

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E SISTEMAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Adalberto de Albuquerque Amorim Filho

APLICAÇÕES DE LINHAS DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAIS EM
CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS TRANSISTORIZADOS

Recife

2017

Adalberto de Albuquerque Amorim Filho

APLICAÇÕES DE LINHAS DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAIS EM
CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS TRANSISTORIZADOS

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Fotônica.

Orientador: Antonio J. Belfort de Oliveira, *PhD*.

Recife

2017

Catalogação na fonte
Bibliotecária Valdicéa Alves, CRB-4 / 1260

A524a Amorim Filho, Adalberto de Albuquerque.
Aplicações de linhas de transmissão artificiais em circuitos de micro-ondas transistorizados/ Adalberto de Albuquerque Amorim Filho - 2017.
118folhas, Il. e Tabs.

Orientador: Prof. Dr. Antônio Jeronimo Belfort de Oliveira.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.
Inclui Referências e Apêndices.

1. Engenharia Elétrica. 2. Circuitos em microfita. 3. Amplificadores de micro-ondas. 4. Linhas de transmissão artificiais. I. Oliveira, Antônio Jeronimo Belfort de (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2018 - 12



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

ADALBERTO DE ALBUQUERQUE AMORIM FILHO

TÍTULO

**“APLICAÇÕES DE LINHAS DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAIS EM
CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS TRANSISTORIZADOS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: ANTONIO JERONIMO BELFORT DE OLIVEIRA, DES/UFPE; MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE e SERGIO CAMPELLO OLIVEIRA, POLI/UPE sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **ADALBERTO DE ALBUQUERQUE AMORIM FILHO** **APROVADO.**

Recife, 31 de janeiro de 2017.

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Coordenador do PPGEE

**ANTONIO JERONIMO BELFORT DE
OLIVEIRA**
Orientador e Membro Titular Interno

SERGIO CAMPELLO OLIVEIRA
Membro Titular Externo

MARCOS TAVARES DE MELO
Membro Titular Interno

Dedico a Adalberto Amorim (in memoriam), meu amado pai.

AGRADECIMENTOS

A UFPE

Estudar em uma universidade pública de qualidade como a UFPE sempre foi motivo, para mim, de orgulho e satisfação. Conviver com o material humano disponível nesta universidade foi e é um privilégio que não tenho dificuldades em reconhecer. Agradeço portanto, agradeço a todos os professores que fazem o PPGEE-UFPE.

Não poderia deixar de agradecer a Andréa Tenório por sua prestatividade e competência em solucionar problemas relacionados ao Programa.

Meu agradecimento especial ao meu professor de Antenas, Métodos matemáticos 1B, Filtros e recentemente de português. Foi com grande satisfação que recebi a notícia de que seria meu orientador. Nunca conheci alguém que fosse tão bom com os números ao mesmo tempo que com as palavras. Obrigado por todos os ensinamentos, compreensão com meus horários apertados e pelo tempo despendido a me acompanhar nessa trajetória.

Agradeço ao Professor Marcos Tavares pelo trabalho silencioso em prol da conservação e operacionalidade do laboratório de micro-ondas, sem o qual a qualidade das pesquisas desenvolvidas não seriam as mesmas.

Agradeço imensamente a Crislane Silva, pelo tempo gasto a me acompanhar nas medidas do projeto no laboratório de micro-ondas.

Agradeço ao Professor Edval J. P. Santos pelos ensinamentos da disciplina de Eletrônica III que, de certa forma junto com minha curiosidade, influenciaram no tema desta dissertação. No mesmo tom agradeço ao Professor Odilon Maroja por abrir as portas do estudo de micro-ondas para mim, quando foi meu professor ainda na Graduação.

Agradeço ao Prof. Anderson Stevens do Dep. de Física da UFPE pela oportunidade de desfrutar de um ambiente de pesquisa arrojado e principalmente por facilitar minha vida ao me apresentar Ana Marly da qual falarei mais adiante.

A minha família e amigos

No Departamento de Física conheci Marcos Aurélio, sem dúvida, a pessoa com maior talento natural para eletrônica que conheci. Seu conhecimento transpassa toda a teoria que lhe foi apresentada. Para mim é uma honra tê-lo como amigo.

A Fábio Leal, engenheiro talentoso, que leva ao pé da letra o título de sua profissão. Considero-o uma fonte de inspiração e principalmente um amigo. Obrigado pelos conhecimentos passados e pela importação dos componentes que utilizei nesta dissertação.

A todos os amigos que fiz em Recife por tornar minhas semanas sempre mais agradáveis.

Aos meus sobrinhos e sobrinhas por todos os momentos de lazer e diversão.

Ao meu amado pai me faltam palavras e sobram saudades. Dedico a ti tudo o que faço de bom em todos os dias de minha vida.

A minha irmã Patrícia por todo o amor e suporte financeiro sempre que precisei. Sempre me foi referência de trabalho e perseverança.

A minhas irmãs, Laís e Vanessa, por todo o carinho, amor e momentos bons e ruins que vivemos juntos.

A minhas irmãs, Daniela e Jussara, pelo amor, carinho e também por terem servido de exemplo no aprendizado da língua inglesa, que hoje faz tanta diferença em minha vida profissional.

A minha irmãe Lara que junto com meu pai me deram ombros fortes para me apoiar e ver que existia um horizonte bem maior do que eu conseguia enxergar. Obrigado por tudo!

A minha querida mãe que no pouco tempo que tivemos juntos me ensinou muitas lições que tomei nota e carrego até hoje.

E por fim, o presente que recebi da vida, minha amada esposa Ana Marly, meu amor de quadro de bicicleta!

RESUMO

Este trabalho visa aplicar linhas de transmissão artificiais, LTA, em circuitos de micro-ondas ativos com o objetivo de reduzir os harmônicos pares e ímpares presentes nesse tipo de circuito. Uma linha de transmissão artificial de baixa impedância característica, baseada na teoria de estruturas periódicas, foi utilizada como estube, tendo esse a função de atenuar os harmônicos pares e servir ainda como caminho para a polarização do circuito. O método de equiparação das matrizes ABCD da linha de transmissão convencional, com a matriz da LTA foi utilizado para se chegar às expressões de síntese da estrutura. A equivalência com a teoria de estruturas periódicas foi verificada. No projeto do circuito amplificador, a Carta de Smith foi utilizada para a avaliação do ganho, estabilidade e VSWR do circuito. Esses parâmetros são discutidos em detalhes para dois tipos de transistores, TBJ e FETs de heterojunção. Na saída do amplificador uma LTA com perturbação periódica da dimensão transversal foi utilizada com a função de rejeitar os harmônicos ímpares. A frequência de 2,4 GHz foi escolhida por se tratar de uma frequência da banda ISM brasileira e por possibilitar uma análise sobre a utilização de elementos concentrados ou distribuídos na confecção das placas de circuito impresso do amplificador em estudo.

Palavras-chave: Circuitos em microfita. Amplificadores de micro-ondas. Linhas de transmissão artificiais.

ABSTRACT

This work intends to apply artificial transmission lines, ATL, for microwave active circuits with the target of shorting the even and odd harmonics that are present in this kind of circuit. A low characteristic impedance ATL, based on the periodic structure theory, was used as a stub, this ATL having the function of shorting the even harmonics and be a path for the bias of the circuit. The ABCD matrix method was utilized for comparing the TL with the equivalent ATL and achieve the design expressions of the structure. The equivalence with the theory of periodic structures was verified. At the project of the microwave amplifier, the Smith Chart was utilized for the evaluation of the gain, stability and VSWR of the circuit. Those parameters are discussed in details for two kinds of transistors, BJT and Hetero Junction FET. At the amplifier output an ATL with periodic perturbation of the transversal dimension was used to short the odd harmonics. The frequency of 2,4 GHz was chosen for being part of the Brazilian ISM band and for making possible an analysis about the trade-offs of utilizing the concentrated elements or the distributed ones when making PCBs for the amplifier in analysis.

Keywords: Microstrip circuits. Microwave amplifiers. Artificial transmission lines.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – <i>Front End</i> de RF.	17
Figura 2 – Amplificador de micro-ondas. Destaque para o estube e filtro de saída. . . .	18
Figura 3 – Carta de Smith com curva de Q_n constante em destaque.	20
Figura 4 – As oito redes de casamento Ell, ou seções L possíveis.	22
Figura 5 – Circuito amplificador, impedâncias de entrada e saída.	22
Figura 6 – Esboço na Carta de Smith das regiões estáveis para Γ_L . (a) $S_{11} < 1$, (b) $S_{11} > 1$	24
Figura 7 – Esboço na Carta de Smith das regiões estáveis para Γ_L e Γ_s para o caso incondicionalmente estável, toda a carta é estável para o circuito de entrada e saída.	25
Figura 8 – Rede de 2-portas para transistor.	26
Figura 9 – Fonte de uma rede de 2-portas.	28
Figura 10 – Circuito Thévenin para o circuito de saída.	29
Figura 11 – Circuito equivalente de um transistor FET unilateral com C_{gd} desprezível. .	32
Figura 12 – Círculos de ganho constante para G_s e G_L no caso incondicionalmente estável. .	35
Figura 13 – Círculos de ganho constante para G_s e G_L para o caso em que $ S_{ii} > 1$. . .	36
Figura 14 – Amplificador de micro-ondas.	44
Figura 15 – Comportamento dos componentes concentrados com o aumento da frequência.	46
Figura 16 – Concatenação de células unitárias.	47
Figura 17 – (a) Equivalente T (passa-baixa) de célula unitária de uma linha de transmissão. (b) LT composta pela concatenação de células unitárias.	50
Figura 18 – Linhas de Transmissão convencionais.	51
Figura 19 – LTA carregadas capacitivamente.	52
Figura 20 – LTA com perturbação periódica da dimensão transversal.	52
Figura 21 – Reatância de estubes $\lambda/4$ do tipo curto-circuito na frequência de segundo harmônico.	53
Figura 22 – Composição de célula unitária - LTA de baixa impedância.	54
Figura 23 – Célula unitária de LTA projetada para 2,4 GHz com $\theta_0 = 90^\circ$	58
Figura 24 – S_{11} de LTA com 7 células unitárias projetada para ter $\theta_0 = 90^\circ$ em 2,4 GHz. .	59
Figura 25 – Efeito da condição $d < \lambda/10$ na concordância dos resultados da LTA. (a) 3 células unitárias. (b) 7 células unitárias. (c) 14 células unitárias. (d) S_{21} e S_{11} para as 3 configurações citadas.	60
Figura 26 – Parâmetros de simulação.	62
Figura 27 – Estrutura final de estube de $\lambda/4$ baseado em LTA de $Z_0 = 40 \Omega$	63

Figura 28 – Grafico do ajuste de fase de S_{21} da estrutura LTA.	63
Figura 29 – Resposta de filtro EBG de $n=10$ com dimensão transversal modulada por senoide, projetada para $\epsilon_r = 4,736$ e $\tan\delta=0,03$	64
Figura 30 – Resposta do Filtro EBG de aproximação quadrada. (a) três trechos, $75\Omega - 33\Omega - 75\Omega$. (b) complementar de três trechos $33\Omega - 75\Omega - 33\Omega$	64
Figura 31 – Células unitárias dos filtros de aproximação quadrada. (a) Célula de $75\Omega - 33\Omega - 75\Omega$. (b) Célula complementar, $33\Omega - 75\Omega - 33\Omega$	66
Figura 32 – Resposta dos filtros EBG com 10 células unitárias LTA. (a) Célula de $75\Omega - 33\Omega - 75\Omega$. (b) Célula complementar, $33\Omega - 75\Omega - 33\Omega$	67
Figura 33 – Dimensões de projeto do estube radial.	68
Figura 34 – Resposta de simulação eletromagnética dos filtros: filtro EBG com estubes radiais, filtro EBG com modulação senoidal da dimensão transversal e filtro EBG com estubes convencionais.	69
Figura 35 – Filtro EBG baseado em microfita com perturbação periódica da dimensão transversal. (a) Perturbação senoidal com $33\Omega < Z_0 < 75\Omega$; (b) Aproximação da perturbação senoidal por perturbação quadrada em três trechos, $75\Omega - 33\Omega - 75\Omega$; (c) Circuito dual de perturbação quadrada em três trechos $33\Omega - 75\Omega - 33\Omega$	70
Figura 36 – Filtro EBG Proposto. (a) Filtro EBG obtido a partir de filtro dual de três trechos com os trechos de 33Ω substituídos por LTA de $Z_s = 75\Omega$; (b) Estubes intercalados para redução de acoplamento; (c) Utilização de estubes radiais para aumento de banda e redução de comprimento do estube.	71
Figura 37 – Problemas na inserção do estube de $\lambda/4$ para alguns tipos de encapsulamento.	73
Figura 38 – Arquivo .S2p do transistor HJ-FET NE3510M04, polarizado em $V_{ds}=3\text{ V}$ e $I_d=30\text{ mA}$	74
Figura 39 – Círculo G_p no plano Γ_L e círculo de estabilidade de saída.	75
Figura 40 – Círculo de estabilidade de entrada no plano Γ_s com $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ e Γ_s selecionado para ter $VSWR_{in} = 1,5$	76
Figura 41 – $I_d \times V_{ds}$ do transistor NE3510M04 encontrado no datasheet e valores simulados a partir do modelo Spice da fabricante Renesas.	77
Figura 42 – Circuitos de polarização mais comuns utilizados em RF para o transistor TBJ.	78
Figura 43 – Ponto de polarização escolhido.	79
Figura 44 – Ajuste do comprimento do estube de $\lambda/4$. (a) recorte de $0,26\text{ mm}$ no comprimento do estube, (b) comportamento do estube como circuito aberto AC em $2,4\text{ GHz}$	80
Figura 45 – Arquivo .S2p do transistor TBJ NE68519 polarizado em $V_{CE} = 3\text{ V}$ e $I_C = 10\text{ mA}$	81
Figura 46 – Análise de estabilidade do transistor por simulação.	81

Figura 47 – Carta de Smith de impedância (em azul) e admitância(em vermelho) com circuito de casamento de entrada utilizando componentes concentrados, C_1 e L_1	83
Figura 48 – Carta de Smith de impedância (em azul) e admitância(em vermelho) com circuito de casamento de saída utilizando componestes concentrados, L_2 e L_3	84
Figura 49 – Circuito de casamento do amplificador utilizando arquivo .S2p para modelar o transistor.	85
Figura 50 – Circuitos de casamento alternativos do amplificador.	86
Figura 51 – Ganho simulado dos circuitos, utilizando o arquivo .s2p do transistor NE68519.	87
Figura 52 – Casamento para o circuito de saída com 3 elementos, com destaque para a curva de Q_n constante em (verde).	88
Figura 53 – Circuito completo do amplificador.	89
Figura 54 – Circuito completo com a inclusão da influencia dos pads na simulação.	89
Figura 55 – Grafico do Ganho x Frequência. (LTA1) LTA de $40\ \Omega$ projetada como estube de 180° sintonizado em 4,8 GHz. (LTA2) LTA de $40\ \Omega$ projetada como estube de 90° em 2,4 GHz. (LT3) LT de $100\ \Omega$ como estube de 90° em 2,4 GHz. (LT4) LT de $100\ \Omega$ como estube de 180° em 4,8 GHz.	90
Figura 56 – <i>Layout</i> de placas de circuito impresso confeccionadas. (a) amplificador com estube de $\lambda/4$ convencional de $Z_0 = 100\ \Omega$. (b) amplificador com estube de $\lambda/4$ modelado por LTA de baixa impedância, $Z_0 = 40\ \Omega$	90
Figura 57 – Terminal de terra do simulador de circuitos substituindo ponto de aterramento em simulação eletromagnética.	91
Figura 58 – Impacto da presença de vias. (a) Terra ideal no circuito de casamento de entrada e saída e no emissor do transistor. (b) Terra ideal apenas no transistor. (C) Todos os componentes conectados em seus respectivos pontos de aterramento.	92
Figura 59 – <i>layouts</i> do circuito amplificador com estube convencional, em simulação eletromagnetica. (a) amplificador LTA atenuador de harmônicos pares. (b) Circuito amplificador projetado para ter ganho máximo em 2,4 GHz.	93
Figura 60 – Curvas de ganho e VSWR para os amplificadores com estube convencional, focados em ganho máximo (Amplificador 1) e atenuação máxima de harmônico par (Amplificador 2).	93
Figura 61 – <i>Layouts</i> de amplificadores com estube LTA de impedância característica igual a $40\ \Omega$. (a) <i>Layout</i> similar ao projetado para o amplificador com estube convencional. (b) <i>Layout</i> opcional do amplificador com estube LTA.	94

Figura 62 – Curvas de ganho dos amplificadores. Amplificador LTA opcional, apresentou o maior ganho e atenuação equivalente ao circuito LTA original. Amplificador LTA original com atenuação de -34 dB no segundo harmônico. Amplificador com LT convencional, atenuação de -28 dB no segundo harmônico.	95
Figura 63 – Curvas de ganho dos amplificadores. Amplificador LTA original com atenuação de -34 dB no segundo harmônico. Amplificador com LT convencional, atenuação de -28 dB.	95
Figura 64 – Caracterização da placa de circuito impresso.	97
Figura 65 – Primeira ressonância, freq=1,553125 GHz, m=0 e n=1.	98
Figura 66 – Segunda ressonância, freq=2,27125 GHz, m=1 e n=0.	99
Figura 67 – Placa utilizada para obtenção das características do dielétrico.	100
Figura 68 – Comparação entre o resultado medido e o resultado simulado para o S_{21} do filtro com estubes convencionais.	100
Figura 69 – Comparação entre o resultado medido e o resultado simulado para o S_{11} do filtro com estubes convencionais.	101
Figura 70 – Foto do filtro confeccionado com estubes convencionais.	101
Figura 71 – Comparação entre o resultado medido e o resultado simulado para o S_{21} do filtro com estubes radiais.	102
Figura 72 – Comparação entre o resultado medido e o resultado simulado para o S_{11} do filtro com estubes radiais.	102
Figura 73 – Foto do filtro confeccionado com estubes radiais.	103
Figura 74 – Gráfico da comparação dos ganhos medido e simulado do amplificador com estube de LT convencional.	104
Figura 75 – Gráfico da comparação dos ganhos medido e simulado do amplificador com estube LTA.	104
Figura 76 – Gráfico comparativo entre os valores medidos do amplificador com LTA e do amplificador com LT convencional funcionando como estube de $\lambda/4$	105
Figura 77 – Amplificadores confeccionados.	106
Figura 78 – Gráfico comparativo de atenuações do segundo e terceiro harmônico, para o circuito amplificador LTA e amplificador LTA concatenado ao filtro EBG de estubes radiais.	106
Figura 79 – Comparativo de valores práticos e simulados para o amplificador concatenado com filtro EBG radial.	107
Figura 80 – Bancada de testes com amplificador com estube LTA concatenado ao filtro EBG de estubes radiais.	107
Figura 81 – Placa de circuito impresso de amplificador utilizando LTA como estube de $\lambda/4$	108

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo entre as vantagens em se utilizar elementos concentrados ou distribuídos. Características em que um tipo de elemento seja mais vantajoso que o outro estão demarcadas com (X).	47
Tabela 2 – Caracterização do dielétrico utilizado.	97

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	20
2.1	Curvas de Q constante	20
2.2	Estudo da estabilidade de um circuito de duas portas	22
2.3	Expressões de ganho de potência utilizando parâmetros S	25
2.4	Transistores unilaterais e bilaterais	31
2.4.1	<i>Projeto de amplificadores com transistores unilaterais</i>	32
2.4.1.1	<i>Caso incondicionalmente estável</i>	33
2.4.1.2	<i>Caso potencilmente instável</i>	35
2.4.1.3	<i>Figura de mérito unilateral</i>	37
2.4.2	<i>Projeto de amplificadores com transistores bilaterais</i>	37
2.4.2.1	<i>Casamento simultâneo de entrada e saída</i>	37
2.4.2.2	Círculos de ganho constante G_p e G_A	40
2.4.3	<i>Círculos de VSWR constante</i>	43
2.5	Elementos concentrados	45
2.6	Estruturas periódicas	46
2.6.1	<i>Crítério de validação de célula unitária</i>	49
3	LINHAS DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAIS	51
3.1	Linha de transmissão artificial de baixa impedância	53
3.2	Linha de Transmissão Artificial com perturbação periódica da dimensão transversal	62
4	DESIGN DE AMPLIFICADORES DE MICRO-ONDAS	72
4.1	A escolha do transistor utilizado	73
4.2	Circuito de polarização	78
4.3	Análise de estabilidade	80
4.4	Projeto das redes de casamento de impedância de entrada e saída	82
4.5	Estimativa de ganho de potência	82
4.6	Simulação com modelo SPICE	84
4.7	Simulação eletromagnética	85
4.8	Resultados simulados	93
5	FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO	96

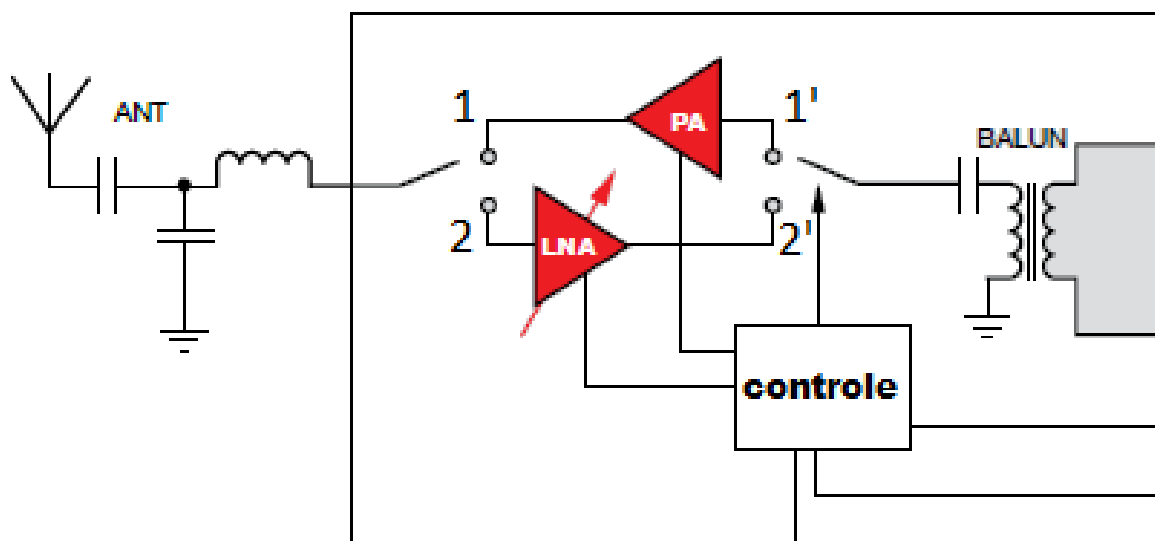
5.1	Determinação da constante dielétrica	96
5.2	Comparação entre resultados simulados e práticos para os filtros EBG	98
5.3	Comparação dos resultados dos amplificadores	103
6	CONCLUSÕES	109
6.1	Trabalhos Futuros	109
	REFERÊNCIAS	111
	APÊNDICES	113
	APÊNDICE A – EQUAÇÕES DOS CÍRCULOS DE ESTA- BILIDADE	114
	APÊNDICE B – DEMONSTRAÇÃO DA INEQUAÇÃO PARA O TESTE μ	117

1 INTRODUÇÃO

Nas últimas duas décadas um processo de miniaturização de praticamente todos os dispositivos eletrônicos foi observado. Esse fenômeno ocorreu devido à popularização da microeletrônica e dos transistores MOSFET (*metal-oxide-semiconductor field effect transistor*), que ocupam muito menos espaço nos circuitos integrados do que os transistores TBJ (transistor bipolar de junção) anteriormente utilizados. Outro fator que contribuiu para esse processo de miniaturização de circuitos, foi a popularização de componentes SMD (*surface mounted devices*) e de suas linhas de montagem totalmente automatizadas, possibilitando a utilização de componentes cada vez menores.

Os circuitos ativos que existem em baixas frequências, como amplificadores e osciladores, também são utilizados em frequências de micro-ondas. O nível de complexidade do projeto desse tipo de dispositivos, entretanto, cresce com o aumento da frequência. Em baixas frequências de RF, vários tipos de dispositivos são construídos com elementos concentrados, como filtros, divisores de potência, acopladores direcionais e circuitos de casamento de impedância (BAHL, 2003). Todavia à medida que a frequência se eleva, esses componentes concentrados passam a ser substituídos por seções de linhas de transmissão (LTs), que operam como elementos distribuídos. As linhas de transmissão, portanto, em micro-ondas, têm a propriedade de substituir elementos concentrados, como capacitores e indutores e não servem apenas para transporte de sinal, como em circuitos de baixas frequências. São na verdade componentes chave constituintes do circuito, com notável versatilidade de uso. Um procedimento tradicional de miniaturização de circuitos de micro-ondas frequentemente utilizado é o uso de substratos com permissividade cada vez mais alta. A redução da espessura da camada do substrato é outro expediente que contribui para a redução das dimensões do circuito. Este procedimento apresenta duas inconveniências: diminui a robustez mecânica do filtro e aumenta as perdas no material. Uma técnica mais interessante seria a utilização de LTs que possuem propriedades especiais. A esses tipos de linhas que superam em desempenho as linhas de transmissão convencionais é dado o nome de linhas de transmissão artificiais (LTAs) (BOMMANA, 2010). Entre as propriedades atribuídas a este tipo de estrutura, estão a redução de área ocupada e aumento de banda, no caso de circuitos passivos. Quanto aos circuitos ativos essas estruturas contribuem para a supressão de frequências espúrias e a melhora no ruído de fase dos osciladores (MARTÍN, 2015).

A Figura 1 mostra o diagrama do estágio de entrada e saída de um sistema *front-end* de radiofrequência. Para transmitir o sinal pela antena um amplificador de potência (PA) atua no sistema quando as chaves estão nas posições 1 e 1'. Na recepção o sinal que chega pela antena deve passar por um amplificador de baixo ruído (LNA) quando as chaves estão nas posições 2 e 2'. São, portanto, os amplificadores dispositivos de grande relevância nos transceptores dos sistemas de telecomunicações do nosso dia-a-dia (CRIPPS, 2006).

Figura 1 – *Front End* de RF.

Fonte: próprio autor.

Esta dissertação trata do projeto de um amplificador na frequência de 2,4 GHz, em que os harmônicos pares e ímpares (frequências indesejáveis) são atenuados utilizando estruturas LTAs. A Figura 2 ilustra o diagrama de um amplificador com uma seção de linha de transmissão convencional de $\lambda/4$ para a atenuação dos harmônicos pares. Na saída do circuito vê-se um filtro rejeita banda que atenua os harmônicos ímpares também projetado com seções de linhas de transmissão convencionais.

Visando à atenuação desses harmônicos (pares e ímpares), uma nova aplicação para uma estrutura LTA já conhecida, é sugerida. Essa estrutura LTA substitui o estube em destaque na Figura 2, trazendo benefícios para a redução dos harmônicos pares do amplificador. Um projeto inovador de um filtro EBG (*electromagnetic band gap*) é utilizado para a redução de harmônicos ímpares, em substituição ao filtro de saída em destaque na mesma figura.

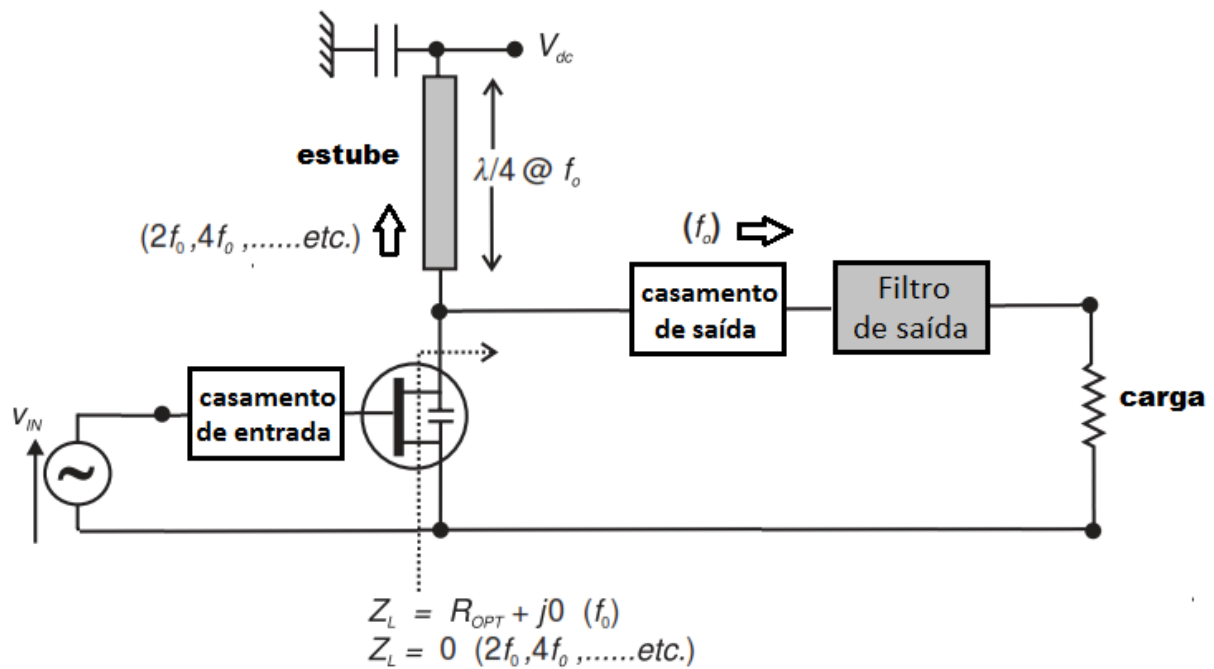
Neste trabalho, fez-se uso de dois tipos diferentes de linhas de transmissão artificiais, para melhorar a atenuação de harmônicos pares e ímpares em circuitos amplificadores de micro-ondas. Na literatura a técnica de utilização de LTAs consiste na substituição dessas estruturas no lugar onde se utilizavam linhas de transmissão convencionais. Essencialmente elas são substituídas por LTAs de comportamento superior e de características elétricas compatíveis com as LTs originais. O projeto, então, não precisa ser ajustado, desde que a LTA tenha sido bem projetada. Esse mesmo método foi utilizado pelo autor e resultados excelentes foram atingidos.

A frequência de 2,4 GHz foi escolhida por ser largamente utilizada comercialmente, como frequência de projeto (wifi, automação residencial, IOT, bluetooth).

O projeto de amplificadores faz parte de uma passagem importante da teoria de micro-

ondas, os dispositivos ativos, seja ele integrado ou discreto. Infelizmente no Brasil amplificadores nessa faixa de frequência são pouco estudados. Sendo assim, a utilização de linhas de transmissão artificiais em amplificadores de micro-ondas, com a intenção de melhorar a performance de harmônicos desses dispositivos constituem a motivação deste trabalho.

Figura 2 – Amplificador de micro-ondas. Destaque para o estube e filtro de saída.



Fonte: Adaptação de (CRIPPS, 2006)

A construção de um amplificador que utiliza um determinado tipo de LTA para atenuar os harmônicos pares, juntamente com o projeto de um filtro EBG para atenuação dos harmônicos ímpares são os objetivos gerais desta dissertação de mestrado, cujos objetivos específicos são listados a seguir:

1. Projeto, simulação e construção de uma estrutura LTA para redução dos harmônicos pares do circuito sugerido no projeto;
2. Projeto, simulação e construção de uma estrutura LTA com características de filtro EBG, para redução dos harmônicos ímpares do circuito sugerido no projeto;
3. Projeto, simulação e construção do circuito amplificador utilizado;
4. Realização de um estudo comparativo entre a técnica proposta e o circuito clássico normalmente utilizado, fazendo uso de dados simulados e práticos.

Esta dissertação está organizada em seis capítulos:

- **Capítulo 2** - Realiza uma revisão bibliográfica de pontos fundamentais para a compreensão e o desenvolvimento de amplificadores de micro-ondas e traz tópicos interessantes do projeto de amplificadores, utilizando o método gráfico da Carta de Smith. Além disso, apresenta a teoria necessária para compreensão das linhas de transmissão artificiais utilizadas;
- **Capítulo 3** - Descreve o projeto e a simulação de uma LTA de baixa impedância para utilização como estube no circuito amplificador, com o objetivo de melhorar a rejeição de harmônicos pares do circuito e a largura de banda de funcionamento, como atenuador de harmônicos pares. Apresenta também o projeto de um filtro EBG obtido a partir de aproximações de um filtro EBG de perturbação periódica senoidal da dimensão transversal, com o objetivo de filtrar os harmônicos ímpares;
- **Capítulo 4** - Descreve o projeto e a simulação dos amplificadores, com e sem as estruturas LTAs;
- **Capítulo 5** - Traz a fabricação dos dispositivos em análise e a comparação das simulações feitas em ambiente computacional com os resultados medidos em laboratório;
- **Capítulo 6** - Apresenta a conclusão do trabalho, enumerando as dificuldades encontradas, assim como a melhoria de parâmetros obtidos. Por fim elencam-se alguns tópicos de possíveis trabalhos futuros, para continuidade do estudo proposto neste trabalho de dissertação.

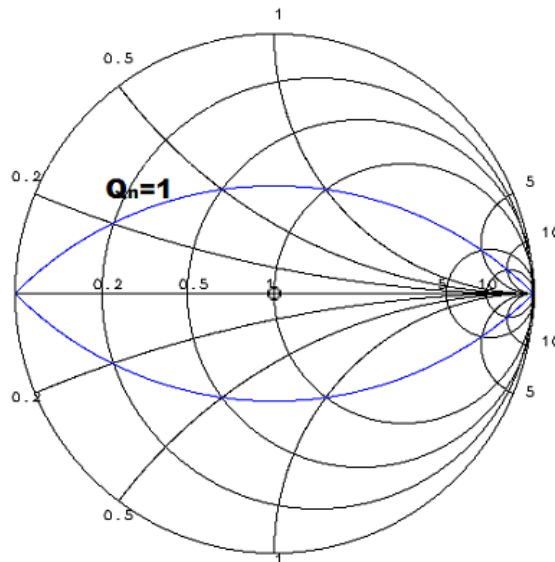
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Problemas de LTs e de casamento de impedância são geralmente difíceis de serem resolvidos por métodos analíticos. A Carta de Smith é uma ferramenta gráfica utilizada para facilitar essa análise. Trata-se de um gráfico do coeficiente de reflexão de raio unitário onde todas as impedâncias passivas são mapeadas. Pode ser utilizada junto a ferramentas CAD para observar o comportamento de parâmetros S e outras características de dispositivos ativos e passivos para uma dada variação da frequência. Os valores lidos da Carta têm precisão suficiente para a maioria dos projetos de amplificadores de micro-ondas. Nas seções a seguir faz-se uma breve revisão da teoria envolvida em projetos de amplificadores de micro-ondas, assim como a avaliação de alguns parâmetros utilizando a Carta de Smith.

2.1 CURVAS DE Q CONSTANTE

Curvas de Q constante podem ser obtidas e destacadas na Carta de Smith, como ilustrado na Figura 3. Essas curvas ajudam o projetista a dimensionar a largura de banda das redes de casamento de entrada e de saída.

Figura 3 – Carta de Smith com curva de Q_n constante em destaque.



Fonte: próprio autor.

Definamos,

$$Q_n = |x|/r \quad (2.1)$$

como o fator de qualidade dos nós, onde $|x|$ é a reatância normalizada do nó e r é a resistência. As expressões para x e r são dadas por:

$$x = \frac{2V}{(1 - U)^2 + V^2}, \quad (2.2)$$

$$r = \frac{1 - U^2 - V^2}{(1 - U)^2 + V^2}, \quad (2.3)$$

e são obtidas a partir de $z = r + jx = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$, com $\Gamma = U + jV$ quando se separa a parte real da imaginária. Substituindo (2.2) e (2.3) em (2.1) chegamos às equações das circunferências de Q constante:

$$U^2 + (V \pm \frac{1}{Q_n})^2 = 1 + \frac{1}{Q_n^2}. \quad (2.4)$$

sinal (+) quando x é positivo.

sinal (-) quando x é negativo.

A equação (2.4) é a equação de uma circunferência de raio $\sqrt{1 + \frac{1}{Q_n^2}}$ centrada em:

$$\begin{cases} (0, -1/Q_n) & \text{para } x > 0 \\ (0, +1/Q_n) & \text{para } x < 0 \end{cases}$$

Assim por definição:

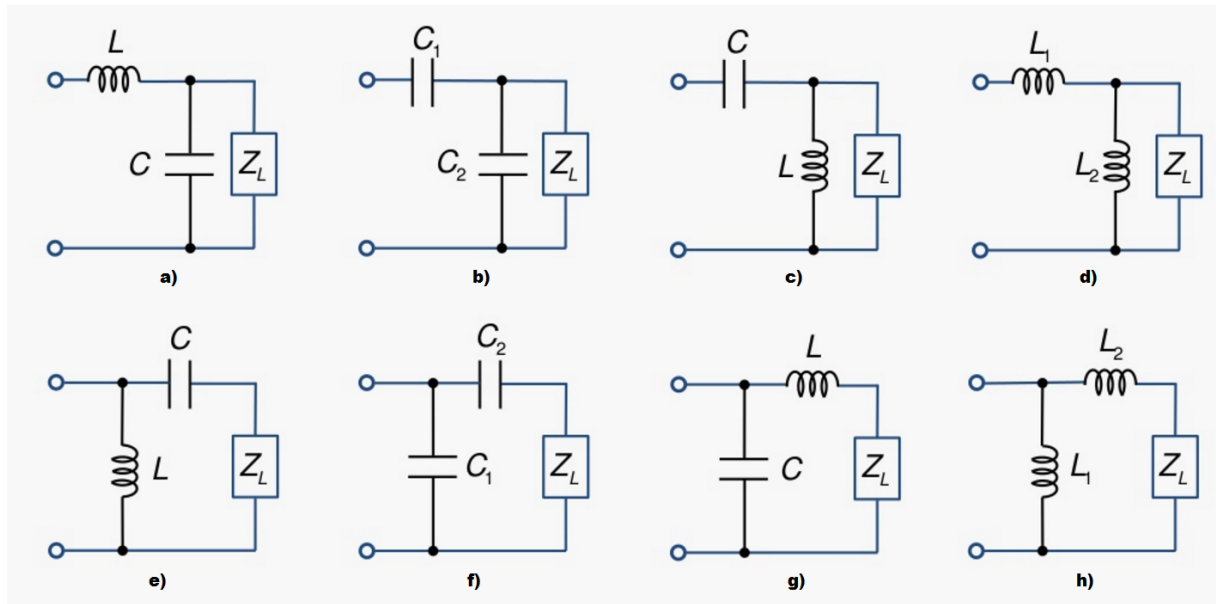
$$Q_L = \frac{Q_n}{2}. \quad (2.5)$$

onde Q_L , fator de qualidade do circuito de casamento, é dado pela relação entre a frequência de operação e a largura de banda do circuito:

$$Q_L = \frac{f_0}{BW}. \quad (2.5)$$

Essa técnica apresenta resultados muito próximos aos encontrados na prática, fazendo das curvas de Q constante um bom parâmetro para a estimativa da largura de banda dos circuitos de casamento de impedância de entrada e saída do amplificador. Estruturas do tipo *ELL*, ilustradas na Figura 4 não permitem o controle de Q_n e conseqüentemente de Q_L , tendo o projetista que aceitar o valor de Q_n encontrado. Para um maior controle de Q_n é possível utilizar mais elementos, como as estruturas em π ou T , no caso de 3 elementos concentrados. O valor de Q_n adotado para o cálculo, será sempre o do nó de maior valor.

Figura 4 – As oito redes de casamento Ell, ou seções L possíveis.

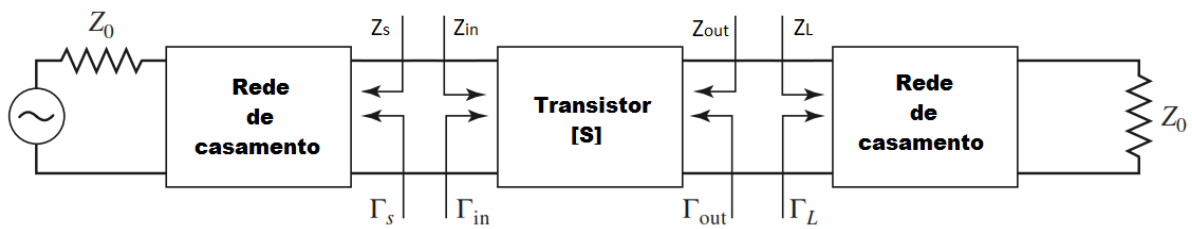


Fonte: próprio autor.

2.2 ESTUDO DA ESTABILIDADE DE UM CIRCUITO DE DUAS PORTAS

Um transistor é dito **incondicionalmente estável** para uma dada frequência se a parte real de Z_{in} e Z_{out} for sempre maior do que zero dado qualquer valor passivo de impedância de fonte (Z_s) ou carga (Z_L). Se esse não for o caso o transistor é dito **potencialmente instável** e pode vir a oscilar, produzir valores negativos de Z_{in} e Z_{out} para alguns valores passivos de impedância de fonte (Z_s) ou carga (Z_L). As impedâncias citadas estão ilustradas na Figura 5.

Figura 5 – Circuito amplificador, impedâncias de entrada e saída.



Fonte: próprio autor.

Em termos de coeficientes de reflexão a condição para um circuito amplificador incondicionalmente estável é dada por:

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (2.6)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (2.7)$$

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

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \quad (2.9)$$

As expressões (2.6) e (2.7) demonstram que as cargas da rede de duas portas devem ser passivas e as expressões (2.8) e (2.9) exigem que as impedâncias de entrada e saída do amplificador sejam maiores que zero.

Existe um método gráfico, especialmente útil para o caso potencialmente instável, que utiliza a Carta de Smith para avaliar as expressões (2.6-2.9). Esse método mapeia quais valores de impedância Z_s e Z_L geram valores positivos para Z_{in} e Z_{out} em uma dada frequência. Para tanto, círculos de estabilidade são obtidos ao fazer com que os módulos de $|\Gamma_{in}|$ e $|\Gamma_{out}|$ nas expressões (2.8) e (2.9) sejam iguais a 1. Esses círculos mapeados nos planos Γ_s e Γ_L geram as equações dos círculos de estabilidade de entrada e saída do circuito, demonstradas no Apêndice A e descritas abaixo:

Círculo de estabilidade de saída ($|\Gamma_{in}| = 1$),

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.10)$$

com,

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{raio do círculo}), \quad (2.11)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro do círculo}). \quad (2.12)$$

Círculo de estabilidade de entrada ($|\Gamma_{out}| = 1$),

$$\left| \Gamma_s - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.13)$$

com,

$$r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{raio do círculo}), \quad (2.14)$$

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro do círculo}). \quad (2.15)$$

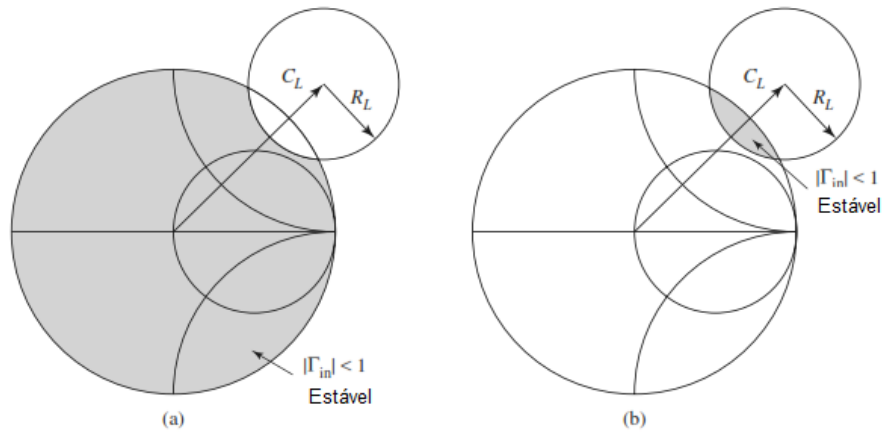
Com os valores dos parametros S do transistor e as expressões (2.11-2.15) podemos plotar na Carta de Smith os valores de Γ_s e Γ_L que geram $|\Gamma_{in}| = 1$ e $|\Gamma_{out}| = 1$.

Para saber qual região da Carta de Smith valores de $|\Gamma_L| < 1$ produzem $|\Gamma_{in}| < 1$ e valores de $|\Gamma_s| < 1$ produzem $|\Gamma_{out}| < 1$, segue-se os passos descritos a seguir:

Passo 1. Faz-se $Z_L = Z_0$ e $Z_s = Z_0$ para se obter $\Gamma_L = 0$ e $\Gamma_s = 0$ respectivamente ;

Passo 2. Para $\Gamma_s = 0$, têm-se $|\Gamma_{out}| = S_{22}$ e para $\Gamma_L = 0$, têm-se $\Gamma_{in} = S_{11}$. Assim os valores de S_{11} e S_{22} determinam se o centro da carta é uma região de valores de Γ_s e Γ_L que produzem uma operação estável ou instável, ou seja, a depender deste valor sabe-se se a região de estabilidade é a região interna ou externa ao círculo de estabilidade em questão, como ilustrado nas Figuras 6 e 7.

Figura 6 – Esboço na Carta de Smith das regiões estáveis para Γ_L . (a) $S_{11} < 1$, (b) $S_{11} > 1$.



Fonte: próprio autor.

Observa-se que se $|S_{11}| > 1$ ou $|S_{22}| > 1$ a rede de duas portas não pode ser incondicionalmente estável, porque $|\Gamma_L| = 0$ ou $|\Gamma_s| = 0$ levam à $|\Gamma_{in}| > 1$ ou $|\Gamma_{out}| > 1$.

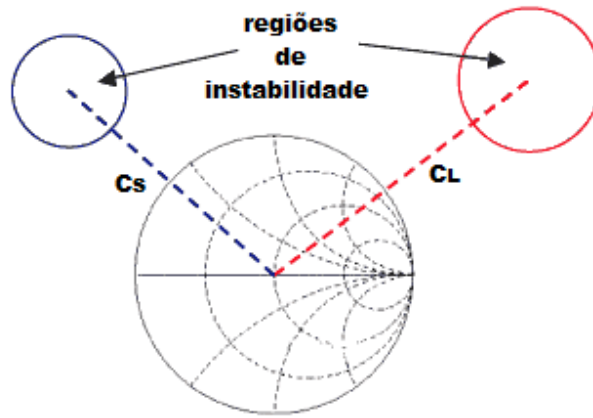
As condições para estabilidade incondicional são dadas por:

$$||C_L| - r_L| > 1 \quad \text{para} \quad |S_{11}| < 1 \quad (2.16)$$

e

$$||C_s| - r_s| > 1 \quad \text{para} \quad |S_{22}| < 1. \quad (2.17)$$

Figura 7 – Esboço na Carta de Smith das regiões estáveis para Γ_L e Γ_s para o caso incondicionalmente estável, toda a carta é estável para o circuito de entrada e saída.



Fonte: próprio autor.

Uma condição necessária e suficiente para que o transistor seja dito incondicionalmente estável para uma dada frequência é chamada de teste $K - \Delta$, ou condição de Rollet e é dada por (POZAR, 2011):

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.18)$$

e

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} < 1. \quad (2.19)$$

A condição de Rollet, apesar de rigorosa matematicamente, não pode ser utilizada para comparar dispositivos, por se tratar de dois parâmetros distintos.

O teste μ é introduzido para preencher esta lacuna, onde valores maiores de μ indicam dispositivos mais estáveis (EDWARDS; SINKSY, 1992).

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1. \quad (2.20)$$

Esta inequação é provada no Apêndice B.

2.3 EXPRESSÕES DE GANHO DE POTÊNCIA UTILIZANDO PARÂMETROS S

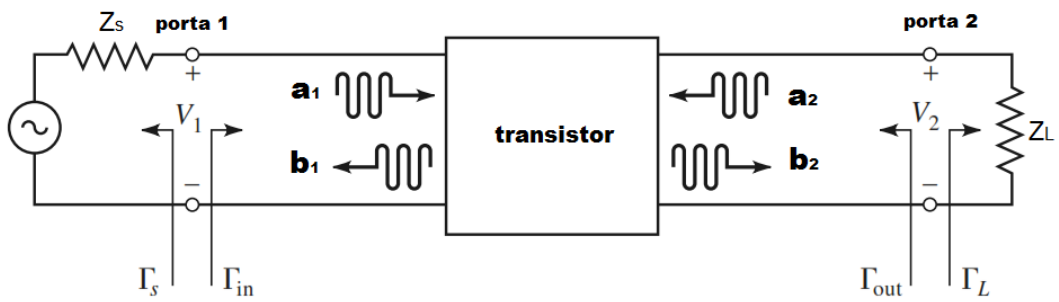
Observando a Figura 8, as expressões para Γ_s e Γ_L são dadas por:

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}, \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (2.21)$$

Com,

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \end{cases}$$

Figura 8 – Rede de 2-portas para transistor.



Fonte: próprio autor.

O coeficiente de reflexão de entrada (Γ_{in}) é dado por:

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1},$$

da Figura 8 notamos que $a_2 = \Gamma_L b_2$ temos então,

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2,$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}\Gamma_L b_2,$$

$$b_2 = \frac{S_{21}a_1}{1 - S_{22}\Gamma_L}. \quad (2.22)$$

Sabemos também que:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2,$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + \frac{S_{12}\Gamma_L S_{21}a_1}{1 - S_{22}\Gamma_L},$$

logo,

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}. \quad (2.23)$$

O coeficiente de reflexão de saída (Γ_{out}) é dado por:

$$\Gamma_{out} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{E_s=0},$$

com,

$$a_1 = \Gamma_s b_1.$$

Das relações dos parâmetros S temos que:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \\ b_1 &= S_{11}\Gamma_s b_1 + S_{12}a_2. \end{aligned}$$

logo,

$$b_1 = \frac{S_{12}a_2}{1 - S_{11}\Gamma_s}. \quad (2.24)$$

Temos ainda das relações de parâmetros S que:

$$\begin{aligned} b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2, \\ b_2 &= \frac{S_{21}\Gamma_s S_{12}a_2}{1 - S_{11}\Gamma_s} + S_{22}a_2. \end{aligned}$$

Assim,

$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}. \quad (2.25)$$

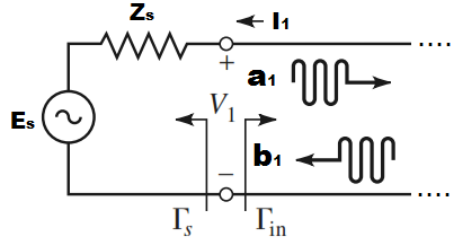
Iremos agora em busca de formulação para as potências presentes no problema do amplificador. Começaremos com a potência entregue à porta 1, mais conhecida como, P_{in} :

$$P_{in} = \frac{1}{2}|a_1|^2 - \frac{1}{2}|b_1|^2 = \frac{1}{2}|a_1|^2(1 - |\Gamma_{in}|^2). \quad (2.26)$$

A tensão V_1 na porta 1 é dada por:

$$V_1 = E_s + I_1 Z_s,$$

Figura 9 – Fonte de uma rede de 2-portas.



Fonte: próprio autor.

onde E_s é a fonte de sinal do circuito, como ilustrado na Figura 9. Em termos de ondas incidentes e refletidas podemos escrever a expressão para V_1 como:

$$\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}} + \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}} = \frac{E_s}{\sqrt{Z_0}} + \frac{1}{\sqrt{Z_0}} \left(\frac{V_1^+}{Z_0} - \frac{V_1^-}{Z_0} \right) Z_s.$$

Observando a Figura 9 vemos que $a_1 = \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}$ e que $b_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}$, fazendo a substituição na expressão acima obtemos:

$$a_1 = b_1 \Gamma_s + \frac{E_s}{\sqrt{Z_0}} \left(\frac{Z_0}{Z_0 + Z_s} \right) \quad \text{com,} \quad \Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0},$$

$$a_1 = b_s + \Gamma_s b_1 \quad \text{com,} \quad b_s = \frac{E_s \sqrt{Z_0}}{(Z_0 + Z_s)}.$$

Como $b_1 = \Gamma_{in} a_1$ temos que,

$$a_1 = b_s + \Gamma_s \Gamma_{in} a_1,$$

$$a_1 = \frac{b_s}{(1 - \Gamma_s \Gamma_{in})}.$$

Como $P_{in} = \frac{1}{2} |a_1|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)$, temos a expressão final para P_{in} dada por:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |b_s|^2 \frac{1 - |\Gamma_{in}|^2}{|(1 - \Gamma_s \Gamma_{in})|^2}. \quad (2.27)$$

A potência disponível pela fonte (P_{AVS}) é definida como:

$$P_{AVS} = P_{in} \Big|_{\Gamma_{in} = \Gamma_s^*},$$

assim,

$$P_{AVS} = \frac{1}{2} \frac{|b_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)}.$$

Logo,

$$\frac{1}{2}|b_s|^2 = P_{AVS}(1 - |\Gamma_s|^2). \quad (2.28)$$

Substituindo o resultado da expressão (2.28) na expressão (2.27) chega-se a:

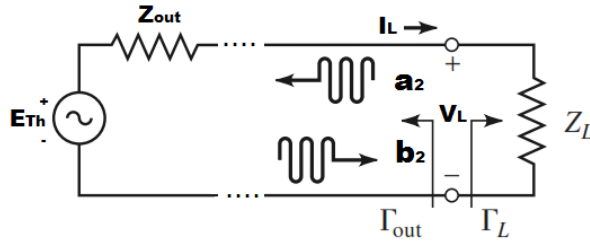
$$P_{in} = P_{AVS} M_s, \quad (2.29)$$

onde,

$$M_s = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_{in}|^2)}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2}. \quad (2.30)$$

M_s é definido como o fator de descasamento da fonte, ou a perda na fonte devido ao descasamento. Observe que, se $\Gamma_s^* = \Gamma_{in}$, então $M_s = 1$ e $P_{AVS} = P_{in}$.

Figura 10 – Circuito Thévenin para o circuito de saída.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 10 é construído um circuito Thévenin para a saída do circuito. Observe que:

$$b_2 = b_{Th} + \Gamma_{out} a_2,$$

análogo ao desenvolvimento anterior. Considera-se:

$$b_2 = \frac{V_L^-}{\sqrt{Z_0}}, \quad a_2 = \frac{V_L^+}{\sqrt{Z_0}}, \quad b_{Th} = \frac{E_{Th} \sqrt{Z_0}}{Z_{out} + Z_0}, \quad \Gamma_{out} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0},$$

como $a_2 = \Gamma_L b_2$ temos que,

$$b_2 = b_{Th} + \Gamma_{out} a_2,$$

$$b_2 = b_{Th} + \Gamma_{out}\Gamma_L b_2,$$

$$b_2 = \frac{b_{Th}}{(1 - \Gamma_{out}\Gamma_L)}.$$

A potência entregue a carga é dada por,

$$P_L = \frac{1}{2}|b_2|^2 - \frac{1}{2}|a_2|^2 = \frac{1}{2}|b_2|^2(1 - |\Gamma_L|^2),$$

$$P_L = \frac{1}{2}|b_{Th}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L\Gamma_{out}|^2}. \quad (2.31)$$

A potência disponível pela rede (P_{AVN}) é definida por:

$$P_{AVN} = P_L \Big|_{\Gamma_L = \Gamma_{out}^*},$$

assim,

$$P_{AVN} = \frac{1}{2}|b_{Th}|^2 \frac{1}{(1 - |\Gamma_{out}|^2)}. \quad (2.32)$$

Rearrmando a expressão (2.32) em função de $\frac{1}{2}|b_{Th}|^2$ e substituindo em (2.31), podemos escrever P_L em função de P_{AVN} ,

$$P_L = P_{AVN}M_L, \quad (2.33)$$

onde,

$$M_L = \frac{(1 - |\Gamma_{out}|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2}. \quad (2.34)$$

M_L é definido como o fator de descasamento da carga. Observe que se $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$, então $M_L = 1$ e $P_L = P_{AVN}$.

Finalmente expressões para os ganhos de potência G_A , G_p , e G_T podem ser obtidas: Começando por G_p , temos por definição que,

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}}.$$

Ou seja,

$$G_p = \frac{\frac{1}{2}|b_2|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{\frac{1}{2}|a_1|^2(1 - |\Gamma_{in}|^2)}. \quad (2.35)$$

Substituindo na expressão (2.35) o resultado obtido para b_2 em (2.22), chegamos à expressão para G_p em função apenas dos parâmetros S e dos coeficientes de reflexão:

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2)}. \quad (2.36)$$

O ganho do transdutor G_T é definido por:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}},$$

ou em função do fator de desacoplamento da fonte e do ganho de potência,

$$G_T = \frac{P_L}{P_{in}} \frac{P_{in}}{P_{AVS}} = M_s G_p. \quad (2.37)$$

Substituindo (2.30) e (2.36) na expressão (2.37) obtemos,

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (2.38)$$

Manipulando o denominador de (2.38) podemos obter G_T em função de Γ_{out} ,

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2}. \quad (2.39)$$

E finalmente o ganho de potência disponível (G_A) é definido por:

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}},$$

ou em função do ganho do transdutor e do fator de desacoplamento da carga,

$$G_A = \frac{P_L}{P_{AVS}} \frac{P_{AVN}}{P_L} = \frac{G_T}{M_L}. \quad (2.40)$$

Substituindo (2.34) e (2.38) em (2.40), chegamos finalmente a:

$$G_A = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1 - |\Gamma_{out}|^2}. \quad (2.41)$$

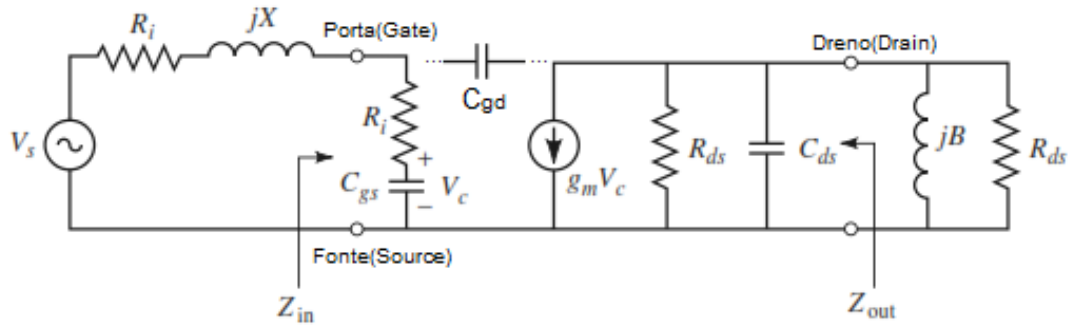
2.4 TRANSISTORES UNILATERAIS E BILATERAIS

Uma rede de duas portas é dita unilateral quando o parâmetro de sua matriz S, S_{12} , é igual a zero. Para a maioria dos projetos de amplificadores em micro-ondas a teoria dos parâmetros S é suficiente para determinação do ganho, redes de casamento de impedância e outros parâmetros do circuito, não sendo necessário recorrer aos modelos de pequenos sinais do transistor. Entretanto

é interessante observar que quando a impedância de realimentação do modelo para pequenos sinais do transistor pode ser desconsiderada, temos $S_{12} = 0$ e consequentemente um transistor unilateral. Tem-se na Figura 11 o exemplo de quando C_{gd} , capacitância entre dreno e porta, é muito pequena, portanto, neste caso, o FET é dito unilateral.

As subseções a seguir trazem as expressões de projeto para amplificadores unilaterais e bilaterais para os dois casos possíveis, incondicionalmente estável e potencialmente instável (POZAR, 2011) (GILMORE; BESSER, 2004) (HEWLETPACKARD, 1973).

Figura 11 – Circuito equivalente de um transistor FET unilateral com C_{gd} desprezível.



Fonte: próprio autor.

2.4.1 Projeto de amplificadores com transistores unilaterais

Em um transistor unilateral as expressões (2.23) e (2.25) são simplificadas e dadas por:

$$\Gamma_{in} = S_{11} \quad (2.42)$$

e

$$\Gamma_{out} = S_{22}. \quad (2.43)$$

Consequentemente a expressão (2.38) também é simplificada e é conhecida como G_{TU} , ganho do transdutor unilateral:

$$G_{TU} = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (2.44)$$

Pode-se pensar que a expressão para G_{TU} é composta por três termos independentes de ganho,

$$G_{TU} = G_s G_0 G_L, \quad (2.45)$$

onde a rede de casamento de entrada determina Γ_s e portanto G_s e a rede de casamento de saída determina Γ_L consequentemente G_L . G_0 depende apenas do S_{21} do transistor, por isso é chamado de ganho do transistor.

$$G_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2}, \quad (2.46)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}, \quad (2.47)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2. \quad (2.48)$$

A razão para se considerar G_s e G_L quase sempre como blocos de ganho, é a existência intrínseca de um descasamento entre Γ_s e S_{11} ou Γ_L e S_{22} , assim uma melhora das perdas por descasamento pode ser interpretado como um ganho.

Para um transistor unilateral incondicionalmente estável, $|S_{11}| < 1$ e $|S_{22}| < 1$, o máximo valor de G_s e G_L ocorre quando,

$$\Gamma_s = S_{11}^* \text{ e } \Gamma_L = S_{22}^*.$$

Assim,

$$G_{TU,max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}. \quad (2.49)$$

observe que,

$$G_{TU,max} = G_{PU,max} = G_{AU,max}$$

2.4.1.1 Caso incondicionalmente estável

Devido a similaridade das expressões para G_s e G_L define-se o termo genérico G_i :

$$G_i = \frac{1 - |\Gamma_i|^2}{|1 - S_{ii}\Gamma_i|^2}, \quad (2.50)$$

onde $G_{i,max}$ ocorre quando $\Gamma_i = S_{ii}^*$ e é dado por:

$$G_{i,max} = \frac{1}{1 - |S_{ii}|^2}. \quad (2.51)$$

G_i assume seu valor mínimo, igual a zero, quando $|\Gamma_i| = 1$, portanto G_i pode variar entre zero e $G_{i,max}$, $0 < G_i < G_{i,max}$. Define-se o fator de ganho por:

$$g_i = \frac{G_i}{G_{i,max}} = \frac{1 - |\Gamma_i|^2}{|1 - S_{ii}\Gamma_i|^2}(1 - |S_{ii}|^2), \quad (2.52)$$

de modo que,

$$0 \leq g_i \leq 1. \quad (2.53)$$

Desenvolvendo a expressão (2.52),

$$g_i(1 - S_{ii}\Gamma_i)(1 - S_{ii}^*\Gamma_i^*) = 1 - |\Gamma_i|^2 - |S_{ii}|^2 + |\Gamma_i|^2|S_{ii}|^2, \quad (2.54)$$

multiplicando-se os termos a direita e rearrumando a expressão, chegamos a:

$$|\Gamma_i|^2 - \frac{g_i S_{ii}}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)}(\Gamma_i) - \frac{g_i S_{ii}^*}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)}(\Gamma_i^*) = \frac{1 - g_i - |S_{ii}|^2}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)}. \quad (2.55)$$

Como pode ser visto no Apêndice A a expressão (2.55) é a equação de uma circunferência de ganho constante no plano Γ_i , dada por:

$$|\Gamma_i - C_{gi}| = r_{gi}, \quad (2.56)$$

onde C_{gi} é o centro da circunferência e r_{gi} é o raio, dados por:

$$C_{gi} = \frac{g_i S_{ii}^*}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)}, \quad (2.57)$$

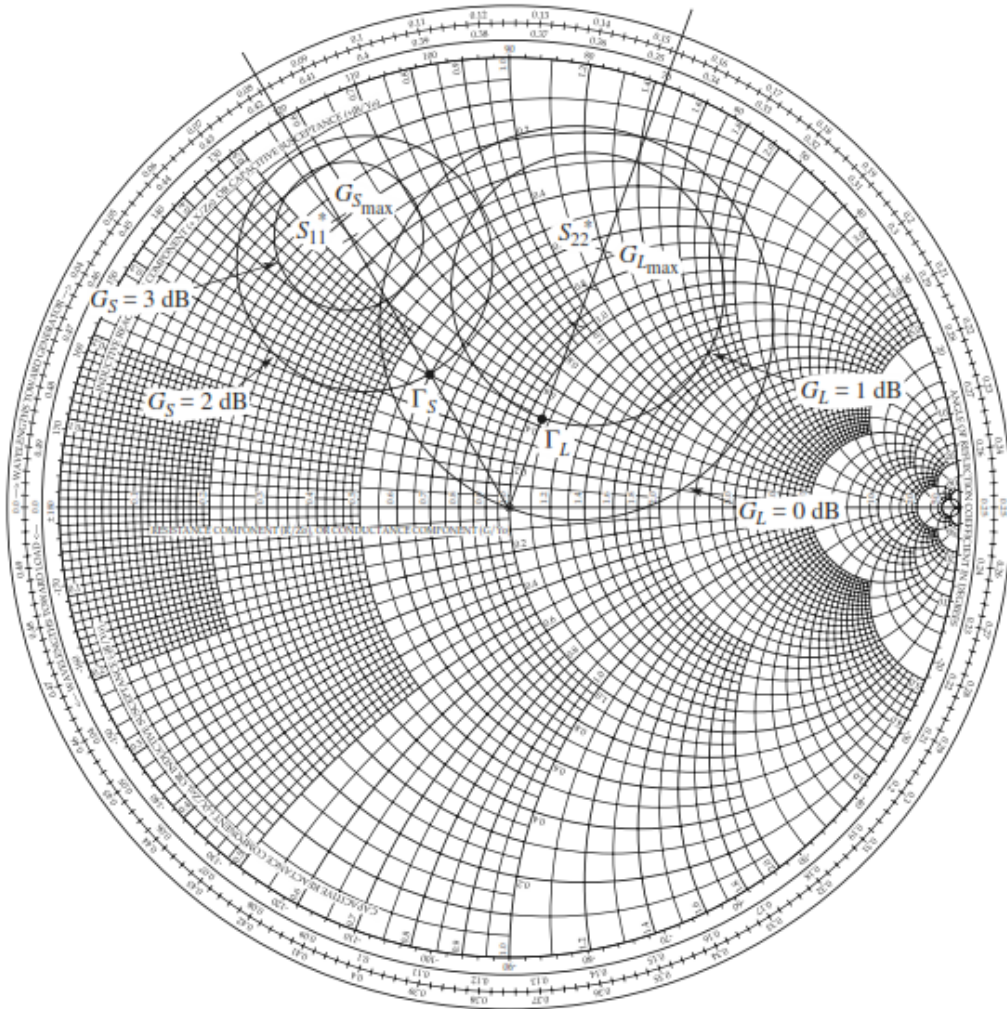
$$r_{gi} = \frac{\sqrt{1 - g_i}(1 - |S_{ii}|^2)}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)}. \quad (2.58)$$

Cada valor constante do fator de ganho, g_i , gera um novo círculo de ganho constante, G_i , ou seja, um novo círculo G_s ou G_L . O procedimento para se desenhar os círculos de G_i constante na Carta de Smith é dado a seguir:

1. Localiza-se S_{ii}^* e desenha-se uma linha da origem da carta até S_{ii}^* , esta reta define a angulação de C_{gi} ;
2. Determina-se o valor de G_i para o qual o círculo deve ser desenhado e calcula-se o valor do fator de ganho, g_i ;
3. Determina-se o valor do $|C_{gi}|$;
4. Calcula-se o valor de r_{gi} e conclui-se o desenho do círculo.

Na Figura 12 tem-se o esboço das curvas de G_s e G_L constante de um amplificador para vários valores em uma dada frequência.

Figura 12 – Círculos de ganho constante para G_s e G_L no caso incondicionalmente estável.



Fonte:(POZAR, 2011).

2.4.1.2 Caso potencialmente instável

Neste caso $|S_{ii}| > 1$. A resistência negativa associada a $|S_{ii}| > 1$ pode ser lida a partir da carta de smith localizando o ponto $\frac{1}{S_{ii}^*}$ e interpretando os valores dos círculos de resistência constante como negativos e os de reatância constante como assinalados. Do exposto não é surpresa observar que existe um valor crítico para Γ_i dado por:

$$\Gamma_{i,c} = \frac{1}{S_{ii}^*}, \quad (2.59)$$

quando Γ_i assume seu valor crítico G_i vai ao infinito. A expressão (2.59) mostra que a parte real da impedância associada a $\Gamma_{i,c}$ se anula com a parte real da impedância associada a

2.4.1.3 *Figura de mérito unilateral*

Quando o S_{12} pode ser considerado nulo em um transistor bilateral, o design do amplificador fica bem mais simples. Existe uma figura de mérito que pode ser utilizada pelo projetista para avaliar a possibilidade de se utilizar as expressões de projeto do transistor unilateral para o caso Bilateral.

Ao dividir-se G_T por G_{TU} ,

$$\frac{G_T}{G_{TU}} = \frac{1}{\left| 1 - \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L\Gamma_s}{(1-S_{11}\Gamma_s)(1-S_{22}\Gamma_L)} \right|^2} = \frac{1}{|1-x|^2}, \quad (2.61)$$

percebe-se que a razão $\frac{G_T}{G_{TU}}$ é limitada em ambos os lados por :

$$\frac{1}{(1+|x|)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-|x|)^2}. \quad (2.62)$$

Quando,

$$\Gamma_s = S_{11}^* \text{ e } \Gamma_L = S_{22}^*,$$

G_{TU} tem seu valor máximo e $|x|$ é conhecido como U, figura de mérito unilateral (POZAR, 2011).

2.4.2 *Projeto de amplificadores com transistores bilaterais*

Os transistores bilaterais nem sempre podem ser considerados transistores unilaterais, como pode ser avaliado, caso a caso, na expressão (2.62). Quando S_{12} não puder ser desprezado expressões de projeto para transistores bilaterais são necessárias. As subseções a seguir trazem as expressões de projeto para transistores bilaterais tanto para ganho máximo, quando possível, como para ganho diferente do máximo. Os casos em que os transistores são incondicionalmente estáveis e potencialmente instáveis são analisados.

2.4.2.1 *Casamento simultâneo de entrada e saída*

No caso de amplificadores bilaterais Γ_{in} e Γ_{out} se afetam mutuamente, de forma que a entrada e a saída do circuito devem ser casadas simultaneamente.

Substituindo-se $\Gamma_{in} = \Gamma_s^*$ e $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ nas expressões (2.23) e (2.25) respectivamente, obtêm-se:

$$\Gamma_s^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}, \quad (2.63)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}. \quad (2.64)$$

Aplicando o conjugado em (2.63) e passando Γ_L para o denominador, tem-se:

$$\Gamma_s = S_{11}^* + \frac{S_{12}^*S_{21}^*}{\frac{1}{\Gamma_L^*} - S_{22}^*}. \quad (2.65)$$

Compactando a expressão (2.64), chega-se a:

$$\Gamma_L^* = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}. \quad (2.66)$$

Substituindo-se (2.66) em (2.65) e expandindo a expressão resultante, têm-se que:

$$\Gamma_s(1 - |S_{22}|^2) + \Gamma_s^2(\Delta S_{22}^* - S_{11}) = \Gamma_s(\Delta S_{11}^* S_{22}^* - |S_{11}|^2 - \Delta S_{12}^* S_{21}^*) + S_{11}^*(1 - |S_{22}|^2) + S_{12}^* S_{21}^* S_{22},$$

$$(S_{11} - \Delta S_{22}^*)\Gamma_s^2 + (|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - 1)\Gamma_s + (S_{11}^* - \Delta^* S_{22}) = 0. \quad (2.67)$$

A expressão (2.67) é uma equação do segundo grau em Γ_s e pode ser resolvida normalmente:

$$\Gamma_{ss} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}, \quad (2.68)$$

similarmente para Γ_L temos que,

$$\Gamma_{sL} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}, \quad (2.69)$$

onde,

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2, \quad (2.70)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2, \quad (2.71)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*, \quad (2.72)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*. \quad (2.73)$$

Novamente utilizando-se da semelhança entre as expressões para Γ_{ss} e Γ_{sL} , faz-se uso do índice i para se destacar alguns pontos. Observa-se que:

$$\left| \frac{B_i}{2C_i} \right| > 1, \quad (2.74)$$

que é equivalente a,

$$\Delta = B_i^2 - 4A_iC_i > 0, \quad (2.75)$$

com $A_i = C_i$ da expressão (2.67) e $B_i > 0$ as expressões (2.68) e (2.69) com sinal $(-)$ resultam em expressões de $|\Gamma_{ss}| < 1$ e $|\Gamma_{sL}| < 1$. Pode-se provar que as expressões (2.68) e (2.69) com sinal $(+)$ resultam em expressões de $|\Gamma_{ss}| > 1$ e $|\Gamma_{sL}| > 1$.

Substituindo-se (2.70) ou (2.71) em (2.75) e fazendo uso da identidade:

$$|C_1|^2 = |S_{12}S_{21}|^2 + (1 - |S_{22}|^2)(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2), \quad (2.76)$$

com $|C_2|^2$ tendo expressão análoga, apenas permutando S_{11} por S_{22} e vice versa. Chega-se a equivalência entre as expressões:

$$\left| \frac{B_i}{2C_i} \right| \equiv K, \quad (2.77)$$

onde K é advindo do teste de Rollet.

Do exposto, é possível analisar os valores de Γ_{ss} e Γ_{sL} em função dos critérios de estabilidade:

$$(K > 1 \text{ e } |\Delta| < 1)$$

Caso incondicionalmente estável, substituindo-se Γ_{ss} e Γ_{sL} em (2.38), tem-se que:

$$G_{T,Max} = \frac{1}{1 - |\Gamma_{ss}|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_{sL}|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_{sL}|^2}, \quad (2.78)$$

ao se substituir (2.68) e (2.69) em (2.78) pode-se chegar a:

$$G_{T,max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (2.79)$$

$$(K > 1 \text{ e } |\Delta| > 1)$$

Com $K > 1$ existe casamento simultâneo, $VSW R_{in} = VSW R_{out} = 1$, apesar do circuito instável. $|\Delta| > 1$ é equivalente a $B_i < 0$, logo as expressões (2.68) e (2.69) com sinal (+) resultam em expressões de $|\Gamma_{ss}| < 1$ e $|\Gamma_{sL}| < 1$.

Substituindo-se (2.68) e (2.69) em (2.78) para este caso, obtém-se:

$$G_{T,min} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K + \sqrt{K^2 - 1}). \quad (2.80)$$

A medida em que Γ_s e Γ_L se aproximam dos círculos de instabilidade $G_T \rightarrow \infty$. Uma figura de mérito chamada de máximo ganho estável, é definida como $G_{T,max}$ com $K = 1$:

$$G_{msg} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (2.81)$$

Essa figura de mérito é bastante útil no caso de transistores potencialmente instáveis, onde a expressão (2.79) não tem significado e serve como comparativo de ganhos de transistores trabalhando na região estável.

$$(K < 1)$$

$K < 1$ equivale a $|\frac{B_i}{2C_i}| < 1$, logo o casamento simultâneo não é possível para o caso potencialmente instável em que $K < 1$.

2.4.2.2 Círculos de ganho constante G_p e G_A

Quando $S_{12} \neq 0$ não puder ser negligenciado, um procedimento de design baseado no ganho operacional, G_p , é comumente utilizado. Observa-se que a expressão (2.36) é independente de Γ_s , o que traz facilidades para o projeto. O procedimento de projeto para o ganho disponível, G_A , é análogo ao procedimento de design utilizando G_p , esse tem sua expressão, (2.41), independente de Γ_L , é bastante utilizado nos projetos de LNA e será discutido paralelamente.

Com a forma compacta para Γ_{in} dada por:

$$\frac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}, \quad (2.82)$$

substituindo a expressão (2.82) em (2.36) obtém-se,

$$G_p = |S_{21}|^2 g_p, \quad (2.83)$$

onde,

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta \Gamma_L|^2}. \quad (2.84)$$

Desenvolvendo-se o denominador da expressão (2.84) e utilizando-se da expressão (2.73), chega-se a:

$$g_p = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(\Gamma_L C_2)}. \quad (2.85)$$

Observa-se que G_p e g_p são independentes de Γ_s e só dependem dos parametros S do transistor e de Γ_L . De maneira análoga,

$$g_A = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{1 - |S_{22}|^2 + |\Gamma_s|^2(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(\Gamma_s C_1)}, \quad (2.86)$$

expressão muito parecida com (2.85), apenas substituindo Γ_L por Γ_s , S_{11} por S_{22} e vice versa. A expressão (2.86) por sua vez é independente de Γ_L , dependendo apenas de Γ_s e dos parametros S do transistor.

Arrumando-se a expressão (2.85) em busca da equação da circunferência de G_p constante no plano Γ_L , chega-se a:

$$(1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2))|\Gamma_L|^2 - 2g_p\text{Re}(\Gamma_L C_2) = 1 - g_p(1 - |S_{11}|^2),$$

$$|\Gamma_L|^2 - \frac{-g_p C_2 \Gamma_L}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} - \frac{-g_p C_2^* \Gamma_L^*}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} = \frac{1 - g_p(1 - |S_{11}|^2)}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}. \quad (2.87)$$

A expressão (2.87) quando comparada a expressão (A.4), mostra claramente ser a equação de um círculo do tipo:

$$|\Gamma_L - C_p| = r_p, \quad (2.88)$$

onde,

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (2.89)$$

e

$$r_p^2 - |C_p|^2 = \frac{1 - g_p(1 - |S_{11}|^2)}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)},$$

depois de algumas simplificações, r_p é dado por:

$$r_p = \frac{[1 - 2K|S_{21}S_{12}|g_p + g_p^2|S_{21}S_{12}|^2]^{-\frac{1}{2}}}{|1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|}. \quad (2.90)$$

Analogamente, define-se:

$$C_A = \frac{g_A C_1^*}{1 + g_a(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (2.91)$$

e

$$r_A = \frac{[1 - 2K|S_{21}S_{12}|g_A + g_A^2|S_{21}S_{12}|^2]^{-\frac{1}{2}}}{|1 + g_A(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|}. \quad (2.92)$$

O máximo valor de G_p ou G_A ocorre quando $r_p = 0$ ou $r_A = 0$ respectivamente, logo da expressão (2.90) ou (2.92) obtém-se:

$$g_{i,MAX}^2|S_{21}S_{12}|^2 - 2K|S_{21}S_{12}|g_{i,MAX} + 1 = 0, \quad (2.93)$$

resolvendo-se a equação do segundo grau, expressão(2.93), obtém-se:

$$g_{i,MAX} = \frac{1}{|S_{21}S_{12}|}(K - \sqrt{K^2 - 1}), \quad (2.94)$$

substituindo-se (2.94) em (2.83), chega-se a:

$$G_{i,MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}(K - \sqrt{K^2 - 1}), \quad (2.95)$$

como esperado, $G_{i,MAX} = G_{T,MAX}$.

No caso especial em que $K > 1$ e $|\Delta| > 1$, existe um $G_{i,min} = G_{T,min}$ dado pela expressão (2.80).

O procedimento para o esboço dos círculos de G_p e G_A constantes na Carta de Smith para o caso em que o transistor é incondicionalmente estável é dado por:

1. Escolhe-se o tipo de ganho com o qual se deseja projetar o amplificador, G_p ou G_A ;
2. Com o valor de G_i definido calcula-se g_i , e então C_i e r_i ;
3. Escolhe-se Γ_i no círculo de G_i constante, Γ_L se o ganho escolhido foi G_p ou Γ_s para G_A ;
4. Escolhe-se $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ no caso do projeto com ganho G_p e $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ no caso do projeto utilizando G_A , desta forma se tem a máxima transferência de potência na entrada ou na saída do circuito a depender do G_i utilizado, logo $G_i = G_T$ nessas condições.

Para o caso de um projeto utilizando G_p , com o Γ_L escolhido do círculo de G_p constante, existe um $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ associado que gera $VSWR_{in} = 1$ logo para este Γ_s existe um Γ_{out} . O descasamento existente entre Γ_{out} e Γ_L determinará o $VSWR_{out}$. As vezes é necessário se ter um pequeno descasamento na entrada para se obter o $VSWR_{out}$ desejado.

Para o caso potencialmente instável um cuidado adicional com a região em que Γ_i é escolhido é necessário e o procedimento do esboço dos círculos é descrito a seguir:

1. Como G_i pode ser infinito para o caso potencialmente instável, calcula-se o valor de G_{msg} .
2. Escolhe-se um G_i abaixo do valor de G_{msg} e desenha-se o círculo de estabilidade de saída, para os projetos utilizando G_p , e o de entrada para os projetos que utilizem G_A . Selecione um valor de Γ_i , Γ_L para os círculos G_p constante e Γ_s para círculos G_A constante, que esteja afastado da região de instabilidade.
3. (a) Para os projetos com G_p calcule Γ_{in} e verifique se o valor de $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ pertence a região estável, para isso desenhe o círculo de estabilidade de entrada e avalie.
(b) Para os projetos com G_A calcule Γ_{out} e verifique se o valor de $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ pertence a região estável, para isso desenhe o círculo de estabilidade de saída e avalie.
4. (a) Para os projetos com G_p , se o valor de $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ não estiver na região estável, um novo valor de G_p pode ser escolhido, ou Γ_s pode ser escolhido para um valor de $VSWR_{in} > 1$ dentro da região estável.
(b) Para os projetos com G_A , se o valor de $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ não estiver na região estável, um novo valor de G_A pode ser escolhido, ou Γ_L pode ser escolhido para um valor de $VSWR_{out} > 1$ dentro da região estável.

Independentemente do tipo de ganho escolhido para o projeto, G_p ou G_A , é importante manter os valores escolhidos de Γ_i não muito próximos das regiões de instabilidade da Carta de Smith, devido a variações de valores inerentes de componentes eletrônicos que podem fazer o amplificador se comportar como oscilador.

2.4.3 Círculos de VSWR constante

Os círculos de VSWR (*voltage standing wave ratio*) constante são importantes no projeto de amplificadores de micro-ondas. Em circuitos de LNA (*low noise amplifier*) por exemplo, um VSWR específico é exigido na entrada, para que se tenha o máximo desempenho em relação ao ruído.

O VSWR de entrada é dado por:

$$VSWR_{in} = \frac{1 + |\Gamma_a|}{1 - |\Gamma_a|}, \quad (2.96)$$

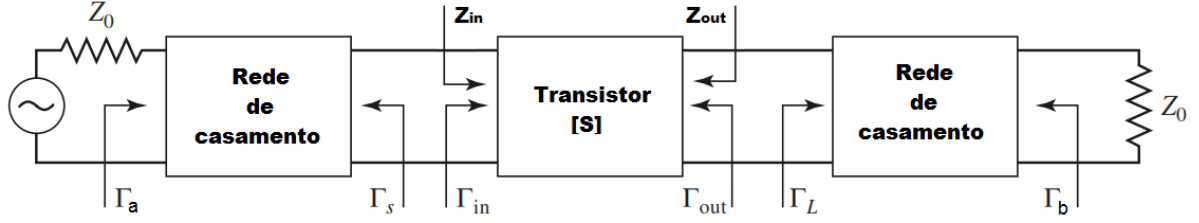
onde,

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0}, \quad (2.97)$$

como pode ser visto na Figura 14. A expressão para a potência de entrada pode ser escrita como:

$$P_{in} = P_{AVS}(1 - |\Gamma_a|^2). \quad (2.98)$$

Figura 14 – Amplificador de micro-ondas.



Fonte: próprio autor.

Comparando-se (2.98) com (2.29), chega-se a:

$$|\Gamma_a| = \sqrt{1 - M_s}, \quad (2.99)$$

portanto pode-se calcular o $VSWR_{in}$ a partir do conhecimento do coeficiente de descasamento M_s . Assim, substituindo-se (2.30) em (2.99), tem-se que:

$$|\Gamma_a| = \left| \frac{\Gamma_{in} - \Gamma_s^*}{1 - \Gamma_{in}\Gamma_s} \right| = \left| \frac{\Gamma_{in}^* - \Gamma_s}{1 - \Gamma_{in}\Gamma_s} \right|. \quad (2.100)$$

A expressão (2.100) mostra que para um dado Γ_{in} , Γ_s e Γ_a estão relacionados por uma transformação de Mobius, portanto valores constantes de $|\Gamma_a|$ são obtidos por valores de Γ_s que caem sob um círculo no plano Γ_s . Comparando-se a expressão (2.100) com (A.3), identifica-se que:

$$a = -1, \quad b = \Gamma_{in}^*, \quad c = -\Gamma_{in} \quad e \quad d = 1.$$

Deste modo, um círculo de $|\Gamma_a|$ constante é mapeado no plano Γ_s , dado por:

$$|\Gamma_s - C_{VSWR_{in}}| = r_{VSWR_{in}}, \quad (2.101)$$

onde,

$$C_{VSWR_{in}} = \frac{\Gamma_{in}^*(1 - |\Gamma_a|^2)}{1 - |\Gamma_a\Gamma_{in}|^2} \quad (\text{centro do círculo}) \quad (2.102)$$

e

$$r_{VSWR_{in}} = \frac{|\Gamma_a|(1 - |\Gamma_{in}|^2)}{1 - |\Gamma_a\Gamma_{in}|^2} \quad (\text{raio do círculo}). \quad (2.103)$$

Analogamente para um dado Γ_{out} , Γ_L e Γ_b estão relacionados por uma transformação de Mobius, deste modo, um círculo de $|\Gamma_b|$ constante é mapeado no plano Γ_L , dado por:

$$|\Gamma_L - C_{VSWR_{out}}| = r_{VSWR_{out}}, \quad (2.104)$$

onde,

$$C_{VSWR_{out}} = \frac{\Gamma_{out}^*(1 - |\Gamma_b|^2)}{1 - |\Gamma_b \Gamma_{out}|^2} \quad (\text{centro do círculo}) \quad (2.105)$$

e

$$r_{VSWR_{out}} = \frac{|\Gamma_b|(1 - |\Gamma_{out}|^2)}{1 - |\Gamma_b \Gamma_{out}|^2} \quad (\text{raio do círculo}). \quad (2.106)$$

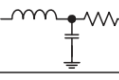
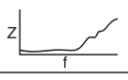
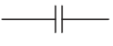
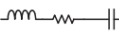
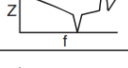
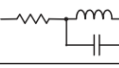
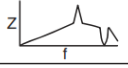
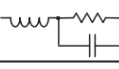
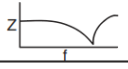
2.5 ELEMENTOS CONCENTRADOS

É preciso ressaltar, entretanto, que o uso de elementos distribuídos nem sempre é a melhor escolha a depender das necessidades do projeto. Elementos concentrados vêm sendo utilizados a quase 50 anos na construção de MICs (*microwave integrated circuits*) inicialmente nas bandas L e S que correspondem às faixas de frequência de 1-2 GHz e 2-4 GHz, respectivamente. Circuitos integrados na banda C, que correspondem à faixa de frequência de 4-8 GHz, construídos com elementos distribuídos, são uma ordem de grandeza maiores do que os construídos com elementos concentrados. Atualmente elementos concentrados operando até 30 GHz são comumente encontrados em projetos de MICs (BAHL, 2003).

Ao se analisar o problema de circuitos discretos, ou seja, não integrados, percebe-se que existem nuances envolvidas na utilização de elementos concentrados no projeto de circuitos de micro-ondas (COILCRAFT, 2015). Elemento concentrado, é um elemento passivo cujo tamanho em qualquer dimensão é muito menor do que o comprimento de onda guiado, fazendo com que nenhum deslocamento de fase ocorra entre os terminais de entrada e saída do componente. Considera-se elemento concentrado qualquer elemento que tenha $d < \lambda/20$ onde d é a maior dimensão do elemento (BAHL, 2003).

Sendo assim, uma análise em componentes de encapsulamento 0402, componentes com dimensão de 0,04" por 0,02", considerando uma permissividade elétrica efetiva de valor alto, $\varepsilon_{eff} = 4$, ainda resultaria em uma frequência de operação superior a 7,5 GHz. Outro fator determinante, para que um componente concentrado possa operar em uma determinada faixa de frequência, é a frequência de autorressonância do componente (*do inglês Self Resonant Frequency, SRF*). A SRF vai ter seu valor dependente do tamanho do componente e do valor da indutância ou capacitância especificada, caindo à medida que se aumenta o valor do capacitor ou indutor. A ressonância série é a primeira a aparecer no caso do capacitor e a ressonância paralela no caso do indutor, como pode ser visto na Figura 15.

Figura 15 – Comportamento dos componentes concentrados com o aumento da frequência.

Componente	Baixa-frequência	Alta-frequência	Impedância x Freq
Fio			
Capacitor			
Indutor			
Resistor			

Fonte: próprio autor.

Em circuitos de casamento de impedância é desejável que se tenha pouca variação do valor da indutância ou capacitância utilizada, sendo exigido que a frequência de operação fique em torno de uma frequência até dez vezes menor que a SRF. Define-se como frequência de autorressonância, a frequência na qual o módulo da reatância indutiva se torna igual ao módulo da reatância capacitiva parasita, uma anulando a outra e gerando a ressonância paralela para o caso do indutor. um caso análogo acontece com o capacitor, onde o elemento parasita passa a ser a indutância e a SRF e a ressonância serie. A partir dessa frequência, o indutor passa a se comportar como capacitor e vice e versa.

Do exposto, para indutores 0402, a depender da indutância necessária, é possível que não se consiga uma SRF dez vezes maior que a frequência de operação, sendo necessário um compromisso entre a utilização desse componente e a exatidão dos resultados almejados. Componentes 0402 não são os menores disponíveis comercialmente; existem ainda os 0201 e outros ainda menores. Mas, à medida que se diminui o tamanho do componente, fica mais difícil e custoso encontrar empresas que executem o trabalho de montagem. Na Tabela 1 é possível observar um breve comparativo entre as vantagens de utilização de elementos concentrados ou distribuídos.

2.6 ESTRUTURAS PERIÓDICAS

Conceitos de estruturas periódicas infinitas utilizadas no projeto de filtros de micro-ondas podem ser utilizadas para ajudar a projetar ou pelo menos confirmar os resultados obtidos pela equiparação das matrizes ABCD da estrutura LTA com a estrutura que se deseja substituir, a LT convencional (POZAR, 2011).

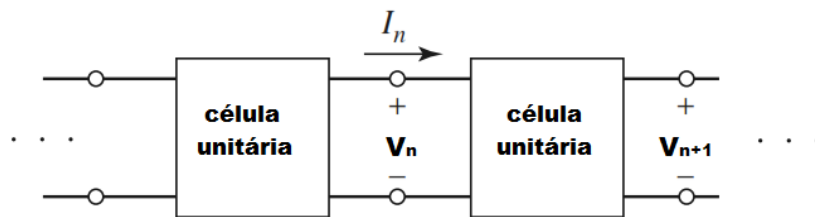
Na Figura 16 pode-se observar que para uma onda que se propaga na direção $+z$, temos para um referencial em $z = 0$:

Tabela 1 – Comparativo entre as vantagens em se utilizar elementos concentrados ou distribuídos. Características em que um tipo de elemento seja mais vantajoso que o outro estão demarcadas com (X).

Característica	Elemento concentrado	Elemento distribuido
Fator de qualidade		X
Tamanho físico	X	
Problemas com acoplamento	X	
Flexibilidade de valores		X
Precisão de valores		X
Frequência MAX		X
Introdução de elementos parasitas		X
Custo	X	

Fonte: próprio autor.

Figura 16 – Concatenação de células unitárias.



Fonte: próprio autor.

$$V(z) = V(0)e^{-\gamma z}, \quad (2.107)$$

$$I(z) = I(0)e^{-\gamma z}. \quad (2.108)$$

Como as estruturas são infinitas as correntes e tensões no terminal n podem diferir por apenas um fator das tensões e correntes do terminal $n + 1$. Esse fator é justamente o fator de propagação $e^{-\gamma d}$,

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d}, \quad (2.109)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d}. \quad (2.110)$$

Assim, trazendo este resultado para a n -ésima célula unitária, como ilustrado na Figura 16 temos,

$$\begin{pmatrix} V_n \\ I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{LTA} & B_{LTA} \\ C_{LTA} & D_{LTA} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{n+1}e^{\gamma d} \\ I_{n+1}e^{\gamma d} \end{pmatrix}, \quad (2.111)$$

trazendo o resultado do termo mais a direita para dentro da matriz ABCD obtêm-se:

$$\begin{pmatrix} A_{LTA} - e^{\gamma d} & B_{LTA} \\ C_{LTA} & D_{LTA} - e^{\gamma d} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{pmatrix} = 0, \quad (2.112)$$

onde d é o comprimento total da célula unitária (distância entre os terminais n e $n+1$). Para se obter uma solução não trivial, o determinante da matriz da equação (2.112) precisa ser igual a zero. Assim obtêm-se:

$$(A_{LTA} - e^{\gamma d})(D_{LTA} - e^{\gamma d}) - C_{LTA}B_{LTA} = 0,$$

$$A_{LTA}D_{LTA} + e^{2\gamma d} - (A_{LTA} + D_{LTA})e^{\gamma d} - C_{LTA}B_{LTA} = 0. \quad (2.113)$$

Pode-se aqui definir a impedância característica da estrutura periódica como:

$$Z_{LTA} = \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}}. \quad (2.114)$$

Na eq.(2.112) faz-se a multiplicação da primeira linha da matriz a esquerda pela coluna única da matriz a direita, assim:

$$(A_{LTA} - e^{\gamma d})V_{n+1} + B_{LTA}I_{n+1} = 0,$$

$$Z_{LTA} = \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} = \frac{-B_{LTA}}{(A_{LTA} - e^{\gamma d})}. \quad (2.115)$$

O termo $e^{\gamma d}$ pode ser isolado em (2.113) observando que trata-se de uma equação do segundo grau,

$$e^{\gamma d} = \frac{(A_{LTA} + D_{LTA}) \pm \sqrt{(A_{LTA} + D_{LTA})^2 - 4(A_{LTA}D_{LTA} - B_{LTA}C_{LTA})}}{2}, \quad (2.116)$$

finalmente, substituindo a expressão (2.116) em (2.115), têm-se que:

$$Z_{LTA} = \frac{-2B_{LTA}}{A_{LTA} - D_{LTA} \pm \sqrt{(A_{LTA} + D_{LTA})^2 - 4(A_{LTA}D_{LTA} - B_{LTA}C_{LTA})}}. \quad (2.117)$$

No caso ideal em que a estrutura de LTA seja simétrica, $A_{LTA} = D_{LTA}$, e recíproca $A_{LTA}D_{LTA} - B_{LTA}C_{LTA} = 1$, temos a forma compacta de Z_{LTA} :

$$Z_{LTA} = \frac{\pm B_{LTA}}{\sqrt{A_{LTA}^2 - 1}}. \quad (2.118)$$

O sinal de $\pm$ é referente as impedâncias características para as ondas viajantes a direita e a esquerda, como o sinal de I_n foi definido na Figura 16 como fixo à direita as impedâncias das ondas a esquerda tem sinal negativo. Para células unitárias simétricas o valor de Z_{LTA} tem sempre o mesmo módulo diferindo apenas de um sinal.

Uma expressão compacta menos generalista pode ser encontrada para a constante de fase da LTA. Considerando-se uma rede recíproca na eq.(2.113) e $\alpha = 0$, esta reduz-se à:

$$1 + e^{j2\beta d} - (A_{LTA} + D_{LTA})e^{j\beta d} = 0,$$

$$e^{j\beta d} + e^{-j\beta d} = A_{LTA} + D_{LTA},$$

$$\cos(\beta d) = \frac{A_{LTA} + D_{LTA}}{2}. \quad (2.119)$$

Que reduz-se à:

$$\cos(\beta d) = A_{LTA}, \quad (2.120)$$

para células unitárias simétricas.

Como era de se esperar este resultado é idêntico ao encontrado no Capítulo 3 quando se utiliza o método de equiparação de matrizes ABCD para se obter as expressões de projeto da LTA.

2.6.1 CRITÉRIO DE VALIDAÇÃO DE CÉLULA UNITÁRIA

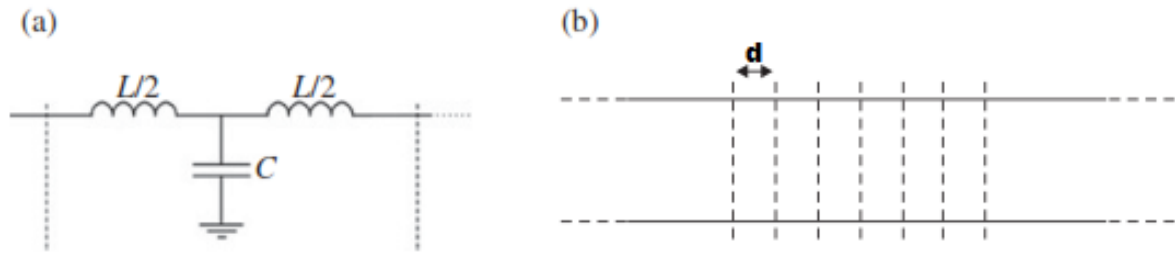
Segundo a Tabela 8.1 do (POZAR, 2011) a matriz ABCD de uma célula unitária com topologia T como a da Figura 17 é dada por:

$$A = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}, \quad B = Z_1 + \frac{Z_1^2}{4Z_2}, \quad C = \frac{1}{Z_2}, \quad D = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}.$$

Com $Z_1 = jwL$ e $Z_2 = \frac{1}{jwC}$, substitui-se os valores da matriz ABCD na eq.(2.118) que resulta em:

$$Z_{LTA} = \frac{\pm B}{\sqrt{A^2 - 1}} = \pm \frac{Z_1 + \frac{Z_1^2}{4Z_2}}{\sqrt{(1 + \frac{Z_1}{2Z_2})^2 - 1}}.$$

Figura 17 – (a) Equivalente T (passa-baixa) de célula unitária de uma linha de transmissão. (b) LT composta pela concatenação de células unitárias.



Fonte: próprio autor.

Logo,

$$Z_{LTA} = \sqrt{\frac{Z_1}{2} \left(\frac{Z_1}{2} + 2Z_2 \right)}. \quad (2.121)$$

Substituindo os valores de Z_1 e Z_2 chega-se a,

$$Z_{LTA} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{w^2 LC}{4} \right)},$$

definindo w_0 como a frequência de corte dada por:

$$w_0 = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (2.122)$$

temos que,

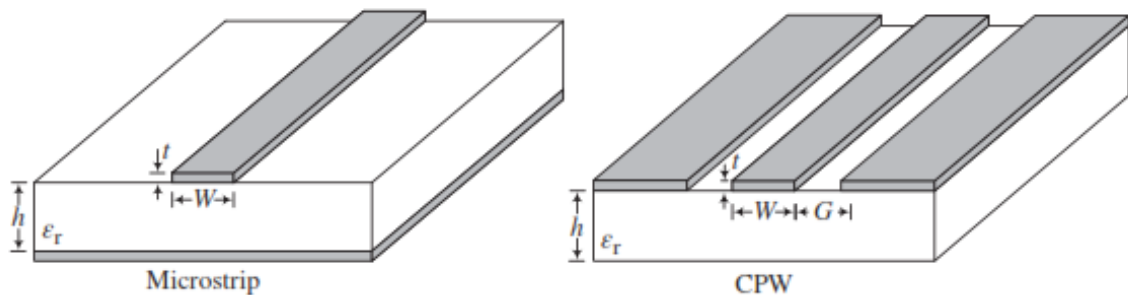
$$Z_{LTA} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{w^2}{w_0^2}}. \quad (2.123)$$

Alguns resultados importantes são extraídos da expressão (2.123). Nota-se que para frequências acima de w_0 , Z_{LTA} é puramente imaginária e não existe propagação. Da Figura 17 observa-se que a estrutura é claramente passa baixa enquanto uma LT não oferece restrição de banda. Isto ocorre porque o modelo só é válido para para baixas frequências onde L e C, indutância e capacitância por célula respectivamente, são validas para comprimentos de célula muito menores do que a onda guiada, $d \ll \lambda_g$.

3 LINHAS DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAIS

O termo linha de transmissão artificial (LTA), é utilizado para tipos específicos de linha de transmissão visando diferencia-las das convencionais. Linhas de transmissão convencionais são uniformes ao longo da direção de propagação, o que fica evidente na Figura 18. O circuito construído em microfita é sem dúvida o mais popular quando se utilizam elementos distribuídos e certamente o mais simples de ser fabricado. Porém a utilização de estruturas CPW (*coplanar waveguide*) com plano de terra, mais conhecidos como CPWG (*coplanar waveguide with lower ground plane*), são bastante comuns quando se utiliza de elementos concentrados que precisam ser conectados à malha de terra com facilidade. A fabricação artesanal, entretanto, se torna inviável pela imensa quantidade de vias que são necessárias, para impedir a ressonância entre os planos de terra superior e inferior, na prática recomenda-se colocar 1 via a cada $\lambda/20$ para garantir o bom funcionamento da estrutura CPWG.

Figura 18 – Linhas de Transmissão convencionais.



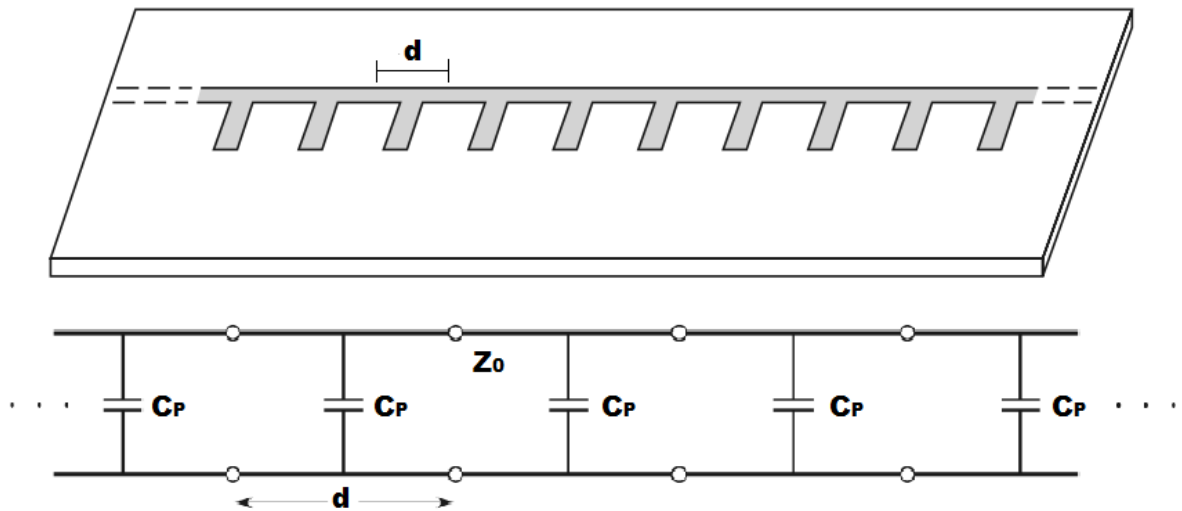
Fonte: Adaptado de (MARTÍN, 2015).

Os principais tipos de LTAs são:

1. LTs carregadas por cargas reativas;
2. LTs com perturbação periódica da dimensão transversal;
3. LTs formadas por arranjos especiais, estruturas quasi-Lumped;
4. LT baseadas em meta-materiais.

O emprego de linhas de transmissão artificiais normalmente traz benefícios como a redução do tamanho físico, efeito (*slow wave*), aumento de largura de banda, característica multi-banda ou rejeição de harmônicos. Na Figura 19 uma LTA carregada capacitivamente é ilustrada. Esse tipo de estrutura é interessante quando se deseja obter linhas de transmissão de baixa impedância (BOMMANA, 2010).

Figura 19 – LTA carregadas capacitivamente.



Fonte: Adaptado de (POZAR, 2011).

A capacitância parasita C_p , como pode ser visto na expressão (3.1),

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C + \frac{C_p}{d}}}, \quad (3.1)$$

abaixa a impedância característica da estrutura, fazendo com que linhas de transmissão de baixa impedância sejam realizáveis com mais facilidade. A carga capacitiva pode ser constituída por estubes ou por capacitores discretos. Esse tipo de LTA será discutido amplamente mais adiante na Seção 3.1.

Uma outra estrutura de LTA de muito interesse são as linhas de transmissão com perturbação periódica da dimensão transversal, como ilustrado na Figura 20. Esse tipo de linha é normalmente empregado para formar filtros de ultra rejeição de banda, os filtros EBG (*electromagnetic band gap*) ou rejeição de espúrios em filtros clássicos, como os filtros de linhas acopladas (MARTÍN, 2015). Na Seção 3.2 um novo modelo de filtro EBG, tendo a estrutura de um filtro EBG de modulação senoidal como ponto de partida de projeto, aparece como uma alternativa para atenuação de harmônicos ímpares em sua banda principal e de harmônicos pares em sua banda secundária que não existe no filtro original.

Figura 20 – LTA com perturbação periódica da dimensão transversal.



Fonte: próprio autor.

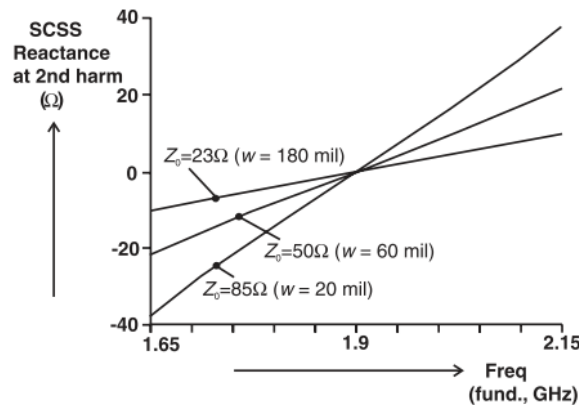
3.1 LINHA DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAL DE BAIXA IMPEDÂNCIA

O grande problema em se utilizar o amplificador da Figura 2 é que a faixa de frequência em que o estube se comporta como um bom curto-circuito para harmônicos pares é função inversa da impedância característica do estube, como constatado na expressão (3.2) e ilustrado na Figura 21 (CRIPPS, 2006).

$$Z_{sc} = jZ_0 \tan(\beta l). \quad (3.2)$$

Devido a facilidade de uso de técnicas de serpenteamento para redução do espaço ocupado por microfitas de impedância característica elevada, tradicionalmente microfitas entre 70 – 100 Ω são utilizadas. Estubes com impedâncias característica nesta faixa de valor, entretanto, podem produzir amplificadores com largura de banda de curto-circuito muito pequena para algumas aplicações práticas.

Figura 21 – Reatância de estubes $\lambda/4$ do tipo curto-circuito na frequência de segundo harmônico.



Fonte: (CRIPPS, 2006).

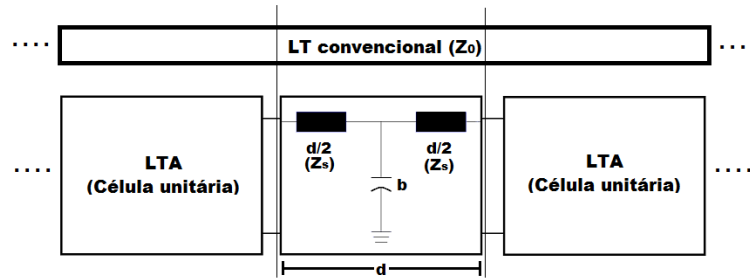
Linhas de transmissão artificiais, especialmente as estruturadas periodicamente carregadas com reatâncias capacitivas, propiciam a redução da impedância característica da linha sem sofrer com efeitos de dispersão nem de aumento de área ocupada como acontece com LTs convencionais (MALEKI; ZEHPOROOSH; NOURINIA, 2013)(BOMMANA, 2010). LTAs de baixa impedância podem ser obtidas e serão utilizadas neste trabalho na tentativa de melhorar as características de funcionamento do amplificador ao substituir o estube convencional pela LTA desenvolvida nesta seção.

O roteiro mais utilizado para se encontrar as expressões de projeto de uma LTA, é a comparação entre as matrizes ABCD do trecho de linha de transmissão que se deseja substituir e a matriz resultante da célula unitária da topologia de LTA escolhida. É importante ressaltar que um bom projeto de estrutura periódica tem como premissa o comprimento d da célula unitária

ser muito menor do que o comprimento de onda guiado, ($d \ll \lambda$) ou ($d < \lambda/10$) (BOMMANA, 2010). Esta questão foi bem discutida na Subseção 2.6.1.

Como ilustrado na Figura 22 para seguir com o desenvolvimento de tais expressões se faz necessário identificar a matriz ABCD do trecho de linha de transmissão com impedância característica Z_0 e comprimento elétrico θ_0 que se deseja substituir e a matriz ABCD resultante da célula unitária da topologia de LTA utilizada.

Figura 22 – Composição de célula unitária - LTA de baixa impedância.



Fonte: próprio autor.

Sendo assim, a Matriz ABCD do trecho de LT convencional que se deseja substituir é dada por:

$$LT_{ABCD} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_0) & jZ_0 \sin(\theta_0) \\ j\frac{1}{Z_0} \sin(\theta_0) & \cos(\theta_0) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

e a matriz resultante da célula unitária da LTA (topologia T) é igual a:

$$LTA_{ABCD} = \begin{pmatrix} \cos(\frac{\theta_s}{2}) & jZ_s \sin(\frac{\theta_s}{2}) \\ j\frac{1}{Z_s} \sin(\frac{\theta_s}{2}) & \cos(\frac{\theta_s}{2}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\frac{\theta_s}{2}) & jZ_s \sin(\frac{\theta_s}{2}) \\ j\frac{1}{Z_s} \sin(\frac{\theta_s}{2}) & \cos(\frac{\theta_s}{2}) \end{pmatrix}, \quad (3.4)$$

$$LTA_{ABCD} = \begin{pmatrix} A_{LTA} & B_{LTA} \\ C_{LTA} & D_{LTA} \end{pmatrix}. \quad (3.5)$$

Onde,

$$A_{LTA} = \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) - bZ_s \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \right) - \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right)^2, \quad (3.6)$$

$$B_{LTA} = jZ_s \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) - bZ_s \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \right) + jZ_s \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right), \quad (3.7)$$

$$C_{LTA} = j \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \left(\frac{1}{Z_s} \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) + b \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \right) + \frac{j}{Z_s} \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right), \quad (3.8)$$

$$D_{LTA} = A_{LTA}. \quad (3.9)$$

A matriz resultante é advinda da concatenação e a consequente multiplicação das matrizes ABCD de um trecho de $d/2$ de uma LT de impedância característica Z_s e comprimento elétrico $\theta_s/2$, seguido da matriz de uma susceptância *shunt* dada por b , e novamente um trecho de LT idêntico ao primeiro trecho de LT, formando assim uma topologia T passa-baixa (POZAR, 2011).

Ao proceder com a multiplicação dos termos entre parênteses dos elementos da matriz ABCD resultante, em (3.6,3.7,3.8), pode-se chegar a expressões mais compactas para os elementos citados:

$$A_{LTA} = \cos(\theta_s) - \frac{bZ_s}{2} \sin(\theta_s), \quad (3.10)$$

$$B_{LTA} = jZ_s \left(\sin(\theta_s) + \frac{b}{2} Z_s \cos(\theta_s) - \frac{b}{2} Z_s \right), \quad (3.11)$$

$$C_{LTA} = j \frac{1}{Z_s} \left(\sin(\theta_s) + \frac{b}{2} Z_s \cos(\theta_s) + \frac{b}{2} Z_s \right), \quad (3.12)$$

$$D_{LTA} = A_{LTA}, \quad (3.13)$$

onde se utilizam as relações trigonométricas abaixo,

$$\sin(2x) = 2 \sin(x) \cos(x), \quad (3.14)$$

$$\cos(2x) = \cos(x)^2 - \sin(x)^2, \quad (3.15)$$

$$\sin(x)^2 = \frac{1}{2}(1 - \cos(2x)), \quad (3.16)$$

$$\cos(x)^2 = \frac{1}{2}(1 + \cos(2x)). \quad (3.17)$$

Observa-se que para a expressão de D_{LTA} não é necessário fazer desenvolvimentos analíticos adicionais, dado a simetria da estrutura, onde se tem para uma matriz ABCD, $D = A$.

Faz-se a igualdade da expressão descrita em (3.8) e da expressão para C_{conv} , encontrada em (3.3), para se obter:

$$C_{LTA} = C_{conv},$$

$$j \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \left(\frac{1}{Z_s} \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) + b \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \right) + \frac{j}{Z_s} \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) = \frac{j}{Z_0} \sin(\theta_0).$$

Faz-se a multiplicação dos termos entre parênteses e os cancelamentos possíveis,

$$\begin{aligned} \frac{2}{Z_s} \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) + b \cos^2\left(\frac{\theta_s}{2}\right) &= \frac{\sin(\theta_0)}{Z_0}, \\ b &= \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta_s}{2}\right)} \left(\frac{\sin(\theta_0)}{Z_0} - \frac{2}{Z_s} \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \right), \\ b &= \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta_s}{2}\right)} \frac{\sin(\theta_0)}{Z_0} - \frac{2}{Z_s} \tan\left(\frac{\theta_s}{2}\right). \end{aligned} \quad (3.18)$$

Utiliza-se procedimento similar para se obter:

$$B_{LTA} = B_{conv},$$

$$j Z_s \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) - b Z_s \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \right) + j Z_s \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) = j Z_0 \sin(\theta_0).$$

De forma análoga ao desenvolvimento anterior,

$$2 Z_s \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) - Z_s^2 \sin^2\left(\frac{\theta_s}{2}\right) b = Z_0 \sin(\theta_0). \quad (3.19)$$

Ao se substituir o valor encontrado para b em (3.18) na expressão (3.19), tem-se que:

$$2 Z_s \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) - Z_s^2 \sin^2\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \left[\frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta_s}{2}\right)} \frac{\sin(\theta_0)}{Z_0} - \frac{2}{Z_s} \tan\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \right] = Z_0 \sin(\theta_0),$$

$$2 Z_s \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) - Z_s^2 \tan^2\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \frac{\sin(\theta_0)}{Z_0} + 2 Z_s \sin^2\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \frac{\sin(\theta_0)}{\cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right)} = Z_0 \sin(\theta_0).$$

Coloca-se o termo $2Z_s \sin(\frac{\theta_s}{2})$ em destaque, para se obter:

$$2Z_s \sin(\frac{\theta_s}{2}) \left(\cos(\frac{\theta_s}{2}) + \frac{\sin^2(\frac{\theta_s}{2})}{\cos(\frac{\theta_s}{2})} \right) - Z_s^2 \frac{\sin(\theta_0)}{Z_0} \tan^2 \left(\frac{\theta_s}{2} \right) = Z_0 \sin(\theta_0),$$

$$2Z_s \sin(\frac{\theta_s}{2}) \left(\frac{\sin^2(\frac{\theta_s}{2}) + \cos^2(\frac{\theta_s}{2})}{\cos(\frac{\theta_s}{2})} \right) - Z_s^2 \frac{\sin(\theta_0)}{Z_0} \tan^2 \left(\frac{\theta_s}{2} \right) = Z_0 \sin(\theta_0).$$

Utiliza-se a relação trigonométrica $\sin^2(x) + \cos^2(x) = 1$ para se chegar à equação do segundo grau relacionada a θ_s :

$$\tan^2 \left(\frac{\theta_s}{2} \right) - \frac{2}{\sin(\theta_0)} \frac{Z_0}{Z_s} \tan \left(\frac{\theta_s}{2} \right) + \left(\frac{Z_0}{Z_s} \right)^2. \quad (3.20)$$

Assim, com $x = \tan \left(\frac{\theta_s}{2} \right)$ temos que:

$$x = \frac{\frac{2}{\sin(\theta_0)} \frac{Z_0}{Z_s} \pm \sqrt{\left(\frac{2}{\sin(\theta_0)} \frac{Z_0}{Z_s} \right)^2 - \left(\frac{2Z_0}{Z_s} \right)^2}}{2},$$

finalmente chega-se a,

$$\theta_s = 2 \arctan \left(\frac{\frac{2}{\sin(\theta_0)} \frac{Z_0}{Z_s} \pm \sqrt{\left(\frac{2}{\sin(\theta_0)} \frac{Z_0}{Z_s} \right)^2 - \left(\frac{2Z_0}{Z_s} \right)^2}}{2} \right). \quad (3.21)$$

Podemos obter uma expressão para b mais compacta através de (3.10) e A_{conv} :

$$A_{LTA} = A_{conv},$$

$$\cos \left(\theta_s \right) - \frac{bZ_s}{2} \sin(\theta_s) = \cos(\theta_0).$$

Assim,

$$b = \frac{2}{Z_s \sin(\theta_s)} \left(\cos(\theta_s) - \cos(\theta_0) \right), \quad (3.22)$$

onde a dependência de θ_s pode ser eliminada através da expressão (3.21):

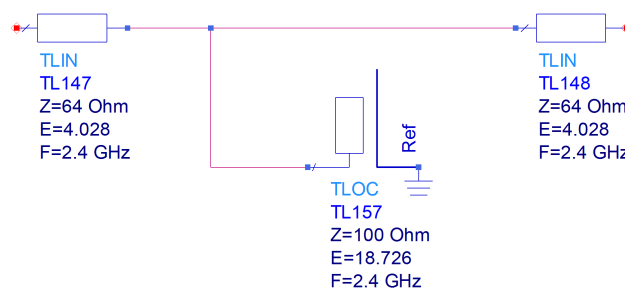
$$b = \frac{2 \left(\cos \left(2 \arctan \left(\frac{\frac{2}{\sin(\theta_0)} \frac{Z_0}{Z_s} \pm \sqrt{\left(\frac{2}{\sin(\theta_0)} \frac{Z_0}{Z_s} \right)^2 - \left(\frac{2Z_0}{Z_s} \right)^2}}{2} \right) \right) - \cos(\theta_0) \right)}{Z_s \sin \left(2 \arctan \left(\frac{\frac{2}{\sin(\theta_0)} \frac{Z_0}{Z_s} \pm \sqrt{\left(\frac{2}{\sin(\theta_0)} \frac{Z_0}{Z_s} \right)^2 - \left(\frac{2Z_0}{Z_s} \right)^2}}{2} \right) \right)}. \quad (3.23)$$

As expressões (3.23) e (3.21) são as expressões de projeto da LTA escolhida. O procedimento para obtenção da célula unitária da LTA é muito simples e é descrito a seguir:

1. Com os dados da LT que se quer transformar, ou seja, impedância característica e comprimento elétrico, escolhe-se um número de células suficientes para que θ_0 represente um comprimento elétrico menor do que $\lambda/10$;
2. A partir dos valores de Z_0 e θ_0 escolhe-se um valor para Z_s , com $Z_s > Z_0$;
3. Obtém-se o valor de θ_s a partir de (3.21). Observa-se neste momento se a condição, $d < \lambda/10$, foi respeitada para uma melhor conformidade dos resultados;
4. Com a expressão (3.22) obtém-se o valor da susceptância necessária, neste ponto faz-se a escolha entre a utilização de estubes ou a capacitância de elementos concentrados;
5. Projeta-se o estube respeitando a condição de $\theta_{stube} < \lambda/10$ ou seleciona-se o capacitor com encapsulamento e SRF suficientes;
6. Efetua-se a otimização por simulação, se necessário.

O objetivo desta seção é projetar e simular o estube de $\lambda/4$ que será utilizado como atenuador de harmônicos pares no Capítulo 4. Na Figura 23 pode-se observar uma célula unitária de uma LTA de 7 células, projetada para funcionar em 2,4 GHz com $\theta_0 = 90^\circ$.

Figura 23 – Célula unitária de LTA projetada para 2,4 GHz com $\theta_0 = 90^\circ$.

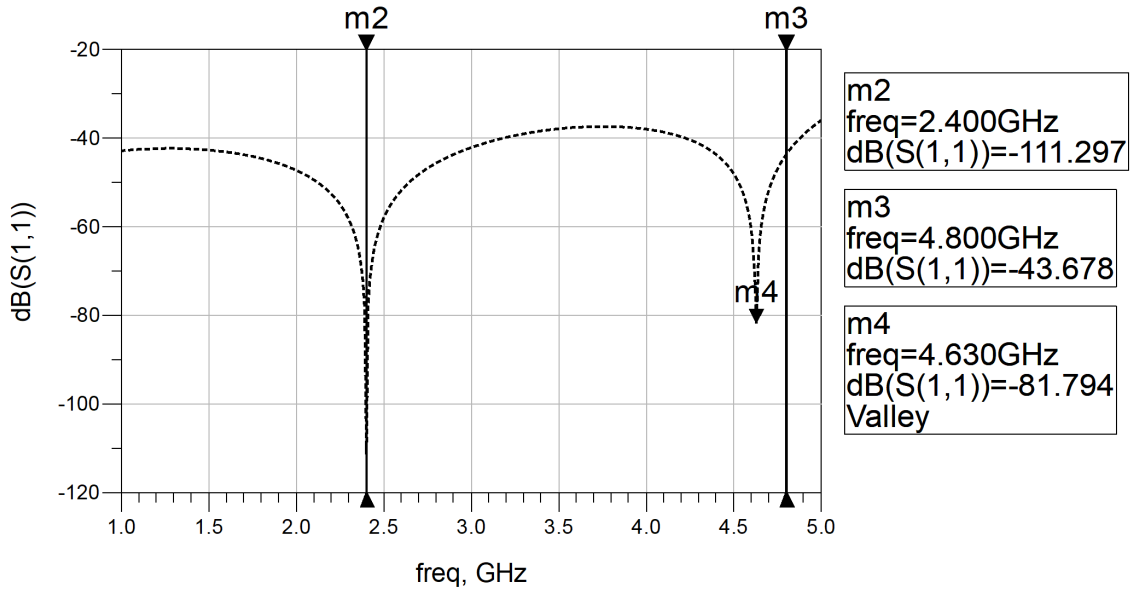


Fonte: próprio autor.

Diferente de um trecho de LT convencional uma LTA quase sempre vai apresentar o que chamamos de assimetria entre frequências, nome dado a diferença entre o valor esperado de máxima atenuação de sinal e o valor observado em simulação de circuitos, como pode ser visto na Figura 24. Este efeito é consequência de que na frequência de atenuação ideal dos

harmônicos, 4,8 GHz, o tamanho dos estubes ou trechos de LT não são mais boas aproximações para $d < \lambda/10$.

Figura 24 – S11 de LTA com 7 células unitárias projetada para ter $\theta_0 = 90^\circ$ em 2,4 GHz.



Fonte: próprio autor.

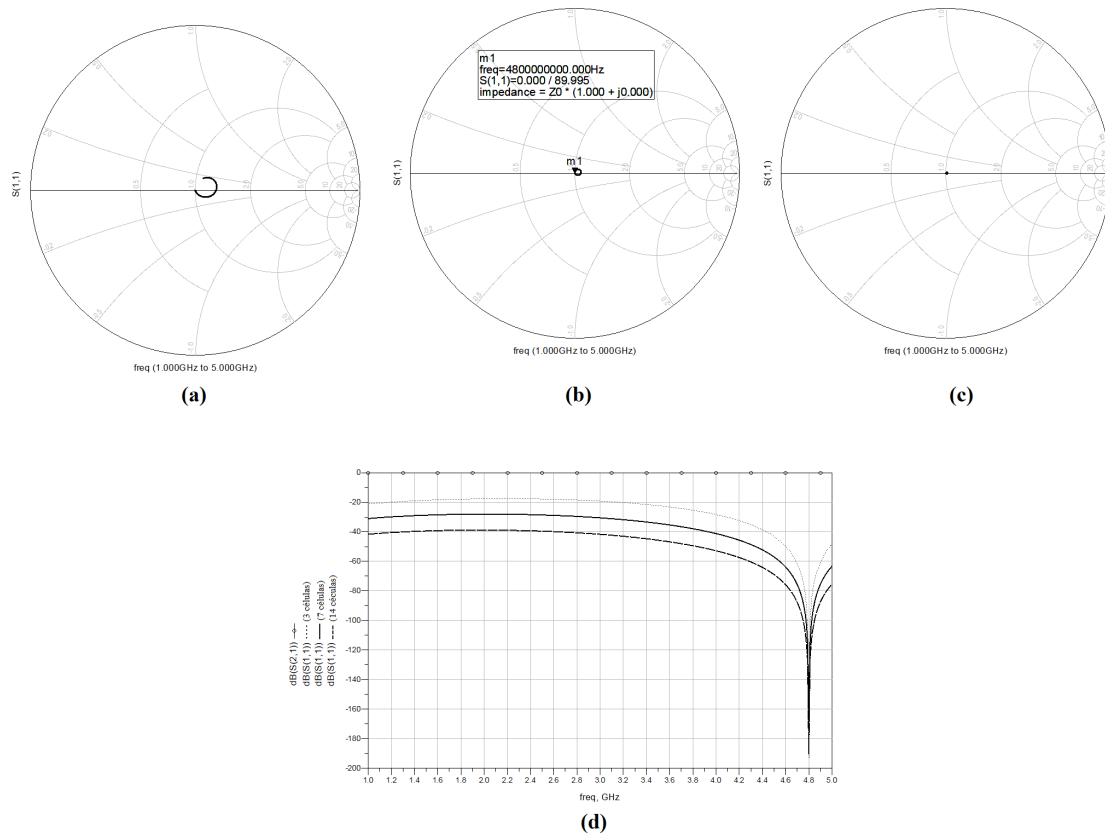
Uma maneira de se contornar esse problema é fazer considerações ainda mais restritas como, $d < \lambda/20$, o que nem sempre vai ser possível para as impedâncias características desejadas para a LTA. Outra maneira de se resolver o problema, seria projetar a LTA para trabalhar na frequência do segundo harmônico com $\theta_0 = 180^\circ$. Esse segundo método será o utilizado neste projeto.

Devido ao valor da constante dielétrica de 4,736, determinada na Seção 5.1, ao se tentar obter LTAs de valores abaixo de 40Ω vários problemas aparecem, como: sobreposição dos estubes da célula unitária ou forte acoplamento entre eles, estubes muito longos que ficam em desacordo com a condição de $d < \lambda/10$ ou a necessidade de se obter uma linha principal de valor baixo o que aumentaria a susceptibilidade a dispersão. Pelo exposto a impedância característica de 40Ω foi a escolhida para o projeto da LTA.

O número de células que vão formar a estrutura LTA, é a última variável de projeto que precisa ser definida. Obviamente da teoria trazida até aqui, quanto maior o número de células menor será o comprimento d , e portanto mais de acordo com a condição de $d < \lambda/10$ a estrutura LTA estará. É, entretanto, uma variável que também depende das características dielétricas do material, pois a constante dielétrica tem influência direta no valor do comprimento físico de cada trecho de LT que compõem a estrutura LTA. Na Figura 25 pode-se observar o aumento da conformidade dos resultados para a estrutura LTA a medida que se aumenta o número de

células. Observe que a impedância característica da LTA varia bastante na banda de interesse, para estrutura de 3 células, como visto na Figura 25a. Essa mesma impedância possui variações mais suaves para as LTAs constituídas de 7 e 14 células, como ilustrado nas Figuras 25b e 25c. Por fim, a Figura 25d ilustra o desempenho dos parâmetros S_{11} e S_{21} para as três estruturas. Como esperado o desempenho melhora a medida que se aumenta o número de células unitárias para um mesmo valor de θ_0 .

Figura 25 – Efeito da condição $d < \lambda/10$ na concordância dos resultados da LTA. (a) 3 células unitárias. (b) 7 células unitárias. (c) 14 células unitárias. (d) S_{21} e S_{11} para as 3 configurações citadas.



Fonte: próprio autor.

O método proposto para a utilização de estruturas LTAs, é o de substituição direta da estrutura convencional pela estrutura LTA projetada. Para isso, é necessário utilizar o valor do comprimento elétrico real do estube convencional, depois de ter passado pelo processo de otimização descrito na Seção 4.2. Esse valor foi de $176,404^\circ$ e é o valor que se deve utilizar no projeto. Portanto precisamos substituir uma LT de impedância característica de 100Ω e comprimento elétrico igual a $176,404^\circ$ por uma LTA de impedância igual a 40Ω e comprimento elétrico final de $176,404^\circ$.

O próximo passo é escolher o número de células unitárias, que foi escolhida na quantidade de 7 unidades. Com essa escolha o trecho de linha que precisamos substituir é de apenas $25,201^\circ$

que está em total acordo com a condição $d < \lambda/10$.

Fazendo $Z_S = 64 \Omega$ a expressão (3.21) retorna o valor de:

$$\theta_s = 15,906^\circ,$$

o que significa que o comprimento de cada trecho de LT da linha principal da célula unitária proposta vai ser igual a $\theta_s/2 = 7,953^\circ$.

A expressão (3.22) retorna o valor da susceptância capacitiva, que pode ser transformada em um valor de capacitor através de:

$$C = \frac{b}{w} = 0,2151 \text{ pF} \quad (3.24)$$

A opção feita neste trabalho é de manter a estrutura LTA totalmente com trechos de LT, assim precisamos calcular o valor de um estube de circuito-aberto que possa substituir o capacitor encontrado. A expressão do estube é dada por:

$$Y_{oc} = jb = j \frac{\tan(\theta_{stub})}{Z_{stub}}, \quad (3.25)$$

assim tem-se finalmente que:

$$\theta_{stub} = \text{atan}(bZ_{stub}). \quad (3.26)$$

Portanto utilizando $Z_{stub} = 100 \Omega$ na expressão (3.26), obtém-se que:

$$\theta_{stub} = 32,97^\circ$$

Para se obter os valores de comprimento físico da estrutura, foi utilizado a calculadora de linhas do simulador, por apresentar resultados que consideram a dispersão do sinal (BAHL, 2003). As expressões comumente utilizadas são para o caso quasi-estático onde a frequência não tem influência no resultado, encontradas em (POZAR, 2011). Na Figura 26 encontram-se os parâmetros utilizados para os cálculos.

A estrutura final da LTA pode ser vista na Figura 27. O comprimento dos estubes teve de ser aumentado em 0,2 mm, passando de 3,18 mm para 3,38 mm, devido ao efeito do acoplamento mútuo entre estubes, consequência da proximidade entre eles. Esse ajuste é efetuado de modo que a fase de S_{21} se sobreponha a fase de uma LT convencional de comprimento $176,404^\circ$, como visto na Figura 28.

Outra forma de fazer o ajuste é utilizando o simulador já com a LTA posicionada no circuito de forma a se ter máxima atenuação em 4,8 GHz. Nenhuma outra dimensão precisou ser ajustada. A reversão de alguns estubes de um lado para o outro da LT principal da LTA, tem o intuito de facilitar a acomodação da estrutura no circuito amplificador projetado no Capítulo 4.

Figura 26 – Parâmetros de simulação.

The image shows a software interface for setting simulation parameters, divided into two main sections: Substrate Parameters and Component Parameters.

Substrate Parameters:

- ID: MSUB_DEFAULT
- Er: 4.736
- Mur: 1.000
- H: 1.500 mm
- Hu: 3.9e+34 mil
- T: 0.150 mil
- Cond: 4.1e7
- TanD: 0.03
- Rough: 0.000 mil
- DielectricLossModel: 1.000
- FreqForEpsrTanD: 2.28e9
- LowFreqForTanD: 1.0e3
- HighFreqForTanD: 1.0e12

Physical Parameters:

- W: 0.619672 mm
- L: 3.184080 mm

Synthesize and Analyze:

- Synthesize: [Up Arrow]
- Analyze: [Down Arrow]

Electrical Parameters:

- Z0: 100.000 Ohm
- E_Eff: 32.970 deg

Component Parameters:

- Freq: 4.800 GHz
- Wall1: mil
- Wall2: mil

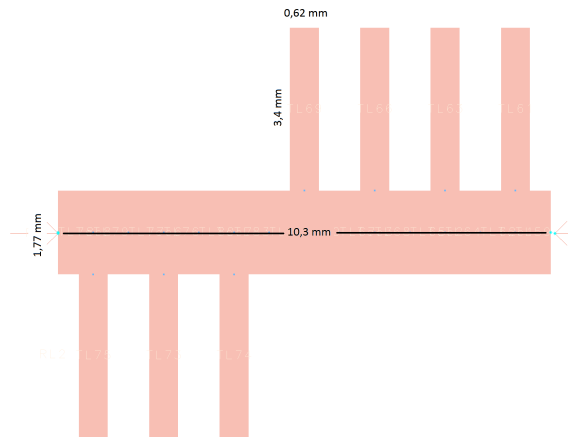
Fonte: próprio autor.

3.2 LINHA DE TRANSMISSÃO ARTIFICIAL COM PERTUBAÇÃO PERIÓDICA DA DIMENSÃO TRANSVERSAL

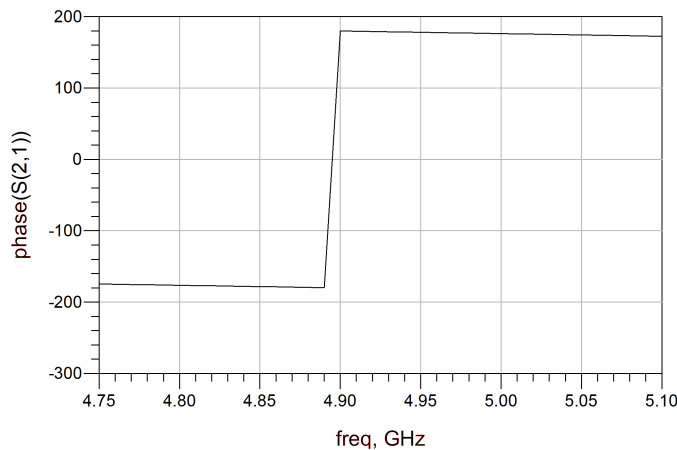
A teoria que envolve as equações de síntese de filtros EBG de perturbação periódica da dimensão transversal, mistura temas como análise de Floquet e teoria dos modos acoplados, sendo bastante envolvente e de desenvolvimento analítico trabalhoso. Esse desenvolvimento está fora do escopo deste trabalho de dissertação, já que é utilizado apenas como ponto de partida de projeto do filtro proposto (MARTÍN, 2015).

Da teoria de modos acoplados e da análise de Floquet a frequência de máxima reflexão de sinal desse tipo de filtro é dada por:

$$f_{max} = n \frac{c}{2l\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (3.27)$$

Figura 27 – Estrutura final de estube de $\lambda/4$ baseado em LTA de $Z_0 = 40 \Omega$.

Fonte: próprio autor.

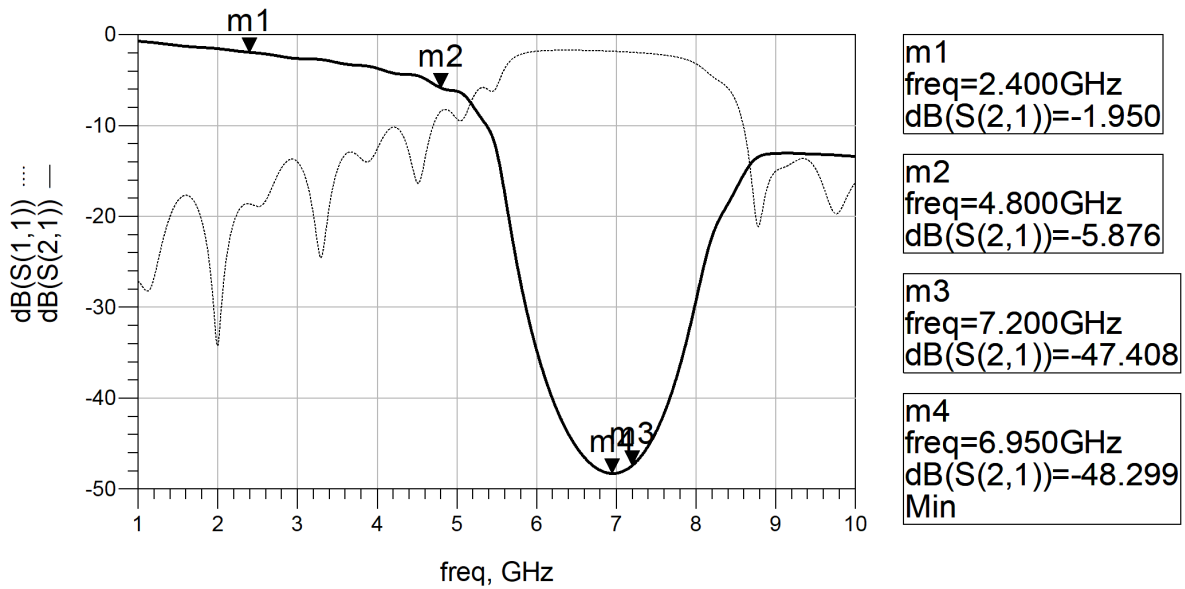
Figura 28 – Grafico do ajuste de fase de S_{21} da estrutura LTA.

Fonte: próprio autor.

onde n é número de células unitárias e l o comprimento total do filtro com a dependência de ϵ_{eff} com z tendo sido desprezada pelos motivos citados acima. Utilizamos a expressão (3.27) para projetar um filtro EBG de modulação senoidal de 10 células. Com f_{max} centrado em 7,2 GHz, chegamos à resposta ilustrada na Figura 29 para o dielétrico utilizado no projeto como será visto na Seção 5.1.

Com o entendimento da correspondência da teoria dos filtros EBG de dimensão transversal modulada e a teoria de Fourier, há de se esperar que funções que tentem aproximar uma senoide de mesmo período gerem um resultado parecido com o acréscimo de algumas outras pequenas bandas similares a harmônicos da f_{max} . Sendo assim propomos a aproximação por três trechos de linha de transmissão, como ilustrado na Figura 35b e por um motivo que explicaremos mais adiante também calculamos sua forma complementar, ilustrada na Figura 35c.

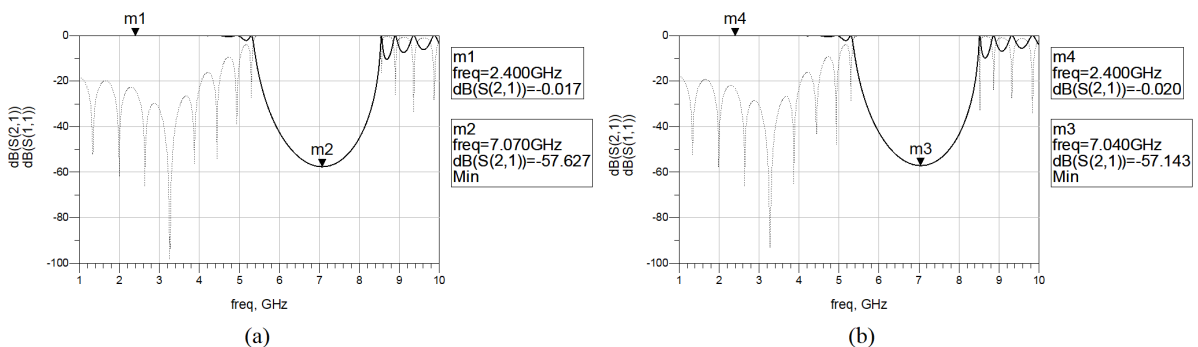
Figura 29 – Resposta de filtro EBG de $n=10$ com dimensão transversal modulada por senoide, projetada para $\epsilon_r = 4,736$ e $\tan\delta=0,03$.



Fonte: próprio autor.

As respostas desses dois circuitos de aproximação quadrada foram idênticas e são ilustradas na Figura 30. Ambos os filtros se mostraram como bons candidatos a substituir o filtro de modulação senoidal, demonstrando boa correspondência com o resultado original. A idéia agora é substituir os trechos de menor impedância característica, neste caso os trechos de $33\ \Omega$, por estruturas LTA de baixa impedância como as da Seção 3.1, no intuito de melhorar o desempenho dos filtros.

Figura 30 – Resposta do Filtro EBG de aproximação quadrada. (a) três trechos, $75\ \Omega - 33\ \Omega - 75\ \Omega$. (b) complementar de três trechos $33\ \Omega - 75\ \Omega - 33\ \Omega$.



Fonte: próprio autor.

Para a construção da célula unitária da LTA proposta, tem-se que:

$$f = 2,4 \text{ GHz} , \theta_0 = 20^\circ , Z_0 = 33 \Omega.$$

Como θ_0 já é um comprimento elétrico pequeno, para reduzir os fenômenos de acoplamento entre estubes, projetaremos a LTA para ter apenas uma célula unitária. Assim temos:

$$N_{\text{celulas}} = 1 , Z_s = 75 \Omega.$$

A linha principal teve seu valor escolhido de forma a uniformizá-la com uma impedância única de 75Ω . Logo, precisa-se encontrar o comprimento elétrico da linha principal advindo dos trechos de LTA e a susceptância capacitiva do estube ou capacitor a ser utilizado para baixar o valor da impedância característica da LTA, de 75Ω para 33Ω .

Sendo assim, pode-se encontrar θ_s a partir da expressão (3.21), chegando-se a:

$$\theta_s = 8,873^\circ. \quad (3.28)$$

A susceptância capacitiva seja do estube ou capacitor é encontrada através da expressão (3.22) e é igual a:

$$b = 0,008S. \quad (3.29)$$

Para utilizar um capacitor, elemento concentrado, a formula é bastante simples, e é dada por:

$$C = \frac{b}{w}, \quad (3.30)$$

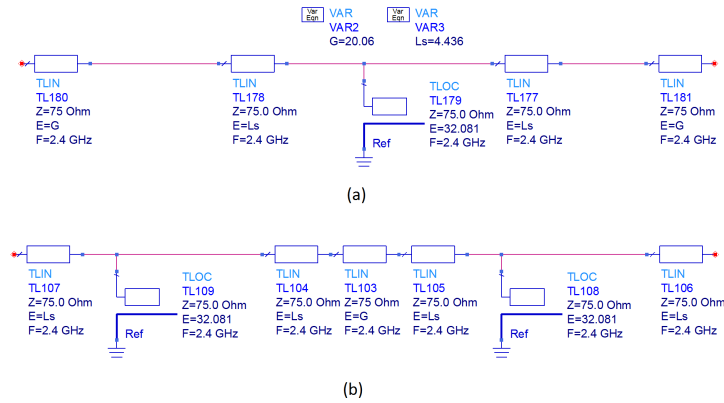
onde w é a frequência angular, dada por, $w = 2\pi f$. Esta expressão retorna o valor de $0,55 \text{ pF}$. Para proceder com estubes tradicionais precisa-se estipular uma impedância característica para o estube. Um bom valor é 75Ω , pois respeita o critério das estruturas periódicas de ter dimensão menor que $\frac{1}{10}\lambda$. O comprimento elétrico é calculado pela fórmula de impedância de entrada de um estube terminado por uma carga de circuito aberto. Logo tem-se que (POZAR, 2011):

$$\theta_{\text{estube}} = \text{atan}(bZ_{\text{estube}}) = 32,081^\circ. \quad (3.31)$$

Com esses resultados podemos construir as células unitárias da estrutura LTA, como ilustrado na Figura 31.

Este resultado pode ser confirmado pela teoria de estruturas periódicas, utilizando as expressões (2.118) e (2.120), que como esperado resultam em $Z_{LTA} = 33 \Omega$ e $\theta_0 = 20^\circ$. As

Figura 31 – Células unitárias dos filtros de aproximação quadrada. (a) Célula de $75 \Omega - 33 \Omega - 75 \Omega$. (b) Célula complementar, $33 \Omega - 75 \Omega - 33 \Omega$.



Fonte: próprio autor.

respostas desses novos filtros com dez células unitárias, para se manter a correspondência com o filtro original, são ilustradas na Figura 32.

Fica claro que estes novos modelos de filtro EBG têm desempenho muito superior quando comparado aos filtros EBG de modulação da dimensão transversal, seja qual for a forma de onda que governe essa modulação. A escolha de se construir o filtro complementar fica clara a partir do momento que se observa o rebatimento da banda que surgiu, para o lado esquerdo da banda principal (banda de atenuação do terceiro harmônico em 7,2 GHz), aumentando o desempenho de rejeição do segundo harmônico em 10 dB. Diante dos valores observados na Figura 32 trabalharemos a partir de agora com apenas 5 células, a metade do número utilizado pelo filtro original.

Uma alternativa à estrutura complementar proposta, é a utilização de estubes radiais, como visto na Figura 33, ao invés dos convencionais. Esses estubes podem trazer uma maior banda de rejeição e uma redução do espaço ocupado pela estrutura (GUNEL; KENT, 1997) (SORRENTINO; ROSELLI, 1993) (WADELL, 1991).

O estube radial é ilustrado na Figura 33, e o valor de sua capacitância é dado por (WADELL, 1991):

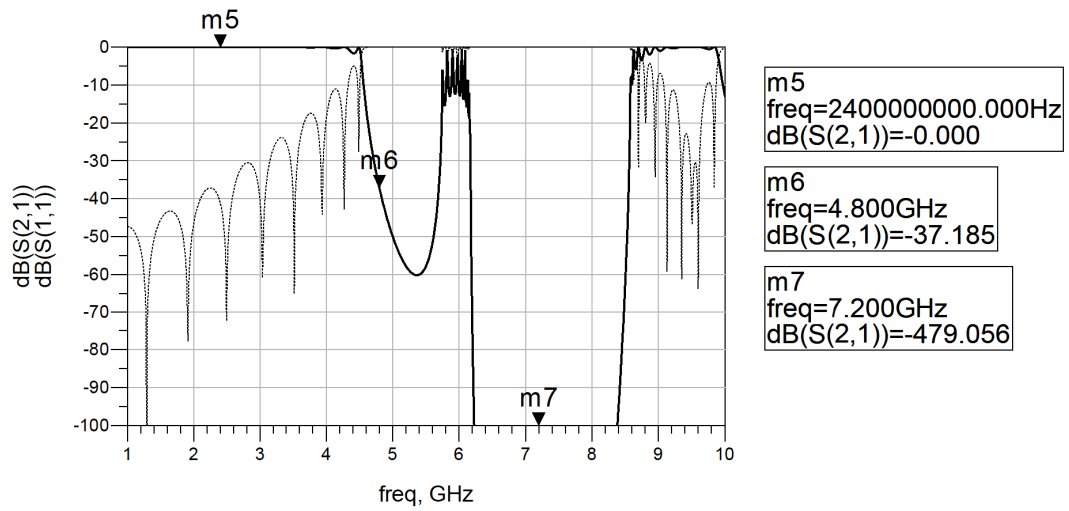
$$C_{Radial} = \frac{1}{w \left(\frac{120\pi h}{D \cdot \theta \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \right) C_t(\beta D, \beta L)}, \quad (3.32)$$

onde,

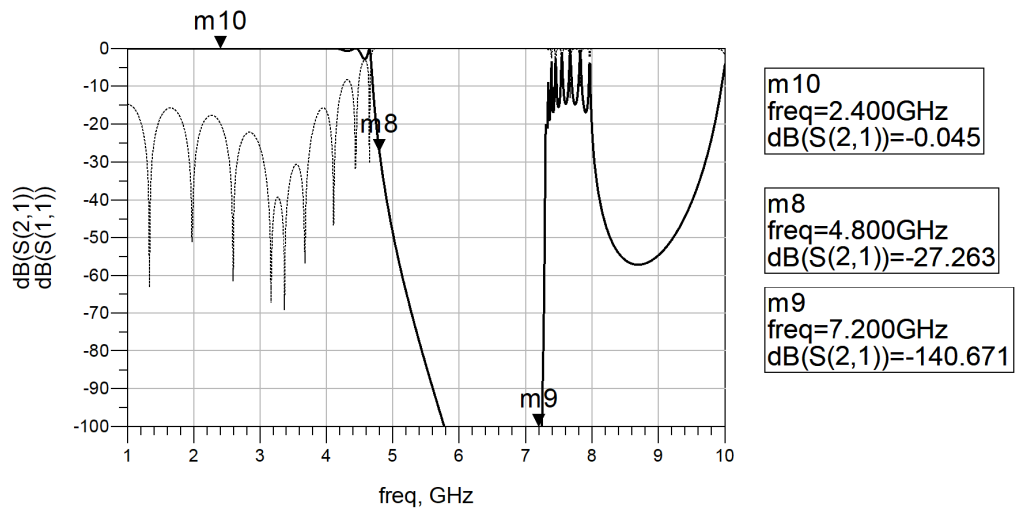
$$C_t(x, y) = \frac{Y_0(x)J_1(y) - J_0(x)Y_1(y)}{J_1(x)Y_1(y) - Y_1(x)J_1(y)}. \quad (3.33)$$

A função $C_t(x, y)$ é conhecida como a grande cotangente radial, por existir função

Figura 32 – Resposta dos filtros EBG com 10 células unitárias LTA. (a) Célula de $75\ \Omega - 33\ \Omega - 75\ \Omega$. (b) Célula complementar, $33\ \Omega - 75\ \Omega - 33\ \Omega$.



(a)



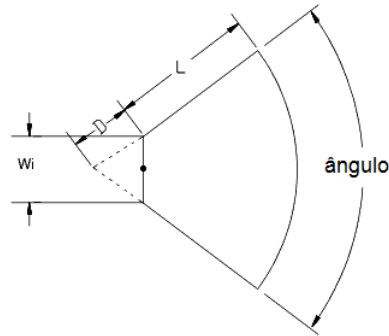
(b)

Fonte: próprio autor.

semelhante, $c_t(x, y)$, chamada de pequena cotangente radial. $J_i(\beta D)$ são as funções de Bessel de primeira espécie de ordem i , enquanto $Y_i(\beta D)$ são as funções de Bessel de segunda espécie de ordem i .

Assim para se calcular C_{Radial} , precisa-se do valor de:

Figura 33 – Dimensões de projeto do estube radial.



Fonte: próprio autor.

$$\beta = \frac{w}{v_p} = w \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \quad (3.34)$$

e para o cálculo de ϵ_{eff} é preciso definir um valor para W_{estube} , esse valor é dado por:

$$W_{estube} = (D + L) \sin\left(\frac{\theta}{2}\right), \quad (3.35)$$

a partir daí, pode-se calcular ϵ_{eff} , que é dado por:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{h}{W_{estube}} \right)}}. \quad (3.36)$$

Finalmente com,

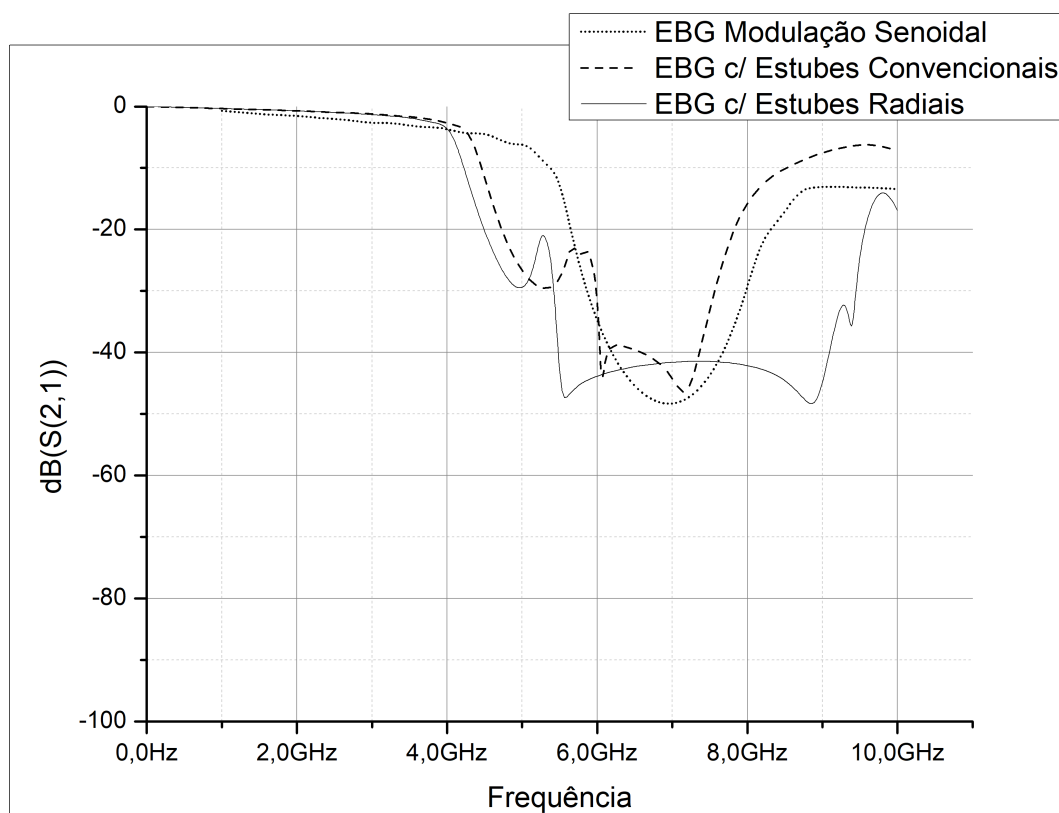
$$D = 0,3mm, L = 5,7mm, \theta = 60^\circ, h = 1,5mm, \epsilon_r = 4.736,$$

chega-se ao C_{Radial} necessário de 0,55 pF.

A Figura 34 traz um comparativo entre as simulações eletromagnética dos filtros EBG com estubes radiais, EBG com estubes convencionais e o filtro EBG de modulação senoidal da dimensão transversal. Nota-se que como a $\tan\delta$ de nossa placa é da ordem de 0,03, como será visto no Capítulo 5, os filtros desenvolvidos aqui possuem uma outra vantagem em relação ao original que é a menor atenuação da frequência de propagação, devido às menores distâncias percorrida pelo sinal.

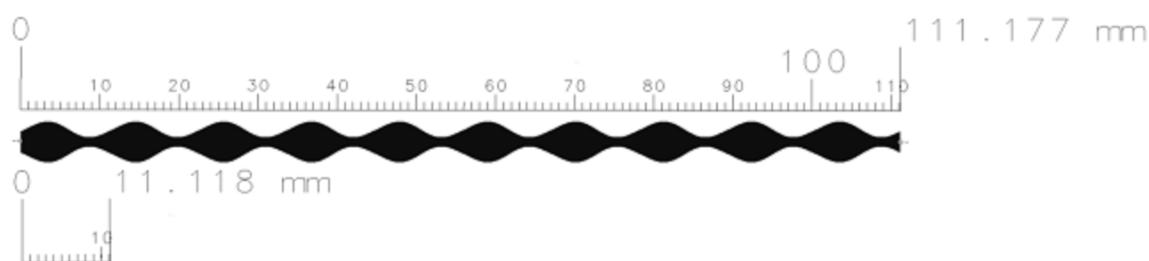
Por fim, devido ao ótimo desempenho, escolheu-se o filtro EBG de estubes radiais, Figura 36c, e o filtro EBG de estubes convencionais, Figura 36a, para serem fabricados. O filtro da Figura 36b com estubes espelhados não apresentou vantagem em relação aos outros, por ocupar mais espaço que os demais foi descartado.

Figura 34 – Resposta de simulação eletromagnética dos filtros: filtro EBG com estubes radiais, filtro EBG com modulação senoidal da dimensão transversal e filtro EBG com estubes convencionais.

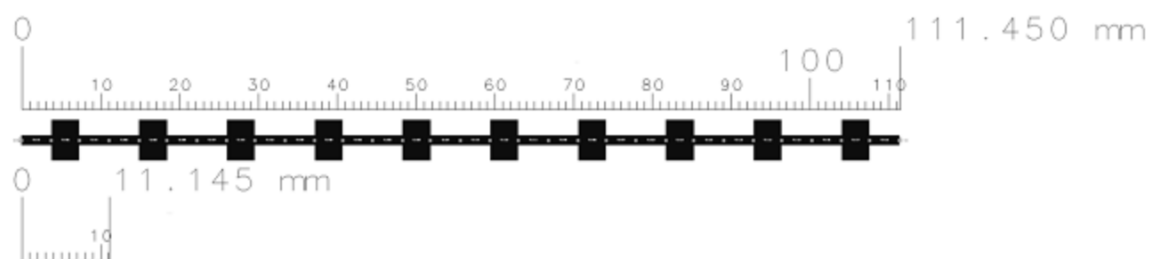


Fonte: próprio autor.

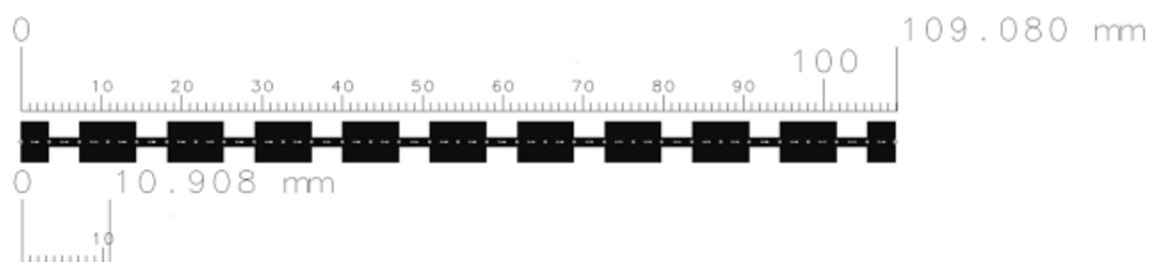
Figura 35 – Filtro EBG baseado em microfitas com perturbação periódica da dimensão transversal. (a) Perturbação senoidal com $33\Omega < Z_0 < 75\Omega$; (b) Aproximação da perturbação senoidal por perturbação quadrada em três trechos, $75\Omega - 33\Omega - 75\Omega$; (c) Circuito dual de perturbação quadrada em três trechos $33\Omega - 75\Omega - 33\Omega$.



(a)



(b)



(c)

Fonte: próprio autor.

Figura 36 – Filtro EBG Proposto. (a) Filtro EGB obtido a partir de filtro dual de três trechos com os trechos de 33Ω substituídos por LTA de $Z_s = 75\Omega$; (b) Estubes intercalados para redução de acoplamento; (c) Utilização de estubes radiais para aumento de banda e redução de comprimento do estube.



(a)



(b)



(c)

Fonte: próprio autor.

4 DESIGN DE AMPLIFICADORES DE MICRO-ONDAS

Um amplificador é dito de micro-ondas quando opera na faixa de frequências que resulta em comprimentos de onda entre $1\text{cm} < \lambda < 100\text{cm}$. Os transistores mais utilizados para construção desses tipos de amplificadores são:

1. TBJ - São transistores planares, normalmente do tipo NPN feitos de silício. Abaixo de 4 GHz são bem confiáveis, são menores que transistores convencionais para permitir a operação na faixa de micro-ondas. São aplicados em amplificadores de pequenos sinais, amplificadores lineares de potência, LNAs e Osciladores. Têm como fonte de ruído o ruído térmico devido a resistências ôhmicas de base, coletor e emissor e o ruído de disparo relacionado as condições de polarização;
2. HTBJ - são transistores TBJ de hetero junção, utilizam GaAs. Têm a velocidade dos elétrons na dopagem n aumentada trazendo ganhos maiores em frequências mais elevadas como 10 GHz.
3. GaAs MESFET - Os FETs de GaAs são fabricados na estrutura de MESFETs, onde o terminal da porta é construído com uma barreira Schottky. Têm maior mobilidade eletrônica quando comparados aos feitos com silício o que resulta em excelente desempenho em resposta em frequência e performance de ruído, especialmente acima de 4 GHz e para algumas aplicações de baixíssimo ruído abaixo de 4 GHz. As fontes de ruído são térmica no canal e induzida na porta.
4. HEMT e MODFET - Quando utilizam estruturas de heterojunção, os transistores FET de GaAs são conhecidos como HEMT(do inglês *High Electron Mobility Transistor*) ou MODFET(do inglês *Modulation Doped FET*) e operam bem acima dos 30 GHz, normalmente constituídos de camadas tipo-n de GaAs e tipo n AlGaAs;

Os modelos de pequenos sinais trazem informações do funcionamento interno dos transistores, sendo úteis na caracterização de dados específicos como as fontes de ruído dos transistores. Entretanto, os parâmetros S do transistor trazem todas as informações necessárias para o projeto do amplificador na maioria das situações.

Normalmente os fabricantes de transistores de micro-ondas disponibilizam os parâmetros S para as configurações, dependendo do transistor, emissor comum (EC) ou fonte comum (FC). As diversas finalidades do circuito exigem pontos de polarização diferentes. Alguns fabricantes disponibilizam um arquivo **".S2P"** que consiste em uma coletânea de parâmetros [S] para vários valores de frequência em variados pontos de polarização.

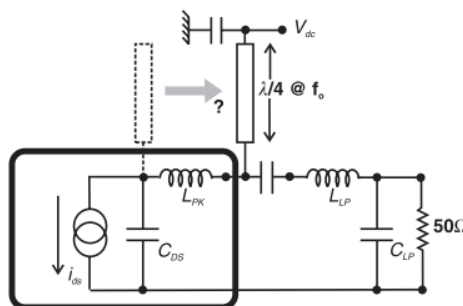
É possível medir os parâmetros S de um transistor através de um multímetro vetorial ou analisador de rede. As medidas são feitas para um dado ponto quiescente e uma frequência de interesse. Os parâmetros S se manterão constantes para uma certa variação da tensão na porta de entrada, V_1^+ , mas, à medida que a amplitude de V_1^+ for aumentada o transistor entrará na região não linear e os parâmetros S variarão em função da variação da amplitude de V_1^+ .

Datasheets, arquivos **.S2P** e os modelos **SPICE** foram utilizados para se chegar, dentre os transistores disponíveis, na melhor opção para o projeto dos amplificadores.

4.1 A ESCOLHA DO TRANSISTOR UTILIZADO

Normalmente, transistores de alta potência incluem algum tipo de casamento de impedância dentro do encapsulamento, tornando o ponto de contato mais próximo do coletor ou dreno muito distante. A técnica de curto circuito de harmônicos através de estufes de $\lambda/4$ é difícil de ser implementada nesses casos, pois um simples ajuste no comprimento do estufe não resolverá o problema. Esse tipo de situação é ilustrado na Figura 37.

Figura 37 – Problemas na inserção do estufe de $\lambda/4$ para alguns tipos de encapsulamento.



Fonte: (CRIPPS, 2006).

Fez-se uma busca em websites de venda de componentes rastreáveis, componentes nos quais se tem a garantia da procedência e do correto armazenamento durante o período em que estiveram estocados. A opção pelos dois modelos de transistores escolhidos, foi feita baseada no custo, visto que nenhuma característica além das já citadas é necessária para a prova do conceito que motivou este trabalho, sendo assim os transistores adquiridos foram:

1. TBJ, NE68519 também conhecido como 2SC5010 da CEL, California Eastern Laboratories.
2. HJ-FET, NE3510M04 também da CEL.

Devido a utilização de placas de FR-4, que possuem perdas maiores quando comparadas a laminados mais nobres, o transistor HJ-FET foi selecionado como primeira opção, por apresentar

maior ganho na frequência de interesse, 2,4 GHz. Sabe-se que para cada aplicação existe um ponto de polarização mais indicado, ou seja, o ponto de polarização para se obter a melhor performance de ruído é diferente do ponto de polarização para máxima potência de saída, que é diferente por sua vez, do ponto de polarização para máxima eficiência do amplificador. Nesse caso a escolha foi feita baseada em se ter a melhor estabilidade do transistor na frequência de operação, de modo que ficasse o projeto sem métodos de estabilização dependentes de simulação, como os de adição de trilhas na fonte do transistor (SAYRE, 2008).

Figura 38 – Arquivo .S2p do transistor HJ-FET NE3510M04, polarizado em $V_{ds}=3$ V e $I_d=30$ mA.

NE3510M04v1_p1-12_3_30 - Bloco de notas

Arquivo Editar Formatar Exibir Ajuda

```

! N-channel HJ-FET
! Vds = 3 V Id = 30 mA
# GHz S MA R 50
! f
! S11 S21 S12 S22
! MAG ANG MAG ANG MAG ANG MAG ANG
0.100 1.000 -2.455 8.782 177.112 0.002 84.102 0.462 -2.146
0.200 0.998 -4.814 8.748 174.626 0.005 85.029 0.459 -3.202
0.300 0.995 -7.207 8.724 172.209 0.007 88.456 0.459 -4.345
0.400 0.991 -9.654 8.704 169.750 0.009 87.408 0.457 -5.502
0.500 0.986 -11.982 8.660 167.118 0.011 84.284 0.456 -6.716
0.600 0.970 -15.616 8.461 162.995 0.015 82.792 0.457 -8.173
0.700 0.956 -18.758 8.293 159.405 0.018 81.526 0.458 -9.410
0.800 0.944 -21.517 8.147 156.238 0.021 80.427 0.459 -10.483
0.900 0.934 -23.969 8.018 153.417 0.023 79.457 0.460 -11.430
1.000 0.925 -26.170 7.904 150.883 0.026 78.589 0.461 -12.279
1.100 0.916 -28.161 7.799 148.590 0.027 77.803 0.462 -13.046
1.200 0.908 -29.975 7.705 146.503 0.029 77.086 0.462 -13.746
1.300 0.901 -31.636 7.617 144.593 0.031 76.427 0.463 -14.390
1.400 0.895 -33.167 7.536 142.837 0.033 75.817 0.463 -14.985
1.500 0.889 -34.582 7.461 141.216 0.034 75.250 0.464 -15.539
1.600 0.883 -35.898 7.391 139.714 0.035 74.720 0.464 -16.057
1.700 0.877 -37.124 7.324 138.316 0.037 74.222 0.465 -16.542
1.800 0.872 -38.270 7.262 137.013 0.038 73.754 0.465 -17.000
1.900 0.868 -39.346 7.203 135.793 0.039 73.312 0.466 -17.432
2.000 0.863 -40.358 7.147 134.648 0.040 72.893 0.466 -17.841
2.100 0.852 -41.997 7.062 132.761 0.043 72.300 0.465 -18.922
2.200 0.838 -45.024 6.989 130.976 0.044 71.712 0.466 -18.574
2.300 0.825 -46.015 6.912 128.763 0.046 70.915 0.461 -20.047
2.400 0.818 -48.183 6.839 127.038 0.048 70.140 0.459 -20.366
2.500 0.814 -50.052 6.734 124.876 0.050 69.135 0.452 -20.988
2.600 0.789 -52.256 6.721 123.367 0.052 68.995 0.458 -21.723

```

Fonte: próprio autor.

Na Figura 38, destacado em azul, temos os parâmetros S do transistor para o ponto de polarização $V_{ds}=3$ V e $I_d=30$ mA em 2,4 GHz. Utilizando as expressões (2.18), (2.19) e (2.20) obtêm-se:

$$K = 0,59 \quad , \quad \Delta = 0.517 \quad e \quad \mu = 0.528,$$

que sinaliza claramente que o transistor é potencialmente instável.

A expressão (2.81) retorna o valor de $G_{msg} = 21.538$ dB, máximo ganho estável. Escolheu-se então um $G_p = 19.5$ dB, dois decibéis abaixo de G_{msg} para garantir que o transistor estará afastado das regiões de instabilidade.

Como próximo passo, fez-se uso das expressões (2.12), (2.11), (2.15) e (2.14) para encontrar os círculos de estabilidade do amplificador, assim obteve-se que:

Círculo de estabilidade de entrada ($|\Gamma_{out}| = 1$)

$$C_s = 1.622 \angle 61.507^\circ, \quad r_s = 0.817. \quad (4.1)$$

Círculo de estabilidade de saída ($|\Gamma_{in}| = 1$)

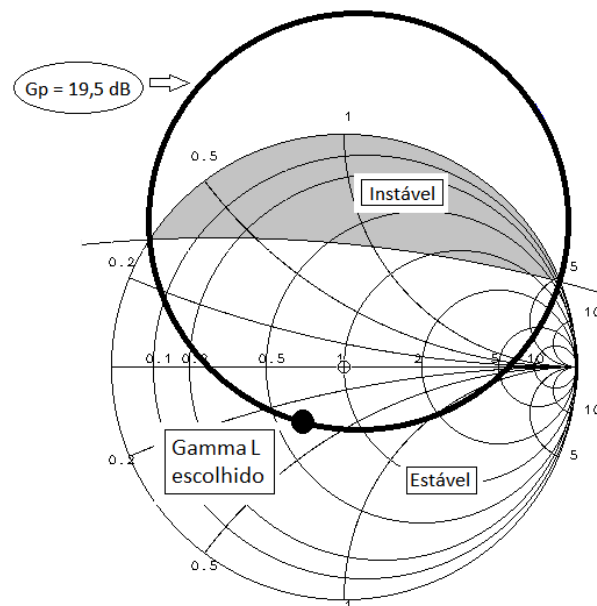
$$C_L = 5.29 \angle -95.851^\circ, \quad r_L = 5.818. \quad (4.2)$$

Fez-se uso então das expressões (2.73), (2.89) e (2.90) para o cálculo do círculo de G_p constante, para $G_p = 19.5$ dB, que resultou em:

Círculo de $G_p = 19.5$ dB

$$C_p = 0.635 \angle 84.149^\circ, \quad r_p = 0.906. \quad (4.3)$$

Figura 39 – Círculo G_p no plano Γ_L e círculo de estabilidade de saída.

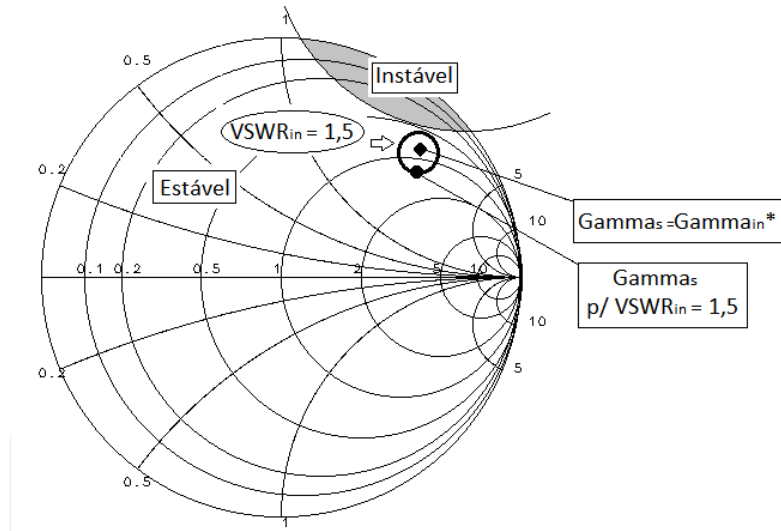


Fonte: próprio autor.

Na Figura 39 plotou-se o círculo de G_p constante igual a 19,5 dB e o círculo de estabilidade de saída. Um Γ_L de valor convenientemente afastado da região de instabilidade foi selecionado da curva de G_p constante, $\Gamma_L = 0,299 \angle -128,211^\circ$. Com o valor selecionado de Γ_L podemos confirmar o ganho G_p a partir das expressões (2.36) e (2.23) que retorna o valor de 89,35 ou 19,51 dB, confirmando que calculou-se corretamente os parâmetros do círculo de G_p constante.

A partir da expressão (2.23) calculou-se o valor de $\Gamma_{in} = 0,787 \angle -42,318^\circ$. Escolhendo-se $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$, faz-se $G_T = G_p$, pois $M_s = 1$. Na Figura 40 plotou-se o valor de Γ_s e o círculo de estabilidade de entrada para se verificar a estabilidade do circuito. O circuito de entrada é estável, mas está próximo a região de instabilidade.

Figura 40 – Círculo de estabilidade de entrada no plano Γ_s com $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ e Γ_s selecionado para ter $VSWR_{in} = 1,5$.



Fonte: próprio autor.

A partir do valor de Γ_s é possível calcular $\Gamma_{out} = 0,695 \angle -92,676^\circ$ através da expressão (2.25). Para o cálculo do VSWR de entrada e saída utilizamos as expressões (2.97), (2.96) e suas análogas, que retornam:

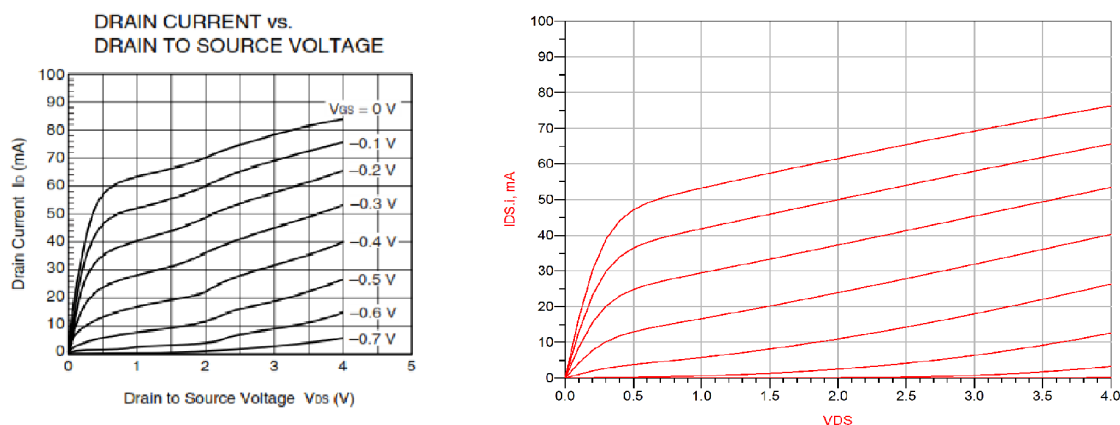
$$VSWR_{in} = 1, \quad VSWR_{out} = 9,435.$$

Também pode ser visto na Figura 40 que para melhorar o VSWR de saída foi preciso abrir mão do casamento perfeito da entrada, $VSWR_{in} > 1$. Utilizou-se as expressões (2.102) e (2.103) para se plotar o círculo de $VSWR_{in} = 1,5$ dB e selecionou-se desse mesmo círculo o valor de Γ_s igual a $0,71612 \angle 37,91^\circ$, de modo a ficar o mais distante possível da região de

instabilidade garantindo o funcionamento do amplificador para pequenas variações dos valores dos componentes. Com este novo valor de Γ_s pôde-se calcular o novo valor de Γ_{out} , Γ_b e consequentemente o novo valor de $VSWR_{out} = 5.4$.

Este valor pobre de $VSWR_{out}$, que aconteceria com $VSWR_{in}$ no caso de um projeto utilizando G_A ao invés de G_P , é uma clara sinalização do baixo desempenho desse transistor para trabalhar nessa faixa de frequência, ao menos sem utilizar métodos de estabilização dependentes de simulação. Este amplificador poderia ser utilizado no que se chama de amplificadores balanceados que naturalmente compensam o baixo desempenho de VSWR dos amplificadores com a utilização de acopladores direcionais de 3 dB, que é uma ótima aplicação para linhas de transmissão artificiais, alcançando redução de área ocupada e aumento de banda. Um fato interessante é que para o mesmo ponto de polarização em 5,8 GHz, chega-se a um $VSWR_{out} = 2$ sem qualquer sacrifício do casamento perfeito na entrada, $VSWR_{in} = 1$, reforçando a teoria de que os transistores do Tipo FET operam melhor em frequências acima de 4 GHz.

Figura 41 – $I_d \times V_{ds}$ do transistor NE3510M04 encontrado no datasheet e valores simulados a partir do modelo Spice da fabricante Renesas.



Fonte: próprio autor.

A escolha pelo transistor NE3510M04 foi motivada pelo seu maior ganho e principalmente pela facilidade de polarização, por utilizar uma quantidade menor de componentes quando comparada ao TBJ. Entretanto os dados disponibilizados no datasheet não batem com os valores encontrados através do modelo SPICE, especialmente no que diz respeito a corrente de dreno onde as diferenças superam 10mA, valor considerado alto, como pode ser visto na Figura 41. Desvios significativos entre os parâmetros S do modelo Spice e os encontrados no arquivo .S2p disponibilizado pela fabricante também puseram em duvida a confiabilidade dos dados disponibilizados.

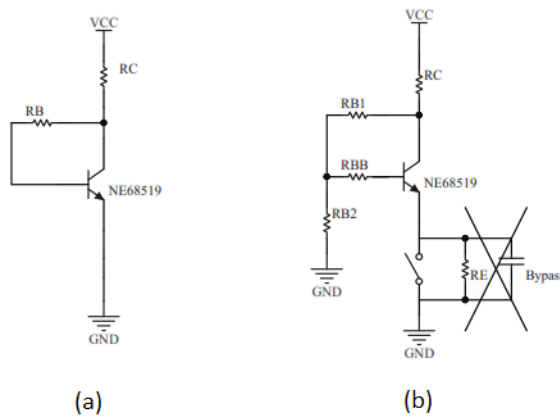
Sendo assim prosseguiu-se com o projeto utilizando o transistor TBJ NE68519, que apesar de não ter alto ganho em 2,4 GHz, é incondicionalmente estável nessa faixa de frequência

o que traz facilidades para o projeto, a começar pela possibilidade de se ter um casamento simultâneo das cargas de entrada e saída e consequentemente, $VSW R_{in} = VSW R_{out} = 1$.

4.2 CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO

Os circuitos de polarização passivos mais comuns, utilizados em RF, podem ser vistos na Figura 42. Observe a ausência do resistor *bypassed* R_E , isto acontece porque em altas frequências de RF o capacitor pode gerar oscilações e deve ser evitado, sendo recomendado manter o emissor aterrado. Apesar da polarização da Figura 42b apresentar algumas vantagens, como uma maior flexibilidade de polarização e valores menores de resistores, o que melhora a performance de ruído. Escolheu-se a polarização mais simples porém eficaz da Figura 42a. O modelo foi escolhido pela simplicidade e pelo tamanho dos resistores disponíveis. Os resistores são de encapsulamento 0603, maiores que os componentes utilizados no circuito de casamento, 0402, ocupando mais espaço. O resistor R_B proporciona realimentação negativa o que ajuda a estabilizar o ponto de operação do transistor.

Figura 42 – Circuitos de polarização mais comuns utilizados em RF para o transistor TBJ.



Fonte: próprio autor.

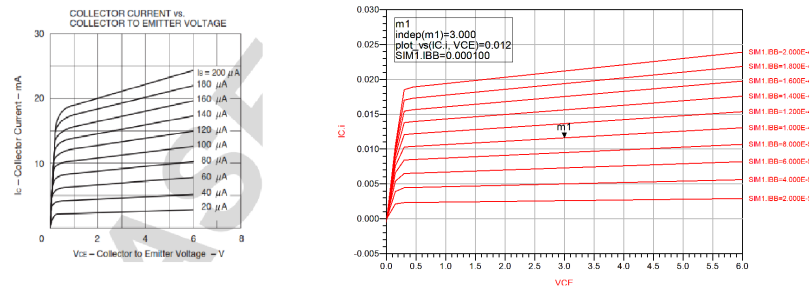
Na Figura 43 é possível observar a boa concordância entre os dados do datasheet e os dados extraídos do modelo Spice, Escolheu-se o ponto de polarização dado por:

$$V_{CE} = 3 \text{ V} \text{ e } I_C = 10 \text{ mA}.$$

Com a topologia do circuito de casamento definida, temos que a corrente de emissor é dada por (SMITH, 2007)(SANTOS, 2011):

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta + 1}}. \quad (4.4)$$

Figura 43 – Ponto de polarização escolhido.



Fonte: próprio autor.

A corrente de emissor pode ser feita independente do valor de β se for possível fazer com que,

$$R_C \gg \frac{R_B}{\beta + 1}. \quad (4.5)$$

Entretanto R_B governa o valor da máxima excursão do sinal no coletor visto que V_{CB} é dado por,

$$V_{CB} = I_B R_B = I_E \frac{R_B}{\beta + 1}. \quad (4.6)$$

Com os valores de resistores disponíveis, escolhemos os seguintes valores para o projeto dos amplificadores:

$$V_{CC} = 6,3 \text{ V}, R_B = 24,9 \text{ k}\Omega, R_C = 330 \Omega,$$

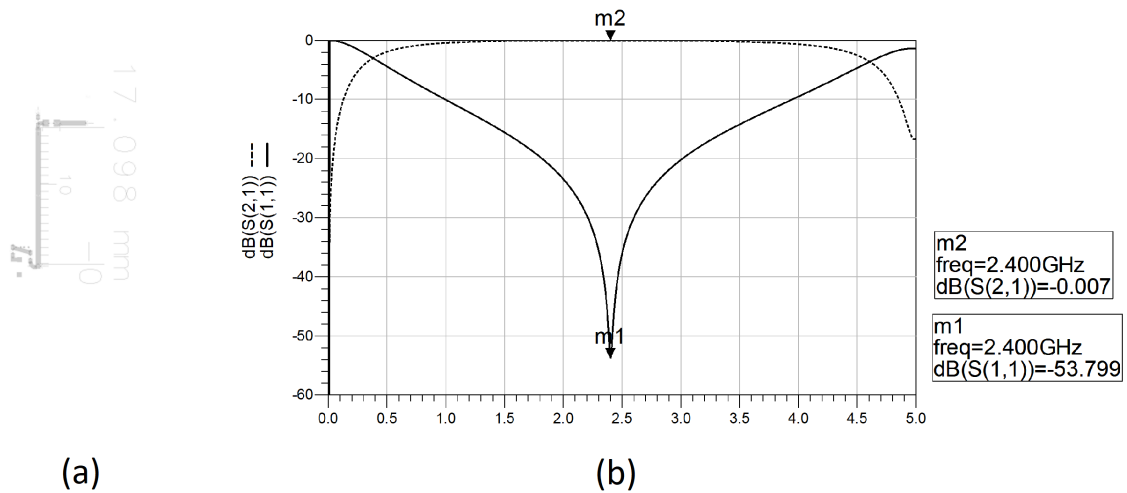
que resultam em,

$$V_{CE} = 2,97 \text{ V e } I_C = 10,01 \text{ mA}.$$

Um projeto de amplificador de micro-ondas que utiliza o estube de $\lambda/4$ para polarizar o transistor, nem sempre estará focado na redução dos harmônicos. Na maioria das vezes o estube é utilizado apenas para que o sinal AC "veja" o circuito DC como circuito aberto, para que esse não tenha influência no circuito de casamento. O estube de $\lambda/4$ sofre influência dos pads do capacitor de acoplamento e do circuito de casamento de saída, como será visto mais adiante. Esta influência faz com que a frequência de maior redução do sinal seja deslocada do segundo harmônico como seria esperado em um estube puro, sem elementos parasitas. Na Figura 44, que serve como primeira aproximação dos ajustes necessários ao estube, pode-se observar este fenômeno. A frequência de 2,4 GHz é a frequência de melhor propagação do sinal, ou seja, onde

de fato o estube é visto como um circuito aberto pelo sinal AC, mas a frequência em que o estube se apresenta como curto-circuito para o sinal AC está deslocado do segundo harmônico.

Figura 44 – Ajuste do comprimento do estube de $\lambda/4$. (a) recorte de 0.26mm no comprimento do estube, (b) comportamento do estube como circuito aberto AC em 2,4 GHz.



Fonte: próprio autor.

4.3 ANÁLISE DE ESTABILIDADE

Analiticamente utilizam-se as expressões (2.18), (2.19) e (2.20) para avaliar se o transistor é de fato estável a partir dos dados extraídos do arquivo .S2p, como ilustrado na Figura 45.

$$K = 1,024, \Delta = 0,502, \mu = 1,038.$$

O teste de Rollet e o teste μ indicam que o transistor é incondicionalmente estável, portanto, pode-se ter casamento simultâneo de entrada e saída, $VSWR_{in} = VSWR_{out} = 1$. Os círculos de estabilidade não precisarão ser plotados, assim como os círculos de ganho constante, já que o transistor será projetado para máxima potência.

Como previsto analiticamente, o transistor é estável em 2,4 GHz. Com a ajuda do simulador pôde-se verificar este resultado para todas as frequências ao redor da frequência de interesse, como pode ser visto na Figura 46.

Figura 45 – Arquivo .S2p do transistor TBJ NE68519 polarizado em $V_{CE} = 3\text{ V}$ e $I_C = 10\text{ mA}$.

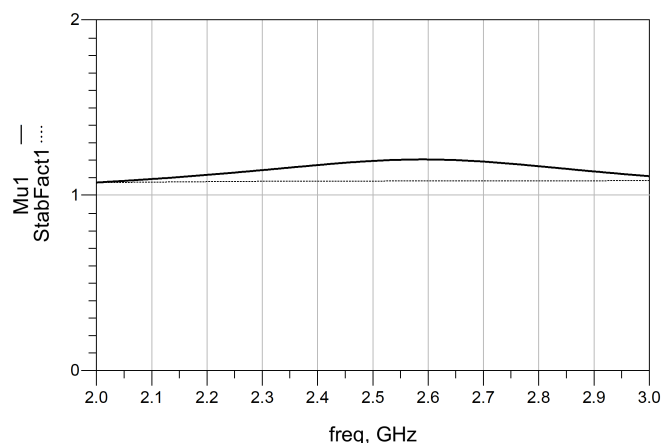
NE68519v1_p1-3_3_10 - Bloco de notas

Arquivo Editar Formatar Exibir Ajuda

```
! NEC Compound Semiconductor Devices Ltd.
! 20. August 2002
! NE68519/2SC5010
! NPN Silicon Transistor
! Vce = 3 V Ic = 10 mA
# GHz S MA R 50
! f S11 S21 S12 S22
! GHz MAG ANG MAG ANG MAG ANG MAG ANG
0.10 0.735 -18.7 15.465 157.7 0.017 78.5 0.931 -15.0
0.20 0.640 -37.8 14.330 142.1 0.030 69.7 0.810 -25.9
0.30 0.534 -55.7 13.115 129.2 0.040 66.3 0.700 -32.4
0.40 0.438 -71.4 11.574 118.3 0.048 64.5 0.612 -36.2
0.50 0.364 -84.9 10.235 109.9 0.057 63.7 0.547 -38.2
0.60 0.311 -96.6 8.943 103.1 0.064 63.3 0.499 -39.4
0.70 0.268 -107.0 7.935 97.7 0.072 62.8 0.461 -40.4
0.80 0.241 -116.9 7.105 92.7 0.080 62.7 0.430 -40.9
0.90 0.218 -126.4 6.425 88.7 0.088 62.6 0.405 -41.7
1.00 0.204 -135.9 5.864 84.8 0.095 62.0 0.386 -42.2
1.10 0.192 -144.5 5.397 81.4 0.103 61.0 0.370 -42.8
1.20 0.186 -153.7 4.992 78.1 0.111 60.9 0.354 -43.6
1.30 0.183 -161.8 4.628 75.1 0.119 60.5 0.341 -44.5
1.40 0.184 -169.5 4.348 72.3 0.127 59.4 0.328 -45.4
1.50 0.185 -176.7 4.072 69.2 0.134 58.4 0.317 -46.8
1.60 0.189 176.4 3.851 66.6 0.142 57.7 0.305 -48.0
1.70 0.196 169.9 3.643 63.8 0.151 56.9 0.294 -49.1
1.80 0.201 164.8 3.457 61.3 0.158 55.9 0.285 -50.6
1.90 0.208 159.7 3.311 59.0 0.166 55.1 0.271 -52.2
2.00 0.219 155.1 3.156 56.6 0.176 53.7 0.261 -54.0
2.10 0.228 150.6 3.024 54.1 0.183 52.3 0.249 -55.6
2.20 0.239 147.1 2.904 51.5 0.190 51.4 0.239 -57.7
2.30 0.248 143.3 2.790 49.3 0.199 50.3 0.229 -59.8
2.40 0.259 139.9 2.685 46.8 0.207 49.0 0.218 -62.0
2.50 0.270 136.9 2.593 44.7 0.215 47.9 0.206 -64.6
```

Fonte: próprio autor.

Figura 46 – Análise de estabilidade do transistor por simulação.



Fonte: próprio autor.

4.4 PROJETO DAS REDES DE CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA DE ENTRADA E SAÍDA

No projeto das redes de casamento do amplificador precisa-se dos valores dos coeficientes de reflexão para casamento conjugado. Utiliza-se as expressões (2.70), (2.71), (2.72) e (2.73) para se obter:

$$B_1 = 0,767, \quad (4.7)$$

$$B_2 = 0,728, \quad (4.8)$$

$$C_1 = 0,364 \angle 145,774^\circ, \quad (4.9)$$

e

$$C_2 = 0,343 \angle -54,593^\circ. \quad (4.10)$$

Com os resultados de (4.7), (4.8), (4.9), (4.10) substituídos nas expressões (2.68) e (2.69), finalmente chega-se a:

$$\Gamma_{ss} = 0,721 \angle -145,774^\circ \quad (4.11)$$

e

$$\Gamma_{sL} = 0,707 \angle 54,593^\circ. \quad (4.12)$$

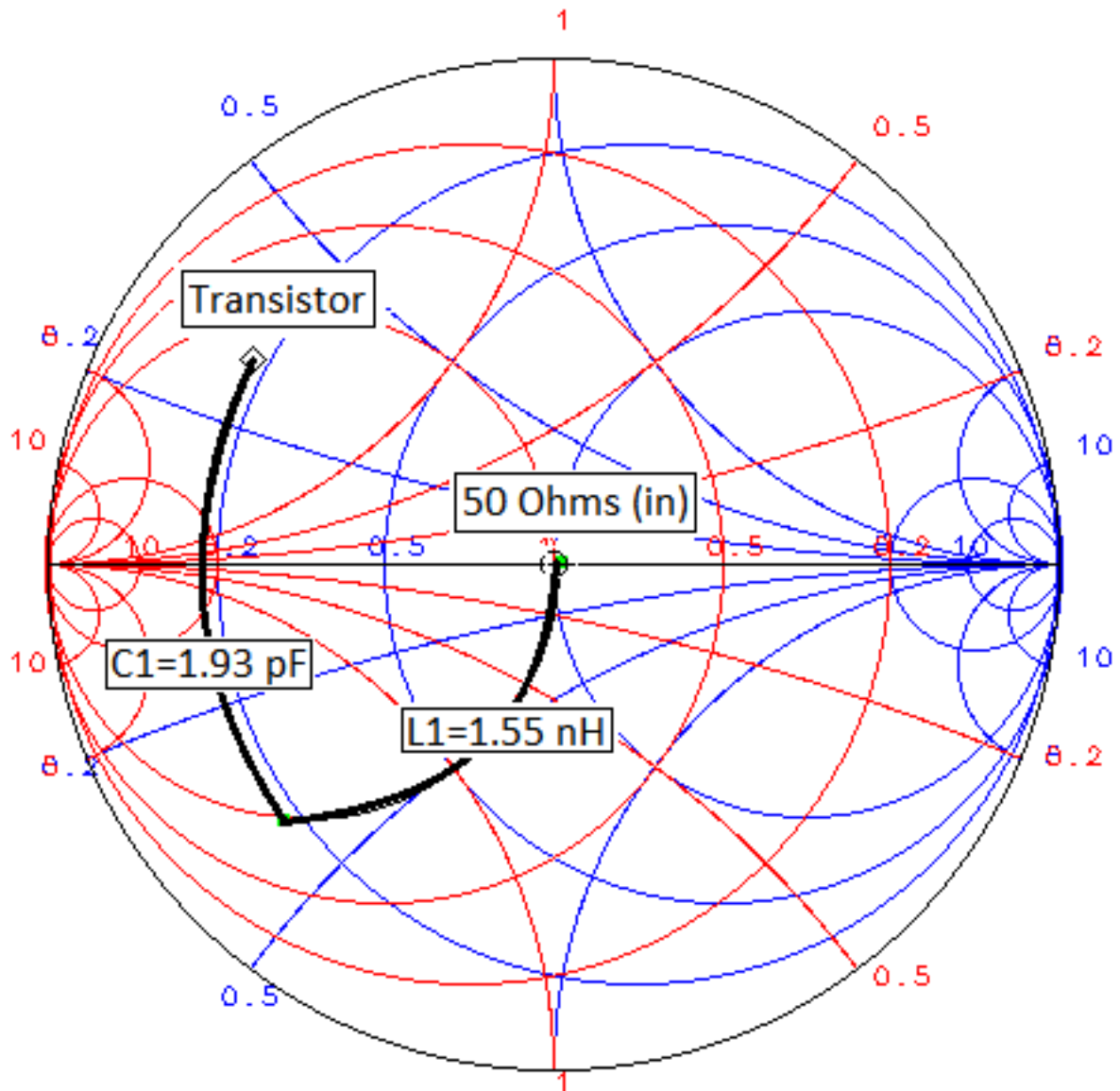
Plotam-se na carta de smith os valores de (4.11) e (4.12) ou de seus conjugados a depender do sentido em que se percorre a carta, como pode ser visto nas Figuras 47 e 48 referente ao circuito da Figura 49. Nesse projeto se utiliza sempre o sentido, **transistor** $\Rightarrow$ **terminação** 50Ω .

Duas outras alternativas foram projetadas para os circuitos de casamento. Ilustrado na Figura 50a tem-se o mesmo circuito com o casamento de saída agora composto por três elementos, isso faz com que os valores dos componentes diminua e uma melhora da SRF de cada componente seja alcançada. No item (b) da mesma figura, encontra-se o circuito com estruturas de linha de transmissão fazendo o casamento de impedância, esse tipo de estrutura por ter maior Q, terá uma banda menor do que os circuitos anteriores como será visto na próxima seção.

4.5 ESTIMATIVA DE GANHO DE POTÊNCIA

Neste estágio do projeto tem-se todos os dados necessários para o cálculo do ganho de potência do amplificador, assim a partir de qualquer expressão de G_T , (2.38) ou (2.39), chega-se a:

Figura 47 – Carta de Smith de impedância (em azul) e admitância (em vermelho) com circuito de casamento de entrada utilizando componentes concentrados, C_1 e L_1 .

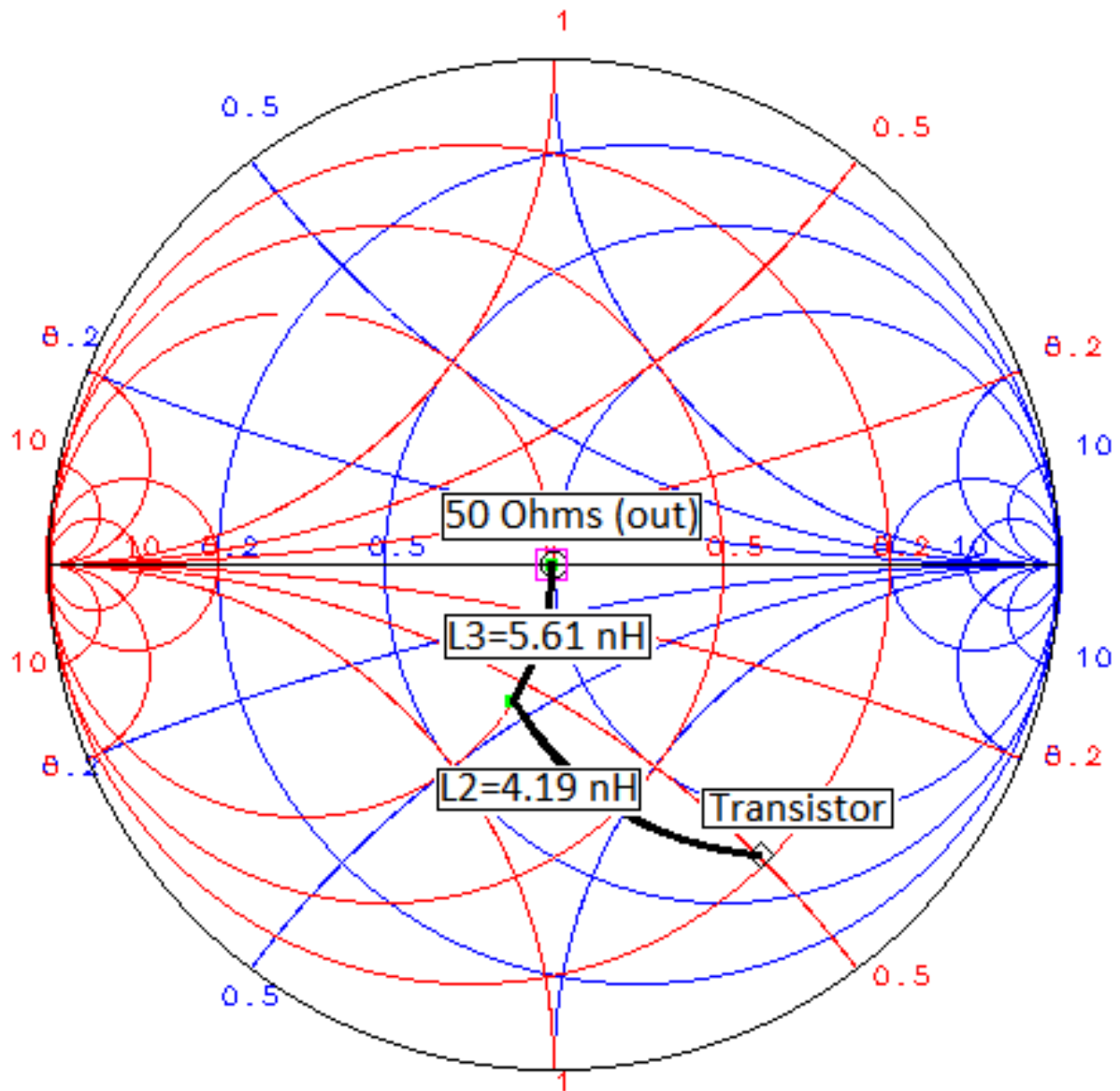


Fonte: próprio autor.

$$G_T = 10,445 \text{ ou } G_T = 10.189dB, \quad (4.13)$$

nota-se que como o ganho é máximo, $M_s = M_L = 1$ e $G_p = G_A = G_T = G_{T_{max}}$. Na Figura 51 utilizando-se do simulador com o arquivo .S2P do transistor, plotam-se os gráficos das respostas dos circuitos ilustrados nas Figuras 49 e 50. Observa-se que o amplificador de fato está casado para a frequência de interesse, 2,4 GHz, com ganho máximo e VSWR=1. É possível notar que o circuito que utiliza de LTs para o casamento de impedâncias possui menor banda, isso se dá pelo maior Q desse tipo de estrutura, quando comparado a elementos concentrados. Ainda na

Figura 48 – Carta de Smith de impedância (em azul) e admitância (em vermelho) com circuito de casamento de saída utilizando componestes concentrados, L_2 e L_3 .



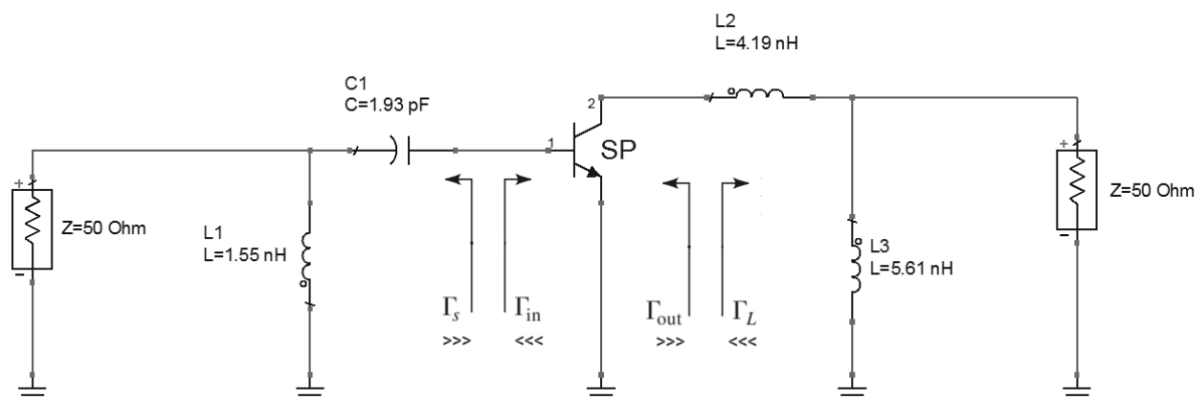
Fonte: próprio autor.

mesma figura observa-se que o circuito com 3 elementos para o casamento de saída, não obteve aumento de banda significativo, este resultado já era esperado porque o nó de maior Q_n é o do transistor, como visto na Seção 2.1, e as estruturas caminham pra dentro da carta, mantendo o Q_n em 2,3, este fato está ilustrado na Figura 52.

4.6 SIMULAÇÃO COM MODELO SPICE

Nesta seção o modelo .s2p do transistor é substituído pelo seu modelo SPICE, assim, a simulação passa a levar em conta a polarização do transistor e portanto o estudo de $\lambda/4$ passa a

Figura 49 – Circuito de casamento do amplificador utilizando arquivo .S2p para modelar o transistor.



Fonte: próprio autor.

fazer parte do circuito. A Figura 53 traz o circuito em sua forma completa, incluindo o circuitos de polarização, composto pelos elementos: C7, C6, C5, C3, R8, R9, L4, L5 e o estube de $\lambda/4$. O circuito de casamento de entrada, constituído por C1 e L1. O circuito de casamento de saída dado por, L2, L3 e C2. E ainda os capacitores de acoplamento AC, C4 e C8. É notória a importância do capacitor C3, é ele o responsável por fazer o curto-circuito AC que torna o estube um circuito aberto na frequência de projeto e um curto circuito na frequência do segundo harmônico. Nota-se também a versatilidade do estube, que serve como curto-circuito de harmônicos e como caminho DC para a tensão de polarização que precisa chegar ao coletor do transistor.

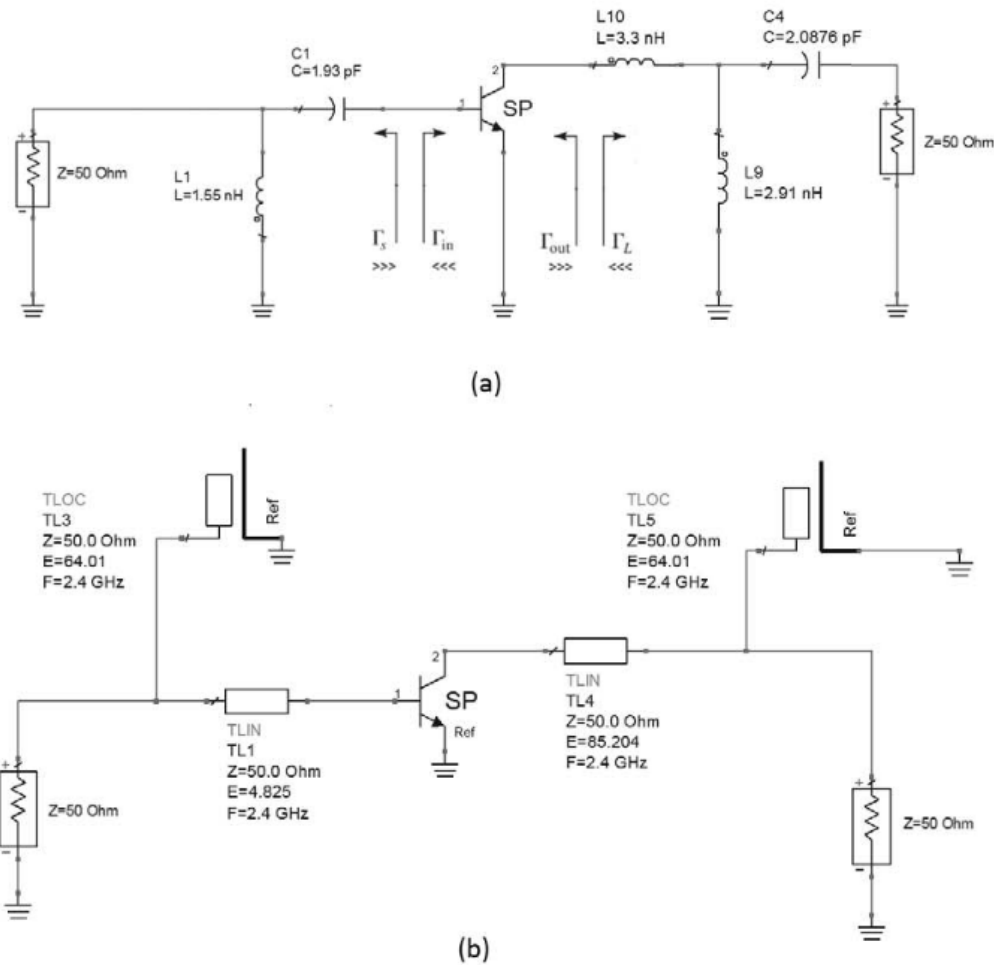
Os componentes parasitas, adicionados pelos pads dos elementos concentrados, também passam a ser considerados. Já o efeito das vias de terra não são considerados para simplificar o circuito e o acoplamento entre trilhas não faz parte da simulação já que em nível de circuito o simulador não leva em conta esse tipo de efeito.

Com a inclusão do efeito dos pads o circuito é ilustrado na Figura 54. A resposta de seu ganho em função da frequência, assim como a resposta do amplificador com estube de $\lambda/4$ em estrutura LTA de 40Ω , é trazido pela Figura 55. Nessa mesma figura pode-se observar o efeito de assimetria da frequência de harmônico para estruturas LTA, que é muito mais acentuada se projetada a LTA como estube de 90° em 2,4 GHz do que se projetada como estube de 180° em 4,8 GHz, este efeito foi determinante para o projeto da LTA da Seção 3.1.

4.7 SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

A simulação eletromagnética é importante para se obter resultados mais precisos, onde todo o tipo de efeito é mensurado e levado em consideração. A presença de vias de aterramento e o acoplamento eletromagnético entre trilhas, são exemplos de não idealidades com efeitos de impacto no desempenho de amplificadores, que são computados pela simulação eletromagnética.

Figura 50 – Circuitos de casamento alternativos do amplificador.



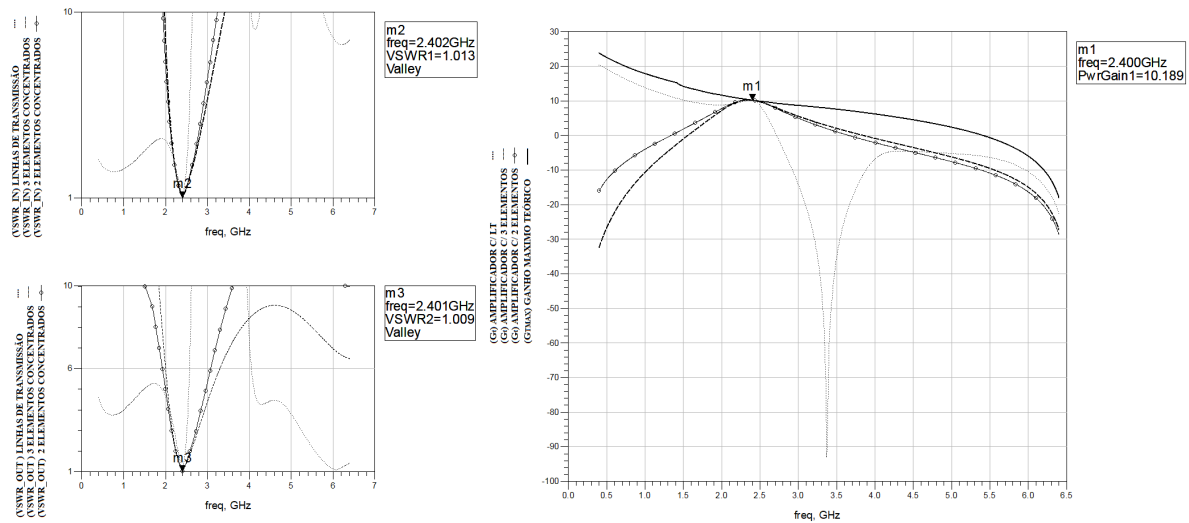
Fonte: próprio autor.

Entretanto a maioria dos simuladores eletromagnéticos não interagem diretamente com elementos concentrados.

Para circuitos com componentes concentrados a maioria dos simuladores utiliza um processo chamado de co-simulação onde portas são adicionadas em determinadas posições do *layout* do circuito, como pads de componentes, e pontos de entrada e saída de excitação de sinal. Após a simulação eletromagnética ter sido concluída, o resultado é trazido ao simulador de circuitos, onde os elementos discretos são adicionados e conectados nos pontos onde as portas foram inseridas no *layout*, na interface de simulação eletromagnética. A simulação de circuito é enfim efetuada e o resultado final da simulação é obtido.

O primeiro resultado indesejado, que só é revelado a partir dos resultados da simulação

Figura 51 – Ganho simulado dos circuitos, utilizando o arquivo .s2p do transistor NE68519.



Fonte: próprio autor.

eletromagnética, aparece justamente por conta da presença de vias de ground, ou melhor dizendo, vias de aterramento. Estas vias são extremamente necessárias para o funcionamento do circuito em que se utiliza elementos concentrados. É através delas que o sinal encontra seu menor caminho de retorno ao terra. Infelizmente as vias, apesar do papel fundamental que desempenham, tem comportamento indutivo e são especialmente danosas aos circuitos de casamento de impedância, podendo prejudicar o ganho ou a estabilidade do circuito. Esta indutância das vias é modelada como (SAYRE, 2008):

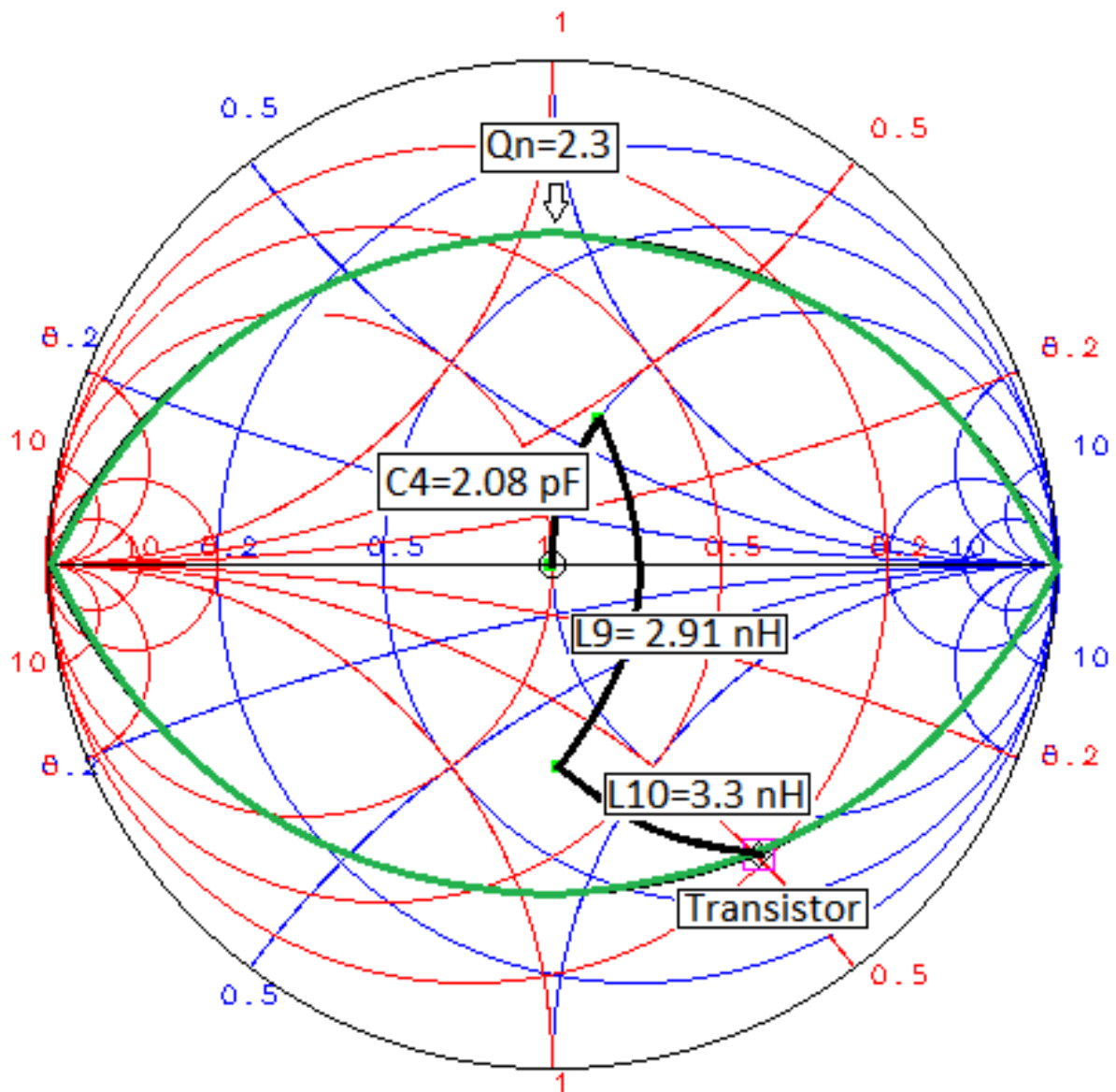
$$L_{vias} = 200 \times 10^{-9} h \left(\ln \left(\frac{4h}{D} \right) + 1 \right), \quad (4.14)$$

onde h é a espessura da placa de circuito impresso e D é o diâmetro da via.

Pode-se observar que aumentar o diâmetro da via tem pouco efeito na redução da indutância, que para o circuito projetado pode chegar a 0,9 nH. sendo muito mais eficaz reduzir a espessura da placa de 1,5 mm para 0,8 mm por exemplo, que reduziria o efeito da via individual para um valor mais baixo, de aproximadamente 0,4 nH. Entretanto essa técnica faz com que o circuito perca robustez mecânica e seu uso deve ser avaliado caso a caso.

Existe outra forma de se reduzir o impacto da indutância das vias, que é utilizar múltiplas vias em paralelo, método bastante utilizado na indústria, onde comumente são projetadas para ter espaçamento de $\lambda/20$ entre vias, de modo a evitar que ressonâncias indesejadas aconteçam entre o plano de ground e o ground imperfeito do layer superior. Em outras palavras, é necessário que o ground apresente baixa impedância em toda sua área para que o circuito se comporte adequadamente.

Figura 52 – Casamento para o circuito de saída com 3 elementos, com destaque para a curva de Q_n constante em (verde).

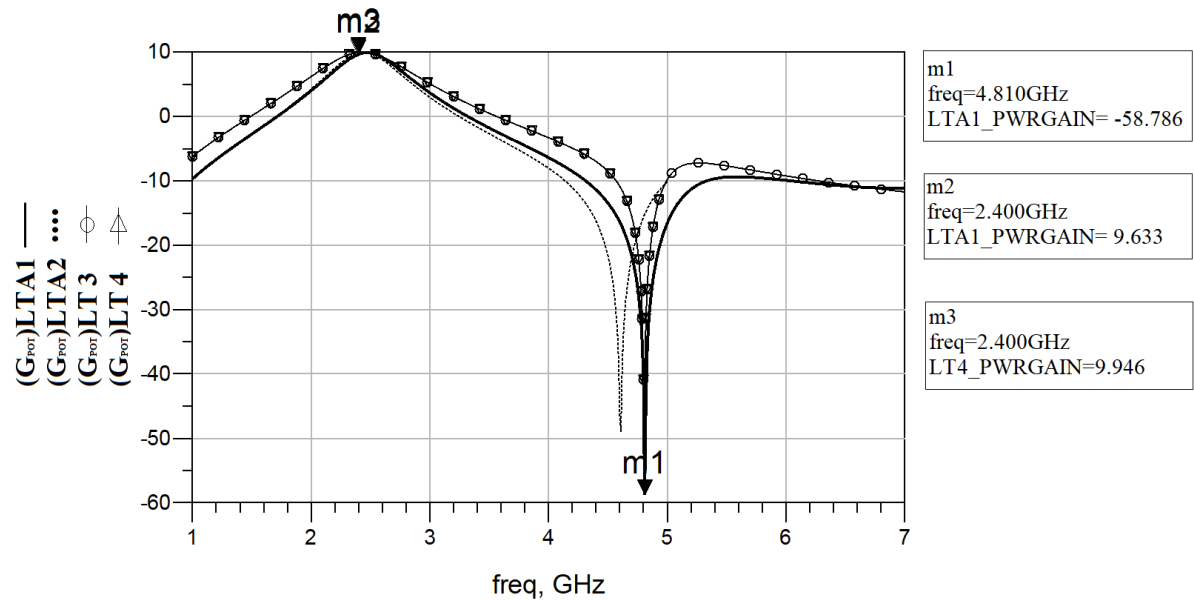


Fonte: próprio autor.

Em métodos artesanais de fabricação de placas, onde comumente a metalização dos furos não está disponível. Uma perna de componente ou um pedaço de fio condutor, faz o papel do furo metalizado. O problema é que para fazer a ligação entre os dois layers da placa é necessário que se deixe um espaço delimitado ao redor do furo para que a solda possa se espalhar, após atingir o seu ponto de fusão, como pode ser visto na Figura 56. Esta limitação faz com que as vias não possam estar em seus lugares ideais, o mais próximo possível dos pads que devem ser aterrados, além de diminuir a efetividade do paralelismo entre vias.

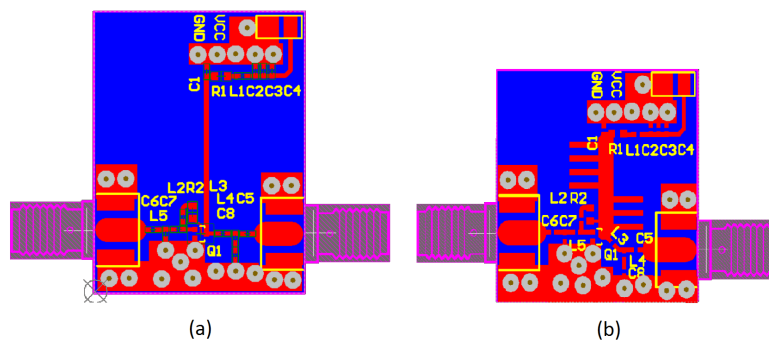
Na Figura 57 ilustra-se como verificar o impacto das vias, ao se substituir o ponto de

Figura 55 – Grafico do Ganho x Frequência. (LTA1) LTA de $40\ \Omega$ projetada como estube de 180° sintonizado em 4,8 GHz. (LTA2) LTA de $40\ \Omega$ projetada como estube de 90° em 2,4 GHz. (LT3) LT de $100\ \Omega$ como estube de 90° em 2,4 GHz. (LT4) LT de $100\ \Omega$ como estube de 180° em 4,8 GHz.



Fonte: próprio autor.

Figura 56 – Layout de placas de circuito impresso confeccionadas. (a) amplificador com estube de $\lambda/4$ convencional de $Z_0 = 100\ \Omega$. (b) amplificador com estube de $\lambda/4$ modelado por LTA de baixa impedância, $Z_0 = 40\ \Omega$.



Fonte: próprio autor.

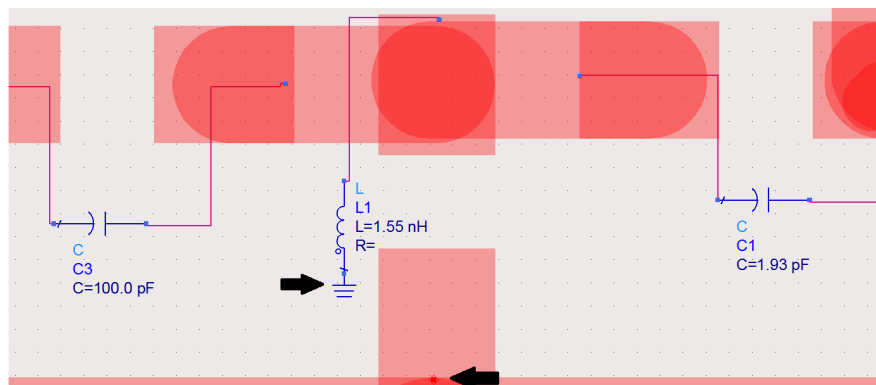
aterramento do indutor do circuito de casamento de entrada por um terra ideal, terminal de terra do simulador de circuitos. Um estudo detalhado do impacto degenerativo das vias é descrito a seguir, e ilustrado na Figura 58:

- Inicialmente o circuito é projetado para ter máximo ganho em 2,4 GHz, como sugerido na Seção 4.2. Com o transistor ligado a seu ponto de aterramento e os circuitos de casamento

ao terminal de terra do simulador de circuitos se obtém os resultados da Figura 58(b). Observa-se aqui, que o ganho máximo está centrado em 2,4 GHz por conta do ajuste do estube sugerido na Seção 4.2, entretanto um VSWR mais alto do que o esperado é obtido, isso se deve a indutância introduzida pelo ponto de aterramento ao emissor do transistor, desviando seus parâmetros S dos quais os circuitos de casamento foram projetados;

- A Figura 58a demonstra um aumento do ganho decorrente da inclusão de um ponto de terra ideal no terminal emissor, ficando o transistor e os circuitos de casamento com terras idealizados, excluindo o efeito das vias. O pico do ganho é deslocado pois o ajuste do estube deixou de ser ideal, fazendo com que a impedância vista pelo transistor ao "olhar" para o estube deixasse de ser um circuito aberto impactando na impedância Z_L vista pelo transistor o que gera um VSWR maior em 2,4 GHz;
- A Figura 58c nada mais é do que o caso real, em que todos os componentes estão conectados a seus pontos de aterramento, note que neste caso o pico de ganho também é deslocado, desta vez impactado pela inserção do circuito de casamento de saída e seu terminal de aterramento. O VSWR não é ótimo, mas pode ser melhorado reduzindo-se os valores dos componentes, já que foram inseridas indutâncias parasitas com a presença das vias.

Figura 57 – Terminal de terra do simulador de circuitos substituindo ponto de aterramento em simulação eletromagnética.

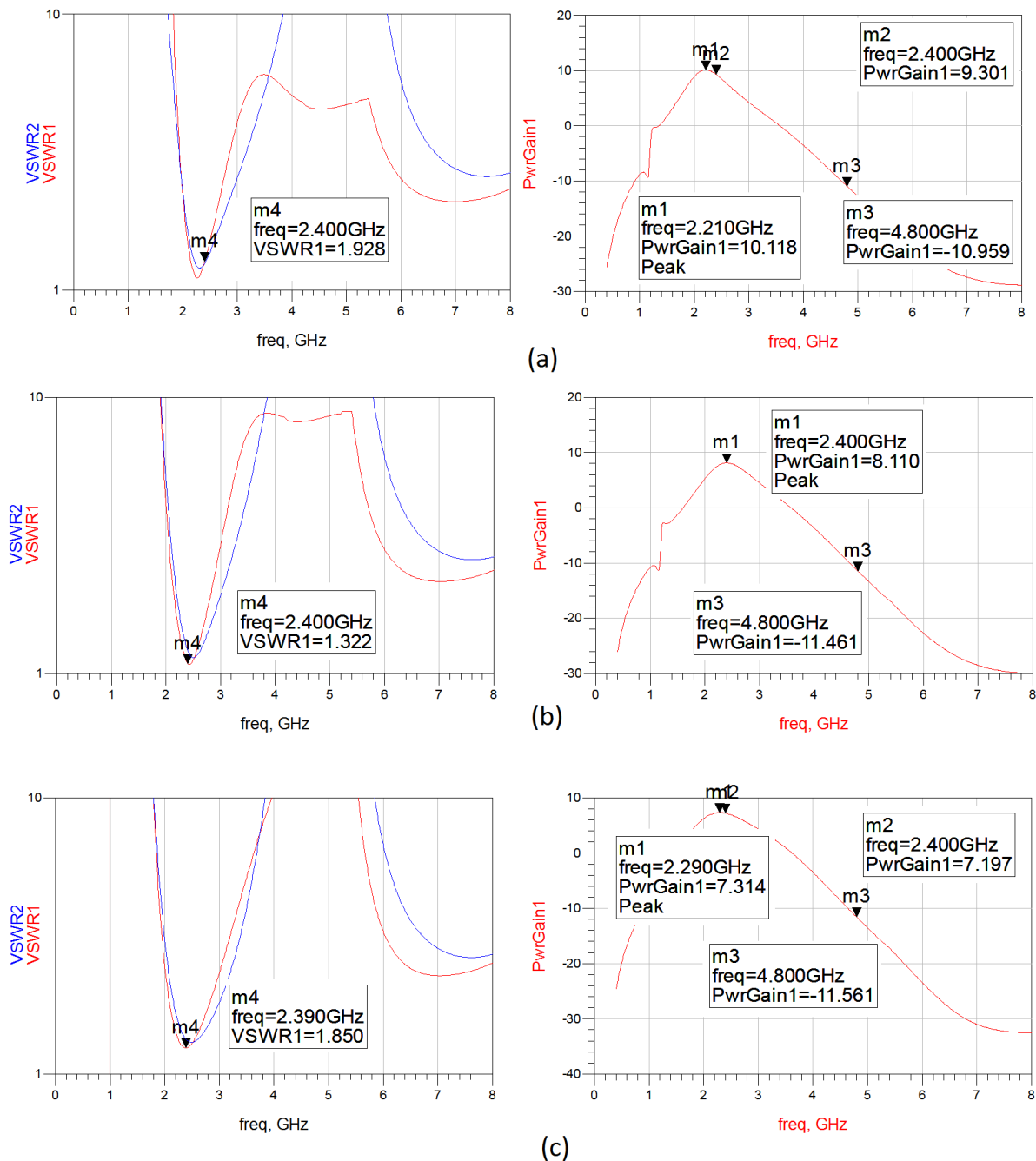


Fonte: próprio autor.

Note que este problema está maximizado aqui, pelo método artesanal de construção das vias utilizado, impossibilitando de se ter vias mais próximas aos pads que devem ser aterrados e dificultando a formação de circuitos paralelos entre vias para se reduzir o efeito das mesmas.

Ajustar o estube para ser um circuito aberto na frequência de propagação, como ilustrado na Figura 59, aumenta a assimetria entre a frequência de propagação e a frequência de máxima atenuação de harmônicos pares, ou seja, a diferença entre a frequência com o valor de ganho

Figura 58 – Impacto da presença de vias. (a) Terra ideal no circuito de casamento de entrada e saída e no emissor do transistor. (b) Terra ideal apenas no transistor. (C) Todos os componentes conectados em seus respectivos pontos de aterramento.

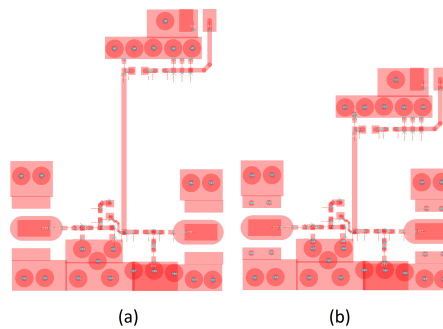


Fonte: próprio autor.

máximo e a frequência de máxima atenuação de harmônicos pares diverge mais fortemente de f_0 , este resultado pode ser observado na Figura 60. Observe ainda que a diferença de ganho em 2,4 GHz é de apenas 0,2 dB, o que torna o circuito projetado para atenuar harmônicos pares muito mais vantajoso, já que proporciona uma atenuação 15,4 dB abaixo do circuito projetado

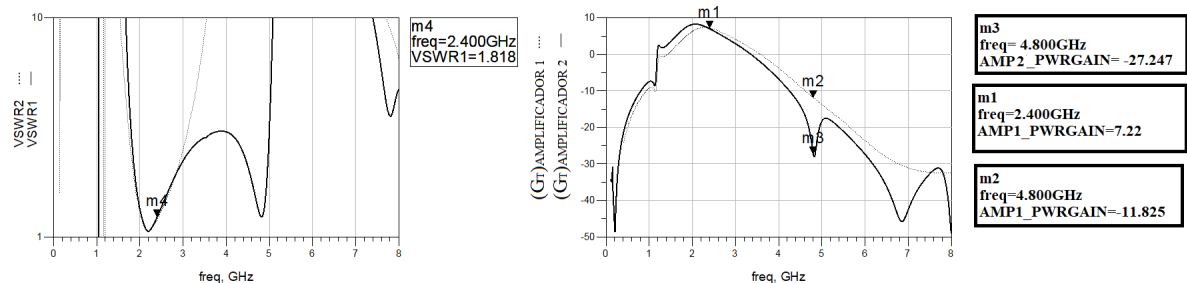
para ganho máximo em 2,4 GHz. Nenhuma mudança no VSWR foi apreciada, mostrando que os circuitos são compatíveis, sendo o circuito com o propósito de atenuar os harmônicos, mais atrativo.

Figura 59 – *layouts* do circuito amplificador com estube convencional, em simulação eletromagnética. (a) amplificador LTA atenuador de harmônicos pares. (b) Circuito amplificador projetado para ter ganho máximo em 2,4 GHz.



Fonte: próprio autor.

Figura 60 – Curvas de ganho e VSWR para os amplificadores com estube convencional, focados em ganho máximo (Amplificador 1) e atenuação máxima de harmônico par (Amplificador 2).



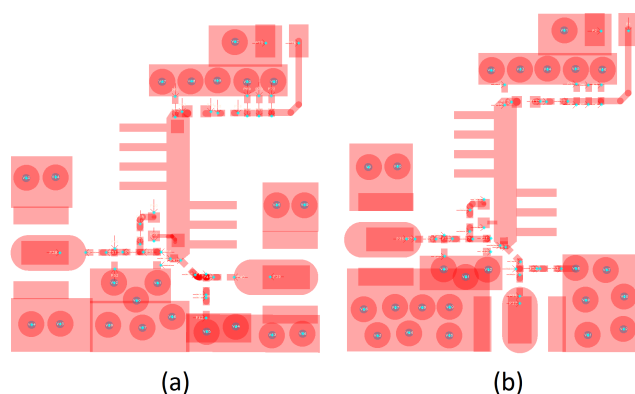
Fonte: próprio autor.

4.8 RESULTADOS SIMULADOS

Quando se trata de comparação entre circuitos de micro-ondas todo cuidado deve ser tomado com o *layout* e mínimas alterações devem ser feitas, para que um roteamento melhor ou pior não gere falsos resultados. Na Figura 61 um primeiro *layout* foi projetado, apresentando ótimos resultados simulados, inclusive com ganho máximo superior ao circuito com LT convencional, este circuito está representado na Figura 61b. Entretanto para manter a coerência do projeto um novo *layout* foi confeccionado a partir do *layout* do amplificador com

LT convencional, de forma a trazer o mínimo de mudanças possíveis, como pode ser visto na Figura 61a.

Figura 61 – *Layouts* de amplificadores com estube LTA de impedância característica igual a $40\ \Omega$. (a) *Layout* similar ao projetado para o amplificador com estube convencional. (b) *Layout* opcional do amplificador com estube LTA.

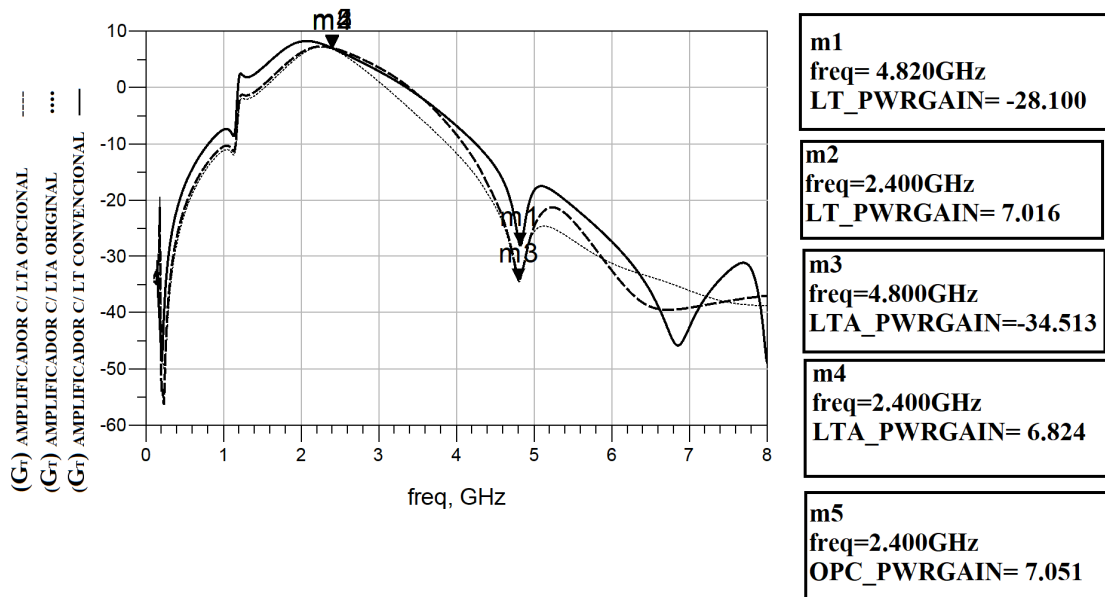


Fonte: próprio autor.

Assim, os resultados simulados dos circuitos confeccionados podem ser vistos na Figura 62 juntamente com os resultados do primeiro *layout* do amplificador com LTA. O circuito amplificador com a LTA no *layout* similar ao circuito amplificador com LT convencional, aqui chamado de *layout* original, apresentou uma perda de 0,2 dB em relação ao ganho do amplificador com LT. Isso se deve ao *layout* do circuito casador de saída, que possui uma curva de raio pequeno, prejudicial a propagação da onda, o que gerou essa leve atenuação que é considerada desprezível.

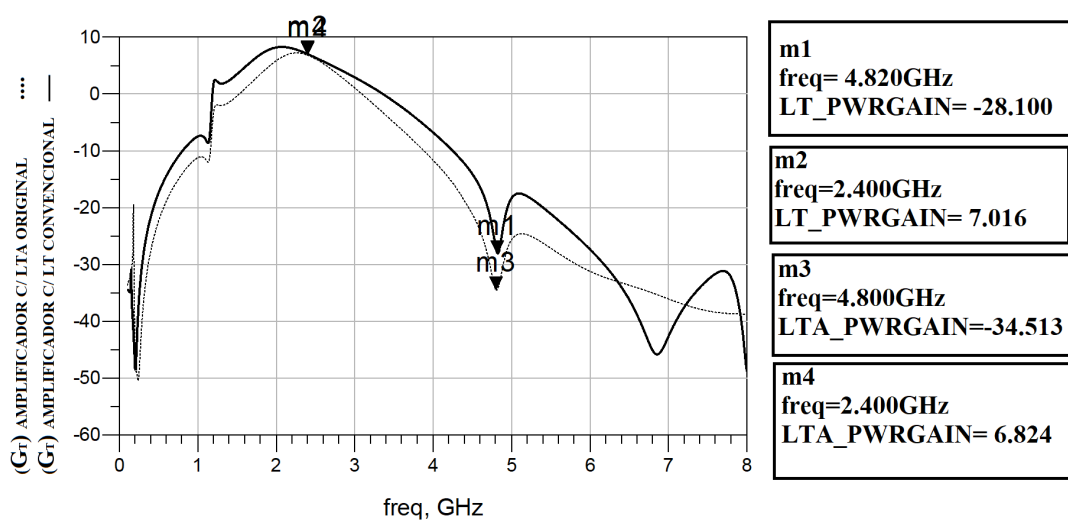
A título de melhorar a visualização dos resultados simulados, apenas os resultados das placas confeccionadas, ilustradas na Figura 56, são plotados na Figura 63.

Figura 62 – Curvas de ganho dos amplificadores. Amplificador LTA opcional, apresentou o maior ganho e atenuação equivalente ao circuito LTA original. Amplificador LTA original com atenuação de -34 dB no segundo harmônico. Amplificador com LT convencional, atenuação de -28 dB no segundo harmônico.



Fonte: próprio autor.

Figura 63 – Curvas de ganho dos amplificadores. Amplificador LTA original com atenuação de -34 dB no segundo harmônico. Amplificador com LT convencional, atenuação de -28 dB.



Fonte: próprio autor.

5 FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO

5.1 DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE DIELÉTRICA

Nesse trabalho o método empregado para se encontrar a constante dielétrica da placa de circuito impresso, é o método conhecido como método de cavidade ressonante (WANG, 2000)(NAPOLI; HUGHES, 1971).

A frequência de ressonância de uma cavidade ressonante retangular é dada por (POZAR, 2011):

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{h}\right)^2} \quad (5.1)$$

As frequências em que a dimensão referente a espessura da placa ressona, $\lambda/2 = h$ e $l \neq 0$, estão muito acima da frequência em que se pretende determinar a constante dielétrica. Assim pode-se simplificar a expressão (5.1) por:

$$f_{mn} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (5.2)$$

O material utilizado para a construção dos circuitos, foi um painel de FR-4, sem especificações sobre o dielétrico. Entretanto, é sabido que um laminado FR-4 normalmente tem constante dielétrica pouco acima de quatro. Uma estimativa inicial é feita para dimensionar o corte da placa de teste, como ilustrado na Figura 64. Com base nesse teste as dimensões escolhidas, já em medidas reais, foram:

$$a = 30,23 \text{ mm} , b = 44.93 \text{ mm}.$$

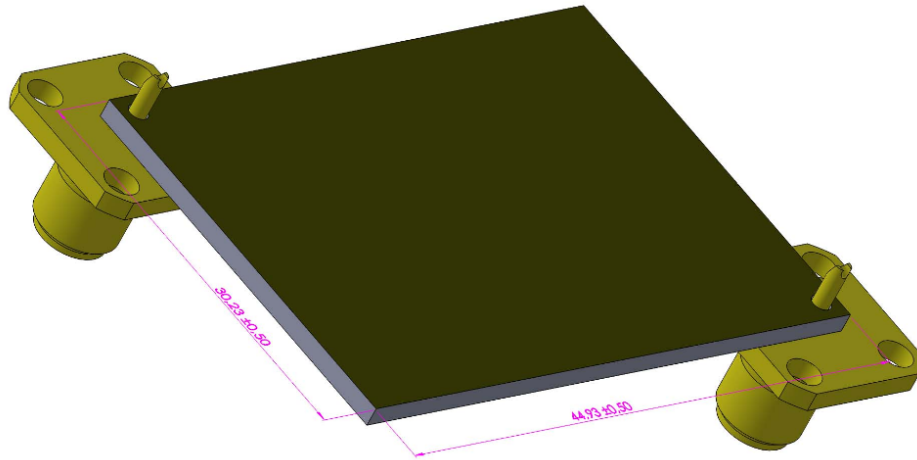
Essas dimensões foram escolhidas de forma que facilitassem a solda dos conectores SMA, e que a menor dimensão ficasse próximo da frequência de trabalho desse projeto, 2,4 GHz. Nas Figuras 65 e 66 é possível coletar as variáveis necessárias para caracterizar o dielétrico próximo às frequências de 1,5 GHz e 2,4 GHz respectivamente.

As perdas na placa podem ser estimadas por :

$$\delta = \frac{1}{Q}, \quad (5.3)$$

e os resultados podem ser obtidos após a correta substituição de f_{medido} na expressão (5.2) e o entendimento de que a primeira ressonância corresponde à frequência na qual $\lambda/2$

Figura 64 – Caracterização da placa de circuito impresso.



Fonte: próprio autor.

Tabela 2 – Caracterização do dielétrico utilizado.

Frequência	ϵ_r	$\tan D$
1,55 GHz	4,614	0,028
2,27 GHz	4,736	0,030

Fonte: próprio autor.

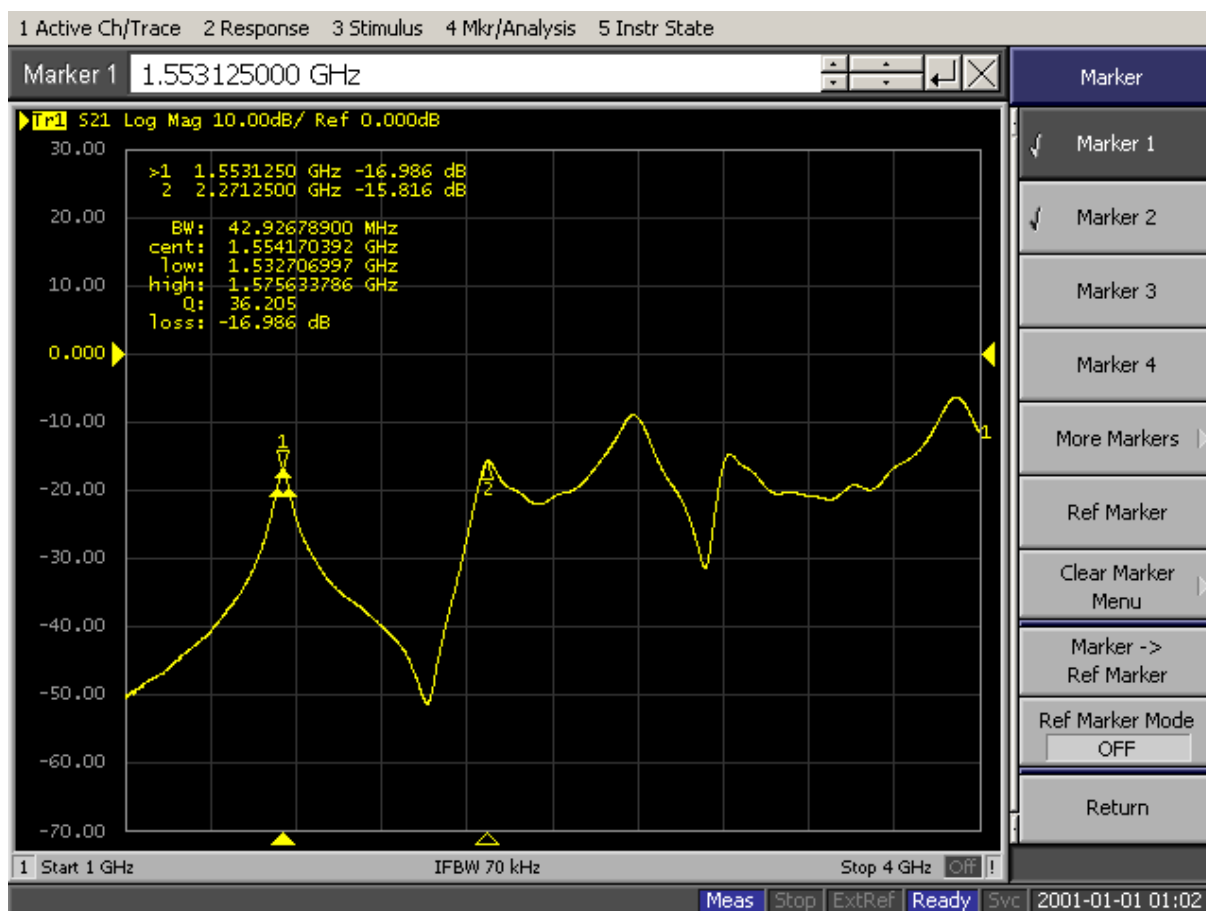
coincide com a maior dimensão da placa, ou seja $m=0$ e $n=1$ e que quando $\lambda/2$ coincidir com a menor dimensão da placa, tem-se que, $m=1$ e $n=0$. Na Tabela 2 estão relacionados os resultados.

Um ajuste na frequência medida pode ser utilizado para melhorar a precisão dos resultados levando em conta as perdas (WANG, 2000),

$$f_{ajustada} = \frac{f_{medida}}{1 - \frac{1}{2Q}}. \quad (5.4)$$

Para os valores de Q encontrados o denominador da expressão (5.4) ficou acima de 0,98 para ambos os casos, o que gera uma redução da constante dielétrica em torno de 2%. Esta análise corretiva, entretanto, foi feita após a produção dos circuitos e todas as simulações, impossibilitando que esses dados corrigidos tenham sido levados em consideração. Na Figura 67 pode-se ver a placa utilizada para o levantamento dos dados.

Figura 65 – Primeira ressonância, freq=1,553125 GHz, m=0 e n=1.



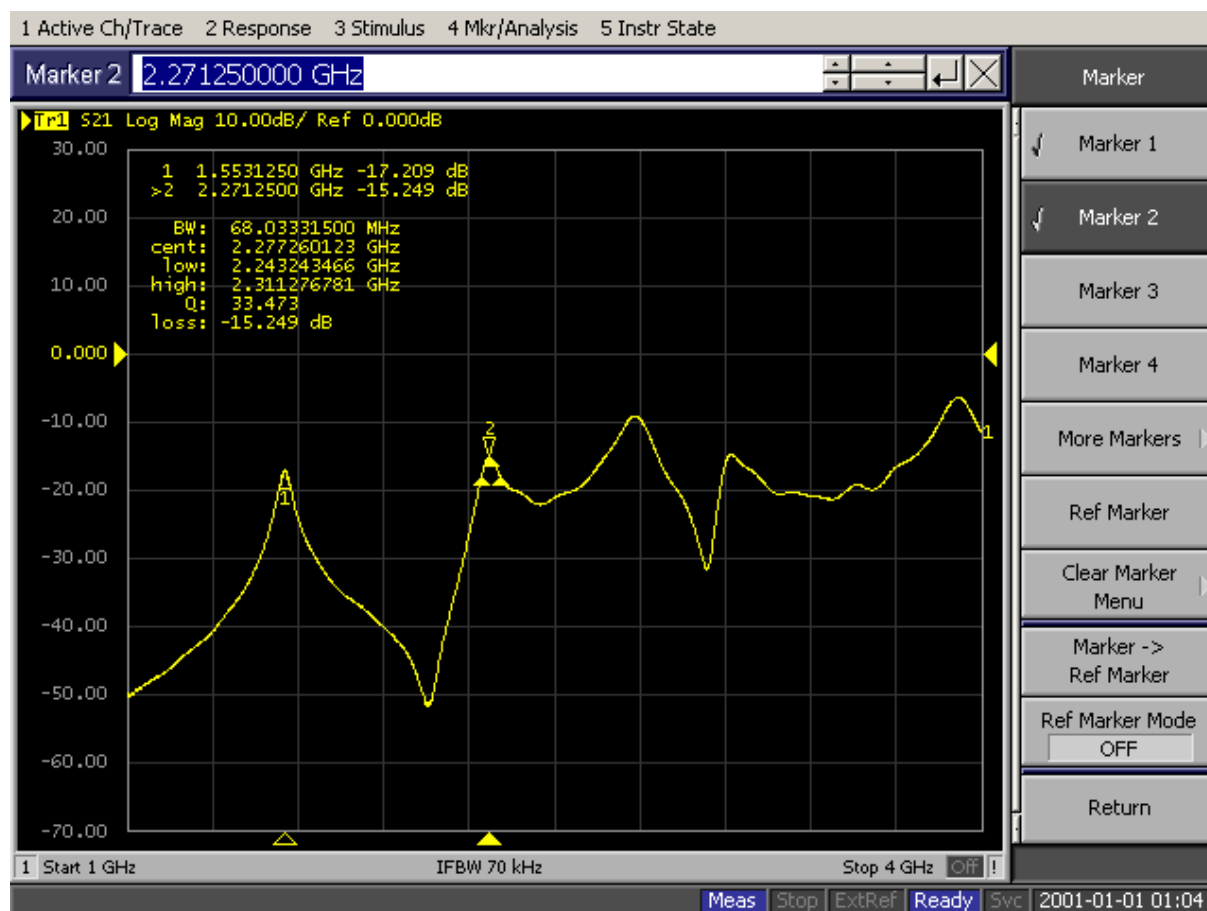
Fonte: próprio autor.

5.2 COMPARAÇÃO ENTRE RESULTADOS SIMULADOS E PRÁTICOS PARA OS FILTROS EBG

A esmagadora maioria dos produtos *wireless* de grande volume de produção, até mesmo na banda ISM de 5,8 GHz, são produzidos apenas com placas de FR-4. Esse é um fato pragmático de qualquer indústria, que para sobreviver no mercado de hoje precisa cortar custos. Existem laminados como o Rogers RO4003 que são interessantes, pois são compatíveis com o processo de fabricação das placas em FR-4 e podem ser laminados em conjunto em uma placa multilayer. Um material mais nobre trará entre outras coisas: menores perdas de RF, variações menores do valor da constante dielétrica e maior controlabilidade das impedâncias características das fitas. Mesmo em utilizações especiais como a militar, entretanto, um material diferente do FR-4 só será utilizado se for realmente necessário para cumprir alguma especificação especial. Do exposto até aqui, decidiu-se utilizar apenas o FR-4 como laminado.

O processo de caracterização foi bem sucedido apesar de revelar uma tangente de perdas ($\tan\delta$) maior que a esperada. Um bom laminado de FR-4 tem $\tan\delta = 0,01$, diferente do

Figura 66 – Segunda ressonância, freq=2,27125 GHz, m=1 e n=0.



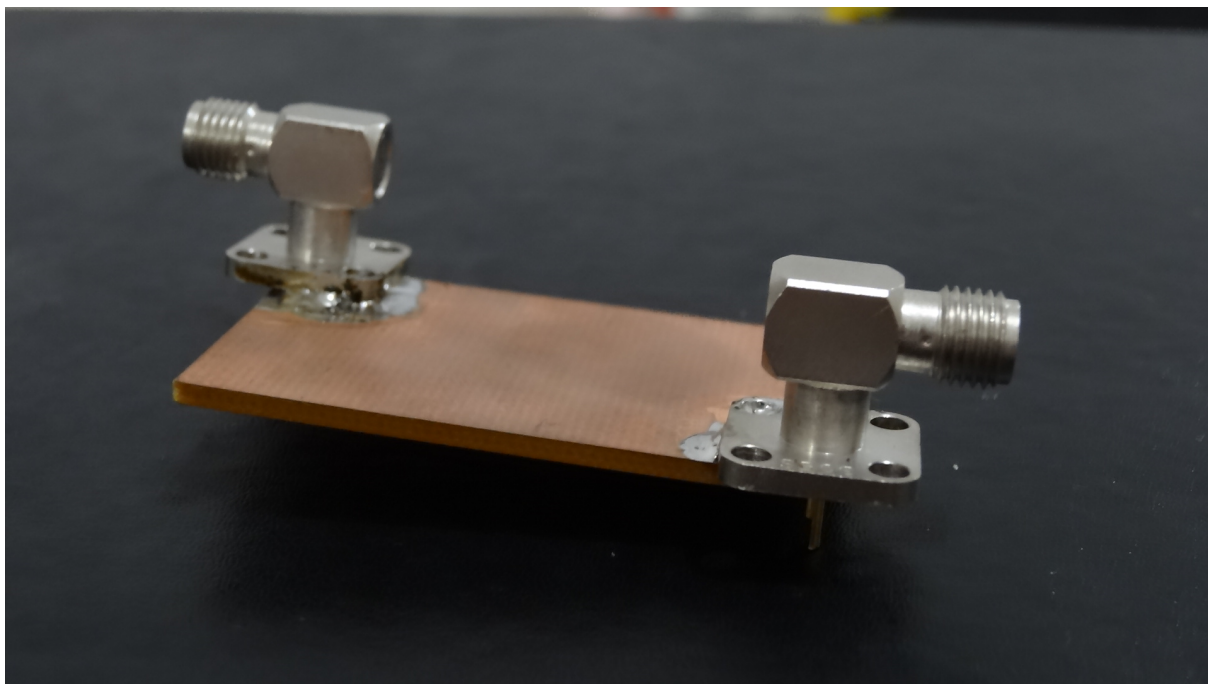
Fonte: próprio autor.

encontrado na Seção 5.1.

O primeiro resultado prático a ser avaliado é o filtro EBG de estubes convencionais, ilustrado na Figura 70. Como pode ser visto na Figura 68 a resposta de S_{21} apresentou ótima concordância. Nota-se, porém, que para valores abaixo de -40 dB existe uma certa discordância de valores após 6 GHz, mas é preciso lembrar que são valores muito pequenos, não tendo tanta relevância do ponto de vista prático. Uma forma de se tentar melhorar esse resultado é aumentar a intensidade do sinal de excitação, que por *default* é de 0 dB, ou reduzir o *span* reduzindo também o RBW no intuito de melhorar a precisão da medida e baixar o nível de ruído de fundo do equipamento.

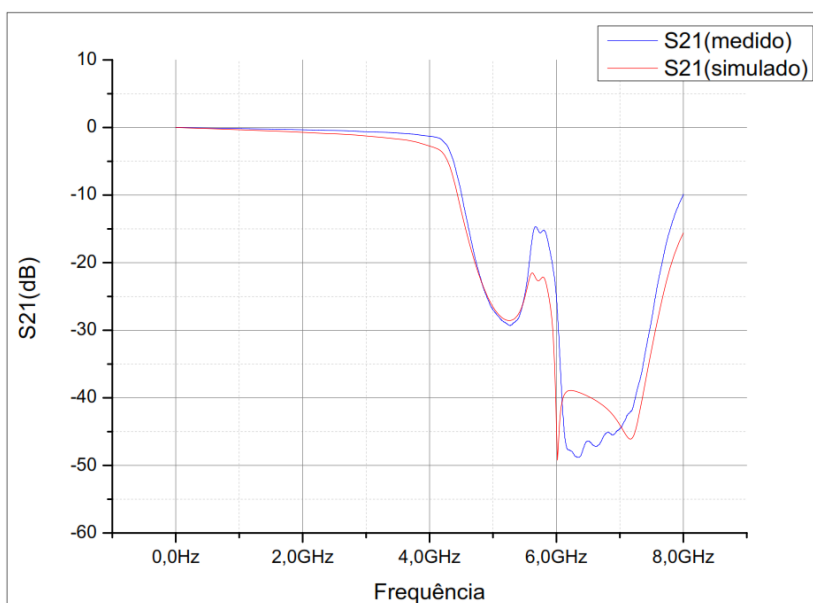
A Figura 69 traz a resposta do S_{11} do mesmo filtro mostrando comportamento em concordância com o que foi observado para S_{21} , ou seja, quando S_{21} tem um sinal forte S_{11} terá um sinal fraco e uma certa discrepância de valores será observada. Depois de 3,5 GHz a intensidade de recusa a passagem de sinal pelo filtro volta a subir e os valores de S_{11} voltam a estar em concordância com os valores simulados.

Figura 67 – Placa utilizada para obtenção das características do dielétrico.



Fonte: próprio autor.

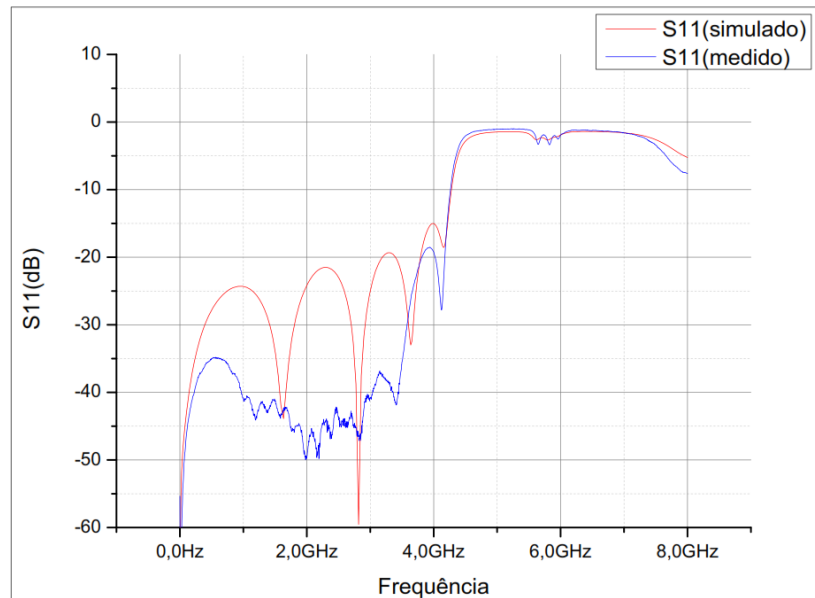
Figura 68 – Comparação entre o resultado medido e o resultado simulado para o S_{21} do filtro com estufes convencionais.



Fonte: próprio autor.

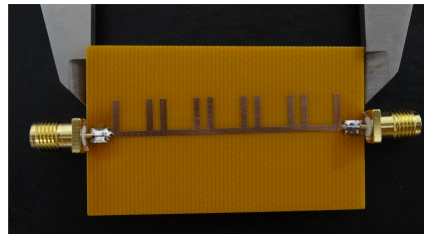
O segundo resultado prático a ser avaliado é justamente uma modificação do filtro anterior, que substitui os estufes convencionais pelos estufes radiais, como pode ser observado

Figura 69 – Comparação entre o resultado medido e o resultado simulado para o S_{11} do filtro com estubes convencionais.



Fonte: próprio autor.

Figura 70 – Foto do filtro confeccionado com estubes convencionais.

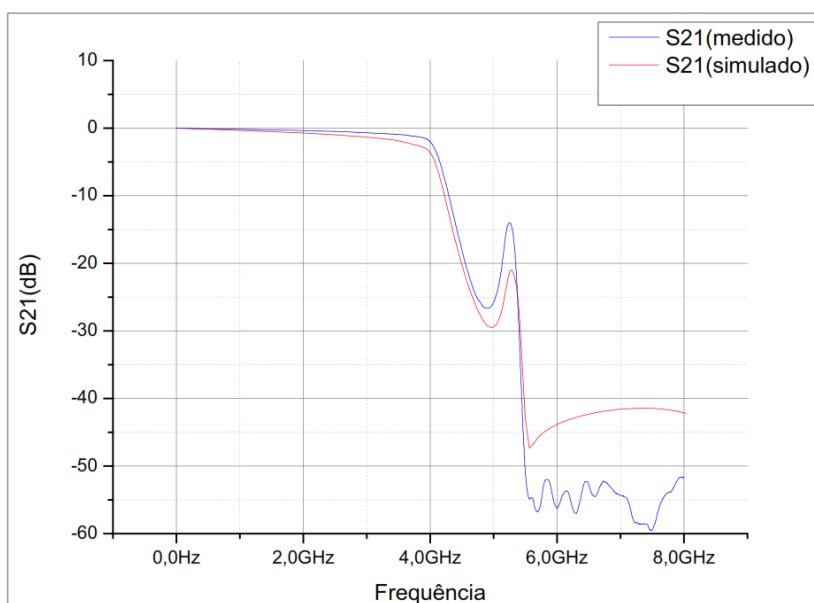


Fonte: próprio autor.

na Figura 73. A literatura traz que este tipo de estube aumenta a banda dos dispositivos, quando comparado a utilização de estubes convencionais. Isto pôde ser verificado tanto no ambiente de simulação computacional como nas medidas em laboratório. A comparação das respostas de S_{21} e S_{11} seguem o mesmo raciocínio utilizado na análise do filtro anterior, como ilustrado nas Figuras 71 e 72.

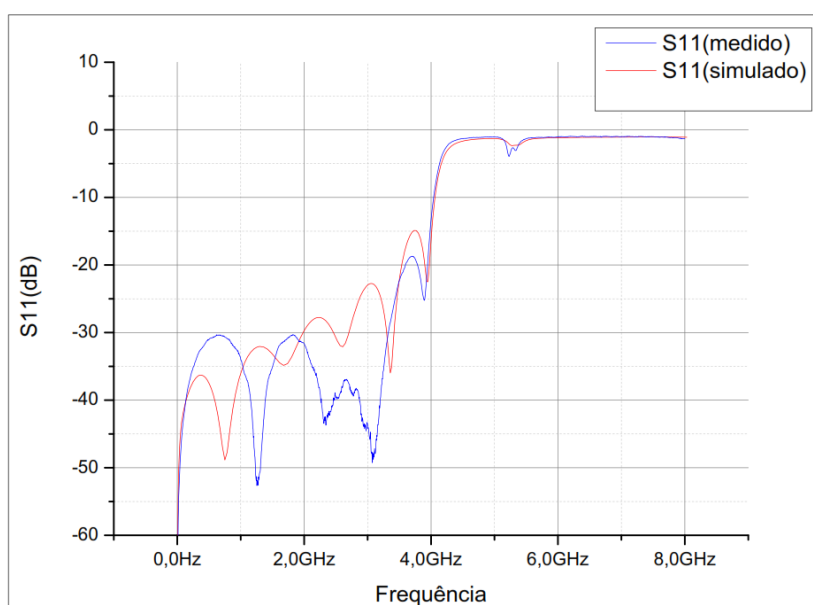
Avaliou-se que ambos os filtros apresentaram ótimo desempenho, sendo o filtro radial considerado o melhor. Esse apresentou maior banda tanto quando comparado ao filtro da literatura como quando comparado ao filtro EBG com estubes convencionais. Os resultados práticos validaram os resultados simulados, salientando ainda mais os resultados obtidos em simulação, como ilustrado na Figura 34.

Figura 71 – Comparação entre o resultado medido e o resultado simulado para o S_{21} do filtro com estubes radiais.



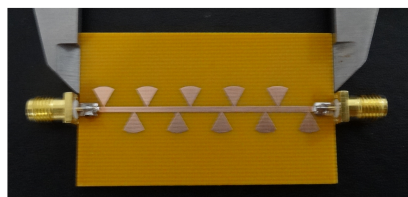
Fonte: próprio autor.

Figura 72 – Comparação entre o resultado medido e o resultado simulado para o S_{11} do filtro com estubes radiais.



Fonte: próprio autor.

Figura 73 – Foto do filtro confeccionado com estubes radiais.



Fonte: próprio autor.

5.3 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DOS AMPLIFICADORES

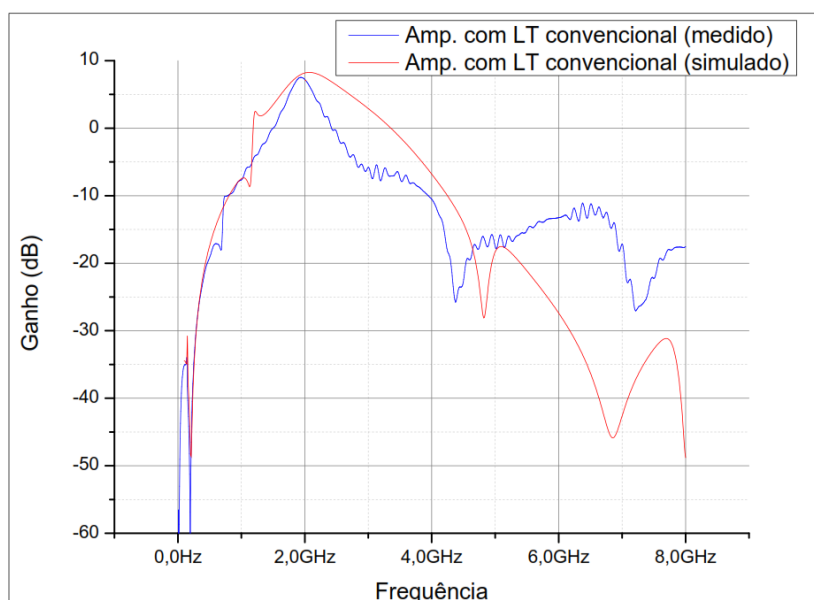
Os amplificadores de micro-ondas foram construídos no intuito de validar o conceito de que uma LTA de baixa impedância característica pode funcionar como estube de $\lambda/4$. Essa LTA, portanto, tem a função de atenuar os harmônicos pares exibindo vantagens significativas quando comparada ao estube convencional. Os dois amplificadores confeccionados estão ilustrados na Figura 77.

Os circuitos de casamento foram projetados com elementos concentrados, por apresentarem maior banda e bom desempenho na faixa de frequência de projeto, como demonstrado no Capítulo 4. Os componentes utilizados, entretanto, possuem uma SRF menor do que a necessária para o correto desempenho do circuito. Uma perda de banda significativa foi verificada para ambos os amplificadores, como pode ser verificado nas Figuras 74 e 75. A perda de banda é atribuída a uma baixa SRF, pois não houve perda de ganho observada, o que poderia ser um indício do mau modelamento das vias na simulação eletromagnética. Outra razão é que o circuito concorda bem com o simulado até aproximadamente 500MHz onde acontece aparentemente uma ressonância antecipada do indutor de 100 nH, que neste momento tem valor acima do seu valor aferido, com a capacitância de realimentação do transistor, extraída do *datasheet* com valor de 0,4 pF. É interessante observar que essa ressonância não aparece na simulação SPICE, isso ocorre porque o resistor de 24,9 k Ω impede essa ressonância, que acontece na simulação eletromagnética devido ao acoplamento capacitivo dos pads do resistor e da própria capacitância que existe em seu modelo real, para o caso dos valores práticos.

Houve também um desvio de frequência de ganho máximo, de 2,07 GHz para 1,95 GHz no caso da LT e de 2.26 GHz para 2.01 GHz no caso da LTA. Esse ultimo resultado é inconclusivo pois é fortemente influenciado pela SRF, afetando mais a LTA por ter ganho máximo em frequência mais alta. O ganho máximo observado caiu em 0,13 dB no caso da LTA e em 0,88 dB para o caso do amplificador com LT. Por fim, a banda de 0,25 dB foi medida e ambos os valores caíram significativamente: de 240 MHz para 106 MHz no caso do amplificador com LT e de 230 MHz para 96 MHz no caso da LTA. Observa-se aqui que mesmo com a perda de banda estes amplificadores ainda atuaria de forma satisfatória se estivessem centrados na banda ISM de

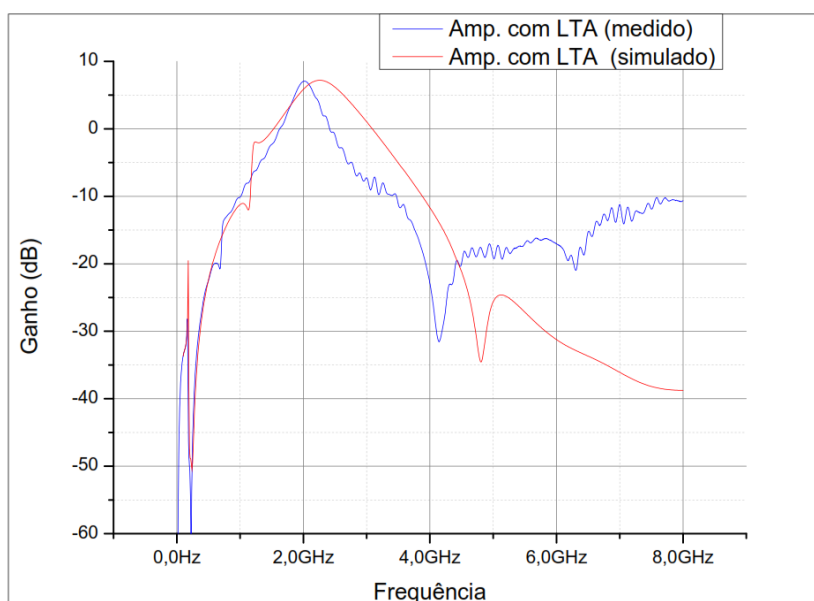
2,4 GHz que tem o valor de 83,5 MHz, portanto, menor do que a banda de 0,25 dB disponível em ambos os amplificadores.

Figura 74 – Gráfico da comparação dos ganhos medido e simulado do amplificador com estube de LT convencional.



Fonte: próprio autor.

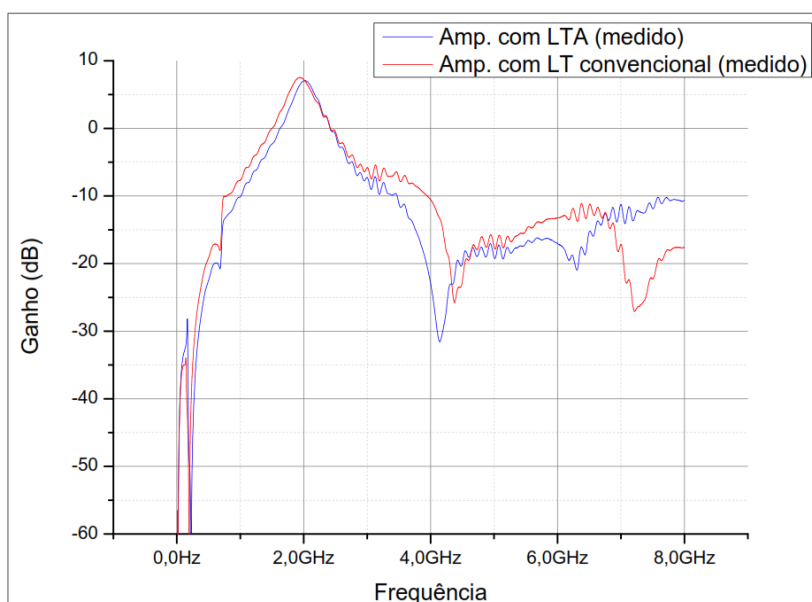
Figura 75 – Gráfico da comparação dos ganhos medido e simulado do amplificador com estube LTA.



Fonte: próprio autor.

A Figura 76 traz os valores práticos de ambos os circuitos amplificadores. Os vales de atenuação de harmônico estão um pouco deslocados, mas é possível afirmar que a LTA possui maior atenuação, como esperado, e que também possui maior banda de curto-circuito apresentando quase aproximadamente 500MHz de banda de atenuação de -20 dB enquanto o amplificador com LTA possui menos de 300 MHz para esse mesmo valor de atenuação. O mínimo valor de atenuação permanece relativamente constante em ambiente de simulação onde apresentou 6 dB a mais do que o amplificador com LT. O valor medido foi um pouco maior, em torno de 10 dB. Resultados ainda melhores poderiam ter sido atingidos se linhas de menor impedância tivessem sido projetadas, mas as características do dielétrico das placas não permitiram.

Figura 76 – Gráfico comparativo entre os valores medidos do amplificador com LTA e do amplificador com LT convencional funcionando como estube de $\lambda/4$.

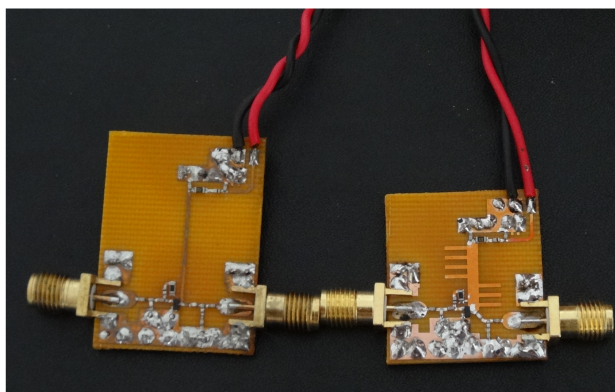


Fonte: próprio autor.

Finalmente temos a comparação da concatenação do amplificador atenuador de harmônicos pares com estrutura LTA e o filtro EBG de melhor desempenho, filtro com estubes radiais. Na Figura 78 se pode observar os valores simulados do amplificador LTA e do amplificador LTA concatenado com o filtro EBG de estubes radiais. Essa figura serve para ilustrar o efeito da somatização dos vales de atenuação de segundo harmônico (circuito LTA + filtro radial), onde se obteria atenuações abaixo de 60 dB para ambos os harmônicos. Na Figura 79 é ilustrado a comparação do arranjo amplificador mais filtro em ambiente de simulação e dos dados medidos, obviamente os gráficos divergem um pouco pela discrepância que ocorreu com os valores dos amplificadores.

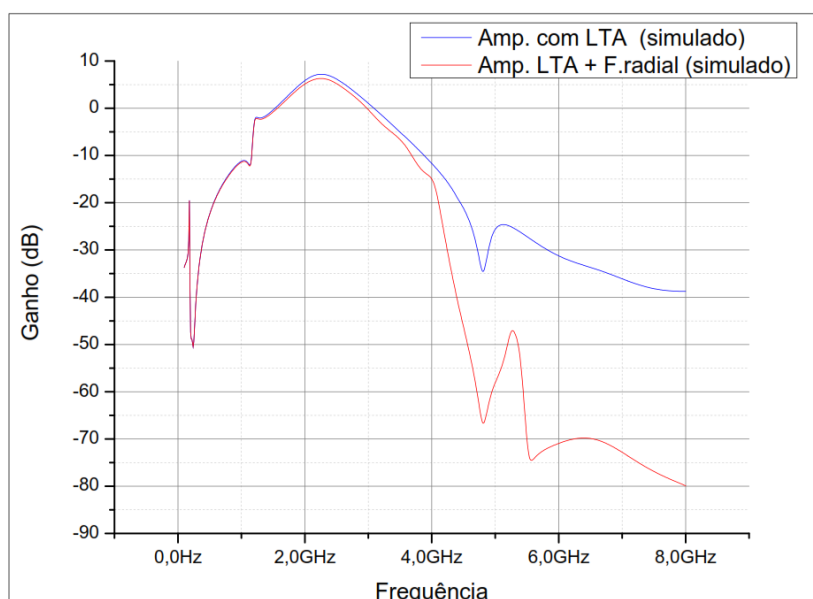
Na Figura 80 é ilustrada a bancada de testes do laboratório. Pode-se notar a presença

Figura 77 – Amplificadores confeccionados.



Fonte: próprio autor.

Figura 78 – Gráfico comparativo de atenuações do segundo e terceiro harmônico, para o circuito amplificador LTA e amplificador LTA concatenado ao filtro EBG de estubes radiais.

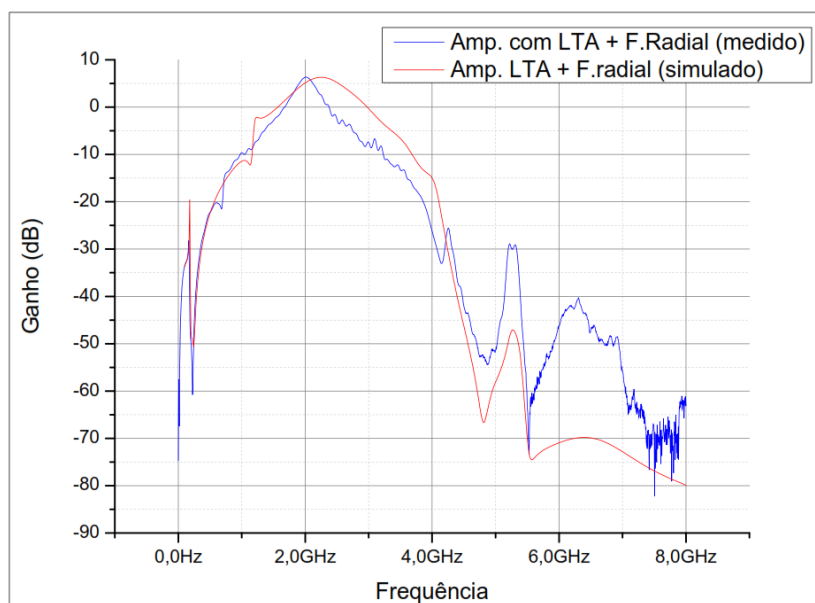


Fonte: próprio autor.

de uma fonte DC, necessária para a polarização do circuito e de *DC BLOCKs* necessários para a proteção do analisador de rede, que é sensível a tensões DC. Obviamente para um correto levantamento das características do amplificador os *DC BLOCKs* devem ser adicionados ainda na fase da calibração para que seu efeito seja eliminado pelo *software* do analisador de redes.

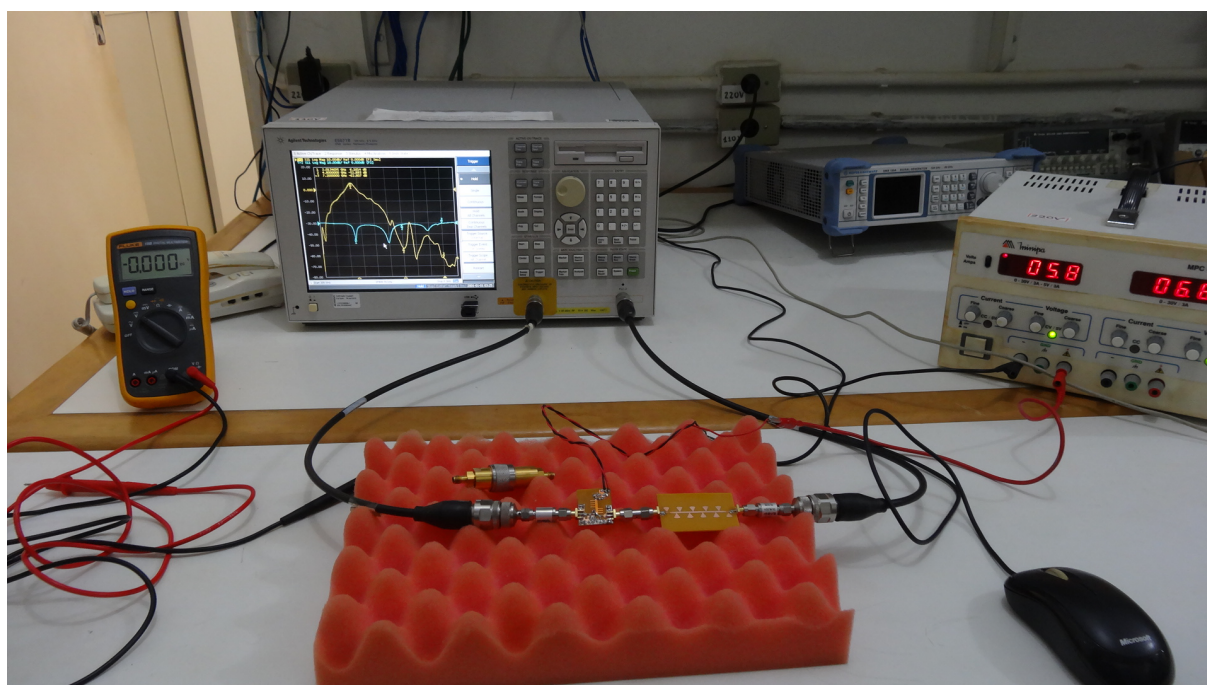
A Figura 81 ilustra a boa resolução conseguida com o método de fabricação utilizado, entretanto, a ausência de um método mais eficiente para confecção das vias prejudicou um pouco a qualidade dos circuitos amplificadores apresentados, por limitar o numero de vias que se

Figura 79 – Comparativo de valores práticos e simulados para o amplificador concatenado com filtro EBG radial.



Fonte: próprio autor.

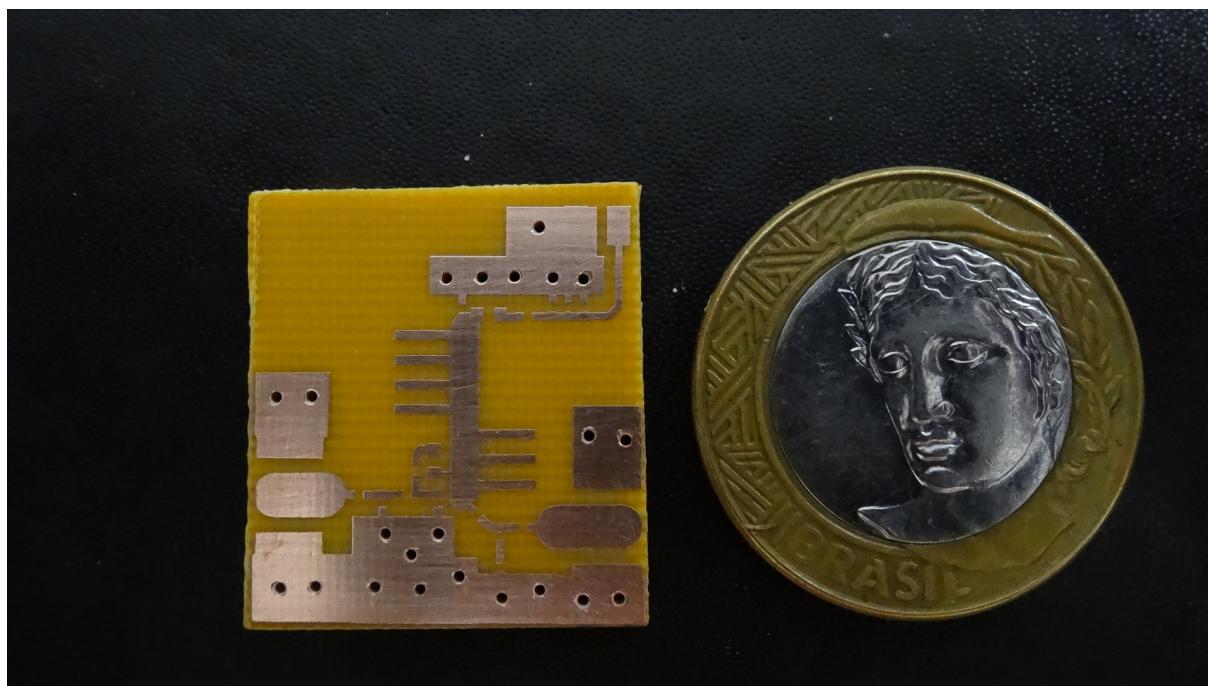
Figura 80 – Bancada de testes com amplificador com estube LTA concatenado ao filtro EBG de estubes radiais.



Fonte: próprio autor.

consegue alocar por cm^2 e pela conexão heterogênea que se cria entre vários materiais diferentes.

Figura 81 – Placa de circuito impresso de amplificador utilizando LTA como estube de $\lambda/4$.



Fonte: próprio autor.

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho apresentou-se uma nova alternativa para a utilização de estubes como atenuadores de harmônicos pares em amplificadores de micro-ondas. Foram projetados e construídos dois circuitos amplificadores: o primeiro com uma LT convencional de $100\ \Omega$ e o segundo com a estrutura proposta, ocupando áreas semelhantes se considerada a possibilidade do serpenteamento da linha de transmissão convencional de $100\ \Omega$. O estube atenuador de harmônicos proposto foi confeccionado em uma estrutura LTA de baixa impedância característica, sendo constituído de 7 células unitárias e impedância característica de $40\ \Omega$, resultando em uma melhora da atenuação de harmônicos pares em 6 dB no ambiente de simulação. Em medidas no laboratório pode-se verificar a maior atenuação e a maior banda desse tipo de estrutura, mas devido ao desvio de frequência que sofreram os amplificadores apenas o valor qualitativo pode ser atribuído. O resultado, porém, não pôde ser ainda mais significativo devido a limitações construtivas resultantes do alto valor da constante dielétrica do laminado de FR-4 utilizado, $\epsilon_r = 4,736$. Outro resultado interessante é que a frequência de máxima atenuação se tornou ajustável, pois variando o comprimento do estube, que pode ser feito com o circuito já confeccionado, altera-se a frequência de máxima atenuação.

Dois filtros EBG de banda de rejeição dupla foram projetados e também confeccionados, apresentando ótimo desempenho quando comparado ao filtro EBG de modulação senoidal da dimensão transversal encontrado na literatura. Esse filtro foi projetado no intuito de atenuar o terceiro harmônico, em 7,2 GHz, e ajudar na atenuação do harmônico par, em 4,8 GHz, conseguindo uma atenuação igual ao filtro da literatura na banda principal, ou seja, 50 dB. Observou-se também, como uma vantagem do filtro proposto e desenvolvido nesta dissertação o aparecimento de uma banda secundária que auxilia na atenuação do segundo harmônico em 28 dB. Dos filtros construídos o que utilizou estubes radiais, como previsto na literatura, apresentou maior banda e foi considerado de desempenho excelente. Foi observada uma redução de 10% no comprimento da célula unitária e uma dobra no desempenho da mesma, sendo necessário apenas 5 células para igualar o desempenho do filtro EBG descrito na literatura.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Pode-se explorar outras aplicações de linhas de transmissão artificiais como para o casamento de impedância em bandas de frequência mais altas a exemplo da banda ISM em 5.8 GHz. Seu uso também pode servir para a utilização de amplificadores balanceados com o objetivo de melhorar o desempenho dos acopladores direcionais e de amplificadores de baixo desempenho de VSWR, para que se possa aproveitar os benefícios desse tipo de amplificador. Pode-se ainda utilizar de materiais de constante dielétrica menor para sintetizar LTAs com elementos

concentrados e para que se consiga atingir valores menores de impedância característica com elementos concentrados ou distribuídos e a consequente maior redução dos harmônicos pares.

REFERÊNCIAS

- BAHL, I. j. *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. 1. ed. London: Artech House microwave library, 2003. Citado 3 vezes nas páginas 16, 45 e 61.
- BATHUL, S. *Special functions and complex variables(engineering mathematics III)*. 3. ed. Delhi: PHI, 2016. Citado na página 114.
- BOMMANA, S. *Design of a miniaturised assymetrical power splitter using low impedance artificial transmission lines*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Department of Electrical and Computer Engineering, University of Canterbury, Canterbury, New Zeland, 2010. Citado 4 vezes nas páginas 16, 51, 53 e 54.
- COILCRAFT. *Key Parameters for Selecting RF Inductors*. 2015. Disponível em: <http://www.coilcraft.com/pdfs/doc671_Selecting_RF_Inductors.pdf>. Citado na página 45.
- CRIPPS, S. C. *RF power amplifiers for wireless communication*. 2. ed. London: Artech House microwave library, 2006. Citado 4 vezes nas páginas 16, 18, 53 e 73.
- EDWARDS, M. L.; SINKSY, J. H. A new criteria for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, MTT-40, p. 2803–2811, 1992. Citado na página 25.
- GILMORE, R.; BESSER, L. *Practical RF circuit design for modern wireless systems volume II Active circuits and systems*. 1. ed. London: Artech House Inc., 2004. Citado na página 32.
- GUNEL, T.; KENT, S. Numerical modeling of microstrip radial stub. *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, v. 32, p. 246–250, 1997. Citado na página 66.
- HEWLLETPACKARD. *Selected reprints in S parameters circuit analysis and design*. 1973. Application note 95A. Disponível em: <<http://www.hparchive.com/appnotes.htm>>. Citado na página 32.
- MALEKI, M.; ZEHPOROOSH, Y.; NOURINIA, J. Design and implantation of a wideband microstrip 90 hybrid using quasi-pi-shaped structure loading. *International Journal of Natural and Engineering Sciences*, v. 2, p. 48–51, 2013. Citado na página 53.
- MARTÍN, F. *Artificial transmission lines for RF and microwave applications*. 1. ed. Texas: Wiley, 2015. Citado 4 vezes nas páginas 16, 51, 52 e 62.
- NAPOLI, L. S.; HUGHES, J. J. A simple technique for the accurate determination of the microwave dielectric constant for microwave integrated-circuits substrates. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1971. Citado na página 96.
- POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 4. ed. New Jersey: Wiley, 2011. Citado 11 vezes nas páginas 25, 32, 35, 37, 46, 49, 52, 55, 61, 65 e 96.
- REIS, G. L. dos; SILVA, V. V. da. *Geometria Analítica*. 2. ed. Goiania: LTC, 1995. Citado na página 115.

SANTOS, E. J. P. *Eletrônica analógica integrada e aplicações*. 5. ed. Recife: Livraria da Física, 2011. Citado na página 78.

SAYRE, C. W. *Complete wireless design*. 2. ed. New York: Mc Graw Hill Education, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 74 e 87.

SMITH, S. *Microeletrônica*. 5. ed. Oxford: Prentice Hall, 2007. Citado na página 78.

SORRENTINO, R.; ROSELLI, L. A new simple and accurate formula for microstrip radial stub. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, v. 2, p. 480–482, 1993. Citado na página 66.

WADELL, B. C. *Transmission Line Design Handbook*. 1. ed. Norwood: Artech House Inc., 1991. Citado na página 66.

WANG. Determining dielectric constant and loss-tangent in fr-4. *UMR EMC laboratory technical report*, 2000. Citado 2 vezes nas páginas 96 e 97.

APÊNDICES

APÊNDICE A - EQUAÇÕES DOS CÍRCULOS DE ESTABILIDADE

Os valores de Γ_L que produzem $|\Gamma_{in}| = 1$ são dados por:

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

Compactando a expressão (A.1) obtém-se:

$$|\Gamma_{in}| = \left| \frac{S_{11}(1 - S_{22}\Gamma_L) + (S_{12}S_{21})\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right|, \quad (\text{A.2})$$

$$|\Gamma_{in}| = \left| \frac{-\Delta\Gamma_L + S_{11}}{-S_{22}\Gamma_L + 1} \right| \text{ com, } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}.$$

A expressão (A.2) é claramente uma transformação bilinear com $a = -\Delta$, $b = S_{11}$, $c = -S_{22}$, $d = 1$ e $w = \alpha = \Gamma_{in} = 1$ (BATHUL, 2016).

Relações do tipo,

$$w = \frac{az + b}{cz + d} \text{ com, } (ad - bc \neq 0), \quad (\text{A.3})$$

são ditas transformações de Mobius, ou transformações bilineares, por serem lineares em z e também em w . Onde $(ad - bc)$ é o determinante da transformação.

Este tipo de transformação mapeia ou transforma círculos no plano w em círculos no plano z . Para um melhor entendimento do porquê isto ocorre, faz-se algumas verificações a seguir:

O módulo de um numero complexo $z = x + jy$ é dado por,

$$|z| = \sqrt{x^2 + y^2}.$$

Observe também que,

$$zz^* = (x + jy)(x - jy) = x^2 + y^2 = |z|^2.$$

A distância entre os números complexos $z = x + jy$ e $Z_0 = x_0 + y_0$ é dado por:

$$d(z, z_0) = |z - z_0| = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2},$$

de modo que a equação da circunferência de centro z_0 e raio r é dado por:

$$|z - z_0| = r \text{ ou } (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = r^2,$$

a expressão mais a direita é tida como a representação cartesiana do círculo centrado em (x_0, y_0) e raio r (REIS; SILVA, 1995).

Ao se elevar ao quadrado a expressão $|z - z_0| = r$ em ambos os lados, obtém-se uma nova expressão para a equação da circunferência:

$$|z - z_0|^2 = r^2,$$

$$(z - z_0)(z - z_0)^* = r^2,$$

$$zz^* - zz_0^* - z^*z_0 + z_0z_0^* = r^2,$$

$$|z| - zz_0^* - z^*z_0 + |z_0| = r^2. \quad (\text{A.4})$$

Voltando a eq.(A.2) com $|w| = \alpha$ temos que,

$$|w| = \alpha = \left| \frac{az + b}{cz + d} \right|.$$

Eleva-se ambos os lados ao quadrado,

$$\alpha^2 = \left(\frac{az + b}{cz + d} \right) \left(\frac{az + b}{cz + d} \right)^*.$$

Depois de efetuadas as devidas multiplicações e simplificações, chega-se à:

$$|z|^2 - z \frac{(\alpha^2 cd^* - ab^*)}{(|a|^2 - \alpha^2 |c|^2)} - z^* \frac{(\alpha^2 c^* d - a^* b)}{(|a|^2 - \alpha^2 |c|^2)} + \frac{(|b|^2 - \alpha^2 |d|^2)}{(|a|^2 - \alpha^2 |c|^2)} = 0. \quad (\text{A.5})$$

Comparando as equações(A.4) e (A.5) temos que:

$$z_0 = \left(\frac{\alpha^2 c^* d - a^* b}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2} \right), \quad (\text{A.6})$$

e que,

$$|z_0|^2 - r^2 = \frac{(|b|^2 - \alpha^2 |d|^2)}{(|a|^2 - \alpha^2 |c|^2)}. \quad (\text{A.7})$$

Assim, substituindo a expressão (A.6) em (A.7), têm-se que:

$$r^2 = \left| \frac{\alpha^2 c^* d - a^* b}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2} \right|^2 - \frac{(|b|^2 - \alpha^2 |d|^2)}{(|a|^2 - \alpha^2 |c|^2)},$$

$$r^2 = \frac{(\alpha^2 c^* d - a^* b)(\alpha^2 c d^* - ab^*) - (|b|^2 - \alpha^2 |d|^2)(|a|^2 - \alpha^2 |c|^2)}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2}.$$

Após algumas simplificações,

$$r^2 = \frac{\alpha^2 |ad - bc|^2}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2},$$

e finalmente,

$$r = \frac{\alpha |ad - bc|}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2}. \quad (\text{A.8})$$

Comparando a expressão (A.2) com (A.3), (A.6) e (A.8) chega-se a expressão que mapeia o círculo $|\Gamma_{in}| = 1$ no plano Γ_L :

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|. \quad (\text{A.9})$$

Com centro e o raio do círculo de estabilidade dados por:

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad e \quad r_L = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|. \quad (\text{A.10})$$

O procedimento é idêntico para se encontrar C_s e r_s :

$$\left| \Gamma_s - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|. \quad (\text{A.11})$$

Com centro e o raio do círculo de estabilidade dados por:

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad e \quad r_s = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|. \quad (\text{A.12})$$

APÊNDICE B – DEMONSTRAÇÃO DA INEQUAÇÃO PARA O TESTE μ

Para que um amplificador seja incondicionalmente estável é preciso que: $|\Gamma_{out}| < 1$ para qualquer Γ_s passivo.

Onde,

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}. \quad (\text{B.1})$$

O limiar externo do círculo de Γ_s é dado por $e^{j\phi}$, assim temos que,

$$\Gamma_{out} = \frac{S_{22} - \Delta e^{j\phi}}{1 - S_{11}e^{j\phi}}.$$

Multiplicam-se os termos para resolver em função de $e^{j\phi}$ e obter:

$$e^{j\phi} = \frac{S_{22} - \Gamma_{out}}{\Delta - S_{11}\Gamma_{out}}. \quad (\text{B.2})$$

Tira-se a magnitude em ambos os lados,

$$1 = \left| \frac{S_{22} - \Gamma_{out}}{\Delta - S_{11}\Gamma_{out}} \right|.$$

Como no apêndice (A) a expressão acima é identificada como uma transformação de Mobius que resulta em uma circunferência no plano Γ_{out} , logo identificam-se:

$$a = 1, b = S_{22}, c = -S_{11}, d = \Delta \text{ e } \alpha = 1.$$

Assim para a equação da circunferência $|\Gamma_{out} - C_{\Gamma_{out}}| = r_{\Gamma_{out}}$, temos:

$$C_{\Gamma_{out}} = \frac{-S_{11}^*\Delta + S_{22}}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{B.3})$$

e

$$r_{\Gamma_{out}} = \frac{|-\Delta + S_{11}S_{22}|}{1 - |S_{11}|^2} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|1 - |S_{11}|^2|}. \quad (\text{B.4})$$

Deve-se satisfazer $|\Gamma_{out}| < 1$, logo a condição abaixo é estabelecida:

$$|C_{\Gamma_{out}}| + r_{\Gamma_{out}} < 1. \quad (\text{B.5})$$

Substitui-se as expressões (B.3) e (B.4) em (B.5) para se obter:

$$\left| \frac{-S_{11}^* \Delta + S_{22}}{1 - |S_{11}|^2} \right| + \frac{|S_{12} S_{21}|}{|1 - |S_{11}|^2|} < 1,$$

$$|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12} S_{21}| < |1 - |S_{11}|^2|,$$

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12} S_{21}|} > 1. \quad (\text{B.6})$$

Como S_{11} e S_{22} tem que ser menor do que um, o módulo mais externo do numerador pôde ser removido.