para a polarização adequada, ou seja, para garantir que o transistor opere em sua região ativa, deve-se ser considerado o ponto Q para determinação da corrente de base (I_B).

Outro ponto importante a se considerar na polarização do transistor é a fuga térmica, em que o aumento da corrente do coletor (I_C) causa uma dissipação de energia que aumenta a temperatura do transistor em operação, podendo causar sua queima. Isso pode ser evitado com a determinação correta da corrente de base (I_B), uma vez que a tensão coletor-emissor (V_{CE}), corrente do coletor (I_C) e o V_{CC} para cada ponto de operação são pré-definidos pelo fabricante do transistor [26].

Para a configuração emissor-comum com polarização fixa da base, o circuito de polarização do transistor é ilustrado pela Figura 4.37.

Figura 4.37 - Circuito de polarização do transistor na configuração emissor-comum com polarização fixa da base.



Fonte - A autora.

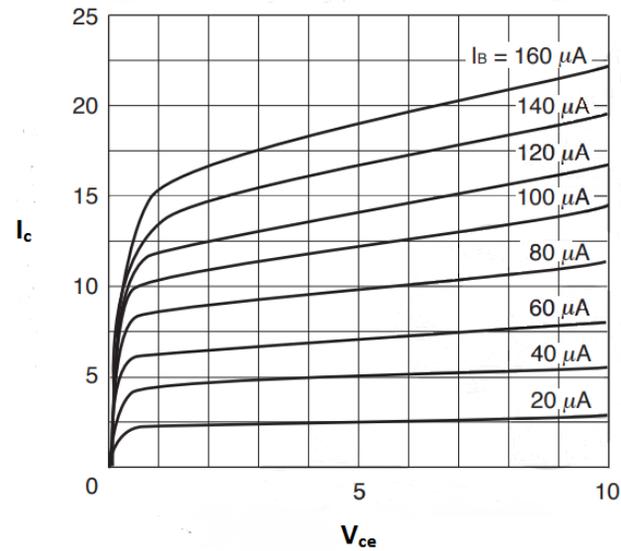
Para definição dos valores dos resistores foram utilizadas as relações indicadas pelas Equações 4.1 e 4.2.

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} \quad (4.1)$$

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} \quad (4.2)$$

Em que a corrente de base (I_B) é definida pelo ponto de intersecção entre a corrente do coletor (I_C) e a tensão coletor-emissor (V_{CE}). Esse ponto é denominado ponto Q e define a região ativa de operação do transistor. A relação entre V_{CE} e I_C , referente ao transistor NE68019, utilizada para a determinação de I_B é ilustrada na Figura 4.38.

Figura 4.38 - Curva característica do transistor NE68019.



Fonte – [24] Adaptado.

Os valores de I_B encontrados por meio do gráfico, considerando os valores de I_C e V_{CE} dos pontos de operação do transistor, indicados na Tabela 4.1, estão ilustrados na Tabela 4.28.

Tabela 4.28 - Valores da corrente de base (I_B).

Ponto de operação	Corrente de base (I_B)
1	8,3 μA
2	25 μA
3	41,7 μA

Fonte - A autora.

Para que o transistor entre na região ativa de operação o valor de V_{BE} indicado pelo fabricante é de 0,7 Volts, com isso, foi possível definir os valores das resistências de base (R_B) e do coletor (R_C) por meio das Equações 4.1 e 4.2, como indicado na Tabela 4.29 [24].

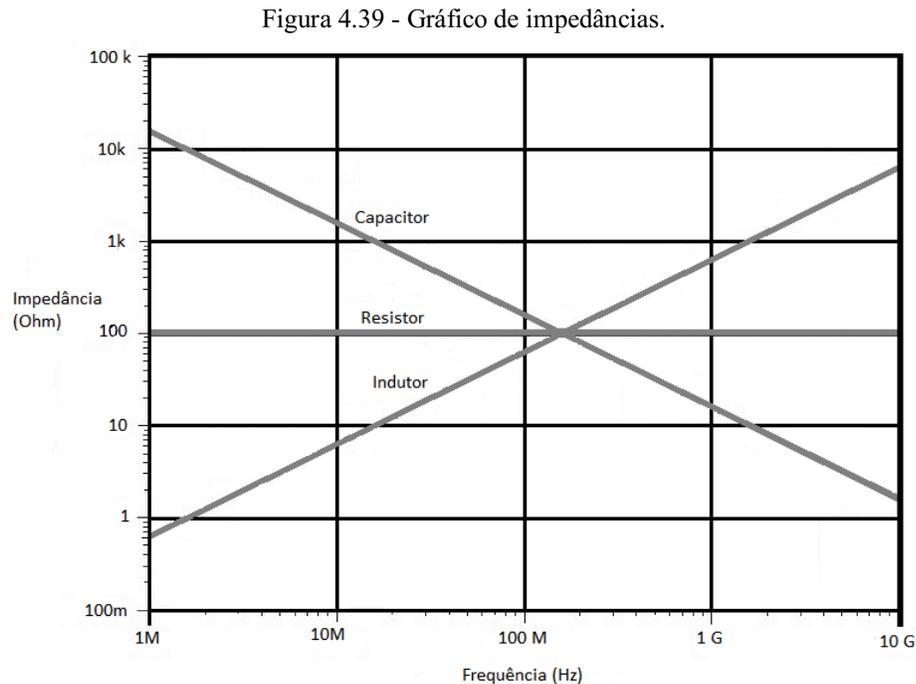
Tabela 4.29 - Valores das resistências de base (R_B) e do coletor (R_C).

Ponto de operação	Resistência de base (R_B)	Resistência do coletor (R_C)
1	516 k Ω	2,5 k Ω
2	204 k Ω	833 Ω
3	172 k Ω	1,2 k Ω

Fonte - A autora.

Para definição dos valores dos indutores e capacitores foi utilizada a relação mostrada na

Figura 4.39. Essa relação é baseada no comportamento de indutores, capacitores e resistores comerciais em diferentes frequências de operação e com a impedância do resistor fixada em 100Ω [27].



Fonte – [27] Adaptado.

Para a frequência de 2,5 GHz, pertencente à banda S, os valores de impedância relacionados ao indutor e ao capacitor foram de 7Ω e $1,8\text{ K}\Omega$, respectivamente. Assim, foi possível encontrar os valores dos indutores RFC e dos capacitores de acoplamento por meio das Equações 4.3 e 4.4.

$$L = \frac{X}{2\pi * f} \quad (4.3)$$

$$C = \frac{1}{2\pi * f * X} \quad (4.4)$$

Sendo X o valor da impedância em Ohms encontrado por meio do gráfico.

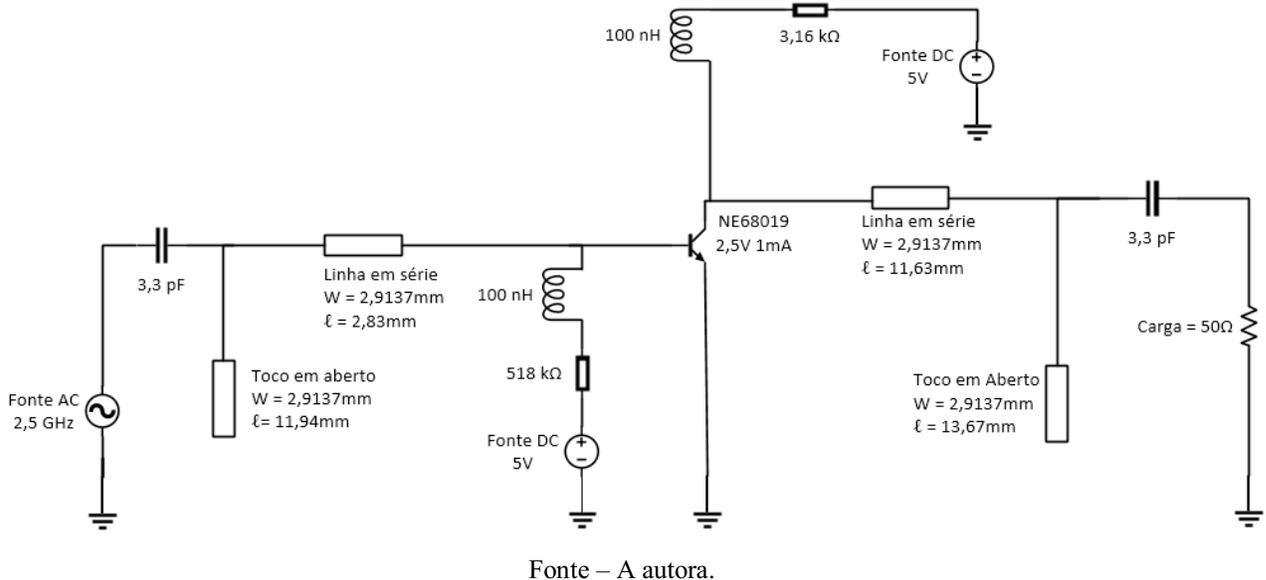
Dessa forma, o valor encontrado para o indutor e o capacitor foi de 100 nH e 9,1 pF, respectivamente. Esses valores foram utilizados como base para os valores desses componentes

que serão utilizados para os projetos dos amplificadores para os três pontos de operação do transistor. Para cada ponto de operação foi necessária a variação desses componentes, devido às diferenças da rede de casamento e do ponto de polarização do transistor que irão interferir no comportamento do amplificador, principalmente na capacidade do capacitor de bloquear a corrente contínua utilizada para a polarização e de permitir a passagem correta do sinal AC.

Considerando o circuito de polarização do transistor (Figura 4.37) e os esquemáticos dos projetos baseados em parâmetros S mostrados nas seções anteriores, foram projetados os amplificadores para os três pontos de operação.

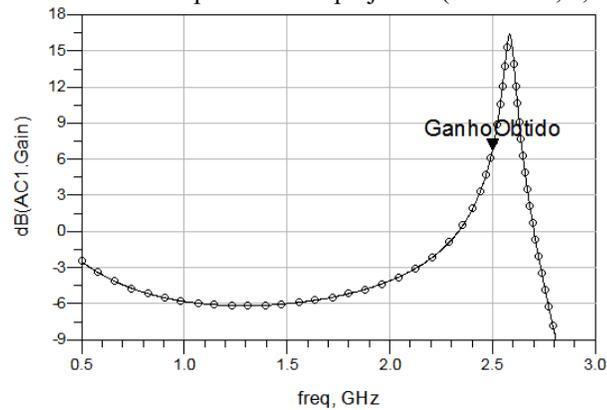
Para o primeiro ponto de operação, foi necessária uma pequena variação nos valores das resistências de base e do coletor para que houvesse a correta polarização do transistor, uma vez que os valores teóricos não foram capazes de fornecer os valores de tensão e corrente necessários para operação. O valor dos capacitores também foi modificado, de modo a fazer com que os mesmos tenham a capacidade de isolar totalmente a corrente contínua utilizada para a polarização do transistor. Os novos valores dos componentes estão indicados no esquemático ilustrado na Figura 4.40.

Figura 4.40 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 1).



O ganho AC do circuito projetado é mostrado na Figura 4.41. Pode-se observar que o ganho obtido se aproxima do ganho máximo do transistor em 2,5 GHz que possui o valor de 6,847 dB, como indica a Figura 4.1.

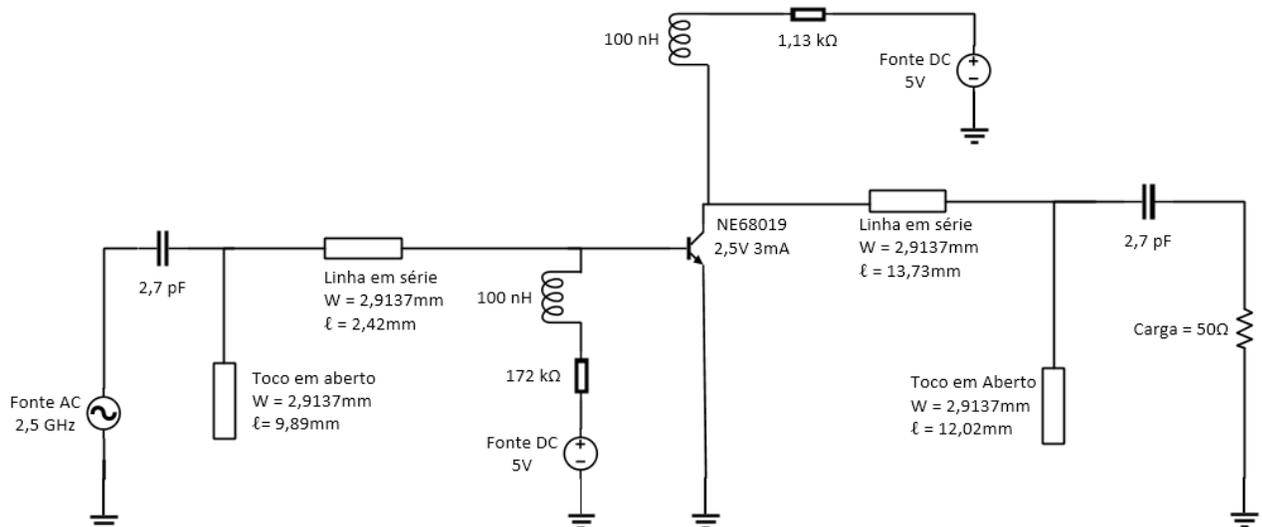
Figura 4.41 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 1).



Fonte – A autora.

Para o segundo ponto, os valores encontrados anteriormente para a resistência do coletor e para os capacitores também foram variados, visando à correta polarização do transistor e o bloqueio da corrente DC que pode interferir no sinal de entrada prejudicando os resultados de ganho. Os valores regulados para o correto funcionamento do amplificador podem ser observados no esquemático do amplificador projetado mostrado na Figura 4.42.

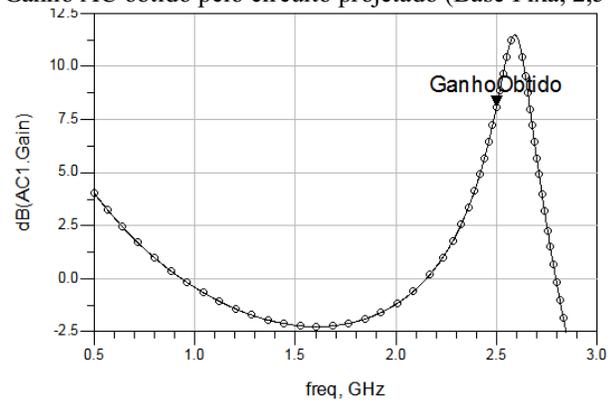
Figura 4.42 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 2).



Fonte – A autora.

O ganho obtido pelo amplificador projetado foi próximo ao ganho máximo de 8,224 dB expresso pela Figura 4.11 (a). O ganho AC obtido é ilustrado pela Figura 4.43.

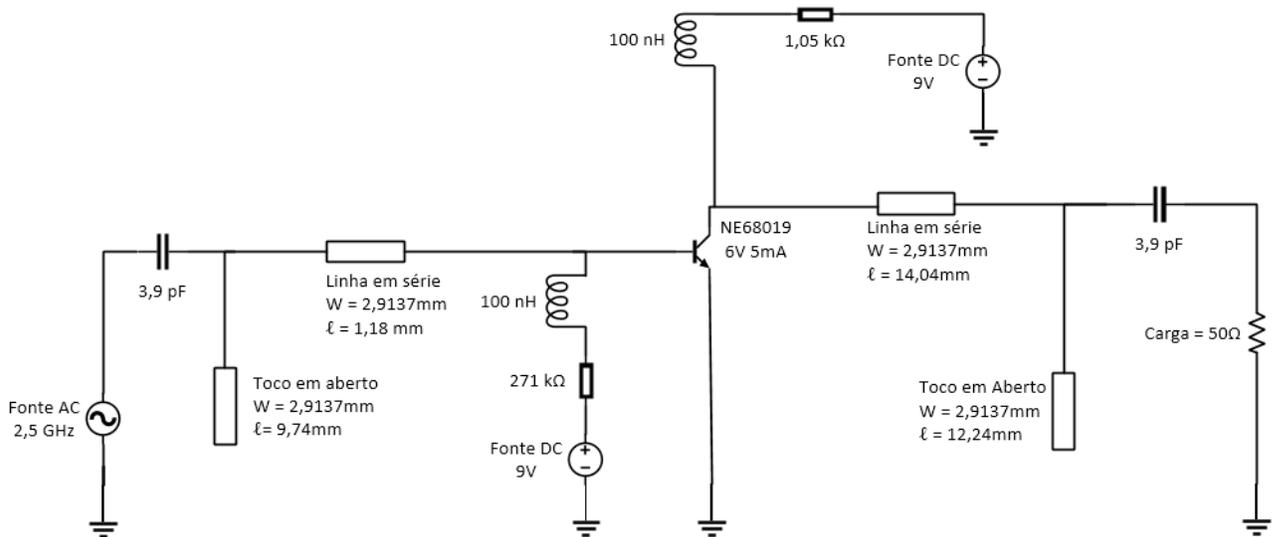
Figura 4.43 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 2).



Fonte – A autora.

Para o terceiro ponto de operação, foram alterados os valores da resistência do coletor e dos capacitores pelas razões explanadas acima. O esquemático que ilustra o amplificador projetado com suas devidas alterações é ilustrado na Figura 4.44.

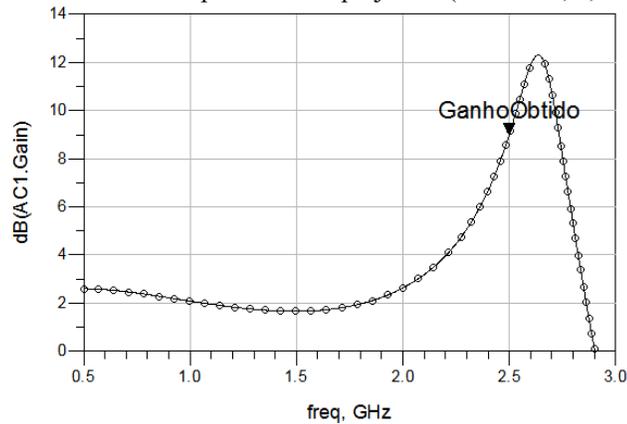
Figura 4.44 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 3).



Fonte – A autora.

Por meio da Figura 4.45 pode-se observar que o ganho obtido pelo amplificador projetado é muito próximo ao valor do ganho máximo de 9,064 dB, indicado na Figura 4.11 (b).

Figura 4.45 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 2,5 GHz, ponto 3).



Fonte – A autora.

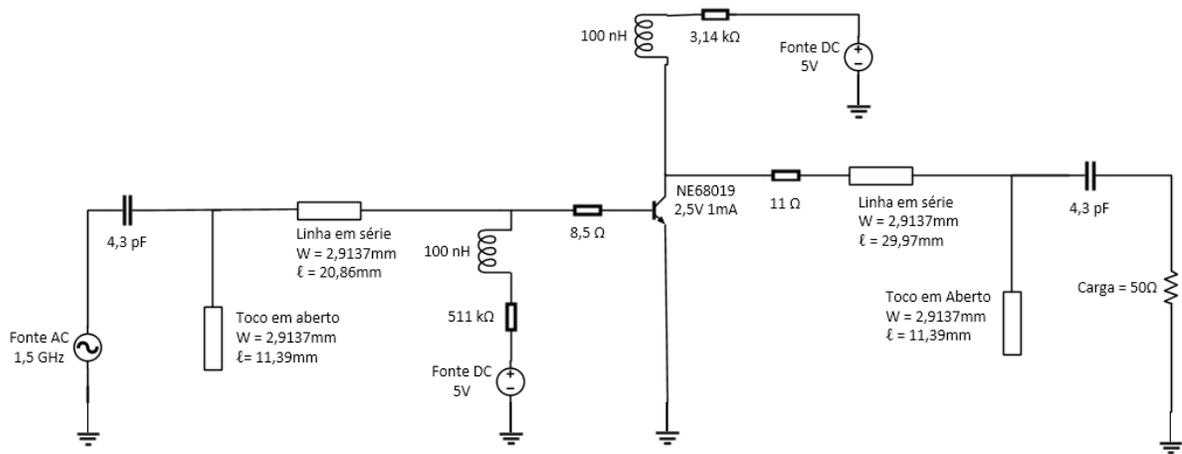
Para a banda L, os valores das resistências do coletor e de base permaneceram os mesmos, uma vez que os valores V_{CE} , I_C , e V_{CC} permanecem os mesmos para os pontos de operação e independem da frequência utilizada. Já os valores dos indutores e capacitores que são dependentes da frequência sofreram variações.

Por meio do gráfico ilustrado na Figura 4.40, foi possível identificar os valores das impedâncias relacionadas aos indutores e capacitores na frequência de operação de 1,5 GHz. Para essa frequência, os valores encontrados foram de 10Ω para o capacitor e $1k\Omega$ para o indutor. Dessa maneira, considerando as Equações 4.3 e 4.4, os valores base encontrados para os capacitores de acoplamento e para os indutores RFC foram de 10 pF e 106 nH , respectivamente.

Posteriormente, foram construídos os esquemáticos dos amplificadores projetados para a frequência de 1,5 GHz pertencente à banda L. Para o projeto, o valor dos indutores foi alterado para 100 nH que é o valor comercial mais próximo do valor teórico encontrado. Os valores das resistências utilizadas para polarização permaneceram com os mesmos valores dos projetos elaborados para a banda S, uma vez que a frequência não interfere nos valores de tensão e corrente DC utilizadas na polarização do transistor.

Para o primeiro ponto de operação, foram mantidas as resistências inseridas na entrada e na saída do transistor estabilização, como mostrado na seção anterior. O valor dos capacitores foi alterado, com o intuito de que o sinal AC chegasse ao estágio de amplificação de maneira precisa, fazendo com que o amplificador pudesse atingir um ganho próximo ao ganho máximo do transistor em rede casada de $7,802 \text{ dB}$, como indicado na Figura 4.30 (b). O valor ajustado dos capacitores é indicado pelo esquemático mostrado na Figura 4.46.

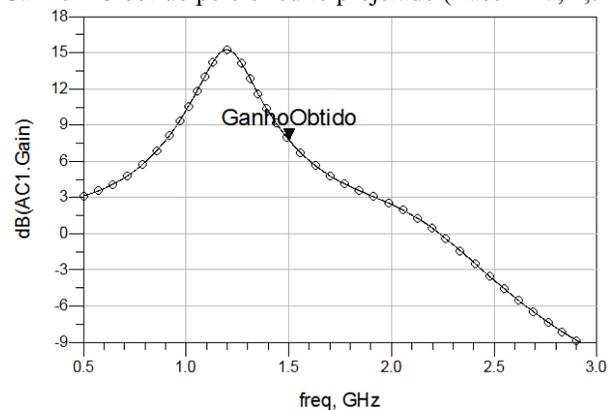
Figura 4.46 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 1).



Fonte – A autora.

O ganho obtido pelo circuito projetado é ilustrado pela Figura 4.47. A partir da mesma, pode-se verificar que o ganho obtido foi bem próximo ao ganho máximo que pode ser fornecido pelo transistor em rede casada.

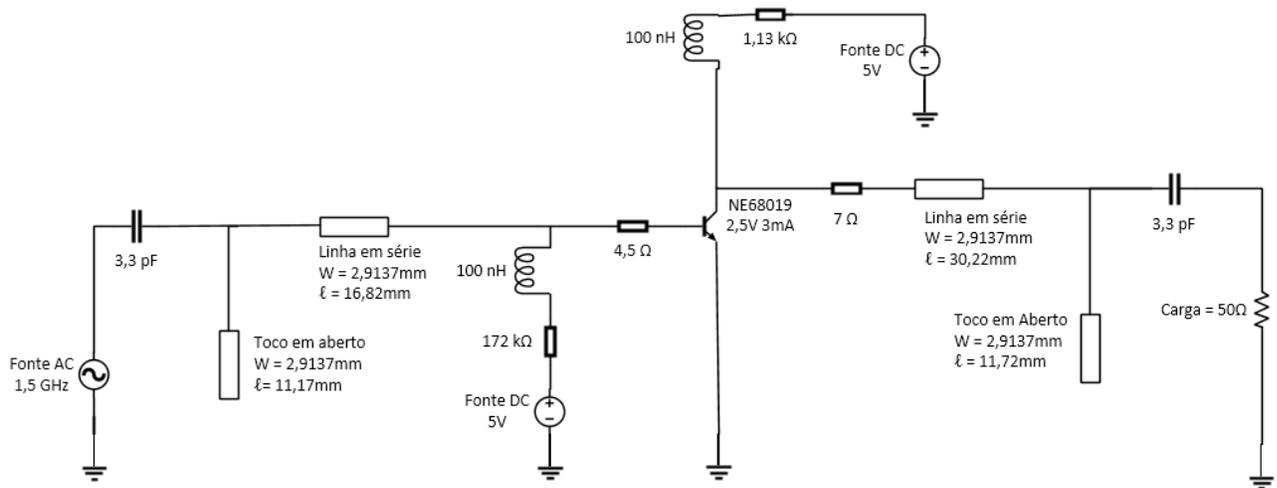
Figura 4.47 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 1).



Fonte – A autora.

Para o projeto do amplificador relacionado ao segundo ponto de operação, foram também mantidas as resistências de estabilização. Os indutores foram mantidos no valor comercial estabelecido para a frequência de 1,5 GHz e os capacitores sofreram variações como se pode observar por meio do esquemático ilustrado na Figura 4.48.

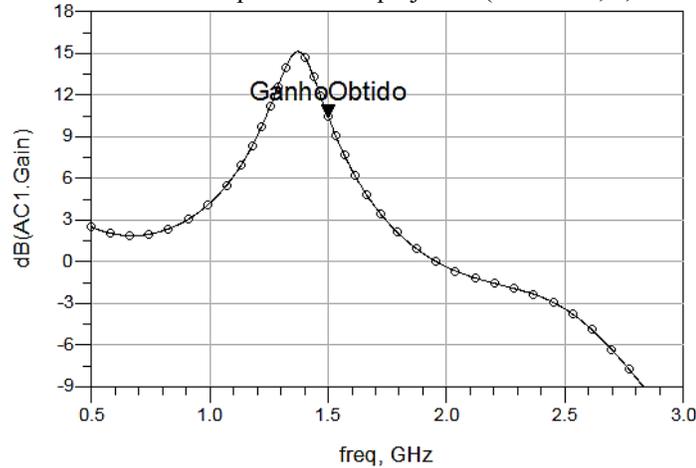
Figura 4.48 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 2).



Fonte – A autora.

Por meio da Figura 4.49 pode-se observar que o ganho obtido se aproxima do ganho máximo do transistor em rede casada de 10,98 dB, como indicado na Figura 4.31 (b).

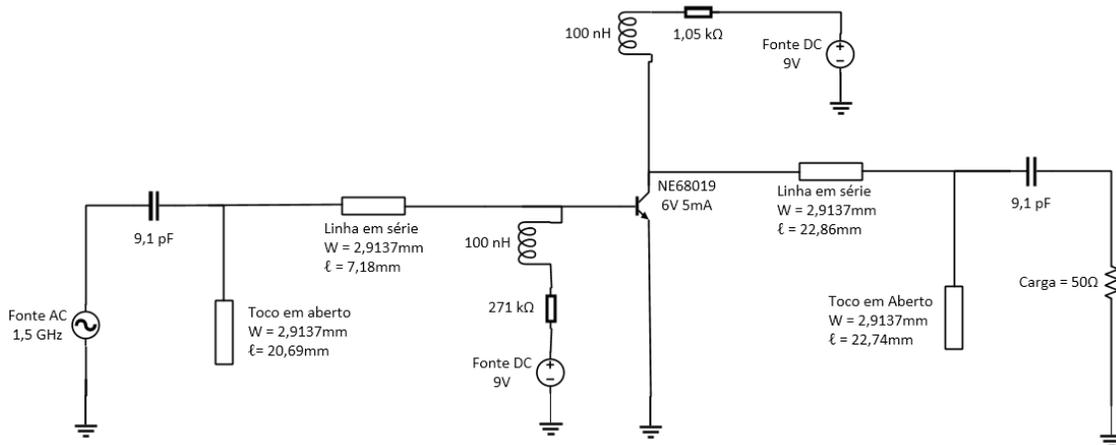
Figura 4.49 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 2).



Fonte – A autora.

Como o terceiro ponto de operação é estável na frequência de 1,5 GHz, não foram consideradas resistências de estabilização. Os valores das resistências de base e do coletor permaneceram os mesmos do projeto para a frequência de 2,5 GHz deste ponto de operação, já o valor dos capacitores precisou ser variado para o correto funcionamento do amplificador, diferentemente do valor dos indutores que manteve estabelecido para a frequência de operação. A Figura 4.50 ilustra o esquemático do projeto.

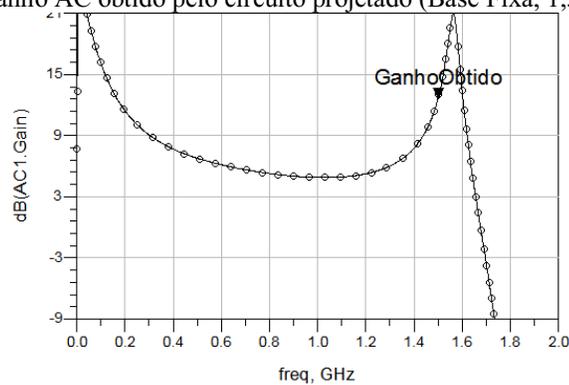
Figura 4.50 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 3).



Fonte – A autora.

O ganho máximo fornecido pelo transistor para a frequência e o ponto de operação empregados para o projeto é de 13,364 dB, como indicado na Figura 4.18. Por meio da Figura 4.51 pode-se observar que o valor de ganho obtido pelo circuito projetado foi próximo ao valor máximo.

Figura 4.51 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Base Fixa, 1,5 GHz, ponto 3).



Fonte – A autora.

4.4 Ambiente AC com transistor com polarização da base por divisor de tensão

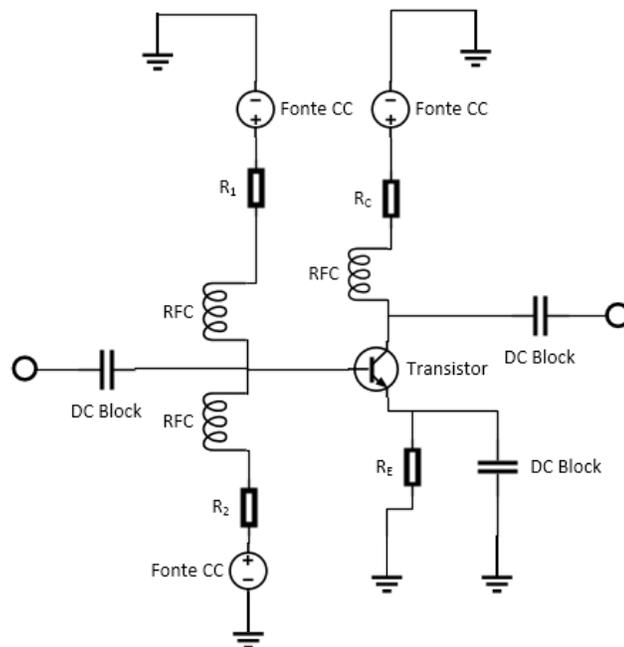
Visando obter uma polarização com maior estabilidade térmica, foi também aplicada para o ambiente AC a polarização na configuração emissor-comum com polarização da base por divisor de tensão.

Sabendo que o aumento da temperatura do transistor tende a variar a corrente do coletor (I_C) e do emissor (I_E), levando ao deslocamento do ponto Q para fora da região ativa, a polarização da base por divisão de tensão tem o intuito de evitar que isso ocorra. Para isso, a polarização deve evitar a alteração da tensão sobre a resistência do emissor (R_E) [11].

Caso a tensão do emissor tenda a reduzir com o tempo de operação, o circuito deve operar de modo a fazer com que a tensão base-emissor (V_{BE}) cresça o que, conseqüentemente, irá aumentar a corrente da base (I_B). O aumento da corrente de base influencia diretamente no valor da corrente no coletor que também será ampliado, tendo que o valor da corrente do emissor é aproximadamente igual ao da corrente do coletor (I_C), esse valor também será alterado. Isso fará com que a tensão do emissor (V_E) cresça, anulando a tendência da redução da tensão do emissor em relação ao tempo de operação do transistor. Caso o valor da tensão do emissor tenda a aumentar, o mecanismo do circuito deverá agir de maneira a reduzir o valor da tensão base-emissor [28]. Dessa maneira, pode-se perceber que a resistência do emissor fornece realimentação negativa ao circuito, de forma a garantir que o ponto Q permaneça dentro da região ativa.

O circuito de polarização do transistor na configuração com polarização por divisor de tensão é ilustrado na Figura 4.52.

Figura 4.52 - Circuito de polarização do transistor com polarização da base por divisor de tensão.



Fonte - A autora.

Para definição dos valores das resistências, foram utilizadas as relações expressas pelas Equações 4.5 para R_E , 4.6 para R_C , 4.8 para R_2 e 4.11 para R_1 .

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \quad (4.5)$$

Tendo que I_E tem aproximadamente o mesmo valor de I_C e que V_E é 10% de V_{CC} .

$$R_C = \frac{V_{CC} - I_{SAT} * R_E}{I_{SAT}} \quad (4.6)$$

Sendo I_{SAT} o valor na parte lateral do gráfico ilustrado pela Figura 4.39 onde a reta para a determinação de I_B termina.

$$V_B = V_{BE} + I_E * R_E \quad (4.7)$$

$$R_2 = \frac{\beta * R_E}{10} \quad (4.8)$$

Em que β é o fator de ganho do transistor com valor igual a 120.

$$I_2 = \frac{V_B}{R_2} \quad (4.9)$$

$$I_1 = I_2 + I_B \quad (4.10)$$

Sendo I_B definida por meio do gráfico mostrado na Figura 4.39.

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} \quad (4.11)$$

Como os pontos de operação permanecem os mesmos, os valores de I_B , V_{CC} , V_{CE} , V_{BE} e I_C irão se manter iguais aos mostrados na seção anterior.

Para determinação dos valores das resistências de base (R_1 e R_2), do coletor (R_C) e do

emissor (R_E), foi preciso, primeiramente, determinar o valor de I_{SAT} , encontrado por meio do gráfico mostrado na Figura 4.38. A Tabela 4.30 indica os valores encontrados.

Tabela 4.30 - Valores das correntes de saturação.

Ponto de operação	Corrente de Saturação (I_{SAT})
1	2,4 mA
2	5,7 mA
3	15 mA

Fonte - A autora.

Considerando as Equações mostradas acima, foi possível definir os valores das resistências, a Tabela 4.31 mostra os valores encontrados.

Tabela 4.31 - Valores das resistências de base, do coletor e do emissor.

Ponto de operação	Resistência de base (R_1)	Resistência de base (R_2)	Resistência do coletor (R_C)	Resistencia do emissor (R_E)
1	18,2 k Ω	6 k Ω	1,6 k Ω	500 Ω
2	6,08 k Ω	2 k Ω	710 Ω	167 Ω
3	9,46 k Ω	2,16 k Ω	420 Ω	180 Ω

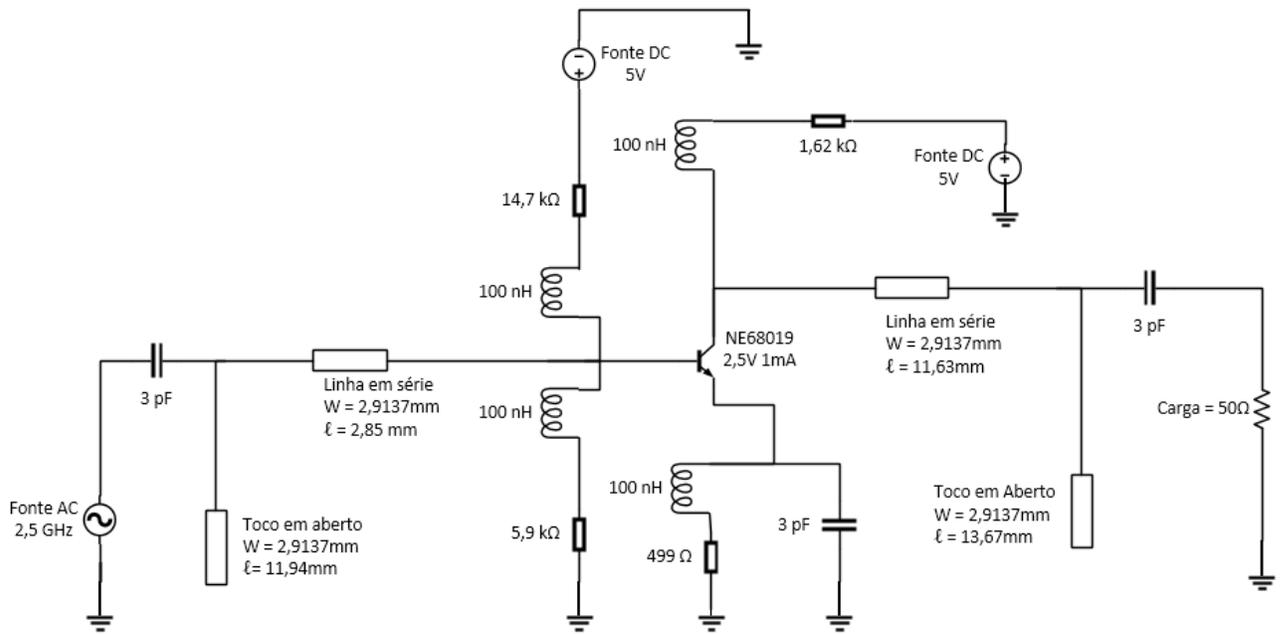
Fonte - A autora.

Como os valores base dos indutores RFC e dos capacitores de acoplamento são independentes dos valores dos componentes de polarização, os mesmos permanecem com valores iguais aos mostrados na seção anterior para cada uma das frequências de operação.

Para início do projeto dos amplificadores com transistor para a polarização indicada, foi primeiramente considerada a frequência pertencente à banda S de 2,5 GHz.

Para o primeiro ponto de operação, foi variado o valor encontrado da resistência da base (R_1) e dos capacitores de acoplamento, com o intuito de corrigir os valores de tensão e corrente da polarização do transistor, bloquear o sinal DC e permitir a passagem correta do sinal AC que irá ser amplificado. As demais resistências foram variadas para o valor comercial mais próximo, apenas com o intuito de deixar o projeto mais realista. Os novos valores podem ser observados no esquemático ilustrado na Figura 4.53.

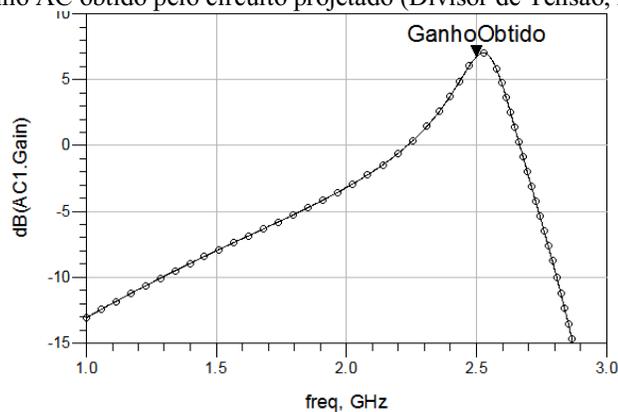
Figura 4.53 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 1).



Fonte – A autora.

A Figura 4.54 mostra que o ganho obtido pelo circuito projetado é próximo do ganho máximo que o transistor pode prover em rede casada de 6,847 dB.

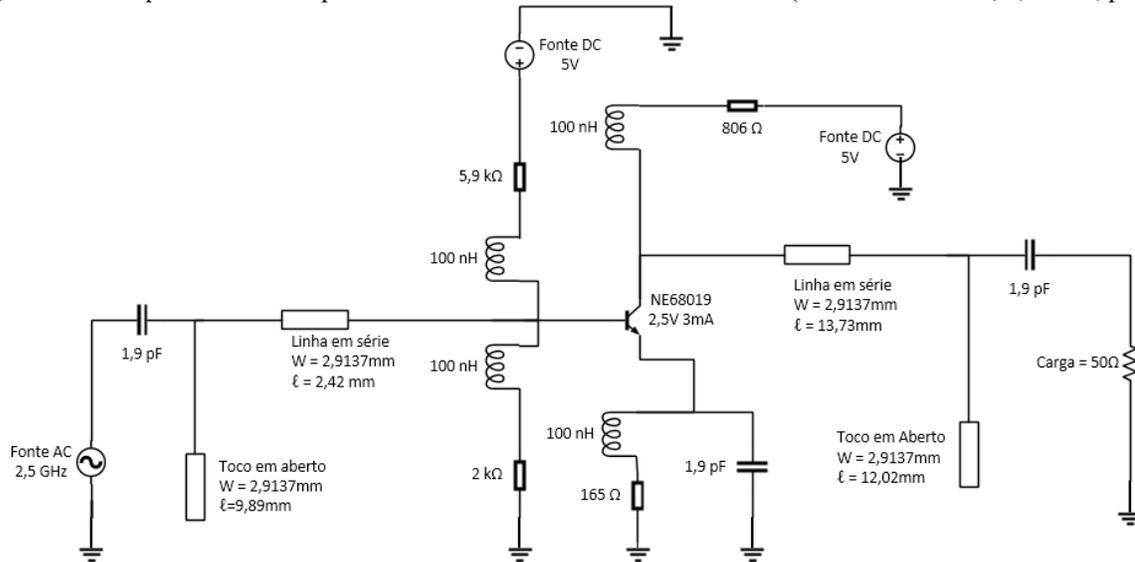
Figura 4.54 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 1).



Fonte – A autora.

Para o segundo ponto de operação, o valor dos capacitores e da resistência do coletor (R_C) foi alterado pelas razões explicadas anteriormente, os demais componentes foram ajustados para os valores comerciais mais próximos. O esquemático do circuito projetado é ilustrado na Figura 4.55.

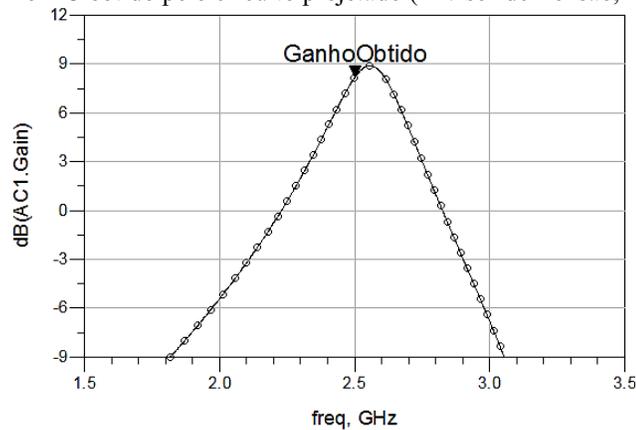
Figura 4.55 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 2).



Fonte – A autora.

Pela Figura 4.56 pode-se observar que o ganho do circuito projetado obteve valor próximo ao ganho máximo de 8,224 dB que ocorre quando o transistor opera em rede devidamente casada.

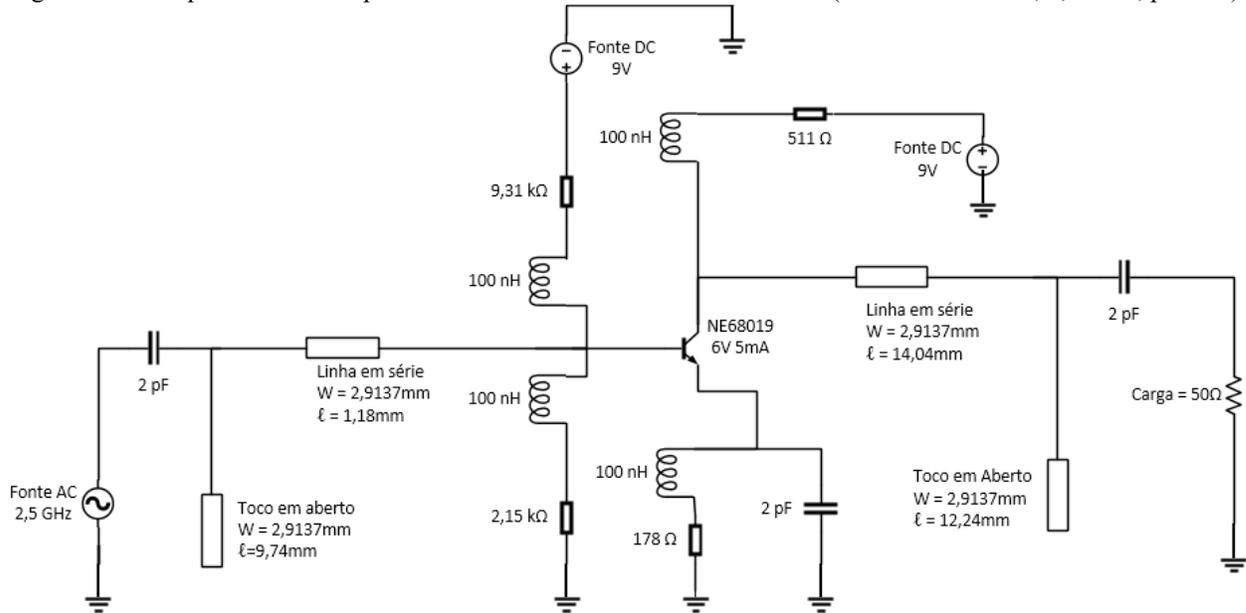
Figura 4.56 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 2).



Fonte – A autora.

Para o terceiro ponto de operação, o valor das resistências da base (R_1) e do coletor (R_C) foram modificados a fim de se ajustar a polarização para o valor de operação desejado, as outras resistências foram ajustadas para o valor comercial mais próximo. Além disso, os valores dos capacitores também foram alterados de modo a se conseguir o bloqueio da corrente DC utilizada para polarização e a passagem adequada do sinal AC que será amplificado. A Figura 5.57 mostra o circuito projetado com suas devidas alterações.

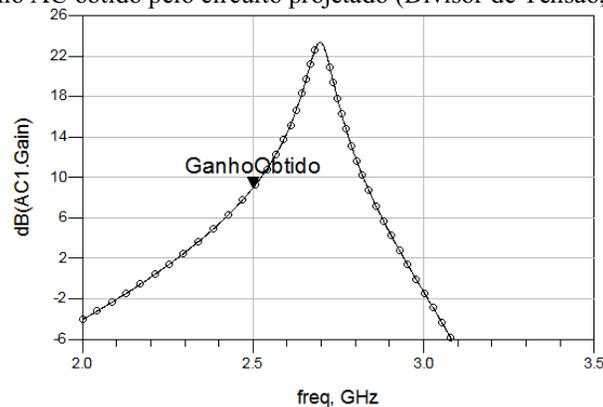
Figura 4.57 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 3).



Fonte – A autora.

A Figura 4.12 (b) indica que o ganho máximo do transistor na frequência de operação utilizada para esse projeto é de 9,064 dB. Dessa maneira, pode-se observar por meio da Figura 4.58 que o ganho obtido pelo circuito projetado se aproxima desse valor, indicando o correto funcionamento do projeto.

Figura 4.58 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 2,5 GHz, ponto 3).



Fonte – A autora.

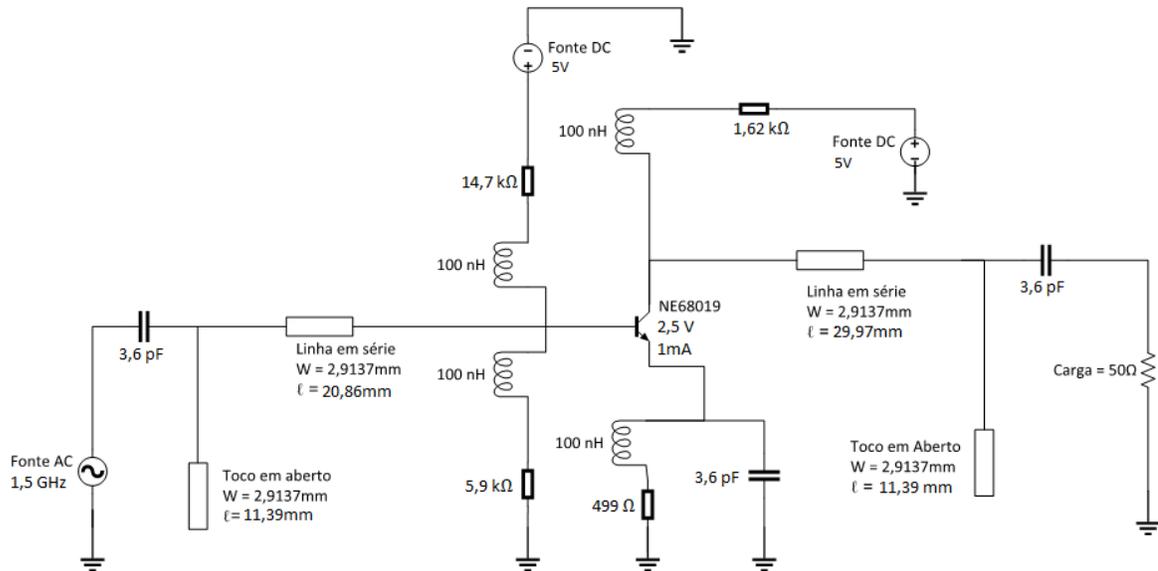
Para a frequência de operação de 1,5 GHz referente a banda L, os valores das resistências permaneceram os mesmos, uma vez que a frequência de operação se trata de uma componente AC e a polarização é feita por meio de uma componente DC. Assim, os valores para cada ponto

de operação permanecem os mesmos dos apresentados para a frequência da banda S de 2,5 GHz.

Como os capacitores de acoplamento e os indutores RFC são dependentes apenas da frequência, não estando relacionados aos valores resistências ou a configuração da polarização, seus valores serão os mesmos dos indicados na seção anterior para essa frequência de operação. Em que os valores base encontrados foram de 106 nH para o indutor e 10 pF para o capacitor. Para construção do projeto os valores base foram variados para os valores comerciais mais próximos dos encontrados. Assim, o valor base do indutor ficou como 100 nH e do capacitor foi mudado para 9,1 pF.

Para o primeiro ponto de operação, as resistências utilizadas para a estabilização do dispositivo foram mantidas. Além disso, os valores das resistências utilizadas para a polarização do transistor permaneceram os mesmos dos encontrados para esse ponto na seção anterior, visando manter a polarização correta do dispositivo. Já os capacitores foram alterados para manter o funcionamento correto do amplificador, com o intuito de fazer com que o sinal DC não interfira no sinal AC que será utilizado para amplificação. O esquemático do circuito projetado com as devidas alterações nos valores dos capacitores é apresentado pela Figura 4.59.

Figura 4.59 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 1).

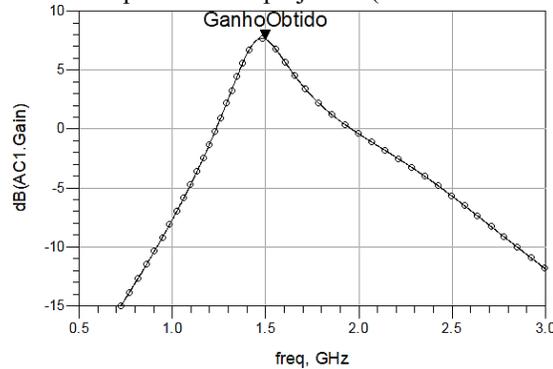


Fonte – A autora.

A Figura 4.60 ilustra o ganho obtido pelo circuito projetado para o primeiro ponto de operação com atuação em 1,5 GHz, pode-se observar que o valor obtido do ganho se aproxima do

ganho máximo do transistor em rede casada de 7,803 dB, como mostrado pela Figura 4.30 (b).

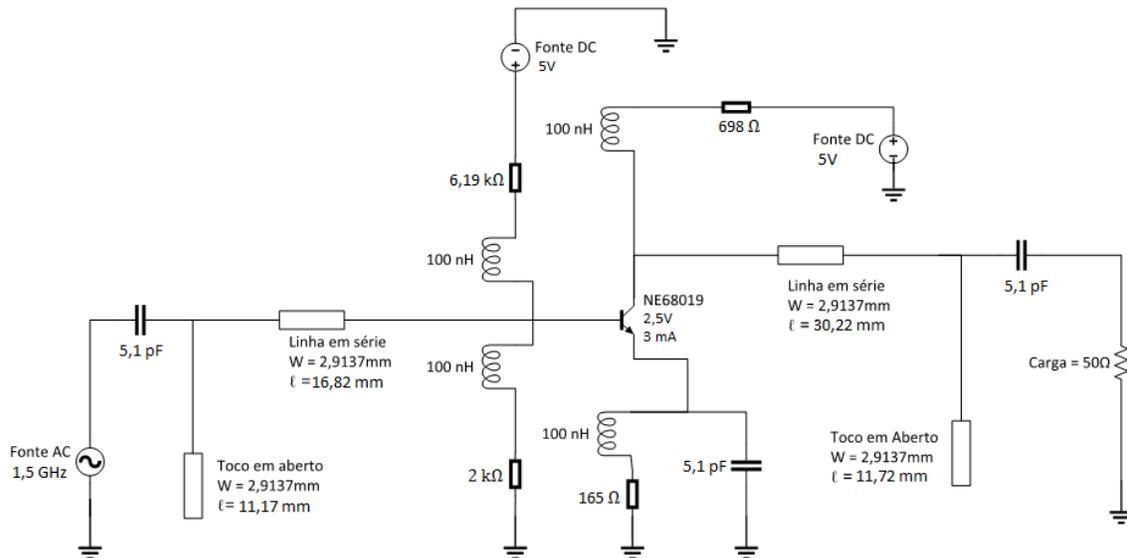
Figura 4.60 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 1).



Fonte – A autora.

Assim como para o projeto do primeiro ponto de operação, no projeto para o segundo ponto foram mantidas as resistências utilizadas para estabilização do dispositivo. Os capacitores também sofreram variações como se pode observar por meio do esquemático ilustrado na Figura 4.61.

Figura 4.61 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 2).

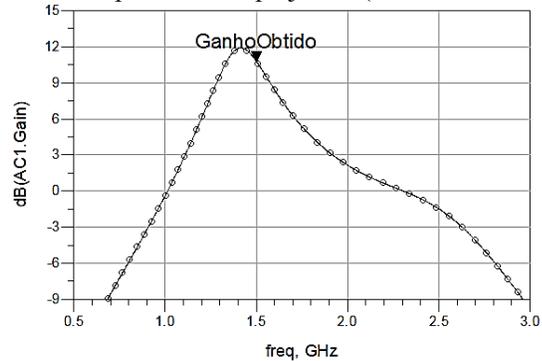


Fonte – A autora.

Por meio da Figura 4.62 tem-se que o ganho obtido pelo circuito projetado para o segundo ponto de operação na frequência de 1,5 GHz se aproxima do ganho máximo do transistor em rede

casada de 10,98 dB, como ilustrado pela Figura 4.31 (b).

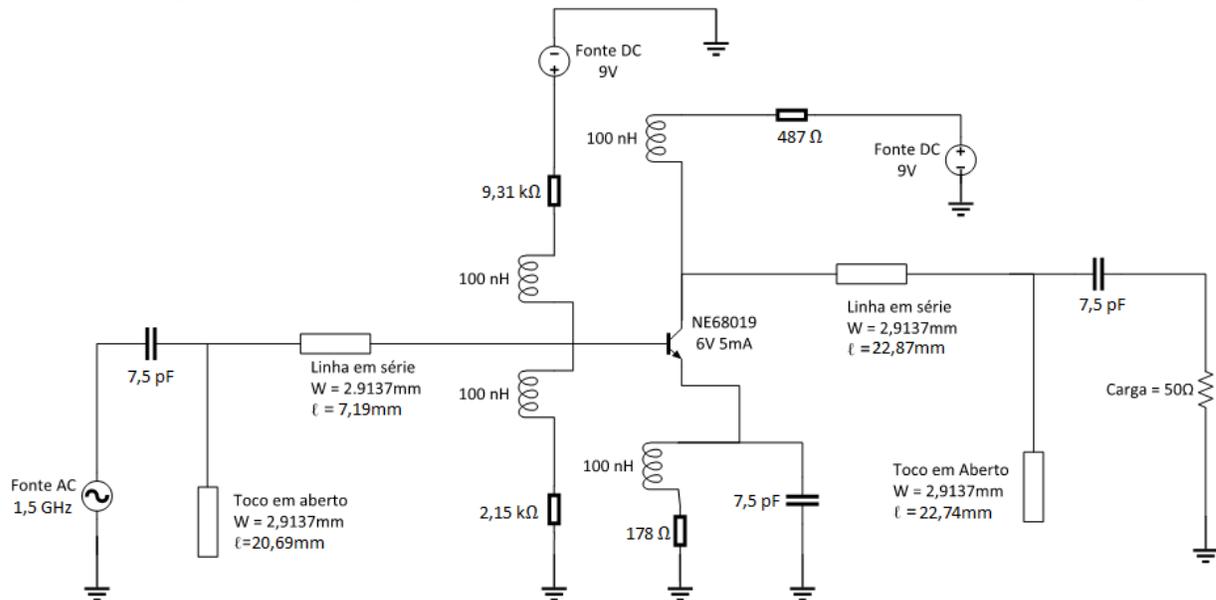
Figura 4.62 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 2).



Fonte – A autora.

Para o terceiro ponto de operação, foram ajustados apenas o valor dos capacitores usados para bloqueio do sinal de polarização DC. A Figura 4.63 ilustra o esquemático construído para a simulação do projeto.

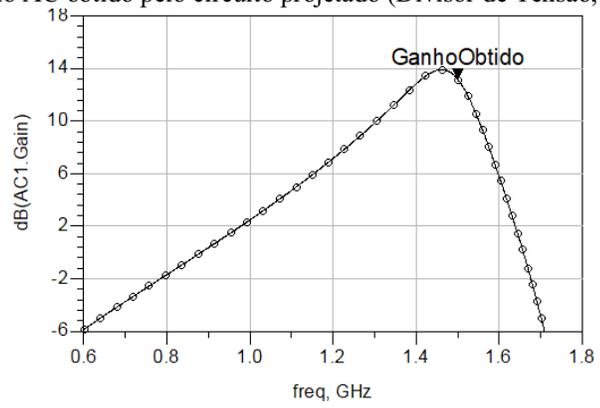
Figura 4.63 - Esquemático do amplificador de micro-ondas em ambiente AC (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 3).



Fonte – A autora.

O ganho obtido pelo circuito projetado para o terceiro ponto de operação é ilustrado pela Figura 4.64, por meio da mesma pode-se verificar que o ganho obtido se aproxima do ganho máximo do transistor em rede casada de 13,364 dB, como pode ser observado na Figura 4.51.

Figura 4.64 - Ganho AC obtido pelo circuito projetado (Divisor de Tensão, 1,5 GHz, ponto 3).



Fonte – A autora.

Capítulo 5

Considerações Finais e Estudos Futuros

Este capítulo aborda as considerações finais sobre o tema discutido neste trabalho de conclusão de curso, apresentando também propostas para estudos futuros, visando dar continuidade prática no que foi desenvolvido até o momento.

5.1 Considerações Finais

Na primeira parte do presente trabalho foi abordada toda a teoria necessária para o projeto de um amplificador para sinais na faixa de micro-ondas, discutindo sobre as condições de estabilidade, mostrando os dois tipos existentes, condicional e incondicional, e os métodos usados para defini-las, tanto os gráficos quanto os feitos a partir de equações. O trabalho estendeu-se também sobre as definições de ganho para amplificadores bilaterais e unilaterais e a criação das redes de casamento de impedâncias de entrada e saída através da carta de Smith.

Posteriormente, foi feito um estudo sobre o guia de onda proposto para a construção do projeto, a linha de microfita. Foi feita uma abordagem sobre os ajustes dos parâmetros necessários para a construção da estrutura desse tipo de linha de transmissão, mostrando que esse processo para linha de microfita não é extremamente complexo, facilitando o processo de projeto e construção do amplificador de micro-ondas proposto.

A partir das simulações com o uso dos parâmetros S , foi possível verificar que quanto maior a estabilidade do dispositivo melhor será a relação do ganho com a figura de ruído. Em dispositivos que são estáveis, porém estão próximos de algum ponto de instabilidade, ou seja, apresentam um valor de K bem próximo a 1, como no caso do ponto 3 para as bandas L e S, por exemplo, a figura de ruído terá um valor não muito próximo ao valor mínimo devido as maiores oscilações do dispositivo quando comparado a dispositivos com critérios de estabilidade mais precisos, como mostra a Tabela 5.1.

Tabela 5. 1 - Resultados dos amplificadores incondicionalmente estáveis.

Ponto de Operação	Frequência	Ganho Máximo (dB)	Ganho Obtido (dB)	NF mínima	NF Obtida
1	2,5 GHz	6,847	6,375	0,260	0,522
2	2,5 GHz	8,224	8,167	0,149	0,253
3	2,5 GHz	9,064	8,908	2,272	3,900
3	1,5 GHz	13,364	12,861	2,246	5,657

Fonte - A autora.

Pode-se observar que o ponto 3 de operação do transistor para frequência de operação de 2,5 GHz não seria o ideal para aplicações que exigem baixo ruído, uma vez que sua figura de ruído é alta quando comparada a figura de ruído referente ao ponto 2 que possui ganho com valor bem próximo, operando na mesma frequência.

Foi verificado também que o uso de cargas resistivas para estabilização do dispositivo afeta diretamente no ganho máximo do transistor, uma vez que as resistências colocadas na entrada e na saída do transistor afetam diretamente no valor dos parâmetros S, modificando, conseqüentemente, o coeficiente S_{21} que atribui o ganho direto.

Tabela 5. 2 - Resultados dos amplificadores condicionalmente estáveis.

Ponto de Operação	Frequência	Ganho Máximo sem carga (dB)	Ganho Obtido sem carga (dB)	Ganho Máximo com carga (dB)	Ganho Obtido com carga (dB)	NF mínima	NF Obtida
1	1,5 GHz	11,429	9,268	7,803	7,001	0,760	1,388
2	1,5 GHz	13,509	11,283	10,989	10,531	0,488	0,874

Fonte - A autora.

Para a frequência de 1,5 GHz, pode-se verificar que para aplicações que não exigem uma figura de ruído muito baixa pode ser usado o transistor operando no ponto de operação 3 que possui estabilidade incondicional e ganho maior que os dispositivos condicionalmente estáveis apresentados. Caso contrário, o uso do ponto de operação 2 é o mais indicado devido ao seu ganho e figura de ruído serem menores em comparação ao ponto 1.

Para as simulações em ambiente AC, foi verificado que a configuração com divisor de tensão na base do transistor fornece um melhor desempenho, visto que o pico do ganho AC se encontra bem próximo as frequências de operação utilizadas para os casos apresentados. Além disso, a configuração é capaz de fornecer melhor estabilidade térmica devido ao uso de

realimentação negativa, sendo por isso classificada como um melhor caso para projeto mesmo considerando a maior complexidade no dimensionamento dos componentes. Considerando que os ganhos obtidos por cada configuração de polarização são bem próximos, como ilustra a Tabela 5.3, os fatores apresentados são os maiores determinantes na escolha da polarização a ser utilizada.

Tabela 5. 3 - Resultados dos amplificadores em ambiente AC.

Ponto de Operação	Frequência	Ganho (dB) - Base Fixa	Ganho (dB) - Divisor de Tensão
1	2,5 GHz	6,776	6,768
2	2,5 GHz	8,130	8,177
3	2,5 GHz	9,031	8,989
1	1,5 GHz	7,774	7,605
2	1,5 GHz	10,406	10,805
3	1,5 GHz	12,708	13,164

Fonte - A autora.

5.2 Estudos Futuros

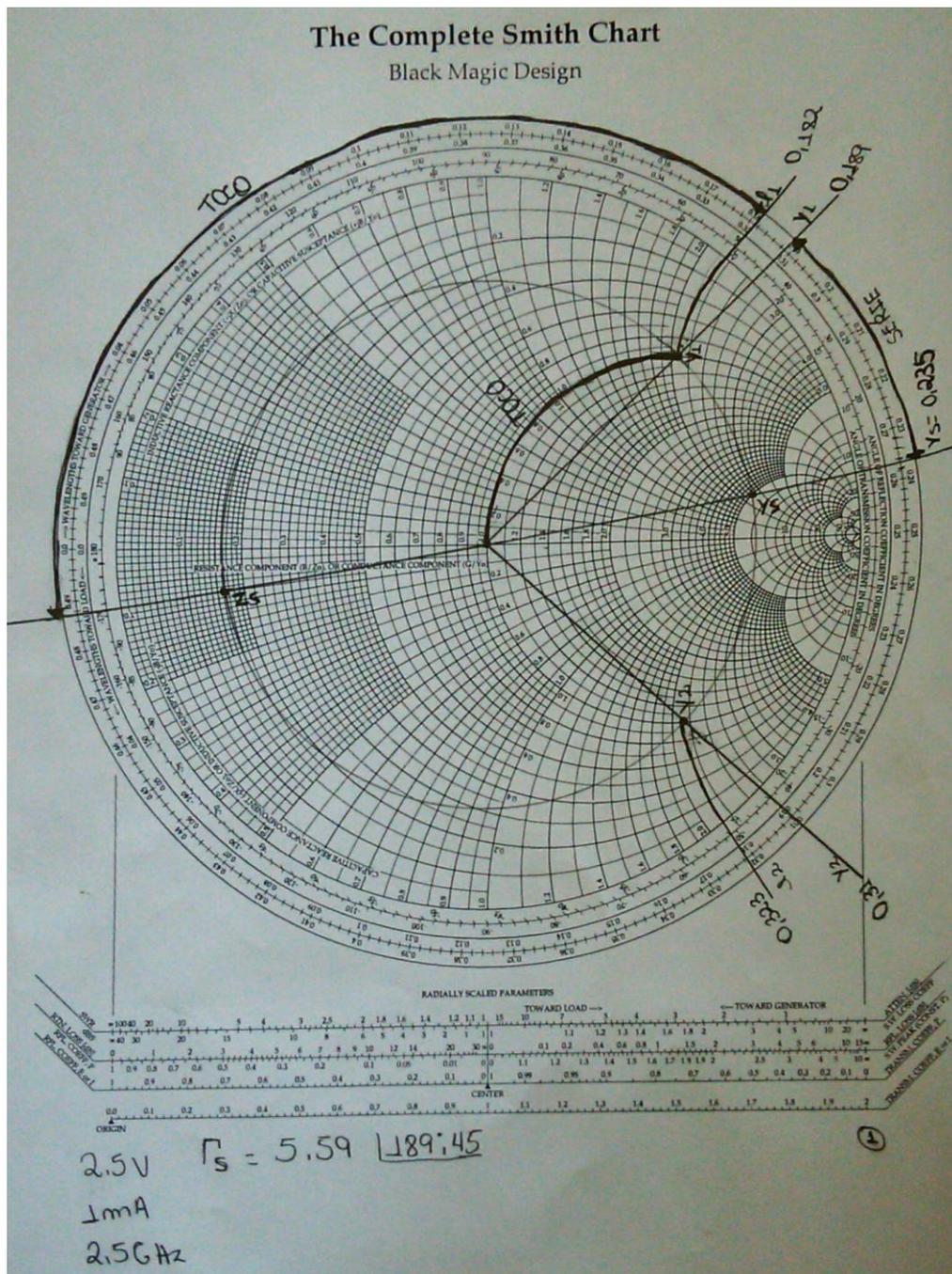
Futuramente, como continuação deste trabalho de conclusão de curso, pretende-se criar um protótipo dos amplificadores de micro-ondas projetados. Considerando para esse processo, os projetos criados neste trabalho que possuam uma boa atuação, em termos de ganho e figura de ruído, nas frequências referentes às bandas L (1,5 GHz) e S (2,5 GHz). Além disso, poderão ser testados outros substratos para verificar o comportamento do amplificador quando fabricado com o uso de outros materiais.

Referências Bibliográficas

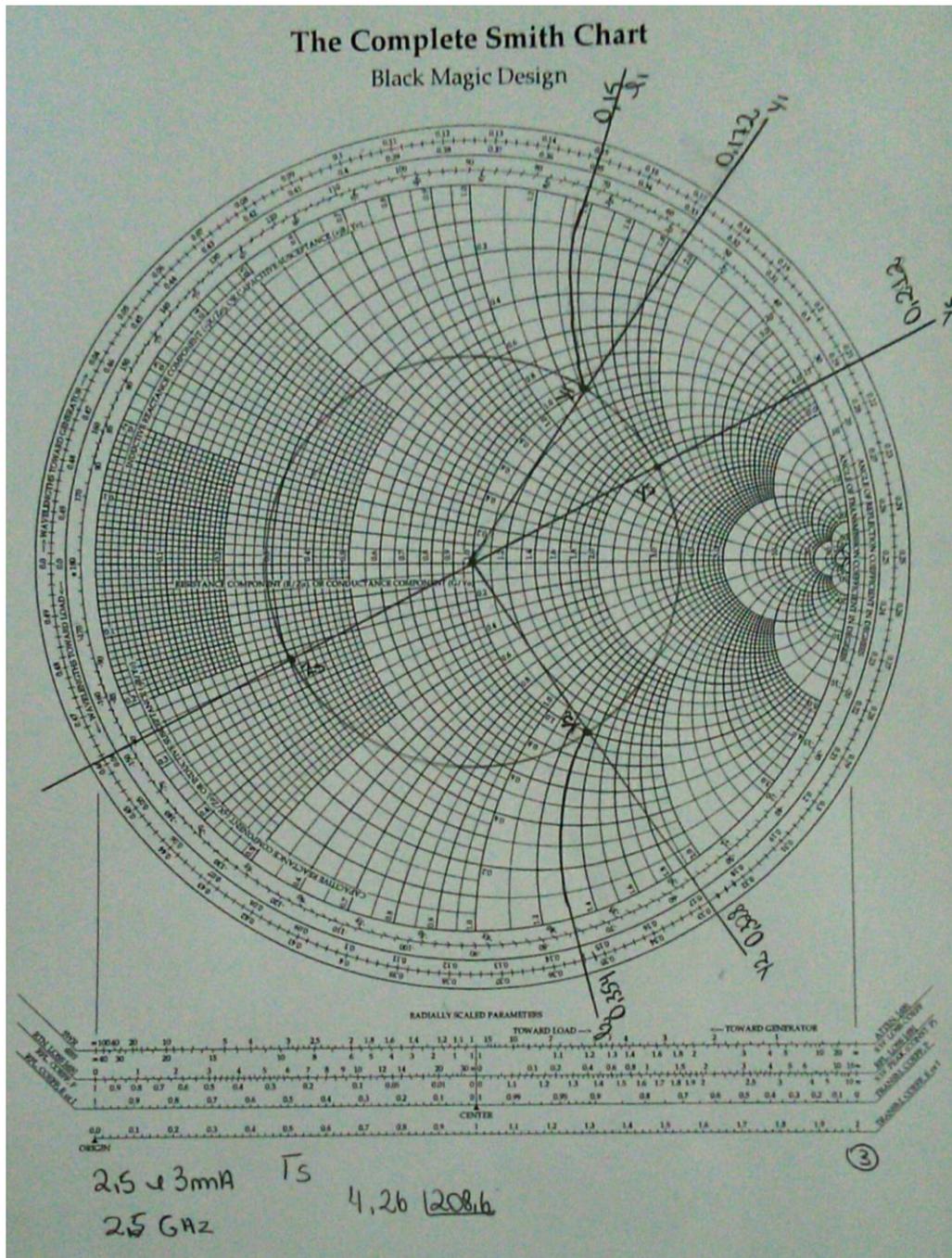
- [1] VIRDEE, Bal S.; VIRDEE, Avtar S.; BANYAMIN, Ben Y. **Broadband Microwave Amplifiers**. Boston, Massachusetts: Artech House, 2004.
- [2] POZAR, David M. **Microwave Engineering**. 4. ed. Wiley, 2011.
- [3] BAHL, Inder J. **Fundamentals of RF and Microwave Transistors Amplifiers**. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2009.
- [4] CARYOTAKIS, George. High power klystrons: Theory and practice at the Stanford Linear Accelerator Center. **Stanford Linear Accelerator Center, SLAC-PUB**, v. 10620, 2004.
- [5] SÜSSKIND, C. "**Hansen, William Webster**" in Gillespie. New York, New York: Charles Scribner's Sons, 1981.
- [6] GILMORE, Rowan; LES, Besser. **Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems: Active circuits and systems**. Vol. II. Artech House, 2003.
- [7] GARG, Ramesh; BAHL, Inder; BOZZI, Maurizio. **Microstrip lines and slotlines**. Artech House, 2013.
- [8] DENG, Wei et al. A 30GHz integrated time-division multiplexing front-end for phased-array applications in SiGe. In: **Proc. IEEE Asian Solid-State Circuits Conf**. 2009.
- [9] MA, Qian; LEENAERTS, Domine MW; BALTUS, Peter GM. Silicon-based true-time-delay phased-array front-ends at Ka-band. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 63, n. 9, 2015.
- [10] RATNAPARKHI, V. V.; DESHMUKH, Kunika N. Design and performance analysis of microwave amplifier using S-Parameters. In: **Global Trends in Signal Processing, Information Computing and Communication (ICGTSPICC), 2016 International Conference on**. IEEE, 2016. p. 631-633.
- [11] MALVINO, Albert P.; BATES, David J. **Eletrônica-Vol. 2: 8ª Edição**. McGraw Hill Brasil, 2016.
- [12] TAVARES, Bernardo; GONÇALVES, Rodrigo. **Projeto de um amplificador de baixo ruído em tecnologia CMOS com auxílio de algoritmos evolucionários**. 2010.
- [13] GONZALEZ, Guillermo. **Microwave transistor amplifiers: analysis and design**. New Jersey: Prentice hall, 1997.

- [14] VENDELIN, George D.; PAVIO, Anthony M.; ROHDE, Ulrich L. **Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques**. John Wiley & Sons, 2005.
- [15] WEBER, Robert J. **Introduction to microwave circuits: Radio frequency and design applications**. IEEE, 2001.
- [16] RENUCA, Khwairakpam. **Design of RF and Microwave Amplifiers**. 2012. Tese de Doutorado.
- [17] SMITH, Phillip. **Electronic applications of the Smith chart**. The Institution of Engineering and Technology, 1995.
- [18] GILMORE, Rowan; BESSER, Les. **Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems: Active circuits and systems. Vol. II**. Artech House, 2003.
- [19] CONRADO, L. F. M. **Estudo sobre amplificadores de micro-ondas**. Departamento de Engenharia Elétrica: [s.n.], 1979.
- [20] SILVA, Eloy André; RODRIGUES, Paulo Renato; DE MELO, Jair Cândido. **Métodos para determinação da figura de mérito (G/T)**. 2007. 3 f. Artigo (Engenharia Elétrica)- Univap, São José dos Campos, 2007.
- [21] RIBEIRO, José A. J. **Engenharia de micro-ondas: Fundamentos e aplicações**. Editora Érica, 2008.
- [22] GUPTA, K. C. et al. **Microstrip Lines and Slotlines**. Artech House.1996.
- [23] HONG, Jia-Shen G.; LANCASTER, Michael J. **Microstrip filters for RF/microwave applications**. John Wiley & Sons, 2004.
- [24] **NE68019 datasheet - NPN silicon high frequency transistor**, 2006. Disponível em: <[http://datasheetz.com/data/Discrete%20Semiconductor%20Products/RF%20Transistors%20\(BJT\)/NE68019-A-datasheetz.html](http://datasheetz.com/data/Discrete%20Semiconductor%20Products/RF%20Transistors%20(BJT)/NE68019-A-datasheetz.html)>. Acesso em: 22 de maio de 2018.
- [25] **NEMA Grade FR4 Glass Epoxy Laminate**, 2013. Disponível em: <<http://thegundcompany.com/wp-content/uploads/2016/11/NEMA-FR4-EPGC-202-from-The-Gund-Co.pdf>>. Acesso em: 22 de maio de 2018.
- [26] KIJANGA, Peter. **Microwave Amplifiers Design**. 2014.
- [27] YEOM, Kyung-Whan. **Microwave Circuit Design: A Practical Approach Using ADS**. Prentice Hall Press, 2015.
- [28] BOYLESTAD, Robert L.; DO NASCIMENTO, José Lucimar. **Introdução à análise de circuitos**. Pearson Educación, 2004.

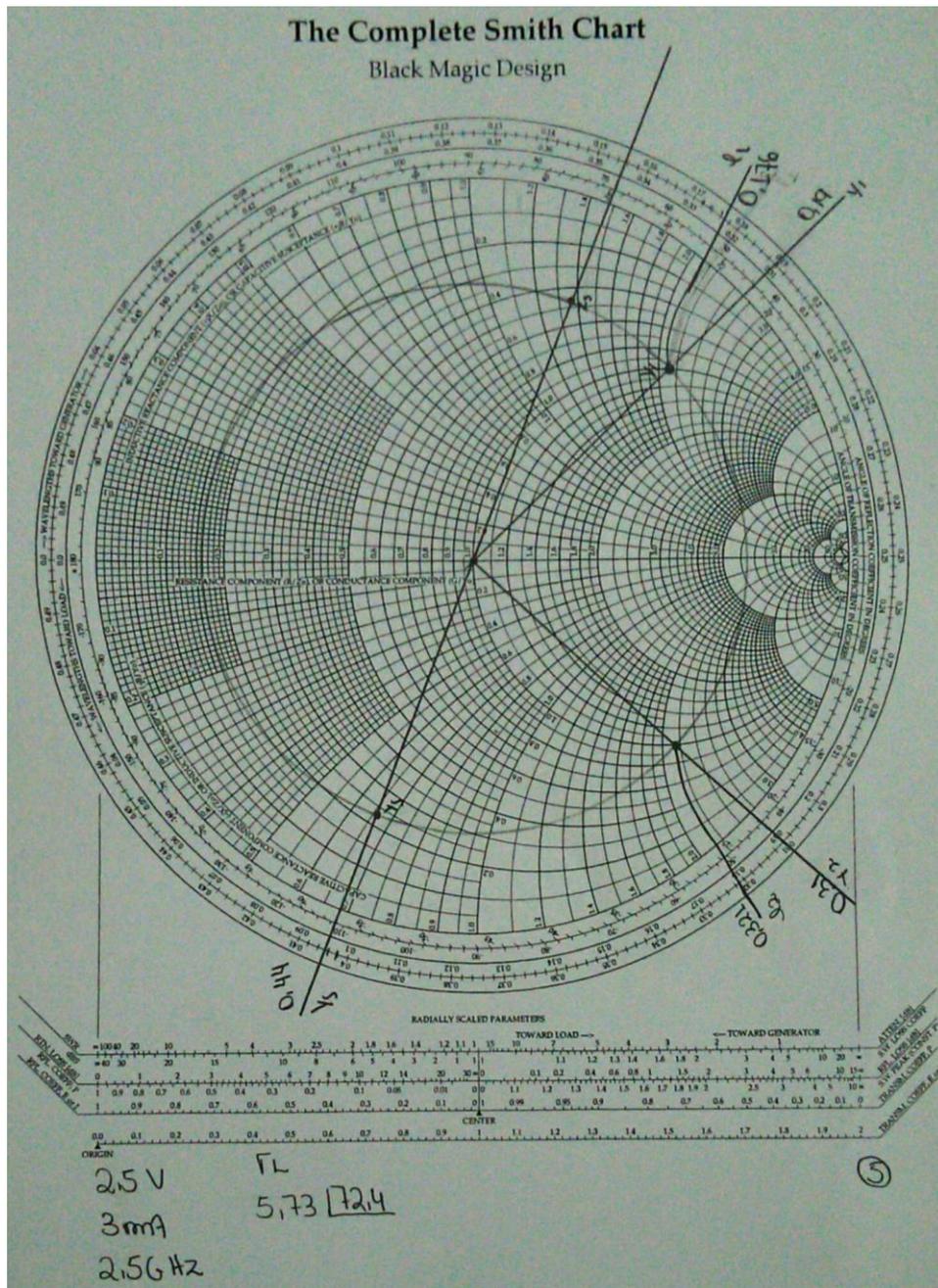
APÊNDICE 1 – Determinação das microfítas da rede de entrada: Ponto 1, 2,5 GHz.



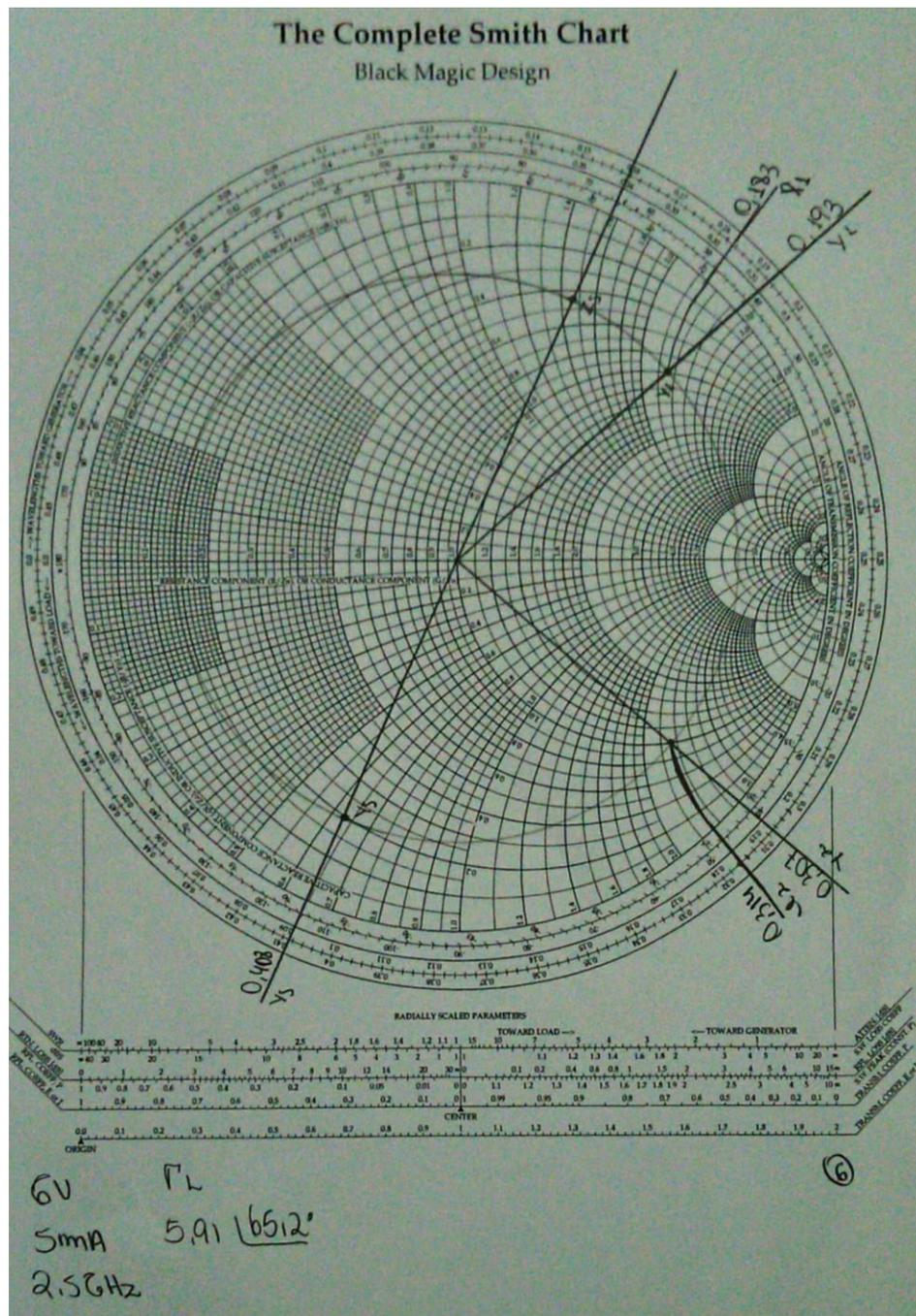
APÊNDICE 3 – Determinação das microfítas da rede de entrada: Ponto 2, 2,5 GHz.



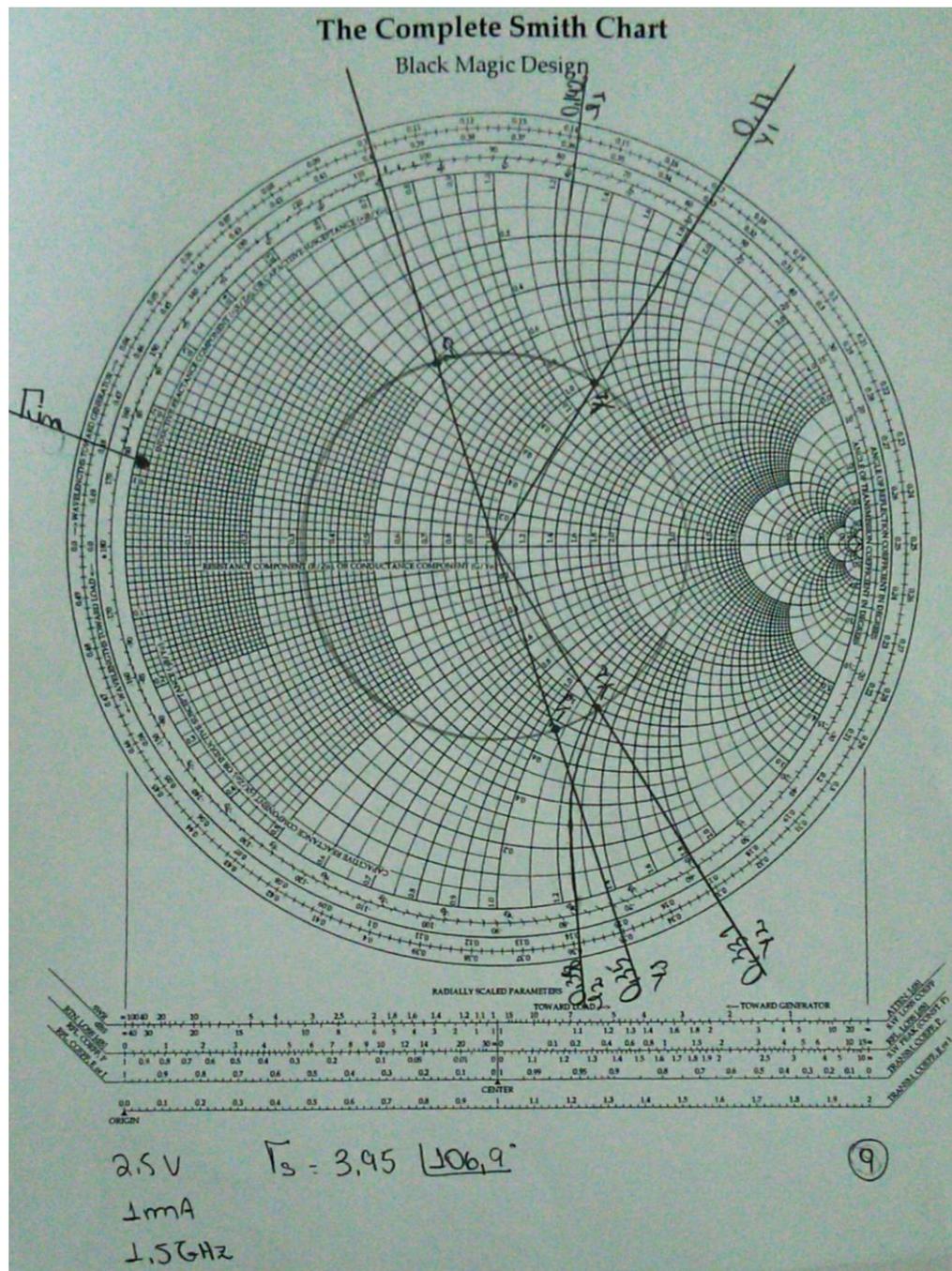
APÊNDICE 5 – Determinação das microfítas da rede de saída: Ponto 2, 2,5 GHz.



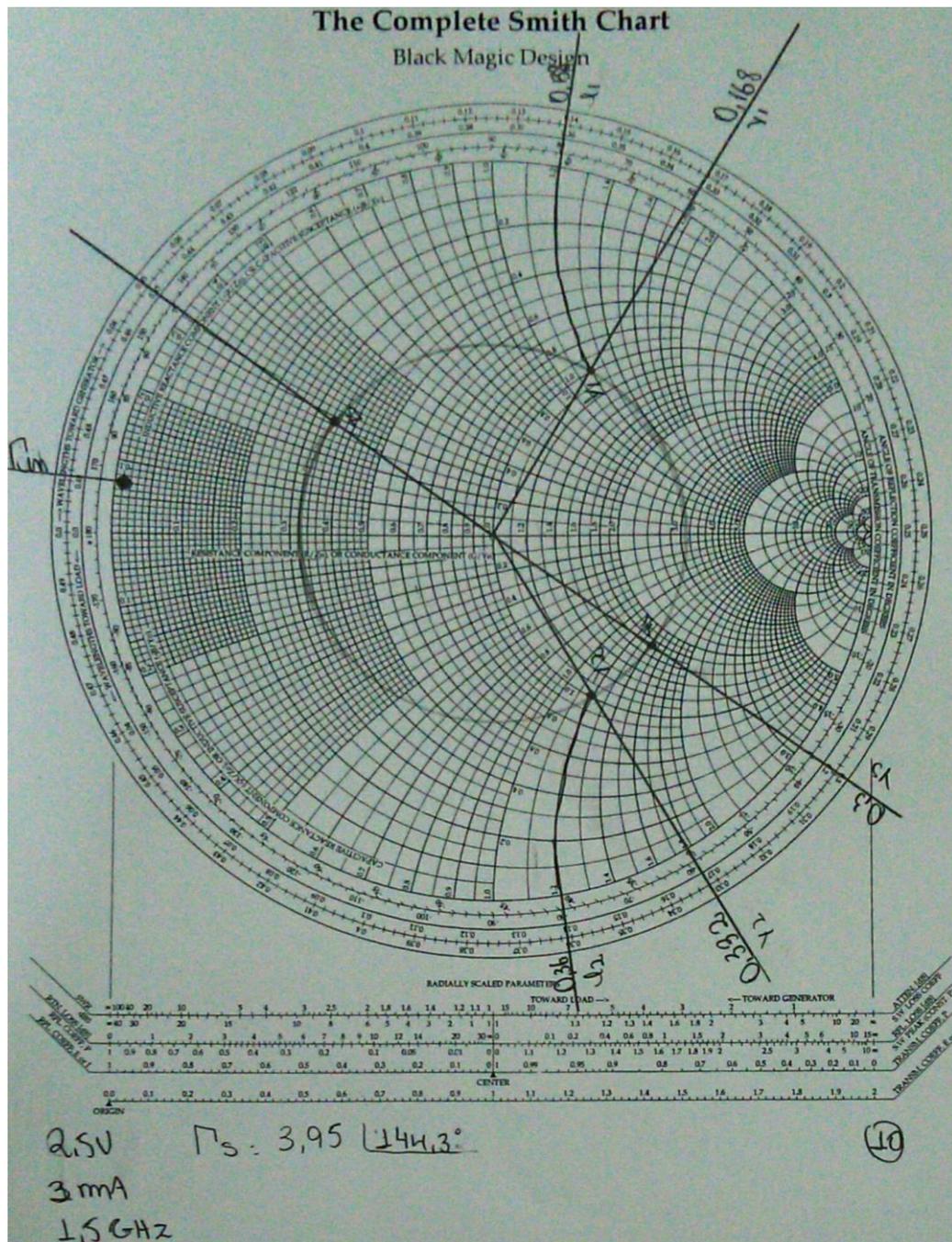
APÊNDICE 6 – Determinação das microfítas da rede de saída: Ponto 3, 2,5 GHz.



APÊNDICE 9 – Determinação das microfítas da rede de entrada: Ponto 1, 1,5 GHz.



APÊNDICE 10 – Determinação das microfítas da rede de entrada: Ponto 2, 1,5 GHz.



APÊNDICE 12 – Determinação das microfítas da rede de saída: Ponto 2, 1,5 GHz.

