



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

GIULIANO MORELLI RODOLFO CALSAVARA

**DESENVOLVIMENTO DE UM FILTRO PASSA-BAIXA DE ALTA POTÊNCIA
SUPRESSOR DE HARMÔNICOS BASEADO NA TECNOLOGIA DE SUBSTRATO
SUSPENSO**

CAMPINAS

2020

GIULIANO MORELLI RODOLFO CALSAVARA

**DESENVOLVIMENTO DE UM FILTRO PASSA-BAIXA DE ALTA POTÊNCIA
SUPRESSOR DE HARMÔNICOS BASEADO NA TECNOLOGIA DE SUBSTRATO
SUSPENSO**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. HUGO ENRIQUE HERNÁNDEZ FIGUEROA

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Giuliano Morelli Rodolfo Calsavara, orientada pelo Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa.

Assinatura do Orientador

CAMPINAS

2020

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

C138d Calsavara, Giuliano Morelli Rodolfo, 1985-
Desenvolvimento de um filtro passa-baixa de alta potência supressor de harmônicos baseado na tecnologia de substrato suspenso / Giuliano Morelli Rodolfo Calsavara. – Campinas, SP : [s.n.], 2020.

Orientador: Hugo Enrique Hernández-Figueroa.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Filtros de microondas. 2. Filtros elétricos passivos. I. Hernández-Figueroa, Hugo Enrique, 1959-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Design of a high-power low-pass harmonic suppression filter based on suspended substrate technology

Palavras-chave em inglês:

Microwave filters

Electric filters, Passive

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Hugo Enrique Hernández-Figueroa [Orientador]

Lucas Heitzmann Gabrielli

David Fernandes Cruz Moura

Data de defesa: 28-02-2020

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0000-0002-8493-063X>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/2482631054745261>

COMISSÃO JULGADORA – DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Giuliano Morelli Rodolfo Calsavara RA: 061175

Data da defesa: 28 de fevereiro de 2020

Título da Tese: “Desenvolvimento de um filtro passa-baixa de alta potência supressor de harmônicos baseado na tecnologia de substrato suspenso”

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa (Presidente)

Prof. Dr. Lucas Heitzmann Gabrielli

Dr. David Fernandes Cruz Moura

A Ata de Defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha esposa, Mariana, pelo apoio e incentivo durante a redação desta dissertação.

Agradeço aos meus pais, Rubens e Eliete, e minha irmã, Bianca, que proporcionaram as condições e o incentivo necessário para que esta etapa de minha formação fosse concluída.

Agradeço ao meu orientador, prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa, pela oportunidade concedida e por toda orientação, que possibilitou a conclusão deste trabalho.

Agradeço a todos os colegas que auxiliaram, com palavras de incentivo ou com discussões técnicas, ao longo desta jornada.

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um filtro passa-baixa na banda L, supressor de harmônicos com banda larga de rejeição, capacidade de alta potência e baixa perda de inserção. O projeto do dispositivo tem como objetivo sua utilização em um transceptor de radiofrequência que opera nesta banda, o que resulta em restrições de dimensões e de geometria.

Uma implementação modificada de filtro de impedância degrau em microfitas em substrato suspenso é utilizada para reduzir o aumento de temperatura em condição de alta potência. Simulações do modelo *Full-wave* 3D e resultados de teste do protótipo são apresentados, incluindo testes em alta potência. O protótipo apresenta perda de inserção menor que 0,35 dB, perda de retorno maior que 23 dB, 42 dB de atenuação do segundo harmônico, 87 dB de atenuação do terceiro harmônico e 40 dB de atenuação até o 11º harmônico, e suportou testes de potência de 75 W média/ 2 kW pico sem apresentar evidências posteriores de dano ou degradação de desempenho.

Palavras-chave: filtro passa-baixa; capacidade de alta potência; substrato suspenso; impedância degrau; larga banda de rejeição.

ABSTRACT

This work presents an L-band low-pass harmonic suppression filter with wide stopband, high-power capability, and low insertion loss. The device is to be use in a radiofrequency transceiver operating in this band, which constrains its size and geometry.

A modified, suspended substrate microstrip implementation of a stepped-impedance filter for a low-temperature increase under high-power condition is used. Full-wave 3D model simulation and manufactured prototype test results are presented, including a high-power test. The prototype shows < 0.35 dB insertion loss, > 23 dB return loss, 42 dB second harmonic attenuation, 87 dB third harmonic attenuation and 40 dB attenuation up to the 11th harmonic. The device handled a 75 W average/2 kW peak power test showing no evidence of damage or performance degradation afterwards.

Key Words: low-pass filter; high-power handling; suspended-substrate; stepped-impedance; wide stopband.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Atenuação dos filtros passa-baixa de Chebyshev (equal-ripple) e Butterworth (maximally flat).....	21
Figura 2 - Circuito genérico do filtro passa-baixa com primeiro elemento em paralelo.	22
Figura 3 - Circuito genérico do filtro passa-baixa com primeiro elemento em série.	22
Figura 4 - (a) filtro passa-baixa genérico (b) circuito equivalente em linhas de transmissão de alta/baixa impedância (c) ilustração da implementação em microfita.	26
Figura 5 - Circuito T de duas portas.	26
Figura 6 - Linha de transmissão de impedância característica Z_0 e constante de propagação β	27
Figura 7 - (a) circuito equivalente do trecho de linha de transmissão; (b) aproximação para linhas de alta impedância; (c) aproximação para linhas de baixa impedância.	28
Figura 8 - Circuitos simulados, de capacitor ideal (esquerda) e linha de baixa impedância (direita).	31
Figura 9 - Parâmetros S (reflexão) das linhas de baixa impedância simuladas..	31
Figura 10 - Circuitos simulados, de indutor ideal (esquerda) e linha de alta impedância (direita).	32
Figura 11 - Parâmetros S (reflexão) das linhas de alta impedância simuladas. .	33
Figura 12 - Parâmetros S (reflexão) das linhas de alta impedância reajustadas.	34
Figura 13 - Linha de transmissão ideal sem perdas com terminação.	36
Figura 14 - reatância na entrada da linha terminada versus comprimento da linha.	37
Figura 15 – Modelo computacional do capacitor dimensionado como toco aberto, varredura paramétrica da largura.	38
Figura 16 – Parâmetro de espalhamento de transmissão da varredura paramétrica das dimensões do capacitor.	38
Figura 17 - Diagrama da secção transversal de uma linha em substrato suspenso (com blindagem).	39
Figura 18 - Modelo computacional de linha de transmissão em substrato suspenso.	42
Figura 19 - a) secção transversal da linha de alta impedância em microfita; (b) secção transversal da linha de alta impedância em substrato suspenso.	45
Figura 20 – Modelo computacional de linha de alta impedância em substrato suspenso.	45
Figura 21 – (a) secção transversal da linha de baixa impedância em microfita; (b) secção transversal da linha de baixa impedância em substrato suspenso.....	47
Figura 22 - Modelo computacional de linha de baixa impedância.	48
Figura 23 - Secção transversal linha de 50Ω em substrato suspenso.	50
Figura 24 – Perdas por material nas linhas em microfita e substrato suspenso.	51
Figura 25 – Distribuição de corrente superficial do indutor sem fio.	53

Figura 26 – Distribuição de corrente superficial do indutor com fio.	53
Figura 27 – Distribuição de temperatura do indutor sem fio.	54
Figura 28 – Distribuição de temperatura do indutor com fio.	54
Figura 29 - Secção transversal dos capacitores em substrato suspenso.	56
Figura 30 - Modelo computacional de capacitor em substrato suspenso.	57
Figura 31 - Modelo computacional de capacitor em microfita.	57
Figura 32 - Parâmetros S (reflexão) dos capacitores em linha de transmissão.	58
Figura 33 - Secção transversal dos indutores em substrato suspenso.	59
Figura 34 - Modelo computacional de indutor em substrato suspenso (com fio).	60
Figura 35 - Modelo computacional de indutor em microfita.	60
Figura 36 - Parâmetros S (reflexão) dos indutores em substrato suspenso com fio (azul), sem fio (verde), microfita (vermelho) e indutor ideal (preto).	61
Figura 37- Frequências que definem a banda do filtro e sua frequência de corte.	63
Figura 38 - Circuito teórico do primeiro estágio do filtro.	64
Figura 39- Parâmetros S11 e S21 do filtro teórico.	65
Figura 40 - Secção transversal dos capacitores do modelo computacional do primeiro estágio.	67
Figura 41 - Modelo computacional do primeiro estágio.	68
Figura 42 - Parâmetro de espalhamento de transmissão (S21) do modelo computacional do primeiro estágio.	68
Figura 43 - Perda de inserção (S21) e perda de retorno (S11) do modelo computacional do primeiro estágio.	69
Figura 44 - Modelo computacional do primeiro estágio do filtro remodelado.	71
Figura 45 - Parâmetro de espalhamento de transmissão (S21) do primeiro estágio remodelado.	71
Figura 46 - Perda de retorno do primeiro estágio remodelado.	72
Figura 47 - Modelo teórico simulado do segundo estágio do filtro.	74
Figura 48 - Curva de parâmetro de espalhamento de transmissão (S21) do modelo teórico do segundo estágio.	75
Figura 49 - Modelo computacional do 2o estágio do filtro.	76
Figura 50- Parâmetro de espalhamento de transmissão (S21) do modelo do segundo estágio.	77
Figura 51 - Perda de retorno e perda de inserção do segundo estágio.	77
Figura 52 - Modelo computacional final do filtro completo.	79
Figura 53- Curva de atenuação do modelo computacional final do filtro completo.	79
Figura 54 - Perda de retorno e de inserção do modelo computacional final do filtro completo.	80
Figura 55 - Protótipo do filtro com a blindagem aberta (esquerda) e fechada (direita).	81
Figura 56 - Parâmetro de espalhamento de transmissão (S21) medido em comparação ao modelo.	83
Figura 57 – Perda de inserção medida do protótipo do filtro.	84
Figura 58 – Perda de retorno medida do protótipo do filtro.	84

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dimensões e impedâncias dos modelos de linhas em substrato suspenso.	43
Tabela 2 – Linhas de transmissão de alta impedância simuladas.	46
Tabela 3 - Linhas de transmissão de baixa impedância simuladas.	48
Tabela 4 - Propriedades do substrato ARLON 25N.....	50
Tabela 5 - Perdas de inserção das linhas de transmissão simuladas.	50
Tabela 6 - Características dos capacitores simulados.....	58
Tabela 7 - Características dos indutores simulados.	61
Tabela 8 - Requisitos do projeto do filtro.	62
Tabela 9 - Valores para filtros de Chebyshev normalizados.....	89

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 FILTROS.....	13
1.2 CIRCUITOS DE RF E MICROONDAS EM MICROFITA.....	15
1.2.1 Linhas em substrato suspenso	15
1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO.....	16
2 TEORIA DE FILTROS.....	18
2.1 MÉTODO DA PERDA DE INSERÇÃO	18
2.1.1 Filtro de Chebyshev	19
2.1.2 Filtro passa-baixa normalizado	21
2.1.3 Mapeamento na frequência e impedância	23
3 IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS	25
3.1 FILTROS DE IMPEDÂNCIA DEGRAU (ESCADA L-C).....	25
3.1.1 Circuitos equivalentes para segmentos curtos de linhas de transmissão ..	26
4 Supressão de ressonâncias espúrias.....	35
4.1 TOCOS	35
4.1.1 Linhas de transmissão sem perdas com terminação	35
4.1.2 Linha terminada em aberto	36
5 LINHAS DE TRANSMISSÃO EM SUBSTRATO SUSPENSO	39
5.1 SUBSTRATO SUSPENSO VERSUS MICROFITA CONVENCIONAL	43
5.1.1 Implementação de linhas de alta impedância	44
5.1.2 Implementação de linhas de baixa impedância	46
5.1.3 Perda de inserção.....	49
5.2 LINHA DE ALTA IMPEDÂNCIA MODIFICADA	52
6 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES EM PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS	55
6.1 CAPACITORES	55
6.2 INDUTORES.....	58
7 PRIMEIRO ESTÁGIO DO FILTRO.....	62
7.1 MODELO TEÓRICO DO PRIMEIRO ESTÁGIO DO FILTRO.....	62
7.2 MODELO COMPUTACIONAL TRIDIMENSIONAL DO PRIMEIRO ESTÁGIO	65
7.2.1 Primeiro modelo.....	65
7.3 REMODELAMENTO DO PRIMEIRO ESTÁGIO	70

8	SEGUNDO ESTÁGIO DO FILTRO.....	73
8.1	MODELO TEÓRICO DO SEGUNDO ESTÁGIO DO FILTRO	73
8.2	MODELO COMPUTACIONAL DO SEGUNDO ESTÁGIO DO FILTRO	75
9	MODELO COMPUTACIONAL FINAL	78
10	DISPOSITIVO FABRICADO	81
10.1	RESULTADOS MEDIDOS.....	82
11	CONCLUSÕES.....	85
	REFERÊNCIAS	86
	APÊNDICE A.....	89

1 INTRODUÇÃO

O espectro eletromagnético é limitado e precisa ser compartilhado, a detecção de sinais desejados pode ser prejudicada se sinais indesejáveis ou ruído não são removidos suficientemente. Filtros são usados para selecionar ou confinar os sinais de RF ou micro-ondas dentro dos limites espectrais alocados [1][2].

1.1 FILTROS

Um filtro é uma rede de duas portas usada para controlar a resposta em frequência em um sistema de RF ou micro-ondas providenciando transmissão dentro da banda passante e atenuação na banda de rejeição do filtro. Respostas em frequência típicas incluem características de passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa. Aplicações para filtros podem ser encontrados em qualquer tipo de sistema de RF ou micro-ondas de comunicação, radar ou de teste e medição.

O desenvolvimento da teoria e prática em filtros começou nos anos precedentes a Segunda Grande Guerra. O método dos parâmetros de imagem foi desenvolvido na década de 1930 e foi útil para filtros passa-baixa para rádio e telefonia. Atualmente, a maior parte do projeto de filtros é realizado utilizando pacotes CAD sofisticados baseados no método da síntese de rede, também chamado de método da perda de inserção [3].

Em sistemas modernos de comunicação, a utilização de amplificadores de potência, misturadores, outros componentes não-lineares e alguns tipos de linhas de transmissão adicionam comportamento não-linear e distorção aos sistemas de recepção e transmissão, resultando na geração de harmônicos. Nestes casos, filtros passa-baixa são uma solução frequente para mitigar harmônicos espúrios devidos à não-linearidades de amplificadores de potência e outros componentes com tais características.

O uso de filtros em *front-ends* de transceptores de radiofrequência (RF) demanda não apenas baixa perda de inserção, mas também requer dimensões

reduzidas e restrições de geometria. Devido ao seu uso para operação de transmissão, é altamente desejável que o dispositivo apresente capacidade de alta potência com reduzido aumento de temperatura, de maneira que sua perda de inserção e deslocamento em frequência permaneçam satisfatórios. Uma implementação popular é o filtro de impedância degrau, que alterna segmentos de linha de alta e baixa impedância e resulta em menores dimensões comparado a um filtro passa-baixa similar usando tocos [2][3]. A utilização de trilhas de microfita muito estreitas para segmentos de alta impedância pode tornar a fabricação desafiadora e a capacidade de potência pode ser degradada. Linhas de microfita em substrato suspenso fornecem trilhas muito mais largas que microfita convencionais, além de menor perda de inserção e dispersão em frequência [2][4].

A necessidade de altas potências de transmissão em transceptores de RF demanda filtros que suportam altas potências em sistemas modernos. Uma abordagem para esta questão é o uso de filtros em guias de onda, que podem suportar alguns quilowatts de potência de pico, mas são grandes, caros e difíceis de atingir bandas de rejeição muito largas, tornando-se inadequados para módulos multicanais de transmissão/recepção com restrições rígidas de dimensões e geometria [5]-[9].

Uma alternativa para atingir altas capacidades de potência em filtros são filtros baseados em ressoadores acoplados, que são apresentados em [10]-[13]. Em [10], é apresentado um filtro passa-faixa de ressoadores acoplados em banda L com banda de rejeição livre de espúrios até o quinto harmônico e capacidade de potência de pico de 250 W com 25% de ciclo de trabalho. Em [11], é apresentado um filtro de ressoadores acoplados por indutância mútua com capacidade de potência média de 129 W (800 W pico), com banda de rejeição limitada ao segundo harmônico. Em [12], dois protótipos são apresentados, usando ressoadores coaxiais e ressoadores em linhas em fita acoplados por circuitos concentrados passa-baixa, com capacidade de potência média de 100 W e 2 kW de pico em banda L com banda de rejeição até o quinto harmônico. Os projetos apresentados em [10], [11] e [13] demandam fabricação de alta precisão de cavidades metálicas, em [13] ajustes manuais são necessários para sintonia dos elementos de acoplamento, e em [12] indutores concentrados são implementados por laços de fios fabricados manualmente, o que pode ser desafiador para o ajuste correto.

1.2 CIRCUITOS DE RF E MICROONDAS EM MICROFITA

Linhas de transmissão em microfita são possivelmente a forma mais comumente usada de linhas de transmissão impressas de micro-ondas devido à sua facilidade de construção, principalmente porque podem ser fabricadas através de processos fotolitográficos. Microfitas são empregadas na vasta maioria dos circuitos de micro-ondas modernos devido a sua simplicidade, alta repetibilidade, facilidade de manufatura, dimensões reduzidas e adequação para incorporação com dispositivos ativos. Outros tipos semelhantes de linhas impressas incluem linhas em fita, guias de onda coplanares e *slotlines*.

A tecnologia de microfita permite também, além de transferir sinais elétricos de um ponto a outro, construir uma grande variedade de componentes passivos, como acopladores direcionais, filtros, circuitos de casamento, e outros. Estes componentes podem ser extremamente pequenos e de baixo custo comparados aos seus volumosos equivalentes em guias de onda ou linhas coaxiais [3][14].

A principal diferença entre um circuito impresso regular e um circuito impresso de micro-ondas são as propriedades elétricas e físicas do laminado dielétrico. Para aplicações de micro-ondas, baixa perda e rigoroso controle das especificações e dimensões físicas do material são necessários.

1.2.1 Linhas em substrato suspenso

Existem diversas derivações das linhas de microfita que podem ser utilizadas como estruturas alternativas às implementações de filtros em microfita convencionais, estas incluem linhas em microfita suspensas e linhas em microfita inversas. Linhas em microfita suspensas fornecem valores mais altos do fator de qualidade que linhas em microfita convencionais. Elas são normalmente fechadas em uma blindagem para aplicações em filtros. Apesar de poderem ser usadas para implementar qualquer tipo de filtro, a vasta faixa de valores de impedâncias realizáveis fazem delas

particularmente adequadas para filtros passa-baixa e passa-alta, que podem ser cascadeados para construir filtros passa-faixa e multiplexadores. Usando substratos dielétricos muito finos e de baixa constante dielétrica, as perdas dielétricas podem ser minimizadas; isto faz estes meios atrativos para desenvolver filtros para aplicações nas quais esta característica é indispensável [2].

Este trabalho apresenta um filtro passa-baixa que utiliza implementação em placa de circuito impresso e segmentos retos de fios de cobre, resultando numa montagem simples e sem necessidade de ajuste para sintonização. O filtro combina a simplicidade do desenvolvimento em impedância degrau, a efetividade de filtros *notch* de teco em aberto, e a capacidade de atingir largas faixas de impedância do substrato suspenso com uma modificação das linhas de alta impedância para atingir baixa perda e capacidade de potência alta com aumento de temperatura reduzido, tornando-o adequado para o uso em um *front-end* de RF de um transceptor em banda L que requer dimensões reduzidas e restrições de geometria, baixa perda de inserção, capacidade de potência para um sinal de 75 W de potência média e 2 kW de potência de pico. Uma banda de rejeição larga é atingida dimensionando linhas de baixa impedância para atuar como filtros *notch* para frequências ressonantes espúrias.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O capítulo 2 apresenta a teoria de filtros, mais especificamente do método da perda de inserção. O foco da teoria apresentada são os filtros de Chebyshev visto que foi este tipo de filtro desenvolvido neste trabalho. Foram apresentadas as relações utilizadas para mapeamento do filtro passa-baixa normalizado para a frequência de corte e impedância desejadas.

Seguindo à teoria de filtros, no capítulo 3, descreve-se a técnica de implementação de filtros em circuitos impressos chamada de impedância degrau ou escada L-C, técnica esta que foi utilizada para o desenvolvimento deste trabalho. Esta técnica, conforme descreve o capítulo em questão, consiste em implementar os

componentes do filtro, capacitores e indutores, utilizando trechos curtos de linhas de transmissão de baixa impedância e alta impedância, respectivamente.

O capítulo 4 apresenta a utilização de tocos para a supressão de frequências espúrias pelo filtro.

O capítulo 5 apresenta a utilização de microfita em substrato suspenso para a implementação de linhas de transmissão de RF e micro-ondas. Através de simulações computacionais eletromagnéticas foram feitas comparações das características das linhas implementadas neste tipo de circuito impressos com linhas em microfita convencionais. Os resultados das simulações são comparados aos resultados de cálculos feitos utilizando equações da literatura sobre o assunto.

O capítulo 6 apresenta a metodologia utilizada neste trabalho para dimensionar os elementos de parâmetros distribuídos que desempenharão a função de componentes do filtro, capacitores e indutores, através de simulação computacional.

O projeto do filtro foi desenvolvido em dois estágios, dois filtros de frequências de corte diferentes cascadeados para compor o circuito final. Os capítulos 7 e 8 apresentam os cálculos dos valores das reatâncias dos modelos teóricos do primeiro e segundo estágio, respectivamente. Seguindo estes cálculos, foram apresentados os modelos computacionais simulados de cada um dos estágios.

O capítulo 9 concentrou-se na integração dos dois estágios de filtro, por integração entende-se o cascadeamento dos dois estágios e o ajuste das dimensões do segundo estágio para torná-lo mais adequado à integração. Este capítulo apresenta o modelo computacional final do dispositivo e os resultados obtidos da simulação.

O capítulo 10 apresenta o protótipo fabricado e os resultados medidos. O capítulo 11 tece as conclusões que o desenvolvimento do trabalho possibilitou.

2 TEORIA DE FILTROS

Na síntese de filtros de rádio frequência pode-se utilizar dois métodos clássicos para determinar o valor dos componentes discretos do modelo teórico do filtro, o método da imagem e o método da perda de inserção (ou método da síntese de rede). O método da imagem consiste em uma cascata de filtros de duas portas mais simples para se chegar a frequência de corte e atenuação desejadas. Este método não permite especificar uma resposta em frequência em particular para toda a banda de operação do filtro e, conseqüentemente, podem ser necessárias várias iterações para conseguir chegar ao resultado desejado caso se trate de um projeto com certa precisão, baixa perda por reflexão ou frequências limitantes da banda bem definidas.

O método da perda de inserção ou síntese de redes permite definir completamente a resposta em frequência do filtro. O design é simplificado, iniciando-se pelo projeto de um filtro passa-baixa normalizado em frequência e impedância. Transformações são aplicadas para converter o projeto do protótipo para a faixa de frequência e impedância desejadas [3][15].

Neste trabalho decidiu-se por utilizar-se o método da perda de inserção devido ao maior grau de controle das características do filtro, como perda de inserção, ondulação na banda (*ripple*) e inclinação da atenuação ao redor da banda de operação, na fase de síntese do modelo de elementos concentrados que representa o filtro.

2.1 MÉTODO DA PERDA DE INSERÇÃO

No método de síntese de rede utiliza-se a função de transferência do filtro para caracterizá-lo, ou seja, através deste método é possível implementar uma resposta em frequência arbitrária desde que seja fisicamente realizável. A função matemática em função da frequência complexa utilizada para esse fim é a resposta em magnitude ao quadrado, que é dada por

$$T = |S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + q^2 |F(\omega)|^2} \quad (2.1)$$

onde,

S_{21} é o coeficiente de transmissão da rede e portanto $|S_{21}(j\omega)|^2$ é a potência transmitida pelo filtro, a potência entregue à carga;

$F(\omega)$ é a função característica do tipo de filtro;

q está associado ao ripple na banda passante.

2.1.1 Filtro de Chebyshev

O filtro de Chebyshev apresenta curva de atenuação em função da frequência mais aguda que o filtro de Butterworth, desta maneira é possível obter maior atenuação do segundo harmônico utilizando um circuito de menor complexidade. Além disso, para filtros de ordem ímpar, o circuito obtido é simétrico. Estas características tornaram este tipo de filtro adequado para este trabalho.

A figura 1 compara os parâmetros de espalhamento de transmissão de filtros de Chebyshev e Butterworth de mesma ordem, é possível observar a atenuação mais aguda do filtro de Chebyshev.

A resposta de Chebyshev é dada por

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + q^2 \left| C_n \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right|^2} \quad (2.2)$$

onde,

q é o fator associado ao ripple na banda passante;

ω_c é a frequência de corte do filtro, ou seja, a limitante da banda de ondulação constante (*equalripple*);

n é a ordem do filtro, o número de componentes reativos; e

C_n é o polinômio de Chebyshev de grau n , dado por:

$$C_n = \begin{cases} \cos(ncos^{-1}(x)), x \leq 1 \\ \cosh(ncosh^{-1}(x)), x \geq 1 \end{cases} \quad (2.3)$$

2.1.1.1 Atenuação e ordem do filtro

Para determinar a ordem do filtro utiliza-se a equação que calcula atenuação em função da frequência para valores de ripple e frequência de corte determinados.

$$L_A\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(\omega)|^2} = 10 \log \left[1 + q^2 \left| \cosh\left(ncosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) \right|^2 \right], \quad (2.4)$$

$$\frac{\omega}{\omega_c} \geq 1$$

2.1.1.2 Ondulação na banda passante

Como C_n varia entre -1 e 1 para $\omega/\omega_c \leq 1$ a atenuação na banda passante oscilará entre 1 e $1 + q^2$. Na figura 1 é mostrada, como exemplo, um filtro de Chebyshev com ondulação de 3 dB na banda passante.

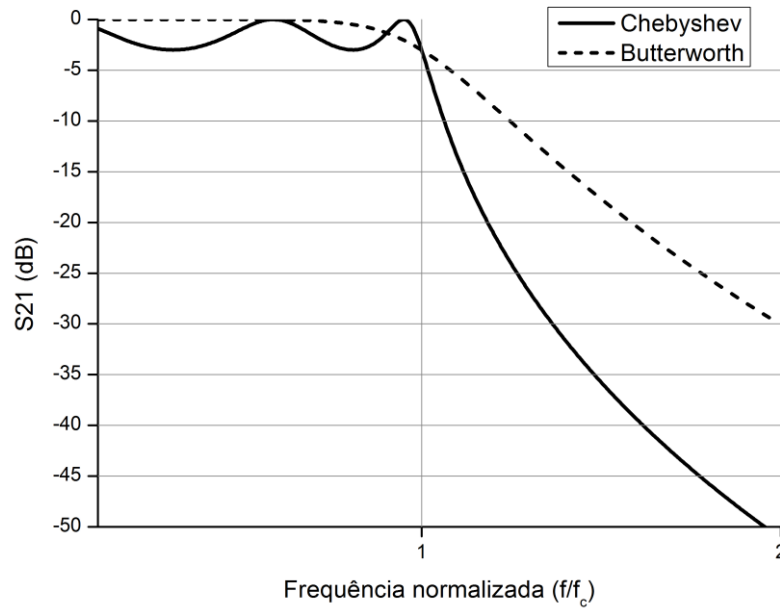


Figura 1 - Atenuação dos filtros passa-baixa de Chebyshev (equal-ripple) e Butterworth (maximally flat).

2.1.2 Filtro passa-baixa normalizado

A fim de realizar a função de transferência discutida no item anterior utiliza-se o filtro passa-baixa normalizado. Neste modelo normaliza-se os valores dos componentes para que o valor da resistência ou condutância do gerador seja igual a um, assim como a frequência de corte, denotados por $g_0 = 1 \Omega$ e $\omega_c = 1 \text{ rad/sec}$.

A topologia utilizada é a de circuito em escada mostrado nas figuras 2 e 3, as quais são duas formas duais para a realização do filtro desejado. Onde

$$g_0 = \begin{cases} \text{resistência do gerador da rede da figura 2} \\ \text{condutância do gerador da rede da figura 3} \end{cases}$$

$$(k = 1 \text{ até } n) \quad g_k = \begin{cases} \text{capacitância de um capacitor em paralelo da rede da figura 2} \\ \text{indutância de um indutor em série da rede da figura 3} \end{cases}$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} \text{resistência da carga se } g_n \text{ for um capacitor em série} \\ \text{condutância da carga se } g_n \text{ for um indutor em série} \end{cases}$$

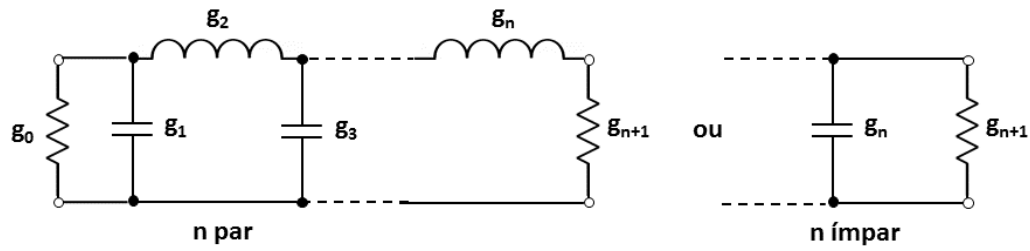


Figura 2 - Circuito genérico do filtro passa-baixa com primeiro elemento em paralelo.

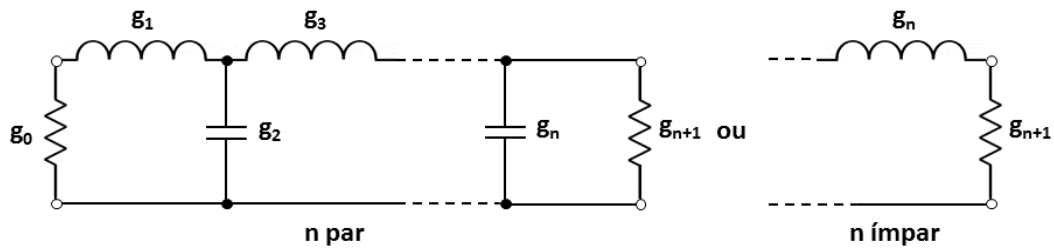


Figura 3 - Circuito genérico do filtro passa-baixa com primeiro elemento em série.

Para o filtro de Chebyshev com $g_0 = 1 \Omega$ e $\omega_1 = 1 \text{ rad/s}$ primeiro calcula-se

[15]

$$\beta = \ln \left(\coth \frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \quad (2.5)$$

onde L_{Ar} é o valor em dB do ripple na banda passante.

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) \quad (2.6)$$

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], k = 1, 2, \dots, n \quad (2.7)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right), k = 1, 2, \dots, n \quad (2.8)$$

A seguir calcula-se

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (2.9)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, k = 2, 3, \dots, n \quad (2.10)$$

$$g_{n+1} = 1 \text{ para } n \text{ ímpar} \quad (2.11)$$

$$g_{n+1} = \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \text{ para } n \text{ par} \quad (2.12)$$

A literatura dispõe de tabelas com os valores destes coeficientes previamente calculados, como mostra o APÊNDICE A.

2.1.3 Mapeamento na frequência e impedância

Como os valores das impedâncias dos filtros da seção anterior são normalizados para valores de impedâncias de fonte e frequências de corte unitários (com exceção dos filtros de Chebyshev de ordem par, cujas cargas não apresentam impedâncias unitárias), eles devem ser escalonados para outros valores de impedância e frequência através das seguintes transformações [15]

Para resistências ou condutâncias

$$R = R_0 R' \text{ ou } G = G_0 G' \quad (2.13)$$

Para indutâncias

$$L = \left(\frac{R_0}{\omega_c}\right) L' = \left(\frac{G_0}{\omega_c}\right) L' \quad (2.14)$$

E para capacitâncias

$$C = \frac{C'}{R_0 \omega_c} = \frac{C'}{G_0 \omega_c} \quad (2.15)$$

Os valores com apóstrofo são os valores para o modelo normalizado, isto é, frequência e impedância unitários, e os valores das impedâncias sem apóstrofo são os valores escalonados para a impedância e a frequência desejadas.

3 IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS

Em geral, os projetos de filtros passa-baixa em parâmetros distribuídos envolvem dois passos principais. O primeiro é selecionar um protótipo de filtro passa-baixa normalizado apropriado, conforme descrito no capítulo 2. Para a escolha da resposta, incluindo ondulação na banda e número de elementos reativos (ordem do filtro) dependerá das especificações necessárias. Os valores dos componentes do filtro normalizado são então transformados para a frequência de corte e impedância desejadas, obtendo-se, desta maneira, os valores dos indutores e capacitores que compõem o filtro. O passo seguinte consiste em implementar os componentes concentrados do modelo teórico do filtro ideal em aproximações implementadas em elementos distribuídos, especificamente neste trabalho, suas realizações em trechos de microfita em substrato suspenso.

3.1 FILTROS DE IMPEDÂNCIA DEGRAU (ESCADA L-C)

Uma das maneiras, relativamente simples, de implementar filtros passa-baixa em microfita é cascadeando trechos eletricamente curtos de linhas de transmissão altas e baixas alternadamente. Basicamente esta técnica consiste em uma aproximação dos componentes concentrados teóricos usando linhas curtas, isto é, uma linha curta de baixa impedância é uma aproximação de um capacitor paralelo e uma linha curta de alta impedância é uma aproximação de um indutor série.

A utilização desta técnica resulta em filtros com menores dimensões física que filtros equivalentes implementados com tocos.

A figura 4 ilustra o circuito de um filtro passa-baixa genérico de ordem composto por cinco componentes reativos (a), a aproximação equivalente deste circuito utilizando linhas de baixa e alta impedância (b) e a implementação deste filtro utilizando linhas de transmissão em microfita (c).

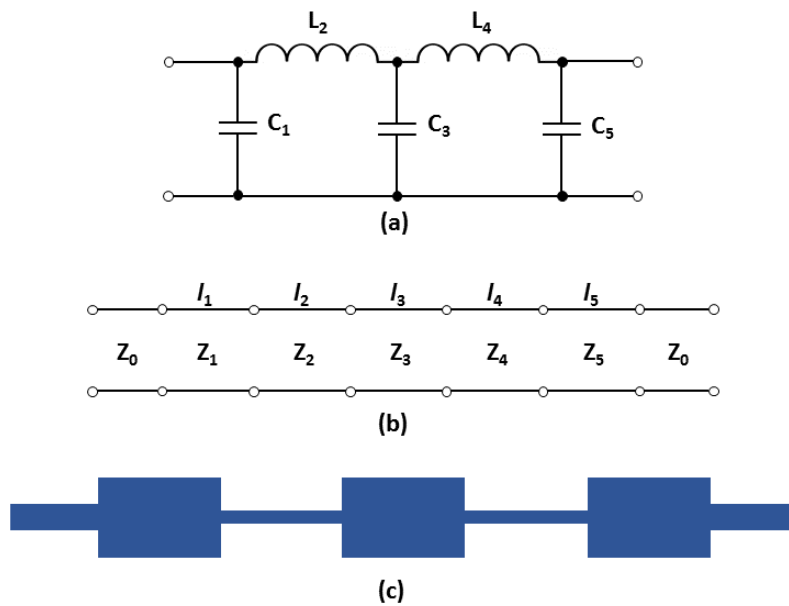


Figura 4 - (a) filtro passa-baixa genérico (b) circuito equivalente em linhas de transmissão de alta/baixa impedância (c) ilustração da implementação em microfita.

3.1.1 Circuitos equivalentes para segmentos curtos de linhas de transmissão

Utilizando a análise dos parâmetros de impedância, matriz Z , de uma rede T de duas portas obtém-se, conforme mostrado na figura 5:

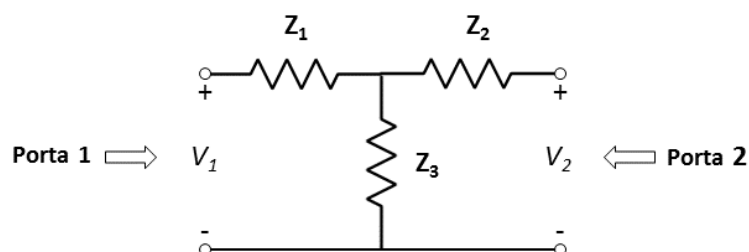


Figura 5 - Circuito T de duas portas.

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = Z_1 + Z_3 \quad (3.1)$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = Z_3 \quad (3.2)$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = Z_2 + Z_3 \quad (3.3)$$

Subtraindo (3.2) de (3.1) e subtraindo (3.2) de (3.3) temos que

$$Z_1 = Z_{11} - Z_{12} \quad (3.4)$$

$$Z_2 = Z_{22} - Z_{12} \quad (3.5)$$

Pode-se verificar que $Z_{12} = Z_{21}$, indicando que o circuito é recíproco [3]. Analisando a matriz de transmissão (ABCD) de um trecho de linha de transmissão sem perdas, ilustrado na figura 6, obtém-se [3]:

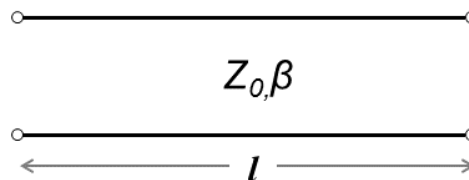


Figura 6 - Linha de transmissão de impedância característica Z_0 e constante de propagação β .

$$A = \cos\beta l \quad (3.6)$$

$$B = jZ_0 \sin\beta l \quad (3.7)$$

$$C = jY_0 \sin\beta l \quad (3.8)$$

$$D = \cos\beta l \quad (3.9)$$

Utilizando as relações de conversões entre parâmetros Z e ABCD de redes de duas portas

$$Z_{11} = \frac{A}{C} \quad (3.10)$$

$$Z_{21} = \frac{1}{C} \quad (3.11)$$

Utilizando a modelos aproximados de circuitos equivalentes da figura 7 [3],

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{A}{C} = jZ_0 \cot \beta l \quad (3.12)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{C} = -jZ_0 \csc \beta l \quad (3.13)$$

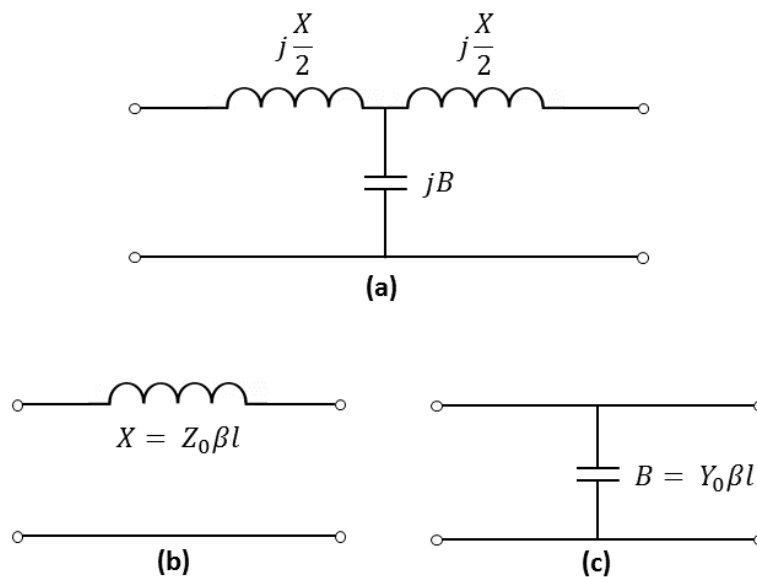


Figura 7 - (a) circuito equivalente do trecho de linha de transmissão; (b) aproximação para linhas de alta impedância; (c) aproximação para linhas de baixa impedância.

Finalmente, os elementos em série do circuito T equivalente

$$Z_{11} - Z_{12} = -jZ_0 \left(\frac{\cos \beta l - 1}{\sin \beta l} \right) = jZ_0 \tan \left(\frac{\beta l}{2} \right) \quad (3.14)$$

Conforme o circuito equivalente da figura 7

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan \left(\frac{\beta l}{2} \right) \quad (3.15)$$

$$B = \frac{1}{Z_0} \text{sen}\beta l \quad (3.16)$$

Assumindo uma linha curta com impedância característica alta reduzimos para

$$X \simeq Z_0 \beta l \quad (3.17)$$

$$B \simeq 0 \quad (3.18)$$

o que implica no circuito equivalente da figura 7(b). Para um comprimento curto de linha com baixa impedância característica reduz-se aproximadamente para

$$X \simeq 0 \quad (3.19)$$

$$B \simeq Y_0 \beta l \quad (3.20)$$

o que resulta no circuito equivalente da figura 7(c). Portanto os indutores série de um protótipo de filtro passa-baixa podem ser substituídos por segmentos curtos de linha de transmissão de alta impedância e os capacitores paralelos por segmentos curtos de linha de baixa impedância.

Para o cálculo de l , consideramos:

$$\beta l = \frac{L\omega}{Z_{alta}} = C\omega Z_{baixa} \quad (3.21)$$

Relacionando a velocidade de fase com a constante de fase temos

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (3.22)$$

substituindo (3.22) em (3.21) obtém-se

$$l = \frac{Lv_p}{Z_{alta}} \quad (\text{indutor}) \quad (3.23)$$

$$l = CZ_{baixa}v_p \quad (\text{capacitor}) \quad (3.24)$$

Para implementar, por exemplo, um capacitor de 4 pF para ser utilizado na frequência de 1,5 GHz (frequência no centro da banda L), em uma linha de transmissão com velocidade de fase $v_p = c = 3 \times 10^8$ e impedância $Z_{baixa} = 10 \Omega$ calcula-se através de (3.24)

$$l = 4 \times 10^{-12} \times 10 \times 3 \times 10^8 = 0,012 = 12 \text{ mm} \quad (3.25)$$

Simulando-se a implementação do capacitor supracitados em linha de transmissão com as características descritas, através de um modelo computacional de um circuito composto por um trecho de linha de transmissão ideal, e comparando os parâmetros de espalhamento resultantes com os obtidos de um modelo de circuito que faz uso de um capacitor ideal de mesma capacitância, verificou-se os resultados desta implementação. Além da simulação da linha de transmissão de 10Ω com o comprimento calculado, foi feita uma varredura paramétrica do comprimento desta trilha para otimizar a reatância obtida a fim de torna-la mais próxima possível da reatância do capacitor ideal.

A figura 8 mostra o modelo computacional de circuito utilizado, no caso para a simulação do modelo de linha de 12 mm e 10Ω . A figura 9 apresenta os parâmetros de espalhamento obtidos plotados na carta de Smith de admitâncias. Os valores das admitâncias normalizadas mostradas pelos marcadores seguem a seguinte notação: Frequência (Y_{real} , $Y_{imaginário}$) Siemens.

Observa-se, dos parâmetros de espalhamento obtidos, que as reatâncias apresentadas nos modelos de capacitor ideal e de linha de transmissão de impedância de 10Ω (curva azul) são bastante próximas, com aproximadamente 0,3% de diferença em relação ao modelo que se utiliza de um capacitor ideal (curva vermelha), enquanto a reatância apresentada pela linha de transmissão de 20Ω (de comprimento calculado de 24 mm)(curva preta) apresenta diferença de mais de 8% em relação ao capacitor ideal. Esta diferença de precisão de resultados entre as linhas de 10Ω e 20Ω em relação ao capacitor ideal evidencia que a aproximação utilizada para se obter o circuito figura 7(c) e, conseqüentemente, a equação (3.20) torna-se menos precisa

com o aumento da impedância da linha de transmissão e o conseqüente aumento do comprimento do capacitor em parâmetro distribuído.

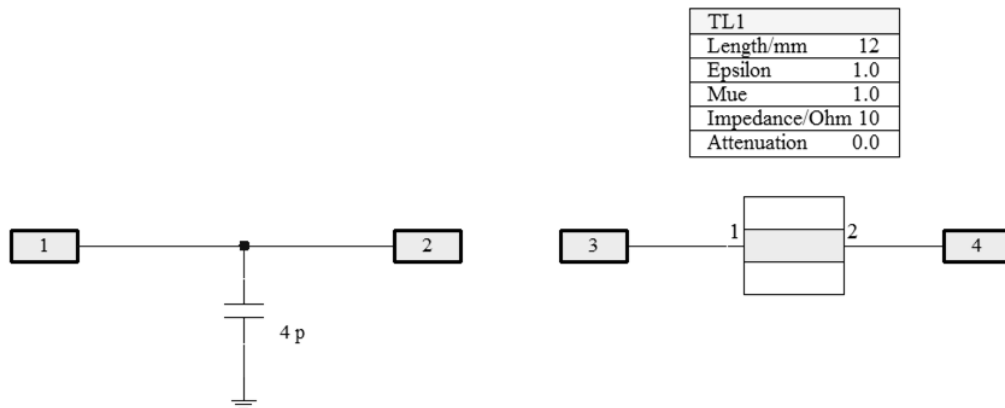


Figura 8 - Circuitos simulados, de capacitor ideal (esquerda) e linha de baixa impedância (direita).

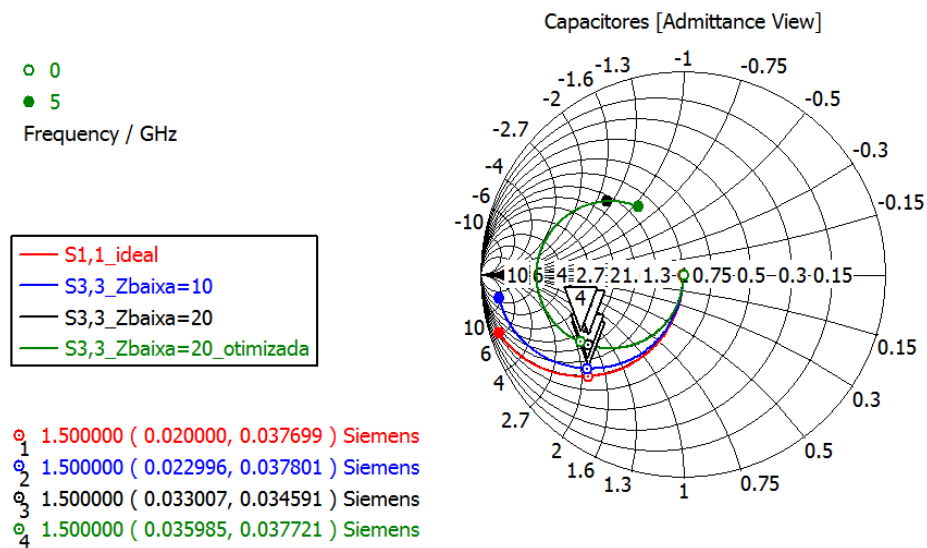


Figura 9 - Parâmetros S (reflexão) das linhas de baixa impedância simuladas.

Dentre os resultados apresentados na figura 9 é mostrada também, na carta de Smith, a admitância de um linha de 20 Ω otimizada para ter a reatância de mesmo valor de um capacitor ideal, para isso foi necessário aumentar o comprimento deste

trecho de linha e, conseqüentemente, tornando a parte real da admitância vista pela porta 3 do circuito da figura 8 cerca 56% maior que a parte real da admitância do trecho de linha de 10Ω com a mesma reatância e 80% maior que a parte real da admitância de um capacitor ideal em paralelo.

Para implementar um indutor de 4 nH em $1,5 \text{ GHz}$ em uma linha de transmissão com velocidade de fase de $v_p = c = 3 \times 10^8$ e impedância $Z_{alta} = 150 \Omega$ calcula-se

$$l = \frac{4 \times 10^{-9} \times 3 \times 10^8}{150} = 0,008 = 8 \text{ mm} \quad (3.26)$$

Analogamente, através da equação, para $Z_{alta} = 250 \Omega$ obtém-se o comprimento da linha

$$l = \frac{4 \times 10^{-9} \times 3 \times 10^8}{250} = 0,0048 = 4,8 \text{ mm} \quad (3.27)$$

A figura 10 mostra o modelo computacional do circuito para simular os parâmetros de espalhamento obtidos dos indutores em linha de transmissão em comparação aos parâmetros de um indutor ideal.

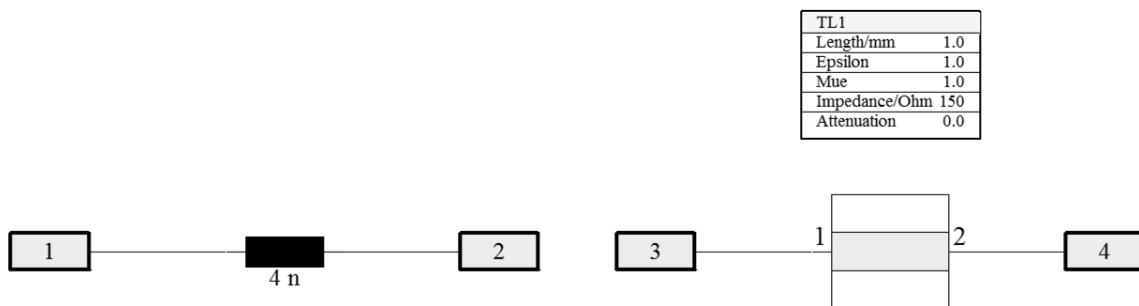


Figura 10 - Circuitos simulados, de indutor ideal (esquerda) e linha de alta impedância (direita).

Observa-se nos parâmetros de espalhamento obtidos, mostrados na figura 11, que as reatâncias apresentadas nos modelos de indutor ideal e de linha de

transmissão de impedância de 250Ω são bastante próximas, com aproximadamente 3% de diferença em relação ao modelo que se utiliza de um indutor ideal. Enquanto a reatância apresentada pela linha de transmissão de 150Ω apresenta diferença de aproximadamente 10% em relação ao indutor ideal. Esta diferença de precisão pode ser justificada de maneira análoga ao dito em relação à implementação de capacitores em trechos curtos de linhas de transmissão de baixa impedância.

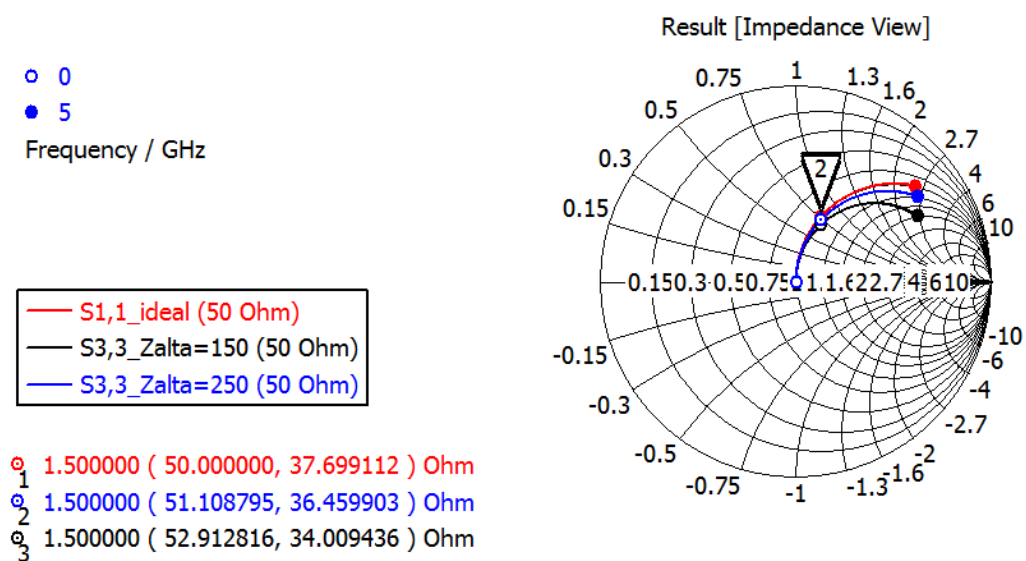


Figura 11 - Parâmetros S (reflexão) das linhas de alta impedância simuladas.

É importante ressaltar o fato que, apesar de o indutor em linha de transmissão calculado para 150Ω apresentar resultado distante do ideal, não significa que esta seria a melhor aproximação de um indutor ideal possível utilizando esta configuração de linha. É possível inferir da figura 11 que, redimensionando o comprimento deste trecho de linha, é possível obter um resultado (reatância) mais próximo do ideal na frequência em questão, assim como foi feito com a linha de baixa impedância de 20Ω em comparação ao capacitor ideal.

A figura 12 mostra o resultado obtido redimensionando, através de varredura paramétrica do comprimento da linha de 150Ω para otimizar, isto é, aproximar sua reatância em relação ao indutor ideal, na frequência de $1,5 \text{ GHz}$. Compara-se este resultado também com o obtido da simulação do circuito do indutor implementado em linha de 250Ω calculado através da equação (3.23). Observa-se nestes resultados

que o novo indutor apresenta comprimento de 8,8 mm, 10% maior que o obtido através da equação (3.23), e reatância com diferença de apenas 0,5% do ideal na mesma frequência.

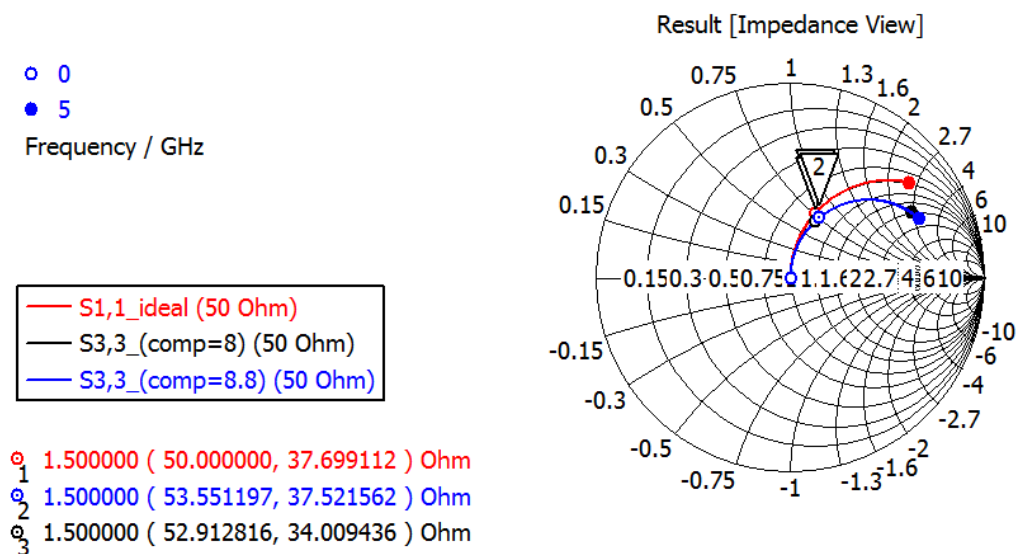


Figura 12 - Parâmetros S (reflexão) das linhas de alta impedância reajustadas.

4 SUPRESSÃO DE RESSONÂNCIAS ESPÚRIAS

Filtros implementados através de componentes de parâmetros distribuídos apresentam comportamento periódico e, conseqüentemente, ressonâncias em determinadas frequências. Portanto, é necessário implementar estruturas para suprimir estas frequências espúrias.

4.1 TOCOS

Tocos consistem em trechos de linhas de transmissão terminadas em curto circuito ou em aberto. São estruturas largamente utilizadas para a síntese de filtros, circuitos de casamento de impedância e para a supressão de frequências espúrias (filtros *notch*).

4.1.1 Linhas de transmissão sem perdas com terminação

Um caso especial de linha de transmissão terminada é a linha de transmissão de quarto de onda terminada em aberto [3]. O mesmo efeito poderia ser obtido através de uma linha de meia onda em curto circuito, mas esta implementação apresentaria as desvantagens de maior espaço físico necessário e a necessidade de adicionar vias metalizadas durante a fabricação do circuito impresso, tornando este processo mais complexo e caro.

A figura 13 ilustra uma linha de transmissão, sem perdas, terminada por uma carga na posição $z = 0$ de impedância $Z = Z_L$. Assume-se que uma onda incidente da forma $V_0^+ e^{-j\beta z}$ é gerada por uma fonte numa posição $l < 0$.

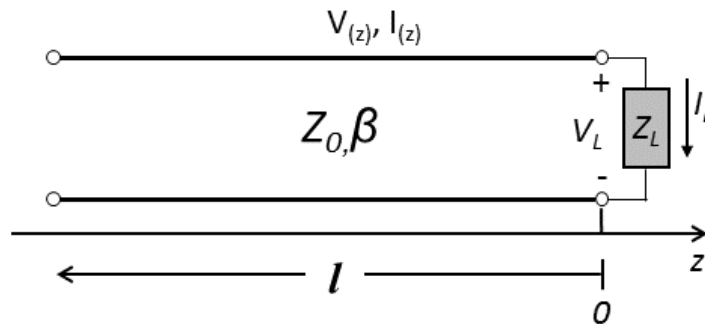


Figura 13 - Linha de transmissão ideal sem perdas com terminação.

A impedância característica da linha é dada pela razão entre a tensão e a corrente para esta onda propagante:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} \quad (4.1)$$

Entretanto, quando uma linha é terminada por uma carga de impedância arbitrária $Z_L \neq Z_0$ a impedância vista no início da linha é dada por

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (4.2)$$

e o coeficiente de reflexão de tensão

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.3)$$

4.1.2 Linha terminada em aberto

Um caso especial de linha de transmissão sem perdas com terminação é o caso de circuito aberto, $Z_L = \infty$. Dividindo-se o numerador e denominador em (4.2) por Z_L e fazendo $Z_L \rightarrow \infty$ tem-se

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (4.4)$$

que é puramente imaginário. Para o caso específico em que $l = \lambda/4$ temos que $Z_{in} = 0$, ou seja, um curto circuito naquela frequência e a consequente supressão desta frequência.

O gráfico da figura 14 mostra a variação da reatância vista na entrada da linha em aberto com a comprimento da linha.

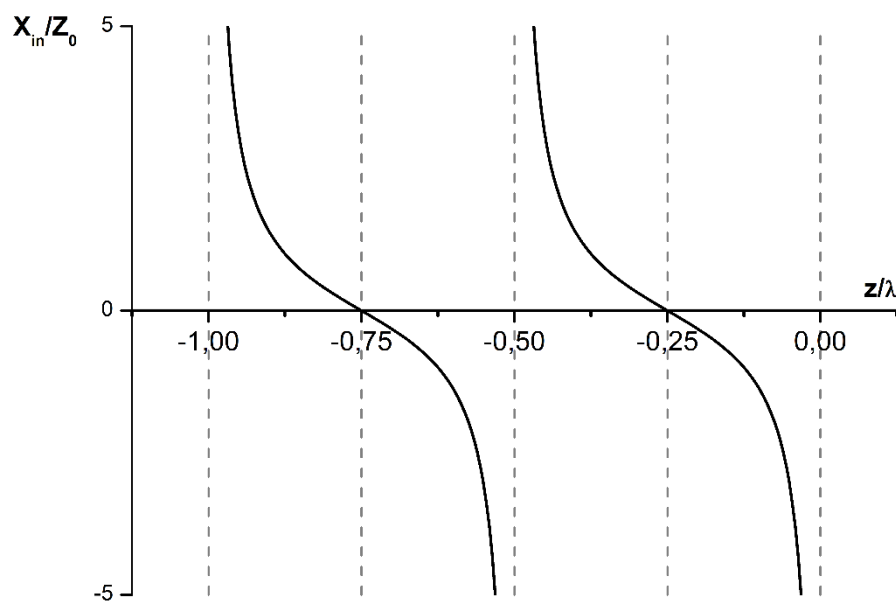


Figura 14 - reatância na entrada da linha terminada versus comprimento da linha.

A figura 15 mostra um modelo computacional de capacitor utilizado para demonstrar seu comportamento como toco de quarto de onda em aberto, no qual foi feita uma varredura paramétrica da largura do capacitor com o objetivo de demonstrar a variação da frequência suprimida. Nesta figura são mostradas as larguras de 4 mm, 6 mm e 8 mm. Neste modelo, manteve-se a área do trecho de linha que compõem o capacitor, com o intuito de manter a capacitância inicial, a largura desta linha define o comprimento elétrico do toco. A figura 16 apresenta as curvas de parâmetro de espalhamento de transmissão obtidas fazendo uma varredura paramétrica da largura da trilha com valores de 4 mm a 8 mm, com passo de 1 mm. Observa-se o

deslocamento na frequência do nulo no coeficiente de transmissão (parâmetro S21) conforme a largura do trecho de linha é variada.

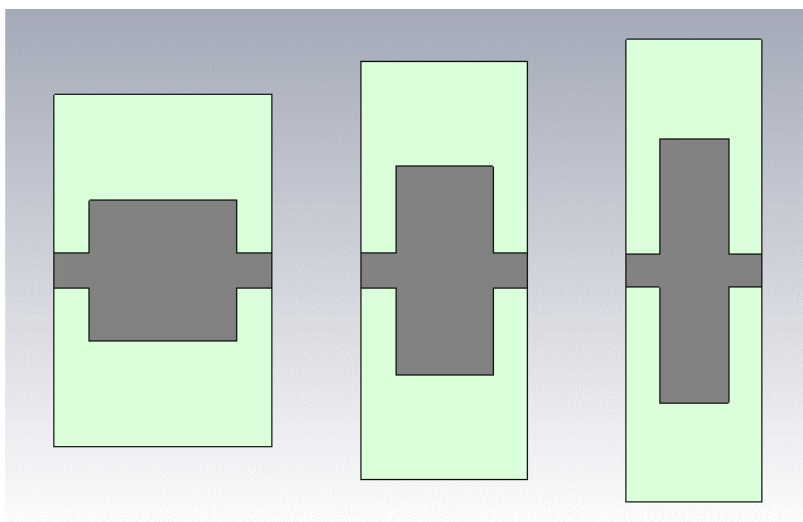


Figura 15 – Modelo computacional do capacitor dimensionado como toco aberto, varredura paramétrica da largura.

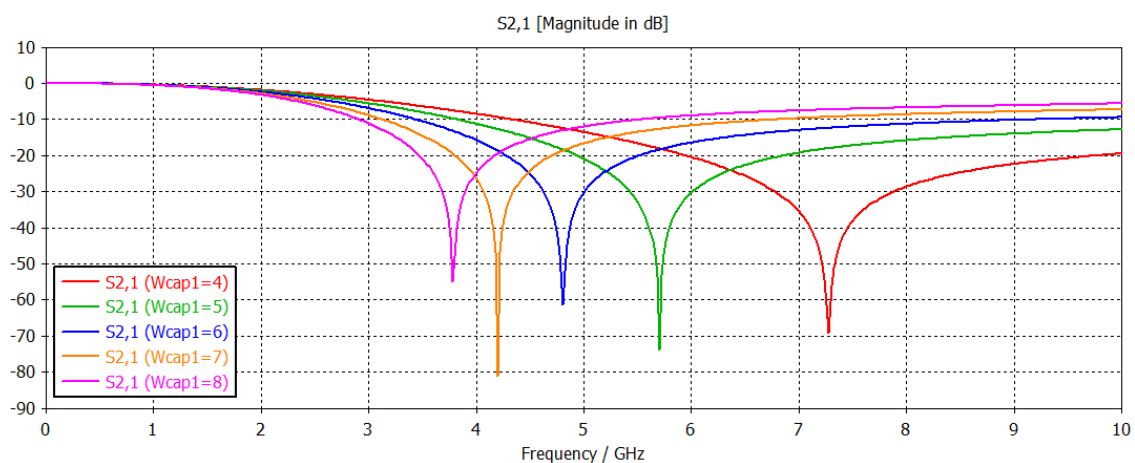


Figura 16 – Parâmetro de espalhamento de transmissão da varredura paramétrica das dimensões do capacitor.

5 LINHAS DE TRANSMISSÃO EM SUBSTRATO SUSPENSO

A implementação de linhas de transmissão em substrato suspenso consiste em uma modificação da implementação de linhas em fita convencionais na qual há uma camada de ar entre o substrato dielétrico e o plano-terra. A figura 17 ilustra a secção transversal de uma linha de transmissão implementada em substrato suspenso com paredes laterais.

Neste tipo de circuito impresso a placa fica suspensa no interior de uma caixa metálica, esta placa não possui nenhum dos lados completamente coberto por cobre como uma placa que comporta microfitas comuns ou linhas em fita. O plano-terra da linha de transmissão composta por esta tecnologia consiste nas paredes metálicas da caixa que aloja a placa de circuito impresso.

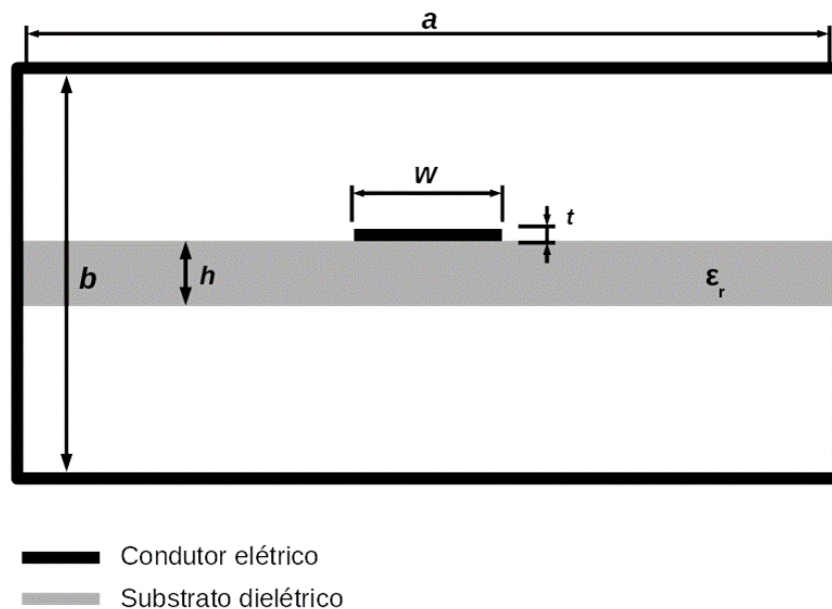


Figura 17 - Diagrama da secção transversal de uma linha em substrato suspenso (com blindagem).

A impedância característica de uma linha de transmissão em substrato suspenso é dada por pelas seguintes equações, dependendo de suas dimensões, segundo trabalho apresentado em [4]:

Para trilhas estreitas $0 < w < a/2$

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \left[V + R \ln \left(\frac{6}{w/b} + \sqrt{1 + \frac{4}{(w/b)^2}} \right) \right] \quad (5.1)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1}{\left[1 + \left(E - F \ln \frac{w}{b} \right) \ln \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \right) \right]^2} \quad (5.2)$$

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (5.3)$$

onde

$$V = 1,7866 - 0,2035 \frac{h}{b} + 0,4750 \frac{a}{b} \quad (5.4)$$

$$R = 1,0835 - 0,1007 \frac{h}{b} - 0,09457 \frac{a}{b} \quad (5.5)$$

$$E = 0,2077 + 1,2177 \frac{h}{b} - 0,08364 \frac{a}{b} \quad (5.6)$$

$$F = 0,03451 - 0,1031 \frac{h}{b} + 0,01742 \frac{a}{b} \quad (5.7)$$

Para trilhas largas $a/2 < w < a$

$$Z_0 = \eta_0 \left[V + \frac{R}{\frac{w}{b} + 1,3930 + 0,6670 \ln \left(\frac{w}{b} + 1,444 \right)} \right] \quad (5.8)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1}{\left[1 + \left(E - F \ln \frac{w}{b}\right) \ln \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}\right)\right]^2} \quad (5.9)$$

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (5.10)$$

onde

$$V = -0,6301 - 0,07082 \frac{h}{b} + 0,247 \frac{a}{b} \quad (5.11)$$

$$R = 1,9492 - 0,1553 \frac{h}{b} - 0,5123 \frac{a}{b} \quad (5.12)$$

$$E = 0,464 + 0,9647 \frac{h}{b} - 0,2063 \frac{a}{b} \quad (5.13)$$

$$F = -0,1424 - 0,3017 \frac{h}{b} - 0,02411 \frac{a}{b} \quad (5.14)$$

As relações (5.1) a (5.14) são válidas para as seguintes condições:

$$1,0 \leq a/b \leq 2,5, \quad 1,0 \leq \varepsilon_r \leq 4,0 \quad \text{e} \quad 0,1 \leq h/b \leq 0,5.$$

Segundo o trabalho apresentado em [4], os resultados obtidos através destas equações e resultados obtidos através de técnicas de cálculo numérico computacional (simulação) apresentam uma concordância de $\pm 3\%$.

Para validar os modelos computacionais utilizados neste trabalho, utilizando o pacote de software CST Studio Suite [16], foram simuladas as impedâncias de quatro configurações diferentes de linha de transmissão em substrato suspenso, obedecendo as condições de validade das relações dadas nas equações (5.1) a (5.14).

A figura 18 mostra o modelo computacional tridimensional do segmento de linha de transmissão em substrato suspenso. Na figura 18 observa-se que as funções das paredes laterais, inferior e superior são, no modelo, desempenhadas pelas condições de contorno do domínio computacional, no caso, condutor elétrico perfeito (PEC), ($E_t = 0$, campo elétrico tangencial nulo). Nestas simulações as linhas foram excitadas utilizando portas de guias de onda casadas.

Utilizando dois substratos, com constante dielétrica e espessuras diferentes, foram calculadas através das equações e simuladas computacionalmente as impedâncias de uma linha estreita e uma linha larga, para cada um dos substratos. A tabela 1 compara os resultados obtidos.

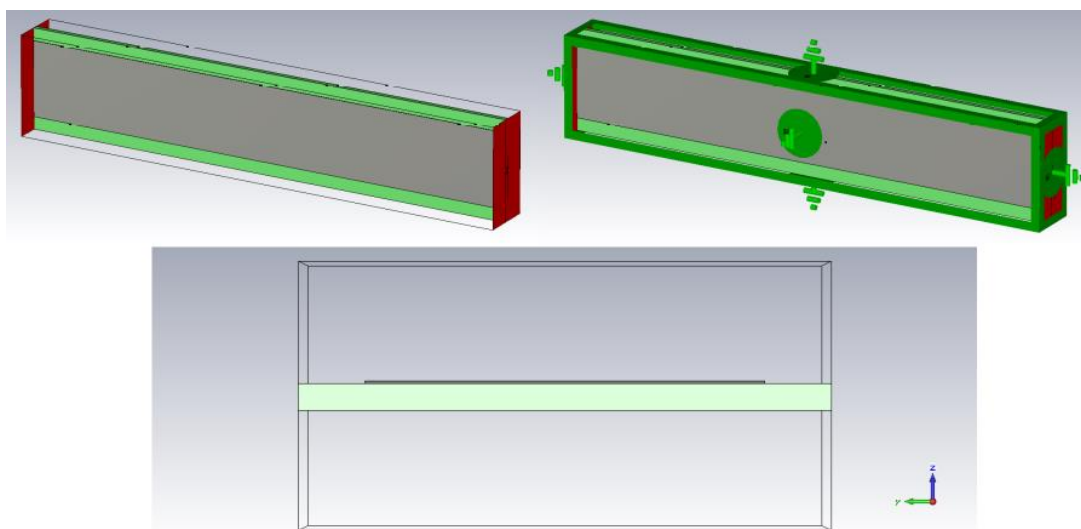


Figura 18 - Modelo computacional de linha de transmissão em substrato suspenso.

Nos quatro modelos de linhas simuladas foram utilizadas configurações de substrato suspenso simétrica, conforme descrito na tabela 1.

Tabela 1 - Dimensões e impedâncias dos modelos de linhas em substrato suspenso.

	<i>a</i> (mm)	<i>b</i> (mm)	ϵ_r	<i>h</i> (mm)	<i>w</i> (mm)	<i>Z</i> _{calc} (Ω)	<i>Z</i> _{sim} (Ω)	<i>dif</i> %
Linha 1	4,0	2,0	3,38	0,2032	1,0	87,1	85,4	2,0
Linha 2	4,0	2,0	3,38	0,2032	3,0	38,3	39,2	2,3
Linha 3	4,0	2,0	2,55	0,762	1,0	76,0	74,0	2,7
Linha 4	4,0	2,0	2,55	0,762	3,0	32,5	33,6	3,3

Onde *Z*_{cal} são as impedâncias calculadas através das equações (5.1) a (5.14), *Z*_{sim} são as impedâncias obtidas através das simulações computacionais e

$$dif\% = \frac{|Z_{calc} - Z_{sim}|}{Z_{sim}} \times 100 \quad (5.15)$$

Pode-se observar na tabela 1 que os modelos computacionais utilizados para calcular as impedâncias das diferentes configurações de linhas de substrato suspenso apresentam resultados com boa concordância com os resultados calculados através das fórmulas, com percentual de diferença, dada pela equação (5.15), de no máximo 3,3%. Esta comparação foi feita com intuito de validar o modelo computacional, tendo como referência valores estipulados pelas equações (5.1) a (5.14).

As simulações mostraram que as espessuras das trilhas condutoras não desempenham papel importante na determinação da impedância dessas linhas de transmissão, foram simuladas linhas de espessuras de 0,017 mm a 0,070 mm, sem resultar em variação considerável nos valores das impedâncias.

5.1 SUBSTRATO SUSPENSO VERSUS MICROFITA CONVENCIONAL

Esta seção do trabalho mostra que a utilização de linhas em substrato suspenso apresenta algumas vantagens em relação a utilização de linhas em microfita convencional.

A camada de ar entre o substrato e o plano-terra resulta em condutores mais largos, o que pode ser vantajoso na utilização destas trilhas metálicas em aplicações de alta potência, visto que esses trechos de condutores suportariam valores de correntes elétricas mais elevadas em relação a trilhas mais estreitas [2]. Além disso, dimensões físicas maiores das estruturas implementadas nesta tecnologia tornam o impacto das variações (tolerâncias) na largura das linhas, intrínsecas ao processo produtivo, menor no desempenho final do dispositivo.

A linha de transmissão em substrato suspenso apresenta, em relação à linha em microfita, menor dispersão na frequência de suas características, possibilitando sua utilização para frequências mais altas. Finalmente, e não menos importante, as linhas em substrato suspenso apresentam perda de inserção mais baixas comparadas a linhas em microfita [17]. Nas próximas subseções são apresentadas comparações entre implementações de linhas de transmissão em substrato suspenso em relação a linhas em microfita convencional que desempenhariam a mesma função em um circuito de RF como um filtro.

5.1.1 Implementação de linhas de alta impedância

Conforme visto na seção 3.1.1, os componentes de parâmetros distribuídos que compõem um filtro passa-baixa podem ser implementados através de segmentos curtos de linha baixa impedância (capacitores) e alta impedância (indutores). Tendo este ponto de vista, foram analisadas implementações destas linhas em substrato suspenso.

Foram simuladas configurações de linhas de transmissão de alta impedância para três substratos diferentes, uma configuração para cada substrato. Posteriormente, para comparação, foram simulados, modelados nos mesmos três substratos, linhas de alta impedância em microfita. A figura 19 ilustra a seção transversal das linhas simuladas.

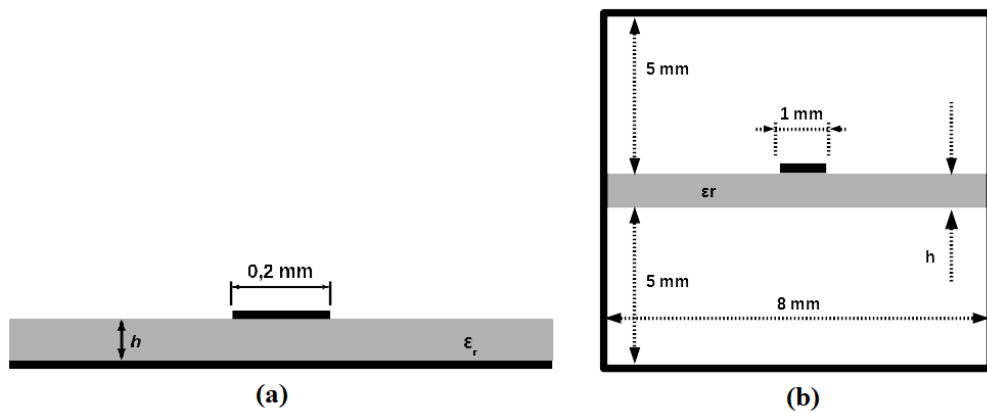


Figura 19 - a) secção transversal da linha de alta impedância em microfita; b) secção transversal da linha de alta impedância em substrato suspenso.

Observa-se que as dimensões físicas destes modelos computacionais não obedecem às mesmas limitações impostas pelo cálculo através das equações (5.1) a (5.14), visto que são limitações apenas das equações e não da simulação computacional eletromagnética, esses limites não foram obedecidos para que fosse possível simular configurações de linha utilizando os substratos disponíveis para este trabalho. A figura 20 apresenta o modelo computacional da linha de alta impedância em substrato suspenso.

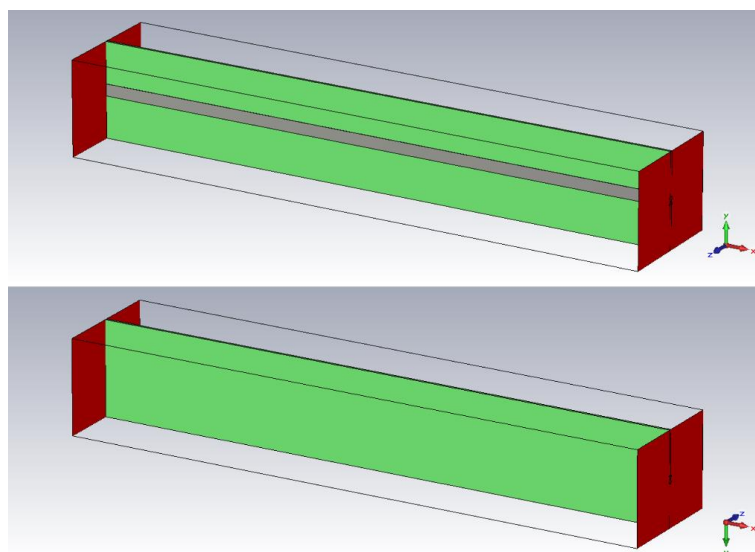


Figura 20 – Modelo computacional de linha de alta impedância em substrato suspenso.

Tabela 2 – Linhas de transmissão de alta impedância simuladas.

Linhas de alta impedância em Microfita convencional				
	ϵ_r	h (mm)	w (mm)	Z_{sim} (Ω)
Linha 5	3,38	0,2032	0,2	75,8
Linha 6	2,55	0,762	0,2	145,5
Linha 7	10,2	0,635	0,2	75,3
Linhas de alta impedância em Substrato Suspenso				
	ϵ_r	h (mm)	w (mm)	Z_{sim} (Ω)
Linha 8	3,38	0,2032	1	156,8
Linha 9	2,55	0,762	1	147,8
Linha 10	10,2	0,635	1	106,7

Observa-se dos resultados da tabela 2 que, utilizando-se linhas em substrato suspenso, é possível atingir altas impedâncias com linhas muito mais largas em comparação às linhas em microfita que se utilizam dos mesmos substratos. Este efeito é ainda mais evidente quando se faz o uso de substratos mais finos. Nos exemplos apresentados verificou-se que, para uma trilha de 1 mm largura em substrato suspenso, obteve-se impedâncias até duas vezes maiores que as obtidas através de uma trilha de 0,2 mm de largura em microfita implementada no mesmo substrato, comparando-se as linhas 8 e 5. Entre as linhas 10 e 7 observamos um aumento de 42 % no valor da impedância quando utilizada a linha em substrato suspenso, mesmo com largura de 1 mm, cinco vezes mais larga que a linha em microfita.

5.1.2 Implementação de linhas de baixa impedância

Na implementação de linhas de baixa impedância utilizando substrato suspenso foi mantida a camada de condutor elétrico que desempenha o papel de plano-terra, ao contrário do que foi feito nos modelos de alta impedância, conforme

mostra a figura 21. Desta maneira, as configurações de linha de transmissão de baixa impedância, neste trabalho, são muito semelhantes às implementações de linhas em microfita, com a diferença da presença de paredes condutoras ao redor das linhas de substrato suspenso, a tabela 3 mostra que os resultados são muito semelhantes, conforme o esperado.

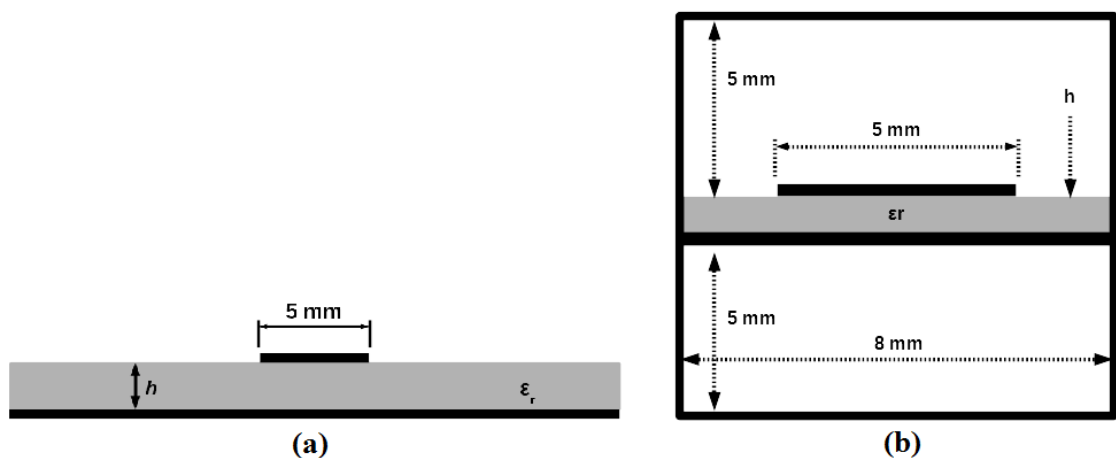


Figura 21 – (a) seção transversal da linha de baixa impedância em microfita; (b) seção transversal da linha de baixa impedância em substrato suspenso.

A figura 22 mostra os modelos utilizados para simular as impedâncias das linhas em substrato suspenso. Ressalta-se que as paredes condutoras das linhas de substrato suspenso são as condições de contorno do domínio computacional (PEC). Os modelos de linhas em microfita utilizam-se de condições de contorno de espaço aberto, ou ainda, PECs distanciadas o suficiente para não influenciar a impedância destas linhas de transmissão, com exceção da condição de contorno inferior, que se trata de uma PEC em contato com o plano-terra.

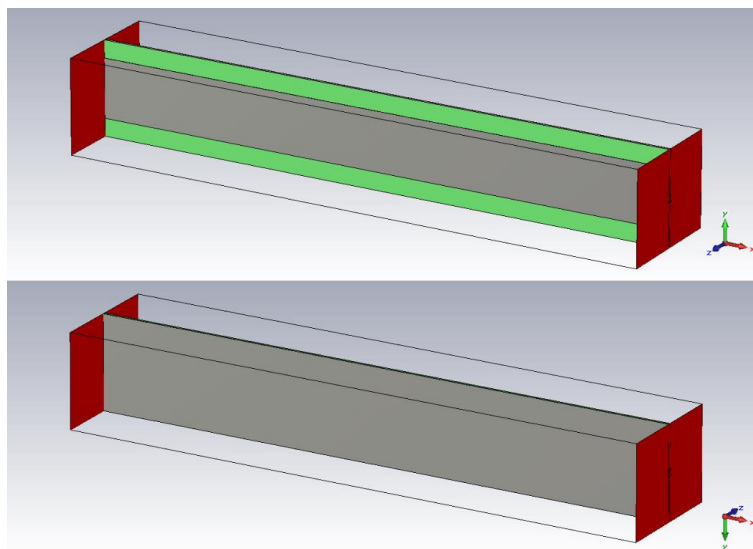


Figura 22 - Modelo computacional de linha de baixa impedância.

Tabela 3 - Linhas de transmissão de baixa impedância simuladas.

Linhas de baixa impedância em Microfita				
	ϵ_r	h (mm)	w (mm)	Z_{sim} (Ω)
Linha 11	3,38	0,2032	5	7,1
Linha 12	2,55	0,762	5	27,3
Linha 13	10,2	0,635	5	12,1
Linhas de baixa impedância em Substrato Suspenso				
	ϵ_r	h (mm)	w (mm)	Z_{sim} (Ω)
Linha 14	3,38	0,2032	5	7,4
Linha 15	2,55	0,762	5	25,5
Linha 16	10,2	0,635	5	11,6

Observa-se na tabela 3 que as baixas impedâncias obtidas das simulações do modelo da figura 22 apresentam valores muito próximos aos obtidos do modelo de microfita convencional. Isto mostra que a presença do plano-terra nestes segmentos de linha de transmissão equivale à implementação de linhas em microfita.

5.1.3 Perda de inserção

Para a análise das perdas de inserção obtidas em substrato suspenso em comparação com linhas em microfita foram simuladas linhas de baixa impedância, de alta impedância e na impedância característica do filtro, 50 Ω . Para isso utilizou-se, nos modelos computacionais tridimensionais, o substrato de constante dielétrica $\epsilon_r = 3,38$ e espessura $h = 0,2032$ mm, o Arlon 25N, com as propriedades dadas pela tabela 4. A condutividade elétrica utilizada para o cobre foi $\sigma = 5,8 \times 10^7$ S/m.

Os modelos utilizados das linhas de alta impedância e de baixa impedância nesta análise apresentam as mesmas características e dimensões dos modelos utilizados nas seções 5.1.1 e 5.1.2, respectivamente. Os modelos de linhas de 50 Ω foram obtidos através do redimensionamento das larguras das trilhas dos modelos alta impedância, desta maneira o modelo de substrato suspenso não conta com o plano-terra utilizado nos modelos de baixa impedância.

Conforme visto no início do capítulo, tendo fixado as características do substrato (constante dielétrica e espessura do substrato), a impedância de uma linha em substrato não depende somente da largura da trilha, mas também das distâncias das paredes condutoras. Essa característica permite obter diferentes configurações de linha em substrato suspenso que apresentem a mesma impedância.

Foram simuladas quatro diferentes configurações de linhas de 50 Ω . A figura 23 ilustra as seções transversais de uma destas linhas (linha 18) de transmissão em substrato suspenso. O comprimento elétrico dos trechos de linha simulados é de meia onda guiada na frequência de 1,5 GHz.

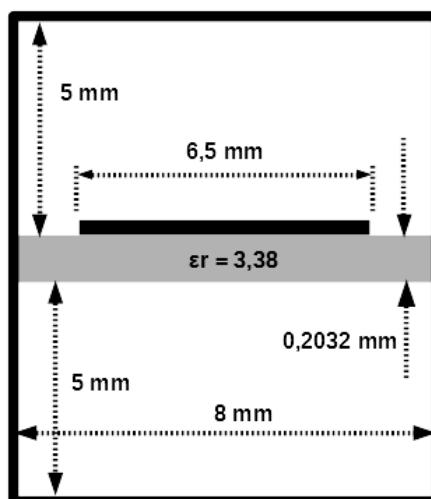


Figura 23 - Secção transversal linha de 50 Ω em substrato suspenso.

Tabela 4 - Propriedades do substrato ARLON 25N [18].

Parâmetro	Valor
Constante dielétrica	$\epsilon_r = 3,38$
Espessura	0,2032 mm
Fator de dissipação (tangente de perdas)	$\delta = 2,5 \times 10^{-3} (@ 10 \text{ GHz})$
Condutividade térmica	0,45 W. m ⁻¹ . K ⁻¹

Tabela 5 - Perdas de inserção das linhas de transmissão simuladas.

Linhas em Substrato suspenso			
	w (mm)	Z (Ω)	S21 (dB)
Linha 17	1,0	156,8	-0,019
Linha 18	6,5	49,7	-0,018
Linha 19	3,75	50,1	-0,023
Linha 20	1,5	49,9	-0,052
Linha 21	0,69	50,2	-0,088

Linhas em microfita convencional			
	w (mm)	Z (Ω)	S21 (dB)
Linha 22	0,2	75,4	-0,126
Linha 23	0,44	49,6	-0,115

Observa-se na tabela 5 que, das linhas em substrato suspenso, as linhas de alta impedância e de 50 Ω (linhas 17 a 21) apresentam perdas de inserção até 0,1 dB menor que as linhas em microfita convencional (linhas 22 e 23). Essa constatação é importante principalmente em relação à implementação de indutores para filtros de baixa perda de inserção, que fazem uso de linhas de alta impedância.

Comparando-se as perdas de inserção observadas nas linhas de 50 Ω (linhas 18 a 21 e 23, destacadas na tabela 5 com preenchimento em cinza) conclui-se que, para a frequência de 1,5 GHz, a largura da trilha desempenhada um importante papel visto que quanto mais estreita a trilha, maiores as perdas de inserção, o que conduz à conclusão da maior parte das perdas ocorrerem no metal. A simulação do modelo da linha 18 ($w = 6,5$ mm e $Z = 50$ Ω) até a frequência de 10 GHz fornece resultados das perdas em cada um dos materiais que compõem o modelo.

A figura 24 mostra que, nesta configuração de linha, para frequências abaixo de 7 GHz, as perdas ôhmicas no metal são maiores que as perdas no dielétrico, a partir desta frequência as perdas no dielétrico tornam-se iguais ou maiores que as perdas ôhmicas.

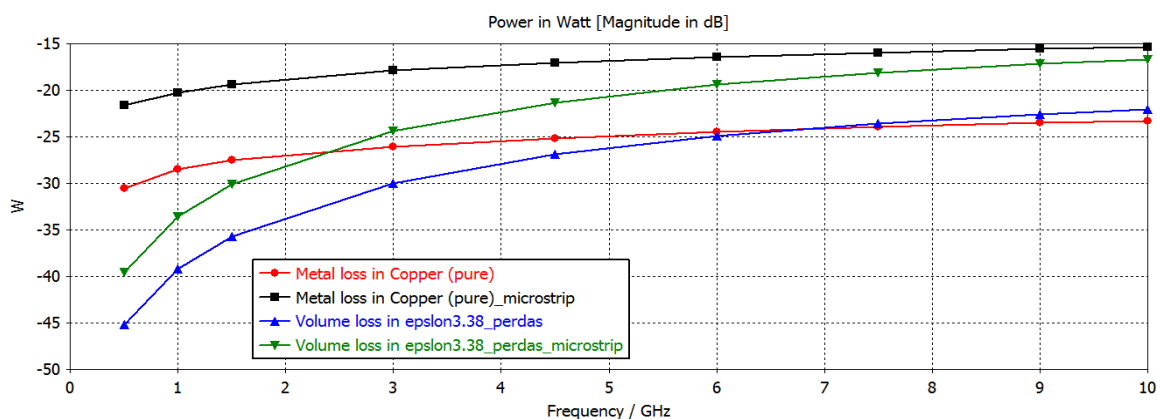


Figura 24 – Perdas por material nas linhas em microfita e substrato suspenso.

5.2 LINHA DE ALTA IMPEDÂNCIA MODIFICADA

Para a comparação de distribuição de corrente superficial e aumento de temperatura, foram simulados dois modelos de indutores implementados em microfita em substrato suspenso, um sem fio e um com fio, ambos apresentando indutâncias equivalentes, largura de trilha de 1 mm e espessura do cobre de 0,070mm (2 oz/ft²). A excitação simulada de cada um dos modelos de indutores foi configurada com valor de potência que resulta em corrente equivalente à corrente que flui por um filtro de impedância característica de 50 Ω quando este é excitado por um sinal de potência média de 100 W.

Os modelos foram simulados utilizando o solver térmico para regime permanente do recurso Multiphysics do CST Studio Suite, numa simulação unidirecional, ou seja, a potência dissipada da simulação eletromagnética foi utilizada como fonte de potência para a simulação térmica. A condição de contorno utilizada foi de espaço aberto, com propriedades térmicas do ar, com exceção de uma das faces, que foi configurada como uma isoterma com temperatura de 300 K, simulando o contato da blindagem do indutor com a fixação mecânica em temperatura constante.

As figuras 25 e 26 mostram as distribuições de corrente superficial dos dois modelos de indutores e as figuras 27 e 28 mostram a distribuição de temperatura dos dois modelos.

Observa-se que o modelo de indutor sem fio apresenta correntes superficiais com valores que variam de 25 a 35 A/m na maior parte de sua superfície, chegando a atingir 64 A/m em alguns pontos. Enquanto o indutor equivalente com fio apresenta uma distribuição mais uniforme, de aproximadamente 17 A/m ao longo de sua superfície, chegando a atingir 28 A/m em alguns pontos. As figuras mostram um aumento de temperatura de 96 K no indutor sem fio, enquanto o modelo com fio apresentou um aumento de temperatura de 52 K. É importante ressaltar que estas simulações são válidas para comparar o aumento de temperatura entre os dois tipos de linha, as simulações não têm como objetivo estimar o valor absoluto de temperatura quando em operação em alta potência.

Conclui-se que, para redução da temperatura máxima em condição de alta potência, a modificação implementada no modelo de linha de alta impedância mostra-se eficaz. Esta modificação se mostrou vantajosa em relação a uma trilha comum mais larga, visto que para obter uma linha de transmissão equivalente desta maneira a trilha necessitaria ter uma largura de aproximadamente 2,4 mm, o que poderia dificultar a adequação do o filtro às dimensões e geometria necessárias.

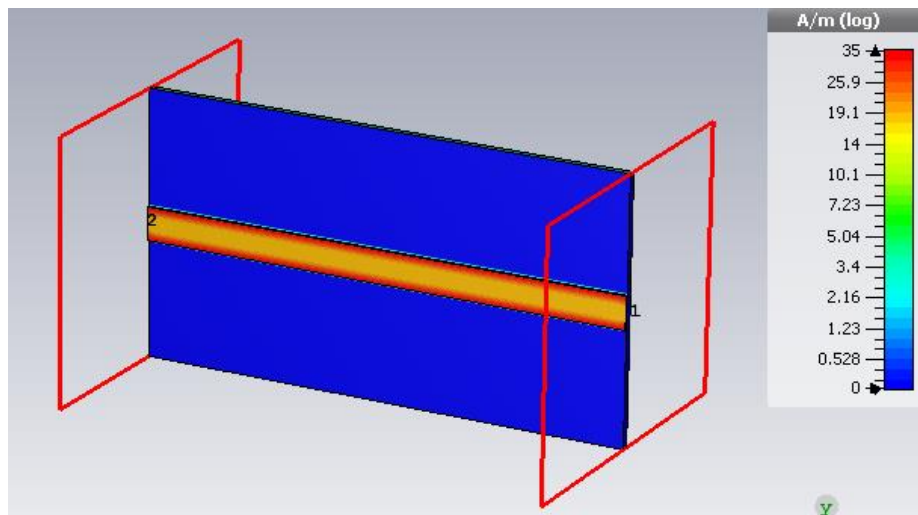


Figura 25 – Distribuição de corrente superficial do indutor sem fio.

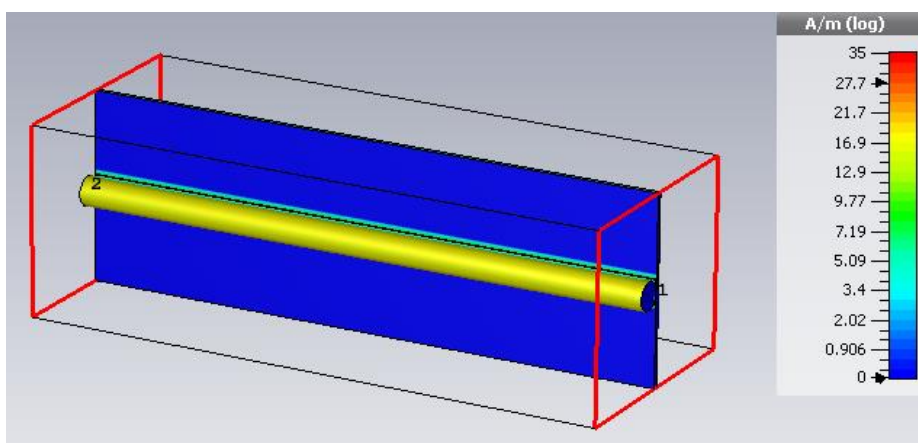


Figura 26 – Distribuição de corrente superficial do indutor com fio.

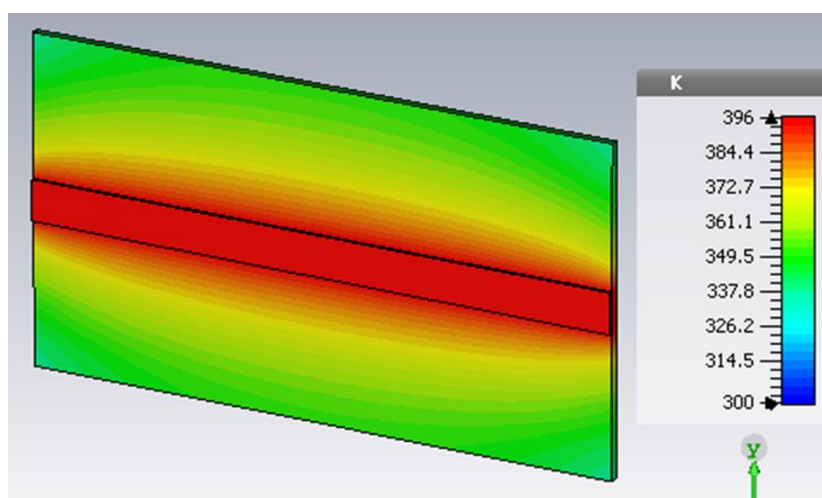


Figura 27 – Distribuição de temperatura do indutor sem fio.

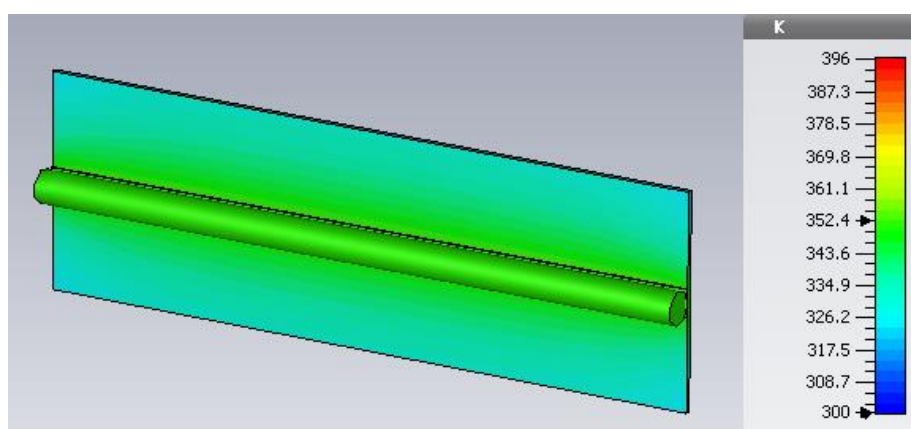


Figura 28 – Distribuição de temperatura do indutor com fio.

6 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES EM PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS

Conforme as conclusões resultantes das comparações do capítulo 5, optou-se por se utilizar de linhas de substrato suspenso modificadas, ou seja, com a adição do fio. Primeiramente foram calculados e simulados cada componente isoladamente, com o intuito de encontrar as dimensões nas quais estes componentes apresentassem a impedância mais próxima possível do modelo teórico na frequência central de operação do filtro. O substrato dielétrico utilizado neste projeto foi o Arlon 25N que apresenta as propriedades principais da tabela 4. Nos modelos utilizados para dimensionar os capacitores e indutores foram desconsideradas as perdas ôhmicas e dielétricas.

6.1 CAPACITORES

O modelo computacional inicialmente utilizado para dimensionar os capacitores do filtro consiste num segmento de linha de transmissão de substrato suspenso de 50Ω sob o qual, num trecho central de comprimento limitado, está presente um plano-terra no lado oposto do substrato, formando assim um trecho de linha de baixa impedância, conforme apresentado na seção 5.1.2, isto é, num trecho deste segmento de linha em substrato suspenso, é implementado uma linha em microfita convencional com a presença de paredes laterais.

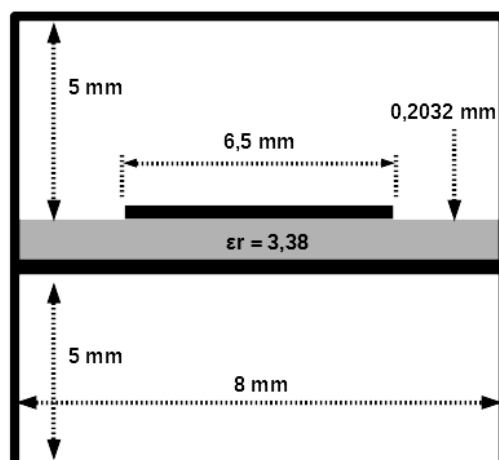


Figura 29 - Seção transversal dos capacitores em substrato suspenso.

A figura 29 ilustra a seção transversal do trecho de linha de transmissão de baixa impedância equivalente ao capacitor. A trilha tem largura de 6,5 mm e o guia formado pelas condições de contorno PEC do domínio computacional tem 8 mm de largura, o que resulta numa impedância de 50Ω nos trechos sem plano-terra. No trecho com plano-terra na face oposta do substrato, a impedância resultante é de $5,8 \Omega$.

Após a construção do modelo computacional inicial do capacitor em elemento distribuído, foram feitas simulações com uma varredura paramétrica do comprimento do plano-terra, isto é, mantendo-se constantes as demais dimensões da linha e variando-se o comprimento do plano-terra na face inferior do substrato. Desta maneira, conforme aumenta-se o comprimento do trecho de linha de transmissão de baixa impedância, aumenta-se o valor da capacitância (obedecendo à condição de que este trecho de linha de baixa impedância continue sendo curto eletricamente para a aplicação das aproximações apresentadas na seção 3.1.1).

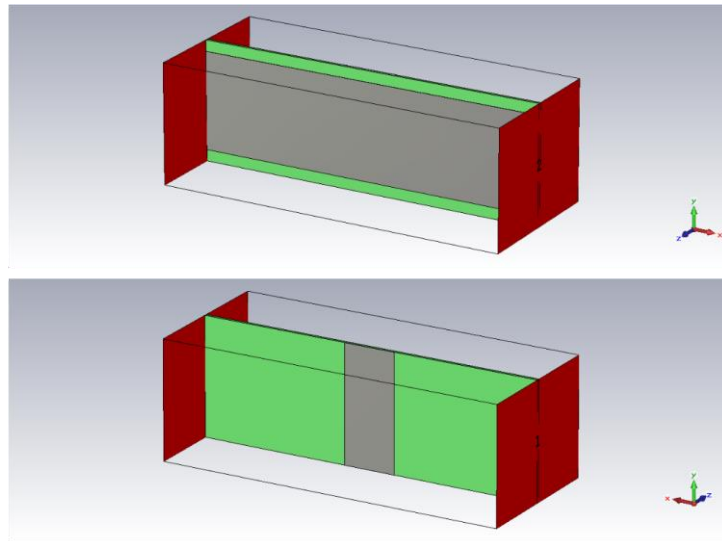


Figura 30 - Modelo computacional de capacitor em substrato suspenso.

Como exemplo, é apresentado o resultado do dimensionamento de um capacitor em substrato suspenso dimensionado para ter uma capacitância de 4,0 pF na frequência de 1,5 GHz, mostrado na figura 30. O resultado obtido é apresentado na carta de Smith de admitâncias, comparando com a admitância fornecida por um capacitor ideal e com um capacitor modelado em microfita com o mesmo substrato, cujo modelo é mostrado na figura 31. O capacitor implementado em microfita consiste num capacitor com largura de 6,5 mm, igual à largura da trilha de 50 Ω em substrato suspenso, excitado por segmentos de linhas de 50 Ω .

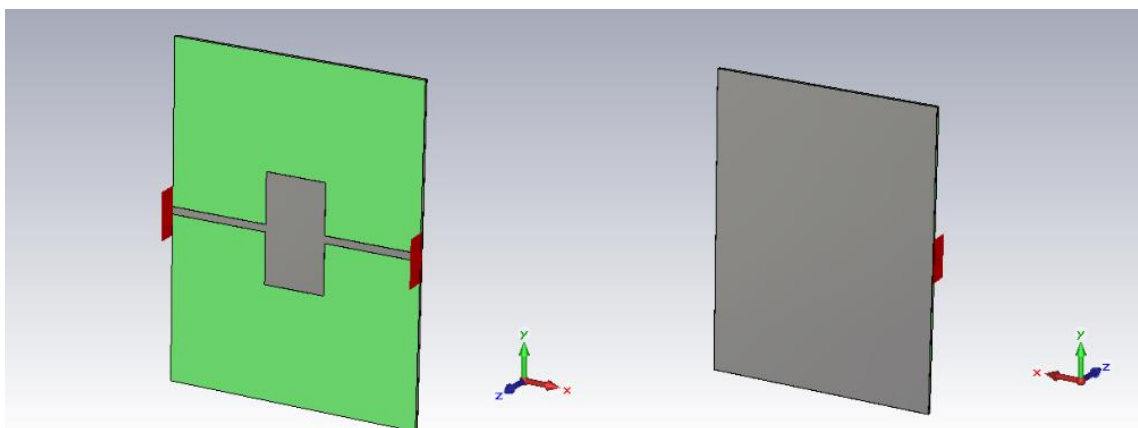


Figura 31 - Modelo computacional de capacitor em microfita.

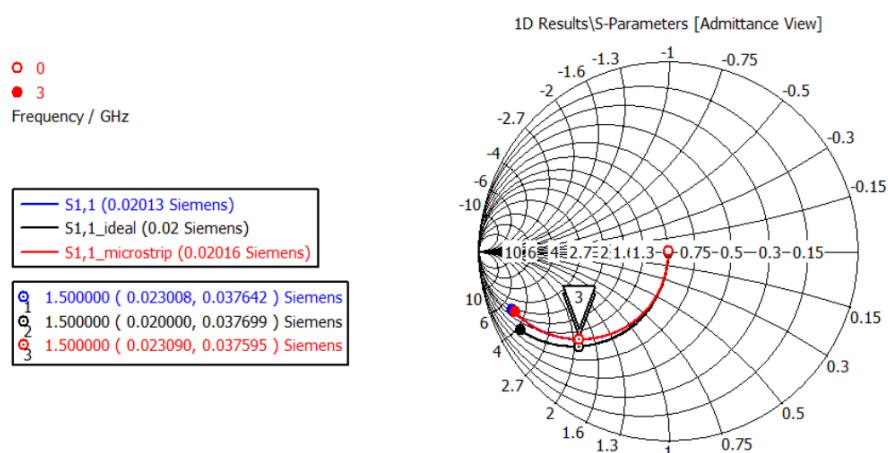


Figura 32 - Parâmetros S (reflexão) dos capacitores em linha de transmissão.

Tabela 6 - Características dos capacitores simulados.

Tipo de Linha	Comprimento	Largura (mm)	Área (mm ²)	C (pF)
Substrato Suspenso	3,52	6,5	22,88	3,99
Microfita	3,58	6,5	22,75	3,99

Conforme esperado, pode ser visto na tabela 6 que os capacitores em microfita e em substrato suspenso apresentam dimensões muito próximas, visto que a implementação de capacitores em substrato suspenso, neste trabalho, consiste na adição de um trecho de plano-terra, tornando este trecho do circuito um segmento de microfita de baixa impedância.

6.2 INDUTORES

Os indutores foram modelados como linhas em substrato suspenso de alta impedância, para isso foram modeladas linhas estreitas excitadas por trechos de linhas de 50 Ω que, por sua vez, são excitadas por portas casadas de guias de onda.

A figura 33 ilustra a secção transversal do trecho de linha de alta impedância em substrato suspenso.

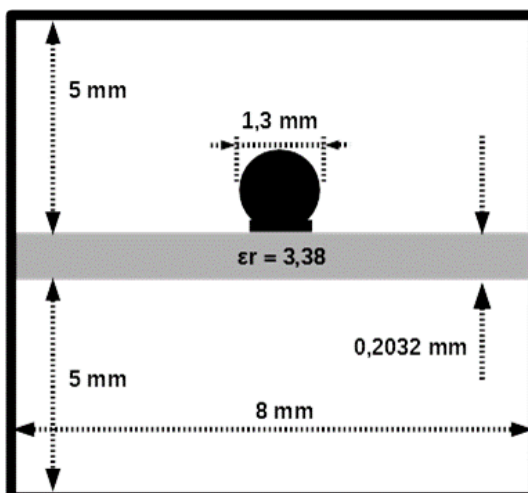


Figura 33 - Secção transversal dos indutores em substrato suspenso.

Como exemplo, a figura 36 mostra o resultado da simulação do indutor que apresenta um valor de indutância de 4 nH em 1,5 GHz. O resultado é comparado com o comportamento de um indutor ideal de mesma indutância. É possível observar que a indutância do modelo de indutor em linha de transmissão de alta impedância se afasta da indutância de um indutor ideal com o aumento da frequência. Este comportamento se deve ao comprimento elétrico dos indutores implementados em parâmetros distribuídos, conforme mostrado nas comparações feitas na seção 3.1.1.

Através dos modelos simulados observa-se que a significativa diferença entre as dimensões do indutor modelado em substrato suspenso em relação ao indutor modelado em microfita, mostrados nas figuras 34 e 35, respectivamente. O indutor em microfita necessita de aproximadamente 116% do comprimento que o indutor em substrato suspenso com fio necessita para fornecer a mesma indutância, além disso o indutor em microfita necessita de uma largura de trilha de 0,15 mm, o que aumenta a complexidade de fabricação e limita a potência elétrica conduzida a valores muito menores. A tabela 7 lista as dimensões dos indutores simulados.

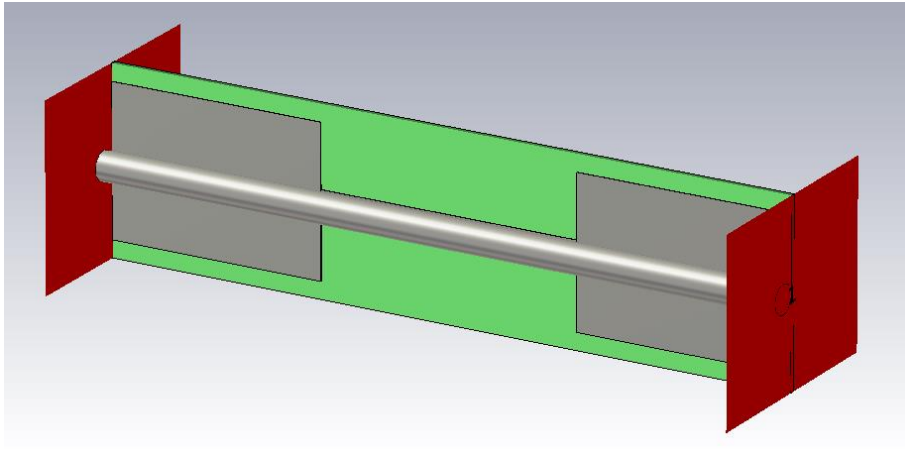


Figura 34 - Modelo computacional de indutor em substrato suspenso (com fio).

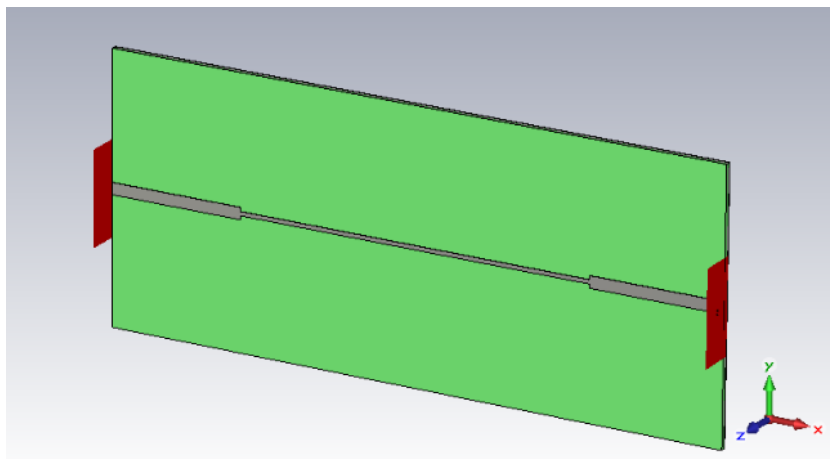


Figura 35 - Modelo computacional de indutor em microfita.

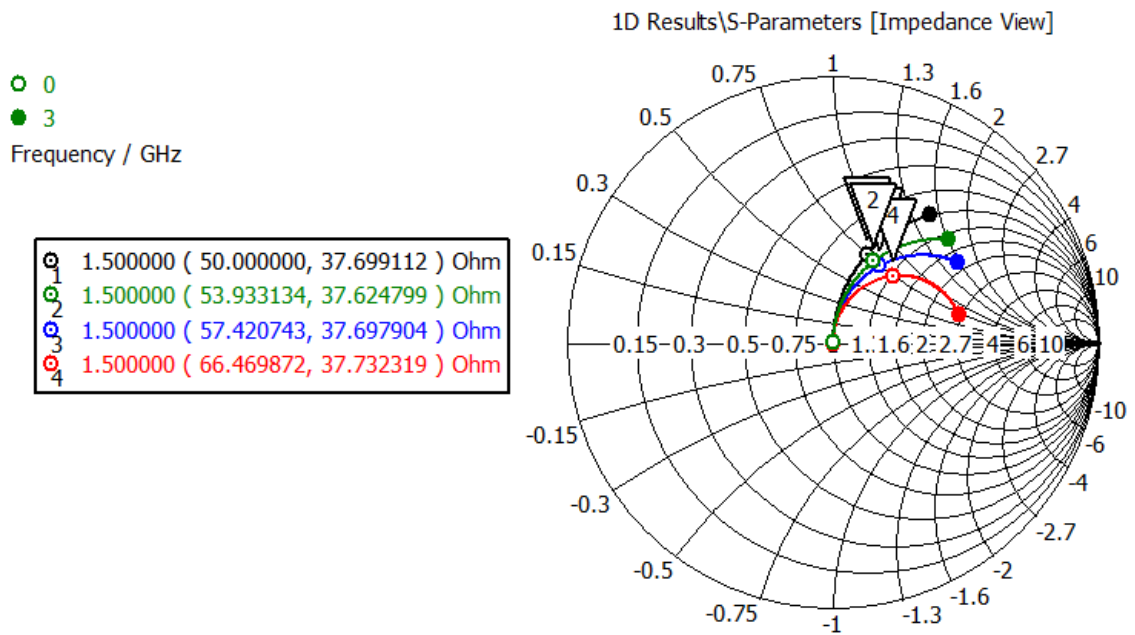


Figura 36 - Parâmetros S (reflexão) dos indutores em substrato suspenso com fio (azul), sem fio (verde), microfita (vermelho) e indutor ideal (preto).

Tabela 7 - Características dos indutores simulados.

Tipo de linha	Largura (mm)	Comprimento	Indutância (nH)
Indutor SSL com	1 + fio	11,6	4,0
Indutor SSL sem	1	7	4,0
Indutor microfita	0,15	13,5	4,0

7 PRIMEIRO ESTÁGIO DO FILTRO

O início do projeto do filtro concentrou-se em encontrar um modelo de circuito adequado do filtro, composto por capacitores e indutores ideais, como ponto de partida para sua implementação em um modelo computacional tridimensional inicial de componentes de parâmetros distribuídos para futuros ajustes e modificações. Partiu-se dos requisitos técnicos do filtro para o desenvolvimento do trabalho. Estes requisitos foram pré-definidos pelo projeto sistêmico do transceptor no qual o filtro será utilizado. A tabela 8 apresenta estes requisitos.

Tabela 8 - Requisitos do projeto do filtro.

Requisito	Valor	Observação
Atenuação	≥ 40 dB a partir do 2º harmônico ≥ 60 dB no 3º harmônico	Desejável ≥ 40 dB até 10º harmônico
Perda de inserção	$\leq 0,5$ dB	Desejável $\leq 0,35$ dB
Perda de retorno	VSWR $\leq 1.35:1$ (equivalente a $S_{11} \leq -16,5$ dB)	Desejável $S_{11} \leq -20$ dB
Potência de operação	500 W pico/ 50 W média Pulsado, 10% de ciclo de trabalho	Desejável 1000 W pico/ 100 W média
Dimensões	$0,22 \lambda_0 \times 0,22 \lambda_0$ (máximas)	λ_0 = comprimento de onda da frequência central no vácuo

7.1 MODELO TEÓRICO DO PRIMEIRO ESTÁGIO DO FILTRO

Primeiramente projetou-se um filtro de Chebyshev de maneira que sua frequência de corte apresentasse certa distância na frequência em relação à banda de operação e ainda assim apresentasse uma atenuação que se aproximasse de

40 dB na frequência do segundo harmônico, para posteriormente, se necessário, adicionar tocos para suprimir os segundo e terceiros harmônicos e atingir a atenuação desejada nestas faixas de frequência. O modelo teórico adotado apresenta as seguintes características:

- Resposta: Chebyshev;
- Ondulação na banda passante (*Equal-ripple*): 0,01 dB;
- Frequência de corte: $f_c = 1,2 f_0$; (*fim da faixa de Equal-ripple*)
- Ordem $n = 7$;

A figura 37 ilustra as frequências, normalizadas pela frequência central da banda passante, que definem a banda do filtro e sua frequência de corte neste trabalho.

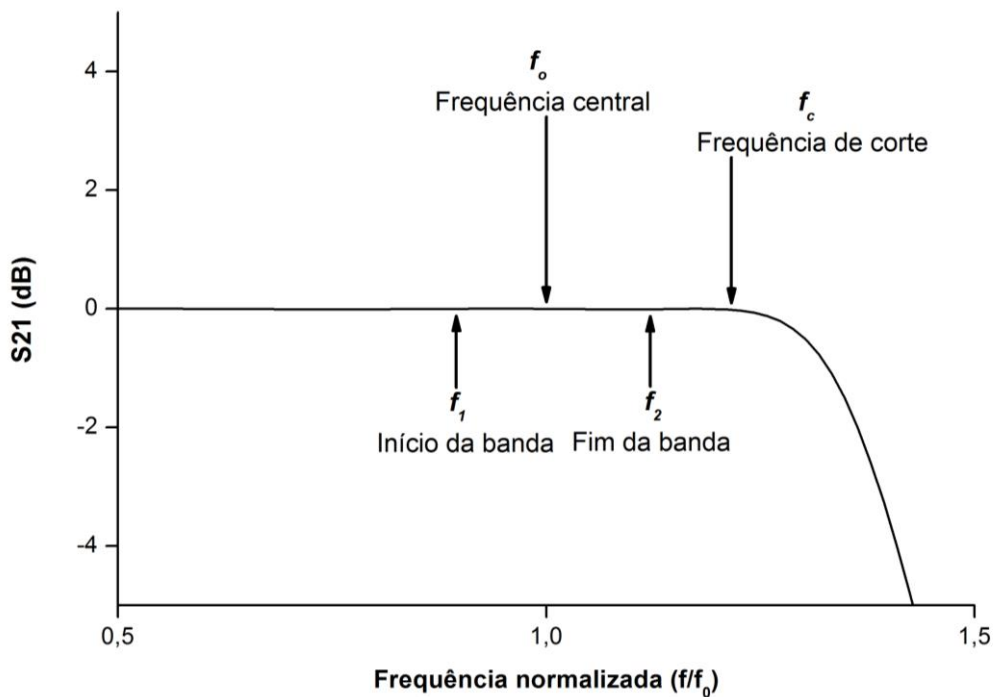


Figura 37- Frequências que definem a banda do filtro e sua frequência de corte.

Usando as equações de (2.13) a (2.12) , obteve-se os seguintes valores para os componentes normalizados:

$$\begin{aligned} g_0 &= 1 \\ g_1 &= g_7 = 0,7969 \\ g_2 &= g_6 = 1,3924 \\ g_3 &= g_5 = 1,7481 \\ g_4 &= 1,6331 \end{aligned}$$

Aplicando os escalonamentos de impedância e frequência dados (2.13), (2.14) e (2.15) por obteve-se

$$\begin{aligned} g_0 &= 50\Omega \\ g_1 &= g_7 = L_1 = L_7 = 39,85/\omega_c \\ g_2 &= g_6 = C_2 = C_6 = 0,02785/\omega_c \\ g_3 &= g_5 = L_3 = L_5 = 87,41/\omega_c \\ g_4 &= C_4 = 0,03266/\omega_c \end{aligned}$$

As figuras 38 e 39 mostram o modelo do circuito simulado e os parâmetros de espalhamento (magnitude em dB) obtidos como resultado, respectivamente.

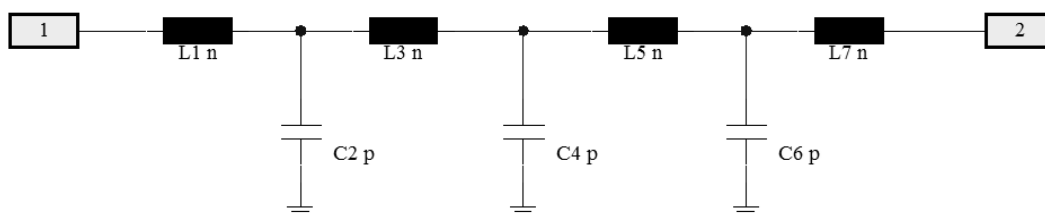


Figura 38 - Circuito teórico do primeiro estágio do filtro.

A escolha do circuito iniciado por indutor em série deve-se à maior facilidade de implementação do circuito na etapa de prototipagem visto que, se iniciado por capacitor em paralelo, cuidados adicionais teriam que ser tomados para evitar que o segmento inicial de linha, sendo este largo, se aproximasse demais das paredes

metálicas na região das bordas dos coaxiais que excitam o filtro, para evitar centelhamento.

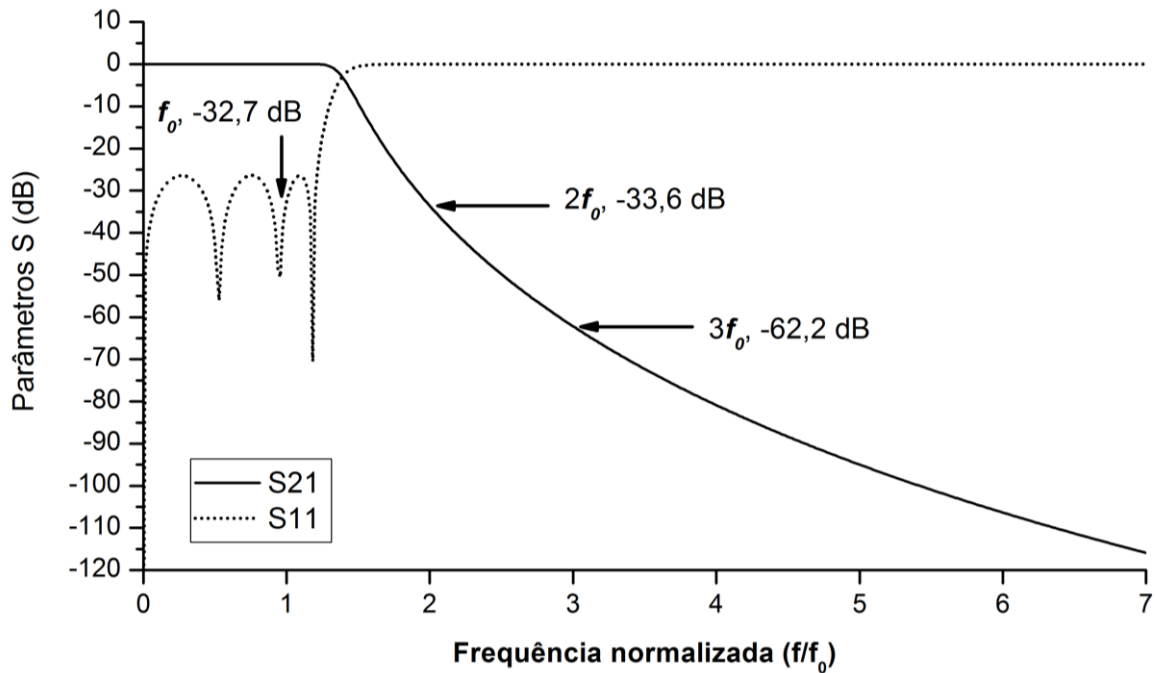


Figura 39- Parâmetros S11 e S21 do filtro teórico.

7.2 MODELO COMPUTACIONAL TRIDIMENSIONAL DO PRIMEIRO ESTÁGIO

7.2.1 Primeiro modelo

O modelo computacional tridimensional do filtro foi concebido utilizando trechos de linha de transmissão coaxial que simulam conectores padrão SMA como entrada e saída do filtro, estes trechos de linha têm como objetivo excitar o circuito e definir a impedância de referência do sistema. Desta maneira, as discontinuidades presentes na propagação de ondas ao longo deste modelo do filtro tornam-se mais próximas do que ocorreria num protótipo de filtro encapsulado por uma blindagem metálica e excitado por conectores SMA com flange, fixados à blindagem.

Adotou-se a estratégia de distanciar minimamente os trechos de linha que compõem os capacitores das paredes metálicas, neste caso, os contornos do domínio

computacional (PEC) utilizados com a função de paredes metálicas, para prevenir que, em sua utilização em altas potências de pico, não ocorresse centelhamento. Foi utilizado o valor mínimo 3 mm.

O filtro foi modelado com as paredes metálicas laterais distanciadas por 12,5 mm e as paredes superior e inferior a 5 mm de distância do substrato, conforme ilustra a figura 40. O material utilizado como substrato foi o Arlon 25N. Na simulação deste modelo foram consideradas as perdas ôhmicas e dielétricas.

As trilhas foram dimensionadas com largura de 6,5 mm para as linhas de baixa impedância e as trilhas de alta impedância foram dimensionadas com 1 mm de largura. Os componentes de parâmetros distribuídos foram dimensionados utilizando a metodologia apresentada no capítulo 6, com o objetivo de obter os valores de reatâncias do modelo teórico. A figura 41 mostra o modelo simulado.

Observa-se nos parâmetros de espalhamento obtidos que a frequência de corte sofreu um deslocamento para um valor mais baixo, este deslocamento se dá principalmente devido ao comportamento de parâmetro distribuído dos componentes. Nesta etapa do trabalho seria possível redimensionar o modelo do filtro para corrigir a frequência de corte, mas como a perda de retorno mostrou-se aceitável (> 20 dB) e a frequência de corte foi deslocada para um valor mais baixo que o valor teórico, aumentando a atenuação do segundo harmônico, decidiu-se por avançar o projeto a partir deste modelo.

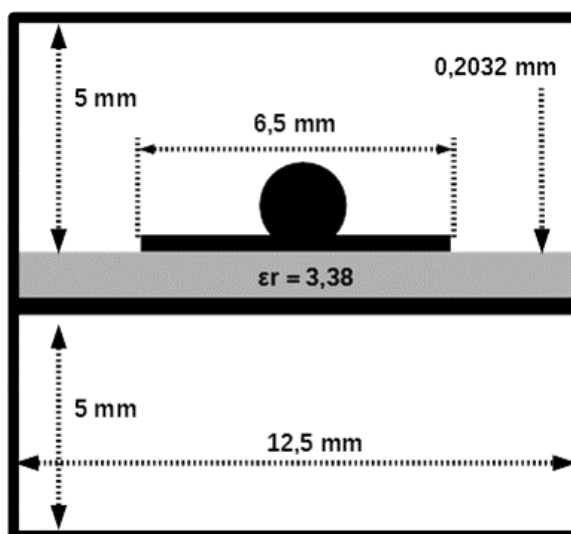


Figura 40 - Secção transversal dos capacitores do modelo computacional do primeiro estágio.

A figura 42 mostra a curva de parâmetro de espalhamento de transmissão (S_{21}) obtida da simulação do modelo computacional. As atenuações dos segundo e terceiro harmônicos mostraram-se satisfatórias, acima de 51 dB e 74 dB, respectivamente. O filtro apresentou dois picos de transmissão em frequências entre o quarto e quinto harmônico. Isto se deve a soma das impedâncias complexas dos componentes do filtro, que acabam por fazer o filtro ressoar nestas frequências. Além disso, não apresentou atenuação satisfatória em frequências acima desta frequência.

A perda de retorno simulada manteve-se entre 23 e 39 dB, conforme apresentado na figura 43. A figura 43 apresenta também a perda de inserção obtida do modelo e nela é possível verificar que a perda de inserção na banda passante é satisfatória ($S_{21} > -0,1dB$), apresentando uma certa margem de segurança em relação ao valor máximo desejado de ($S_{21} > -0,35dB$).

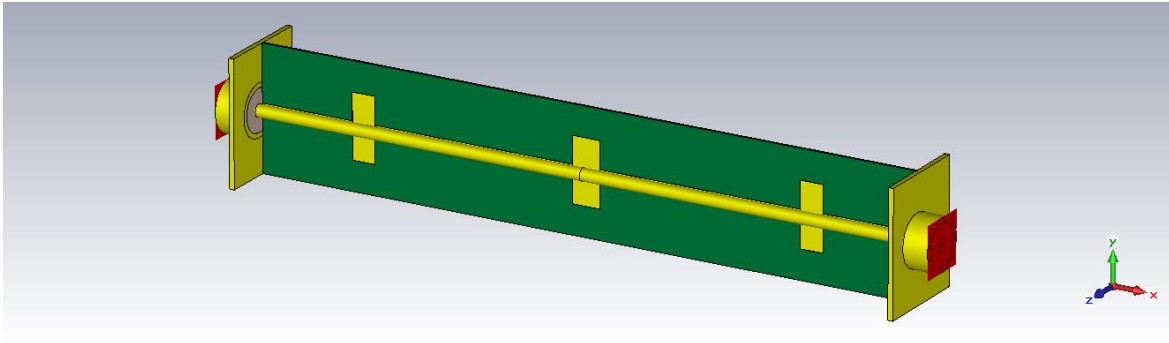


Figura 41 - Modelo computacional do primeiro estágio.

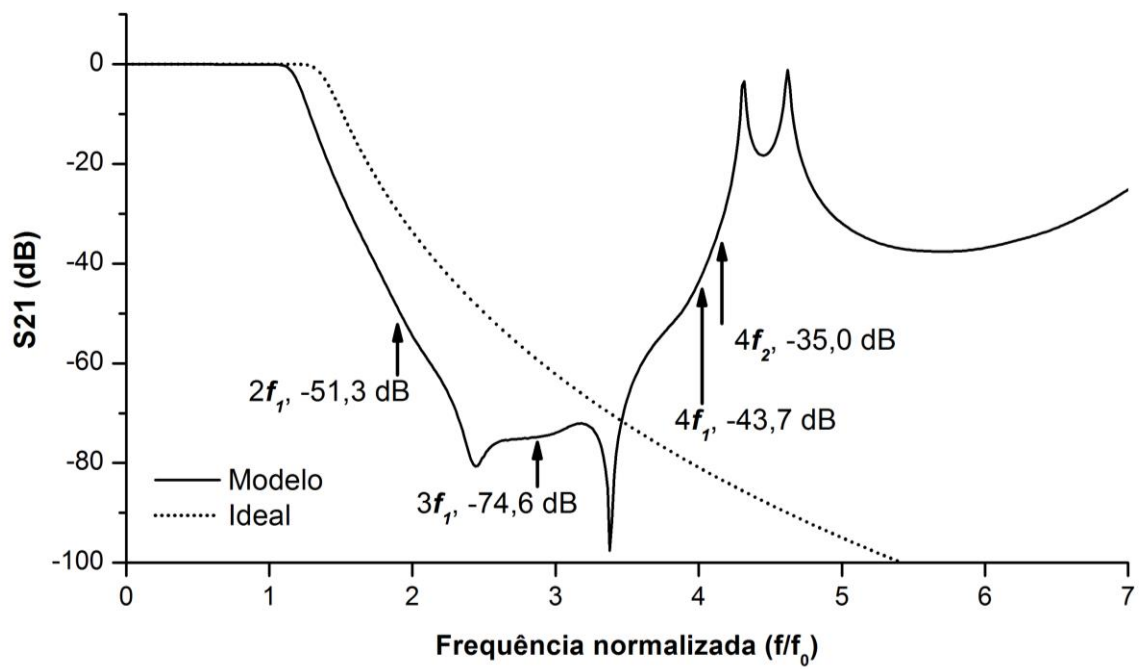


Figura 42 - Parâmetro de espalhamento de transmissão (S21) do modelo computacional do primeiro estágio.

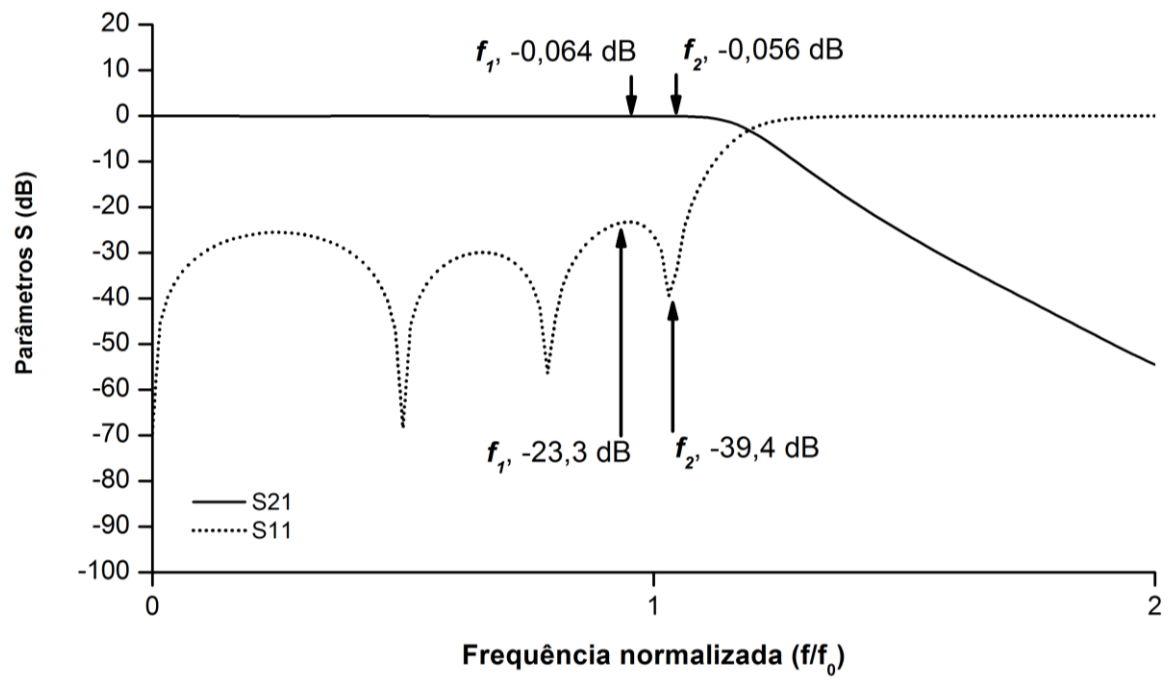


Figura 43 - Perda de inserção (S21) e perda de retorno (S11) do modelo computacional do primeiro estágio.

7.3 REMODELAMENTO DO PRIMEIRO ESTÁGIO

Para satisfazer os requisitos de dimensões físicas descritos na tabela 8, o projeto inicial do primeiro estágio do filtro passou por um remodelamento no qual foram feitas “dobras” para que o modelo apresentasse geometria aproximadamente quadrada, ao invés de uma geometria retangular longilínea, com um dos lados muito mais longos que o outro. Além disso, a fim de suprimir os picos nas frequências ressonantes entre o quarto e o quinto harmônico, a alternativa adotada foi redimensionar fisicamente o primeiro capacitor do filtro, através de varredura paramétrica de suas dimensões, para que seu comprimento elétrico faça com que funcione como um toco em aberto de quarto de onda na frequência cuja supressão é desejada, mantendo a capacitância inicial. O novo modelo é mostrado na figura 44.

Redimensionado o primeiro capacitor do modelo do primeiro estágio foi possível torná-lo mais estreito, o que facilita a “dobra” do filtro e simultaneamente sintonizar a supressão deste do toco formado por ele entre as duas frequências ressonantes do filtro. Redimensionando apenas um capacitor aumenta-se a atenuação destas frequências de pico próximas ao quarto harmônico em mais de 20 dB, conforme mostra a figura 45. Observa-se também que a adição deste toco em aberto de quarto de onda aumentou sensivelmente a atenuação nas frequências acima das ressonâncias, entre 10 dB e 30 dB na faixa que vai do quarto ao sexto harmônico. A perda de retorno deste modelo mostrou-se satisfatória, entre de 20 e 28 dB, conforme mostra a figura 46.

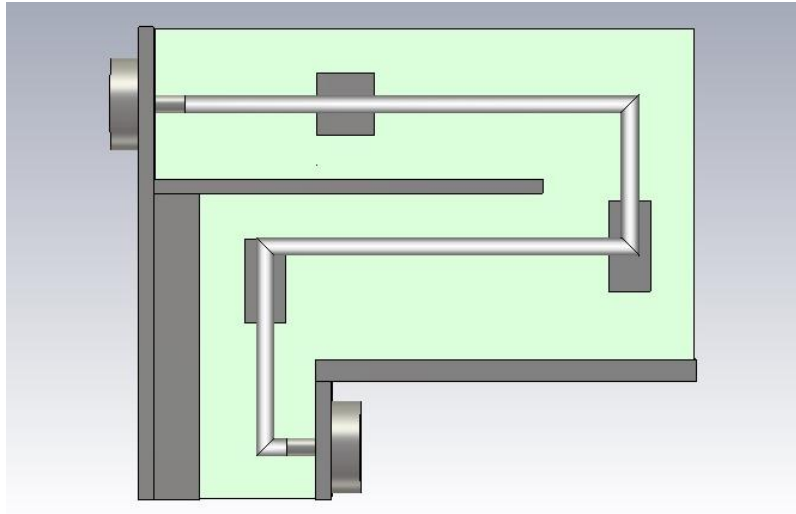


Figura 44 - Modelo computacional do primeiro estágio do filtro remodelado.

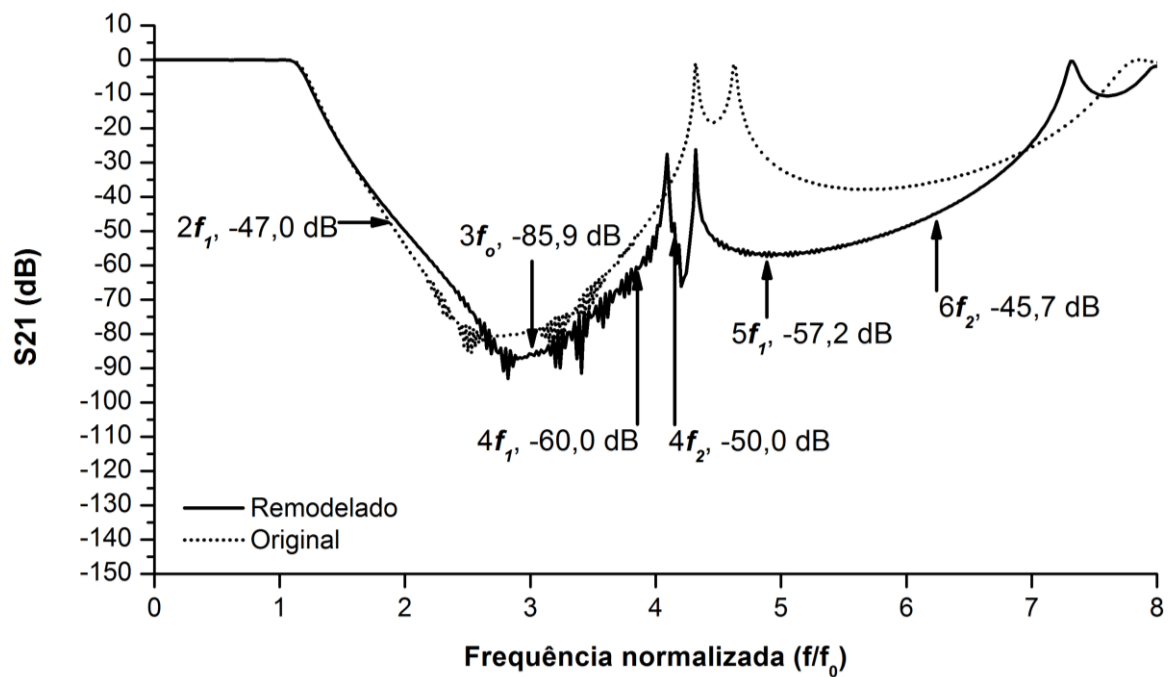


Figura 45 - Parâmetro de espalhamento de transmissão (S_{21}) do primeiro estágio remodelado.

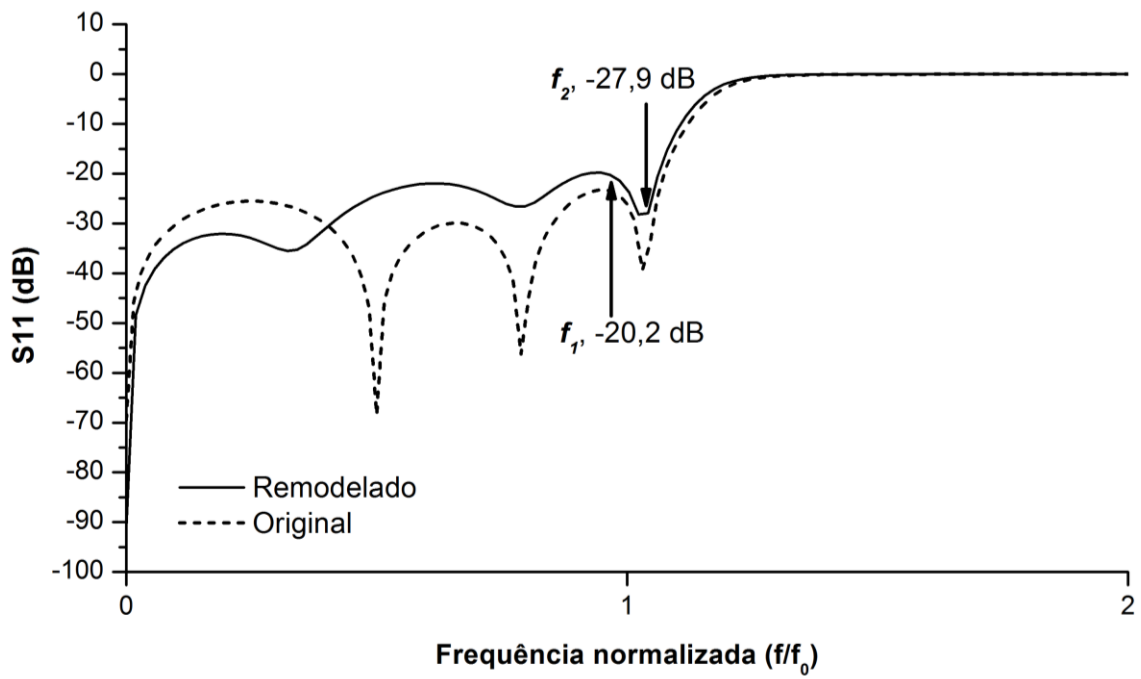


Figura 46 - Perda de retorno do primeiro estágio remodelado.

8 SEGUNDO ESTÁGIO DO FILTRO

O modelo computacional do primeiro estágio do filtro, apresentado na seção 7.3, apresentou resultados satisfatórios em relação à sua perda de retorno na faixa de frequência de operação e na atenuação dos harmônicos desta faixa de frequência até o terceiro harmônico. Os parâmetros mostram também ressonâncias em duas frequências próximas ao quarto e ao quinto harmônico e baixa atenuação ($S_{21} > -40dB$) acima desta frequência.

A estratégia adotada para suprimir as ressonâncias e estender a atenuação do filtro às frequências mais altas foi de implementar um segundo filtro, o segundo estágio, cujos componentes são dimensionados para uma frequência de corte mais alta. Desta maneira os componentes em parâmetros distribuídos que compõem o filtro fazem com que o circuito se comporte como um filtro passa-baixa até frequências mais altas.

8.1 MODELO TEÓRICO DO SEGUNDO ESTÁGIO DO FILTRO

Os modelos computacionais do filtro apresentados neste texto até agora deixam claro que as características das estruturas simuladas (componentes em parâmetros distribuídos) impedem que o dispositivo continue eficiente na atenuação de altas frequências, acima do sétimo harmônico. Para mitigar esta característica indesejável adotou-se a estratégia de projetar um segundo filtro sintonizado numa frequência mais alta, desta maneira seus componentes, além de aumentar a atenuação de picos ressonantes, continuariam a se comportar de maneira adequada em frequências mais altas.

O modelo teórico do filtro chamado de segundo estágio apresenta as seguintes características:

- Chebyshev
- Ondulação na banda passante (*equal-ripple*) de 0,01 dB

- Frequência de corte = $2,5fc$ (onde fc é a frequência de corte do filtro teórico do 1º estágio)
- Ordem $n = 5$

Usando as equações de (2.5) a (2.12), obteve-se os seguintes valores para os componentes normalizados:

$$\begin{aligned}g_0 &= 1 \\g_1 &= g_5 = 0,7563 \\g_2 &= g_4 = 1,3049 \\g_3 &= 1,5773\end{aligned}$$

Aplicando os escalonamentos de impedância e frequência dados (2.13), (2.14) e (2.15) por obteve-se

$$\begin{aligned}g_0 &= 50\Omega \\g_1 &= g_5 = L_1 = L_5 = 15,13/\omega_c \\g_2 &= g_4 = C_2 = C_4 = 0,01044/\omega_c \\g_3 &= L_3 = 31,55/\omega_c\end{aligned}$$

A figura 47 mostra o circuito simulado e a figura 48 mostra o parâmetro de espalhamento de transmissão com destaque para os harmônicos da frequência central de operação, do quinto ao oitavo.

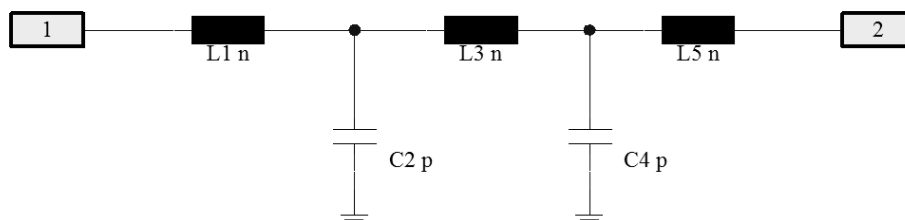


Figura 47 - Modelo teórico simulado do segundo estágio do filtro.

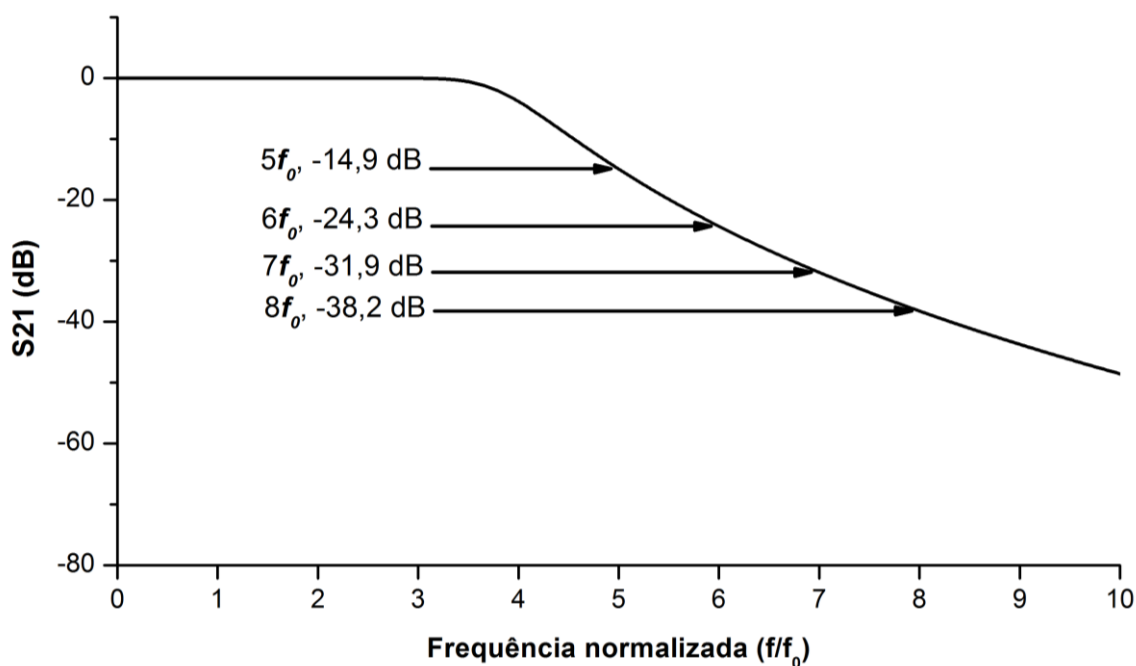


Figura 48 - Curva de parâmetro de espalhamento de transmissão (S21) do modelo teórico do segundo estágio.

8.2 MODELO COMPUTACIONAL DO SEGUNDO ESTÁGIO DO FILTRO

Os componentes do modelo computacional do segundo estágio do filtro foram dimensionados de maneira análoga à metodologia utilizada para o dimensionamento dos componentes do primeiro estágio, a figura 49 mostra o modelo simulado.

A fim de verificar a perda de inserção ocasionada pelo segundo estágio do filtro, simulou-se o modelo computacional considerando as perdas ôhmicas e dielétricas ocorridas nos materiais que compõem o filtro. Utilizou-se no modelo o cobre como material condutor o Arlon 25N como substrato dielétrico com a tangente de perdas informada na tabela 4.

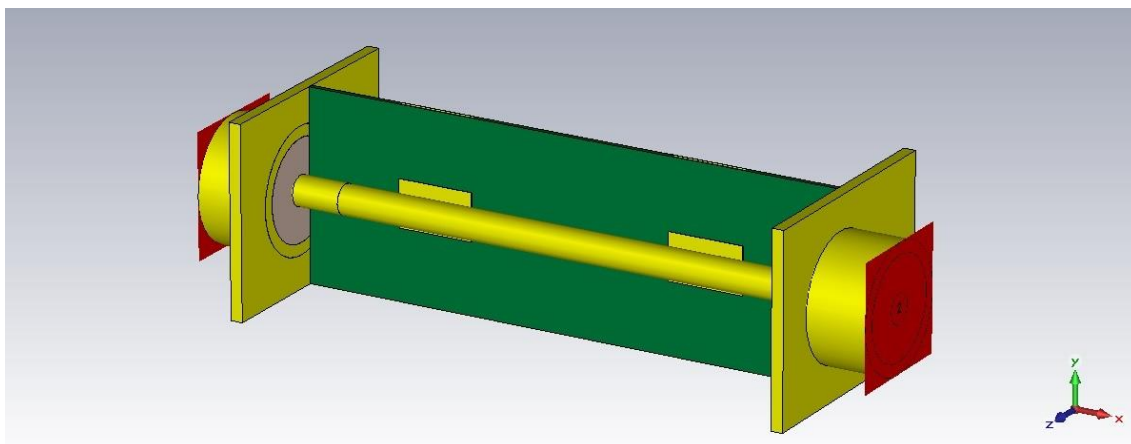


Figura 49 - Modelo computacional do 2o estágio do filtro.

A figura 50 apresenta a curva na frequência do parâmetro de espalhamento de transmissão (S_{21}) do modelo computacional 3D. As atenuações simuladas foram maiores ou iguais a 20 dB, 33 dB, 46 dB e 60 dB, para o quarto, quinto, sexto e sétimo harmônico, respectivamente. A atenuação deste modelo do segundo estágio do filtro apresentou resultados satisfatórios, com a ressalva da presença de uma ressonância próxima ao nono harmônico.

A figura 51 apresenta o parâmetro S_{21} obtido deste modelo na banda passante do filtro, observa-se que a perda de inserção na frequência central de operação é menor que 0,02 dB, praticamente desprezível em comparação aos 0,35 dB dos requisitos iniciais. Além disso, a perda de retorno apresentou valores superiores a 32,7 dB na banda, mostrando um ótimo casamento de impedância.

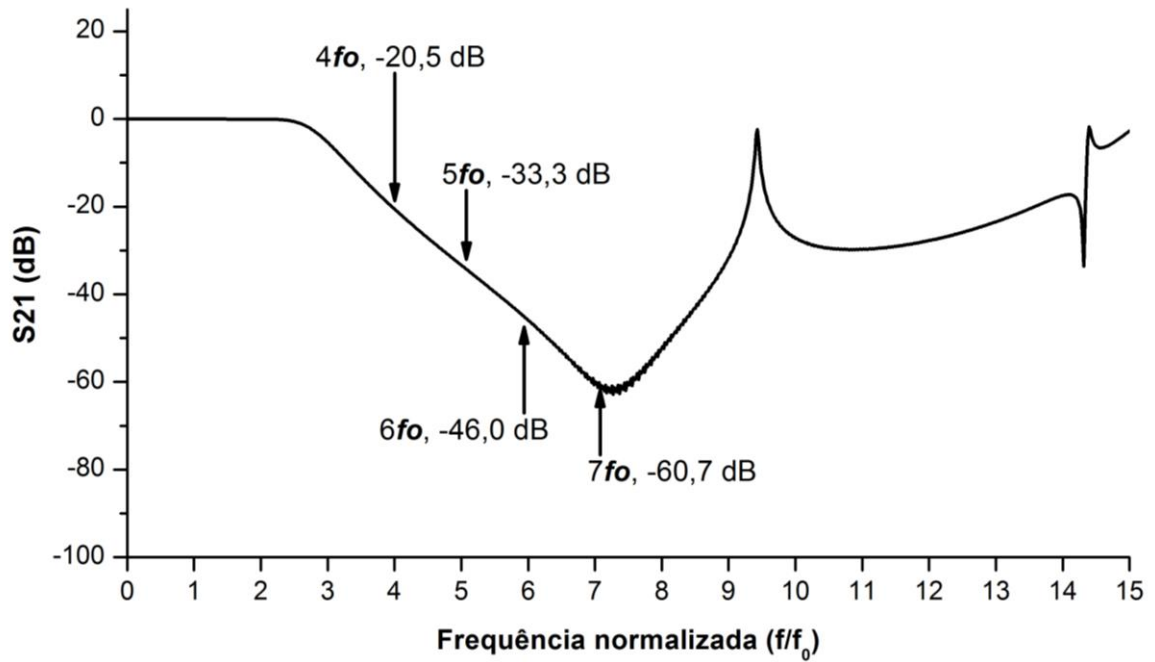


Figura 50- Parâmetro de espalhamento de transmissão (S_{21}) do modelo do segundo estágio.

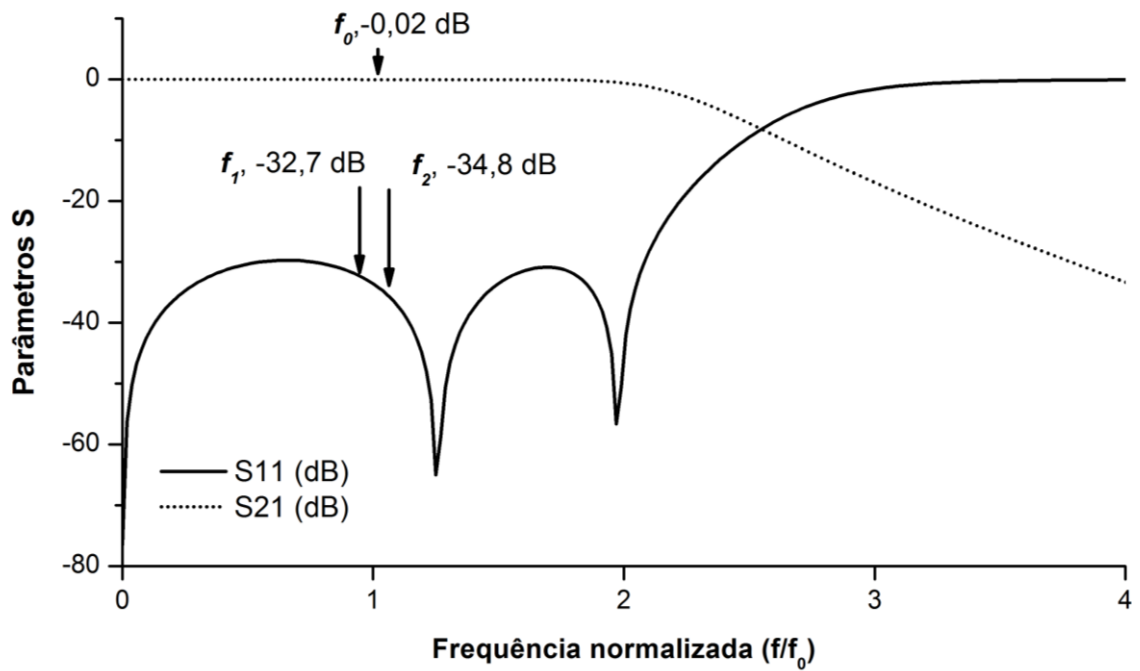


Figura 51 - Perda de retorno e perda de inserção do segundo estágio.

9 MODELO COMPUTACIONAL FINAL

Após chegar aos modelos computacionais considerados satisfatórios dos dois estágios do filtro passa-baixa, os modelos dos dois estágios foram integrados e a blindagem foi modelada, resultando no modelo computacional 3D do dispositivo. Nesta integração, um dos capacitores do segundo estágio, teve sua geometria remodelada com o objetivo de suprimir a frequência ressonante espúria que o modelo deste estágio apresentava.

O modelo foi simulado considerando as perdas ôhmicas e dielétricas nos materiais que compõem o filtro. A figura 52 mostra o modelo computacional do filtro completo, a figura 53 exibe a curva do parâmetro de espalhamento de transmissão simulado e a figura 54 detalha a perda de inserção e apresenta a curva da perda de retorno do modelo computacional final do filtro.

O modelo computacional final do filtro passa-baixa completo, com os dois estágios e blindagem, mostra um ótimo casamento de impedância na banda de operação, com valores acima de 27 dB para toda a banda passante. O desempenho em relação à atenuação de altas frequências também se mostrou bastante eficiente, com o segundo harmônico sofrendo uma atenuação mínima de 42 dB e o terceiro sendo atenuado em mais de 87 dB e, na maior parte da banda de rejeição, o filtro apresenta uma atenuação pelo menos de 60 dB até o 11º harmônico, com exceção de um pico na faixa do quarto harmônico que chega a 52 dB de atenuação e um pico que chega a 57,8 dB na faixa do sétimo harmônico. Outro aspecto notável do resultado obtido com este modelo é a baixa perda de inserção na banda de operação, menor que 0,09 dB, satisfazendo o requisito inicial desejável de 0,35 dB de perda de inserção.

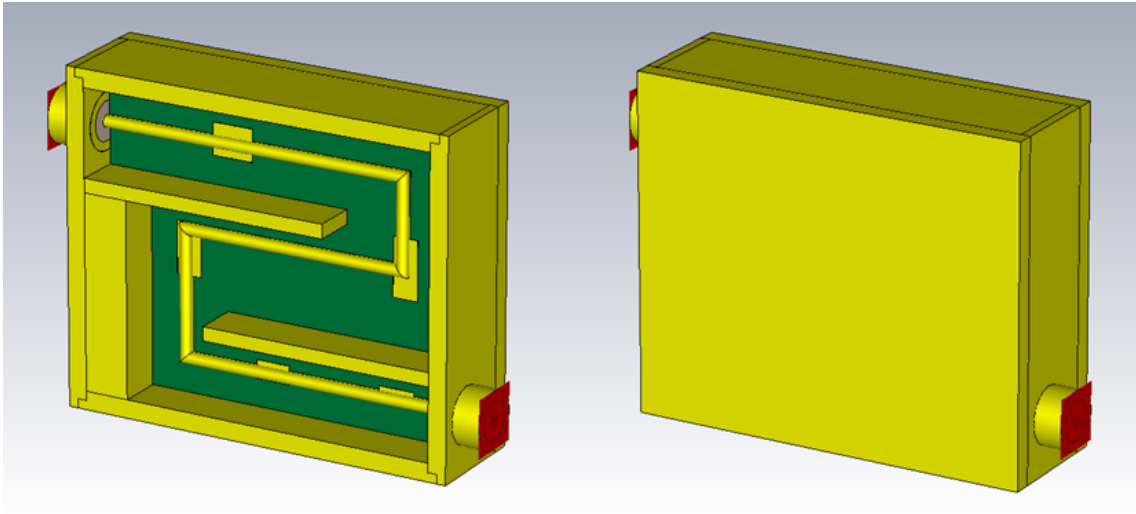


Figura 52 - Modelo computacional final do filtro completo.

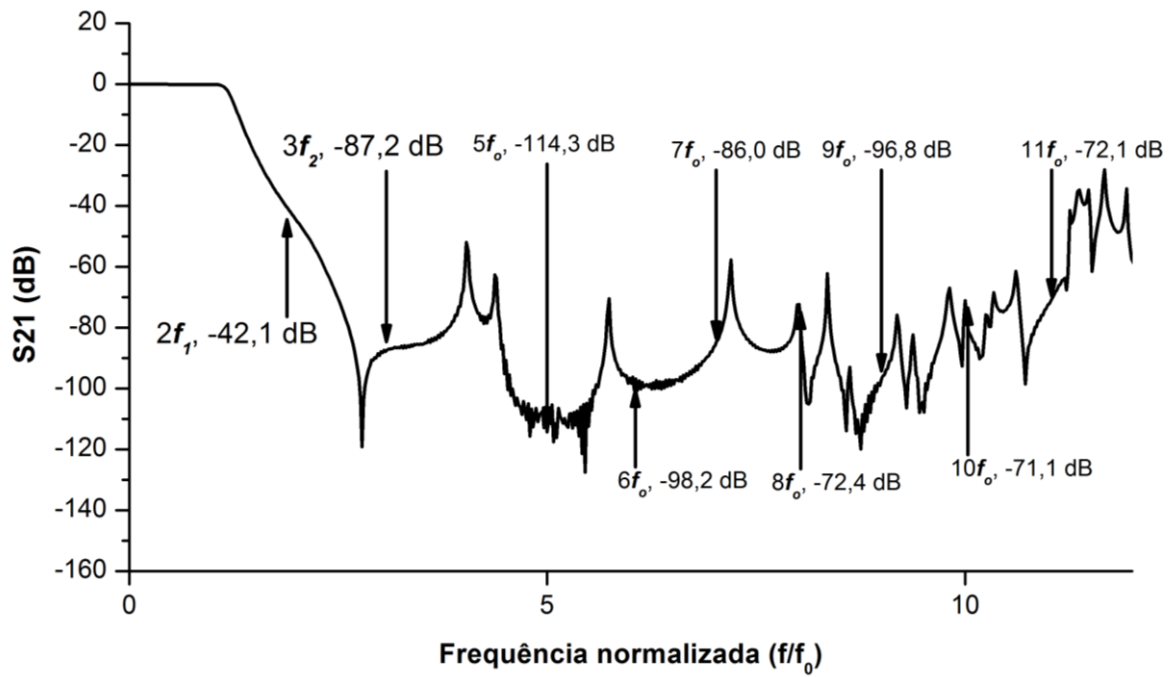


Figura 53- Curva de atenuação do modelo computacional final do filtro completo.

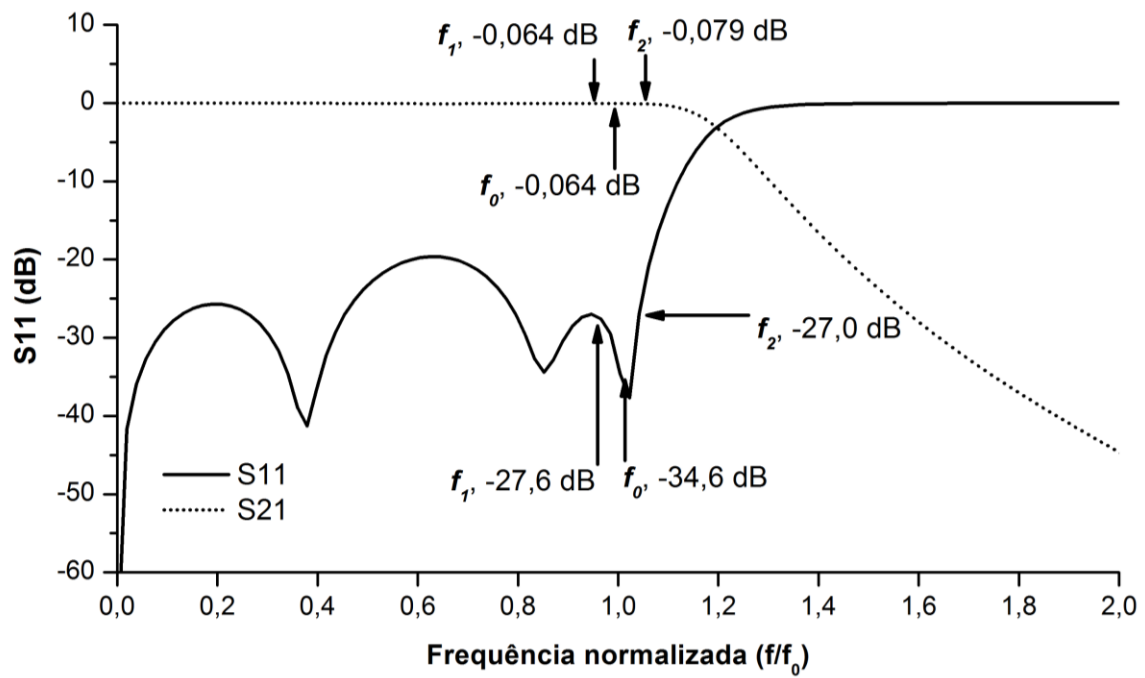


Figura 54 - Perda de retorno e de inserção do modelo computacional final do filtro completo.

10 DISPOSITIVO FABRICADO

O capítulo anterior apresentou o modelo computacional final do filtro e seus resultados foram considerados satisfatórios em relação aos objetivos descritos no início do trabalho, conclui-se então que o projeto do filtro estava concluído e sua fabricação foi executada.

A placa de circuito impresso obtida é praticamente idêntica ao modelo simulado, com exceção da serigrafia impressa em sua face superior e, inevitavelmente, diferenças de dimensões (tolerâncias) em relação ao modelo, intrínsecas ao processo produtivo de placas de circuito impresso.

A blindagem fabricada e utilizada na caracterização do protótipo apresenta, em relação ao modelo, a diferença da presença de parafusos, o que não é necessário no modelo computacional e, portanto, descartado para não aumentar a complexidade do modelo computacional.

A figura 55 mostra a placa alojada na blindagem já com conectores coaxiais montados e a blindagem com a tampa.

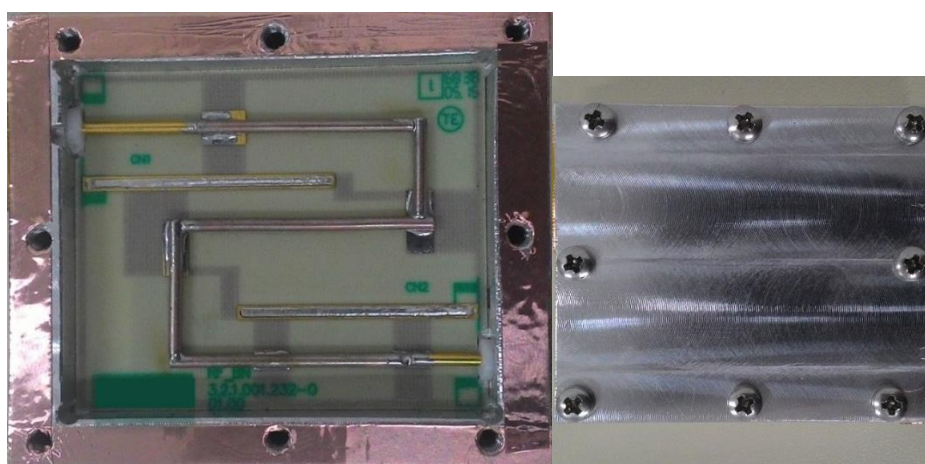


Figura 55 - Protótipo do filtro com a blindagem aberta (esquerda) e fechada (direita).

10.1 RESULTADOS MEDIDOS

A caracterização do filtro foi executada utilizando um analisador de redes devidamente calibrado [19]. Foram extraídas as curvas do parâmetro de espalhamento de transmissão em banda larga, S_{21} até $12f_0$, a curva de perda de inserção, S_{21} até $1,4f_0$, e a curva de perda de retorno, S_{11} até $1,5f_0$.

A curva do parâmetro de espalhamento de transmissão medido do protótipo é mostrada na figura 56 e comparada à mesma curva obtida da simulação do modelo. A curva de perda de inserção é mostrada na figura 57 e a curva da perda de retorno do filtro é mostrada na figura 58. Obteve-se uma curva de atenuação satisfatória em relação aos objetivos iniciais visto que a faixa do segundo harmônico apresentou uma atenuação mínima de 43,2 dB e a faixa do terceiro harmônico apresentou uma atenuação mínima de 87,5 dB. Além disso, observa-se uma atenuação de pelo menos 60 dB até o oitavo harmônico, 50 dB até o nono harmônico do filtro e de 40 dB até 11º harmônico do filtro.

Um ponto a ser destacado é a concordância dos resultados medidos com os resultados obtidos da simulação do modelo computacional. Observa-se, na figura 56, que a atenuação mostra bastante equivalência até o quarto harmônico da frequência central ($4f_0$).

A perda de inserção do protótipo manteve-se abaixo de 0,35 dB, satisfazendo não só o requisito mínimo (0,5 dB), mas também atingindo o valor desejável para o dispositivo. A perda de retorno manteve-se superior a 23,7 dB, satisfazendo com grande margem o requisito inicial de 16,5 dB e mostrando um ótimo casamento de impedância do dispositivo.

Dois testes de alta potência foram conduzidos em dois cenários diferentes devido à disponibilidade de equipamentos: um teste de curta duração e um teste estendido.

O teste de curta duração foi executado em bancada de laboratório, utilizando um amplificador de potência gerando um tom com potência de pico de 2 kW e potência média de 75 W. Estes valores de potência, pico e média, foram limitados pela

capacidade máxima de ciclo de trabalho do amplificador disponível para este teste, que teve duração de aproximadamente 1 hora.

O teste estendido de potência consistiu em colocar o filtro em operação no transceptor para qual ele foi projetado, utilizou-se então o modo de operação do transceptor que apresenta as condições mais severas de alta potência, submetendo o filtro a uma potência de pico de 700 W com ciclo de trabalho de 8%, resultando em uma potência média de 56 W. Este teste foi repetido em diferentes ocasiões com duração de várias horas em cada ocasião, sendo consequência do uso contínuo e prolongado do transceptor.

Não foram observadas evidências visuais de danos por centelhamento ou aumento excessivo de temperatura e, após os testes, o dispositivo não demonstrou qualquer degradação de desempenho. Os testes estendidos confirmaram que o filtro satisfaz os requisitos de potência de 500 W pico/50 W média. O teste mostrou que o filtro atinge o requisito desejável de potência de pico de 1 kW e se aproximou do requisito desejável de potência média de 100 W, o que não pode ser confirmado devido à limitação do equipamento de testes.

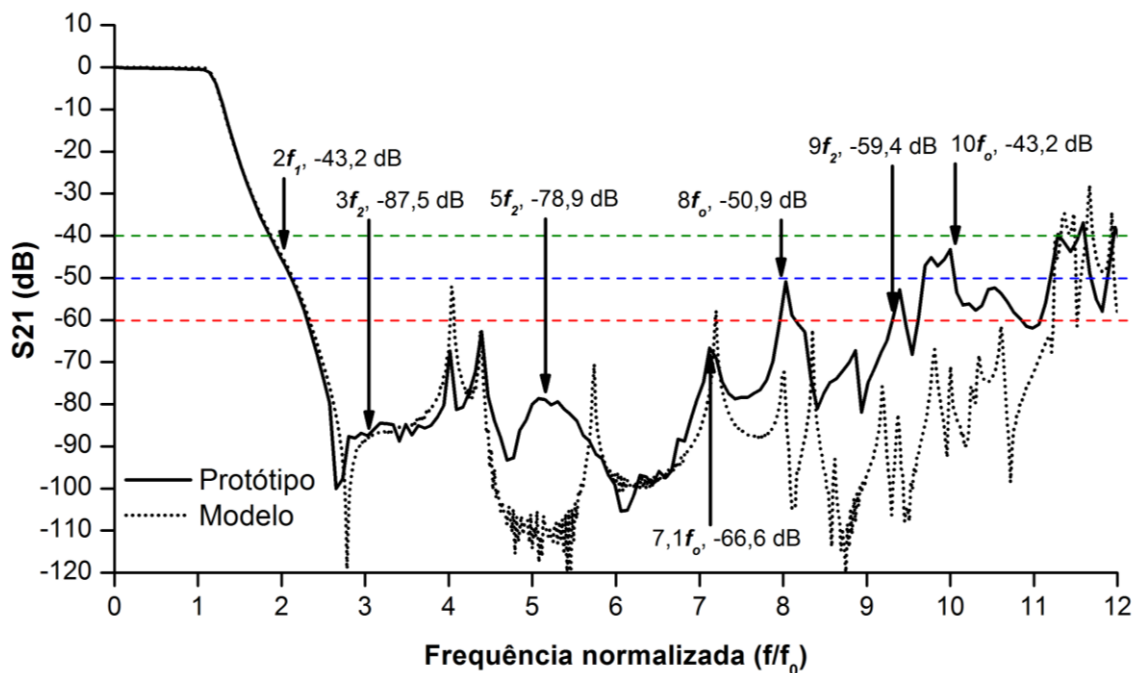


Figura 56 - Parâmetro de espalhamento de transmissão (S21) medido em comparação ao modelo.

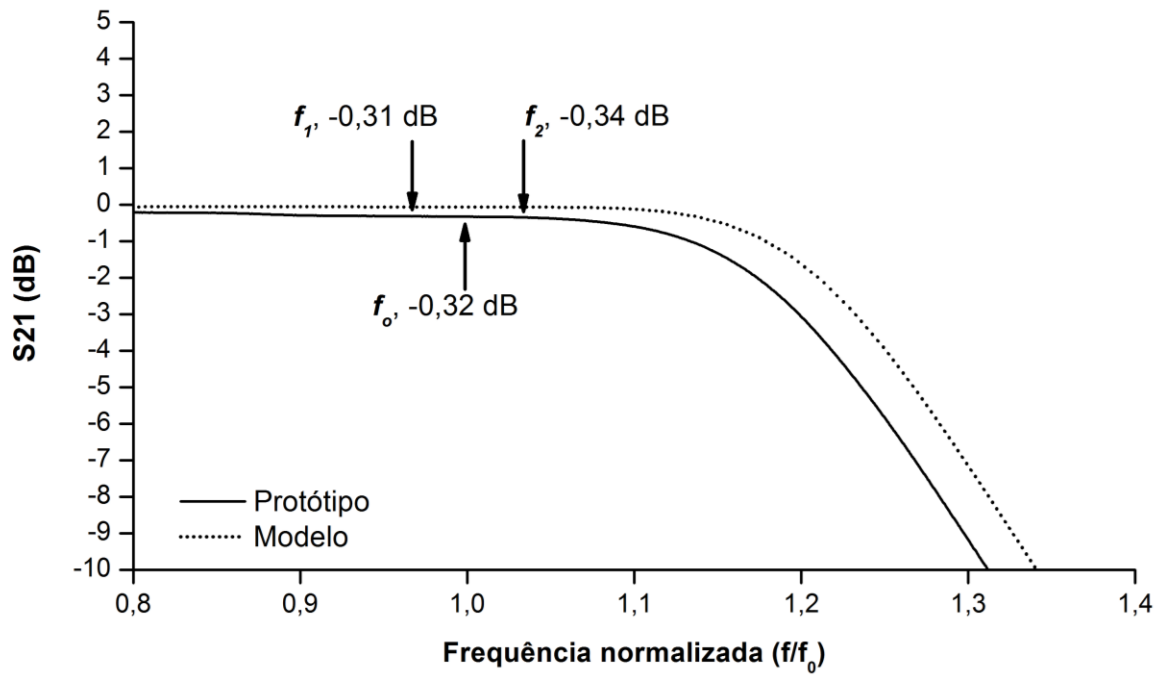


Figura 57 – Perda de inserção medida do protótipo do filtro.

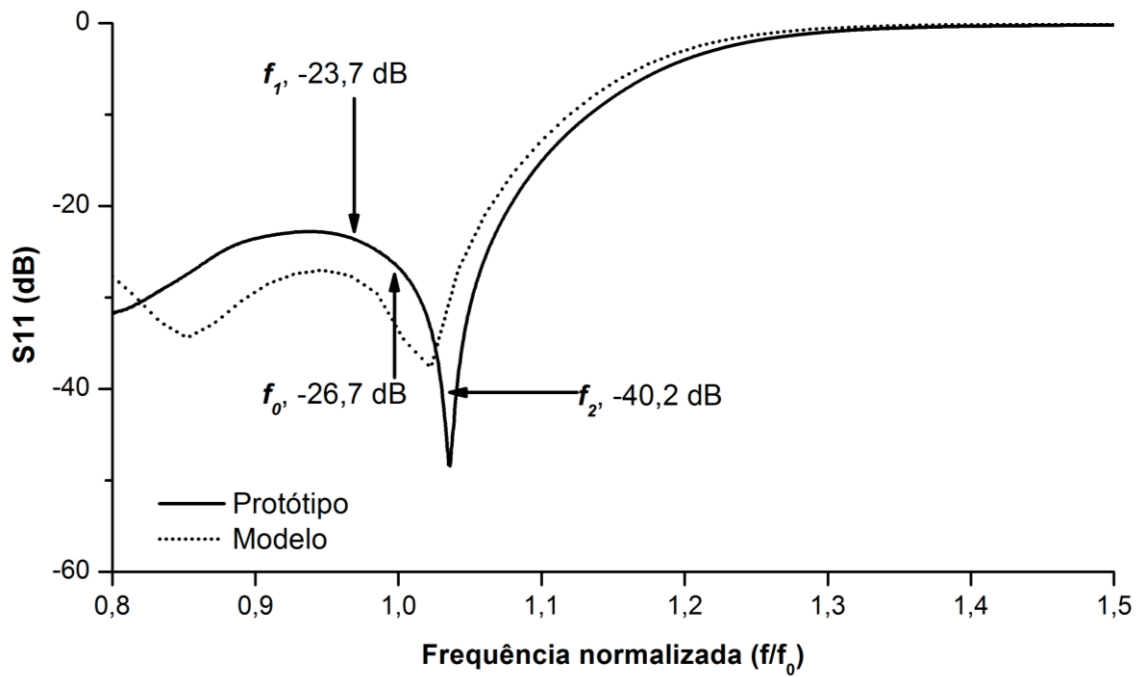


Figura 58 – Perda de retorno medida do protótipo do filtro.

11 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado o desenvolvimento, simulação e resultados de testes de um filtro passa-baixa supressor de harmônicos em substrato suspenso. As medições do protótipo mostram baixos valores de perda de inserção, inferiores a 0,35 dB para toda a banda passante, o que satisfaz os requisitos iniciais de 0,5 dB. A perda de retorno obtida superior a 23 dB para uma banda de frequência de 6% de largura mostra um filtro muito bem casado e satisfaz com boa margem o requisito de 16,5 dB.

A larga banda de rejeição atingida fornece atenuação de pelo menos 42 dB para a faixa de frequência do segundo harmônico e atenuação com valores maiores que 87 dB para a faixa do terceiro harmônico, que são requisitos críticos relacionados a componentes eletrônicos não-lineares. Para frequências superiores à faixa do terceiro harmônico, a atenuação medida é superior a 40 dB até o 11º harmônico, e 60 dB para quase toda a banda de rejeição até o nono harmônico, com exceção de uma redução da atenuação para 50 dB em frequência próxima ao oitavo harmônico.

Os testes de alta potência demonstraram que as técnicas adotadas permitiram ao dispositivo atingir os requisitos de capacidade de potência.

As dimensões finais do dispositivo satisfazem as restrições iniciais de dimensões e geometria. Concluindo, o filtro desenvolvido atingiu todos os requisitos para sua utilização em um transceptor multicanais em banda L.

A metodologia utilizada no projeto do filtro passa-baixa em substrato suspenso mostrou-se bastante eficaz no desenvolvimento do trabalho pois possibilitou a implementação do filtro baseando-se em modelos teóricos previamente estudados e simulação de modelos computacionais obtendo resultados finais satisfatórios.

A tecnologia selecionada para esta implementação, impedância de grau em microfita em substrato suspenso, mostrou-se adequada aos requisitos do projeto pois, de acordo com os resultados das simulações, os requisitos foram atendidos com certa margem em relação aos valores limites requeridos.

REFERÊNCIAS

- [1] WINDER, S. Analog and Digital Filter Design, Newnes, 2nd ed. p.22, 2002.
- [2] HONG, J.; LANCASTER, M. Microstrip filters for RF/microwave applications, New York: Wiley, p.1, p.104-106, p.109-116, 2001.
- [3] POZAR, D. Microwave engineering. 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, p.59-61, p.147-148, p.177-178, p.190-192, p.380-381, p.422-425, 2012.
- [4] SHU, Yong-Hui; QI, Xiao-Xia; WANG, Yun-Yi. Analysis Equations for Shielded Suspended Substrate Microstrip Line and Broadside-Coupled Stripline. IEEE MTTs International Microwave Symposium Digest, 1987.
- [5] TEBERIO, F.; ARREGUI I.; GOMEZ-TORRENT A.; MENARGUES E.; ARNEDO I.; CHUDZIK M.; ZEDLER M.; GÖRTZ, F-J. High-Power Waveguide Low-Pass Filter With All-Higher-Order Mode Suppression Over a Wide-Band for Ka-Band Satellite Applications. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, V. 25, n. 8, p. 511-513, August 2015.
- [6] STANDER, T.; MEYER, P.; VAN DER WALT, P.W. Compact high-power broadband absorptive filters using slotted waveguide harmonic pads. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2013.
- [7] DE PAOLIS F, VANIN FM. Power Handling Prediction for Waveguide Harmonic Filters with Complex Geometry. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2013.
- [8] ARREGUI, I.; TEBERIO F.; ARNEDO I.; LUJAMBIO, A.; CHUDZIK, M.; BENITO, D.; LOPETEGI, T.; JOST R.; GÖRTZ, F-J.; GIL, J.; VICENTE, C.; GIMENO, B.; BORJA, V.E.; RABOSO, D.; LASO, M.A.G. High-Power Low-Pass Harmonic Filters With Higher-Order Ten₀ and Non-Ten₀ Mode Suppression: Design Method and Multipactor Characterization. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v, 61, n. 12, p. 4376-4385, December 2013.
- [9] ARNEDO, I.; GIL, J.; ORTIZ, N.; LOPETEGI, T.; LASO, M.A.G.; THUMM, M.; SORROLLA, M.; SCHMITT, D.; GUGLIELMI, M.; JOST, R. Spurious Removal in Satellite Out-put Multiplexer Power Filters. Proceedings of the 37th European Microwave Conference, p. 67-70, 2007.

- [10] BASTIOLI, S.; SNYDER, R.V.; JOJIC, P. High Power In-line Pseudoelliptic Evanescent Mode. Proceedings of the 41st European Microwave Conference, p. 87-90, 2011.
- [11] ACAR, Ö.; JOHANSEN, T.K.; ZHURBENKO, V. A High-Power Low-Loss Continuously Tunable Bandpass Filter With Transversely Biased Ferrite-Loaded Coaxial Resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63, n. 10, p. 3425-3432, October 2015.
- [12] FATHELBAB, W.M.; SNYDER, R.V.; KECK, K.G. Wide Bandpass Filters with Wide Upper Stop-bands for High Power System Applications. Proceedings of the 41st European Microwave Conference, p. 363-364, 2011.
- [13] AMBATI, K.; SINGH, V.; SONI, S.; PAREKH, V.D. Accurate Prediction, Validation of Ambient Microwave Breakdown Threshold in High Power Very Narrowband Microwave Filters and Novel Design Techniques to Establish Sufficient Margins. IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC), p. 116-119, 2017.
- [14] KINAYMAN, N.; AKSUN, M. Modern Microwave Circuits, Norwood: Artech House, p. 141-142, 2005.
- [15] MATTHAEI, G.; YOUNG, L.; JONES, E. Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures, Norwood: Artech House, p.83-101, 1980.
- [16] DASSAULT SYSTEMES. CST Studio Suite. Disponível em: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>. Acesso em: 07 de abril de 2020.
- [17] NAUTIYAL, A.; SEKHAR, K.; PATHAK, N.; NATH, R. Suspended microstrip line on multilayer ferroelectric - polymer composite film for ku-band tuneable applications. 2008 International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications, p.1, 2008.
- [18] ARLON MICROWAVE MATERIALS. Arlon "High Frequency, Low Loss Thermoset Laminates and Prepreg for Double Sided, Multilayer and Mixed Dielectric Printed Circuit Boards", 25N/25FR datasheet, rev C, 2005. Disponível em: <https://www.cirexx.com/wp-content/uploads/25N25FR.pdf>. Acesso em: 16 mar. 2019.

- [19] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. Applying Error Correction to Vector Network Analyzer Measurements – Application Note, publication number 5965-7709E. Disponível em: www.keysight.com/find/na. Acesso em: 16 mar. 2019.

APÊNDICE A - Valores para filtros de Chebyshev normalizados

Tabela 9 - Valores para filtros de Chebyshev normalizados [15].

$R_{gerador} = 1 \Omega, \omega_c = 1 \text{ rad/s}$										
ondulação de 0,01 dB										
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	R_{carga}
1										
2	0.4489	0.4078								0.9085
3	0.6292	0.9703	0.6292							1
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476						0.9085
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563					1
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098				0.9085
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970			1
8	0.8073	1.4131	1.7824	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334		0.9085
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1
ondulação de 0,1 dB										
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	R_{carga}
2	0.8431	0.6220								0.7378
3	1.0316	1.1474	1.0316							1
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181						0.7378
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468					1
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618				0.7378
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812			1
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778		0.7378
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1
ondulação de 0,2 dB										
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	R_{carga}
2	1.0379	0.6746								0.6499
3	1.2276	1.1525	1.2276							1
4	1.3029	1.2844	1.9762	0.8468						0.6499
5	1.3395	1.3370	2.1661	1.3370	1.3395					1
6	1.3598	1.3632	2.2395	1.4556	2.0974	0.8838				0.6499
7	1.3723	1.3782	2.2757	1.5002	2.2757	1.3782	1.3723			1
8	1.3804	1.3876	2.2964	1.5218	2.3414	1.4925	2.1349	0.8972		0.6499
9	1.3861	1.3939	2.3094	1.5340	2.3728	1.5340	2.3094	1.3939	1.3861	1
ondulação de 0,5 dB										
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	R_{carga}
2	1.4029	0.7071								0.5040
3	1.5963	1.0967	1.5963							1
4	1.6704	1.1926	2.3662	0.8419						0.5040
5	1.7058	1.2296	2.5409	1.2296	1.7058					1
6	1.7254	1.2478	2.6064	1.3136	2.4759	0.8696				0.5040
7	1.7373	1.2582	2.6383	1.3443	2.6383	1.2582	1.7373			1
8	1.7451	1.2647	2.6565	1.3590	2.6965	1.3389	2.5093	0.8795		0.5040
9	1.7505	1.2690	2.6678	1.3673	2.7240	1.3673	2.6678	1.2690	1.7505	1