

PROJETO FINAL DE GRADUAÇÃO 2

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE FILTRO PASSA- BAIXA DO TIPO “WAFFLE IRON” APLICADO À FAIXA DE *8,2 A 12,4 GHz*.

**Davi Assunção Salvador Nery de Castro
Felipe Eduardo Lima Ribeiro Silva**

Brasília, 6 de julho de 2007

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

PROJETO FINAL DE GRADUAÇÃO 2

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE FILTRO PASSA – BAIXA DO TIPO “WAFFLE IRON” APLICADO À FAIXA DE *8,2 GHz A 12,4 GHz.*

Davi Assunção Salvador Nery de Castro
Felipe Eduardo Lima Ribeiro Silva

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro Eletricista

Banca Examinadora

Professor Plínio Ricardo Ganime Alves, UnB/
Departamento de Engenharia Elétrica (Orientador)

Professor Franklin da Costa Silva, UnB/
Departamento de Engenharia Elétrica

Professor Paulo Henrique Portela de Carvalho, UnB/
Departamento de Engenharia Elétrica

Dedicatória(s)

Dedico aos meus pais por sempre terem acreditado e investido em minha educação, e a todos aqueles que contribuíram para que este trabalho se tornasse realidade.

Davi Assunção Salvador Nery de Castro

Dedico esse trabalho, aos meus amigos que me apoiaram durante a graduação e principalmente à minha família que me deu a força para superar todas as dificuldades durante essa fase da minha vida.

Felipe Eduardo Lima Ribeiro Silva

Agradecimentos

Acima de tudo e todos agradeço a Deus por ter me aberto as portas para o ingresso nesta universidade e sempre ter feito a sua vontade em minha vida, me sustentando e dando a sabedoria necessária para chegar até aqui. Agradeço também aos meu parceiro Felipe pela lealdade e dedicação na execução deste trabalho e ao Pofessor orientador Plínio pelo profissionalismo, respeito e atenção em todos os momentos. Agradeço a minha família por ser a minha base de amor e caráter e por todo apoio. Agradeço também a minha namorada Tainá pela compreensão nas horas de ausência e pelo amor incondicional em todos os momentos. Finalmente também agradeço a todos amigos que tornaram os momentos difíceis mais descontraídos e ao Senhor Norival, técnico do CME pela disposição e contribuição na confecção do filtro.

Davi Assunção Salvador Nery de Castro

Agradeço a Deus por ter me dado a sabedoria que me pôs onde estou hoje. Agradeço também aos meus avós que sempre me apoiaram, à minha tia Ionice que acreditou em mim, à minha mãe e ao meu pai por estarem sempre ao meu lado e à minha irmã, amiga e cúmplice, para o que der e vier. Agradeço todos que participaram deste projeto. Principalmente ao meu parceiro, Davi, e ao meu orientador, Professor Plínio, que tornaram esse projeto uma realidade.

Felipe Eduardo Lima Ribeiro Silva

RESUMO

A utilização de filtros em sistemas de comunicações é de extrema importância, dada a necessidade de selecionar uma banda de frequência de operação, eliminando-se harmônicos e outros espúrios indesejados. A presença destes componentes é verificada nos experimentos realizados no Laboratório de Antenas e de Eletromagnetismo do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília, o que não permite a obtenção precisa de resultados, uma vez que o laboratório não dispõe de filtros adequados às montagens utilizadas. Tendo em vista a necessidade de implementação de filtros, capazes de proporcionar melhores resultados experimentais, este trabalho teve como objetivo o projeto e a construção de um filtro do tipo *Waffle-Iron* aplicado a frequências entre 8,2 GHz e 12,4 GHz.

O filtro passa-baixa tipo *Waffle-Iron* tem a função de eliminar harmônicos. Isso é possível projetando sua banda de rejeição para ter no mínimo duas vezes a largura da sua banda de passagem. Este filtro é composto de uma estrutura periódica formada por ilhas de metal construídas com cortes longitudinais e transversais em um bloco de alumínio. As ilhas de metal são seguidas de transformadores de degraus que permitem o casamento de impedância com o guia de onda no qual o filtro será inserido.

O projeto do filtro foi realizado adotando o método do parâmetro imagem, e a base do seu desenvolvimento foi o filtro produzido por Cohn, em 1962. Seu projeto apresentou desvantagens devido à limitação no manuseio de potência e também pela detecção de muitos espúrios na banda de passagem e na banda de rejeição. Projetos posteriores não eliminaram os problemas citados. Cabe aqui afirmar que estes efeitos de espúrios também foram detectados no projeto em questão.

O filtro foi construído em uma fresadora, onde se obteve as ilhas de metal e os transformadores de degraus. As dimensões foram checadas em um projetor de perfil onde se concluiu que a usinagem não atingiu o grau de precisão desejado. O filtro foi então encaminhado ao Laboratório de Antenas e Eletromagnetismo do Departamento de Engenharia Elétrica da UnB, para a realização de testes, afim de verificar a sua resposta em frequência. Os testes indicaram que os harmônicos foram eliminados e que o filtro produziu uma atenuação considerável na banda de rejeição e uma banda de passagem bem pouco atenuada, embora alguns espúrios tenham sido observados, conforme citado anteriormente. Os resultados obtidos em testes foram ao encontro da teoria estudada e, portanto, os objetivos do projeto foram alcançados.

ABSTRACT

The use of filters in communication systems is of extreme importance, due to the need of choosing a specific frequency band of operation, eliminating harmonics and spurious. These components are verified in the tests done at the Laboratory of Antennas and Electromagnetism of the Department of Electric Engineering at the University of Brasilia, once the laboratory is not equipped with such filters. This work has the objective of designing and building a Waffle-Iron filter applied to the frequencies 8,2 to 12,4 GHz.

The low-pass *Waffle-Iron* filter has the property of eliminating harmonics. This is possible designing the stop band to be at least twice the width of the pass band. This filter is made of a small periodic structure called bosses. They are formed by longitudinal and transversal cuts in an aluminum block. The bosses are followed by step transformers that match the filter to the waveguide in which it shall be inserted.

The filter design was done by use of the image parameter technique, and the basis of its development was introduced by Cohn, in 1962. Its project presented disadvantages due to limited use of power handling and also of detection of spurious in the pass band and in the stop band. Later projects didn't eliminate these problems. It can be mentioned that these spurious were also detected in this filter design.

The filter was produced with a mill machine, obtaining the bosses and the step transformers. The dimensions were then verified with a projector profile to determine if the desired precision was achieved. The filter was then sent to Antenna and Electromagnetism Laboratory of the Department of Electrical Engineering at the University of Brasília for testing in order to determine its frequency response. The test results indicated that the harmonics were eliminated and that the filter had a considerable attenuation in the stop band and almost none in the pass band, although some spurious were observed, as mentioned above. The results from the tests are compatible with the theory studied, and therefore the objectives of this project were achieved.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 MOTIVAÇÃO DO ESTUDO.....	1
1.2 ASPECTOS GERAIS SOBRE FILTROS.....	1
1.3 TIPOS DE FILTROS.....	3
1.4 FILTROS EM MICROONDAS	5
2 MÉTODO DA IMPEDÂNCIA IMAGEM PARA DESENVOLVIMENTO DE FILTROS	7
2.1 INTRODUÇÃO.....	7
2.2 DEFINIÇÕES FÍSICAS E MATEMÁTICAS DA IMPEDÂNCIA IMAGEM E DA FUNÇÃO DE PROPAGAÇÃO IMAGEM	7
2.3 RELAÇÃO ENTRE OS PARÂMETROS DE IMAGEM E OS PARÂMETROS DE CIRCUITO, IMPEDÂNCIAS DE CIRCUITO ABERTO E ADMITÂNCIAS DE CURTO CIRCUITO.	10
2.4 PARÂMETROS IMAGENS PARA ALGUMAS ESTRUTURAS COMUNS.....	11
2.5 FILTROS DE SEÇÃO CONSTANTE -k.....	15
3 CONSTRUÇÃO E PROJETO DO FILTRO	18
3.1 TECNOLOGIA ADOTADA.....	18
3.2 PROCEDIMENTOS DE PROJETO DO FILTRO CORRUGADO	24
3.3 FILTROS WAFFLE-IRON PASSA-BAIXA COM BANDA DE REJEIÇÃO LARGA.....	27
3.4 PROJETO DO FILTRO WAFFLE-IRON UTILIZANDO O MÉTODO DE COHN PARA FILTROS CORRUGADOS	29
3.5 TRANSFORMADORES DE QUARTO DE ONDA EM DEGRAUS	32
3.6 PROCESSO DE USINAGEM DO FILTRO	39
3.7 O FILTRO.....	40
4 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS	42
4.1 ETAPA PREPARATÓRIA DO SISTEMA COM A FONTE GUNN.	42
4.2 RESULTADOS DO SISTEMA COM FONTE GUNN.	48
4.3 CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA GUIANTE EM UM ANALISADOR DE REDES.	49
4.4 RESULTADOS DO SISTEMA EM UM ANALISADOR DE REDES.	51
4.5 MEDIDAS DA PERDA DE RETORNO DO FILTRO.....	54
5 CONCLUSÕES	57
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	59
APÊNDICE	60

LISTA DE FIGURAS

1.2-1 – Diagrama de Bode.....	2
1.3-1 – Filtro Passa-baixa ideal e real.	4
1.3-2 – Filtro Passa-alta ideal e real.....	4
1.3-3 – a) Filtro Passa-faixa b) Filtro Rejeita-faixa	5
2.2-1 – Rede Infinita de Quadripolos.....	7
2.2-2 – Quadripolo duplo com carga.	8
2.2-3 – Gerador casado com o quadripolo.	9
2.4-1 – Quadripolo de seção L	11
2.4-2 – Quadripolo de seção T	13
2.4-3 – Quadripolo de seção π	14
2.5-1 – Quadripolo normalizado.	16
2.5-2 – Impedâncias Imagens para o circuito da FIGURA 2.5-1.	17
2.5-3 – Característica de atenuação da FIGURA 2.5-1.	17
3.1-1 – Filtro Passa-baixa Corrugado para Guia de Ondas.....	18
3.1-2 – Parâmetros Imagens para um Filtro Corrugado.	19
3.1-3 – Circuito Equivalente para um Filtro Corrugado de meia-seção.	20
3.1-4 – Gráfico das Quantidades que determinam as Freqüências Críticas para Resposta de Filtros Corrugados.	23
3.2-1 – Gráfico de projeto para determinação do b	25
3.2-3 – Curva de atenuação infinita do comprimento de onda.	25
3.2-4 – Susceptância shunt para mudança de altura de guia retangular.	27
3.3-1 – Detalhes do filtro Waffle-Iron.....	28
3.4-1 – Freqüências críticas do filtro.	29
3.4-1 – Valores de $\frac{l}{b}$, $\frac{b_o}{\lambda_1}$, $\frac{b}{\lambda_1}$ e $\frac{\lambda_1}{\lambda_\infty}$ do filtro.....	30
3.4-2 – Determinação do G	30
3.5-1 – Fluxograma para determinação do comprimento dos degraus.	37
3.7-1 – Filtro aberto lado a lado.	40
3.7-2 – Filtro aberto.	41
3.7-3 – Vista de frente do filtro.	41
3.7-4 – Fresadora.....	41
4.1-1 – Diodo Gunn.	42
4.1-2 – Fonte para o diodo Gunn.....	42
4.1-3 – Indicador de onda estacionária.	43
4.1-4 – Análise Espectral sem o Filtro.	47
4.1-5 – Varredura Espectral do sistema sem o Filtro.	47
4.1-6 – Varredura Espectral do sistema com o Filtro.	48
4.2-1 – Montagem experimental com filtro.	48
4.3-1 – Montagem da análise espectral sem o filtro.	49
4.3-2 – Resposta do sistema sem o filtro.....	50
4.4-1 – Resposta do sistema com o filtro.....	51
4.4-2 – Característica em freqüência do filtro.....	52
4.5-1 – Montagem Experimental Para medição da Perda de Retorno.	54
4.5-2 – Perda de retorno de um curto-circuito.....	54
4.5-3 – Perda de Retorno do Filtro.....	55

LISTA DE TABELAS

2.3-1 – Parâmetros Imagem em função dos Parâmetros de Circuito.	10
2.3-2 – Parâmetros de Circuito em função dos Parâmetros Imagem.	11
3.4-1 – Freqüências críticas do filtro.	29
3.4-2 – Comprimentos de onda do filtro.	29
3.4-3 – Altura terminal do guia que casa o filtro, altura do guia e o espaço entre ilhas de metal.	30
3.5-1 – Máximo VSWR para Transformadores de degrau de duas seções.	34
3.5-2 – Máximo VSWR para Transformadores de degrau de três seções.	35
3.5-3 – Máximo VSWR para Transformadores de degrau de quatro seções.	36
3.5-4 – Z_1 para Transformadores Tchebyscheff de quarto de onda para quatro seções.	36
3.5-5 – Z_2 para Transformadores Tchebyscheff de quarto de onda para quatro seções.	37
3.5-6 – Altura dos degraus.	37
3.5-7 – Comprimento dos degraus.	38
4.1-1 – Resposta da Fundamental e do espúrio.	46
4.3-1 – Atenuação entre 8,2 e 20 GHz .	51
4.3-2 – Resposta do sistema sem o filtro.	50
4.4-1 – Atenuação proporcionada pelo filtro.	52
4.4-2 – Característica em freqüência do filtro.	52
4.4-2 – Dados teóricos da banda de rejeição do filtro.	53
4.5-1 – Valores de Perda de Retorno e VSWR .	56

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos Latinos

a	Largura do filtro e largura do guia de onda	[m]
b	Altura do filtro	[m]
h	Altura do guia de onda	[m]
b_i	Altura dos transformadores de degrau	[m]
f_i	Frequência	[s ⁻¹]

Símbolos Gregos

α	Atenuação	[dB/seção]
Δ	Varição entre duas grandezas similares	
λ	Comprimento de onda	[m]
δ	Relação entre $\frac{b'}{b}$	adimensional
β	Constante de propagação	[radianos]
γ	Função de propagação	

Subscritos

sc	curto circuito (sc - short circuit)
oc	circuito aberto (oc - open circuit)
T	taper

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO DO ESTUDO

Este projeto visa a construção de um filtro passa-baixa do tipo *Waffle-Iron*. Este filtro deverá proporcionar uma rejeição de frequências acima de $12,4\text{ GHz}$ e deve possibilitar uma propagação sem atenuação das ondas eletromagnéticas na banda entre $8,2$ a $12,4\text{ GHz}$. Embora essa especificação possa parecer de um filtro passa-faixa, trata-se realmente de um filtro passa-baixa, pois a estrutura do guia de onda faz dele um passa-alta com frequência de corte próxima ao início da banda passagem do filtro. Devido a essa característica passa-alta do sistema ser oriunda do guia, e não do filtro, diz-se que o filtro é um passa-baixa.

A busca de uma solução viável e eficiente para as experiências e pesquisas desenvolvidas no laboratório de Antenas e Eletromagnetismo da Universidade de Brasília motivou o estudo deste tipo de filtro.

Grande parte das experiências realizadas no laboratório utiliza um dispositivo que contém um diodo Gunn. Este emite ondas eletromagnéticas na banda de passagem do filtro em questão. Entretanto, além das frequências fundamentais, é possível observar outras ondas propagando-se pelo guia de ondas. Quando submetidas a análise, descobriu-se que essas outras ondas apresentavam frequência múltipla inteira da fundamental. Concluiu-se que se tratava das ondas harmônicas superiores. O filtro deve atuar afim de atenuá-las.

Em decorrência da ampla utilização de filtros em todos os ramos da Engenharia Elétrica, este desafio também despertou um grande interesse pelo estudo das tecnologias existentes para a implementação de filtros, acrescentando um bom conhecimento direcionado a um elemento bastante usual.

1.2 ASPECTOS GERAIS SOBRE FILTROS

Os filtros são blocos básicos utilizados em diversos sistemas eletrônicos. São blocos imprescindíveis aos circuitos de transmissão e recepção de sinais. São igualmente úteis para rejeição de ruído, ou na implementação de moduladores e demoduladores. Deve-se destacar também a sua ampla utilização em sistemas de áudio e vídeo.

Na verdade, qualquer sistema que de certa forma seleciona uma banda de frequências específica é considerado como um filtro. Um bom exemplo seria um guia de onda que nada mais é do

que um filtro passa-alta, porque nele só trafegam altas frequências, sendo as mais baixas eliminadas pelo próprio guia, sem necessidade de um filtro projetado especificamente para esta seleção.

A análise do comportamento dos filtros é feita através da sua resposta em frequência. Neste âmbito, é geralmente utilizada a sua função de transferência no domínio da transformada de Laplace. A representação do diagrama de módulo (ou amplitude) e do diagrama de fase permite uma análise completa do comportamento do filtro. Conseqüentemente o diagrama de Bode de um filtro contém a informação necessária e suficiente para o estudo da resposta em frequência do bloco a um sinal de entrada genérico. A FIGURA 1.2-1 mostra um exemplo de diagrama de bode.

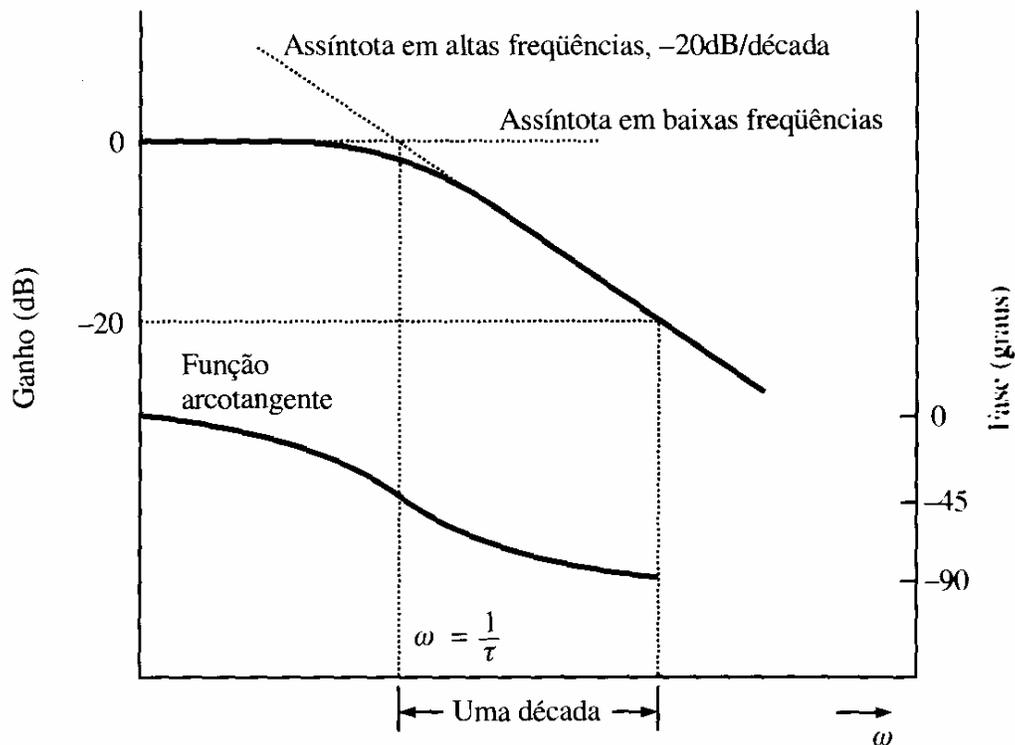


FIGURA 1.2-1 – Diagrama de Bode.

A resposta de um filtro no domínio do tempo está intimamente relacionada com a sua resposta em frequência. De fato, a equação diferencial que define a forma de onda da saída, para um dado sinal de entrada, está implícita na função de transferência do filtro. O estudo da resposta de um filtro em escala normalizada é a forma mais comum de estudar o seu comportamento neste domínio.

1.3 TIPOS DE FILTROS

Os filtros podem ser ativos ou passivos, lineares ou até não-lineares. Os filtros passivos são compostos por indutâncias (L), capacitâncias (C) e resistências (R). Já os filtros ativos podem possuir todos estes elementos e ainda são acrescidos de amplificadores operacionais.

Outra desvantagem dos filtros passivos é a necessidade do uso de indutores para se gerar a filtragem desejada. Ainda há uma dificuldade de implementar os indutores em circuitos impressos, já que normalmente estão disponíveis em formatos como toróides e bobinas, complicados para o manuseio nas máquinas de produção de circuitos impressos.

A vantagem então do uso de filtros ativos é que, além de proporcionar um ganho real maior que o unitário, ainda realiza a função exercida pelo indutor utilizando os amplificadores operacionais (Amp-Op's).

Além da classificação supracitada, ainda pode-se dividir os filtros em:

- Passa-baixa;
- Passa-alta;
- Rejeita-faixa;
- Passa-faixa.

Os filtros passa-baixa atuam proporcionando a rejeição de sinais cujas frequências estão acima da faixa desejada, permitindo a passagem das frequências inferiores à chamada frequência de corte. Idealmente este filtro funcionaria efetuando um corte abrupto, como um degrau na frequência de corte, entretanto o que se percebe é uma curva mais suave. A situação ideal é visualizada na FIGURA 1.3-1, onde também consta a resposta típica.

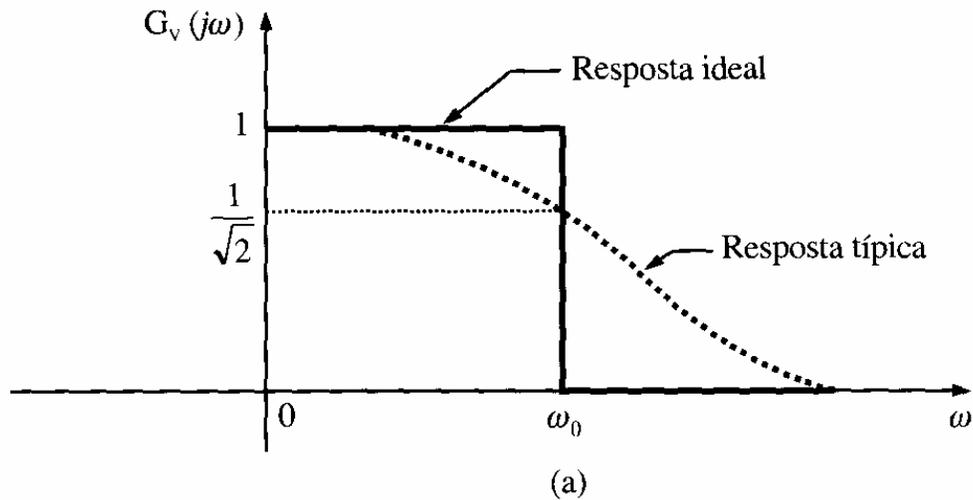


FIGURA 1.3-1 – Filtro Passa-baixa ideal e real.

A partir da FIGURA 1.3-1, define-se a frequência de corte ω_0 , também conhecida como a frequência de meia-potência. Como se pode ver, na frequência de corte ω_0 , o valor da tensão ou da corrente é de $\frac{1}{\sqrt{2}}$ do seu valor máximo, logo a potência, que é proporcional ao quadrado da tensão ou corrente, é a metade de seu valor máximo, daí vem o significado de frequência de meia-potência.

Os filtros passa-alta, FIGURA 1.3-2, funcionam exatamente de forma análoga aos passa-baixa. Neste caso o comportamento do filtro será de atenuar sinais cujas frequências estão abaixo daquela de corte, selecionando desta forma as frequências superiores a ω_0 .

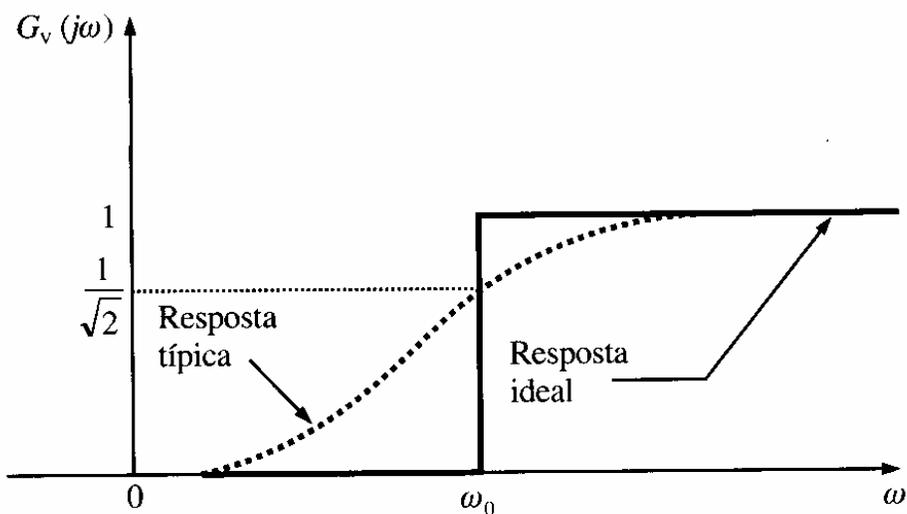


FIGURA 1.3-2 – Filtro Passa-alta ideal e real.

As amplitudes ideal e típica para filtros passa-faixa e rejeita-faixa, são mostradas na FIGURA 1.3-3. Os filtros passa-faixa e rejeita-faixa nada mais são do que uma composição de um filtro passa-baixa com um filtro passa-alta desde que sejam construídos com diferentes frequências de corte. A frequência de corte do filtro passa-alta, para um passa-faixa, é menor do que a frequência de corte do passa-baixa. No caso de um filtro rejeita-faixa, ocorre exatamente o contrário, sendo a frequência de corte do passa-baixa menor que àquela do passa-alta.

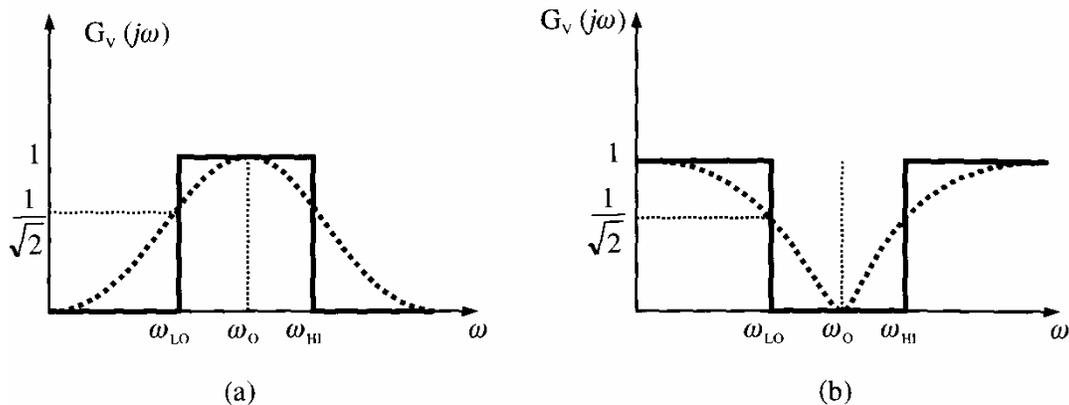


FIGURA 1.3-3 – a) Filtro Passa-faixa b) Filtro Rejeita-faixa

1.4 FILTROS EM MICROONDAS

Para baixas frequências os filtros são construídos com elementos concentrados chamados, capacitores, indutores e resistores. Esses elementos têm uma característica simples em relação à frequência. A teoria desses filtros é estudada em disciplinas básicas e o processo de desenvolvimento destes filtros é bastante comum. É possível desenvolvê-los diretamente com uma vasta variedade de frequências prescritas. O problema do projeto de filtros em frequências de microondas é que devido aos capacitores e indutores serem dependentes de frequência, sua utilização é complexa e limitada fisicamente. A complexidade do comportamento de elementos de circuito nas frequências de microondas torna virtualmente impossível desenvolver um procedimento de síntese geral e completo para filtros em microondas. Entretanto, apesar destas dificuldades, técnicas alternativas foram desenvolvidas para viabilizar o projeto deste tipo de filtros.

O filtro em microondas é construído substituindo indutores e capacitores por elementos de circuitos microondas adequados, que têm características de frequências similares sobre um certo intervalo. Por este motivo, boa parte do esforço do projeto de filtros em microondas são feitos com base na aplicação de técnicas para síntese de filtros para baixas frequências.

Existem essencialmente dois tipos de técnicas para a síntese em baixas frequências, sendo o método da perda por inserção e o método do parâmetro imagem. O método do parâmetro imagem,

doravante chamado de método da impedância imagem, fornece um projeto de filtro que requer características de banda de passagem e banda de rejeição, mas não especifica exatamente as características de frequência sobre cada região, devido ao fato do método ser desenvolvido a partir de parâmetros normalizados. O método da perda por inserção começa com uma completa especificação física realizável da característica da frequência e a partir disso uma rede de filtros pode ser projetada.

O trabalho envolvido no projeto de filtros utiliza vastamente o conceito de transformação de frequência e normalização de elementos. Dessa forma, filtros operando em bandas de frequências arbitrárias são obtidos a partir de projetos básicos de passa-baixa, usando o método da impedância imagem. Em frequências de microondas, as perdas podem ser mantidas razoavelmente baixas, portanto, a maioria dos projetos de filtros baseados em elementos sem perdas pode ser realizada satisfatoriamente.

2 MÉTODO DA IMPEDÂNCIA IMAGEM PARA DESENVOLVIMENTO DE FILTROS

2.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é fornecer as bases do método da imagem por meio da discussão dos conceitos físicos e da apresentação das equações mais úteis associadas a este método. Algumas equações serão discutidas minuciosamente.

2.2 DEFINIÇÕES FÍSICAS E MATEMÁTICAS DA IMPEDÂNCIA IMAGEM E DA FUNÇÃO DE PROPAGAÇÃO IMAGEM

O ponto de vista da impedância imagem para análise de circuitos é aquele de uma onda e de análise de linhas de transmissão. Para uma linha de transmissão uniforme, a sua impedância característica é também sua impedância imagem. Também, se γ for a constante de propagação da linha por unidade de comprimento, então γl é a função de propagação da imagem de uma linha de comprimento l .

Considerando o quadripolo de duas portas assimétricas, cujas impedâncias características de cada porta são distintas em cada extremidade (extremidade 1 e extremidade 2), pode-se obter infinitos quadripolos interligados de tal forma que as extremidades 1 e extremidades 2 de cada junção conectam-se com extremidades 1 e extremidades 2 respectivamente, de acordo com a FIGURA 2.2-1. Como as interligações destes quadripolos são infinitas para ambos os lados, podemos obter sempre a mesma impedância Z_{I1} olhando para qualquer lado numa junção de extremidades 1. Analogamente, numa junção de extremidades 2, obtém-se uma impedância Z_{I2} olhando-a de qualquer um dos lados. Como a estrutura é assimétrica, Z_{I1} e Z_{I2} são geralmente diferentes.

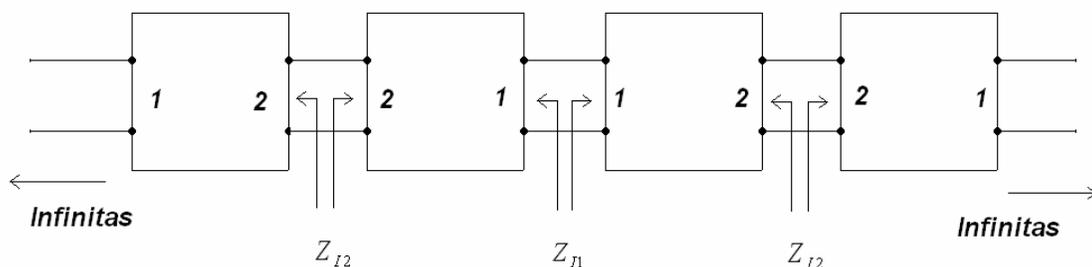


FIGURA 2.2-1 – Rede Infinita de Quadripolos.

Note que, devido à disposição da estrutura, uma impedância vista da esquerda ou da direita de qualquer junção é sempre a mesma, ou seja, todas as junções estão casadas. Isso implica que, do ponto de vista de uma onda, ao atravessar uma junção, não há reflexão. Caso uma onda se propague, por exemplo, para a direita nessa corrente de quadripolos, ela sofre atenuação de acordo com a função de propagação de cada quadripolo e atravessa as junções sem sofrer reflexão. Como as impedâncias imagens Z_{I1} e Z_{I2} são impedâncias de rede infinitas, as suas expressões matemáticas devem ser distintas daquelas expressões racionais de redes finitas de elementos concentrados. Para o caso de filtros cujas estruturas contenham elementos concentrados, a impedância imagem geralmente é uma função irracional. Para estrutura de filtros de microondas que envolvem elementos de linha de transmissão, as impedâncias imagens são geralmente irracionais e transcendentais.

Uma expressão para a impedância imagem pode facilmente ser obtida em termos do circuito da FIGURA 2.2-2.

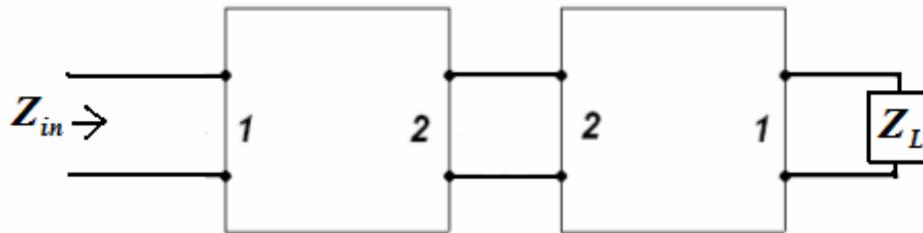


FIGURA 2.2-2 – Quadripolo duplo com carga.

Fazendo $Z_L = Z_{I1}$, a impedância de entrada Z_{in} , vista pela esquerda do circuito também será igual a Z_{I1} . Considerando os parâmetros de circuito, A, B, C e D, da rede da esquerda, e assumindo que as redes são recíprocas, temos os parâmetros de circuito, A_S , B_S , C_S e D_S , dos dois quadripólos. Então sabemos que

$$Z_{in} = \frac{A_S Z_L + B_S}{C_S Z_L + D_S} \quad (2.2-1)$$

E fazendo $Z_{in} = Z_L = Z_{I1}$, tem-se que

$$Z_{I2} = \sqrt{\frac{AB}{CD}} \quad (2.2-2)$$

Refazendo o procedimento para uma extremidade 2, tem-se que

$$Z_{I2} = \sqrt{\frac{DB}{CA}} \quad (2.2-3)$$

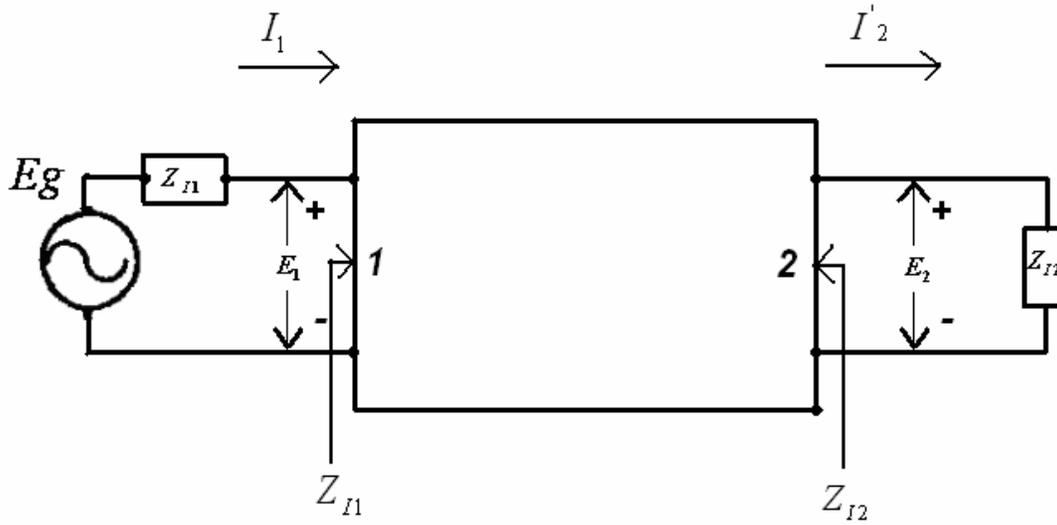


FIGURA 2.2-3 – Gerador casado com o quadripolo.

A FIGURA 2.2-3 mostra um quadripólo com um gerador cuja impedância interna é igual à impedância imagem de extremidade 1 e uma carga cuja impedância é igual à impedância imagem da extremidade 2. Como as terminações estão casadas com as impedâncias imagem, pode ser demonstrado que

$$\frac{E_1}{E_2} = \sqrt{\frac{Z_{I1}}{Z_{I2}}} e^{\gamma} \quad (2.2-4)$$

ou

$$\frac{E_1}{E_2} \sqrt{\frac{Z_{12}}{Z_{11}}} = e^\gamma \quad (2.2-5)$$

onde

$$\gamma = \alpha + j\beta = \ln(\sqrt{AD} + \sqrt{BC}) \quad (2.2-6)$$

é a função de propagação da imagem, α é a atenuação da imagem em nepers e β é fase da imagem em radianos [1].

A função de propagação imagem define a transmissão através do circuito, como expresso nas equações acima, somente se as terminações do circuito casar com as impedâncias imagens, assim como na FIGURA 2.2-3.

2.3 RELAÇÃO ENTRE OS PARÂMETROS DE IMAGEM E OS PARÂMETROS DE CIRCUITO, IMPEDÂNCIAS DE CIRCUITO ABERTO E ADMITÂNCIAS DE CURTO CIRCUITO.

Para facilitar a transformação dos parâmetros, faz-se útil o uso das seguintes tabelas.

Parâmetro Imagem	Em termos de A,B,C,D	Em termos de $z_{11}, z_{12} = z_{21}, z_{22}$	Em termos de $y_{11}, y_{12} = y_{21}, y_{22}$	Forma mista Conveniente
Z_{11}	$\sqrt{\frac{AB}{CD}}$	$\sqrt{\frac{z_{11}\Delta_z}{z_{22}}}$	$\sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}\Delta_y}}$	$\sqrt{\frac{z_{11}}{y_{11}}}$
Z_{12}	$\sqrt{\frac{DB}{CA}}$	$\sqrt{\frac{z_{22}\Delta_z}{z_{11}}}$	$\sqrt{\frac{y_{11}}{y_{22}\Delta_y}}$	$\sqrt{\frac{z_{22}}{y_{22}}}$
$\gamma = \alpha + j\beta$	$\coth^{-1} \sqrt{\frac{AD}{BC}}$	$\coth^{-1} \sqrt{\frac{z_{11}z_{22}}{\Delta_z}}$	$\coth^{-1} \sqrt{\frac{y_{11}y_{22}}{\Delta_y}}$	$\coth^{-1} \sqrt{\frac{z_{11}y_{11}}{z_{22}y_{22}}}$
$\gamma = \alpha + j\beta$	$\cos^{-1} \sqrt{AD}$	$\cosh^{-1} \left(\frac{\sqrt{z_{11}z_{22}}}{z_{21}} \right)$	$\cosh^{-1} \left(\frac{\sqrt{y_{11}y_{22}}}{y_{21}} \right)$	
$\gamma = \alpha + j\beta$	$\sinh^{-1} \sqrt{BC}$	$\sinh^{-1} \left(\frac{\sqrt{\Delta_z}}{z_{21}} \right)$	$\sinh^{-1} \left(\frac{\sqrt{\Delta_y}}{y_{21}} \right)$	

TABELA 2.3-1 – Parâmetros Imagem em função dos Parâmetros de Circuito.

Onde se têm: $\Delta_z = z_{11}z_{22} - z_{12}^2$ e $\Delta_y = y_{11}y_{22} - y_{12}^2$

A TABELA 2.3-1 representa os parâmetros da impedância imagem em termos de parâmetros gerais de circuitos, de impedância de circuitos abertos ou de admitâncias de curto-circuito. Já a TABELA 2.3-2 mostra a representação inversa à tabela anterior, os parâmetros de circuitos em termos dos parâmetros de impedância imagem.

$A = \sqrt{\frac{Z_{I1}}{Z_{I2}}} \cosh \gamma;$	$B = \sqrt{Z_{I1}Z_{I2}} \sinh \gamma$
$C = \frac{\sinh \gamma}{\sqrt{Z_{I1}Z_{I2}}};$	$D = \sqrt{\frac{Z_{I2}}{Z_{I1}}} \cosh \gamma$
$z_{11} = z_{I1} \coth \gamma;$	$z_{12} = \frac{\sqrt{Z_{I1}Z_{I2}}}{\sinh \gamma}$
$z_{21} = z_{I2};$	$z_{22} = Z_{I2} \coth \gamma$
$y_{11} = Y_{I1} \coth \gamma;$	$y_{12} = -\frac{\sqrt{Y_{I1}Y_{I2}}}{\sinh \gamma}$
$y_{21} = y_{I2};$	$y_{22} = Y_{I2} \coth \gamma$

TABELA 2.3-2 – Parâmetros de Circuito em função dos Parâmetros Imagem.

2.4 PARÂMETROS IMAGENS PARA ALGUMAS ESTRUTURAS COMUNS

Os parâmetros de imagem de um quadripolo de seção L como na FIGURA 2.4-1 são dados pelas equações que seguem. As impedâncias imagens correspondentes à cada extremidade do quadripolo são Z_{I1} e Z_{I2} . A letra γ representa a função de propagação da estrutura.

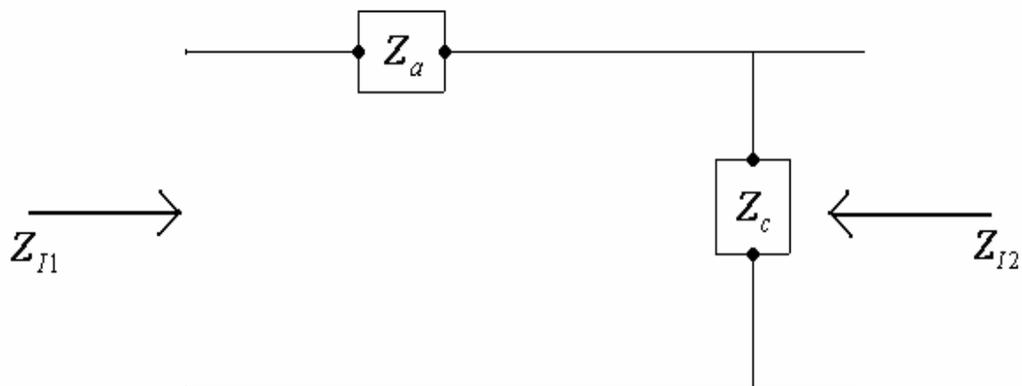


FIGURA 2.4-1 – Quadripolo de seção L .

$$Z_{I1} = \sqrt{Z_a(Z_a + Z_c)} \quad (2.4-1)$$

$$Z_{I1} = \sqrt{Z_a Z_c} \sqrt{1 + \frac{Z_a}{Z_c}} \quad (2.4-2)$$

$$Z_{I2} = \frac{Z_a Z_c}{\sqrt{Z_a(Z_a + Z_c)}} \quad (2.4-3)$$

$$Z_{I1} = \frac{\sqrt{Z_a Z_c}}{\sqrt{1 + \frac{Z_a}{Z_c}}} \quad (2.4-4)$$

$$\gamma = \cot gh.^{-1} \sqrt{1 + \frac{Z_c}{Z_a}} \quad (2.4-5)$$

$$\gamma = \cosh.^{-1} \sqrt{1 + \frac{Z_a}{Z_c}} \quad (2.4-6)$$

$$\gamma = \sinh.^{-1} \sqrt{\frac{Z_a}{Z_c}} \quad (2.4-7)$$

Note que

$$Z_{I1} = \frac{Z_a Z_c}{Z_{I2}} \quad (2.4-8)$$

Para o quadripolo de seção T simétrico da FIGURA 2.4-2, as seguintes equações definem as impedâncias imagem e a função de propagação.

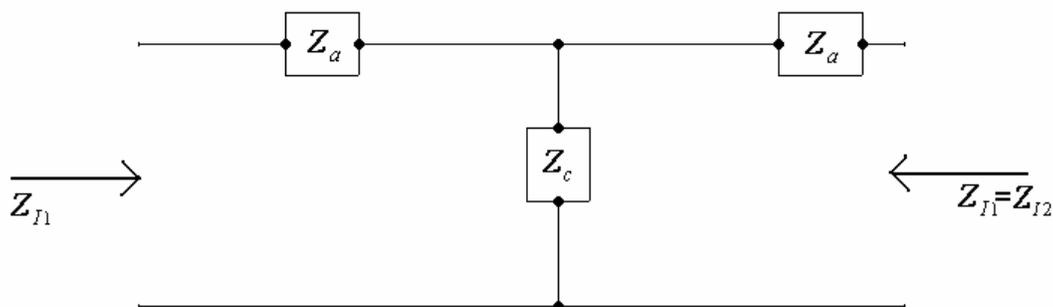


FIGURA 2.4-2 – Quadripolo de seção T .

$$Z_{I1} = Z_{I2} = \sqrt{Z_a(Z_a + 2Z_b)} \quad (2.4-9)$$

$$\gamma = 2 \cot gh^{-1} \sqrt{1 + \frac{2Z_b}{Z_a}} \quad (2.4-10)$$

$$\gamma = 2 \cosh^{-1} \left(1 + \frac{Z_a}{2Z_b} \right) \quad (2.4-11)$$

$$\gamma = 2 \sinh^{-1} \sqrt{\frac{Z_a}{2Z_b}} \quad (2.4-12)$$

O circuito da FIGURA 2.4-2 pode ser visto como sendo 2 seções L da FIGURA 2.4-1, colocadas de costas uma para outra, de tal forma que $Z_b = \frac{Z_c}{2}$. Então Z_{I1} será o mesmo para ambos os quadripolos e o γ será o dobro daquele para o caso de seção L .

As admitâncias imagens e a função de propagação para um quadripolo de seção π , conforme a FIGURA 2.4-3, são dadas pelas equações que seguem

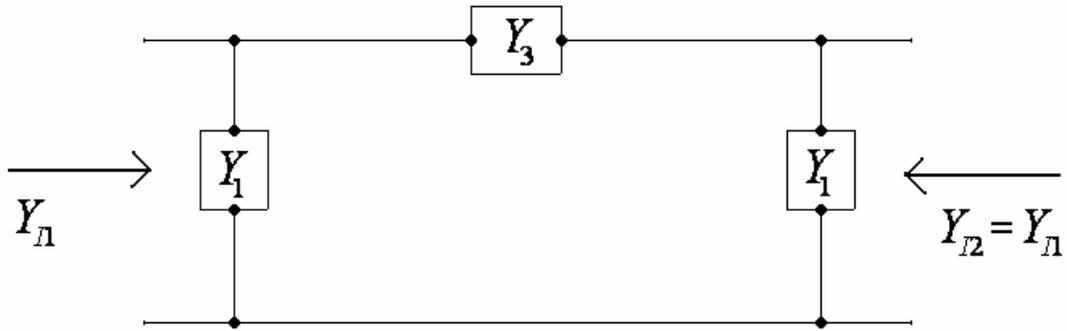


FIGURA 2.4-3 – Quadripolo de seção π .

$$Y_{11} = Y_{12} = \sqrt{Y_1(Y_1 + 2Y_3)} \quad (2.4-13)$$

$$\gamma = 2 \cot gh^{-1} \sqrt{1 + \frac{2Y_3}{Y_1}} \quad (2.4-14)$$

$$\gamma = 2 \cosh^{-1} \left(1 + \frac{Y_1}{2Y_3} \right) \quad (2.4-15)$$

$$\gamma = 2 \sinh^{-1} \sqrt{\frac{Y_1}{2Y_3}} \quad (2.4-16)$$

A estrutura π também pode ser formada a partir de duas meias seções, tal que $Y_1 = \frac{1}{Z_c}$ e $Y_3 = \frac{1}{2Z_a}$. Para a FIGURA 3.4-1 $Y_{12} = \frac{1}{Z_{12}}$, então $Y_{12} = Y_{11}$ na FIGURA 3.4-3, enquanto o γ será o dobro daquele que na FIGURA 3.4-1.

Para uma linha de transmissão uniforme de comprimento l , a impedância característica Z_0 e a constante de propagação $\gamma_l = \alpha_l + j\beta_l$, por unidade de comprimento têm-se:

$$Z_{11} = Z_{12} = Z_0 \quad (2.4-17)$$

$$\gamma = \gamma_1 l = \alpha_1 l + \beta_1 l \quad (2.4-18)$$

2.5 FILTROS DE SEÇÃO CONSTANTE $-k$

Filtros de seção $-k$ é um exemplo clássico de filtros projetados a partir do ponto de vista da imagem. As seções de filtro que serão mostradas são todas normalizadas para que suas impedâncias imagens sejam $R_o' = 1 \Omega$ a $\omega' = 0$ e que suas frequências de corte ocorram a $\omega_1' = 1 \text{ radianos / segundo}$. Entretanto, esses circuitos normalizados podem facilmente ser alterados para outras escalas de impedância e frequência utilizando as seguintes relações.

$$R = \left(\frac{R_o}{R_o'} \right) R' \quad (2.5-1)$$

$$L = \left(\frac{R_o}{R_o'} \right) \left(\frac{\omega_1'}{\omega_1} \right) L' \quad (2.5-2)$$

$$C = \left(\frac{R_o}{R_o'} \right) \left(\frac{\omega_1'}{\omega_1} \right) C' \quad (2.5-3)$$

R' , L' e C' são para o circuito normalizado e R , L e C são os elementos correspondentes para o circuito em escala. A razão $\left(\frac{R_o}{R_o'} \right)$ define a mudança no nível de impedância, enquanto que $\left(\frac{\omega_1'}{\omega_1} \right)$ define a mudança da escala da frequência.

A FIGURA 2.5-1 mostra um filtro de constante $-k$ de meia seção. Suas impedâncias imagens são dadas pelas equações (2.5-4) e (2.5-5).

$$Z_{IT} = \sqrt{1 - (w')^2} \quad (2.5-4)$$

$$Z_{I\pi} = \frac{1}{\sqrt{1-(w')^2}} = \frac{1}{Z_{IT}} \quad (2.5-5)$$

A sua função de propagação para a banda de passagem $0 \leq \omega' \leq 1$ é:

$$\gamma = \alpha + j\beta = 0 + j\text{sen}^{-1}(\omega') \quad (2.5-6)$$

Para a sua banda de rejeição $1 \leq \omega' \leq \infty$, tem-se:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \cosh^{-1}(\omega') + j\frac{\pi}{2} \quad (2.5-7)$$

α é dado em nepers e β é dado em radianos.

A FIGURA 2.5-2 mostra a característica da impedância imagem dessa estrutura. Note um detalhe importante, Z_{IT} e $Z_{I\pi}$ são puramente reais na banda de passagem e puramente imaginários na banda de rejeição. Veja também que $\alpha = 0$ na banda de passagem e β é constante na banda de rejeição.

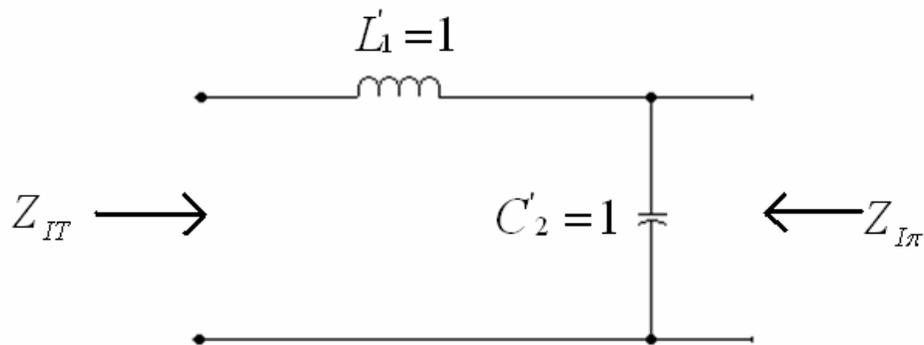


FIGURA 2.5-1 – Quadripolo normalizado.

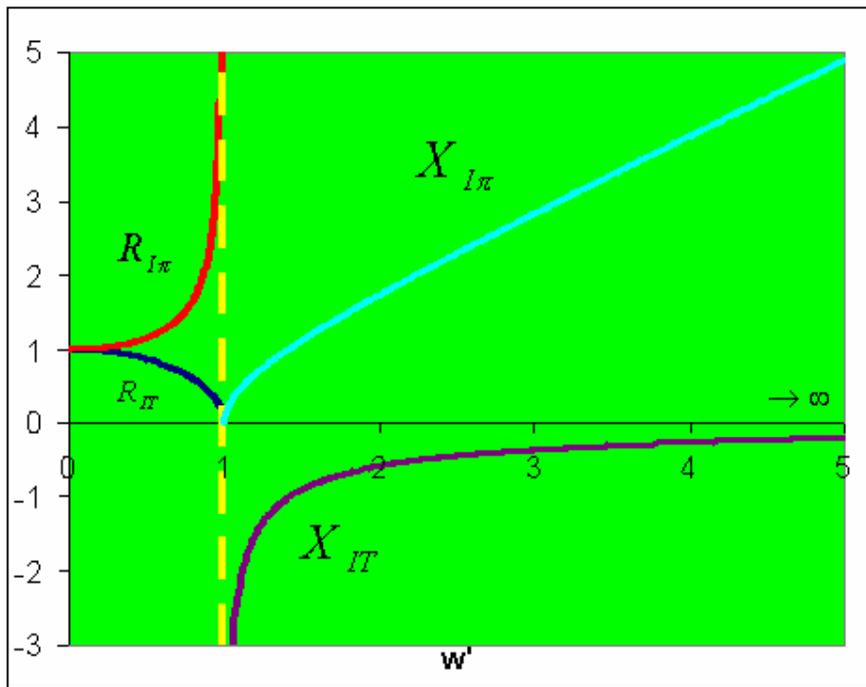


FIGURA 2.5-2 – Impedâncias Imagens para o circuito da FIGURA 2.5-1.

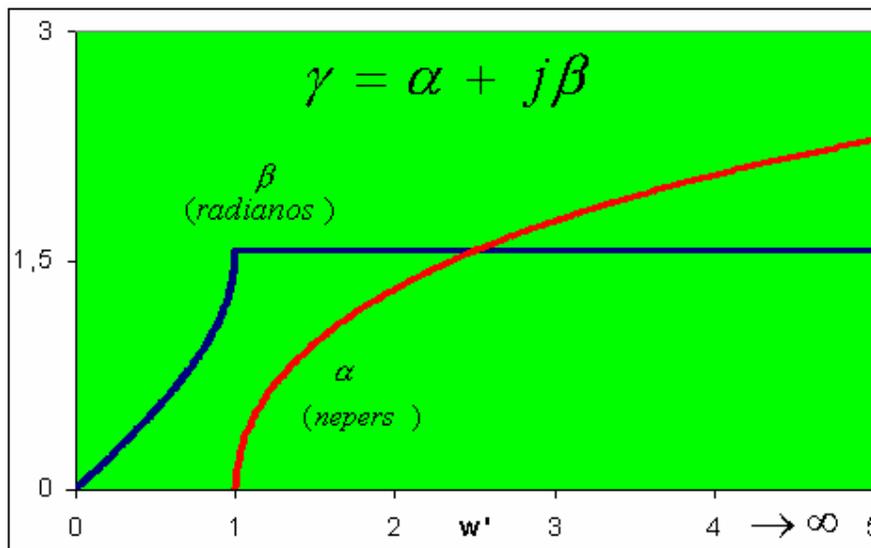


FIGURA 2.5-3 – Característica de atenuação da FIGURA 2.5-1.

É importante salientar que o coeficiente de atenuação α tende para o infinito quando a frequência tende também para o infinito, porém não foi possível mostrar isto através da FIGURA 2.5-3, visto que em análise de filtros o eixo de frequências é normalmente graduado em escala logarítmica. Em tal situação seria possível mostrar o comportamento do filtro na sua banda passante e na sua banda de rejeição. Aqui se utiliza a escala linear. Todavia pela figura pode-se ter uma noção de que α tenderá para o infinito em altas frequências.

3 CONSTRUÇÃO E PROJETO DO FILTRO

3.1 TECNOLOGIA ADOTADA

Neste trabalho, o filtro é desenvolvido de modo que seu funcionamento tenha uma banda de passagem larga e bem casada, possuindo também uma alta atenuação na banda de rejeição para ondas que propagam no modo dominante TE_{10} e, conseqüentemente, para os harmônicos superiores de uma onda.

Um tipo conhecido de filtro que realiza uma função semelhante é o filtro passa-baixa de guia de onda corrugado, mostrado na FIGURA 3.1-1. Ele pode ser projetado para que tenha uma banda de passagem e uma banda de rejeição de acordo com as especificações do filtro desenvolvido nesse trabalho. Entretanto, ele não elimina os harmônicos de uma onda, atuando apenas para os modos TE_{n0} . Isso ocorre devido às corrugações serem uniformes através da largura do guia, fazendo com que as características do filtro dependam apenas do comprimento de onda dos modos TE_{n0} do guia, propagando pelo filtro, e não dependam das suas frequências.

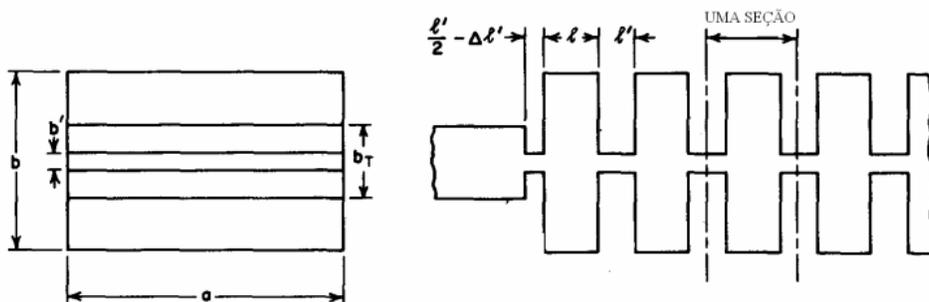


FIGURA 3.1-1 – Filtro Passa-baixa Corrugado para Guia de Ondas.

Uma técnica para suprimir as ondas propagantes de ordem superior, modos TE_{n0} , consiste em cortar fendas longitudinais através das corrugações. Dessa forma, transformando o filtro corrugado em um filtro *waffle-iron*. Para compreender o processo de projeto e construção de um filtro *waffle-iron*, é necessário conhecer bem o processo para filtros corrugados, pois como o seu procedimento é utilizado em várias aplicações, a sua compreensão será de grande importância para o projeto do filtro *waffle-iron*.

O projeto do filtro corrugado para guia de ondas segue o método do parâmetro imagem, e aplica-se sem restrições de valores para b . Contudo, os valores de l' apresentam restrições. Quando

$b \leq l$, o projeto deste tipo de filtro é realizado através da utilização do protótipo de elementos concentrados. Ele tem que ser maior que $\frac{b'}{2}$ para que os campos elétricos e magnéticos nas extremidades da seção de comprimento l' não interajam entre si. Os valores de b , b' e l' são definidos na FIGURA 3.1-1.

Para ilustrar os parâmetros de imagem para esse tipo de filtro como uma função da frequência, tem-se a FIGURA 3.1-2. A banda de passagem se estende desde f_c , a frequência de corte do guia de ondas, até f_1 , a frequência de corte superior da primeira banda de passagem do filtro. Na frequência de atenuação infinita, f_∞ , a mudança de fase de cada seção varia abruptamente de 180° a 360° . A frequência f_2 é aquela de corte inferior da segunda banda de passagem. A admitância imagem normalizada, y_I , do filtro é máxima em f_c (onde o comprimento de onda do guia $\lambda_g = \infty$) e zero em f_1 (onde $\lambda_g = \lambda_{g1}$).

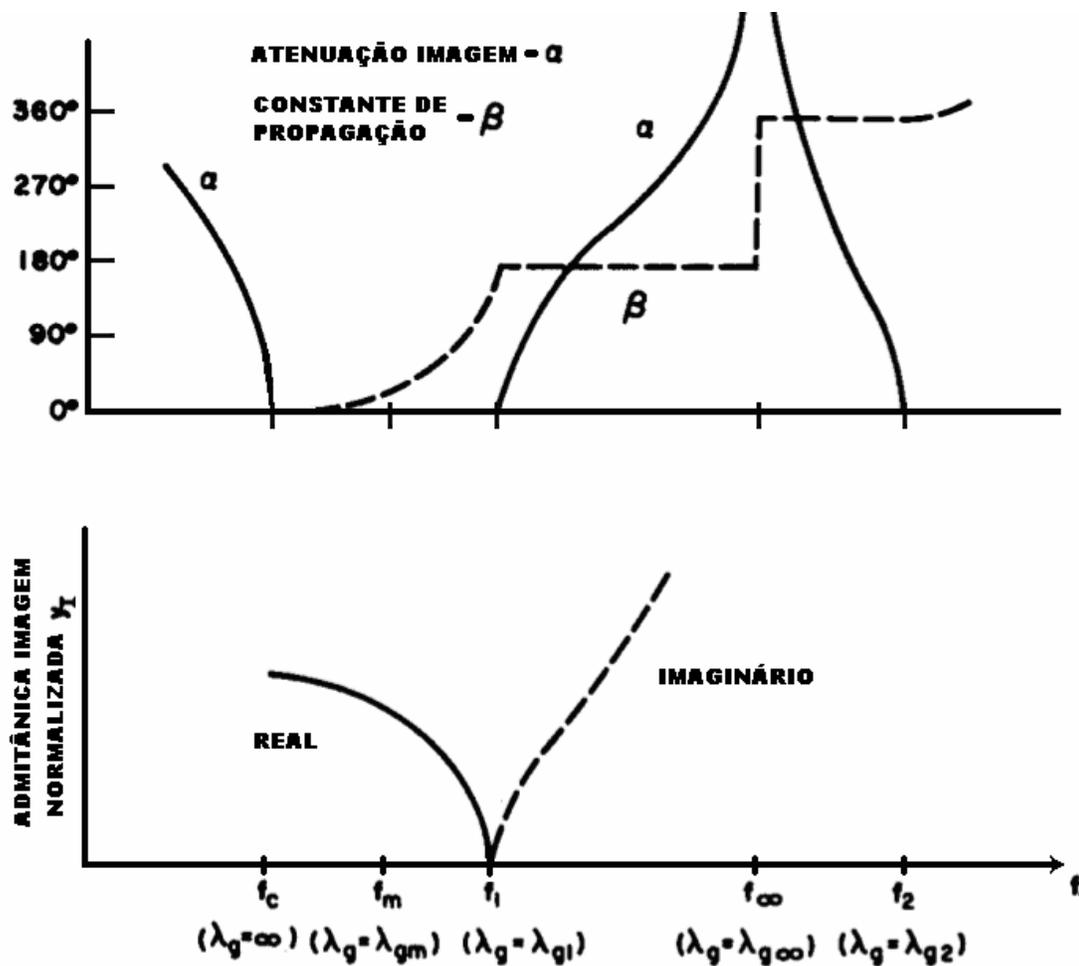


FIGURA 3.1-2 – Parâmetros Imagens para um Filtro Corrugado.

O circuito equivalente de uma meia seção do filtro está ilustrado abaixo. Por uma questão de conveniência, todas as admitâncias são normalizadas pela admitância característica das porções do filtro que têm altura b e largura a . Nota-se que y_{o1} e y_{o2} são as admitâncias características e y_I é a admitância imagem normalizada.

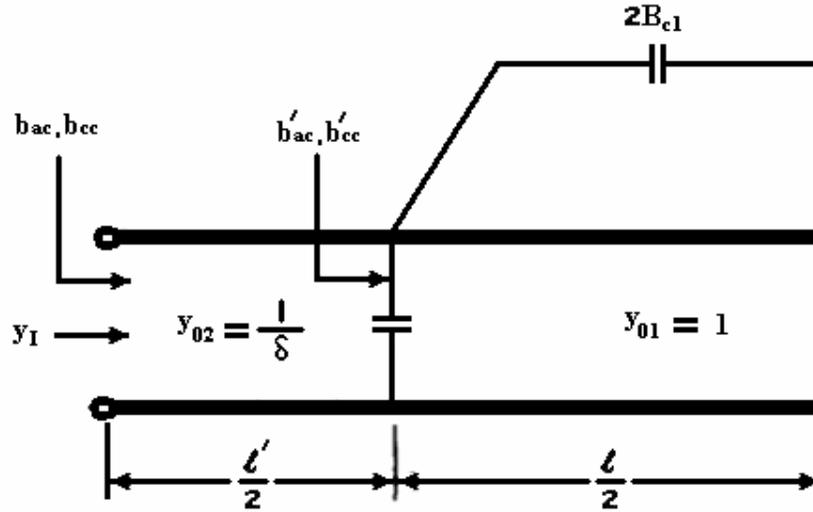


FIGURA 3.1-3 – Circuito Equivalente para um Filtro Corrugado de meia-seção

As susceptâncias de meia seção em circuito aberto e curto-circuito são dadas pelas equações que seguem [1].

$$b_{ca} = \frac{1}{\delta} \left[\frac{\pi l'}{\lambda_g} + tg \cdot^{-1}(\delta b'_{ca}) \right] \quad (3.1-1)$$

$$b_{cc} = \frac{1}{\delta} \left[\frac{\pi l'}{\lambda_g} + tg \cdot^{-1}(\delta b'_{cc}) \right] \quad (3.1-2)$$

Onde

$$b'_{ca} = tg \cdot \left(\frac{\pi l}{\lambda_g} \right) + B_{c2} \quad (3.1-3)$$

$$b'_{cc} = -\cot g \cdot \left(\frac{\pi l}{\lambda_g} \right) + B_{c2} + 2B_{c1} \quad (3.1-4)$$

$$\delta = \frac{b'}{b} \quad (3.1-5)$$

As susceptâncias definidas com índice *ac* (*circuito aberto*) são avaliadas com as terminações dos fios à direita em aberto, como mostra a FIGURA 3.1-3, enquanto as susceptâncias definidas com índice *cc* (*curto-circuito*) são avaliadas com as terminações dos fios à direita em curto.

Quando $\delta \leq 0,15$, a susceptância shunt B_{c2} é dada precisamente pela equação a seguir.

$$B_{c2} \approx \frac{2b}{\lambda_g} \left\{ \ln \frac{1}{\delta} - 0,338 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\operatorname{tgh} \left(\frac{k\pi l F}{b} \right)}{F} - 1 \right] \right\} - 0,09 \frac{b}{\lambda_g} \quad (3.1-6)$$

E a susceptância série B_{c1} tem o seguinte valor:

$$B_{c1} \approx \frac{2b}{\lambda_g} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\operatorname{csc} h \left(\frac{2\pi k l F}{b} \right)}{F} \quad (3.1-7)$$

Sendo que:

$$F \approx \sqrt{1 - \left(\frac{b}{k\lambda_g} \right)^2} \quad (3.1-8)$$

A admitância imagem normalizada será [1]:

$$y_I = \sqrt{y_{ca} y_{cc}} \quad (3.1-9)$$

$$y_I = j \frac{\cot g \left(\frac{\theta'}{2} \right)}{\delta} \sqrt{\frac{\left(b'_{ca} + \frac{\operatorname{tg} \left(\frac{\theta'}{2} \right)}{\delta} \right) \left(b'_{cc} + \frac{\operatorname{tg} \left(\frac{\theta'}{2} \right)}{\delta} \right)}{\left(b'_{cc} - \frac{\cot g \left(\frac{\theta'}{2} \right)}{\delta} \right) \left(b'_{ca} - \frac{\cot g \left(\frac{\theta'}{2} \right)}{\delta} \right)}} \quad (3.1-10)$$

E a constante de propagação imagem para uma seção inteira é [1]:

$$\gamma = \alpha + j\beta = 2tgh.^{-1} \left(\sqrt{\frac{y_{ac}}{y_{cc}}} \right) \quad (3.1-11)$$

Ou

$$\gamma = 2tgh.^{-1} \left(\left| \begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} tg.\left(\frac{\theta'}{2}\right) \\ b'_{ca} + \frac{\quad}{\delta} \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} cot\ g.\left(\frac{\theta'}{2}\right) \\ b'_{cc} - \frac{\quad}{\delta} \end{array} \right) \\ \left(\begin{array}{c} cot\ g.\left(\frac{\theta'}{2}\right) \\ b'_{ca} - \frac{\quad}{\delta} \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} tg.\left(\frac{\theta'}{2}\right) \\ b'_{cc} + \frac{\quad}{\delta} \end{array} \right) \end{array} \right) \quad (3.1-12)$$

Onde $\theta' = \frac{2\pi l'}{\lambda_g}$ é o comprimento elétrico de linhas de baixa impedância de comprimento l' .

Uma vez já determinada a frequência de corte imagem das seções, juntamente com o seu correspondente comprimento de onda do guia λ_{g1} , tem-se uma fórmula aproximada para a atenuação por seção do filtro corrugado:

$$\alpha = 17,372 \cosh^{-1} \left(\frac{\lambda_{g1}}{\lambda_g} \right) dB / seção. \quad (3.1-13)$$

Onde λ_g é o comprimento de onda do guia numa frequência específica da banda de rejeição. Esta equação considera que as corrugações são pequenas comparadas ao comprimento de onda. Note que uma seção de filtro é definida como uma região que se estende do centro de um dente da corrugação ao centro do dente seguinte. A atenuação total é aproximada fazendo α vezes a quantidade de seções.

A frequência de corte imagem f_1 ocorre quando $y_l = 0$ é determinado pela seguinte condição da equação (3.1-14).

$$b'_{cc} + \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\theta'}{2}\right)}{\delta} = 0. \quad (3.1-14)$$

A frequência de atenuação infinita é dada pela condição $b'_{cc} = b'_{ca}$; e finalmente, a frequência de corte da imagem na extremidade superior da primeira banda de passagem determina-se pela condição da equação (3.1-15).

$$b'_{cc} - \frac{\cot g \frac{\theta'}{2}}{\delta} = 0. \quad (3.1-15)$$

Com auxílio da FIGURA 3.1-4, que mostra o gráfico das quantidades que determinam frequências críticas na resposta do filtro corrugado para guias de onda, pode-se facilmente interpretar as equações (3.1-10) e (3.1-12), pois mostra um esquemático das grandezas destas equações como uma função do recíproco do comprimento de onda do guia. Esse gráfico é utilizado plotando as curvas de b'_{cc} e b'_{ca} em função da frequência e determinando as frequências que satisfazem as equações (3.1-14), (3.1-15) e $b'_{cc} = b'_{ca}$.

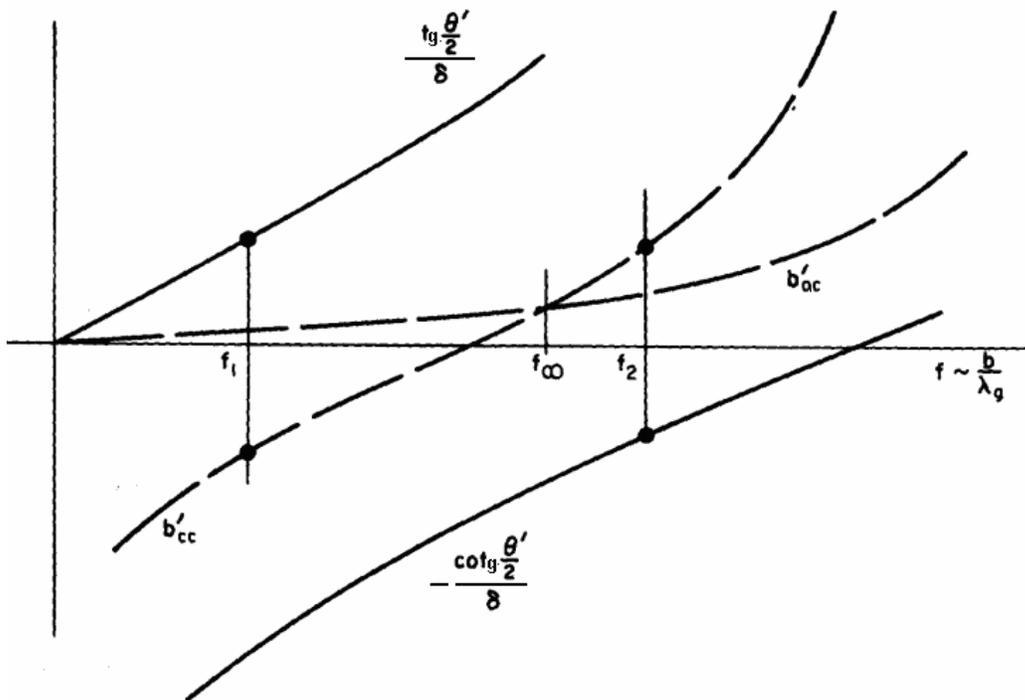


FIGURA 3.1-4 – Gráfico das Quantidades que determinam as Frequências Críticas para Resposta de Filtros Corrugados.

3.2 PROCEDIMENTOS DE PROJETO DO FILTRO CORRUGADO

O projeto de filtros corrugados para guia de ondas pode ser desenvolvido a partir das equações apresentadas no tópicio anterior, utilizando os valores computados para b'_{cc} e b'_{ca} , ou utilizando os valores $\frac{l}{b} = \frac{1}{\pi}, \frac{1}{2\pi} e \frac{1}{4\pi}$ plotados por Cohn [2,3]. Ou ainda, tem-se uma terceira alternativa, onde os valores de b'_{cc} e b'_{ca} podem ser derivados do circuito equivalente de um guia de onda tabulado pelo Marcuvitz [4] para $\frac{l}{b'} \leq 1,0$.

O método do projeto gráfico proposto pelo Cohn geralmente é mais fácil e é válido para $\delta \leq 0,20$. A princípio, é necessário estabelecer quais são os valores f_c , f_1 e f_∞ e então se determina a largura a do filtro, pois, $a = \frac{5,9}{(f_c)_{GHz}}$ e a é dado em polegadas. Os valores de λ_{g1} e $\lambda_{g\infty}$ são obtidos pela relação,

$$\lambda_{gn} = \frac{11,8}{\sqrt{(f_n)_{GHz}^2 - (f_c)_{GHz}^2}} \text{ fazendo } n = 1 \text{ e } n = \infty. \quad (3.2-1)$$

Os gráficos seguintes, mostrados pelas FIGURAS 3.2-1, 3.2-2 e 3.2-3 são curvas empíricas produzidos por Cohn e serão utilizados para a determinação dos parâmetros do filtro. Estes gráficos, por serem oriundos de procedimentos experimentais, não possuem funções que os descrevem. Devido à impossibilidade de reproduzi-los, utilizou-se àqueles existentes na referência [1]. O gráfico da

FIGURA 3.2-1 apresenta quatro parâmetros: $\frac{l}{b}$, $\frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{g\infty}}$, $\frac{b}{\lambda_{g1}}$ e $\frac{b_o}{\lambda_{g1}}$. A partir deles obtemos l , b e

b_o . O gráfico da FIGURA 3.2-2 apresenta três parâmetros: $\frac{l}{b}$, $\frac{b}{\lambda_{g1}}$ e G . Esse gráfico é utilizado

para determinar o parâmetro de circuito G . O gráfico da FIGURA 3.2-3 depende de três parâmetros:

$\frac{l}{b}$, $\frac{b}{\lambda_{g\infty}}$ e δ , que determinam a curva de atenuação infinito.

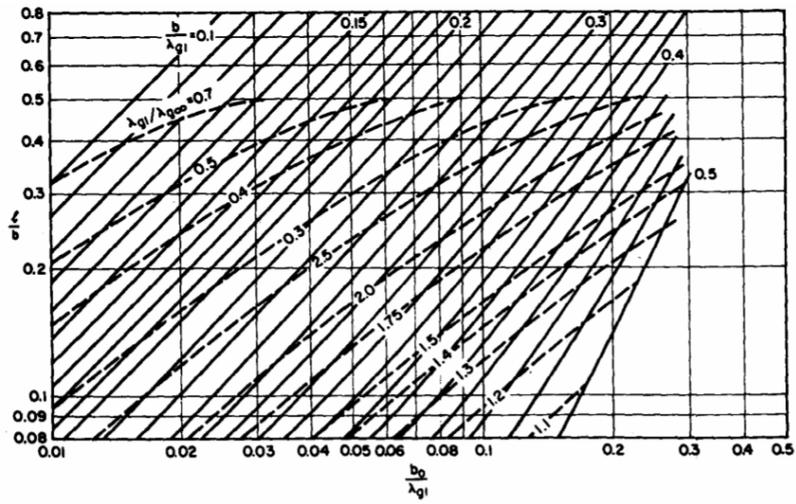


FIGURA 3.2-1 – Gráfico de projeto para determinação do b .

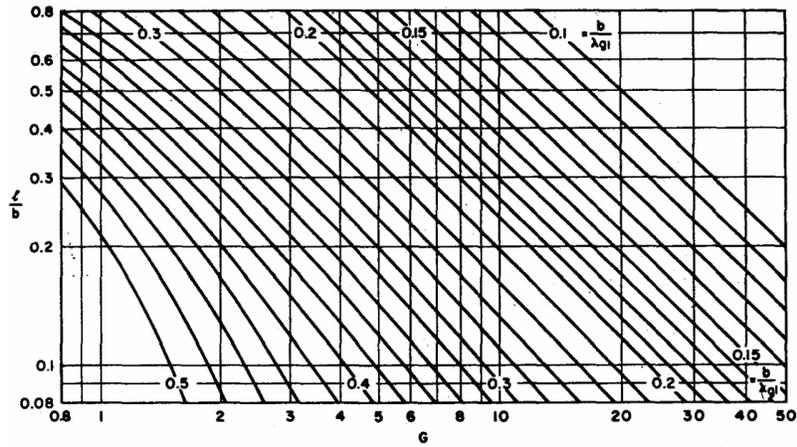


FIGURA 3.2-2 – Gráfico de projeto para determinação do G .

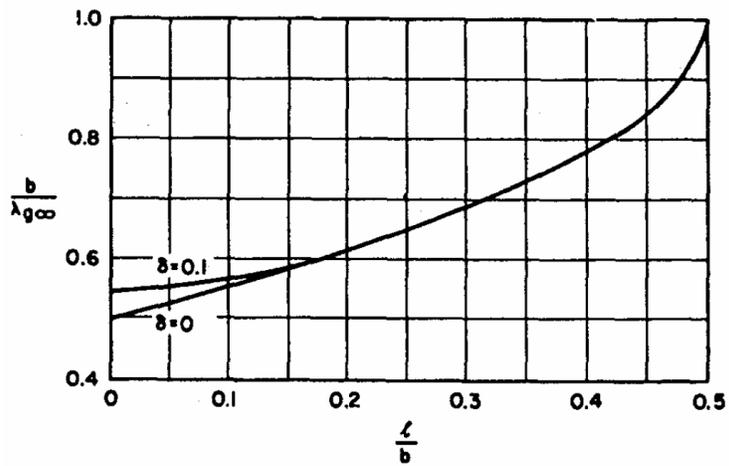


FIGURA 3.2-3 – Curva de atenuação infinita do comprimento de onda.

Escolhendo-se um valor adequado (que atende as restrições de projeto) para $\frac{l}{b}$, utilizando o valor $\frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{g\infty}}$ e consultando a FIGURA 3.2-1, determina-se os valores de b , b_o e l através das relações $\frac{b}{\lambda_{g1}}$ e $\frac{b_o}{\lambda_{g1}}$. Onde b_o é a altura terminal do guia que irá casar o filtro a medida que λ_g aproximar-se de infinito. Com esses dados, pode-se então determinar o parâmetro de projeto G através da FIGURA 3.2-2 em função de $\frac{l}{b}$ e $\frac{b}{\lambda_{g1}}$. Então admitindo que $\delta \leq 0,20$, o valor l' , uma parte de uma ilha de metal, é calculado resolvendo a equação seguinte [1].

$$tg\left(\frac{\pi l'}{\lambda_g}\right) = \pi \delta \frac{b}{\lambda_{g1}} \left[G - \frac{2}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\delta}\right) + 0,215 \right]. \quad (3.2-2)$$

Encontrando-se o valor de l' , se a relação $\frac{l'}{b'}$ é menor que 0,5, deve-se utilizar outro valor de δ .

A admitância imagem na banda de passagem do filtro, normalizado pela altura do guia de altura b , é dado pela relação:

$$y_I = \frac{b}{b_o} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{g1}}{\lambda_g}\right)^2} \quad (3.2-3)$$

Sendo que λ_{g1} é o comprimento de onda do guia na frequência f_1 . A fim de se obter um casamento perfeito com o filtro a uma dada frequência f_n , cujo comprimento de onda $\lambda_g = \lambda_{g1}$, a altura do guia terminal pode ser ajustada para b_T da seguinte forma:

$$b_T = \frac{b_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{gn}}\right)^2}} \quad (3.2-4)$$

O casamento e os cálculos da altura do guia terminal estão especificados mais à frente na seção 3.4.

Uma desvantagem no método do Cohn está na incapacidade de especificar f_2 . Entretanto, sabe-se que em geral f_2 é 20% maior que f_∞ . Então é importante salientar a necessidade de colocar f_∞ próxima à extremidade superior da banda de rejeição.

Outro ponto importante no projeto deste tipo de filtro, é na redução em $\Delta l'$ do comprimento $\frac{l'}{2}$ da linha de baixa impedância b' , que se conecta ao guia terminal de altura b_T , devido à descontinuidade da susceptância B da junção. Esse valor é dado por [1]:

$$\Delta l' = \frac{b'}{2\pi} \left[\frac{\lambda_g B}{b_T Y_o} \right] \quad (3.2-5)$$

Onde Y_o é a admitância característica da linha terminal e pode ser facilmente determinado pela FIGURA 3.2-4.

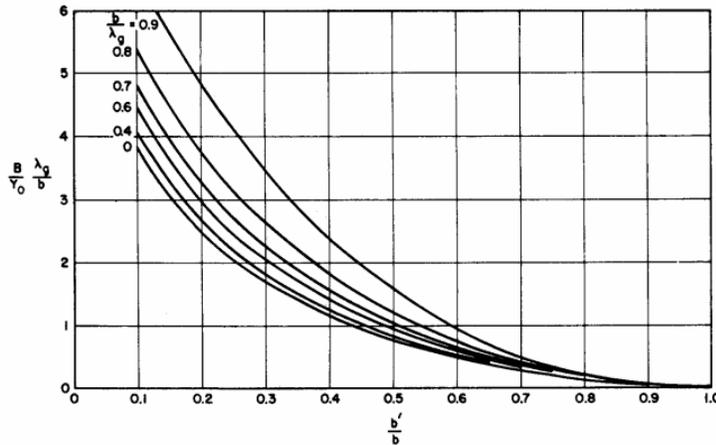


FIGURA 3.2-4 – Susceptância shunt para mudança de altura de guia retangular.

3.3 FILTROS WAFFLE-IRON PASSA-BAIXA COM BANDA DE REJEIÇÃO LARGA

Os filtros *waffle-iron* têm duas características marcantes. A primeira consiste em uma banda de passagem larga e bem casada, e a segunda deve-se ao fato dele ter uma banda de rejeição, também, larga e de alta atenuação. Sendo a segunda característica bastante útil para eliminar harmônicos de todos os modos.

Um ponto essencial sobre estes filtros é que o espaçamento entre as ilhas de metal não pode ser maior que metade do comprimento de onda no espaço livre na maior frequência da banda de

rejeição. As pequenas ilhas de metal são originadas pelas fendas transversais e longitudinais. A estrutura do filtro é apresentada na FIGURA 3.3-1.

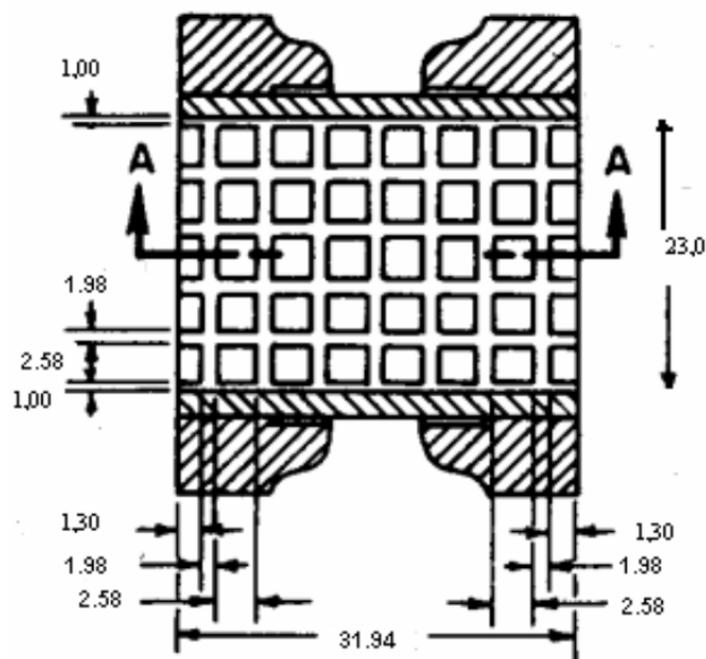


FIGURA 3.3-1 – Detalhes do filtro *Waffle-Iron*.

Essas condições proporcionam ao filtro *waffle-iron* uma estrutura isotrópica que tem as mesmas características, a uma dada frequência, para ondas TEM se propagando através dele em qualquer direção. Então como qualquer modo TE_{m0} pode ser representado por ondas TEM viajando em direções diferentes através do filtro, as propriedades do filtro *waffle-iron* para os modos TE_{m0} são funções apenas da frequência. Essa é a grande diferença entre os filtros *waffle-iron* e corrugado. No corrugado sem fendas, as propriedades de resposta dependem das dimensões do guia, do número dos modos e do comprimento de onda do guia. Já no filtro *waffle-iron*, trabalha-se com comprimento de onda no espaço livre.

Os modos incidentes que têm componentes horizontais de campo elétrico podem excitar modos que se propagam através das fendas longitudinais do filtro em frequências onde a altura b da fenda é maior que a metade do comprimento de onda do espaço livre. Esses modos são problemáticos, principalmente quando estão próximos à maior frequência da banda de rejeição. Entretanto, há uma técnica para casar os filtros *waffle-iron* com a altura padrão do guia de onda. Utilizam-se *transformadores de degrau*. A altura do guia, reduzida por estes transformadores, suprime efetivamente os modos incidentes que poderiam ter componentes horizontais de campo elétrico e que poderiam excitar modos de fendas no filtro. O seu projeto será discutido mais adiante.

3.4 PROJETO DO FILTRO WAFFLE-IRON UTILIZANDO O MÉTODO DE COHN PARA FILTROS CORRUGADOS

Como mencionado anteriormente, o projeto de um filtro *waffle-iron* segue o projeto de filtros corrugados proposto por Cohn, sendo que agora, usa-se λ_1 o comprimento de onda do espaço livre, no lugar do λ_g . O filtro *waffle-iron* pretendido funciona para as frequências de 8,2 a 12,4 GHz e será utilizado com o guia de ondas EIA WR-90 de largura $a = 0,90$ polegadas (22,86 mm) e de altura $h = 0,40$ polegadas (10,16 mm). Com o valor de a , pode-se calcular o valor de f_c a partir da fórmula

$$a = \frac{5,9}{(f_c)_{\text{GHz}}} . \quad (3.4-1)$$

Sabendo que a banda de passagem e a banda de rejeição do filtro são respectivamente de 8,2 a 12,4 GHz e 16 a 37,5 GHz, escolhemos apropriadamente valores para f_1 e f_∞ , para que $\frac{\lambda_1}{\lambda_\infty} = 2,5$.

GHz	
f_c	6,56
f_1	13,50
f_∞	33,75

TABELA 3.4-1 – Frequências críticas do filtro.

Podemos então determinar λ_1 e λ_∞ .

Comprimento De onda	Polegadas	mm
λ_1	0,87	22,22
λ_∞	0,35	8,89

TABELA 3.4-2 – Comprimentos de onda do filtro.

De fato, $\frac{\lambda_1}{\lambda_\infty} = 2,5$.

A partir deste ponto foi feita uma minuciosa análise gráfica para obtenção dos parâmetros do projeto. Segue então uma análise algébrica das equações, aliada à análise gráfica.

Fazendo $\frac{l}{b} = \frac{1}{\pi} = 0,318$, pode-se inferir da FIGURA 3.4-1, seguindo as linhas em destaque que: $\frac{b_o}{\lambda_1} = 0,08$ e $\frac{b}{\lambda_1} = 0,28$.

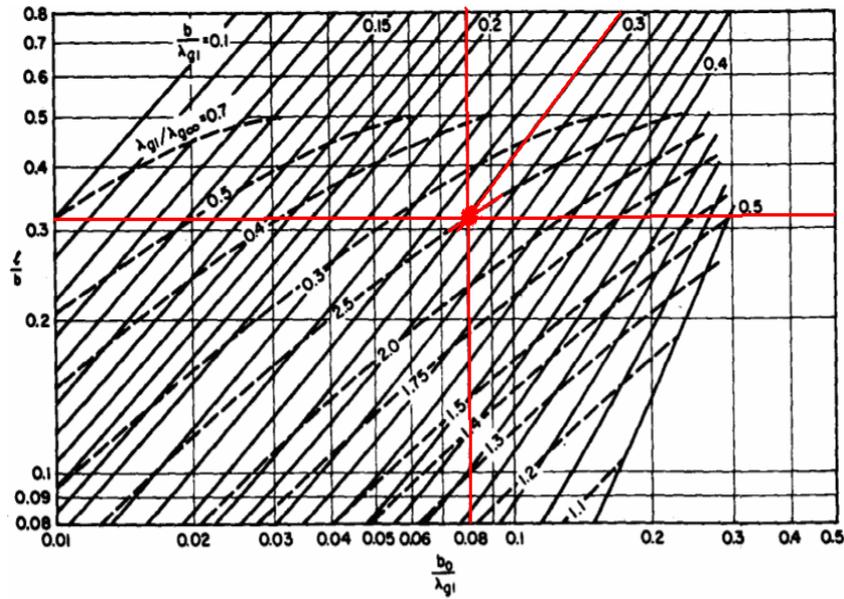


FIGURA 3.4-1 – Valores de $\frac{l}{b}$, $\frac{b_o}{\lambda_1}$, $\frac{b}{\lambda_1}$ e $\frac{\lambda_1}{\lambda_\infty}$ do filtro.

Ou seja, tem-se:

Parâmetro	Polegadas	mm
b_o	0,070	1,78
b	0,245	6,22
l	0,078	1,98

TABELA 3.4-3 – Altura terminal do guia que casa o filtro, altura do guia e o espaço entre ilhas de metal.

A partir da FIGURA 3.4-2 , seguindo o ponto de encontro das linhas em destaque, encontramos o parâmetro de projeto $G = 3,8$.

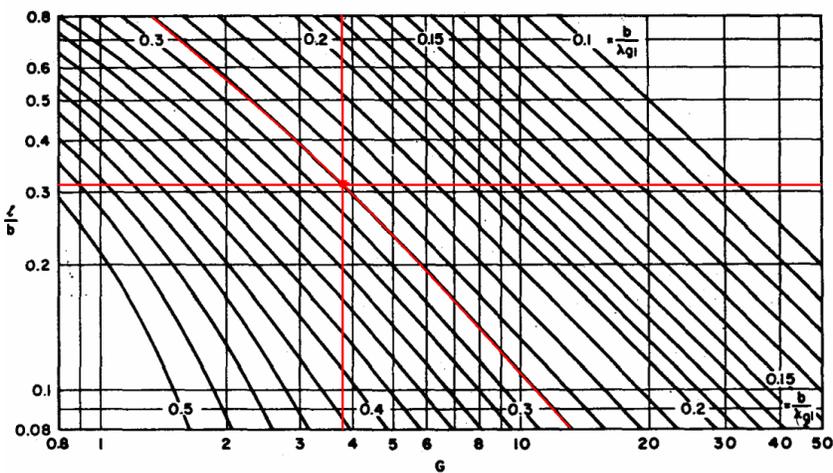


FIGURA 3.4-2 – Determinação do G.

Como o filtro tem cinco ilhas de metal através da dimensão a , temos que $l+l'=\frac{0,9}{5}$ é igual a $l'=0,102''=2,59mm$. É importante observar que o parâmetro imagem exige a construção de estruturas simétricas.

A quantidade de ilhas do filtro é determinada pela largura da banda de rejeição. Para uma faixa de rejeição da ordem 3:1, como é o caso deste filtro *waffle-iron*, são necessárias cinco ilhas. Caso fosse necessária uma banda de rejeição de largura mais estreita, seria conveniente aumentar a quantidade de ilhas metálicas. Vale ressaltar que as ilhas têm dimensões idênticas afim de manter a uniformidade de resposta do filtro.

Outra dimensão que podemos calcular é b' . Utilizando os valores de G e l' na equação (3.2-2), temos que $\delta = \frac{b'}{b} = 0,154$ e, portanto $b'=0,037''=0,94mm$. A obtenção do δ é comentada no apêndice.

A utilização das fendas longitudinais do filtro tem o efeito de diminuir a capacitância por unidade de comprimento das linhas de baixa impedância. Para compensar essa redução de capacitância, é necessário diminuir a dimensão de b' para b'' . Para determiná-la utiliza-se a relação

$$\frac{b''}{b'} = \frac{l'}{l+l'} + \frac{2}{\pi} \left[\operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{b'' b'}{b' l} \right) + \frac{\ln \sqrt{1 + \left(\frac{l b'}{b' b''} \right)^2}}{\frac{l b'}{b' b''}} \right]. \quad (3.4-2)$$

Ao resolver a equação, encontramos que $\frac{b''}{b'} = 0,771$, e, portanto o valor de $b''=0,029''=0,74mm$. Este cálculo é comentado no apêndice devido à característica transcendental da equação (3.4-2).

A altura terminal do guia sem fendas b_T necessária para casar o filtro em alguma frequência f_m (frequência no meio da banda) da banda de passagem, está relacionada à b_o quando $\lambda_g \rightarrow \infty$ é dada por:

$$b_T = \frac{b_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f_1}\right)^2}}. \quad (3.4-3)$$

A fim de manter um casamento razoável ao longo da banda, f_m não deve ser próxima a f_1 , e ainda é desejável que $f_m \leq 0,7f_1$. O valor adotado foi $f_m = 0,6$ e $f_1 = 8,1GHz$. Para um melhor casamento da banda larga, deve-se utilizar casamento das seções extremas do filtro. Esse casamento é feito através dos *transformadores de degrau*. O valor calculado é $b_T = 0,087'' = 2,21mm$. Os *transformadores de degrau* foram utilizados em cada uma das extremidades do guia de altura b_T para casar o guia padrão.

A atenuação por seção na região da banda de rejeição logo acima da banda de passagem pode ser determinada pela equação (3.1-12), substituindo λ_g e λ_{g1} respectivamente por λ e λ_1 .

3.5 TRANSFORMADORES DE QUARTO DE ONDA EM DEGRAUS

O estudo e projeto de *transformadores de degraus* não é o assunto em questão do projeto. Para maiores detalhes sobre *transformadores de degrau*, consulte a referência [1]. O presente estudo se limitará à etapa de implementação.

No projeto do filtro *waffle-iron*, a necessidade dos *transformadores de degrau* surge para casar a extremidade do guia de ondas à extremidade do filtro, de altura b_T . Para projetar o transformador, um parâmetro importante é a razão de transformação R . Deseja-se transformar uma seção de guia de 22,86mm (largura) por 10,16mm (altura) numa seção de 22,86mm por 2,22mm ($b_T \approx b_o$) para ter uma $SWR \leq 1.03$ na faixa de 8,2 a 12,4 GHz.

Tem-se então que $R = \frac{10,16}{2,22} = 4,57$. E através da equação obtém-se os comprimentos de onda.

$$\lambda_{gn} = \frac{11,8}{\sqrt{(f_n)_{GHz}^2 - (f_c)_{GHz}^2}} \quad (3.5-1)$$

$$\lambda_{g1} = 1,44'' = 36,55mm$$

$$\lambda_{g2} = 0,95'' = 24,17mm$$

A partir da equação (3.5-2) obtém-se o valor de L que representa um quarto do comprimento de onda da frequência central. Sendo esta definida como a frequência em que $\lambda_g = \lambda_{g0}$.

$$L = \frac{\lambda_{g1}\lambda_{g2}}{2(\lambda_{g1} + \lambda_{g2})} = \frac{\lambda_{g0}}{4} \quad (3.5-2)$$

Neste caso,

$$L = \frac{\lambda_{g0}}{4} = 0,29'' = 7,27mm$$

$$\lambda_{g0} = 1,15'' = 29,10mm$$

Outro dado necessário é a fração de largura de banda do transformador de quarto de onda, w_q . É importante ressaltar que λ_{g1} e λ_{g2} são os comprimentos de onda relativos as frequências de 8,2 e 12,4 GHz, que são os limites da banda passante.

$$w_q = 2 \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \right) \quad (3.5-3)$$

$$w_q = 0,41.$$

Com o valor de w_q e da razão de transformação R, as TABELAS (3.5-1), (3.5-2) e (3.5-3) fornecem o número de seções suficiente para que a inserção dos transformadores de degrau não produza um descasamento que interfira na eficiência do filtro. O nível do descasamento é analisado a partir do valor tabelado de VSWR que deve ser menor ou igual a 1.03. Descobriu-se então que a inclusão de apenas duas seções de degraus não satisfaz as condições de projeto.

Impedância Ratio R	Largura de Banda w_q					
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2
1.25	1.00	1.01	1.03	1.05	1.08	1.11
1.50	1.01	1.02	1.05	1.09	1.15	1.22
1.75	1.01	1.03	1.07	1.13	1.21	1.32
2.00	1.01	1.04	1.08	1.16	1.27	1.41
2.50	1.01	1.05	1.12	1.22	1.37	1.58
3.00	1.01	1.06	1.14	1.27	1.47	1.74
4.00	1.02	1.08	1.19	1.37	1.64	2.04
5.00	1.02	1.09	1.23	1.45	1.80	2.33
6.00	1.03	1.11	1.26	1.53	1.95	2.60
8.00	1.03	1.13	1.33	1.67	2.23	3.13
10.00	1.04	1.15	1.38	1.80	2.50	3.64
12.50	1.04	1.18	1.45	1.95	2.82	4.27
15.00	1.05	1.20	1.51	2.09	3.13	4.89
17.50	1.05	1.22	1.57	2.23	3.44	5.50
20.00	1.05	1.24	1.62	2.36	3.74	6.11
25.00	1.06	1.27	1.72	2.62	4.33	7.32
30.00	1.07	1.30	1.82	2.87	4.91	8.52
40.00	1.08	1.36	2.00	3.36	6.06	10.91
50.00	1.09	1.41	2.17	3.83	7.20	13.29
60.00	1.10	1.46	2.34	4.30	8.33	15.66
80.00	1.12	1.55	2.65	5.21	10.57	20.41
100.00	1.13	1.63	2.96	6.11	12.81	25.15

TABELA 3.5-1 – Máximo VSWR para Transformadores de degrau de duas seções.

Foram então observadas as TABELA 3.5-2 e 3.5-3.

A inclusão de três seções de degraus seria suficiente para atender as especificações do projeto, como destacado na TABELA (3.5-2); o valor de VSWR seria cerca de 1.01. Porém, a fim de obter-se um casamento melhor e mais seguro, optou-se por um transformador de quatro seções, como também mostrado na TABELA 3.5-3 leva a um projeto dos transformadores muito próximo do perfeito casamento com VSWR de aproximadamente 1.00.

Também existem tabelas que permitem o cálculo do tamanho de cada seção. Entende-se por tamanho, a altura e o comprimento de cada seção, pois a largura é fixa e igual a 22,87mm.

As alturas são determinadas consultando as TABELAS 3.5-4 e 3.5-5. O valor de $w_q = 0,41$ e $R = 4,57$ determina a impedância característica referente ao degrau (seção) em questão.

O cálculo da impedância característica dos dois primeiros degraus é feito a partir da interpolação dos valores de Z das TABELAS 3.5-4 e 3.5-5:

$$5 - 4 \rightarrow 1,12026 - 1,10216$$

$$5 - 4,57 \rightarrow 1,12026 - Z_1$$

$$Z_1 = 1,11247$$

$$5 - 4 \rightarrow 1,67423 - 1,55795$$

$$5 - 4,57 \rightarrow 1,67423 - Z_2$$

$$Z_2 = 1,6242$$

A impedância característica do terceiro e quarto degraus é dada por: $Z_3 = \frac{R}{Z_2} = 2,814$ e

$$Z_4 = \frac{R}{Z_1} = 4,108.$$

Determinadas as impedâncias características de cada degrau é possível calcular a altura de cada degrau pela relação $b_n = Z_n b_0$, temos então que:

$$b_1 = Z_1 b_0 = 0,10'' = 2,54mm$$

$$b_2 = Z_2 b_0 = 0,15'' = 3,71mm$$

$$b_3 = Z_3 b_0 = 0,25'' = 6,43mm$$

$$b_4 = Z_4 b_0 = 0,37'' = 9,39mm$$

Impedância Ratio R	Largura de Banda w_q					
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2
1.25	1.00	1.00	1.01	1.02	1.03	1.06
1.50	1.00	1.00	1.01	1.03	1.06	1.11
1.75	1.00	1.00	1.02	1.04	1.08	1.16
2.00	1.00	1.01	1.02	1.05	1.11	1.20
2.50	1.00	1.01	1.03	1.07	1.14	1.28
3.00	1.00	1.01	1.03	1.08	1.18	1.35
4.00	1.00	1.01	1.04	1.11	1.24	1.47
5.00	1.00	1.01	1.05	1.13	1.29	1.59
6.00	1.00	1.02	1.06	1.15	1.33	1.69
8.00	1.00	1.02	1.07	1.18	1.42	1.88
10.00	1.00	1.02	1.08	1.21	1.49	2.06
12.50	1.00	1.03	1.09	1.25	1.58	2.28
15.00	1.00	1.03	1.11	1.28	1.66	2.48
17.50	1.00	1.03	1.12	1.31	1.73	2.68
20.00	1.00	1.03	1.12	1.34	1.81	2.87
25.00	1.00	1.04	1.14	1.39	1.95	3.25
30.00	1.01	1.04	1.16	1.43	2.08	3.62
40.00	1.01	1.05	1.19	1.52	2.33	4.34
50.00	1.01	1.06	1.21	1.60	2.57	5.05
60.00	1.01	1.06	1.23	1.68	2.80	5.75
80.00	1.01	1.07	1.28	1.82	3.25	7.13
100.00	1.01	1.08	1.31	1.95	3.69	8.51

TABELA 3.5-2 – Máximo VSWR para Transformadores de degrau de três seções.

Impedância Ratio R	Largura de Banda w_q					
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2
1.25	1.00	1.00	1.00	1.00	1.01	1.03
1.50	1.00	1.00	1.00	1.01	1.02	1.06
1.75	1.00	1.00	1.00	1.01	1.03	1.08
2.00	1.00	1.00	1.00	1.02	1.04	1.10
2.50	1.00	1.00	1.01	1.02	1.06	1.14
3.00	1.00	1.00	1.01	1.03	1.07	1.17
4.00	1.00	1.00	1.01	1.03	1.09	1.22
5.00	1.00	1.00	1.01	1.04	1.11	1.27
6.00	1.00	1.00	1.01	1.05	1.13	1.31
8.00	1.00	1.00	1.02	1.06	1.16	1.39
10.00	1.00	1.00	1.02	1.07	1.18	1.46
12.50	1.00	1.00	1.02	1.08	1.21	1.54
15.00	1.00	1.00	1.02	1.08	1.24	1.62
17.50	1.00	1.00	1.03	1.09	1.26	1.69
20.00	1.00	1.01	1.03	1.10	1.28	1.76
25.00	1.00	1.01	1.03	1.11	1.33	1.88
30.00	1.00	1.01	1.04	1.13	1.36	2.01
40.00	1.00	1.01	1.04	1.15	1.43	2.24
50.00	1.00	1.01	1.05	1.17	1.50	2.46
60.00	1.00	1.01	1.05	1.18	1.56	2.67
80.00	1.00	1.01	1.06	1.22	1.67	3.08
100.00	1.00	1.01	1.07	1.25	1.78	3.48

TABELA 3.5-3 – Máximo VSWR para Transformadores de degrau de quatro seções.

Impedância Ratio R	Largura de Banda w_q									
	0.0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8
1.00	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
1.25	1,0141	1,0144	1,0155	1,0176	1,0211	1,0266	1,0356	1,0500	1,0730	1,1020
1.50	1,0257	1,0264	1,0284	1,0323	1,0387	1,0490	1,0658	1,0930	1,1370	1,1930
1.75	1,0357	1,0366	1,0395	1,0449	1,0539	1,0684	1,0921	1,1310	1,1940	1,2770
2.00	1,0444	1,0456	1,0492	1,0560	1,0673	1,0856	1,1157	1,1650	1,2470	1,3540
2.50	1,0593	1,0609	1,0658	1,0749	1,0903	1,1153	1,1568	1,2260	1,3420	1,4950
3.00	1,0718	1,0736	1,0796	1,0909	1,1097	1,1406	1,1922	1,2800	1,4260	1,6220
4.00	1,0919	1,0944	1,1022	1,1169	1,1416	1,1826	1,2518	1,3710	1,5740	1,8470
5.00	1,1080	1,1109	1,1203	1,1378	1,1676	1,2172	1,3018	1,4500	1,7030	2,0450
6.00	1,1215	1,1249	1,1355	1,1556	1,1897	1,2470	1,3456	1,5200	1,8200	2,2250
8.00	1,1436	1,1476	1,1604	1,1848	1,2265	1,2972	1,4205	1,6420	2,0280	2,5450
10.00	1,1613	1,1659	1,1806	1,2086	1,2568	1,3392	1,4846	1,7490	2,2130	2,8280
12.50	1,1796	1,1848	1,2016	1,2335	1,2888	1,3842	1,5546	1,8690	2,4200	3,1460
15.00	1,1951	1,2008	1,2193	1,2548	1,3164	1,4235	1,6169	1,9770	2,6090	3,4330
17.50	1,2085	1,2147	1,2348	1,2734	1,3407	1,4587	1,6736	2,0770	2,7840	3,6990
20.00	1,2204	1,2270	1,2485	1,2900	1,3627	1,4907	1,7259	2,1700	2,9480	3,9460
25.00	1,2408	1,2482	1,2723	1,3189	1,4013	1,5479	1,8210	2,3420	3,2490	4,3990
30.00	1,2580	1,2662	1,2925	1,3437	1,4347	1,5983	1,9065	2,4980	3,5240	4,8090
40.00	1,2863	1,2956	1,3259	1,3850	1,4913	1,6855	2,0582	2,7800	4,0150	5,5380
50.00	1,3092	1,3195	1,3531	1,4191	1,5388	1,7606	2,1921	3,0310	4,4510	6,1820
60.00	1,3285	1,3397	1,3762	1,4483	1,5802	1,8273	2,3138	3,2610	4,8480	6,7650
80.00	1,3603	1,3730	1,4146	1,4974	1,6509	1,9441	2,5316	3,6740	5,5560	7,8010
100.00	1,3859	1,3999	1,4459	1,5380	1,7107	2,0458	2,7256	4,0430	6,1830	8,7150

TABELA 3.5-4 – Z_1 para Transformadores Tchebyscheff de quarto de onda para quatro seções.

Impedância Ratio R	Largura de Banda, w_q									
	0.0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8
1.00	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
1.25	1,0722	1,0726	1,0737	1,0756	1,0783	1,0820	1,0868	1,0930	1,1020	1,1120
1.50	1,1351	1,1358	1,1380	1,1416	1,1469	1,1539	1,1634	1,1760	1,1930	1,2140
1.75	1,1912	1,1922	1,1954	1,2007	1,2083	1,2186	1,2325	1,2510	1,2770	1,3070
2.00	1,2421	1,2434	1,2475	1,2543	1,2642	1,2776	1,2957	1,3200	1,3540	1,3930
2.50	1,3320	1,3340	1,3397	1,3495	1,3637	1,3830	1,4091	1,4450	1,4940	1,5510
3.00	1,4105	1,4130	1,4204	1,4329	1,4511	1,4758	1,5094	1,5560	1,6200	1,6940
4.00	1,5442	1,5476	1,5580	1,5755	1,6010	1,6360	1,6836	1,7500	1,8420	1,9470
5.00	1,6569	1,6612	1,6742	1,6964	1,7286	1,7729	1,8336	1,9180	2,0370	2,1700
6.00	1,7553	1,7604	1,7760	1,8025	1,8410	1,8940	1,9669	2,0690	2,2120	2,3710
8.00	1,9232	1,9299	1,9501	1,9845	2,0345	2,1038	2,1995	2,3350	2,5240	2,7300
10.00	2,0651	2,0732	2,0976	2,1392	2,1998	2,2840	2,4010	2,5680	2,7980	3,0460
12.50	2,2180	2,2277	2,2570	2,3069	2,3799	2,4813	2,6232	2,8260	3,1050	3,3990
15.00	2,3519	2,3630	2,3969	2,4546	2,5390	2,6567	2,8219	3,0590	3,3830	3,7190
17.50	2,4717	2,4843	2,5224	2,5874	2,6826	2,8157	3,0032	3,2730	3,6390	4,0140
20.00	2,5807	2,5946	2,6368	2,7088	2,8143	2,9621	3,1710	3,4720	3,8780	4,2880
25.00	2,7745	2,7909	2,8407	2,9258	3,0507	3,2261	3,4755	3,8360	4,3150	4,7890
30.00	2,9442	2,9630	3,0199	3,1171	3,2601	3,4615	3,7491	4,1650	4,7110	5,2430
40.00	3,2349	3,2580	3,3279	3,4475	3,6238	3,8733	4,2320	4,7500	5,4150	6,0490
50.00	3,4814	3,5084	3,5902	3,7303	3,9370	4,2309	4,6556	5,2660	6,0380	6,7590
60.00	3,6975	3,7282	3,8211	3,9803	4,2155	4,5510	5,0376	5,7340	6,6010	7,4010
80.00	4,0681	4,1054	4,2188	4,4129	0,4706	5,1133	5,7150	6,5680	7,6030	8,5430
100.00	4,3826	4,4261	4,5580	4,7842	5,1200	5,6039	6,3118	7,3040	8,4870	9,5480

TABELA 3.5-5 – Z_2 para Transformadores Tchebyscheff de quarto de onda para quatro seções.

A TABELA 3.5-6 mostra os valores calculados anteriormente para a altura de cada degrau, sendo b_T a altura inicial e b_5 a altura final do guia de onda.

Alturas	mm
$b_T =$	2,29
STEP 1 $b_1 =$	2,54
STEP 2 $b_2 =$	3,71
STEP 3 $b_3 =$	6,43
STEP 4 $b_4 =$	9,39
STEP 5 $b_5 =$	10,16

TABELA 3.5-6 – Altura dos degraus.

Os comprimentos são determinados por um algoritmo iterativo, cujo fluxograma é apresentado na FIGURA 3.5-1.

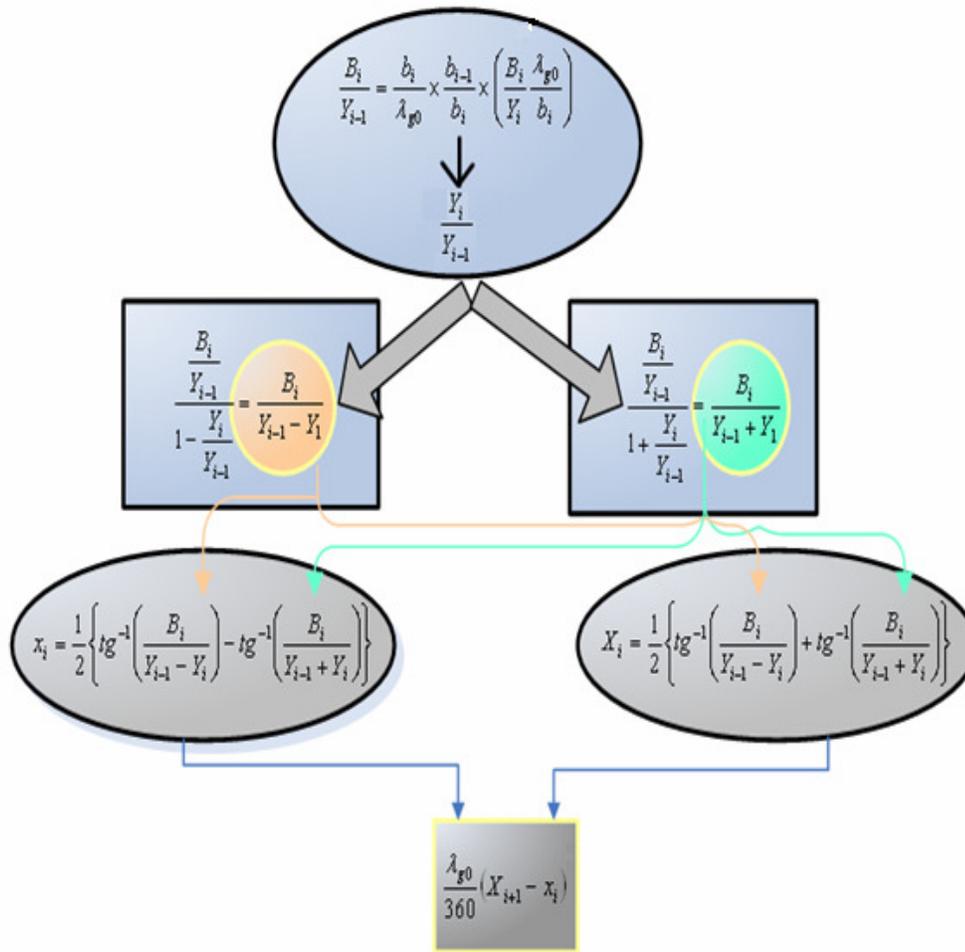


FIGURA 3.5-1 – Fluxograma para determinação do comprimento dos degraus.

O comprimento de cada seção é obtido pelo valor encontrado no último passo do fluxograma $\frac{\lambda_{g0}}{360}(X_{i+1} - x_i)$, subtraído de $L = 7,27mm$. Os detalhes de cada passo do fluxograma são apresentados no apêndice. Os valores correspondentes aos comprimentos são mostrados na TABELA 3.5-7.

Comprimentos	mm
Seção b _T	2,22
Seção 1-2	7,10
Seção 2-3	6,93
Seção 3-4	6,95
Seção 4-5	7,63
Total	30,83

TABELA 3.5-7 – Comprimento dos degraus.

Dessa forma, o projeto do filtro e dos transformadores de degraus está finalizado. Têm-se todos os parâmetros necessários para implementação do filtro. O próximo passo é a sua .

3.6 PROCESSO DE USINAGEM DO FILTRO

Nesta etapa serão apresentadas, de forma sucinta, as adequações da teoria que permitiram a construção do filtro através do processo de usinagem, bem como os materiais e máquinas utilizados.

Os materiais adquiridos foram:

- Um bloco de alumínio;
- Fresas de topo do tipo 12 S 1,5;
- Fresas de topo do tipo 12 S 1,0.

A máquina utilizada foi uma fresadora de patrimônio do Centro de Manutenção de Equipamentos da UNB, com o auxílio de um técnico responsável pela operação da máquina.

Dado que as escalas de precisão das fresas só poderiam garantir uma precisão de centésimo de milímetro, tomou-se o devido cuidado de adaptar os valores calculados aos valores possíveis de serem alcançados, porém tomando muito cuidado para não afetar o projeto inicial. Foram realizadas, então, adequações das medidas de mais ou menos um centésimo de milímetro para todos os valores calculados que eram ímpares. Feitas estas adaptações finais, foi concluída a etapa de determinação das dimensões do filtro, passando para o processo de usinagem.

Etapas da usinagem:

1. A primeira etapa foi o corte do bloco cilíndrico de alumínio em duas faces simétricas separadas de altura $20,65\text{ mm}$, largura $41,30\text{ mm}$ e comprimento de $93,62\text{ mm}$, para que se pudesse facilitar o trabalho na fresadora.
2. Tendo então as duas faces à disposição para os cortes, foram iniciados os cortes para a produção dos degraus que têm a função de casar o filtro com o guia de onda.
3. A terceira etapa foi a implementação das ilhas de metal. Foram feitos sete fendas longitudinais e cinco fendas transversais, resultando em 35 ilhas metálicas em cada uma das duas faces.

4. Por último, foi dado o acabamento, tanto das partes interiores, como das partes exteriores da peça.

Após a conclusão da peça, como mostrado logo abaixo, foram feitas a aferições de medidas, com o objetivo de verificar se as dimensões foram respeitadas.

O filtro foi encaminhado ao Laboratório de Metrologia do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Brasília e fez-se o uso de um projetor de perfil, que reproduz em até 50 vezes uma peça para medição. Esta máquina apresenta precisão de um milésimo de milímetro.

Infelizmente foram detectados erros variáveis, desde a casa dos centésimos de milímetros, até mesmo erros mais grosseiros de cerca de um milímetro, o que afetou bastante o projeto. Mesmo com estes erros bem graves o filtro foi levado ao Laboratório de Eletromagnetismo e Antenas do Departamento de Engenharia Elétrica para realizar o teste da sua operacionalidade, assunto este que será tratado no capítulo seguinte.

3.7 O FILTRO

Ao final da etapa de usinagem, o filtro, mostrado na FIGURA 4.2-1, foi fotografado a fim de mostrar seus componentes internos. A partir da FIGURA 3.7-1, ficam evidente as ilhas de metal e os transformadores de degraus. Nesta figura, as duas metades do filtro são colocadas lado a lado. Uma outra vista do filtro aberto é proporcionada através da FIGURA 3.7-2. A FIGURA 3.7-3 mostra uma visão de frente do filtro com as peças de encaixe. É possível observar os transformadores de degrau. A FIGURA 3.7-4 mostra a fresadora do CME, utilizada para confecção do filtro.

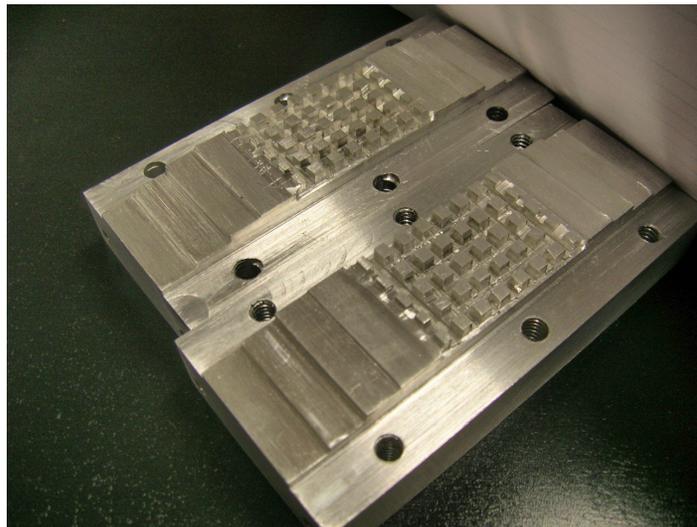


FIGURA 3.7-1 – Filtro aberto lado a lado.

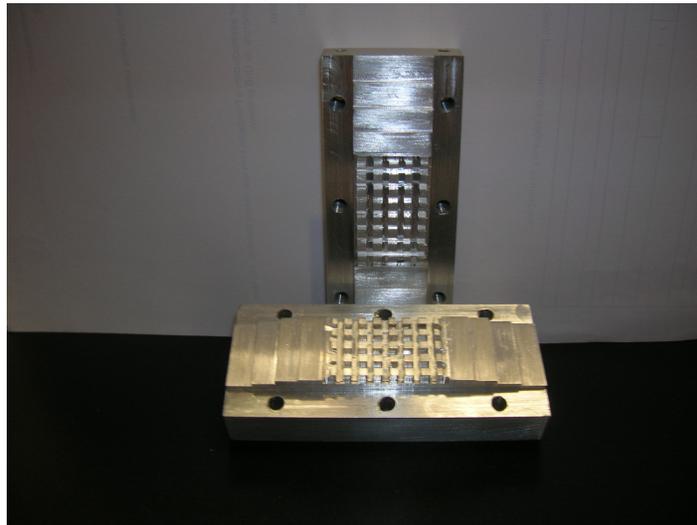


FIGURA 3.7-2 – Filtro aberto.

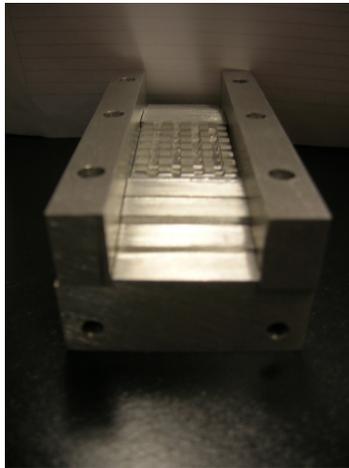


FIGURA 3.7-3 – Vista de frente do filtro.



FIGURA 3.7-4 – Fresadora.

4 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS

4.1 ETAPA PREPARATÓRIA DO SISTEMA COM A FONTE GUNN.

A implementação da fase experimental do filtro se dá pela sua inserção no aparato experimental do laboratório de Antenas do Departamento de Engenharia Elétrica. Este aparato é caracterizado por um gerador de onda constituído de um diodo Gunn e de um modulador PIN. Além disso, tem-se o atenuador, a cavidade ressonante circular (freqüencímetro) e o Guia de Onda retangular fendido curto-circuitado na sua extremidade final. A operação do conjunto é obtida ao se medir o diagrama de onda estacionária pelo indicador de SWR, e pela carruagem que contém uma ponta de prova para captar as ondas que estão se propagando dentro do guia de ondas. Abaixo seguem as fotos do diodo Gunn e do gerador de ondas Gunn.



FIGURA 4.1-1 – Diodo Gunn.



FIGURA 4.1-2 – Fonte para o diodo Gunn.

Convém lembrar que se trata de um filtro passa-baixa, cujo objetivo é a atenuação de qualquer frequência fora da banda de passagem. Então, para que se possa testar a funcionalidade do filtro é necessário conhecer o comportamento do sistema antes da inserção do filtro.

Para isto, foi realizada uma série de experiências com o sistema, visando o reconhecimento das frequências emitidas pelo Diodo Gunn, observando principalmente aquelas fora da faixa de 8,2 a 12,4 GHz, e que geram interferências indesejadas, comprometendo a acurácia do sistema. Estas frequências podem ser provenientes de harmônicos da onda fundamental sintonizada na fonte, ou então de ondas espúrias geradas pela própria fonte, bem como pelos harmônicos dos espúrios, quando a fonte não é muito precisa.

Primeiramente, sintonizou-se o Diodo Gunn a uma frequência qualquer e através da cavidade ressonante, que nos mostra o valor da frequência, foi possível determinar a frequência fundamental. Determinou-se a frequência oscilante ao se produzir a ressonância na cavidade. Anotou-se o valor de 10,185 GHz que é o valor da frequência fundamental gerada pelo Diodo Gunn. Abaixo segue a foto do indicador de onda estacionária.]



FIGURA 4.1-3 – Indicador de onda estacionária.

A partir da determinação da frequência de operação de 10,185 GHz foi calculado o seu comprimento de onda através da equação (4.1-1).

$$v = \lambda f \quad (4.1-1)$$

Onde v é a velocidade da onda no espaço livre.

Foi encontrado o valor de $\lambda = \frac{3 \times 10^8}{10,185 \times 10^9} = 2,945 \text{ cm}$.

Feito isto, calculou-se pela equação abaixo o comprimento da onda que se propaga dentro do guia. Cabe aqui ressaltar que o guia tem dimensão a de 2,286cm e que a onda se propaga no modo dominante TE_{10} .

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (4.1-2)$$

Onde λ_c é o comprimento de onda de corte dada pela equação:

$$\frac{2\pi}{\lambda_c} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (4.1-3)$$

Sabendo que a onda se propaga no modo TE_{10} , o valor de m , dado pelo primeiro sub-índice vale 1 e o valor de n , dado pelo segundo sub-índice vale 0. Aplicando então os valores já determinados de todas as incógnitas, podemos concluir que $\lambda_c = 4,572 \text{ cm}$. Daí então se pode determinar que $\lambda_g = 3,85 \text{ cm}$.

Nota-se que neste guia há reflexão de onda, provocada pelo curto circuito conectado ao final do guia, temos então a situação de uma onda estacionária no interior. Em caso de onda estacionária, os seus mínimos de amplitude são medidos a cada $\frac{\lambda_g}{2} = 1,925 \text{ cm}$.

Os mínimos de amplitude podem ser detectados pelo medidor de SWR. Porém para fazer esta medição é necessário girar a cavidade ressonante para uma frequência diferente de $10,185\text{ GHz}$ para que o medidor de SWR possa funcionar com exatidão.

Através do medidor de SWR notou-se que havia alguns outros mínimos localizados a distâncias inferiores à metade do comprimento de onda da frequência fundamental. Concluiu-se que existiam outras ondas propagando-se no guia, sendo as mesmas um novo objeto de investigação.

O ponto de partida na investigação de uma eventual onda desconhecida foi a busca do primeiro harmônico da onda de frequência fundamental $10,185\text{ GHz}$. Neste caso a onda estaria propagando-se na frequência de $20,37\text{ GHz}$, que é o dobro da fundamental. Portanto não foi possível detectar este harmônico e há duas justificativas físicas para isto.

Primeiramente, a própria fonte Gunn é projetada para filtrar os harmônicos. Outro fator determinante é que a ponta de prova da carruagem, que neste caso foi a ponta de prova *444 A da HP*, tem uma sensibilidade projetada para captar ondas na faixa de $2,6$ a 18 GHz , segundo o manual do fabricante. Portanto, partiu-se para uma outra análise, já que não seria possível encontrar ondas propagantes provenientes de harmônicos superiores da frequência de $10,185\text{ GHz}$.

Foram detectadas algumas outras frequências de ondas propagantes no guia, assim foi possível concluir que a fonte Gunn gera ondas espúrias, sendo a mais intensa aquela que atua em $8,92\text{ GHz}$. Em seguida, foram realizados os cálculos de λ e λ_g para a análise nesta nova frequência através das Equações (4.1-1) e (4.1-2). Chegou-se então aos valores de $\lambda = 3,36\text{ cm}$ e $\lambda_g = 4,954$ e $\frac{\lambda_g}{2} = 2,477\text{ cm}$. Dado que o segundo harmônico desta onda espúria atuaria em $17,84\text{ GHz}$, que é possível medir com a aparelhagem utilizada, realizou-se uma análise minuciosa para tentar determinar a existência de um segundo harmônico da onda espúria propagando-se no guia.

Efetuada os cálculos de λ e λ_g para a análise nesta nova frequência, através das Equações (4.1-1) e (4.1-2) chegou-se então aos valores de $\lambda = 1,68\text{ cm}$ e $\lambda_g = 1,806$ e $\frac{\lambda_g}{2} = 0,903\text{ cm}$.

Os valores para os quais foi possível a determinação dos mínimos através da carruagem do tipo *809 C da HP*, presente no aparato experimental, estão apresentados na TABELA 4.1-1. É

importante ressaltar que a carruagem só passa a medir a partir de 8,0 *cm* de distância referente à extremidade curto-circuitada do guia de onda.

Tipo da Onda	F(GHz)	Valores Teóricos(cm)				Valores Medidos (cm)			
		λ	λ_c	λ_g	$\frac{\lambda_g}{2}$	1ºMínimo	2ºMínimo	3ºMínimo	$\frac{\lambda_g}{2}$
Fundamental	10,185	2,945	4,572	3,85	1,925	9,74	11,68	13,62	1,94
2ºHarmônica do espúrio	17,84	1,68	4,572	1,806	0,903	10,69	_____	12,67	0,91

TABELA 4.1-1 – Resposta da Fundamental e do espúrio.

Conclui-se da TABELA 4.1-1 que não foi possível detectar o segundo mínimo do Segundo Harmônico da onda espúria propagante. Dado que $\frac{\lambda_g}{2} = 0,903$ pode se perceber por uma análise algébrica que este segundo mínimo estaria exatamente em 11,68 *cm*, que é onde se encontra o segundo mínimo da onda Fundamental em estudo. Porém esta conclusão estaria precipitada se não fosse possível observar o terceiro mínimo, pois não se teria a certeza de que esta onda harmônica do espúrio realmente estaria propagando no guia.

Continuando os procedimentos padrões de busca do mínimo e encontrou-se um novo mínimo na posição equivalente a 12,67 *cm* da carruagem. Submetendo este valor á análise, foi subtraído o valor de 10,69 *cm* (primeiro mínimo) deste valor encontrando-se o valor de 1,98 *cm*, que dividido por $\frac{\lambda_g}{2} = 0,903$ resultou em um valor de 2,19. Considerando a precisão disponível na realização do experimento, pode-se interpretar que este seria realmente o terceiro mínimo, por estar distando, aproximadamente, de λ_g do primeiro mínimo.

Conhecido então o contexto no qual será inserido o filtro, foram realizados os primeiros testes, com o filtro inserido no sistema.

Uma nova montagem para testar o filtro foi sugerida. Desta vez, ao invés de utilizar a Carruagem e o Indicador de SWR para encontrar os mínimos das ondas dentro do guia, utilizou-se um Analisador de Espectro, a Fonte GUNN, conversor Coax-Guia e Diodo GUNN para realizar uma varredura espectral, conforme a montagem na FIGURA 4.1-4. Foram realizados dois testes: um sem a presença do filtro e outro com a sua inserção.

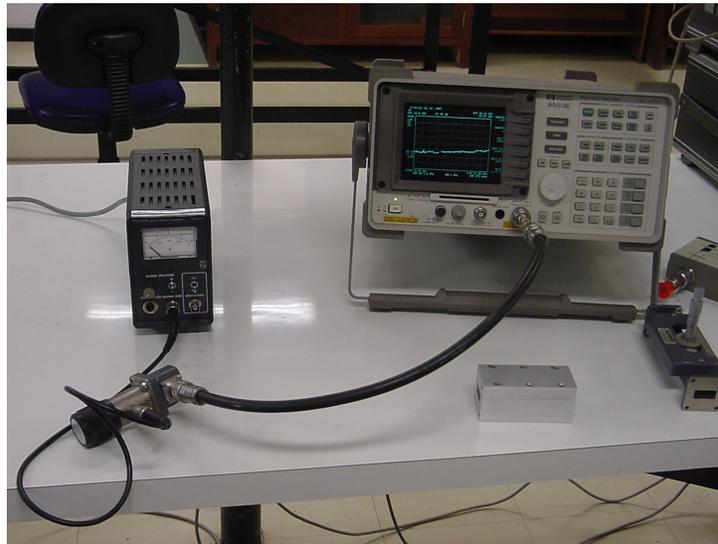


FIGURA 4.1-4 – Análise Espectral sem o Filtro.

O sistema sem o filtro foi testado inicialmente afim de verificar a presença de ondas propagando na faixa de frequências de 9 GHz até 22 GHz (limite superior do Analisador de Espectro). O diodo GUNN foi ajustado para gerar uma onda em 10,14 GHz. Entretanto, o Analisador de Espectro captou uma segunda onda, em 20,31 GHz, correspondente ao dobro da frequência gerada, tratando-se do segundo harmônico da fundamental. Observou-se que essa onda tinha uma amplitude de -12,04, portanto 23dB abaixo da fundamental. Essas ondas podem ser verificadas na FIGURA 4.1-5.

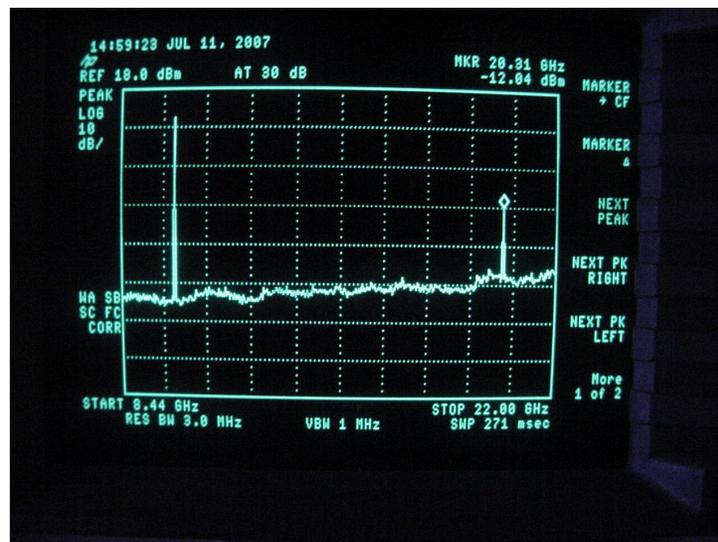


FIGURA 4.1-5 – Varredura Espectral do sistema sem o Filtro.

O teste foi então repetido com o filtro. Ele foi inserido entre o diodo GUNN e o conversor Coax-Guia. Um teste bem sucedido seria a eliminação ou atenuação do segundo harmônico e ao verificar a resposta do sistema com o filtro no Analisador de Espectro, observou-se que o harmônico foi atenuado. A resposta obtida está na FIGURA 4.1-6.

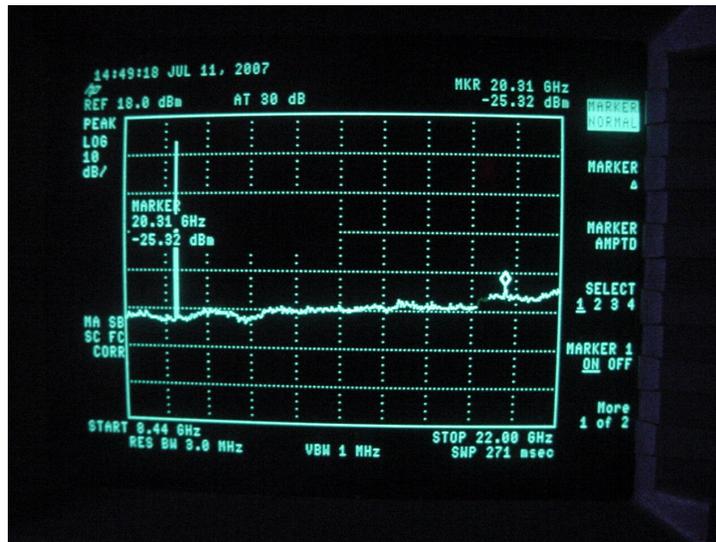


FIGURA 4.1-6 – Varredura Espectral do sistema com o Filtro.

O harmônico apresenta uma amplitude de -25,32 dBm, ou seja, está aproximadamente 36dB abaixo da referência, ele sofreu uma atenuação de 13,28 dB em relação a harmônica. Observa-se que a cada mudança de montagem do aparato experimental, a amplitude da fundamental variava devido a diferença de casamento em cada teste. Não foi possível verificar a exata atenuação existente na banda passante devido a estes fatores, porém é perceptível que a atenuação é muito pequena.

4.2 RESULTADOS DO SISTEMA COM FONTE GUNN.

Ao se finalizar a etapa preparatória descrita na seção anterior, o filtro foi inserido no sistema. Abaixo se pode ver todo aparato experimental, já com a adição do filtro ao sistema.

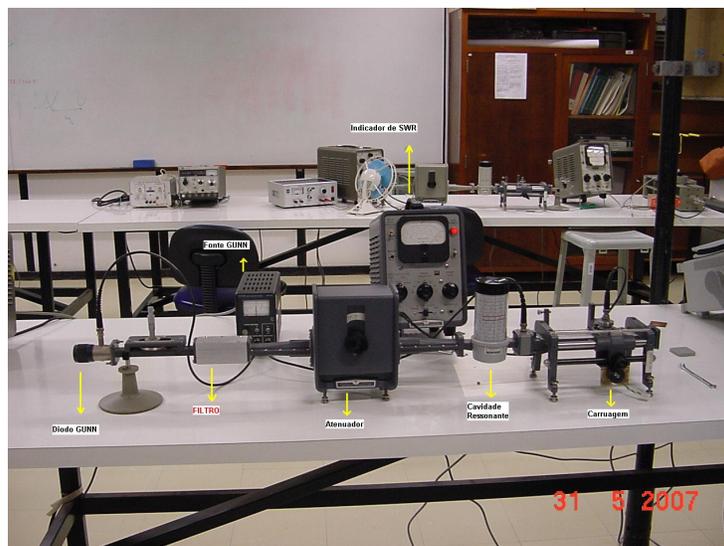


FIGURA 4.2-1 – Montagem experimental com filtro.

Após a inserção do filtro nesse sistema, passou-se a análise do comportamento das ondas no sistema. Tendo a fonte Gunn sintonizada na mesma frequência fundamental de $10,185\text{ GHz}$ realizou-se a análise de mínimos através da movimentação da carruagem e da coleta de resultados no indicador de onda estacionária. Posicionou-se então a carruagem nas mesmas posições da TABELA 4.1-1, onde se havia encontrado os mínimos da onda eletromagnética de frequência $10,185\text{ GHz}$ e, como esperado, já que a frequência desta onda se encontra dentro da banda passante do filtro, nestas mesmas posições foram detectados os mínimos relativos a esta onda.

A carruagem foi ajustada na mesma posição onde se havia detectado o mínimo do segundo harmônico da onda eletromagnética espúria de frequência $17,84\text{ GHz}$ e também, como esperado, devido à frequência desta onda se encontrar dentro da banda de rejeição do filtro, *não se detectou nenhum mínimo nestas posições.*

Concluiu-se então que o filtro atingiu o objetivo de eliminar os harmônicos superiores de uma dada fonte de microondas.

4.3 CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA GUIANTE EM UM ANALISADOR DE REDES.

Após os testes iniciais da seção anterior, foi feita uma análise mais minuciosa do comportamento do filtro. Desta vez, utilizou-se o recurso da varredura em uma banda de frequências.

Como mostra a figura abaixo, o gerador é acoplado ao dispositivo sob teste (DUT), e sua resposta é obtida de forma gráfica no analisador de redes.

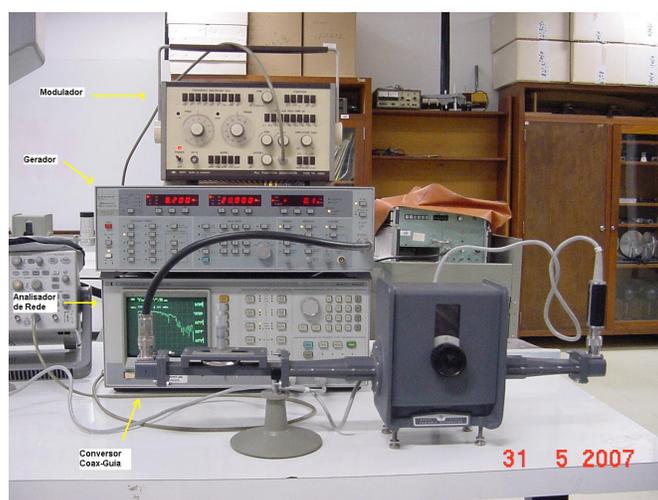


FIGURA 4.3-1 – Montagem da análise espectral sem o filtro.

O primeiro teste realizado visava observar o comportamento do sistema sem a presença do filtro. Isto é necessário porque a fonte tem as suas limitações nas extremidades da banda e porque a transição coax-guia apresenta uma certa seletividade.

Foi então selecionada uma banda de frequências de 8,2 até 20 GHz. O sistema foi ligado e captou-se a resposta em frequência do sistema, que mostrou haver realmente uma atenuação mais forte para frequências acima de 15,5 GHz. Também foi visto que existem alguns espúrios que provavelmente são provocados pelo chaveamento do gerador. A resposta em frequência do sistema captada no analisador de rede segue abaixo.

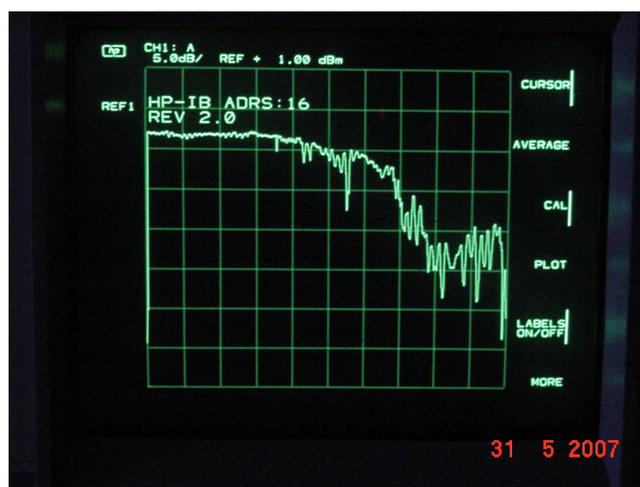


FIGURA 4.3-2 – Resposta do sistema sem o filtro.

É importante observar que a referência está indicada na figura e que o valor de referência é de +1 dBm. As escalas também são as seguintes: na vertical há 5 dB por divisão e na horizontal temos como extremos os valores relativos à banda selecionada. Dividindo a diferença dos extremos pelo número de divisões encontra-se que na horizontal há 1,18 GHz por divisão. Dadas as escalas e a referência, é possível se determinar pela análise do gráfico gerado os valores de atenuação para a banda de frequência e minuciosamente pelo cursor. É importante ressaltar que esta atenuação é fruto da seletividade do adaptador coax-guia. Abaixo se encontram tabelados os valores de frequência para cada divisão e a sua respectiva atenuação.

Divisão	Atenuação (dB)	Frequência (GHz)
1	-1,92	8,2
2	-2,25	9,38
3	-2,35	10,56
4	-1,91	11,74
5	-2,75	12,92
6	-4,57	14,1
7	-4,62	15,28
8	-10,58	16,46
9	-18,24	17,64
10	-16,97	18,82
11	-24,48	20,00

TABELA 4.3-1 – Atenuação entre 8,2 e 20 GHz .

4.4 RESULTADOS DO SISTEMA EM UM ANALISADOR DE REDES.

Após teste inicial, o filtro foi então adicionado ao sistema. A resposta em frequência para o comportamento do sistema com o filtro está ilustrado na FIGURA 4.4-1.

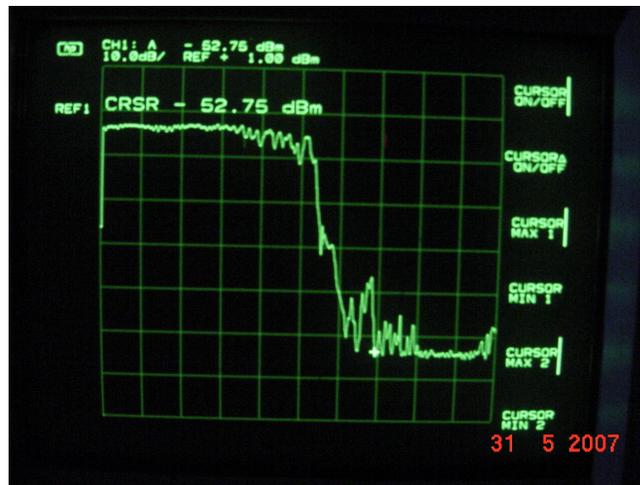


FIGURA 4.4-1 – Resposta do sistema com o filtro.

Deve-se atentar para o fato da mudança de escala de atenuação que foi para 10 dB por divisão para que se pudesse analisar corretamente a atenuação existente, já que com 5 dB por divisão a resposta para o final da banda estava mascarada pela escala.

Pode se perceber que a resposta real do filtro aproxima-se realmente do esperado. Porém esta figura nos mostra a resposta total da atenuação do sistema guiante da onda juntamente com a atenuação provocada pelo filtro. Foi necessário, então, encontrar uma resposta que mostrasse apenas a atenuação gerada pelo filtro. Dado que o Analisador de Redes tem um recurso que permite a gravação em sua memória das respostas em frequência e como a resposta para o sistema sem filtro foi

armazenada, foi possível mostrar digitalmente somente a resposta em frequência do filtro. A FIGURA 4.4-2 mostra a resposta em frequência do filtro passa-baixa tipo *Waffle-Iron*.

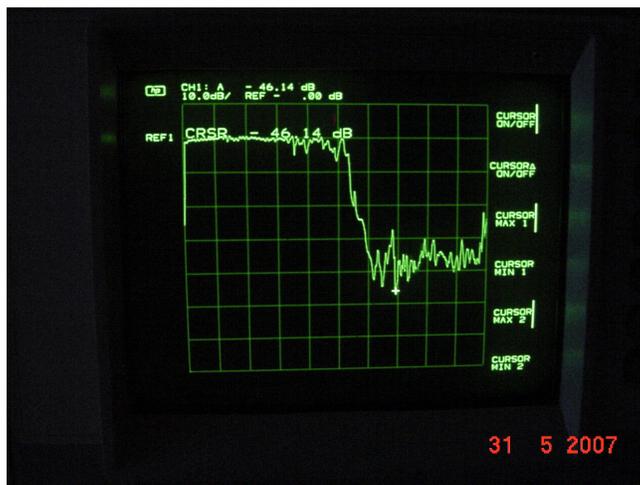


FIGURA 4.4-2 – Característica em frequência do filtro.

Esta figura mostra claramente a resposta final do filtro projetado. Pode-se observar que o comportamento é realmente de um filtro passa-baixa. Segue a análise da atenuação proporcionada pelo filtro na sua banda passante e na sua banda de rejeição. A TABELA 4.4-1 evidencia a atenuação em *dB*.

Divisão	Atenuação (dB)	Frequência (GHz)
1,0	1,20	8,20
2,0	0,12	9,38
3,0	0,21	10,56
4,0	0,33	11,74
5,0	0,47	12,92
6,0	2,91	14,10
6,1	2,15	14,22
6,2	0,32	14,34
6,3	4,71	14,45
6,4	10,03	14,57
6,5	21,04	14,69
6,6	14,54	14,81
6,7	25,41	14,93
6,8	30,05	15,04
6,9	33,51	15,16
7,0	33,75	15,28
8,0	39,02	16,46
9,0	33,58	17,64
10,0	37,46	18,82
11,0	32,85	20,00

TABELA 4.4-1 – Atenuação proporcionada pelo filtro.

Nota-se que pela resposta dada pelo Analisador de Rede, após a sexta divisão a atenuação começa a ser mais intensa, sendo então necessário analisar o que acontece entre a sexta e a sétima

divisão. Por este motivo têm-se explícitos na TABELA 4.4-1 os valores de atenuação para frequências entre o intervalo crítico observado.

Conclui-se então que a banda de rejeição do filtro se inicia na prática a partir de 14 GHz . Um ponto muito importante é considerar que a atenuação na banda de passagem teórica do filtro, que seria de 8,2 até 12,4 GHz é realmente quase nula, o que corresponde a um bom resultado.

Analisando a atenuação nas frequências estudadas em detalhe nas seções 4.1 e 4.2, que são as frequências de 10,185 GHz e de 17,84 GHz , pode-se tirar do gráfico que as respectivas atenuações são de -0,10 dB e -33,54 dB , o que explica mais detalhadamente a permanência dos mínimos para a primeira frequência e a não existência de mínimos devido a filtragem da onda harmônica.

Comparando os resultados experimentais obtidos do Analisador de Rede com aqueles obtidos com o Analisador de Espectros, verifica-se uma boa concordância entre os resultados.

O filtro possui então uma banda de passagem de 8,2 até cerca de 14 GHz e a partir de 14 GHz inicia-se a banda de rejeição do filtro. Agora é preciso comparar o grau de atenuação banda de rejeição prática com a teórica.

No capítulo 3, temos a equação (3.1-13) que dá o valor da atenuação teórico em decibéis por seção para frequência dentro da banda de rejeição do filtro. Temos na tabela abaixo o valor calculado desta atenuação para algumas frequências.

Frequência (GHz)	Comprimento de onda (mm)	Atenuação (dB/seção)	Atenuação Total (dB)
14,00	21,43	4,71	32,95
14,10	21,28	5,15	36,08
14,20	21,13	5,56	38,95
14,30	20,98	5,95	41,62
14,40	20,83	6,30	44,13
14,50	20,69	6,64	46,49
14,60	20,55	6,96	48,73
14,70	20,41	7,27	50,87
14,80	20,27	7,56	52,92
14,90	20,13	7,84	54,88
15,00	20,00	8,11	56,78
15,50	19,35	9,34	65,38
16,00	18,75	10,41	72,89
16,50	18,18	11,37	79,62
17,00	17,65	12,25	85,76
17,50	17,14	13,06	91,42
18,00	16,67	13,81	96,70
18,50	16,22	14,52	101,65
19,00	15,79	15,19	106,33
19,50	15,38	15,82	110,76
20,00	15,00	16,43	114,98

TABELA 4.4-2 – Dados teóricos da banda de rejeição do filtro.

Comparando-se as TABELAS 4.4-1 e 4.4-2, é possível verificar que a atenuação obtida não seguiu totalmente o padrão teórico.

4.5 MEDIDAS DA PERDA DE RETORNO DO FILTRO.

A última etapa de testes compreendeu a medição da perda de retorno característica do filtro. Para isto foi necessário utilizar um refletômetro, que possui uma entrada e duas saídas. Na entrada do refletômetro é inserido o sinal vindo do gerador de onda. Em uma das saídas é medida a potência do sinal incidente e na outra a potência do sinal refletido. Na segunda saída também deve ser conectado o dispositivo sob teste. A perda de retorno é a diferença em dB entre a potência do sinal incidente e a potência do sinal refletido.

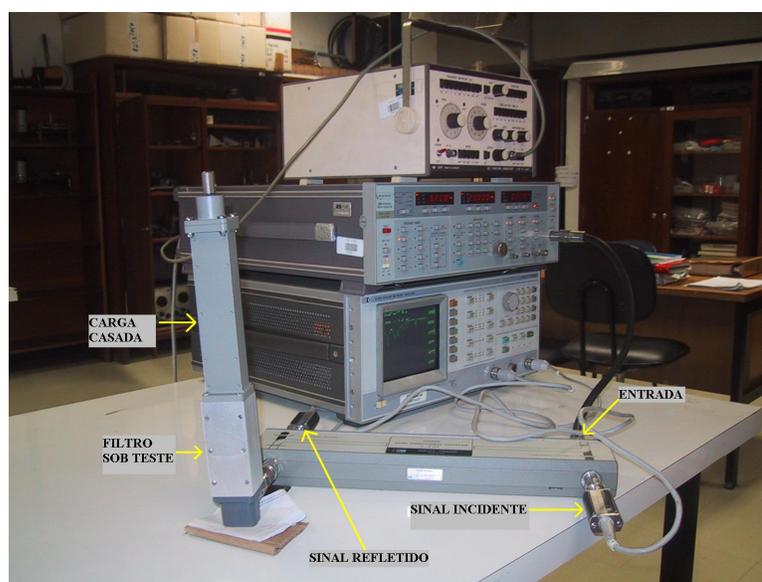


FIGURA 4.5-1 – Montagem Experimental Para medição da Perda de Retorno.

A FIGURA 4.5-1 mostra detalhadamente a entrada e as saídas utilizadas. Antes de realizar os testes para medição da perda de retorno no filtro foi medido como de costume a perda de retorno para um curto circuito. O resultado deste primeiro teste consta na FIGURA 4.5-2.

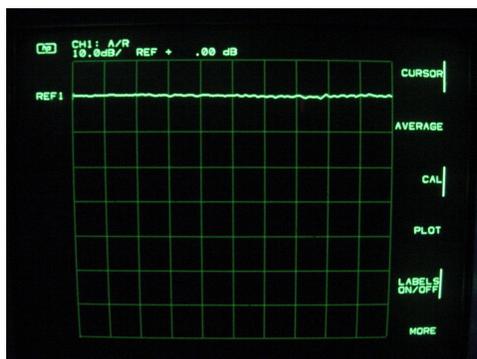


FIGURA 4.5-2 – Perda de retorno de um curto-circuito.

Na FIGURA 4.5-2 a faixa de frequência de varredura da onda inserida foi de 8,2 a 20 GHz, a mesma utilizada para o levantamento da perda de inserção do filtro. O refletômetro tem a sua atuação nominal limitada a até 18 GHz, porém observa-se que acima da faixa de operação nominal do refletômetro a curva de perda de retorno manteve-se estável, comprovando que o refletômetro está funcionando corretamente para a banda sob teste. Também é importante relatar que a saída referente à onda incidente foi ligada na entrada de referência do analisador de rede e a saída referente à onda refletida foi ligada na entrada A, que está representada pelo canal 1. A curva obtida é a diferença entre a potência do canal de referência e do canal 1, temos então a perda de retorno para o curto circuito que como esperado é igual à zero, dado que toda a onda incidente está sendo refletida.

Após a etapa de ajustes e análise de curto circuito, foi dado prosseguimento a montagem do sistema, agora com a inserção do filtro e da carga casada, como mostrado na FIGURA I.1. A curva com os resultados obtidos é vista na FIGURA 4.5-3.

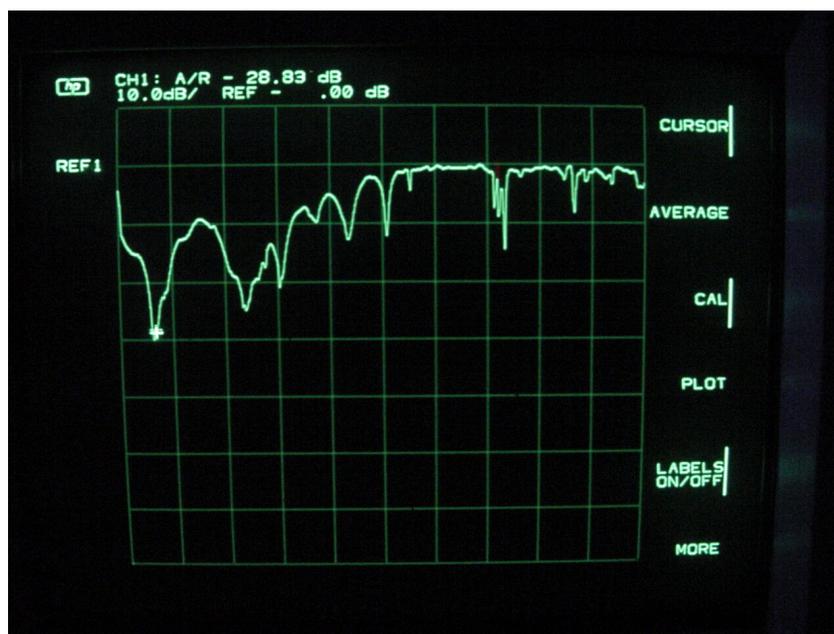


FIGURA 4.5-3 – Perda de Retorno do Filtro.

Os valores medidos com o cursor para cada divisão e para alguns pontos de pico são mostrados na TABELA 4.5-1.

Divisão	Frequência (GHz)	Perda de Retorno (dB)	VSWR
1	8,20	0,41	43,44
1,7	9,03	31,28	1,06
2	9,38	20,36	1,21
2,5	9,97	9,11	2,08
3	10,56	15,22	1,42
3,35	10,97	24,12	1,13
4	11,74	20,51	1,21
5	12,92	5,44	3,30
6	14,13	5,19	3,45
7	15,28	0,27	64,35
8	16,46	1,16	15,00
8,3	16,81	13,01	1,58
9	17,64	0,79	22,00
10	18,82	0,51	34,07
11	20,00	0,68	25,56

TABELA 4.5-1 – Valores de Perda de Retorno e VSWR .

Em seguida, analisamos a resposta para algumas frequências:

- 8,2 a 9,38 GHz: O filtro possui uma perda de retorno em média aceitável na casa de 20 dB.
- 9,5 a 10,5 GHz: A perda de retorno é muito pequena e fora do desejado, podendo chegar a apenas 9 dB.
- 10,5 a 11,6 GHz: Há novamente uma perda de retorno quase nula.
- A partir de 11,6 GHz: Perda de retorno próxima de 20 dB.

O filtro deveria apresentar uma perda de retorno apreciável em sua banda de passagem, o que não ocorreu na faixa de frequências entre 9,5 e 10,5 GHz e também no final da sua banda, a partir de 11,6 GHz.

Na banda de rejeição a perda de retorno se mostrou conforme era esperado, com uma média de 0 dB de perda de retorno.

Considerou-se que as discrepâncias apresentadas são oriundas provavelmente de erros durante a usinagem.

5 CONCLUSÕES

Apesar de não existir uma teoria própria para a implementação de filtros *waffle-iron*, sua construção pode ser realizada recorrendo-se às técnicas desenvolvidas por Seymour Cohn, efetuando as adaptações necessárias.

Devido às condições de projeto, onde se almejou uma larga banda de rejeição, o método do Parâmetro Imagem destacou-se diante do método da Perda por Inserção, visto que, para se obter a característica de rejeição desejada, este último método demandaria vários filtros de banda de rejeição estreita cascateados.

As limitações matemáticas inerentes ao método do Parâmetro Imagem, levaram a dificuldades na definição da frequência f_1 . Através de uma solução de compromisso e de acordo com a FIGURA 3.4-1, a maior razão entre as frequências imagens f_∞ e f_1 seria de 2,5. Determinou-se então que $\frac{f_\infty}{f_1} = 2,5$. A solução teórica para as especificações de projeto seria $f_1 = 12,4GHz$ e $f_2 = 37,5GHz$. Entretanto, de acordo com a referência [1], f_∞ é considerado geralmente como vinte por cento de f_2 . Então se determinou que $f_1 = 13,5GHz$ e $f_\infty = 33,75GHz$ de tal forma que nenhuma das bandas do filtro fosse cortada antes do seu limite ideal.

Os testes mostraram que o filtro obteve uma banda passante de 8,2 a cerca de 14 GHz, sempre atento que o filtro é um passa-baixa e que a característica passa-alta é proveniente do guia de ondas. A largura da banda de rejeição não pode ser completamente visualizada em virtude da dificuldade de se gerar ondas eletromagnéticas em frequências acima de 20 GHz, frequência limite do *Analizador de Redes* e do conversor *Coax-Guia* (18 GHz).

Além desta adaptação de projeto, houve limitações tanto da precisão da fresadora quanto do seu manuseio em escala inferior à milimétrica, o que levou a arredondamentos das dimensões das ilhas de metal e dos transformadores de degraus. Estas limitações impediram que a construção do filtro seguisse fielmente o projeto inicial.

Apesar de todas as limitações descritas e mesmo com a impossibilidade de analisar toda a faixa de frequência, foi possível observar que o filtro construído realmente mostrou uma resposta em frequência característica de um filtro passa-baixa, com a banda de passagem em quase toda a sua extensão praticamente sem atenuação. Entre as frequências 14 GHz e 15 GHz ocorreu a faixa de transição entre a banda passante e a banda de rejeição. Referentemente à banda de rejeição, pode-se

notar que foram obtidas atenuações na faixa de 30 *dB* a 40 *dB*, que é uma atenuação relativamente alta. Porém, quando se trata de filtros atuando nesta faixa de frequências, a atenuação ideal é de no mínimo 40 *dB*, e pela TABELA 4.4-2 pode-se observar que os valores teóricos para um filtro corrugado de Cohn não foram atingidos. Utilizamos como referência os valores de atenuação para o filtro corrugado, uma vez que não encontramos na literatura a base teórica de cálculo da atenuação para um filtro *Waffle-Iron*. Destacamos aqui que as adaptações necessárias para obter um filtro *Waffle-Iron* a partir de um filtro corrugado podem causar alterações significativas nos resultados.

Levando-se em conta todas as limitações encontradas na fabricação do filtro, os resultados experimentais confirmam que a adaptação do método de Cohn de filtros corrugados para filtros *Waffle-Iron* pode ser realizada com êxito. Futuros projetos podem ser desenvolvidos e implementados pelo método aqui descrito, desde que se tenha a garantia de um uso de equipamentos mais precisos e mão-de-obra especializada no processo de fabricação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, “*Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*”,
Artech House Books, Dedham, Massachusetts, (1980)
- [2] S. B. Cohn, “*A Theoretical and Experimental Study of a Waveguide Filter Structure*”,
Cruft Laboratory Report 39, ONR Contract N50 RI – 76, Harvard University (April 1948).
- [3] S. B. Cohn, “*Analysis of a Wide-Band Waveguide Filter*”,
Proc. IRE 37, pp 651-656.
- [4] N. Marcuvitz, “*Waveguide Handbook*”,
McGraw Hill Book Company, New York, N.Y., (1951).
- [5] J. Irwin, David, “*Análise Básica de Circuitos para Engenharia*”, 7ª edição, LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora S. A., Rio de Janeiro (2003).
- [6] A. Rousslan, Goulouev, “*Waffle-iron Waveguide Filter*”
http://www.goulouev.com/notes/new_w6.htm

APÊNDICE

Os cálculos realizados por todo o experimento foram feitos utilizando o Microsoft Excel. As figuras 2.5-2 e 2.5-3 também foram concebidas pelo Excel. As tabelas seguintes resumem os dados para projeto do filtro.

Filtro

		mm
$l =$	0,0000	0,00
$b =$	0,2450	6,22
$l' =$	0,1020	2,59
$b' =$	0,0370	0,94
$G =$	3,8000	

$l'/(l+l') =$	0,5667
$l/(l+l') =$	0,4333
$b'/l =$	0,4745
$l/b' =$	2,1075

$h =$	0,40	10,16	mm
$a =$	0,90	22,86	mm
$f_c =$	6,56E+09	GHz	
$f_m =$	8,10E+09	GHz	
$f_1 =$	1,35E+10	GHz	
$f_\infty =$	3,38E+10	GHz	
$c =$	3,00E+08	m/s	

	m	inches
$\lambda_1 =$	0,022	0,875
$\lambda_\infty =$	0,009	0,350
$\lambda_1/\lambda_\infty =$	2,5	

		mm
$l/b =$	0,3183	
$b0/\lambda1 =$	0,0800	
$b0 =$	0,0700	1,78
$b/\lambda1 =$	0,2800	
$b =$	0,2450	6,22
$l =$	0,0780	1,98
$l' =$	0,1020	2,59
$b'/b =$	0,1544	
$b' =$	0,0378	0,96
$b'' =$	0,0292	0,74

As relações $\frac{b'}{b}$ e $\frac{b''}{b'}$ são obtidas respectivamente através das equações (3.2-2) e (3.4-2). Por se tratarem de equações transcendentais, elas foram resolvidas utilizando-se da função SOLVER do Excel. Essas tabelas constituem os dados de projeto do filtro.

As tabelas seguintes são àquelas relativas ao projeto dos transformadores em degrau. Algumas partes deste projeto foram apenas apresentadas no capítulo 3, sendo aqui mostradas as tabelas que contêm os cálculos.

STEP TRANSFORMER

$bT =$	0,087
$R =$	4,57
$\lambda g1 =$	1,44
$\lambda g2 =$	0,95
$L =$	0,29
$\lambda g0/4 =$	0,29
$\lambda g0 =$	1,15
$Wq =$	0,41
$SWR \text{ máx} =$	1,08

A tabela a seguir mostra como foram encontradas as alturas de cada degrau. Inclusive, constam as interpolações realizadas nas tabelas 3.5-3, 3.5-4 e 3.5-5.

Cálculo dos degraus para 4 seções.

1	0,0181
0,43	1,12026
0,007783	1,112477

b0 =	0,09
b1 =	0,10012293

1	0,11628
0,43	1,67423
0,0500004	1,6242296

b2 =	0,146180664
b3 =	0,253338567
b4 =	0,36987731
b5 =	0,4

	inches	mm
b0 =	0,09	2,29
STEP 1 b1 =	0,10	2,54
STEP 2 b2 =	0,15	3,71
STEP 3 b3 =	0,25	6,43
STEP 4 b4 =	0,37	9,39
STEP 5 b5 =	0,40	10,16

As etapas a seguir, mostram os resultados obtidos para o comprimento dos degraus do transformador. Os passos aqui seguidos são os mesmos da FIGURA 3.5-1, o fluxograma de cálculo do comprimento dos degraus.

Calculo do comprimento dos steps

Passo 1	$b_i/\lambda g_0 =$
Seção 1	0,087
Seção 2	0,128
Seção 3	0,221
Seção 4	0,323
Seção 5	0,349

Passo 2	$\alpha = b_{i-1}/b_i = Y_i/Y_{i-1}$
Seção 1	0,90
Seção 2	0,68
Seção 3	0,58
Seção 4	0,68
Seção 5	0,92

Passo 2.2	$\bar{\delta}=1-\alpha$
Seção 1	0,101105012
Seção 2	0,315074051
Seção 3	0,422982985
Seção 4	0,315074051
Seção 5	0,075306725

Passo 2.3	1
Seção 1	0,00044669
Seção 2	0,00633345
Seção 3	0,0197821
Seção 4	0,01602537
Seção 5	0,00099004

Passo 2.4	2
Seção 1	6,64091535
Seção 2	5,39648051
Seção 3	5,3848343
Seção 4	5,39648051
Seção 5	7,0928017

Passo 2.5	3
Seção 1	0,00811534
Seção 2	0,01729893
Seção 3	0,05195675
Seção 4	0,11075281
Seção 5	0,12952672

Passo 2.6	4
Seção 1	0,003417
Seção 2	0,040621
Seção 3	0,127333
Seção 4	0,104281
Seção 5	0,00814

Passo 3	Para $\delta \ll 1$ Temos que $Bi/Y_i \cdot \lambda g_0/b_i$
Seção 1	0,04
Seção 2	0,32
Seção 3	0,58
Seção 4	0,32
Seção 5	0,02

Passo 4	$P1 \cdot P2 \cdot P3$
Seção 1	0,0031
Seção 2	0,0278
Seção 3	0,0735
Seção 4	0,0714
Seção 5	0,0075

Passo 5	$(Bi/Y_i - 1)/(1 - Y_i/Y_{i-1}) = Bi/(Y_i - 1 - Y_i)$	ATAN em Rad	ATAN em Graus
Seção 1	0,030	0,030367797	1,739946597
Seção 2	0,088	0,088076568	5,046415605
Seção 3	0,174	0,171986985	9,854128383
Seção 4	0,227	0,222924007	12,77260473
Seção 5	0,024	0,023886362	1,368587743

Passo 6	$(Bi/Y_i - 1)/(1 + Y_i/Y_{i-1}) = Bi/(Y_i - 1 + Y_i)$	ATAN	ATAN em Graus
Seção 1	0,0016	0,001617403	0,092670351
Seção 2	0,0165	0,016511167	0,946020206
Seção 3	0,0466	0,04655647	2,667489227
Seção 4	0,0424	0,042365022	2,427336946
Seção 5	0,0045	0,004467469	0,25596712

Passo 7	$\xi_i = 1/2 * (\text{arc tan } (Bi/(Y_i - 1 - Y_i)) + \text{arc tan } (Bi/(Y_i - 1 + Y_i)))$
Seção 1	0,92
Seção 2	3,00
Seção 3	6,26
Seção 4	7,60
Seção 5	0,81

Passo 8	$\xi_i = 1/2 * (\text{arc tan } (Bi/(Y_i - 1 - Y_i)) - \text{arc tan } (Bi/(Y_i - 1 + Y_i)))$
Seção 1	0,82
Seção 2	2,05
Seção 3	3,59
Seção 4	5,17
Seção 5	0,56

Passo 9	$X_{i+1} - x_i$
Seção 1-2	2,17
Seção 2-3	4,21
Seção 3-4	4,01
Seção 4-5	-4,36

Passo 10	$\Delta g_0/360 * (X_{i+1} - x_i)$
Seção 1-2	0,007
Seção 2-3	0,013
Seção 3-4	0,013
Seção 4-5	-0,014

Passo 11	Largura em Polegadas de cada seção	mm
Seção bT	0,0875	2,22
Seção 1-2	0,2795	7,10
Seção 2-3	0,2730	6,93
Seção 3-4	0,2737	6,95
Seção 4-5	0,3003	7,63
Total	1,2139	30,83

As adaptações pra o filtro Waffle-iron foram realizadas com base na teoria existente na referência [1], onde todas as medidas são dadas em polegadas. Para deixá-las de acordo com o padrão brasileiro, que segue o Sistema Internacional de Medidas (S. I.), todas as medidas são apresentadas em milímetros, bem como em polegadas.