



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

LEONARDO MORAIS DA SILVA

**PROJETO DE FILTROS RECONFIGURÁVEIS DE MALHA ABERTA BASEADO
NA ADIÇÃO DE ESTRUTURAS RESSONANTES ELETRICAMENTE
CONTROLADAS**

Recife

2020

LEONARDO MORAIS DA SILVA

**PROJETO DE FILTROS RECONFIGURÁVEIS DE MALHA ABERTA BASEADO
NA ADIÇÃO DE ESTRUTURAS RESSONANTES ELETRICAMENTE
CONTROLADAS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.

Recife

2020

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

S586p	Silva, Leonardo Morais da. Projeto de filtros reconfiguráveis de malha aberta baseado na adição de estruturas ressonantes eletricamente controladas / Leonardo Morais da Silva. - 2020. 131 folhas, il., gráfs., tabs. Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020. Inclui Referências, Apêndices e Anexo. 1. Engenharia Elétrica. 2. Diodo PIN. 3. Filtros reconfiguráveis. 4. Malha aberta. 5. Matriz de acoplamento. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II. Título 621.3 CDD (22. ed.)	UFPE BCTG/2021-83
-------	--	---------------------------------

LEONARDO MORAIS DA SILVA

**PROJETO DE FILTROS RECONFIGURÁVEIS DE MALHA ABERTA BASEADO
NA ADIÇÃO DE ESTRUTURAS RESSONANTES ELETRICAMENTE
CONTROLADAS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Fotônica.

Aprovada em: 10/12/2020.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo (Orientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Bruno Gomes Moura de Oliveira (Examinador Externo)
Instituto Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Francisco Ariaildo da Costa Sá Lucena (Examinador Externo)
Instituto Federal do Piauí

Prof. Dr. Ulysses Roberto Chaves Vitor (Examinador Externo)
Universidade Federal de Juiz de Fora

Profa. Dra. Gelza de Moura Barbosa (Examinadora Externa)
Marinha do Brasil/Rio de Janeiro

AGRADECIMENTOS

Inicialmente agradeço a Deus por me amparar e me dar força interior para superar as dificuldades, concedendo-me equilíbrio mental e paz na realização desse trabalho.

Também faço um agradecimento especial aos meus pais, Francisco de Assis Chrisostomo da Silva e Josiane Melo de Moraes, pelo carinho e incentivo; por acreditarem e me apoiarem permitindo criar uma situação que foi essencial no meu sucesso.

A meu orientador e professor Marcos Tavares de Melo, pela confiança, e pelas valiosas sugestões, opiniões e críticas que tanto colaboraram na realização dessa tese.

Aos colegas e amigos Elias Marques de Oliveira, Marcelo de Sa Coutinho e meu irmão Helder Moraes da Silva pela fundamental e determinante ajuda, sem a qual não seria possível a conclusão deste trabalho.

Ao pessoal da secretaria do PPGEE-UFPE, em especial, Andréa Tenório que por muitas vezes se encarregou de fazer alertas sobre datas importantes, além de ter sido uma pessoa com quem sempre pude contar.

Aos professores Marcelo Cabral Cavalcanti, e Juliano Bandeira Lima que me ajudaram em momentos críticos durante minha estadia no PPGEE-UFPE.

À UFRPE por ter oferecido os equipamentos necessários para a fabricação dos dispositivos trazidos neste trabalho.

À UFPE por oferecer aos seus alunos as condições necessárias para a realização de seus respectivos trabalhos.

Por fim, e de modo a sanar uma antiga dívida, agradeço ao meu gato “Menino” que embora não tenha estado comigo durante a elaboração desta tese, foi um valioso companheiro na época em que estive escrevendo minha dissertação de mestrado, quando juntos adentramos diversas madrugadas a fio.

RESUMO

A primeira parte deste trabalho apresenta o arcabouço teórico necessário para o projeto e ajuste de filtros ressonantes em malha aberta. Para tal, é feita uma revisão minuciosa da teoria de matriz de acoplamento, onde é fornecido, por meio de demonstrações matemáticas, o entendimento de como esta se relaciona com filtros de micro-ondas ressonantes. Ainda dentro dessa etapa, surge a primeira contribuição do trabalho. Trata-se da apresentação de uma nova técnica para a obtenção e cancelamento das fases adicionais existentes nos parâmetros de espalhamento de filtros de micro-ondas, com aplicação direta na extração da sua matriz de acoplamento em situações onde os parâmetros S disponíveis possuam uma faixa estreita. Na segunda parte do trabalho, é matematicamente justificado que a adição de estruturas ressonantes internas nos ressoadores de filtros planares de malha aberta convencionais, desloca a frequência de ressonância deste dispositivo. Tal resultado, constitui o princípio de funcionamento de uma nova técnica que faz uso de diodos PIN para o projeto de filtros reconfiguráveis em malha aberta. Por meio dessa técnica, foi possível projetar, de forma bem-sucedida, filtros com aplicação em bandas utilizadas em redes 4G, 5G e de Internet das Coisas, onde medições de protótipos fabricados confirmaram o comportamento previsto em simulação. Em relação a outros métodos de projeto, a técnica proposta possibilita vantagens como: maior isolamento elétrica entre circuitos de controle DC do diodo PIN e o sinal de RF, maior flexibilidade e reprodutibilidade de fabricação, e minimização dos efeitos das perdas causadas pelos diodos PIN.

Palavras-chave: Diodo PIN. Filtros reconfiguráveis. Malha aberta. Matriz de acoplamento.

ABSTRACT

The first part of this work presents the theoretical framework necessary for the design and tuning of open-loop filters. To this end, a thorough review of the coupling matrix theory is made, where it is provided, through mathematical demonstrations, the understanding of how it relates to resonant microwave filters. Still within this stage, the first contribution of the work appears. It is the presentation of a new technique for obtaining and canceling the additional phases shifts existing in the microwave filter scattering parameters, with direct application in the extraction of its coupling matrix when the available S parameters have a narrow range. In the second part of the work, it is mathematically justified that the addition of internal resonant structures in the resonators of conventional open-loop filters, displaces the resonance frequency of this device. This result is the working principle of a new technique that makes use of PIN diodes for the design of reconfigurable open-loop filters. Through this technique, it was possible to successfully design filters applicable to bands used in 4G, 5G and Internet of Things networks, where measurements of manufactured prototypes confirmed the predicted behavior in simulation. In relation to other design methods, the proposed technique provides advantages such as: greater electrical insulation between DC control circuits of the PIN diode and the RF signal, greater flexibility and reproducibility of manufacture, and minimizing the effects of losses caused by PIN diodes.

Keywords: PIN diode. Reconfigurable filters. Open-loop. Coupling matrix.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Respostas de filtros passa-baixas, com características: a) Butterworth; b) Chebshev; c) Elíptica.	23
Figura 2 - Características de transmissão típicas de filtros com resposta Chebshev, Elíptica e Quase-Elíptica.....	24
Figura 3 - Protótipos de filtros passa-baixa com zeros de transmissão infinitos.....	25
Figura 4 - Forma alternativa para protótipo de filtro passa-baixa usando inversores de admitância	25
Figura 5 - Circuito passa-banda.....	28
Figura 6 - Circuito equivalente a um inversor de admitância J.	29
Figura 7 - Circuito passa-banda usando circuito equivalente de inversor J.	29
Figura 8 - Circuito equivalente para par de ressoadores eletricamente acoplados	30
Figura 9 - Resposta simulada típica de par de ressoadores acoplados.....	30
Figura 10 - Ilustração de transformação de admitância de fonte e carga.....	31
Figura 11 - Circuito equivalente para os ressoadores de entrada e saída do filtro.	32
Figura 12 - Exemplo de obtenção de ω_0 , ω^+ e ω^-	33
Figura 13 - Circuito protótipo passa-baixas com característica quase-elíptica.	34
Figura 14 - Valores dos elementos para um filtro de 4 polos com $Lr=-20dB$	35
Figura 15 – Diagrama representativo do circuito da Figura 13.....	35
Figura 16 - Circuito passa-baixas com introdução de $j b_k$ e G_k	36
Figura 17 - Circuito de duas portas representativo para um filtro.....	37
Figura 18 - Diagrama representativo de rede com m_{0k} , $m_{k,n+1}$ e $m_{kk} \neq 0$. (a) Conexões elétricas com fonte e carga; (b) diagrama representativo das conexões.	39
Figura 19 - Rede com topologia forma dobrada; (a) matriz de acoplamento em forma dobrada; (b) Esquema de acoplamentos representativo de matriz em forma dobrada.....	42
Figura 20 - Esquema das possíveis configurações de acoplamento para dois ressoadores em microfita com acoplamento (a) elétrico, (b) magnético, (c) e (d) misto.	43
Figura 21 - Estruturas típicas para ressoadores acoplados. (a) acoplamento "tapped-line"; b) acoplamento por meio de linha acoplada.....	44
Figura 22 - Exemplos de topologia de filtros em malha aberta.....	44
Figura 23 - Exemplo de filtro passa-banda em microfita.....	45
Figura 24 - Fluxograma do projeto do filtro da Figura 23.	46

Figura 25 - Circuito usado para se obter g_i com $i=2,3$	47
Figura 26 - Circuito usado para se obter t	48
Figura 27 - Circuitos usados para se obter os coeficientes de acoplamento. (a) acoplamento elétrico; (b) acoplamento misto; (c) acoplamento magnético.	48
Figura 28 - Modelo para um filtro ressonante considerando efeitos dos atrasos de fase não ideais.	52
Figura 29 – Diagrama de Blocos do método proposto.	53
Figura 30 - Respostas genéricas de Y_{21} e Y_{11}	55
Figura 31 – Simulação dos parâmetros de espalhamento de um filtro não ajustado.....	56
Figura 32 - Filtro Rejeita faixas de dois polos chaveado.....	57
Figura 33 - Filtro Passa faixas chaveado.....	58
Figura 34 - Filtro Rejeita Faixas reconfigurável	58
Figura 35 - Layout de um filtro Compline reconfigurável.....	59
Figura 36 – Protótipos de ressoadores em malha aberta.	61
Figura 37 – Resposta em frequência dos ressoadores da Figura 36.	62
Figura 38 – Circuito representativo dos ressoadores das Figura 36, c e d.	62
Figura 39 - Frequência de ressonância do circuito da figura 38.....	64
Figura 40 - Estruturas ressonantes com acoplamento elétrico.	65
Figura 41 - Coeficientes de acoplamento das estruturas da Figura 40.	65
Figura 42 - Estruturas ressonantes com acoplamento magnético.....	65
Figura 43 - Coeficientes de acoplamento das estruturas da Figura 42.	66
Figura 44 - Estruturas ressonantes com acoplamento misto.	66
Figura 45 - Coeficientes de acoplamento das estruturas da Figura 44.	66
Figura 46 - Circuito equivalentes dos pares de ressoadores das Figura 40, 42 e 44.	67
Figura 47 - Coeficiente de acoplamento $M_{1'2'}$ versus k_{e14} e k_{m14}	69
Figura 48 - Estruturas usadas para a extração de fatores de qualidade externos.....	70
Figura 49 - Fatores de qualidade externos das estruturas da Figura 48.....	70
Figura 50 - Variação do fator de qualidade para $\omega_{01} = 2.65\text{GHz}$ e $\omega_{02} = 4.15\text{GHz}$	72
Figura 51 - Variação do fator de qualidade para $\omega_{01} = 2.65\text{GHz}$ e $\omega_{02} = 8.00\text{GHz}$	72
Figura 52 - Exemplo de topologia do filtro proposto.	73
Figura 53 - Vista frontal do filtro 4G.....	76
Figura 54 - Visão 3D do filtro 4G.	76
Figura 55 – Simulação de magnitude dos parâmetros S do Filtro 4G.	78
Figura 56 – Simulação de fase do parâmetro S_{21} do Filtro 4G.....	78

Figura 57 - Frequências para 5G a serem lidas.....	79
Figura 58 - Vista frontal do filtro 5G.....	80
Figura 59 - Visão 3D do filtro 5G.	80
Figura 60 – Simulação de magnitude dos parâmetros S do Filtro 5G.	81
Figura 61 – Simulação de fase do parâmetro S_{21} do Filtro 5G.....	81
Figura 62 - Vista frontal do filtro IoT.....	83
Figura 63 - Visão 3D do filtro IoT.....	83
Figura 64 – Simulação de magnitude dos parâmetros S do Filtro IoT.	84
Figura 65– Simulação de fase do parâmetro S_{21} do Filtro IoT.....	84
Figura 66 - Máquina de prototipagem utilizada na fabricação dos dispositivos.	89
Figura 67 – Filtros Fabricados sendo testados com analisador de redes: a) Filtro 4G, b) Filtro IoT.....	90
Figura 68 - Representação dos elementos ressonantes dos filtros fabricados: a) Filtro 4G com malhas internas sem by-pass, b) Filtro 4G com malhas internas com by-pass, c) Filtro IoT com malhas internas sem by-pass, d) Filtro IoT com malhas internas com by-pass.....	90
Figura 69 - Resposta simulada vs medida para o filtro 4G	91
Figura 70 - Resposta simulada vs medida para o filtro IoT	92
Figura 71 – Filtros 4G Fabricados	94
Figura 72 – Filtros IoT fabricados	95
Figura 73 - Resposta simulada ajustada vs medida para o filtro 4G.	96
Figura 74 - Resposta simulada ajustada vs medida para o filtro IoT.....	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Bandas LTE FDD adotadas no Brasil.....	75
Tabela 2- Banda de frequência B12.....	82
Tabela 3- Largura de banda dos filtros 4G, 5G e IoT.....	85
Tabela 4- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro 4G, Polarização Reversa.	85
Tabela 5- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro 4G, Polarização Direta.	85
Tabela 6- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro 5G, Polarização Reversa.	86
Tabela 7- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro 5G, Polarização Direta.	86
Tabela 8- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro IoT, Polarização Reversa. ...	86
Tabela 9- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro IoT, Polarização Direta.	87
Tabela 10 - Razão de M_{ij} e $1/Q_{ei}$ entre casos de polarização direta e reversa do diodo PIN. ..	88
Tabela 11 - Fatores de qualidade descarregados dos ressoadores de índice 1 ($i=1$).	88
Tabela 12 - filtros reconfiguráveis.....	93
Tabela 13 – Permissividade relativa (ϵ_r) das novas simulações.....	95
Tabela 14 - Comparação entre filtros reconfiguráveis.....	98

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3GPP	3rd Generation Partnership Project
4G	Sigla para a Quarta Geração de telefonia móvel
5G	Sigla para a Quinta Geração de telefonia móvel
5G NR	Tecnologia de acesso via rádio para a rede móvel 5G
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
CAT	Computer-aided tuning
dB	Decibels ($20\log_{10}$)
FBW	Fractional bandwidth
FDD	Frequency division duplexing
FIR	Frequency-invariant reactance
FR1	Frequency range 1
FR2	Frequency range 2
GA	Genetic Algorithm
Gbps	Gigabits por segundo
IoT	Internet of Things
LTE	Long Term Evolution
LTE-M	Tipo de rede de área ampla de baixa potência
Mbps	Megabit por segundo
MEMS	Sistemas microeletromecânicos
NB-IoT	Tipo de rede de área ampla de baixa potência
PIN	Tipo de diodo com semicondutor intrínseco entre regiões tipo P e N
RAT	Radio Access Technology
$RL_{\max}$	Perda por retorno máxima na banda passante
s2p	Arquivo tipo Touchstone
TDD	Time division duplexing
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VF	Vector Fitting
WiFi	Wireless Fidelity

LISTA DE SÍMBOLOS

γ_i	Fator de atraso de fase da porta “i”
ϵ	Fator de <i>Ripple</i>
θ	Angulo de rotação de transformação de similaridade
θ_{0k}	Comprimento elétrico da linha de acesso "k"
λ_k	Polos dos polinômios Y_{ij}
τS_{11}	Atraso de Grupo de S_{11}
φ_{0k}	Constante de <i>Phase loading</i> da porta “k”
ω	Frequência angular não normalizada em rad/s
Ω	Frequência angular normalizada em rad/s
ω_0	Frequência angular central de banda passante em rad/s
ω_0^-	Frequência tal que $\text{Fase}(S_{11}(\omega_0^-)) = \text{Fase}(S_{11}(\omega_0)) - 90^\circ$
ω_0^+	Frequência tal que $\text{Fase}(S_{11}(\omega_0^+)) = \text{Fase}(S_{11}(\omega_0)) + 90^\circ$
ω_{0k}	Frequência de ressonância do ressoador "k" em rad/s
ω_1	Frequência angular inferior de banda passante ou primeira frequência natural de ressonância de dois ressoadores acoplados
ω_2	Frequência angular superior de banda passante ou segunda frequência natural de ressonância de dois ressoadores acoplados
Ω_a	Frequência de transmissão em rad/s
Ω_c	Frequência de corte normalizada em rad/s
Ω_s	Frequência do primeiro zero de transmissão da resposta elíptica em rad/s
a	Comprimento dos lados das malhas constituintes do filtro
$\mathbf{A}$	Matriz $N+2 \times N+2$ usada para cálculo de S_{ij} ou Submatriz 2×2 tal que $\mathbf{A} = \mathbf{Y}([1,2],[1,2])$
$\mathbf{B}$	Submatriz 2×2 tal que $\mathbf{B} = \mathbf{Y}([1,2],[3,4])$
b_i ou B_i	Reatância invariante em frequência
$\mathbf{C}$	Matriz com elementos $[\mathbf{C}]_{ii} = C_i$ para $1 < i < n$, e $[\mathbf{C}]_{00} = [\mathbf{C}]_{n+1,n+1} = 0$ ou submatriz 2×2 tal que $\mathbf{C} = \mathbf{Y}([3,4],[1,2])$
C_{12}^{eq}	Capacitância mútua equivalente entre os ressoadores "1" e "2"
C_{ai} ou C_i	Capacitância mútua entre os nós "i" e "k" do circuito representativo do filtro no domínio passa-banda
C_m ou C_{12}	Capacitância mútua entre ressoadores 1 e 2
C_m^*	Capacitância mútua entre ressoadores 3 e 4

C_m'	Capacitância mútua entre ressoadores 1 e 4 ou 2 e 3
C_m''	Capacitância mútua entre ressoadores 2 e 4 ou 1 e 3
C_{pk}	Capacitância em derivação do nó "k" do circuito representativo do filtro no domínio passa-banda
$\mathbf{D}$	Submatriz 2×2 tal que $\mathbf{D} = \mathbf{Y}([3,4],[3,4])$
d_{ik}	Distância entre os ressoadores "i" e "k"
f	Variável de frequência de banda passante
$f(s)$	Polinômio cujo zeros são zeros de reflexão
$f(\gamma)$	Função erro
f_l	Frequência mais baixa disponível
f_c	Frequência central de operação
f_{end}	Frequência mais alta disponível
f_{max}	Frequência mais alta de intervalo
f_{min}	Frequência mais baixa de intervalo
f_{p1}	Primeira frequência de pico de $\text{abs}(\mathbf{Y}_{11})$ ou $\text{abs}(\mathbf{Y}_{21})$
f_{pn}	Última frequência de pico de $\text{abs}(\mathbf{Y}_{11})$ ou $\text{abs}(\mathbf{Y}_{21})$
$\mathbf{G}$	Matriz com elementos $[\mathbf{G}]_{ii} = G_k$ para $1 < i < n$, e $[\mathbf{G}]_{00} = Y_0$, $[\mathbf{G}]_{n+1,n+1} = Y_{n+1}$
g_i	Valor do elemento "i" do circuito representativo do filtro no domínio passa-baixas ou largura da fenda do ressoador em malha aberta "i"
G_k	Admitância conectada a saída e entrada do filtro ($k=0, n+1$) ou Condutância em derivação do nó "k"
$\mathbf{i}$	Vetor coluna de correntes injetadas nos nós do filtro
i_s	Corrente da fonte de corrente que modela a alimentação do filtro
$\mathbf{J}$	Matriz com elementos J_{ik} ou $[\mathbf{J}]_{ik}$
j	Unidade imaginária
J_{ik} ou $[\mathbf{J}]_{ik}$	Valor do inversor de admitância existente entre os nós "i" e "k"
$K(s)$	Função Característica
K_∞	Coeficiente representativo de acoplamento direto entre fonte e carga
k_e	Coeficiente de acoplamento elétrico entre ressoadores 1 e 2
k_{e13}	Coeficiente de acoplamento elétrico entre ressoadores 2 e 4 ou 1 e 3
k_{e14}	Coeficiente de acoplamento elétrico entre ressoadores 1 e 4 ou 2 e 3
k_{e34}	Coeficiente de acoplamento elétrico entre ressoadores 3 e 4
k_m	Coeficiente de magnético elétrico entre ressoadores 1 e 2
k_{m13}	Coeficiente de magnético elétrico entre ressoadores 2 e 4 ou 1 e 3

k_{m14}	Coeficiente de magnético elétrico entre ressoadores 1 e 4 ou 2 e 3
k_{m34}	Coeficiente de magnético elétrico entre ressoadores 3 e 4
k_x	Coeficiente de misto elétrico entre ressoadores 1 e 2
l	Comprimento de uma linha de transmissão correspondente a meio comprimento de onda na frequência central de operação do filtro
L_A	Perda por inserção em dB
L_{Ar}	Perda por inserção máxima para a banda passante em dB
L_{As}	Perda por inserção mínima para a banda rejeição em dB
L_m ou L_{12}	Indutância mútua entre ressoadores 1 e 2
L_m^*	Indutância mútua entre ressoadores 3 e 4
L_m'	Indutância mútua entre ressoadores 1 e 4 ou 2 e 3
L_m''	Indutância mútua entre ressoadores 2 e 4 ou 1 e 3
L_{pk}	Indutância em derivação do nó "k" do circuito representativo do filtro no domínio passa-banda
$\mathbf{M}$	Matriz de acoplamento ($N \times N$)
$\mathbf{m}$	Matriz de acoplamento normalizada ($(N+2) \times (N+2)$)
$M_{1'2'}$	Coeficiente de acoplamento equivalente entre os ressoadores "1" e "2"
M_{ik} ou $[\mathbf{M}]_{ik}$	Acoplamento existente entre ressoadores "i" e "k"
$\mathbf{m}_{N \times N}$	Matriz de acoplamento normalizada ($N \times N$)
N	Ordem do filtro
$P(s)$	Polinômio cujo zeros são zeros de transmissão
p_i	i-ésimo polo do filtro
q_{ei} ou q_{eo}	Fatores de qualidade externos normalizados
Q_{ei} ou Q_{eo}	Fatores de qualidade externos normalizados
$\mathbf{R}$	Matriz para transformação de similaridade
r_{ijk}	Resíduos dos polinômios Y_{ij}
s	Frequência complexa não normalizada em rad/s
S_{ii}	Coeficiente de reflexão da porta "i"
S_{ij}	Coeficiente de transmissão entre as portas "i" e "j"
t_k	Posição da linha de acesso em relação ao ressoador "k" de um filtro em malha aberta
$\mathbf{v}$ ou $\mathbf{V}$	Vetor de tensão dos nós do filtro
w	Largura das malhas constituintes do filtro
w_{LT}	Largura das linhas de acesso do filtro

$\mathbf{Y}$	Matriz de admitância uma rede linear
Y_{11out}	Parâmetro de admitância calculado
$\mathbf{Y}_{2p}$	Matriz de admitância representativa de uma rede linear de duas portas
Y_{ij}	Parâmetros de admitância
Y_k	Admitância conectada a saída e entrada do filtro ($k=0, n+1$)
$\mathbf{Y}_N$	Matriz de admitância de um filtro com duas portas e matriz de acoplamento transversal

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	ESTRUTURAÇÃO DA TESE	19
2	FILTROS DE MICRO-ONDAS	21
2.1	CONSIDERAÇÕES ACERCA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O FILTRO	21
2.2	SÍNTESE DE CIRCUITO PROTÓTIPO PARA O FILTRO.....	24
2.3	TEORIA DE MATRIZ DE ACOPLAMENTO.....	26
2.3.1	Determinação de coeficiente de acoplamento M_{ik} por meio de simulação	29
2.3.2	Determinação dos fatores de qualidade externos por meio de simulação.....	31
2.3.3	Circuito protótipo com resposta quase-elíptica.....	34
2.3.4	Generalizando a matriz de acoplamento.....	36
2.3.5	Resposta em frequência do filtro em função de $[m]$	37
2.3.6	Síntese da matriz de acoplamento $[m]$	38
2.3.6.1	Obtenção da matriz $[m_0]$	38
2.3.6.2	Transformação $[m_0] \rightarrow [m]$	40
2.3.7	Implementação Física da Matriz de Acoplamentos e fatores de qualidade externos usando tecnologia de microfita	43
2.4	PROJETO DE FILTRO RESSONANTE PASSA-BANDA EM MICROFITA	45
2.5	AJUSTE EM FILTROS RESSONANTES	49
2.5.1	Ajuste auxiliado por computador (CAT).....	49
2.5.2	Extração de Matriz de acoplamento a partir da resposta em frequência.....	50
2.5.2.1	Ajuste de fase.....	51
3	FILTROS RECONFIGURÁVEIS.....	57
3.1	EXEMPLOS DE FILTROS RECONFIGURÁVEIS USANDO DISPOSITIVOS ATIVOS	57
3.1.1	Uma nova técnica para o projeto de filtros em malha aberta reconfiguráveis...60	
3.1.1.1	Alterando ω_{oi} em ressoadores de malha aberta.....	61
3.1.1.2	Análise da variação de M_{ij}	64
3.1.1.3	Análise da variação de Q_{ei} e Q_{eo}	70
3.1.1.4	Nova técnica	73
4	APLICAÇÃO DA NOVA TÉCNICA PARA CASOS PRÁTICOS.....	75
4.1	APLICAÇÃO EM 4G	75

4.2	APLICAÇÃO EM 5G	79
4.3	APLICAÇÃO EM INTERNET DAS COISAS	82
4.4	VARIAÇÃO DA LARGURA DE BANDA FRACIONÁRIA	85
4.5	FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO.....	88
4.6	COMPARATIVO	98
5	CONCLUSÃO	100
5.1	TRABALHOS FUTUROS	101
	REFERÊNCIAS	102
	APÊNDICE A – DEMONSTRAÇÃO 1	106
	APÊNDICE B – DEMONSTRAÇÃO 2.....	109
	APÊNDICE C – DEMONSTRAÇÃO 3	112
	APÊNDICE D – AJUSTE AUXILIADO POR COMPUTADOR (CAT)	114
	APÊNDICE E – EXEMPLOS DE APLICAÇÃO DA TÉCNICA DE AJUSTE DE FASE PROPOSTA	119
	APÊNDICE F – DEMONSTRAÇÃO 4.....	125
	APÊNDICE G – DIFICULDADES NA FABRICAÇÃO.....	127
	APÊNDICE H – LISTA DE PUBLICAÇÕES	129
	ANEXO A – REVISÃO DA TÉCNICA DE <i>VECTOR FITTING</i>	130

1 INTRODUÇÃO

O surgimento de sistemas de comunicação sem fio mudou completamente o estilo de vida das pessoas. Além disso, constantes evoluções tecnológicas vêm nos tornando familiares com termos como 4G, 5G e IoT, cujo impacto se estende positivamente a praticamente todas as áreas de atuação humana. O 4G é a quarta geração de redes de comunicação móveis. Ela possibilitou taxas de transmissões de dados que variam entre 2Mbps a 1Gbps [1], sendo vital, por exemplo, para difusão de serviços de streaming. Por sua vez, o 5G é a próxima parada na escala evolutiva de redes móveis de comunicação. Com ela, além de velocidades de conexão maiores serem permitidas (no mínimo 1Gbps [1]), também será possível a conexão de diversos objetos, como carros e casas inteligentes, além do desenvolvimento de cidades inteligentes e eficientes. De fato, há diversas pesquisas que indicam o 5G tendo grande potencial para a chamada Internet das coisas (em inglês, *internet of things* – *IoT*). Como exemplo disso, em [2] é apresentado um estudo detalhado do potencial de redes 5G em IoT.

Independente da tecnologia utilizada, esses sistemas demandam vários requerimentos operacionais. Por exemplo, a eficiência de recepção em um típico receptor usado em redes de comunicação sem fio depende de forma crucial do correto projeto de seus componentes internos, em especial seus filtros. Assim, especificamente com relação aos filtros de micro-ondas, várias técnicas foram desenvolvidas visando seu projeto, onde tecnologias baseadas em guias de ondas, dielétricos ressonantes e dispositivos planares são bastante populares para sua realização. Estas técnicas, porém, são em grande parte apenas capazes de gerar filtros não reconfiguráveis, sendo que, por outro lado, filtros reconfiguráveis, i.e., aqueles os quais possuem capacidade de variar suas características elétricas [3], estão sendo cada vez mais necessários para suprir demandas atuais de tecnologias sem fio.

Por serem capazes de selecionar diferentes bandas, os filtros reconfiguráveis podem substituir bancos de filtros, ajudando a reduzir o tamanho e o custo de um dado sistema de comunicação [4]. Nesse sentido, este tipo de dispositivo encontra diversas aplicações para diversos tipos de transceptores, como radares e sistemas de comunicação por satélite [5]. Uma outra aplicação essencial, acontece em rádios cognitivos (em inglês, *Cognitive Radio*), cujo são sistemas de telecomunicações inteligentes capazes de se auto reconfigurar com vistas a otimizar a utilização do espectro de frequência [6].

Desse modo, a meta principal do autor é propor uma técnica inovadora para o projeto de filtros reconfiguráveis, com vantagens em relação a técnicas já existentes.

1.1 ESTRUTURAÇÃO DA TESE

Neste trabalho é proposta uma estratégia que divide o projeto de filtros reconfiguráveis em duas etapas: 1) Projeto e ajuste de filtros de micro-ondas não reconfiguráveis; 2) Adição de elementos eletricamente ajustáveis, tais como estruturas controladas por diodos PIN, na estrutura física do filtro obtido no primeiro passo, de modo a torná-lo eletricamente reconfigurável.

Para a realização da primeira etapa, i.e., o projeto e ajuste do filtro, no capítulo 2 é apresentado todo o fundamento teórico necessário, indo desde considerações de função de transferência até implementação física do filtro por meio de microfitas. No capítulo 2, também é feita uma revisão detalhada da teoria de matriz de acoplamento, indicando ao mesmo tempo como essa se relaciona fisicamente com os filtros e como ela pode ser utilizada para o projeto e ajuste destes dispositivos. Além disso, nesse capítulo, são desenvolvidas demonstrações matemáticas importantes para o entendimento do assunto que não foram encontradas nas mais importantes fontes de informação sobre o tema.

A primeira contribuição deste trabalho surge ainda dentro do capítulo 2, na seção 2.5.2.1, onde é apresentada uma nova forma de remover os deslocamentos de fase existentes nos parâmetros de espalhamento de um filtro de micro-ondas. Como será visto, isso possibilitará a extração da matriz de acoplamento do filtro a partir da sua resposta em frequência. Tal feito terá aplicação direta no ajuste do filtro, e como será mostrado, possui a grande vantagem (em relação a métodos com mesmo propósito já existentes na literatura), de não necessitar de parâmetros de espalhamento com ampla faixa.

No capítulo 3 é encontrada a segunda contribuição deste trabalho, i.e., o delineamento da etapa onde o filtro inicialmente não reconfigurável é transformado em reconfigurável. Inicialmente, neste capítulo é fornecida uma breve revisão bibliográfica do estado-da-arte do projeto de filtros reconfiguráveis. Após essa etapa, é proposta uma nova técnica baseada na adição de ressoadores em malha aberta controlados por diodos PIN em filtros planares tradicionais implantados em microfita. Dessa forma, foi possível obter deslocamentos da frequência central do filtro com o chaveamento dos diodos, onde novamente uma explicação matemática para o fenômeno é fornecida. Uma das grandes vantagens do método proposto, é que ele não exige que o sinal RF passe diretamente pelos elementos não lineares de reconfiguração (e.g., diodos PIN), ou outros componentes discretos auxiliares (e.g., capacitores e indutores choque). Esta característica faz com que as perdas e as características não lineares desses elementos impactem menos no desempenho do filtro, além de permitir

uma maior capacidade de potência. Outra vantagem, é que a metodologia proposta é geral o suficiente para ser usada no projeto de filtros aplicados em diversas bandas, ou no projeto de filtros de diferentes ordens e/ou diferentes topologias. Destaca-se ainda, que o método proposto requer um número pequeno de componentes para uma dada seletividade e não demanda capacitores de bloqueio na entrada e saída do filtro, o que contribui para uma topologia mais simples e de fácil fabricação.

No capítulo 4 são trazidos exemplos de aplicação do método estabelecido no capítulo 3. Primeiro é proposto um filtro reconfigurável projetado para trabalhar nas faixas de frequência de Up-link e Down-link da rede 4G de 2.5GHz, utilizada no Brasil. Após isso é proposto um filtro aplicável a redes 5G de 3.5 GHz, onde sua frequência central pode ser alternada em duas faixas que ainda serão objeto de licitação. Finalmente foi proposto um filtro reconfigurável em formato de cruz para operar em duas das faixas de frequência da banda 700 MHz que já são utilizadas para internet das coisas no Brasil. Para o primeiro e terceiro protótipo foram fabricados exemplares estáticos cuja a medição constatou o efeito de reconfiguração observado nas simulações.

Por fim, tanto no capítulo 3 quanto no capítulo 4, são discutidas as limitações do método proposto, bem como as justificativas para efeitos não previstos observados na medição.

2 FILTROS DE MICRO-ONDAS

Os filtros de micro-ondas são elementos indispensáveis dentro de sistemas de telecomunicações modernos. Eles são basicamente dispositivos seletores de frequência que permitem a passagem de sinais de certos valores de frequência (banda passante), mas que atenuam ou bloqueiam outros sinais cujo conteúdo espectral fique fora dessa banda. O projeto de um filtro de micro-ondas, que deve levar em conta as especificações elétricas bem como de tamanho, peso, custo de fabricação, normalmente é dividida em três partes:

- a) Criação de função de transferência para o filtro que aproxime suas especificações elétricas;
- b) Síntese de um protótipo de elementos concentrados que tem função de transferência dada no passo a; e
- c) Escolha de tecnologia que será usada para implementação do filtro, bem como o dimensionamento dos parâmetros físicos do mesmo afim de representar o protótipo do passo b.

2.1 CONSIDERAÇÕES ACERCA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O FILTRO

A função de transferência de um filtro de duas portas é uma descrição matemática de seu comportamento na frequência. Nesse caso, toma-se o quadrado da amplitude do parâmetro de espalhamento S_{21} , definido por

$$|S_{21}(s)|^2_{s=j\omega} = \frac{1}{1 + \epsilon^2 |K(s)|^2_{s=j\omega}}, \quad (1)$$

onde considera-se a existência do casamento de impedância nas portas 1 e 2. O termo $K(s)$, denominado função característica [7], é definido conforme

$$K(s) = \frac{F(s)}{P(s)}, \quad (2)$$

onde $F(s)$ e $P(s)$ são polinômios com coeficientes reais¹ e propriedades bem determinadas. O fator ϵ é denominado fator de *Ripple*, e tem a função de normalizar a máxima amplitude do filtro na banda passante. O polinômio $F(s)$ que deve ser puramente ímpar ou puramente par,

¹ Para redes compostas de elementos R, L e C. Em redes contendo hipotéticas reatâncias invariantes em frequência (do inglês, *hypothetical frequency-invariant reactance* —.FIR) os polinômios $P(s)$ e $F(s)$ tem coeficientes complexos [7, pp. 115-119].

tem seus zeros representando as frequências em que não há reflexão de potência; elas são denominadas Zeros de Reflexão. Já o polinômio $P(s)$ que deve ser puramente par, tem seus zeros representando frequências em que nenhuma potência é transmitida, sendo estas chamadas de Zeros de Transmissão [7].

Quando não existem zeros de transmissão finitos, temos que: $P(s)=1$, e a atenuação aumenta monotonamente fora da banda passante. Nesse caso a forma da resposta do filtro é determinada exclusivamente pelo polinômio $F(s)$. Posto isto, quando $F(s)$ tem todos seus zeros na origem, a resposta do filtro tem banda passante maximamente plana, comumente conhecido como a Resposta *Butterworth*. Também é possível escolher os zeros de $F(s)$ de modo a garantir uma resposta mais seletiva que a *Butterworth*. Para isso, estes zeros são escolhidos via polinômios de *Chebyshev*. Nesta situação a resposta do filtro, que apresentará *equi-ripples* na banda passante, é chamada de Resposta *Chebyshev*. Quando $P(s)$ tem ordem maior que zero, existirão zeros de transmissão finitos para S_{21} que tem por efeito aumentar a seletividade da resposta em amplitude do filtro. Nesse caso, ele poderá exibir respostas tipo *Chebyshev inversa* (também conhecida como *resposta Chebshev tipo II*), Elíptica ou Quase-Elíptica (também conhecido como elíptica classe B [7]). Fazendo uso da frequência normalizada Ω , da perda por inserção (ou atenuação), $L_A(\Omega)$, e do fator de *Ripple*, ϵ , definidos respectivamente por

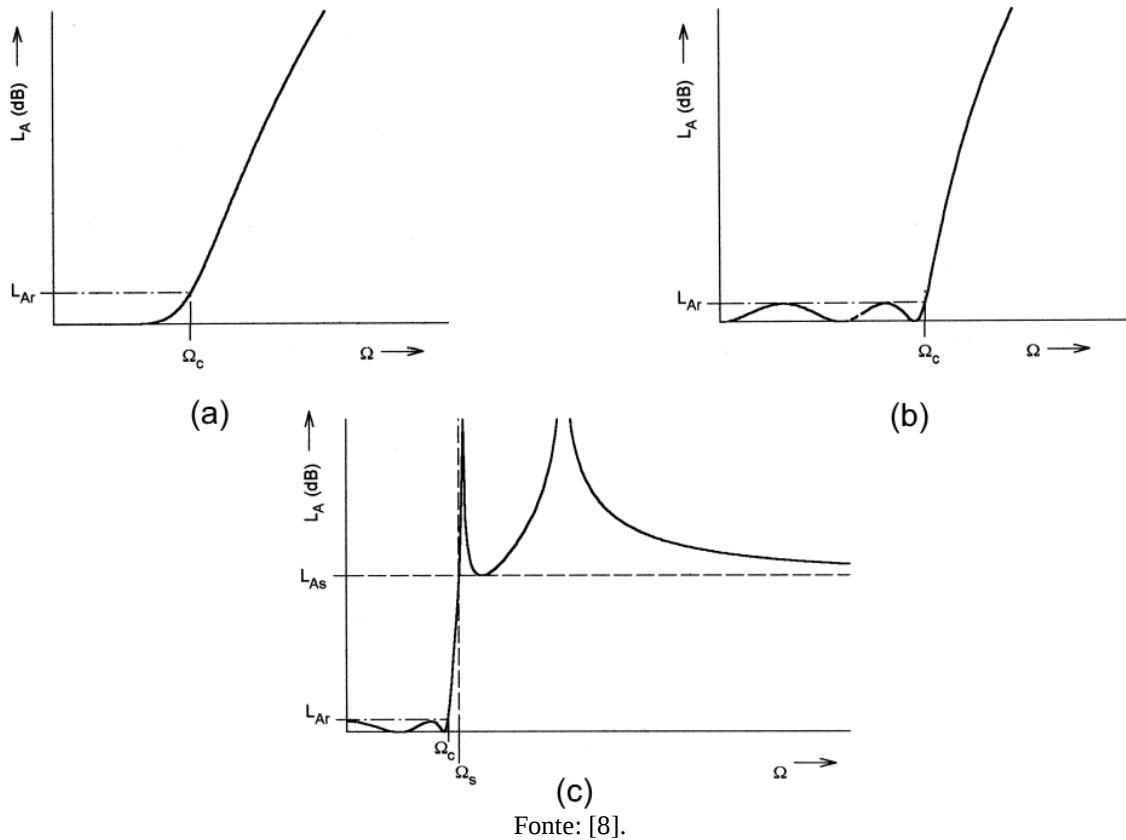
$$\omega \rightarrow \frac{\Omega}{\Omega_c}, \quad (3)$$

$$L_A(\Omega) = -20 \log(|S_{21}(j\Omega)|) = 10 \log(1 + \epsilon^2 |K(j\Omega)|^2) \text{ dB}, \text{ e} \quad (4)$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1}, \quad (5)$$

é possível observar graficamente na Figura 1 os tipos de resposta discutidos acima, i.e., as repostas de *Butterworth*, *Chebshev* e Elíptica para um filtro.

Figura 1 - Respostas de filtros passa-baixas, com características: a) *Butterworth*; b) *Chebyshev*; c) *Elíptica*.



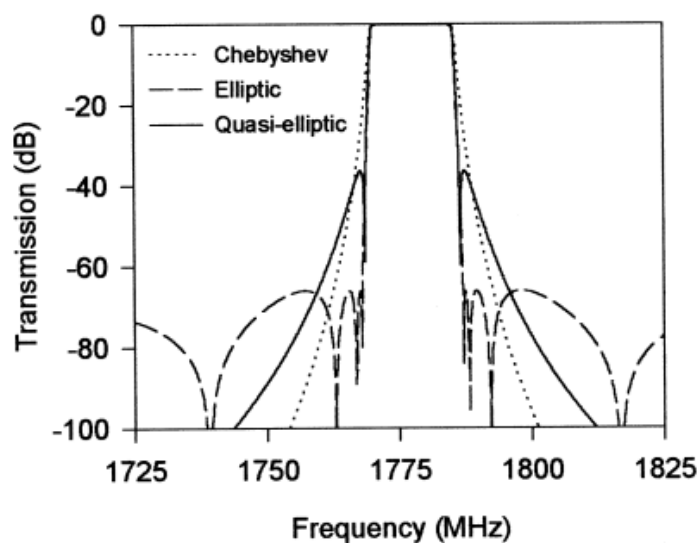
Fonte: [8].

Os termos L_{Ar} e L_{As} são, respectivamente, as perdas por inserção, máxima para banda passante, e mínima para banda de rejeição. Ω_s é o primeiro zero de transmissão da resposta elíptica. Por último, Ω_c é a frequência de corte tal que $L_A \leq L_{Ar}$, quando $\Omega < \Omega_c$ e $L_A = L_{Ar}$, quando $\Omega = \Omega_c$. Em geral, toma-se $\Omega_c = 1$ rd/s quando se considera que as respostas são de protótipos de filtros passa-baixas. Desse modo, para o projeto de filtros passa-baixas, passa-altas, passa-banda e rejeita-banda são usadas transformações de frequência específicas que tornam possíveis obtê-los a partir do protótipo passa-baixas inicial.

Como já discutido anteriormente, filtros com características *Butterworth* e *Chebyshev* tem todos seus zeros de transmissão em frequências infinitas. Já os com característica *Chebyshev* inversa e *elíptica* tem todos zeros de transmissão em frequências finitas. Apesar desses dois últimos serem mais seletivos que os dois primeiros, eles são de difícil síntese e realização [8]. Tendo em vista suprimir essas dificuldades, no projeto da maioria dos filtros usados em sistemas de comunicações móveis, é utilizada a função de transferência Quase-Elíptica, que tem zeros de transmissão em frequências finitas e infinitas. Em especial, filtros passa-baixa quase-elípticos com um zero de transmissão (ou par de zeros de transmissão, no caso passa-banda transformado) em frequência finita se torna bastante atrativo pois além de

apresentar resposta significativamente superior aos convencionais *Butterworth* e *Chebyshev*, podem ser sintetizados de forma exata e fisicamente implementados com pouca dificuldade, por meio de, por exemplo, o uso de filtros ressoadores em malha aberta com acoplamento cruzado entre ressoadores não adjacentes [9]. Na Figura 2 é apresentado um exemplo de características de transmissão (S_{21}) de três tipos de filtros já discutidos. No caso é tomado um filtro com 8 zeros de reflexão (alocados na banda passante), operando na banda de 1770 MHz a 1785 MHz.

Figura 2 - Características de transmissão típicas de filtros com resposta Chebyshev, Elíptica e Quase-Elíptica.



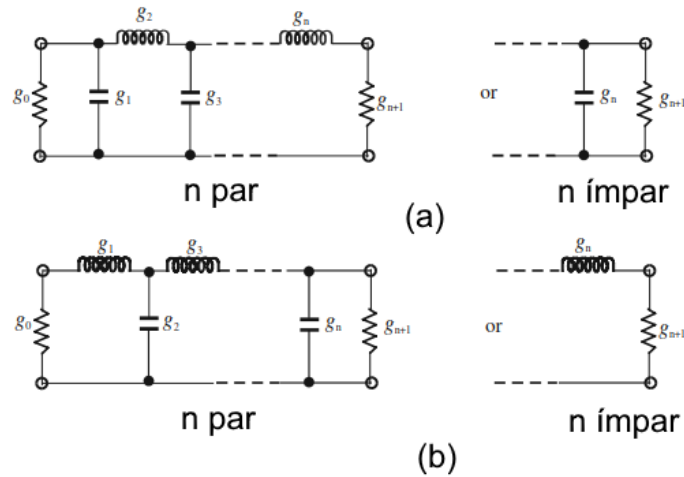
Fonte: [8].

2.2 SÍNTESE DE CIRCUITO PROTÓTIPO PARA O FILTRO

Passada a etapa de obtenção de função de transferência que atenda especificações elétricas desejadas para o projeto do filtro, se faz necessário a síntese de um circuito real a que represente. Normalmente esse circuito é um protótipo passa-baixa baseado em elementos concentrados, tais como capacitores, indutores e resistores [9], com valores normalizados de modo que a resistência ou condutância da fonte e frequência angular de corte sejam ambas iguais a um ($g_0=1$, $\Omega_c = 1 \text{ rd/s}$) [8]. Na Figura 3 é mostrada duas formas possíveis de circuitos que são apenas capazes de gerar respostas sem zeros de transmissão finitos, tais como *Butterworth* e *Chebyshev*. O processo de síntese basicamente busca valores para g_k que atendam as características da função de transferência. Para filtros com zeros de transmissão finitos, é necessário a introdução de circuitos ressonantes na rede protótipo mostrada na

Figura 3. Hong [8], mostra um conjunto de tabelas para síntese de circuito protótipo de elementos concentrados com resposta elíptica para vários valores de L_{Ar} , L_{As} e Ω_s . Em seu livro, o autor também traz tabelas para síntese de circuitos com resposta *Butterworth* e *Chebyshev*.

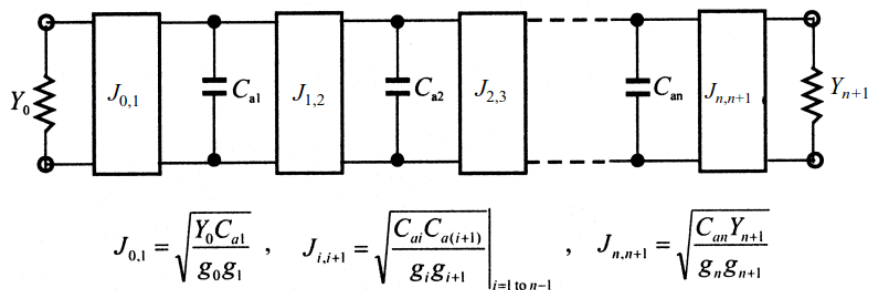
Figura 3 - Protótipos de filtros passa-baixa com zeros de transmissão infinitos.



Fonte: [8].

Com o objetivo de sintetizar classes de filtros com distribuição arbitrária de zeros de transmissão, tais como os filtros Quase-Elípticos, pode-se fazer uso da teoria de matriz de acoplamento. Na Figura 4 é mostrada uma rede de circuitos que pode ser descrita por essa matriz, que é matematicamente equivalente às redes da Figura 3. Nesse caso, os valores de g_i são os mesmos dos elementos do circuito protótipo.

Figura 4 - Forma alternativa para protótipo de filtro passa-baixa usando inversores de admitância.



Fonte: [8].

Já, os novos valores, Y_0 , C_{ai} , e Y_{n+1} , podem ser escolhidos arbitrariamente desde que os parâmetros do inversor de admitância, $J_{i, i+1}$ sejam especificados como indicado pelas expressões mostrados na Figura 4 [8].

A modelagem do circuito fazendo uso da matriz de acoplamento é particularmente útil porque as operações de matriz, como inversão e transformação de similaridade², podem ser aplicadas.

Tais operações simplificam a análise e reconfigurações do filtro. Além disso, os elementos desta matriz são correlacionados de forma clara aos elementos físicos no dispositivo de micro-ondas, tornando descomplicado o processo de diagnóstico e ajuste; algo que seria difícil ou impossível de alcançar com uma representação polinomial das características do filtro [7].

2.3 TEORIA DE MATRIZ DE ACOPLAMENTO

Aplicando a lei das correntes de nós de Kirchhoff ao circuito da Figura 4, considerando uma fonte de corrente i_0 nos seus terminais de entrada, é possível chegar à equação matricial (6),

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_0 & jJ_{01} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ jJ_{01} & j\Omega C_1 & jJ_{12} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & jJ_{12} & j\Omega C_2 & jJ_{23} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jJ_{23} & j\Omega C_3 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & j\Omega C_n & jJ_{nn+1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & jJ_{nn+1} & Y_{n+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ \vdots \\ v_n \\ v_{n+1} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Essa equação, por sua vez, pode ser reescrita como $[i] = [jJ + j\Omega C + G][v]$, onde j é a unidade imaginária; $[v]$ é o vetor coluna de tensões de nó do circuito; J , C e G são matrizes³ $(n+2) \times (n+2)$ tal que: $[J]_{ik} \neq 0$ se, e somente se $k=i+1$ com $i=0, \dots, n$, sendo igual a zero caso contrário; $[G]_{00}=Y_0$, $[G]_{n+1,n+1}=Y_{n+1}$, tendo seus outros elementos nulos; e C sendo uma matriz diagonal, com $[C]_{ii}=C_i$ para $1 \leq i \leq n$ e $[C]_{00}=[C]_{n+1,n+1}=0$.

Tomando a matriz na equação (6), é interessante notar que dividindo suas linhas $k \in \{0, \dots, n+1\}$ por $\sqrt{C_k}$, e suas colunas $w \in \{0, \dots, n+1\}$ por $\sqrt{C_w}$, considerando $C_0=C_{n+1}=1$, os

² Uma definição pode ser encontrada em [10].

³ Por questão de conveniência, os índices das matrizes nesta seção começam com 0 (zero) ao invés de 1 (um). Assim o termo $[G]_{00}$ se refere ao elemento que está na primeira linha e primeira coluna da matriz $[G]$.

valores de i_0 , v_0 , e v_{n+1} não são alterados⁴. Assim, definindo o *coeficiente de acoplamento normalizado* entre os pontos i e k , $[\mathbf{m}]_{ik}$, como sendo dado por:

$$[\mathbf{m}]_{ik} \triangleq \frac{[J]_{ik}}{\sqrt{C_i C_k}} \quad (7)$$

é possível reescrever a equação (6) como: $[\hat{\mathbf{i}}] = [j\mathbf{m} + j\Omega\mathbf{U} + \mathbf{G}][\hat{\mathbf{v}}]$, onde $\mathbf{m}$ é a chamada *matriz de acoplamento normalizado*, sem alterar as correntes e tensões vistas em ambas entradas e saídas do circuito ($\hat{v}_0 = v_0$, $\hat{v}_{n+1} = v_{n+1}$, $\hat{i}_0 = i_0$).

Os coeficientes de acoplamentos $[\mathbf{m}]_{01}$ e $[\mathbf{m}]_{n,n+1}$ equivalem aos acoplamentos externos existentes entre fonte e carga com o circuito. No livro do autor Hong [8], eles são representados por meio dos chamados *fatores de qualidade externos normalizados*, q_{ei} e q_{eo} , o qual neste trabalho são definidos como:

$$q_{ei} \triangleq \frac{Y_0 C_1}{J_{01}^2}, q_{eo} \triangleq \frac{Y_{n+1} C_n}{J_{n,n+1}^2} \quad (8)$$

É interessante observar que as definições feitas neste trabalho, dadas pelas expressões (7) e (8), permitem a obtenção de expressões já conhecidas na literatura para os coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade normalizados. Por exemplo, substituindo as expressões mostradas na Figura 4 nas expressões (7) e (8), é possível obter as expressões (9) e (10), que são as mesmas encontradas em [7, p. 610]. Tais resultados mostram que as definições adotadas são adequadas.

$$[\mathbf{m}]_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (9)$$

$$q_{ei} = g_0 g_1, \quad q_{eo} = g_n g_{n+1} \quad (10)$$

Para um dado filtro passa-bandas com largura de banda fracionária (em inglês, *fractional bandwidth – FBW*), os coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos desnormalizados (chamados simplesmente por coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos), M_{ij} , Q_{ei} , e Q_{eo} são definidos como [8, p. 196]:

$$M_{ij} \triangleq m_{ij} FBW \quad (11)$$

$$Q_{ei} \triangleq \frac{q_{ei}}{FBW}, \quad Q_{eo} \triangleq \frac{q_{eo}}{FBW} \quad (12)$$

O conceito de largura de banda fracionária, definida pela expressão (13), surge quando se faz a transformação do circuito passa-baixas da Figura 4 em um passa-banda. Essa transformação, definida pela expressão (14), tem o efeito de transformar as capacitâncias C_i

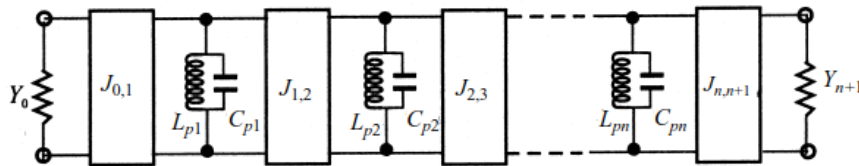
⁴ No caso geral onde C_0 e $C_{n+1} \neq 1$, tem-se $i_0 \rightarrow i_0 / \sqrt{C_0}$, $v_0 \rightarrow v_0 \sqrt{C_0}$, $v_{n+1} \rightarrow v_{n+1} \sqrt{C_{n+1}}$, e $[\mathbf{G}]_{ii} \rightarrow [\mathbf{G}]_{ii} / C_i$ com $i=0, n+1$. Mesmo assim os parâmetros S da rede não são alterados desde que $C_0=Y_0$ e $C_{n+1}=Y_{n+1}$.

da Figura 4 em circuitos ressonantes, compostos de capacitâncias C_{pi} e indutores L_{pi} . Tal circuito passa-banda, obtido desse modo, é mostrado na Figura 5.

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \text{ com } \omega_0 = \sqrt{\omega_2 \omega_1} \quad (13)$$

$$\Omega \rightarrow \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (14)$$

Figura 5 - Circuito passa-banda.



Fonte: [8].

Em termos de resposta em frequência, a transformação mostrada na expressão (14), mapeia o domínio de variável de frequência passa-baixas, Ω , para o passa-banda, ω , onde $\omega_2 - \omega_1$ é a banda de passagem tal que tal que $L_A \leq L_X^5$, quando $\omega_2 \leq \omega \leq \omega_1$. Assim, aplicando essa transformação, encontra-se que:

$$C_{pi} = \frac{1}{FBW \omega_0} C_i \quad (15)$$

$$L_{pi} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{pi}} \quad (16)$$

Fazendo uso das expressões (7), (8), (11), (12), e (15) é possível chegar nas importantes relações (17) e (18).

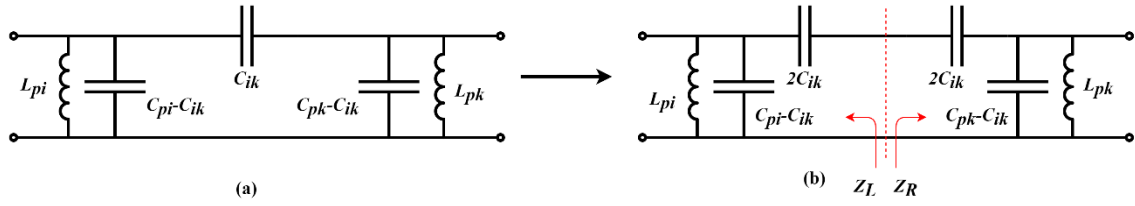
$$M_{ik} = \frac{\left(\frac{J_{ik}}{\omega_0} \right)}{\sqrt{C_{pi} C_{pk}}} \quad (17)$$

$$Q_{ei} = \frac{Y_0 C_{p1} \omega_0}{J_{01}^2}, Q_{eo} = \frac{Y_{n+1} C_{pn} \omega_0}{J_{n,n+1}^2} \quad (18)$$

Tendo em mente que o bloco inversor de admitância, J , é equivalente ao circuito mostrado na Figura 6 [8, p. 61], é possível transformar o circuito passa-bandas da Figura 6 no circuito da Figura 7.

⁵ Quando $L_X = 3.01\text{dB}$ diz-se que FBW é a Largura de banda fracionária de 3dB. É importante ter em mente que apesar de esse ser o caso na maioria das vezes, os valores de ω que levarão $\Omega \rightarrow -1$, e 1 em geral não são os ω_2 e ω_1 que produzem a Largura de banda fracionária de 3dB. Isso pode ser visto da expressão 4, sabendo que $|K(\pm j1)|=1$. Nesse caso, $L_A = 10\log(1 + \epsilon^2) \neq 3\text{dB}$ a menos que $L_{Ar} = 3.01\text{dB}$. Todavia, em geral, $L_{Ar} \neq 3.01\text{dB}$. Por exemplo, em um caso típico onde $RL_{max}=20\text{dB}$, temos $L_{Ar}=0.0436$ (para provar, usar expressão 3.10 em [7, p. 90]).

Figura 8 - Circuito equivalente para par de ressoadores eletricamente acoplados.



Fonte: O Autor (2020). com informações extraídas de [8].

Hong prova [8, p. 210] que o circuito da Figura 8 tem duas frequências de ressonância naturais, ω_i e ω_k ; sendo estas dadas pela expressão (20) (obtida fruto da condição $Z_L = -Z_R$, na figura 8b, para a frequência natural de ressonância).

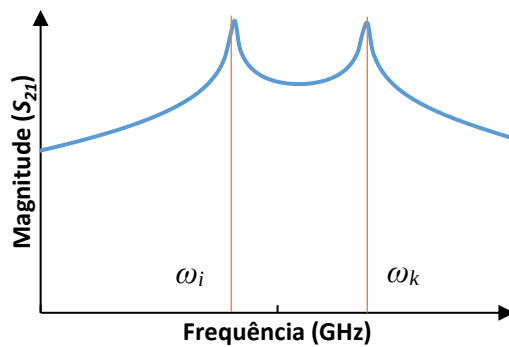
$$\omega_{i,k} = \sqrt{\frac{(L_{pi}C_{pi} + L_{pk}C_{pk}) \pm \sqrt{(L_{pi}C_{pi} + L_{pk}C_{pk})^2 + 4L_{pi}L_{pk}C_{ik}^2}}{2(L_{pi}C_{pi}L_{pk}C_{pk} - L_{pi}L_{pk}C_{ik}^2)}} \quad (20)$$

A partir da expressão (20), é possível obter a igualdade dada pela expressão (21), cujo o lado esquerdo é idêntico ao coeficiente de acoplamento dado pela expressão (19).

$$\frac{C_{ik}}{\sqrt{C_{pi}C_{pk}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{0k}}{\omega_{0i}} + \frac{\omega_{0i}}{\omega_{0k}} \right) \sqrt{\left(\frac{\omega_i^2 - \omega_k^2}{\omega_i^2 + \omega_k^2} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{0i}^2 - \omega_{0k}^2}{\omega_{0i}^2 + \omega_{0k}^2} \right)^2} \quad (21)$$

Ainda com relação a expressão (21), $\omega_{0i} = 1/\sqrt{L_{pi}C_{pi}}$ e $\omega_{0k} = 1/\sqrt{L_{pk}C_{pk}}$ são, respectivamente, as frequências de ressonância próprias dos ressoadores i e k . Já, as frequências ω_i e ω_k , previstas pela expressão (20), podem ser facilmente identificadas a partir da resposta em frequência de simulações de um arranjo que contenha duas portas muito fracamente acopladas ao par de ressoadores [8, p. 222]. Um caso típico é mostrado na Figura 9, onde é possível ver os picos de ressonância na curva de magnitude dos parâmetros S_{21} .

Figura 9 - Resposta simulada típica de par de ressoadores acoplados



Fonte: O Autor (2020).

Quando os ressoadores têm frequências iguais, o lado direito da expressão (21) é simplificado. Desse modo, o coeficiente de acoplamento entre os ressoadores passa a ser dado pela expressão (22).

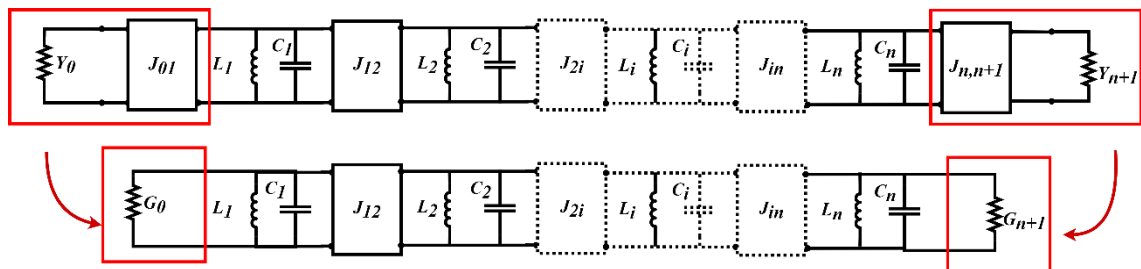
$$M_{ik} \approx \frac{C_{ik}}{\sqrt{C_{pi}C_{pk}}} = \frac{\omega_i^2 - \omega_k^2}{\omega_i^2 + \omega_k^2} \quad (22)$$

A expressão (22) é bastante relevante uma vez que a mesma faz a conexão entre o coeficiente de acoplamento observado na prática entre um par de ressoadores acoplados, e um elemento da matriz de acoplamento, cuja toda teoria foi desenvolvida de forma independente. Por exemplo, se o circuito protótipo de elementos concentrados (Figura 3) é determinado para uma dada resposta *Chebshchev*, é possível a partir das expressões (9) e (11) determinar o coeficiente de acoplamento que deve existir entre um dado par de ressoadores que faz parte do filtro. Desse modo, deve-se achar uma configuração física⁷ para este par, de forma que quando analisados fora do filtro, em um esquema contendo duas portas fracamente acopladas a eles (ver exemplo na Figura 27), sua resposta S_{21} gere dois picos cuja frequências faça a expressão (22) produzir o coeficiente de acoplamento calculado anteriormente.

2.3.2 DETERMINAÇÃO DOS FATORES DE QUALIDADE EXTERNOS POR MEIO DE SIMULAÇÃO

Os inversores de admitância J_{01} e $J_{n,n+1}$ e as admitâncias Y_0 e $Y_{n,n+1}$, existentes no início e final do circuito mostrado na Figura 5, podem ser substituídas por admitâncias G_0 e $G_{n,n+1}$ como mostrado na Figura 10.

Figura 10 - Ilustração de transformação de admitância de fonte e carga.



Fonte: O Autor (2020).

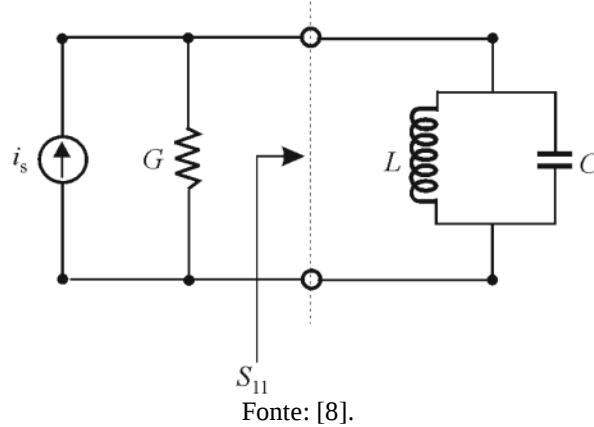
⁷ No caso de ressoadores em malha aberta implementados em microfita, a característica física que mais impacta no coeficiente de acoplamento é a distância entre os ressoadores.

Para que isso seja possível é necessário que⁸: $G_0 = J_{01}^2 / Y_0$ e $G_n = J_{n,n+1}^2 / Y_{n,n+1}$. Assim as expressões para os fatores de qualidade externos, dadas pela expressão (18), podem ser reescritas pelas expressões (23), que são as mesmas definidas por Hong para os fatores de qualidade descarregados [8, p. 69].

$$Q_{ei} = \frac{C_{p1}\omega_0}{G_0}, Q_{eo} = \frac{C_{pn}\omega_0}{G_{n+1}} \quad (23)$$

Desse modo, aproximando o circuito equivalente visto de uma das portas do filtro ao que é mostrado na Figura 11, é possível extrair os valores de Q_{ei} e Q_{eo} do filtro a partir da resposta em frequência dos ressoadores de entrada e saída, quando simulados a parte (isolados) dos outros ressoadores do dispositivo.

Figura 11 - Circuito equivalente para os ressoadores de entrada e saída do filtro.



O coeficiente de reflexão (S_{11}) para o circuito acima pode ser relacionado com os fatores de qualidade dados na expressão (23) por meio da expressão (24) [8, p. 217]:

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)}{1 + jQ_e \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)}, \Delta\omega = \omega - \omega_0 \quad (24)$$

A expressão acima é válida apenas quando se opera próximo a frequência de ressonância. Nesse caso, magnitude de S_{11} sempre será igual a 1. Já sua fase variará com a frequência, sendo igual a 90° quando $\Delta\omega = -\omega_0/(2Q_e) \triangleq \Delta\omega^-$ e igual a -90° quando $\Delta\omega = \omega_0/(2Q_e) \triangleq \Delta\omega^+$. Assim a banda absoluta entre os pontos $\pm 90^\circ$, $(\omega^+ - \omega^-) = (\Delta\omega^+ - \Delta\omega^-)$ será dada por ω_0/Q_e . Finalmente, o fator de qualidade externo pode ser extraído usando a relação (25).

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\omega_0^+ - \omega_0^-} \quad (25)$$

⁸ Uma demonstração matemática é feita no APÊNDICE B.

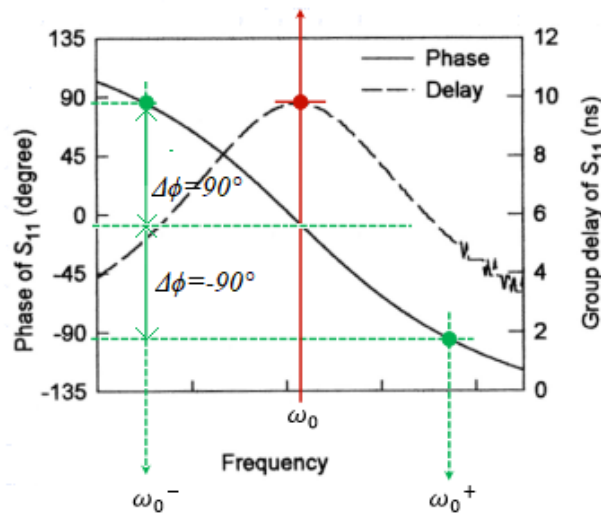
O fator Q_e também pode ser relacionado com o Atraso de Grupo de S_{11} , $\tau_{S_{11}}$. A expressão que faz isso é dada por [8, p. 218]:

$$\tau_{S_{11}}(\omega) = \frac{4Q_e}{\omega_0} \frac{1}{1 + \left(\frac{2\Delta\omega Q_e}{\omega_0}\right)^2} \quad (26)$$

É possível ver que na ressonância ($\Delta\omega=0$), $\tau_{S_{11}}$ atinge seu valor máximo. Essa informação é útil para se determinar ω_0 quando o plano de referência de S_{11} , não coincide com o do circuito da Figura 11. Para estes casos, após determinado ω_0 , os valores de ω^+ e ω^- são encontrados tomando os pontos de frequência em que a fase de S_{11} , ϕ , varia entre, -90° à 90° em relação a ω_0 , conforme exemplificado na Figura 12.

Cabe comentar que, assim como ocorreu com a expressão (22), a expressão (25) estabelece uma conexão entre a teoria de matriz de acoplamento apresentada neste trabalho e os fatores de qualidade externos observados na prática para um ressoador acoplando a uma fonte de energia. Por exemplo, sabendo os valores dos elementos concentrados do circuito protótipo da Figura 3 para uma dada resposta, é possível a partir das expressões (10) e (12) determinar os fatores de qualidade externos que devem existir para os ressoadores acoplados às portas do filtro. Assim, deve-se achar uma configuração física para estes ressoadores e fonte de alimentação (em geral linhas de transmissão) de modo que a partir de sua resposta S_{11} seja possível utilizar a expressão (25) e obter os mesmos valores de fatores de qualidade externos⁹ já calculados.

Figura 12 - Exemplo de obtenção de ω_0 , ω^+ e ω^- .



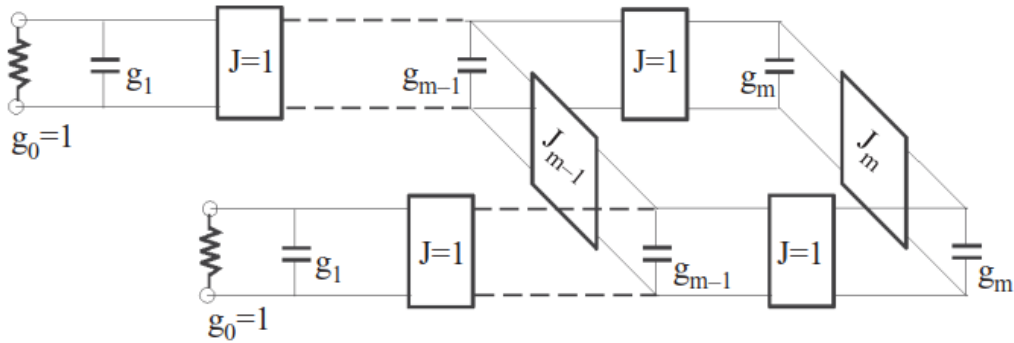
Fonte: O Autor (2020). usando informações em [8, p. 227].

⁹ Observa-se que se existirem perdas (e.g. dielétricas, na metalização etc), temos que: $G_0 \rightarrow G_0 + G_{perdas}$. Desse modo, a expressão 25 já deve incorporar a influência das perdas no cálculo do fator de qualidade externo, e, portanto, é equivalente ao fator de qualidade carregado do ressoador. O efeito líquido as perdas, é o surgimento de um descasamento nas portas do filtro (devido a alteração de G_0) com o consequente aumento da perda por retorno. Uma forma de eliminar esse problema é realizando a simulação desconsiderando a existência de perdas.

2.3.3 CIRCUITO PROTÓTIPO COM RESPOSTA QUASE-ELÍPTICA

Por ser uma forma equivalente das redes de circuito protótipo passa-baixa mostradas na Figura 3, o circuito na Figura 4 terá todos os zeros de transmissão em frequências infinitas. Porém, como mostrado em Hong [8, pp. 261-263], é possível modificá-lo de modo a se ter um zero de transmissão finito e assim produzir uma resposta quase-elíptica. Para isso, se adiciona um novo inversor de admitância (nesse caso, J_{m-1}) entre dois nós não adjacentes, como mostrado na Figura 13, mostrada a seguir.

Figura 13 - Circuito protótipo passa-baixas com característica quase-elíptica.



Fonte: [8].

O circuito mostrado na Figura 13 pode ser obtido do circuito mostrado na Figura 4, primeiramente escolhendo: $Y_0 = J_{01}^2$, e $C_i = g_i$ com $i=1, \dots, n$, e $Y_{n+1} = J_{n,n+1}^2$, sendo, posteriormente o inversor J_{m-1} adicionado conforme mostrado na Figura 13. Aplicando uma análise de modos pares e ímpares é possível obter o resultando mostrado na expressão (27), abaixo,

$$J_{m-1} = \frac{-J_m}{(\Omega_a g_m)^2 - J_m^2} \quad (27)$$

onde Ω_a é a frequência onde acontece o zero de transmissão. Os valores para g_m , J_m e J_{m-1} , são obtidos por meio de um processo iterativo mostrados por Hong [8, p. 263]. O autor, em seu livro, os traz tabelados para alguns valores de Ω_a considerando filtros de 4, 6 e 8 polos com $L_r = -20dB$, conforme exemplificado na tabela mostrada na Figura 14.

Figura 14 - Valores dos elementos para um filtro de 4 polos com $Lr=-20dB$.

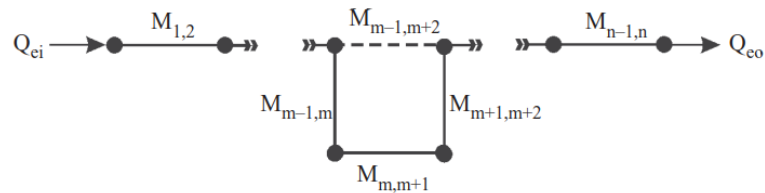
Ω_a	g_1	g_2	J_1	J_2
1.80	0.95974	1.42192	-0.21083	1.11769
1.85	0.95826	1.40972	-0.19685	1.10048
1.90	0.95691	1.39927	-0.18429	1.08548
1.95	0.95565	1.39025	-0.17297	1.07232
2.00	0.95449	1.38235	-0.16271	1.06062
2.05	0.95341	1.37543	-0.15337	1.05022
2.10	0.95242	1.36934	-0.14487	1.04094
2.15	0.95148	1.36391	-0.13707	1.03256
2.20	0.95063	1.35908	-0.12992	1.02499
2.25	0.94982	1.35473	-0.12333	1.0181
2.30	0.94908	1.35084	-0.11726	1.01187
2.35	0.94837	1.3473	-0.11163	1.00613
2.40	0.94772	1.34408	-0.10642	1.00086

Fonte: [8].

Os parâmetros de projeto deste filtro, i.e., os coeficientes de acoplamento e os fatores de qualidade externos podem ser determinados¹⁰ usando as expressões (7), (9), (10), (11) e (12). Eles são sumarizados nas relações (28), sendo referidos a estrutura mostrada na Figura 15.

$$\begin{aligned}
 Q_{ei} &= Q_{eo} = \frac{g_1}{FBW} \\
 [M]_{i,i+1} &= [M]_{n-i,n-i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{para } i = 1, \dots, m-1 \\
 [M]_{m,m+1} &= \frac{FBW J_m}{g_m} \\
 [M]_{m-1,m+2} &= \frac{FBW J_{m-1}}{g_{m-1}}
 \end{aligned} \tag{28}$$

Figura 15 – Diagrama representativo do circuito da Figura 13.



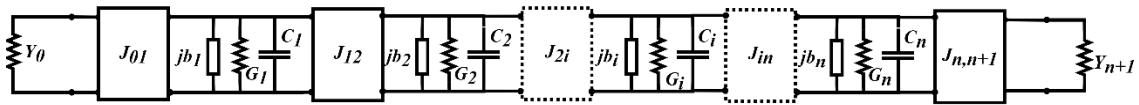
Fonte: [8].

¹⁰ Como observação, pode-se notar mais uma vez que com o uso das definições dadas pelas expressões (7) e (8) é possível derivar outras expressões já estabelecidas na literatura. No caso as relações derivadas e contidas em (28) são as mesmas apresentadas no livro do autor Hong [8, p. 266].

2.3.4 GENERALIZANDO A MATRIZ DE ACOPLAMENTO

Uma vez aplicada a transformação definida na expressão (14), pode-se mostrar que todos os elementos ressonantes do filtro passa-banda resultante da Figura 5 tem a mesma frequência de ressonância, além de que não possuem nenhum elemento dissipativo. Na prática essas condições podem não se verificar, sendo uma forma de contornar isso, generalizar o circuito da Figura 5 para o que é mostrado na Figura 16, abaixo.

Figura 16 - Circuito passa-baixas com introdução de jb_k e G_k .



Fonte: O Autor (2020).

Cameron [7] mostra que a adição do termo jb_k leva a resposta em frequência do circuito acima a não mais ser simétrica com respeito ao eixo das ordenadas. Também, o autor argumenta sem provar¹¹ que quando a transformação passa-baixas para passa-faixa é aplicada ao circuito, as reatâncias jb_k somem se for assumido a existência do deslocamento da frequência de ressonância de cada ressoador em relação a frequência central do filtro.

Não obstante, foi mostrado anteriormente que um dado inversor de admitância entre dois nós i e k pode ser interpretado como sendo equivalente a um acoplamento, cujo é caracterizado por um coeficiente $[m]_{ik}$, denominado coeficiente de acoplamento normalizado. Porém, em alguns filtros de micro-ondas, todos os nós podem estar acoplados entre si, inclusive podendo a fonte e a carga, respectivamente, não estarem apenas acopladas ao primeiro e último ressoador, mas sim a outros, sendo possível até mesmo estarem diretamente acopladas.

Com essas considerações, chega-se à conclusão de que no caso geral, temos que $[m]_{ik} \neq 0$, exceto quando $i=k=\{0, n+1\}$, e $[G]_{ii}=G_i$ para $1 \leq i \leq n$. Nesse caso os coeficientes $[m]_{ii}$, denominados coeficientes de acoplamento próprios, que eram nulos antes da introdução das reatâncias jb_k e condutância G_i , agora podem ser dados por:

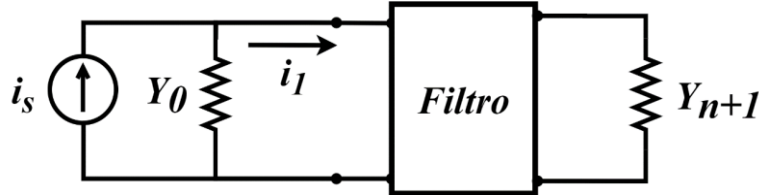
$$[m]_{ii} \triangleq \frac{b_i - jG_i}{C_i}, i \neq 0, n+1 \quad (29)$$

¹¹ Uma prova matemática é fornecida pelo autor no APÊNDICE C.

2.3.5 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO EM FUNÇÃO DE $[M]$

Na Figura 17 é mostrado um circuito de duas portas usando para representar um filtro qualquer.

Figura 17 - Circuito de duas portas representativo para um filtro.



Fonte: O Autor (2020).

Usando o mesmo raciocínio mostrado por Hong [8, p. 200], é possível obter os parâmetros de espalhamento do circuito acima conforme mostrado nas expressões abaixo.

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Y_0 Y_{n+1}} v_{n+1}}{i_s} \quad (30)$$

$$S_{11} = -1 + \frac{2Y_0 v_1}{i_s} \quad (31)$$

Considerando agora que o filtro da Figura 17 é o filtro da Figura 16; do que já foi visto, é verdade que: $[\hat{i}] = \mathbf{A}[\hat{v}]$, onde $\hat{v}_0 = v_0$, $\hat{v}_{n+1} = v_{n+1}$, $\hat{i}_0 = i_0$ e $\mathbf{A} = [j\mathbf{m} + j\Omega\mathbf{U} + \mathbf{G}]$. Assim os parâmetros de espalhamento podem ser reescritos como:

$$S_{21} = 2\sqrt{Y_0 Y_{n+1}} [\mathbf{A}^{-1}]_{n+1,1} \quad (32)$$

$$S_{11} = -1 + 2Y_0 [\mathbf{A}^{-1}]_{0,0} \quad (33)$$

Duas importantes relações, que podem ser usadas para associar os fatores de qualidade externos normalizados com os parâmetros de espalhamento dados pelas expressões (32) e (33), são obtidas substituindo a expressão (7) nas expressões (8). Essas relações são mostradas abaixo¹²

$$q_{ei} = \frac{1}{m_{01}^2}, q_{eo} = \frac{1}{m_{n,n+1}^2} \quad (34)$$

Como ressalva, vale comentar que a matriz $[\mathbf{m}]$ incorpora duas linhas e duas colunas a mais que a matriz de acoplamento definida por Hong [8] (por questão de conveniência, neste trabalho e chamada de $[\mathbf{m}_{N \times N}]$).

¹² Cabe destacar que os fatores de qualidade externos são originalmente definidos para circuitos das figuras 5 e 17, i.e., aqueles onde apenas o primeiro e último ressonador do filtro estão conectados a suas portas. No caso geral existirá um fator de qualidade externo para cada acoplamento extra.

Essas linhas e colunas extras, são as primeiras e últimas da matriz $[m]$, de modo a representar os acoplamentos entre a entrada e saída do filtro com seus elementos ressonantes. No caso da Figura 4, esses acoplamentos representados pelos inversores de admitância J_{01} e $J_{n,n+1}$, apenas existem entre a entrada e o primeiro ressoador; e a saída com o último ressoador. Assim, levando isso em conta, pode-se mostrar (Ver APÊNDICE B) que a resposta em frequência gerada pelas equações (32) e (33) são as mesmas que as geradas pelas equações com mesma finalidade fornecidas no livro do Hong [8, p. 201], onde $[m_{N \times N}]$ será igual a submatriz gerada a partir de $[m]$, quando se tira suas primeiras e últimas linhas e colunas.

2.3.6 SÍNTESE DA MATRIZ DE ACOPLAMENTO $[M]$

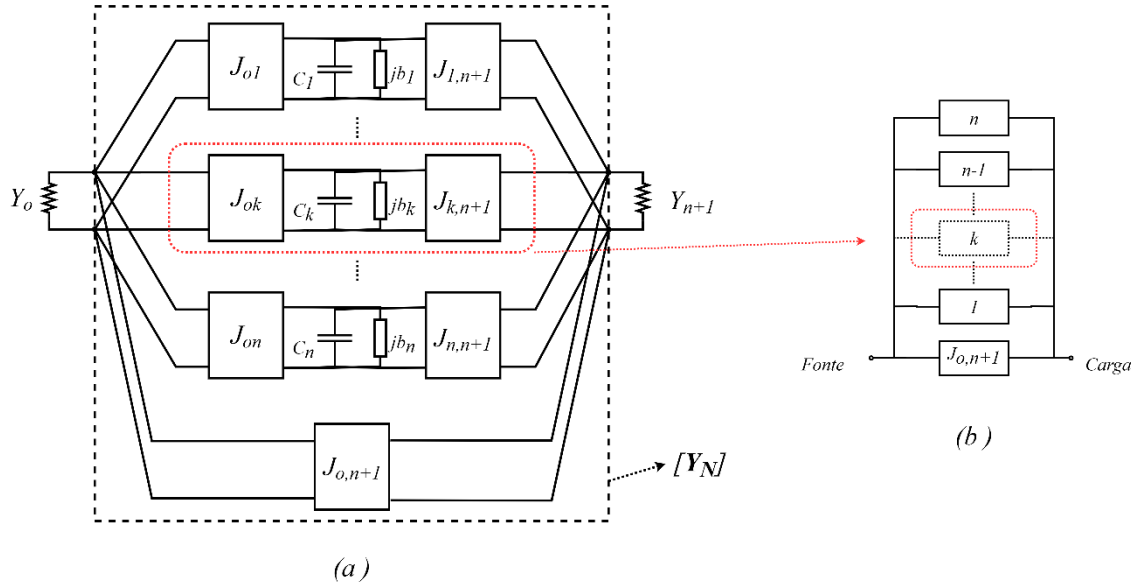
As relações (28) mostram como se obter $[M]$ (e consequentemente $[m]$) a partir de constantes tabeladas para um filtro protótipo passa-baixas com característica quase-elípticas. Geralmente essas tabelas são dadas em função de fatores como: a ordem do filtro; máxima perda por retorno na banda passante e a posição do zero de transmissão finito. Para o caso geral, em que se deseja uma resposta em frequência arbitrária, é necessário sintetizar a matriz $[m]$ de modo a gerar essa resposta.

Conforme mostrado por Cameron [7], isso pode ser feito primeiramente sintetizando-se a função característica $K(s)$ representativa da rede. Após isso, são obtidos os polinômios $F(s)$, $P(s)$ e $E(s)$ tal que $S_{11}(s)=F(s)/E(s)$ e $S_{21}=P(s)/E(s)$, que são utilizados para a obtenção de uma matriz de acoplamento inicial $[m_0]$. Finalmente, uma série de transformações de similaridade são aplicadas a matriz $[m_0]$ de modo que $[m_0] \rightarrow [m]$. A obtenção da matriz $[m_0]$ bem como o modo como são dadas as transformações de similaridade são discutidas a seguir.

2.3.6.1 Obtenção da matriz $[m_0]$

A matriz $[m_0]$, também conhecida como matriz de acoplamento transversal [7, p. 269], será a matriz de acoplamento representativa de uma rede com acoplamentos existentes apenas entre a fonte, um dado elemento ressonante, e a carga; além de um acoplamento direto entre a fonte e a carga, conforme mostrado na Figura 18a.

Figura 18 - Diagrama representativo de rede com m_{0k} , $m_{k,n+1}$ e $m_{kk} \neq 0$. (a) Conexões elétricas com fonte e carga; (b) diagrama representativo das conexões.



Fonte: O Autor (2020). usando informações em [7, pp. 270-274].

Nesse caso, é fácil ver que que a matriz $[m_0]$ é dada pela expressão (35), onde os termos $[m_0]_{ik}$ podem ser relacionados aos termos $[J]_{ik}$ usando expressões (7) e (29).

$$m_0 = \begin{bmatrix} 0 & m_{01} & m_{02} & m_{03} & \dots & m_{0k} & \dots & m_{0,n-1} & m_{0,n} & m_{0,n+1} \\ m_{10} & m_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & m_{1,n+1} \\ m_{20} & 0 & m_{22} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & m_{2,n+1} \\ m_{30} & 0 & 0 & m_{33} & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & m_{3,n+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{k0} & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{kk} & \dots & 0 & 0 & m_{k,n+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{n-1,0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{n-1,n-1} & 0 & m_{n-1,n+1} \\ m_{n,0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{n,n} & m_{n,n+1} \\ m_{n+1,0} & m_{n+1,1} & m_{n+1,2} & m_{n+1,3} & \dots & m_{n+1,k} & \dots & m_{n+1,n-1} & m_{n+1,n} & 0 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Também, pode-se mostrar que a matriz de admitância $[y_k]$ da seção k mostrada na Figura 18b é dada pela expressão (36), e que a matriz admitância representativa do inversor $J_{0,n+1}$ (denominada $[y_{CF}]$) pode ser dada pela expressão (37).

$$[y_k] = \frac{1}{\Omega C_k + jB_k} \begin{bmatrix} J_{0k}^2 & J_{0k}J_{k,n+1} \\ J_{0k}J_{k,n+1} & J_{k,n+1}^2 \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$[y_{CF}] = j \begin{bmatrix} 0 & J_{0,n+1} \\ J_{0,n+1} & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

Assim, usando a expressão (29) e a expressão (7) considerando que $C_0=C_{n+1}=1$, é possível reescrever as equações (36) e (37) em função dos coeficientes de acoplamento normalizados, como mostrado nas expressões (38) e (39).

$$[\mathbf{y}_k] = \frac{1}{\Omega + jm_{kk}} \begin{bmatrix} m_{0k}^2 & m_{0k}m_{k,n+1} \\ m_{0k}m_{k,n+1} & m_{k,n+1}^2 \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$[\mathbf{y}_{CF}] = j \begin{bmatrix} 0 & m_{0,n+1} \\ m_{0,n+1} & 0 \end{bmatrix} \quad (39)$$

Finalmente, como todas as k seções da rede da Figura 18 estão em paralelo, a rede de duas portas resultante pode ser representada pela matriz de admitância $[\mathbf{Y}_N]$, dada pela soma das $N+1$ matrizes de admitância anteriores, conforme mostrado pela expressão (40).

$$[\mathbf{Y}_N] = j \begin{bmatrix} 0 & m_{0,n+1} \\ m_{0,n+1} & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{\Omega + jm_{kk}} \begin{bmatrix} m_{0k}^2 & m_{0k}m_{k,n+1} \\ m_{0k}m_{k,n+1} & m_{k,n+1}^2 \end{bmatrix} \quad (40)$$

Ao observar a expressão (40) é possível notar que ela estabelece uma conexão direta entre os termos $[\mathbf{m}_0]_{ik}$ com a matriz admitância $[\mathbf{Y}_N]$ da rede. Por sua vez, a matriz $[\mathbf{Y}_N]$ pode ser obtida em sua forma racional a partir dos polinômios $F(s)$, $P(s)$ e $E(s)$ usando um conjunto de expressões simples dadas em [7, pp. 269,270]. Desse modo, fazendo a expansão em frações parciais dos termos y_{21} e y_{22} da matriz $[\mathbf{Y}_N]$ (ver expressão (41)), é possível chegar nas expressões (42).

$$\begin{bmatrix} Y_{21} \\ Y_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{y_d} \begin{bmatrix} y_{21n} \\ y_{22n} \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} K_\infty \\ 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{\Omega - j\lambda_{\lambda k}} \begin{bmatrix} r_{21k} \\ r_{22k} \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$[\mathbf{m}_0]_{kk} = -\lambda_{\lambda k}$$

$$[\mathbf{m}_0]_{k,n+1} = \sqrt{r_{22k}}$$

$$[\mathbf{m}_0]_{0k} = r_{21k}/\sqrt{r_{22k}} \quad (42)$$

$$[\mathbf{m}_0]_{0,n+1} = [\mathbf{m}_0]_{n+1,0} = K_\infty$$

2.3.6.2 Transformação $[\mathbf{m}_0] \rightarrow [\mathbf{m}]$

A matriz $[\mathbf{m}_0]$ obtida anteriormente contém termos $[\mathbf{m}_0]_{0k}$ e $[\mathbf{m}_0]_{k,n+1} \neq 0$ que representam acoplamentos entre a fonte e a carga com cada ressoador do circuito. Isso é claramente impraticável em situações reais. Desse modo, é necessário aplicar uma série de transformações a $[\mathbf{m}_0]$ de forma que a matriz resultante tenha a menor quantidade possível de acoplamentos e ainda produza as mesmas características de transmissão e reflexão da matriz

original. Tais transformações, denominadas transformações de similaridade, são definidas pela expressão (43) [7, p. 261].

$$[\mathbf{m}_0] \rightarrow [\mathbf{R}][\mathbf{m}_0][\mathbf{R}]^T \text{ com} \quad (43)$$

$$[\mathbf{R}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & [\mathbf{P}] & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \text{ onde } [\mathbf{P}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & 0 & \cdots & 0 & -\sin(\theta) \\ 0 & 1 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \sin(\theta) & 0 & \cdots & 0 & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

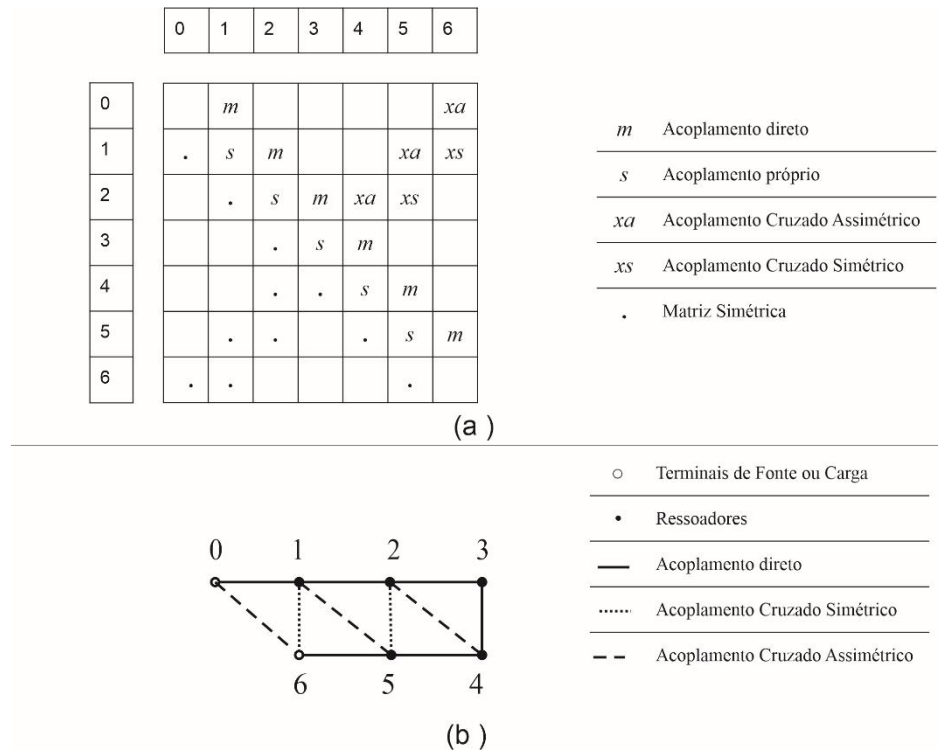
Ao aplicar essa transformação é possível mostrar que as expressões (32) e (33) produzirão o mesmo resultado¹³, i.e., elas não alteram a resposta em frequência do filtro, independentemente do valor de θ . Além disso, Cameron [7, pp. 261-267] mostra como encontrar analiticamente os valores de θ de modo que ao aplicar uma série de transformações de similaridade seja sempre obtida uma matriz com a “forma dobrada”¹⁴.

A forma dobrada, exemplificada na Figura 19a, é a mais usada e a mais conveniente para representar circuitos ressonantes reais, pois como mostrado no esquemático da Figura 19b, os acoplamentos existentes nesses casos, sempre acontecerão entre nós geometricamente vizinhos, tornando viável de se implementar fisicamente em muitos casos práticos.

¹³ O leitor pode encontrar uma demonstração em [11].

¹⁴ A forma dobrada é uma dentre várias formas possíveis. Os dispositivos abordados neste trabalho terão esta forma. Todavia, o leitor pode encontrar, por exemplo em [12], [13] e [7, pp. 295-321] metodologias para obter formas mais gerais.

Figura 19 - Rede com topologia forma dobrada; (a) matriz de acoplamento em forma dobrada; (b) Esquema de acoplamentos representativo de matriz em forma dobrada.



Fonte: O Autor (2020). usando informações em [7, p. 262].

Ainda com relação a Figura 19, os acoplamentos cruzados simétricos e assimétricos, poderão surgir ou não, após aplicada as transformações de similaridades. O que irá determinar isso são as características de resposta em frequência que se deseja ter para o filtro a ser sintetizado. Por exemplo, estes acoplamentos serão nulos sempre que a resposta do filtro não possuir zeros de transmissão finitos (casos *Butterworth* e *Chebyshev*). Isso ocorre porque nesse caso seu circuito representativo será similar ao das Figura 4 ou Figura 16, que possuem apenas acoplamentos diretos. Por fim, os acoplamentos próprios serão zero sempre que o filtro não tiver perdas e possuir resposta em frequência com características simétricas, conforme comentado na seção 2.3.4.

Os procedimentos descritos para a síntese da matriz $[m]$ a partir de uma resposta em frequência desejada podem ser implementados por meio de software. Uma ferramenta capaz de realizar essa tarefa é a toolbox, implementada em Matlab, Dedale-HF [14]. Essa toolbox, que pode ser adquirida sem custos para fins acadêmicos, inclui funções que tornam possível:

- a) computar os polinômios $F(s)$ e $P(s)$ da expressão (2) em termos da ordem e posição dos zeros de transmissão do filtro;

- b) computar a matriz de acoplamento $[m_{N \times N}]$ e impedâncias de saída e entrada em coeficientes de $F(s)$, $P(s)$ e da perda por retorno máxima da banda passante; e
- c) computar a forma dobrada da matriz de acoplamento resultante.

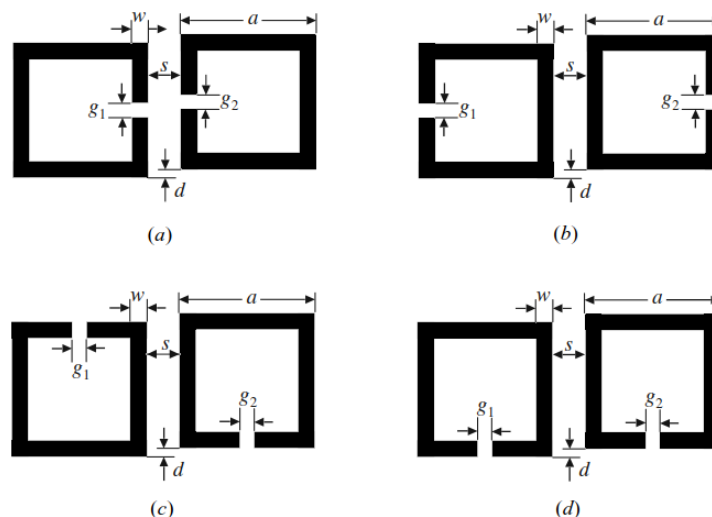
Nesse trabalho, toda síntese de matriz de acoplamento é feita com o uso dessa ferramenta.

2.3.7 IMPLEMENTAÇÃO FÍSICA DA MATRIZ DE ACOPLAMENTOS E FATORES DE QUALIDADE EXTERNOS USANDO TECNOLOGIA DE MICROFITA

Até o momento, foram usados os conceitos de matriz de acoplamento e fatores de qualidade externos para se fazer a modelagem matemática de um dado filtro de micro-ondas. Também, enquanto que na seção 2.3.1 foi mostrado como determinar coeficiente de acoplamento entre duas estruturas ressonantes acopladas integrantes de um filtro, na seção 2.3.2 foi fornecido um modo de calcular os fatores de qualidade externos relacionados a entrada e saída deste filtro.

Na presente seção é mostrado uma forma de implementar fisicamente uma matriz de acoplamento e fatores de qualidade externos. Assim, na Figura 20 é mostrado um esquemático de algumas das possíveis configurações de acoplamento para dois ressoadores em malha aberta implementados em microfita.

Figura 20 - Esquema das possíveis configurações de acoplamento para dois ressoadores em microfita com acoplamento (a) elétrico, (b) magnético, (c) e (d) misto.

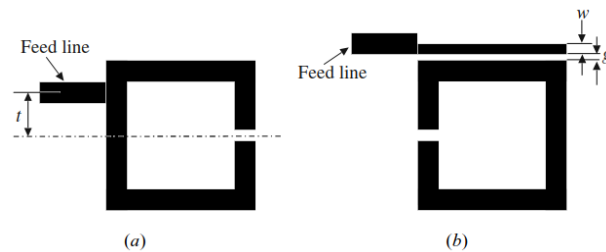


Fonte: [8, p. 221].

Pode ser mostrado [8], que na frequência de ressonância do modo fundamental, cada um dos ressoadores em malha aberta tem máxima densidade de campo elétrico no lado com a fenda, e máxima densidade do campo magnético no lado oposto. Assim o acoplamento elétrico será predominante se os ressoadores forem dispostos conforme a Figura 20a, e predominantemente magnético no caso da Figura 20b. Por fim, nas Figura 20c e 20d o acoplamento é dito misto, pelo fato dos dois tipos de acoplamento coexistirem com a mesma ordem de grandeza.

Na Figura 21 são mostradas estruturas típicas usadas para a extração de fatores de qualidade externos. Neste caso, eles serão majoritariamente controlados, variando a posição t , no caso da Figura 21a, e g no caso da Figura 21b.

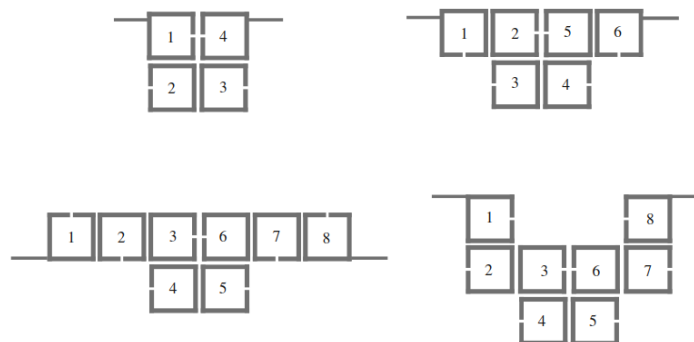
Figura 21 - Estruturas típicas para ressoadores acoplados. (a) acoplamento "*tapped-line*"; b) acoplamento por meio de linha acoplada.



Fonte: [8, p. 216].

Com o objetivo de exemplificar, na Figura 22 são mostrados exemplos de filtros ressonantes em malha aberta implementados em microfita.

Figura 22 - Exemplos de topologia de filtros em malha aberta.



Fonte: [8].

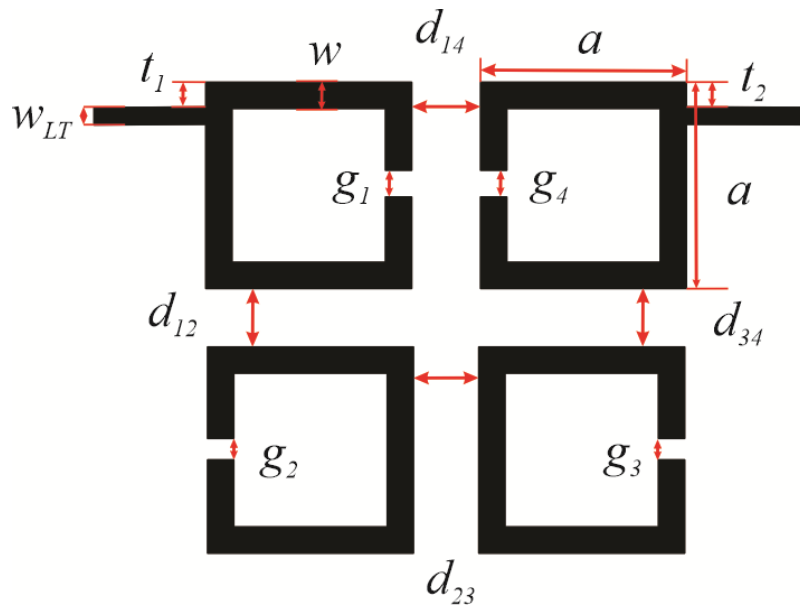
2.4 PROJETO DE FILTRO RESSONANTE PASSA-BANDA EM MICROFITA

Antes de se projetar um filtro, deve-se ter em mente quais devem ser suas especificações requeridas. No caso de um passa-banda, as principais são: frequência central de operação; largura de banda passante; largura de banda de rejeição; rejeição máxima na banda de rejeição; perda por retorno máxima na banda passante; perda por inserção; e máximo *Ripple*.

Quando implementados em microfita por meio de malhas abertas, cada uma dessas especificações terá influência na escolha de qual placa é mais adequada. Por exemplo, quando a frequência central de operação for muito alta sabe-se que placas com altas tangente de perdas, como FR-4, podem ser uma má escolha.

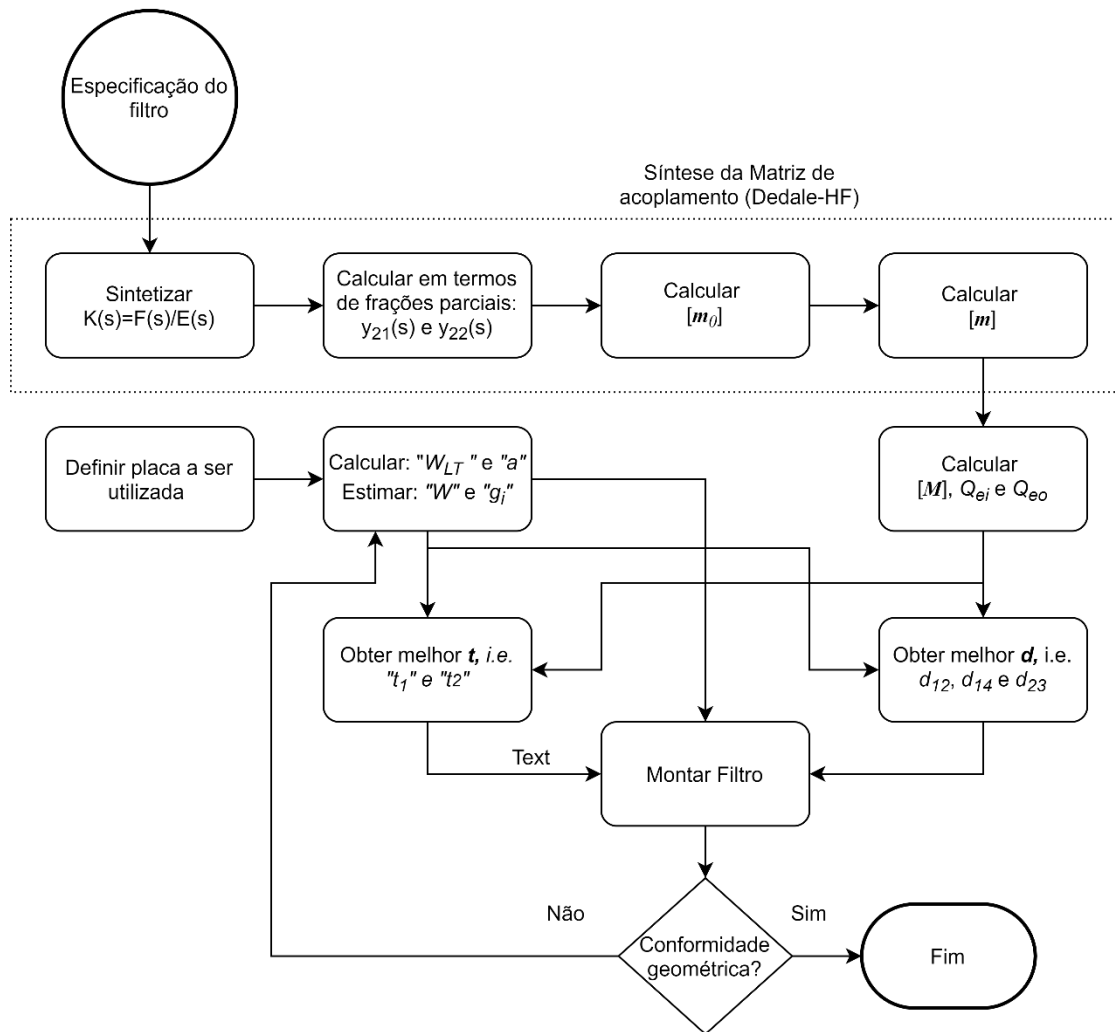
Considerando o exemplo de filtro mostrado na Figura 23, resume-se no diagrama de fluxo da Figura 24 o seu projeto.

Figura 23 - Exemplo de filtro passa-banda em microfita.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 24 - Fluxograma do projeto do filtro da Figura 23.



Fonte: O Autor (2020).

Em relação ao fluxograma da Figura 24 cabem os seguintes comentários:

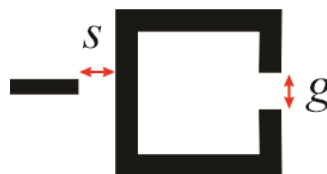
- A síntese da matriz de acoplamento pode ser feita utilizando a ferramenta Dedale-HF [14]. Essa ferramenta solicita do usuário a ordem do filtro, a posição dos zeros de transmissão (se houver) e a perda por retorno máxima da banda passante. No caso da Figura 23, vemos que o filtro é de quarta ordem (existem 4 ressoadores) e que o mesmo deve ter dois zeros de transmissão finitos devido ao acoplamento cruzado m_{14} (ver seção 2.3.3). Em um caso mais genérico, estas grandezas assim como a posição dos zeros de transmissão podem ser determinadas por tentativa-erro até que a matriz $[m]$ gerada, tenha resposta em frequência que atenda as especificações desejadas para o filtro;
- A matriz de acoplamento $[M]$, bem como os fatores de qualidade externos, Q_{ei} , e Q_{eo} podem ser calculados a partir das expressões (11), (12) e (34);

- A escolha da placa a ser utilizada passa pela definição de seus principais parâmetros, i.e., permissividade relativa do dielétrico, largura do substrato e tangente de perdas. Conforme já comentado, dielétricos com baixas perdas tem performance superior em frequências mais altas. Já a permissividade relativa do dielétrico (ϵ_r), e largura do substrato impactam nas dimensões máximas toleradas para o filtro. Por exemplo, se aumentarmos ϵ_r o tamanho do filtro deve diminuir para não haver alteração de sua frequência de ressonância;
- As linhas de alimentação (w_{LT}) devem ter largura compatíveis com os conectores utilizados nas portas do filtro de modo a evitar descasamento;
- A largura dos ressoadores (w) e a largura das fendas dos ressoadores em contato com as linhas de transmissão (i.e., g_i com $i=1,4$) podem ser estimadas de acordo com $w = g_i = K$ onde K é um número escolhido próximo de w_{LT} .
- O comprimento do lado das malhas (a), pode ser calculado de acordo com a fórmula empírica (44) [15, p. 68], onde l é o comprimento físico de uma linha correspondente a meio comprimento de onda na frequência central de operação do filtro;

$$a = \frac{l + g_1}{4} - \frac{\pi w}{5} + 2w \quad (44)$$

- A largura das fendas (g_i) dos ressoadores sem contanto com as linhas de transmissão (i.e., g_i com $i=2,3$ no caso da *Figura 23*) podem ser estimadas observando a o pico de ressonância da resposta em frequência do circuito da *Figura 25*. Para isso, deve-se variar g até que a ressonância ocorra na mesma frequência de ressonância do circuito da *Figura 26*.
-

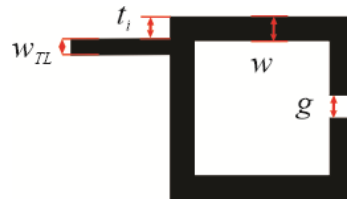
Figura 25 - Circuito usado para se obter g_i com $i=2,3$.



Fonte: O Autor (2020).

- Os melhores valores para t_1 e t_2 são tais que quando o circuito da *Figura 26* é simulado, seu parâmetro de reflexão tem uma resposta que faz a expressão (25) gerar valores próximos dos fatores de qualidade externos já calculados;

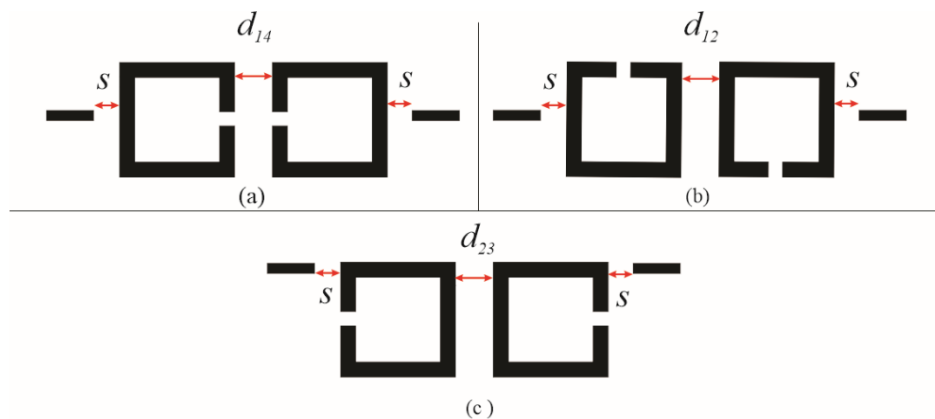
Figura 26 - Circuito usado para se obter t .



Fonte: O Autor (2020).

- Os melhores valores para d_{12} , d_{14} e d_{23} são tais que quando os circuitos da Figura 27 são simulados, os picos de ressonância observados para os parâmetros S_{21} façam a expressão (22) gerar valores próximos de, respectivamente, $[M]_{12}$, $[M]_{14}$ e $[M]_{23}$, já calculados anteriormente. Cabe destacar que as linhas de alimentação não fazem contato direto com os ressoadores. Com isso se garante uma baixa perturbação e consequentemente valores mais exatos para os coeficientes de acoplamento entre os ressoadores; e

Figura 27 - Circuitos usados para se obter os coeficientes de acoplamento. (a) acoplamento elétrico; (b) acoplamento misto; (c) acoplamento magnético.



Fonte: O Autor (2020).

- Após a obtenção de todas as dimensões físicas do filtro é necessário verificar sua conformidade geométrica. Caso seja verificado valores fora de alguma faixa desejada, pode-se por exemplo alterar a largura dos ressoadores (w), largura das fendas (g_i) ou até mesmo o tipo de substrato de modo a se obter novos valores para as outras dimensões do filtro. Finalmente, se a geometria final do filtro for adequada, parte-se para sua simulação e posteriores ajustes.

Cabe destacar que o fluxograma da Figura 24 também pode ser aplicado para casos de ordem mais alta ou ordem mais baixa.

2.5 AJUSTE EM FILTROS RESSONANTES

Em muitos casos práticos a resposta em frequência de filtros ressonantes recém projetados é diferente da resposta teórica esperada. Isso ocorre devido a imprecisões e aproximações que são inerentes a própria metodologia de projeto.

Para resolver essa questão é necessário a realização de ajustes nas dimensões físicas do filtro. Uma das formas de conseguir tal feito é por meio de um processo chamado de ajuste auxiliado por computador (em inglês, *Computer-aided tuning* — *CAT*). Por exemplo, o *CAT* pode ser implementado por meio de algum software de simulação eletromagnética (em inglês, *EM Softwares*) que permita parametrizar e otimizar a estrutura de modo que a resposta em frequência desejada seja obtida. A desvantagem nesse caso é que essa estratégia pode gastar muito tempo para atingir seu objetivo uma vez que em geral o número de variáveis a serem otimizadas é grande¹⁵. Desse modo, é desejável uma metodologia que forneça bons resultados em pouco tempo.

A teoria de matriz de acoplamento também pode ser aplicada para ajustar filtros em um processo de ajuste auxiliado por computador. Em geral, esse processo consiste em extrair a matriz de acoplamento da resposta em frequência do filtro e compará-la com a matriz ideal para indicar quais elementos do filtro precisam de ajuste físico. Isso leva a uma redução significativa do tempo gasto, pois a matriz de acoplamento indica claramente quais elementos do filtro precisam ajuste.

Nas seções seguintes será apresentado como se pode fazer a extração e utilizar esses dados para fazer os ajustes no filtro.

2.5.1 AJUSTE AUXILIADO POR COMPUTADOR (CAT)

Conforme anteriormente comentado, após o projeto inicial de um filtro de micro-ondas, quase sempre será necessário a realização de alguns ajustes em sua estrutura física. De fato, segundo Cameron [7], tais ajustes são necessários mesmo após a fabricação para compensar as tolerâncias de fabricação e incertezas de materiais.

¹⁵ Como exemplo, mesmo considerando o filtro da Figura 23 sendo simétrico, o mesmo possui 6 variáveis a serem otimizadas, i.e., $t=t_1=t_2$, $g_1=g_4$, $g_2=g_3$, $d_{12}=d_{34}$, d_{14} e d_{23} .

Nesta seção é indicada uma forma de utilizar as informações contidas na matriz de acoplamento extraída de um filtro para realização de seus ajustes usando *CAT*. O método utilizado para tal é similar ao adotado em [16] e está baseado na premissa de que existe uma dependência dominante entre um dado elemento da matriz de acoplamento com um dado parâmetro físico do filtro. Desde modo se torna possível estimar a matriz jacobiana que faz a relação entre estas variáveis de tal forma que a cada laço de simulação eletromagnética do filtro haja a atualização dos seus parâmetros físicos.

No APÊNDICE D o leitor poderá encontrar maiores detalhes sobre o método usado neste trabalho.

2.5.2 EXTRAÇÃO DE MATRIZ DE ACOPLAMENTO A PARTIR DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Ao longo dos anos várias técnicas foram sugeridas para a extração da matriz de acoplamento de um filtro a partir da sua resposta em frequência. Em [17] e [18] são aplicados métodos de otimização à própria matriz de acoplamento até que sua resposta corresponda à resposta do filtro. Já em [16], [19], [20], [21], [22], [23], [24] e [25] a essa matriz é sintetizada a partir de modelos racionais extraídos da resposta em frequência. Como a abordagem proposta em [17] e [18] pode apresentar problemas de convergência devido ao elevado número de variáveis, neste trabalho é feito uso de técnicas baseadas na obtenção de modelos racionais. O conceito chave dessa ideia pode ser visto na seção 2.3.6, onde é evidente a relação entre a matriz de acoplamento de um filtro e o modelo racional dos seus parâmetros Y .

Nesta seção é feita uma breve revisão bibliográfica de como pode-se obter modelos racionais a partir da resposta em frequência de um dado dispositivo passivo.

Método de Cauchy

Em [16] é aplicado o método de Cauchy [26] para se obter um modelo racional dos parâmetros de espalhamento de filtros sem perdas. Assim, posteriormente o modelo racional para os parâmetros de admitância é obtido dos parâmetros S . Já em [21] modelos racionais para filtros com perdas são obtidos usando diretamente o método de Cauchy para a racionalização dos parâmetros Y .

Apesar de ser possível encontrar na literatura vários outros trabalhos que usam o método de Cauchy aplicado ao problema da racionalização em circuitos passivos, esta técnica sofre de problemas de mal condicionamento quando é usado em sistemas de alta ordem,

conforme destacado em [27]. Assim, um método mais robusto, que não apresenta tal problema é comentado a seguir.

Vector Fitting

De forma resumida, a técnica denominada *Vetor Fitting* [28] é capaz de encontrar a posição dos polos e resíduos de uma dada função por meio de um processo iterativo que envolve realocação de polos e a solução de um problema de mínimos quadrados. Este método é usado em [20], [22], para estimar um modelo racional para parâmetros de admitância de filtros e em [23] e [24] no caso de diplexadores. Essa metodologia oferece grande vantagem uma vez que é capaz de produzir modelos com alta precisão, ao mesmo tempo que é bastante eficiente do ponto de vista computacional [29, p. 225].

Neste trabalho é usado a técnica de *Vector Fitting* para a obtenção dos modelos racionais dos filtros apresentados. Assim, no ANEXO A é feita uma breve revisão desta técnica.

Outras Abordagens

Cabe destacar que na literatura também podem ser encontradas outras metodologias para a solução do problema de aproximação racional. Por exemplo, em [19] e [25] modelos racionais dos parâmetros S de filtros de micro-ondas são obtidos usando Aproximações racionais H^2 [30]. Esse método, que é relativamente complexo, é implementado em Matlab por meio do toolbox PRESTO-HF [31] cujo licença não é disponibilizada de forma gratuita.

2.5.2.1 Ajuste de fase

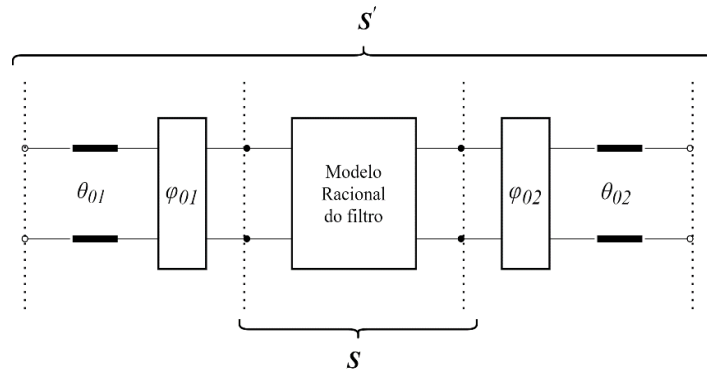
Como já visto anteriormente, uma etapa crucial para a extração da matriz de acoplamento de um filtro de micro-ondas é a correta obtenção do seu modelo racional a partir de sua resposta em frequência. No entanto, em situações práticas, é necessário fazer um ajuste de fase dos parâmetros S antes da conversão para os parâmetros Y. Conforme mostrado em [32] esse ajuste é necessário devido à existência de efeitos não ideais causados por modos de ressonância de alta ordem e linhas de transmissão presentes nas portas do filtro.

Matematicamente esses efeitos alteram a fase dos parâmetros S de acordo com a expressão (45).

$$\begin{aligned} [\mathbf{S}'] &= \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2} \end{bmatrix} [\mathbf{S}] \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2} \end{bmatrix} \\ \gamma_i &= j(\varphi_{0i} + \theta_{0i} \times f/f_c) \end{aligned} \quad (45)$$

onde φ_{0i} é uma constante chamada de *phase loading*, θ_{0i} é o comprimento elétrico da linha de transmissão da porta “i”, f_c é a frequência central de operação do filtro, f é a variável de frequência de banda passante, e S' e S são, respectivamente, os parâmetros de espalhamento “vistos” nas portas do filtro, e os parâmetros de espalhamento verdadeiros deste dispositivo, conforme Figura 28.

Figura 28 - Modelo para um filtro ressonante considerando efeitos dos atrasos de fase não ideais.



Fonte: O Autor (2020).

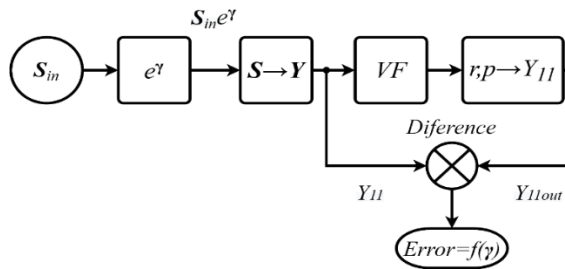
A partir da expressão (45) é possível ver claramente que do ponto de vista da fonte e da carga, um filtro de ordem N deverá parecer ter ordem $N+m$, com $m \geq 1$, sempre que $\theta_{0i} \neq 0$. Também, quando $\varphi_{0i} \neq 0$, haverá um erro uma vez que modelos racionais de filtros sempre produzem fase nula para S_{ii} quando $\omega \rightarrow \infty$ [32]. Desse modo, fica evidente que a não remoção de φ_{0i} e θ_{0i} dos parâmetros S leva a obtenção de modelos racionais incorretos.

Na literatura algumas metodologias podem ser aplicadas para solucionar o problema. Nas referências [33], [34], [35] a fase adicional é obtida minimizando uma função definida como a diferença entre os parâmetros de espalhamento inicial e os obtidos a partir da matriz de acoplamento extraída. Na referência [19] a fase adicional é encontrada através da solução exaustiva de um problema dos mínimos quadrados. Na referência [32], é feita uma estimativa para a fase adicional, fazendo um ajustamento de curva para o atraso do grupo em pontos de frequência distantes da frequência central do filtro. Finalmente, a referência [36] obtém um valor preciso para a fase adicional, obtendo um modelo de alta ordem usando *Vector Fitting* e pegando os polos e zeros localizados longe da origem. O grande problema em [33], [34], [35] é que há embutida em suas operações a inversão da matriz de acoplamento extraída. Essa característica dificulta sua convergência para filtros de baixa ordem e inviabiliza o método nos casos de filtros de alta ordem. Em relação a [19], [32] e [36] os parâmetros S são necessários ter faixa de frequência que varia de 3 a 6 vezes a largura de banda do filtro. Para

superar esses problemas, neste trabalho, é proposto um novo método baseado na minimização de uma função, mas sem a necessidade de operações de inversão de matriz. Dessa forma, foi possível estabelecer uma nova técnica para obter as fases adicionais sem a necessidade de grandes faixas de frequências para os parâmetros S . Além disso, esta técnica pode ser aplicável a filtros de alta ordem com ou sem a presença de perdas.

Esse método é esquematizado no diagrama de blocos da Figura 29.

Figura 29 – Diagrama de Blocos do método proposto.



Fonte: O Autor (2020).

Em relação à Figura 29, o erro é definido como uma função do parâmetro γ , que representa a fase adicional que deve ser introduzida nos parâmetros S para eliminar os efeitos não ideais já mencionados. No caso de redes com duas portas, é possível estabelecer que γ seja um vetor de dois elementos dado por $[\gamma_1 \ \gamma_2]$, de modo que γ_i seja dado pela expressão (45) onde φ_{0i} e θ_{0i} são incógnitas a serem determinadas. Depois de obter os parâmetros S usando a expressão (45), estes devem ser convertidos para os parâmetros Y ¹⁶. Assim, usando a técnica *Vetor Fitting*, o modelo racional da expressão (46) deve ser extraído para Y_{21} e Y_{22} , onde Ω é a variável de frequência normalizada de passa-baixas e N é fixada sendo igual a ordem do filtro.

$$[Y] = \frac{1}{y_d} \begin{bmatrix} y_{21n} \\ y_{22n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K \\ 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{\Omega - p_k} \begin{bmatrix} r_{21k} \\ r_{22k} \end{bmatrix} \quad (46)$$

Agora observando as equações (40) e (41) fica evidente que com os resíduos r_{21k} , r_{22k} , é possível obter os resíduos da expansão dos parâmetros Y_{11} usando a expressão (47), a seguir.

$$r_{11k} = \frac{r_{21k}^2}{r_{22k}} \quad (47)$$

Por último, pode-se definir a função erro $f(\gamma)$ por meio da expressão (48).

¹⁶ É importante observar que para esta transformação, é necessário saber o valor da impedância das portas (nesse caso, iguais à Y_0 e Y_{n+1}). Neste trabalho adota-se: $Y_0 = Y_{n+1} = 1$, porém outros valores poderiam ser adotados desde que $C_0 = Y_0$ e $C_{n+1} = Y_{n+1}$.

$$f(\mathbf{Y}) = \sum_{i=1}^{N_p} |(|Y_{11}(\Omega_i)| - |Y_{11out}(\Omega_i)|)| \quad (48)$$

onde

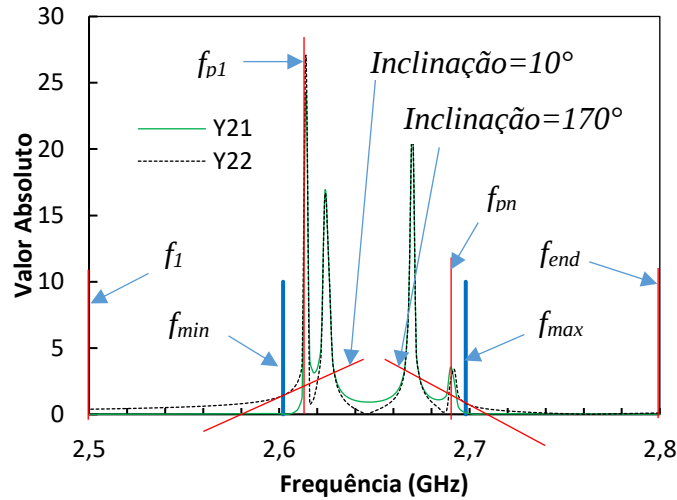
$$Y_{11out}(\Omega) = \sum_{k=1}^N \frac{r_{11k}}{\Omega - p_k}. \quad (49)$$

Em relação a expressão (48), $|x|$ é um vetor com componentes dados pelo valor absoluto dos componentes vetoriais originais, e N_p é o número de pontos simulados. Além disso, Y_{11} é obtido a partir da transformação $S \rightarrow Y$ e Y_{11out} é obtido usando a expressão (49).

A ideia por trás desse método é encontrar os valores de φ_{0i} e θ_{0i} (com: $i = 1, 2$) para que a expressão (48) seja minimizada. Quando isso acontece, significa que a ordem dos parâmetros S é reduzida ao seu valor real, possibilitando a obtenção de um modelo racional correto do filtro.

Minimizando a função erro

Para minimizar a função de erro e, conseqüentemente, encontrar os valores de φ_{0i} e θ_{0i} , pode-se usar alguma ferramenta de otimização como Algoritmos Genéticos (GA) ou o Algoritmo Simplex Nelder-Mead [37]. O conjunto de dados a ser usado para a otimização, i.e., a faixa de frequência dos parâmetros S de entrada, pode ser definido como a faixa amostrada de parâmetros Y que abrange todos os picos nas respostas Y_{22} e Y_{21} , sem ser desnecessariamente grande. Por exemplo, bons resultados podem ser obtidos usando a faixa mostrada na Figura 30, onde a frequência mais baixa do intervalo, f_{min} , é tal que a inclinação de $abs(Y_{22}(f_{min}))$ ou $abs(Y_{21}(f_{min}))$ é igual a 10° , e a frequência superior do intervalo, f_{max} , é tal que a inclinação de $abs(Y_{22}(f_{max}))$ ou do $abs(Y_{21}(f_{max}))$ é igual a 170° .

Figura 30 - Respostas genéricas de Y_{21} e Y_{11} .

Fonte: O Autor (2020).

Em relação à Figura 30, é possível ver que $f_{min} \in [f_1 \ f_{p1}]$ e $f_{max} \in [f_{pn} \ f_{end}]$ onde f_1 e f_{end} são, respectivamente, a menor e maior frequência do conjunto de dados de entrada e f_{p1} e f_{pn} são, respectivamente, o primeiro e o último ponto de frequência em que $abs(Y_{22})$ ou $abs(Y_{21})$ é um pico. Escolher a faixa de frequência dessa maneira, ao mesmo tempo, garante que todos os polos dos parâmetros Y sejam usados para o processo de racionalização, e a faixa de frequência não seja desnecessariamente grande.

Finalmente, um critério de garantia de convergência do processo de minimização, é que: $f(\gamma) \leq erro$, onde $erro = \delta \times \sum_i |Y_{11}(\Omega_i)|$, com o índice "i" varrendo a totalidade dos pontos fornecidos na simulação, e δ igual a um valor pequeno, como 0,02 (erro de 2%).

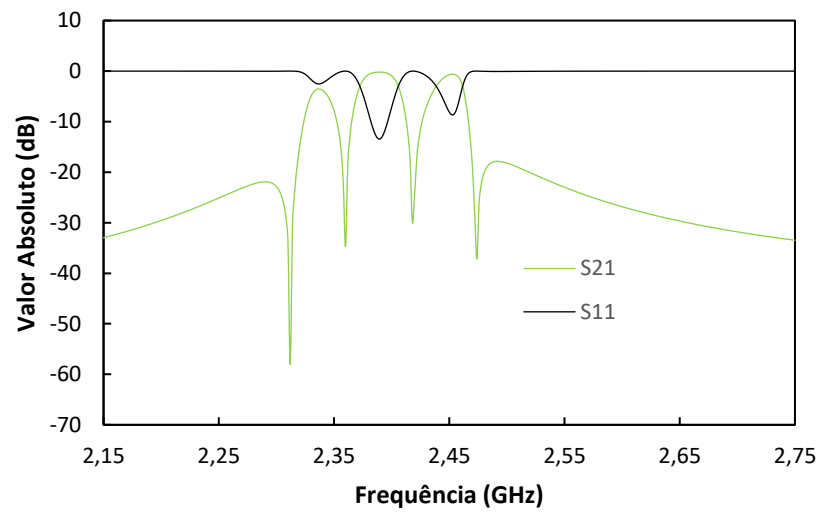
Alguns resultados usando esta técnica são apresentados no APÊNDICE E.

Observações importantes

Na Figura 29 é esquematizada um novo processo de ajuste de fase e obtenção do modelo racional de um filtro de Micro-Ondas. Dentro dessas operações está embutida a transformação passa-banda para passa-baixas definida pela expressão (14). Assim, é necessário, agora, definir o valor de FBW e ω_0 , os quais serão usados na transformação. Tal imposição surge, por exemplo, ao se analisar uma típica resposta em frequência de um filtro não ajustado mostrado na Figura 31, onde claramente se vê que fica difícil a escolha FBW e ω_0 . Desse modo, conforme demonstrado no APÊNDICE F, é possível verificar que os valores extraídos para m (e consequentemente M , Q_{ei} e Q_{eo}) são independentes da escolha de FBW . Também, será possível concluir que ω_0 deve ser escolhido como sendo igual a frequência central teórica esperada para o filtro.

Por fim, apesar de não haver restrição da escolha de FBW , por uma questão de simplicidade, neste trabalho esse valor é escolhido como sendo igual largura de banda teórica do filtro.

Figura 31 – Simulação dos parâmetros de espalhamento de um filtro não ajustado.



Fonte: O Autor (2020).

3 FILTROS RECONFIGURÁVEIS

Os filtros de micro-ondas reconfiguráveis tem atraído cada vez mais atenção de pesquisadores e projetistas devido a sua capacidade de operar em múltiplas bandas. Um filtro com essa característica, pode reconfigurar seus parâmetros como frequência central de operação, largura de banda ou seletividade. Para isso, em geral utilizam-se elementos eletricamente ajustáveis.

Esses elementos ajustáveis podem ser divididos em dois grupos [38]. Se o filtro for discretamente ajustável, podem ser utilizados elementos tais como diodos PIN ou chaves MEMS (do inglês, *Micro Electro Mechanical Systems*). Por outro lado, para filtros ajustáveis de forma contínua pode-se usar diodos varactores, capacitores MEMS, materiais ferromagnéticos ou ferroelétricos.

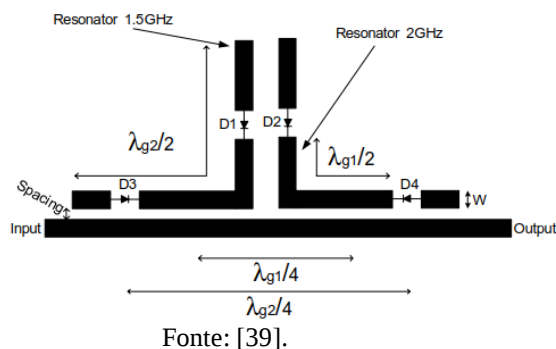
Cada tecnologia aplicada para esse propósito tem vantagens e desvantagens. Por exemplo, filtros que usam diodos tem a vantagem de serem mais baratos, no entanto por serem não lineares, esses elementos produzem ruído e distorcem o sinal, além de que apresentam um consumo de energia maior do que MEMS. Por sua vez, os MEMS oferecem uma performance superior em termos de ruído e podem ser usados em aplicações que atinjam maiores frequências, alcançando 60 GHz contra 12 GHz de diodos; no entanto esses elementos tem um tempo de vida menor.

3.1 EXEMPLOS DE FILTROS RECONFIGURÁVEIS USANDO DISPOSITIVOS ATIVOS

Nessa seção são apresentados alguns exemplos de como os diodos já foram aplicados em filtros de micro-ondas de modo a torná-los eletricamente reconfiguráveis.

a) Filtros rejeita faixas usando diodos PIN [39]

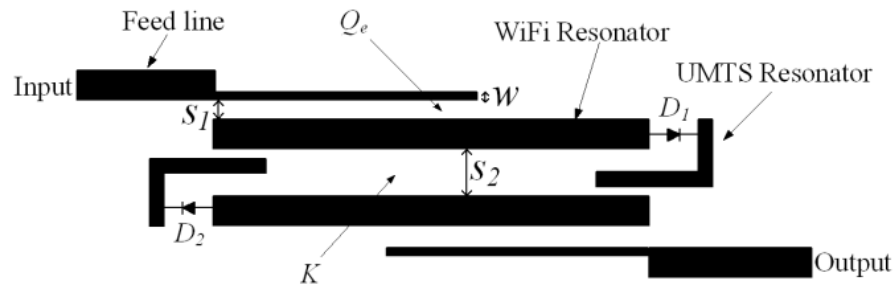
Figura 32 - Filtro Rejeita faixas de dois polos chaveado.



Filtro com possibilidade de mudança entre duas frequências centrais de operação, mantendo a mesma largura de banda.

b) Filtros Passa faixas usando diodos PIN [40].

Figura 33 - Filtro Passa faixas chaveado.

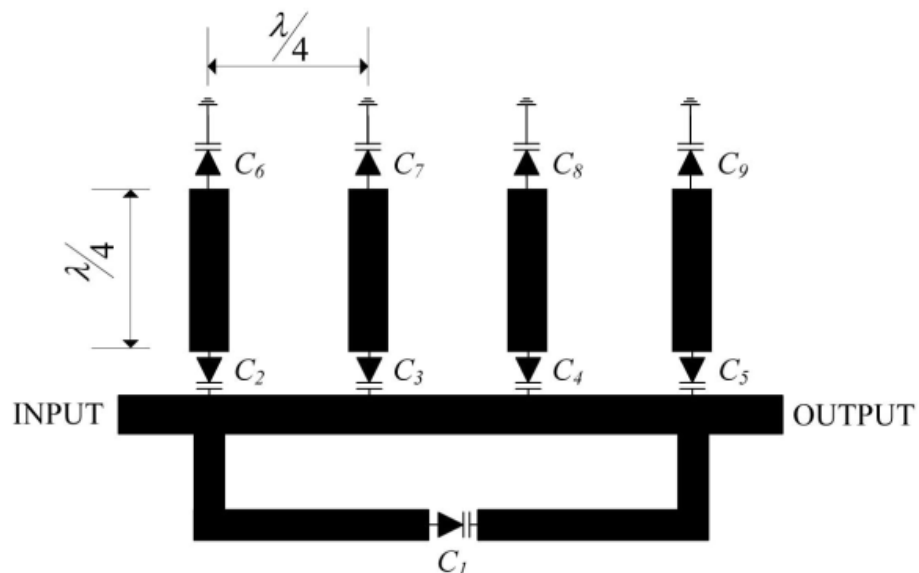


Fonte: [40].

Filtro com possibilidade de mudança entre duas frequências centrais de operação de modo a nos padrões WiFi ou UMTS.

c) Filtros rejeita faixas usando Varactores [41].

Figura 34 - Filtro Rejeita Faixas reconfigurável.

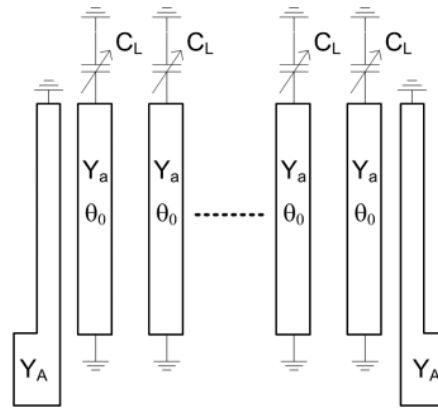


Fonte: [41].

Filtro rejeita bandas capaz de reconfigurar sua frequência central de operação, largura de banda fracionária e seletividade.

d) Filtros Passa faixas usando Varactores [8, p. 145]

Figura 35 - Layout de um filtro Comblin reconfigurável.



Fonte: [8, p. 145].

O Filtro Comblin é um dispositivo capaz de alterar frequência central de operação variando o valor das capacitâncias (Varactores).

Além dos exemplos trazidos nas Figura 32-35, é possível encontrar na literatura diversas outras topologias e tecnologias para a implementação de filtros reconfiguráveis. Por exemplo, na referência [42], é feita uma revisão das recentes técnicas aplicadas à fabricação desses dispositivos, onde os trabalhos [43], [44], [45] e [46], podem ser destacados para obter filtros com ampla faixa de ajuste. Apesar disso, as estruturas utilizadas na maioria desses trabalhos são complexas, e permitem que o sinal RF passe diretamente pelos elementos não lineares de reconfiguração (e.g., diodos PIN, Varactores), ou outros componentes discretos auxiliares (e.g., capacitores e indutores choque), causando o aumento de distorções e perdas adicionais nos ressoadores, além da diminuição da capacidade de manipulação de potência dos filtros.

Nesta seção é proposta uma nova topologia de um filtro passa-banda baseado em ressoadores em malhas abertas e diodos PIN, onde sua frequência de ressonância pode ser alternada entre dois estados. Como será mostrado, esse resultado ocorre devido ao surgimento de novos acoplamentos criados com a adição de estruturas ressonantes controladas pelos diodos. Esse efeito afeta principalmente os coeficientes $[M]_{ii}$ da matriz de acoplamento, levando à característica de reconfiguração. As principais vantagens da topologia proposta em relação aos trabalhos [43], [44], [45] e [46], é que ela não exige que o sinal RF passe diretamente pelos elementos discretos não lineares (diodos PIN, capacitores e indutores choque), além da fácil reprodutibilidade e generalidade, que permite o seu uso no projeto de

filtros aplicados em diversas bandas, e no projeto de filtros de diferentes ordens e/ou diferentes topologias.

Essa topologia bem como a técnica necessária para sua implementação são a segunda contribuição deste trabalho.

3.1.1 UMA NOVA TÉCNICA PARA O PROJETO DE FILTROS EM MALHA ABERTA RECONFIGURÁVEIS

Como mostrado na seção 2.3, um filtro composto por ressoadores acoplados pode ser representado no domínio passa-baixas pela rede mostrada na Figura 16, onde M_{ij} representa o acoplamento entre os ressoadores “ i ” e “ j ” e M_{ii} representa o acoplamento próprio do ressoador “ i ”. Também, no APÊNDICE C são derivadas expressões que tornam possível obter M_{ii} em função da frequência natural de ressonância do ressoador “ i ” (ω_{0i}) e da frequência central (ω_0) de um filtro sem perdas. Esta expressão é mostrada a seguir.

$$M_{ii} = FBW \frac{b_i}{C_i} = \frac{2(\omega_0^2 - \omega_{0i}^2)}{\omega_0^2 + \omega_{0i}^2} \quad (50)$$

Quando é analisada a expressão (50), é possível notar que o coeficiente M_{ii} é nulo sempre que $\omega_{0i} = \omega_0$. Assim, e sabendo que os parâmetros S gerados pela rede na Figura 16 são dados pelas expressões (32) e (33), pode-se observar que a resposta em frequência do filtro não se altera em forma mas muda de frequência central sempre que a frequência dos elementos ressonantes, ω_{0i} , mudarem. Assim, sua frequência de ressonância central, ω_0 , pode ser alterada pela alteração de ω_{0i} . No entanto, para manter a forma da resposta do filtro, três condições devem ser mantidas:

- a) $\omega_{0i} = \omega_{0k}$ para todos os “ i ” e “ k ”;
- b) $M_{jk} \rightarrow M_{jk} \omega_{0 \text{ final}} / \omega_{0 \text{ inicial}}$ para todos os “ j ” e “ k ” tal que $j \neq k$; e
- c) $Q_{ek} \rightarrow Q_{ek} \omega_{0 \text{ inicial}} / \omega_{0 \text{ final}}$ para $k = \{i, o\}$

As condições b) e c) são justificadas observando as expressões (11) e (12); pois com o intuito de manter a forma da resposta do filtro, por definição, o seu circuito protótipo passa-baixas (m_{ij} , q_{ei} e q_{eo}), e a sua largura de banda ($f_2 - f_1$) devem permanecer inalteradas com a variação da sua frequência de ressonância. Desse modo, é fácil ver que nesse caso M_{ij} deve aumentar com a diminuição da frequência de ressonância do filtro, ao mesmo tempo que Q_{ei} e Q_{eo} deve diminuir.

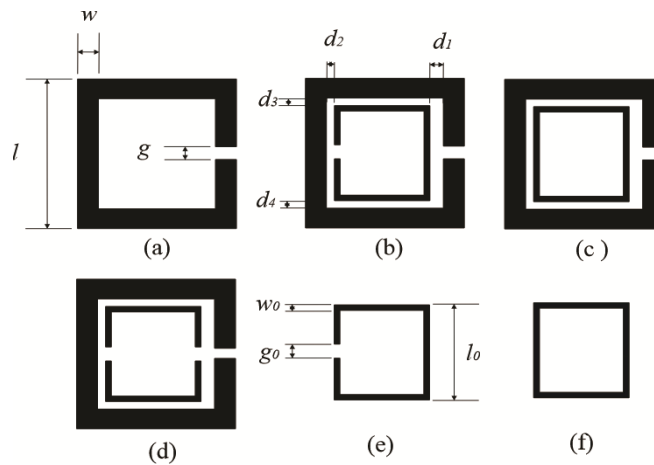
Caso uma das três condições elencadas não seja satisfeita, a resposta do filtro poderá ficar distorcida e perder as características desejadas (e.g., aumento da perda de retorno e alteração

da largura de banda do filtro). Apesar disso, cabe destacar que apesar das condições b) e c) representarem limites; em aplicações práticas, onde o deslocamento de frequência de ressonância for pequeno, basta garantir que M_{ij} , Q_{ei} e Q_{eo} permaneçam aproximadamente constante (variem pouco) para se obter bons resultados.

3.1.1.1 Alterando ω_{0i} em ressoadores de malha aberta

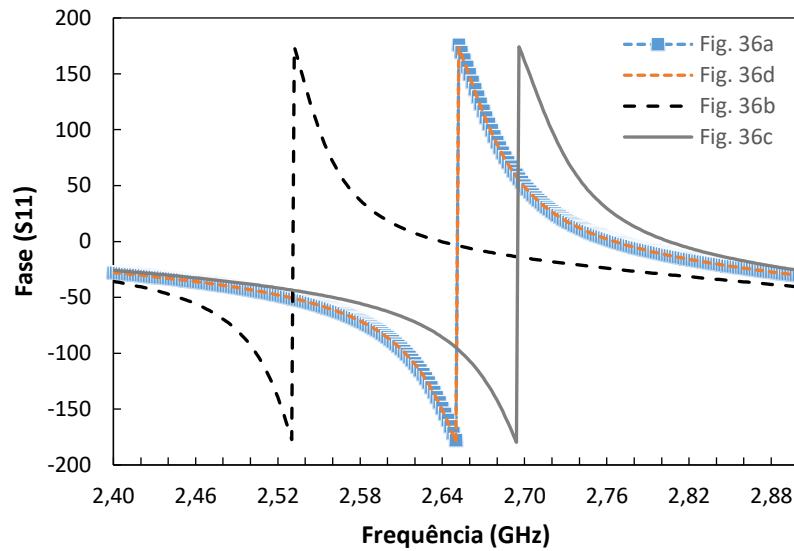
A partir da análise feita na seção passada, conclui-se que é possível construir um filtro ressonante reconfigurável em frequência, desde que seja possível alterar a frequência ressonante dos ressoadores que fazem parte desse filtro. No caso específico dos filtros de malha aberta implementados em microfita, verificou-se na prática que a adição de malhas menores dentro das malhas originais tem o efeito de alterar sua frequência de ressonância. Um exemplo pode ser visto nas Figura 36 e Figura 37, onde a metalização tem $l = 11,5 \text{ mm}$, $w = 1.5 \text{ mm}$, $g = 0.8 \text{ mm}$, $d_1 = 1.0 \text{ mm}$, $d_2 = d_3 = d_4 = 0.6 \text{ mm}$, $g_0 = 1.1$, $w_0 = 0,4$ e $l_0 = 7,3$ em um substrato com uma constante elétrica relativa de 2.94 e uma espessura de 1.524 mm.

Figura 36 – Protótipos de ressoadores em malha aberta.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 37 – Resposta em frequência dos ressoadores da Figura 36.

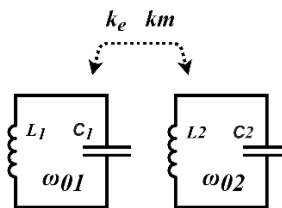


Fonte: O Autor (2020).

Em relação à Figura 37, S_{11} denota o parâmetro de reflexão de uma porta que está fracamente acoplada a essas estruturas ressonantes (ver Figura 25 como exemplo). Assim, para o ressoador das Figura 36a e 36d, a frequência praticamente não muda e assume o valor de 2,65GHz. Para os ressoadores das Figura 36b e 36c, a ressonância ocorre, respectivamente, em 2,53GHz e 2,69GHz. Finalmente, para as malhas menores, mostradas nas Figura 36e e 36f, pode-se verificar, usando a mesma metodologia, que a ressonância ocorre em 4,15GHz e 8,00GHz, respectivamente.

A variação da frequência de ressonância, como será mostrado, deve-se ao acoplamento entre as malhas maiores e as malhas menores. Para entender esse fenômeno, os ressoadores nas Figura 36b, 36c e 36d são representados pelo circuito do elemento concentrado mostrado na Figura 38, onde k_e e k_m são os coeficientes de acoplamento elétrico e magnético e ω_{01} e ω_{02} são, respectivamente, as frequências de ressonância naturais da malha maior e malha menor.

Figura 38 – Circuito representativo dos ressoadores das Figura 36, c e d.



Fonte: O Autor (2020).

Os coeficientes de acoplamento elétrico e magnético entre os dois ressoadores na Figura 36, de acordo com Hong [8, pp. 211-212] podem ser dados por:

$$k_e = \frac{C_m}{\sqrt{C_1 C_2}}, \quad k_m = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (51)$$

Além disso, também de acordo com Hong [8, p. 214], o circuito na Figura 38 terá duas frequências ressonantes dadas por:

$$\begin{aligned} \omega_1, \omega_2 &= \sqrt{\frac{R_b \pm R_c}{R_a}} \\ R_a &= 2(L_1 C_1 L_2 C_2 - L_m^2 C_1 C_2 - C_m^2 L_1 L_2 + L_m^2 C_m^2) \\ R_b &= 2(L_1 C_1 + L_2 C_2 - 2L_m C_m) \\ R_c &= \sqrt{R_b^2 - 2R_a} \end{aligned} \quad (52)$$

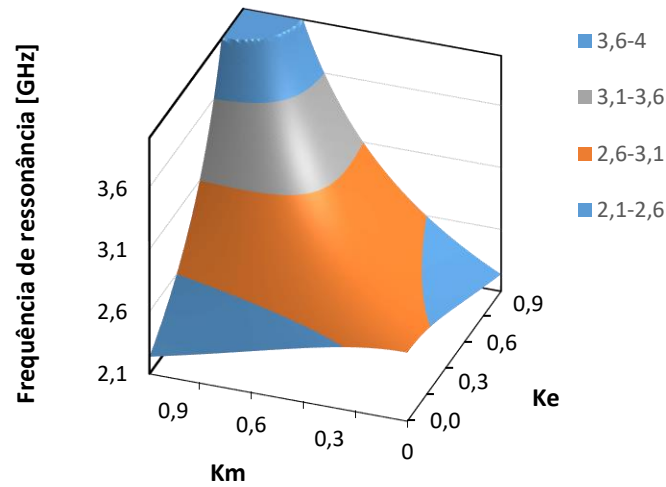
Assim, ao definir que $L_1 = 1/(\omega_{01}^2 C_1)$ e $L_2 = 1/(\omega_{02}^2 C_2)$, após substituir as expressões (51) nas expressões (52) e executar algumas manipulações algébricas, é possível obter a seguinte expressão.

$$\begin{aligned} \omega_1, \omega_2 &= \sqrt{\frac{\omega_{01}^2 - 2k_e k_m \omega_{01} \omega_{02} + \omega_{02}^2 \pm \sqrt{\Delta}}{2(k_e^2 - 1)(k_m^2 - 1)}}, \text{ onde} \\ \Delta &= \omega_{01}^4 - 4k_e k_m (\omega_{01}^3 \omega_{02} + \omega_{01} \omega_{02}^3) \\ &\quad + (4k_e^2 + 4k_m^2 - 2)\omega_{01}^2 \omega_{02}^2 + \omega_{02}^4 \end{aligned} \quad (53)$$

A expressão (53) coloca as frequências naturais de ressonância ω_1 e ω_2 em função das variáveis k_e , k_m , ω_{01} e ω_{02} . Assim, por exemplo, considerando os ressoadores acoplados da Figura 36b, onde $\omega_{01} = 2,65\text{GHz}$ e $\omega_{02} = 4,15\text{GHz}$, na Figura 39 é plotada a frequência de ressonância mais baixa¹⁷ como função de k_e , k_m .

¹⁷ Esta frequência é a resultante da escolha do sinal de “menos” para $\sqrt{\Delta}$. Assim, quando $k_e = k_m = 0$, temos que $\omega_1 = \omega_{01} = 2,65\text{GHz}$, que é a frequência original do filtro. Se o fosse escolhido o sinal de “mais”, teríamos que $\omega_2 = \omega_{02} = 4,15\text{GHz}$ quando $k_e = k_m = 0$.

Figura 39 - Frequência de ressonância do circuito da figura 38.



Fonte: O Autor (2020).

Na Figura 39 é possível notar três efeitos: a) quando o k_m está próximo de zero, um aumento em k_e resulta em uma diminuição na frequência de ressonância; b) quando k_e está próximo de zero, um aumento em k_m resulta em uma diminuição na frequência de ressonância; c) quando k_m e k_e aumentam simultaneamente, a frequência de ressonância também aumenta. Pode ser mostrado que um resultado similar também ocorre quando $\omega_{02} = 8\text{GHz}$ (caso da Figura 36c).

Finalmente, é possível ver pelo gráfico mostrados na Figura 39, que na Figura 36b, ocorre a situação a) ou b), enquanto na Figura 36c, a situação c) ocorre. É interessante notar que na Figura 36d não há variação perceptível da frequência de ressonância em relação à Figura 36a. Em termos da equação (53), isso significa que o acoplamento elétrico e magnético entre a malha maior e a malha menor é muito baixo.

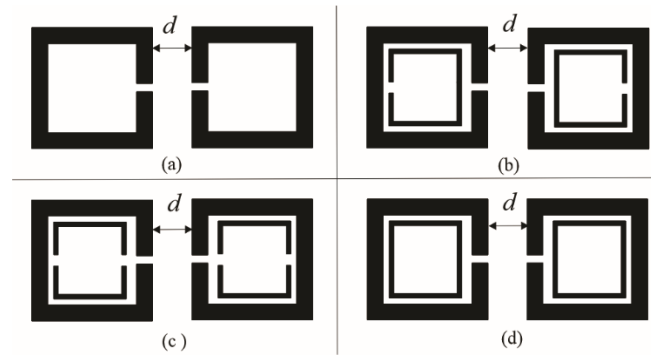
Estes efeitos são usados para propor uma nova técnica para o projeto de filtros em malha aberta reconfiguráveis mostrada mais adiante neste trabalho.

3.1.1.2 Análise da variação de M_{ij}

Após verificar que a adição de malhas ressonantes menores dentro de malhas ressonantes maiores tem o efeito de alterar sua frequência de ressonância, ainda é necessário avaliar o efeito dessa adição no acoplamento que existe entre os ressoadores, quando aplicados em um filtro. Assim, a Figura 41, Figura 43 e Figura 45 mostram os coeficientes de acoplamento elétrico (k_e), magnético (k_m) e misto (k_x) para cada situação na Figura 40, Figura 42 e Figura

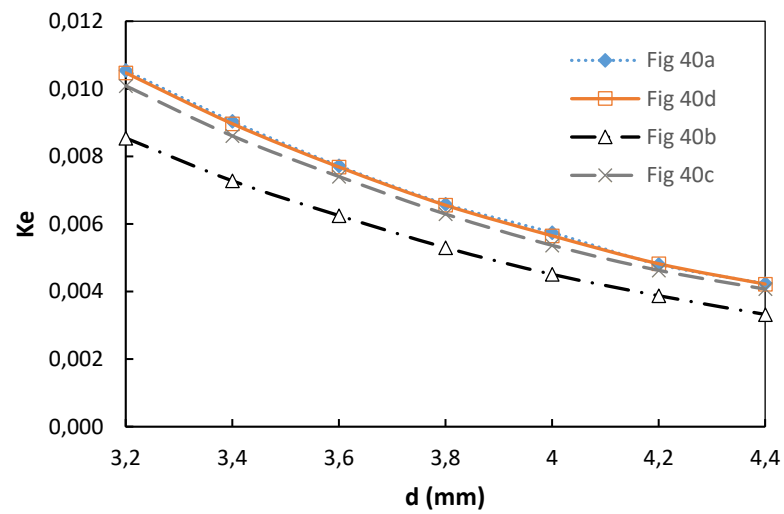
44, obtidas por meio simulador eletromagnético de onda completa, onde as dimensões físicas e o substrato são os mesmos dados em seção 3.1.1.1

Figura 40 - Estruturas ressonantes com acoplamento elétrico.



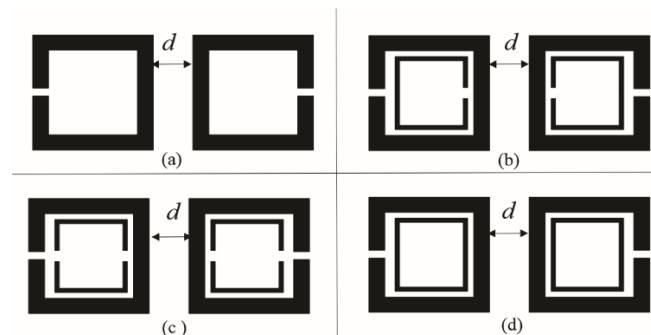
Fonte: O Autor (2020).

Figura 41 - Coeficientes de acoplamento das estruturas da Figura 40.



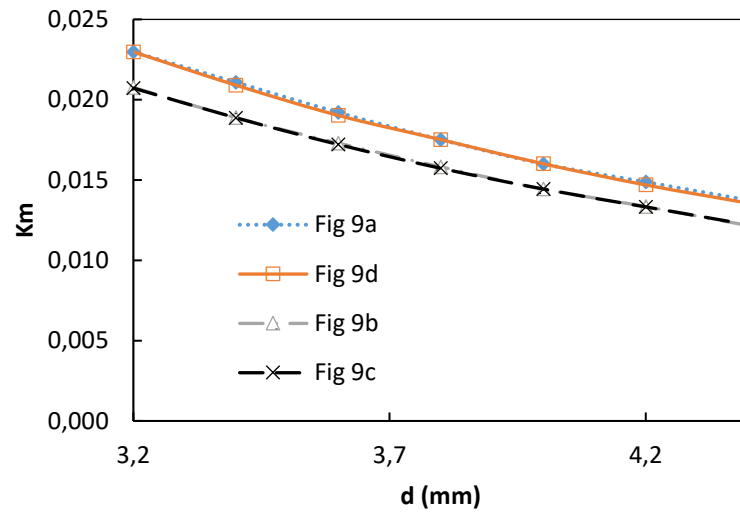
Fonte: O Autor (2020).

Figura 42 - Estruturas ressonantes com acoplamento magnético.



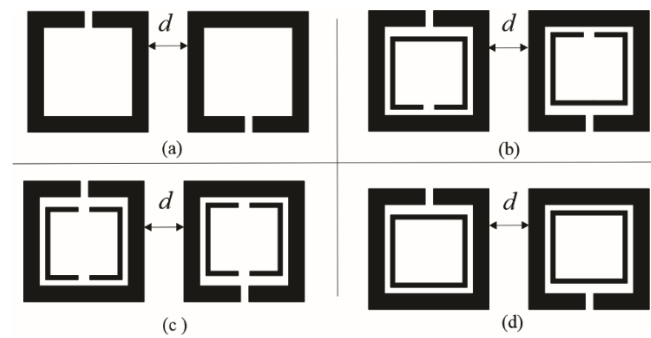
Fonte: O Autor (2020).

Figura 43 - Coeficientes de acoplamento das estruturas da Figura 42.



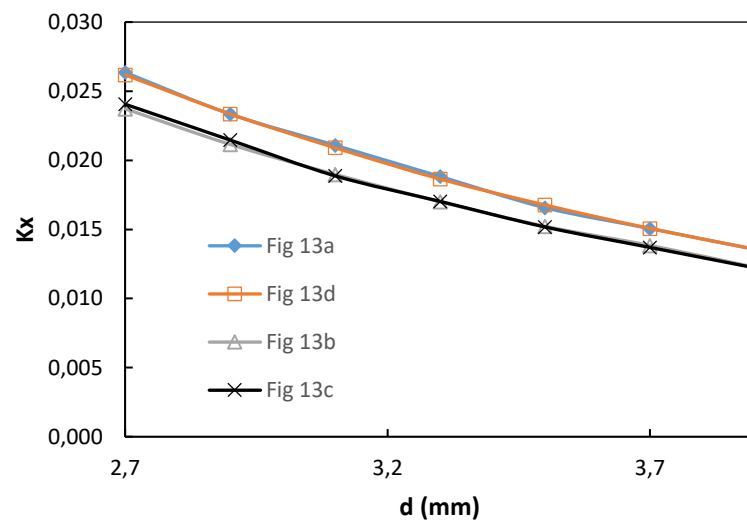
Fonte: O Autor (2020).

Figura 44 - Estruturas ressonantes com acoplamento misto.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 45 - Coeficientes de acoplamento das estruturas da Figura 44.



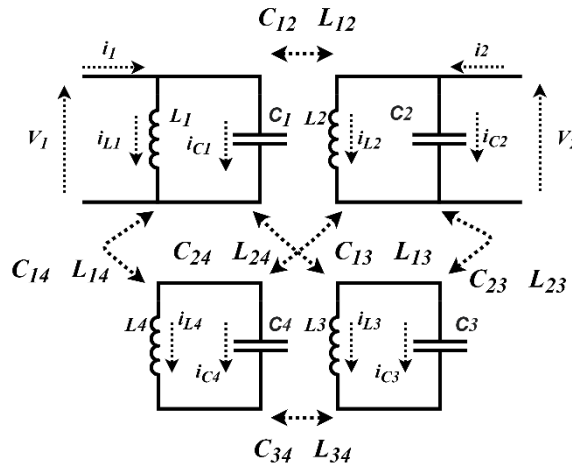
Fonte: O Autor (2020).

Para o cálculo dos coeficientes de acoplamento nas Figura 41, 43 e 45, foi adotada a mesma metodologia apresentada na seção 2.3.1. Assim, é interessante notar que quando as malhas fechadas ou parcialmente fechadas são adicionadas as malhas ressonantes originais, o acoplamento entre as estruturas nas Figura 40, 42 e 44 diminui. No entanto, quando malhas bipartidas são adicionadas, nenhuma variação significativa nos coeficientes de acoplamento é observada.

Como será visto na próxima seção, essa característica tem o efeito de distorcer levemente a resposta do filtro quando sua frequência ressonante é alterada. Apesar disso, essa distorção pode ser aceitável, se o deslocamento de frequência é pequeno.

Agora, para explicar os efeitos observados nesta seção, aproximamos um dado par de ressoadores acoplados das Figura 40, 42 e 44 pelo circuito da Figura 46, onde as malhas maiores estão relacionadas a L_1 , L_2 , C_1 e C_2 e as malhas menores estão relacionados a L_3 , L_4 , C_3 e C_4 .

Figura 46 - Circuito equivalentes dos pares de ressoadores das Figura 40, 42 e 44.



Fonte: O Autor (2020).

Se é assumido que $L_2 = L_1 = L$, $C_2 = C_1 = C$, $L_4 = L_3 = L'$, $C_4 = C_3 = C'$, $L_{14} = L_{23} = L_m'$, $C_{14} = C_{23} = C_m'$, $L_{24} = L_{13} = L_m''$, $C_{24} = C_{13} = C_m''$ e forem definidos $L_{12} = L_m$, $C_{12} = C_m$, $L_{34} = L_m^*$, $C_{34} = C_m^*$, as equações nodais para o circuito da Figura 46 podem ser dadas por

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = (\mathbf{C} + \mathbf{L}^{-1}) \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}, \text{ com} \quad (54)$$

$$\mathbf{C} = j\omega \begin{bmatrix} +C & -C_m & -C_m'' & -C_m' \\ -C_m & +C & -C_m' & -C_m'' \\ -C_m'' & -C_m' & +C' & -C_m^* \\ -C_m' & -C_m'' & -C_m^* & +C' \end{bmatrix}, e$$

$$\mathbf{L} = j\omega \begin{bmatrix} L & L_m & L_m'' & L_m' \\ L_m & L & L_m' & L_m'' \\ L_m'' & L_m' & L' & L_m^* \\ L_m' & L_m'' & L_m^* & L' \end{bmatrix}.$$

Dessa forma, o circuito da Figura 46 possui uma matriz de admitância 2x2, $\mathbf{Y}_{2p}$, dada por:

$$\mathbf{Y}_{2p} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}), \text{ de forma que} \quad (55)$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_{2p} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

onde as matrizes $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$ são submatrizes 2x2 da matriz $\mathbf{Y} = (\mathbf{C} + \mathbf{L}^{-1})$, de modo que: $\mathbf{A}$ possui elementos dados pelas primeira e segunda linhas e colunas de $\mathbf{Y}$, ou seja, $\mathbf{A} = \mathbf{Y}([1,2],[1,2])$; $\mathbf{B}$ tem elementos dados pelas primeira e segunda linhas e terceira e quarta colunas de $\mathbf{Y}$, isto é, $\mathbf{B} = \mathbf{Y}([1,2],[3,4])$; $\mathbf{C}$ tem elementos dados pelas terceira e quarta linhas e primeira e segunda colunas de $\mathbf{Y}$, isto é, $\mathbf{C} = \mathbf{Y}([3,4], [1,2])$; e $\mathbf{D}$ tem elementos dados pela terceira e quarta linhas e colunas de $\mathbf{Y}$, isto é, $\mathbf{D} = \mathbf{Y}([3,4], [3,4])$.

Por meio da matriz $\mathbf{Y}_{2p}$, podemos extrair uma capacitância mútua equivalente, C_{12eq} , para o circuito da Figura 46 que considera todos os efeitos de acoplamento mútuo. Com isso, o coeficiente de acoplamento equivalente entre os ressoadores 1' e 2' (onde 1' refere-se a um ressonador equivalente que engloba os ressoadores originais 1 e 4, e 2' refere-se a um ressonador equivalente que engloba os ressoadores originais 2 e 3) pode ser dado por

$$M_{1'2'} = \frac{C_{12}^{eq}}{C} = \frac{1}{C} \frac{j}{\omega} \mathbf{Y}_{2p}(1,2) \quad (56)$$

onde $\mathbf{Y}_{2p}(1,2)$ é o elemento existente na primeira linha e segunda coluna da matriz $\mathbf{Y}_{2p}$.

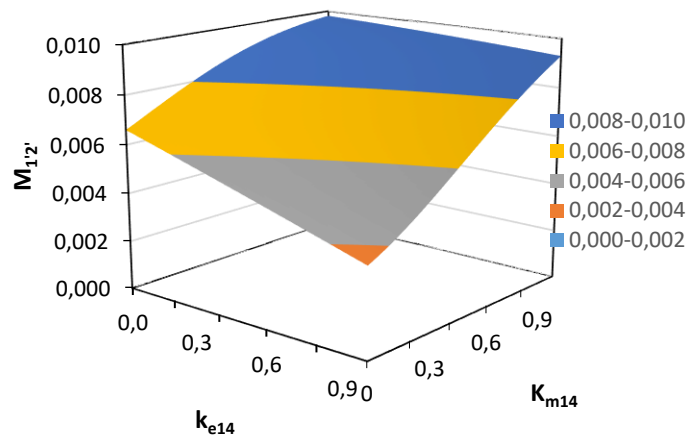
Um bom teste da validade da expressão (56) é considerar a situação simples em que existem apenas os ressoadores 1 e 2 na Figura 46. Nesse caso, pode-se mostrar que a expressão (56) simplifica para

$$M_{1'2'} = \frac{C_{12}}{C} - \frac{L_{12}}{L} \frac{1}{1 - \left(\frac{L_{12}}{L}\right)^2} \approx \frac{C_{12}}{C} - \frac{L_{12}}{L} = k_e - k_m \quad (57)$$

que é o mesmo resultado obtido no APÊNDICE A para ressoadores sincronamente acoplados em uma banda estreita.

Para o caso geral, expressões grandes e complexas podem ser obtidas para $M_{1'2'}$. Portanto, com o intuito de fornecer uma visualização do comportamento de $M_{1'2'}$ quando houver acoplamento misto entre todos os ressoadores na Figura 46, é plotada a Figura 47 onde os termos k_{e14} e k_{m14} são os coeficientes de acoplamento elétrico e magnético entre os elementos 1 e 4 definidos, respectivamente, por $k_{e14} = C'_m/\sqrt{CC'}$ e $k_{m14} = L'_m/\sqrt{LL'}$.

Figura 47 - Coeficiente de acoplamento $M_{1'2'}$ versus k_{e14} e k_{m14} .



Fonte: O Autor (2020).

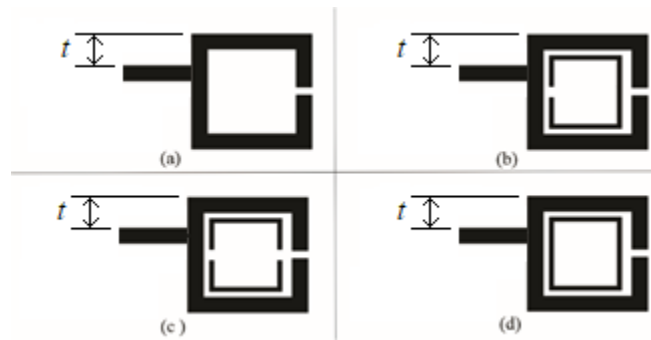
Ainda com relação a Figura 47, foi levando em conta que $L_m = k_m L$, $C_m = k_e C$, $L''_m = k_{m13} \sqrt{LL'}$, $C''_m = k_{e13} \sqrt{CC'}$, $L^*_m = k_{m34} L'$, $C^*_m = k_{e34} C'$ tomando $k_m=0.0005$, $k_e=0.0067$, $k_{m13}=0.0001$, $k_{e13}=0.0017$, $k_{m34}=0$ e $k_{e34}=0$, de modo a simular uma típica situação de acoplamento predominantemente elétrico.

Para esse caso, é possível ver que $M_{1'2'}$ pode aumentar ou diminuir à medida que variamos k_{e14} e k_{m14} . Particularmente, quando aumentamos k_{e14} e mantemos o k_{m14} pequeno, o valor de $M_{1'2'}$ diminui. Como essa diminuição do acoplamento também foi observada na Figura 41, podemos especular que na situação mostrada na Figura 40b é verdade que $k_{e14} \gg k_{m14}$. Uma abordagem semelhante pode ser conduzida para os casos de acoplamentos predominantemente magnéticos e mistos, levando à conclusão de que valores não nulos para k_{e14} , k_{m14} , k_{e13} e k_{m13} estão por trás do decréscimo do acoplamento observado nas Figuras 41, 43 e 45.

3.1.1.3 Análise da variação de Q_{ei} e Q_{eo}

Para avaliar o efeito que a adição de malhas ressonantes menores dentro de malhas ressonantes maiores tem nos fatores de qualidade externos do filtro (Q_{ei} e Q_{eo}), são utilizados os modelos mostrados na Figura 48.

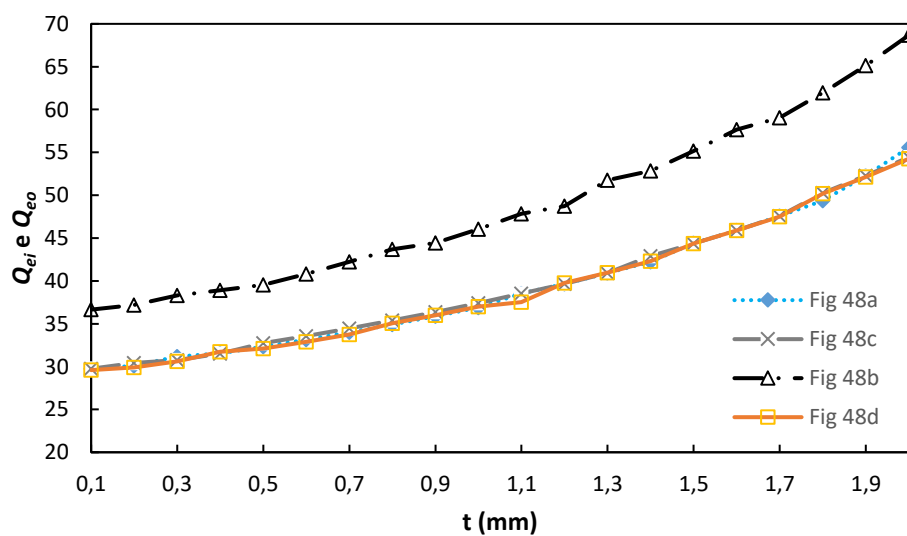
Figura 48 - Estruturas usadas para a extração de fatores de qualidade externos.



Fonte: O Autor (2020).

Desse modo, seguindo a metodologia apresentada na seção 2.3.2 para a determinação dos fatores de qualidade externos a partir de simulações, na Figura 49 é ilustrada o quanto essa quantidade varia em função do parâmetro “ t ”, para as quatro situações da Figura 48.

Figura 49 - Fatores de qualidade externos das estruturas da Figura 48.



Fonte: O Autor (2020).

Ainda com relação a Figura 49, é importante destacar que as simulações foram feitas desconsiderando a presença de perdas. Agora, para justificar os efeitos observados nesta seção, aproximamos uma dada estrutura da Figura 48 pelo circuito da Figura A1b do ANEXO A, considerando os elementos e grandezas com índice “ t ” sendo relativos as malhas ressonantes maiores e aqueles com índice “ j ” sendo relativos as malhas ressonantes menores. Desse modo, impondo que $i_j=0$, ao solucionar um sistema linear de quatro equações, é possível obter as correntes que passam pelos indutores (i.e., i_{Lt} e i_{Lj}) e a tensão sobre o capacitor C_j (i.e., v_j) em função da tensão v_t . Como o fator de qualidade externo do ressonador é igual ao seu fator de qualidade descarregado (devido à ausência de perdas), este pode ser dado por [8, p. 101]

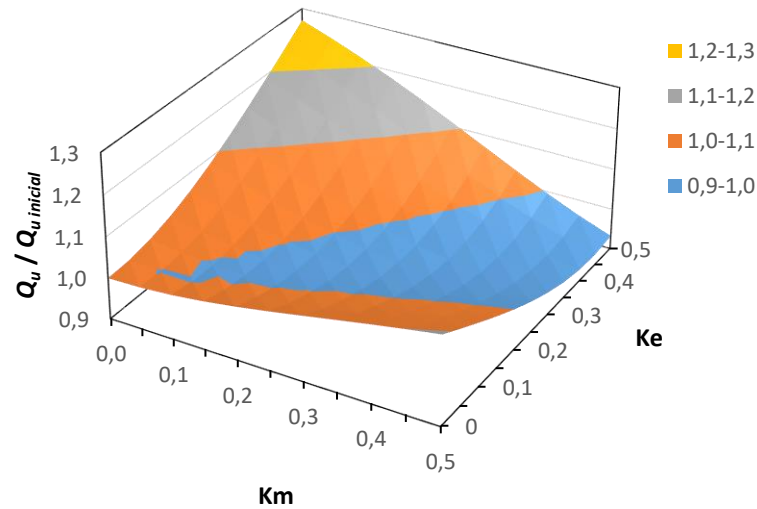
$$Q_u = \omega \frac{\text{Energia média armazenada no ressonador}}{\text{Potência média perdida no ressonador}} = \omega \frac{W_e + W_m}{\frac{1}{2} G v_t^2}, \text{ onde}$$

$$W_e = \frac{1}{4} C_t v_t^2 + \frac{1}{4} C_j v_j^2 - \frac{1}{2} C_{tj} v_t v_j, \text{ e}$$

$$W_m = \frac{1}{4} L_t i_t^2 + \frac{1}{4} L_j i_j^2 + \frac{1}{2} L_{tj} i_t i_j. \quad (58)$$

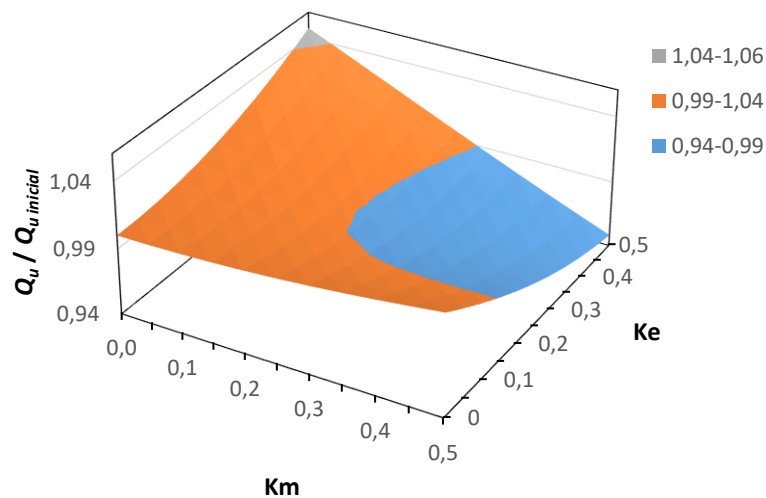
Assim ao se utilizar as definições dadas nas expressões (51) e se fazer $\omega=\omega_1$, onde ω_1 é dado pela expressão (53), é possível obter uma expressão de $Q_u / Q_{u \text{ inicial}}$ em função ω_{01} , ω_{02} , k_e , k_m , onde $Q_{u \text{ inicial}}$ é o valor de Q_u para a malha externa, antes da adição da malha interna. Como essa expressão fica bastante grande, nas Figura 50 e Figura 51 são mostradas como estas se comportam nos casos em que $\omega_{01} = 2.65\text{GHz}$ e $\omega_{02} = 4.15\text{GHz}$ (situação em que o ressonador é o representado pela Figura 48b) e $\omega_{01} = 2.65\text{GHz}$ e $\omega_{02} = 8.00\text{GHz}$ (situação em que o ressonador é o representado pela Figura 48d).

Figura 50 - Variação do fator de qualidade para $\omega_{01} = 2.65GHz$ e $\omega_{02} = 4.15GHz$.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 51 - Variação do fator de qualidade para $\omega_{01} = 2.65GHz$ e $\omega_{02} = 8.00GHz$.



Fonte: O Autor (2020).

A partir das Figura 50 e Figura 51 fica claro que, para um mesmo conjunto de valores de k_m e k_e , a variação do fator de qualidade é menor quando $\omega_{02} = 8.00GHz$, em comparação ao caso em que $\omega_{02} = 4.15GHz$. Também é possível observar que: a) $Q_u / Q_u inicial$ diminui se k_m e k_e aumentam simultaneamente; e b) $Q_u / Q_u inicial$ aumenta se $k_m \gg k_e$ ou $k_m \ll k_e$, onde o aumento é maior quando $k_m \ll k_e$. Tendo isso em mente e observando o gráfico da Figura 49,

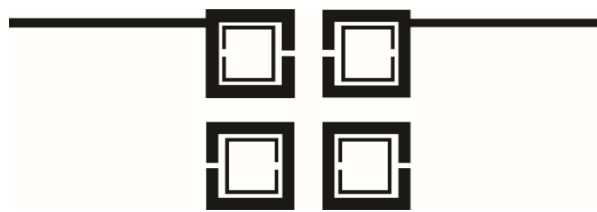
é possível concluir que: a) para os casos das Figura 48c e Figura 48d tem-se $k_m \approx k_e < k$; e b) para o casos da Figura 48b tem-se $k_m \gg k_e$ ou $k_m \ll k_e$.

Finalmente os valores de k_m e k_e são possíveis de serem obtidos observado que tanto $Q_u / Q_{u \text{ inicial}}$ quanto a frequência natural de ressonância estão em função ω_{01} , ω_{02} , k_e , k_m . Por exemplo, para o caso da Figura 48b, é possível calcular a partir da Figura 49 que $Q_u / Q_{u \text{ inicial}} \approx 1.23$. Como para este caso a frequência natural de ressonância (ω_1) é 2.53GHz (ver seção 3.1.1.1), podemos utilizar a expressão (53) e a expressão que coloca $Q_u / Q_{u \text{ inicial}}$ em função ω_{01} , ω_{02} , k_e , k_m para formar um sistema não linear de duas equações e duas variáveis. Quando esse sistema é numericamente resolvido (sabendo que $\omega_{01} = 2.65\text{GHz}$ e $\omega_{02} = 4.15\text{GHz}$), é possível encontrar que $k_e=0.4764$, $k_m=0.0391$. De modo similar, para o caso da Figura 48d (onde $Q_u / Q_{u \text{ inicial}} \approx 0.99$, $\omega_1= 2.69\text{GHz}$, $\omega_{01} = 2.65\text{GHz}$ e $\omega_{02} = 8.00\text{GHz}$) é possível encontrar que $k_e=0.2635$, $k_m=0.2256$. Como pode ser notado, este resultado oferece uma forma de calcular o acoplamento magnético e acoplamento elétrico existente dois ressoadores.

3.1.1.4 Nova técnica

Os resultados teóricos obtidos nas seções passadas, sugerem a criação de uma nova técnica para tornar reconfigurável os filtros de malha aberta já conhecidos. Essa técnica é baseada na adição de estruturas ressonantes, de maneira que a estrutura final do filtro tenha aparência semelhante à da Figura 52.

Figura 52 - Exemplo de topologia do filtro proposto.



Fonte: O Autor (2020).

Para implementá-la é necessário, em mais detalhes:

- 1) Projetar inicialmente o filtro em malha aberta para uma dada resposta desejada usando as técnicas mostradas na seção 2.4;
- 2) Adicionar estruturas ressonantes internas para que o filtro tenha ressoadores semelhantes aos mostrados na Figura 36b; e

3) Realizar ajustes dimensionais na estrutura adicionada para que a frequência de ressonância assuma o valor desejado.

Em relação à etapa 1, é importante que o protótipo inicial tenha baixa perda de retorno, pois com o deslocamento da frequência, a resposta do filtro distorce e essa grandeza aumenta. Em relação à etapa 2, sugere-se adicionar malhas com largura compatível com os diodos PIN existentes, onde tipicamente $0,4\text{ mm}$ é um bom valor. Em relação à etapa 3, o ajuste pode ser feito encontrando valores para d_1 , d_2 , d_3 e d_4 (ver Figura 36) que produzem a mudança de frequência desejada, uma vez que esses parâmetros afetam os acoplamentos elétrico (k_e) e magnético (k_m) entre ressoadores internos e ressoadores originais. Em geral, quanto menor o valor dessas dimensões, maior a interação eletromagnética. Assim, do que foi visto na seção 3.1.1.1, nesses casos, existiria a variação da frequência de ressonância. Uma boa opção é usar valores tais que $d_2 = d_3 = d_4 < d_1$, em que d_1 varia até que a frequência de ressonância desejada seja atingida.

É importante ressaltar que a adição de malhas internas bipartidas (Figura 36d) pode criar também uma pequena mudança na frequência de ressonância. Para minimizar esse efeito, podem ser usadas linhas com largura de 3 a 4 vezes menor que a largura dos loops principais. Outra abordagem poderia ser fazer o projeto inicial considerando essas novas estruturas.

Finalmente, a técnica proposta possui algumas limitações, cujo são listadas abaixo:

- 1) Quando a mudança de frequência for muito grande, haverá uma degradação da resposta do filtro, como um aumento na perda de retorno ou diminuição da largura de banda. Isso acontece porque as mesmas interações eletromagnéticas que as causam, alteram os valores de M_{ij} , Q_{ei} e Q_{eo} de forma indesejada, conforme mostrado nas seções 3.1.1.2 e 3.1.1.3. Assim, a faixa de frequência total do dispositivo é limitada a uma faixa que respeita os critérios de projeto; e
- 2) Os filtros que usam essa técnica terão apenas duas bandas se forem usados diodos PIN.

4 APLICAÇÃO DA NOVA TÉCNICA PARA CASOS PRÁTICOS

Nesse capítulo são mostrados exemplos de como a técnica proposta na seção 3.1.1.4 pode ser usada para o projeto de filtros reconfiguráveis com aplicações em redes 4G, 5G e IoT. Para tal, foram projetados três protótipos de filtros dos quais dois foram fabricados e medidos, onde foi possível verificar o comportamento previsto em simulação.

4.1 APLICAÇÃO EM 4G

No Brasil as redes de 4G adotam predominantemente o padrão LTE (acrônimo de *Long Term Evolution*, em português Evolução de Longo Prazo). Os sistemas LTE suportam tanto pares de canais separados para transmissão e recepção (em inglês, *frequency division duplex – FDD*), quanto canais usados ao mesmo tempo para transmissão e recepção (em inglês, *time division duplex – TDD*). Apesar de existirem várias bandas de frequência para essa tecnologia (ver tabela 5.1-1 de Bandas de operação E-UTRA da especificação em [47]). Atualmente no Brasil existem três bandas diferentes destinadas ao 4G [48], sendo estas dadas a seguir.

Tabela 1 - Bandas LTE FDD adotadas no Brasil

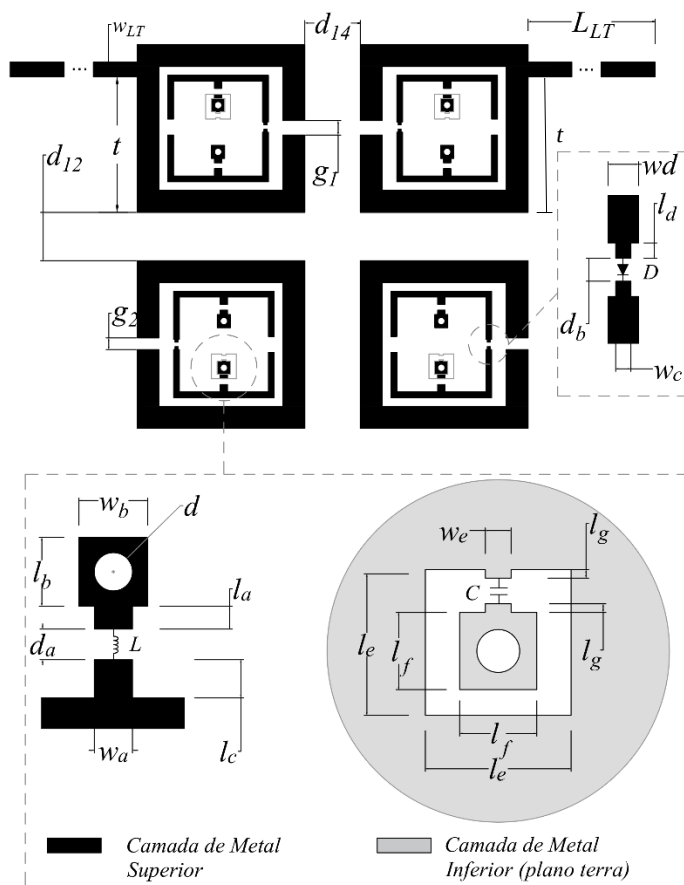
Banda	Up-link (MHz)	Down-link (MHz)	Largura de Banda (MHz)
3	1710-1785	1805-1880	75
7	2500-2570	2620-2690	70
28	703 – 748	758 – 803	90

Fonte: O Autor (2020).

*usando informações de [47] e [48].

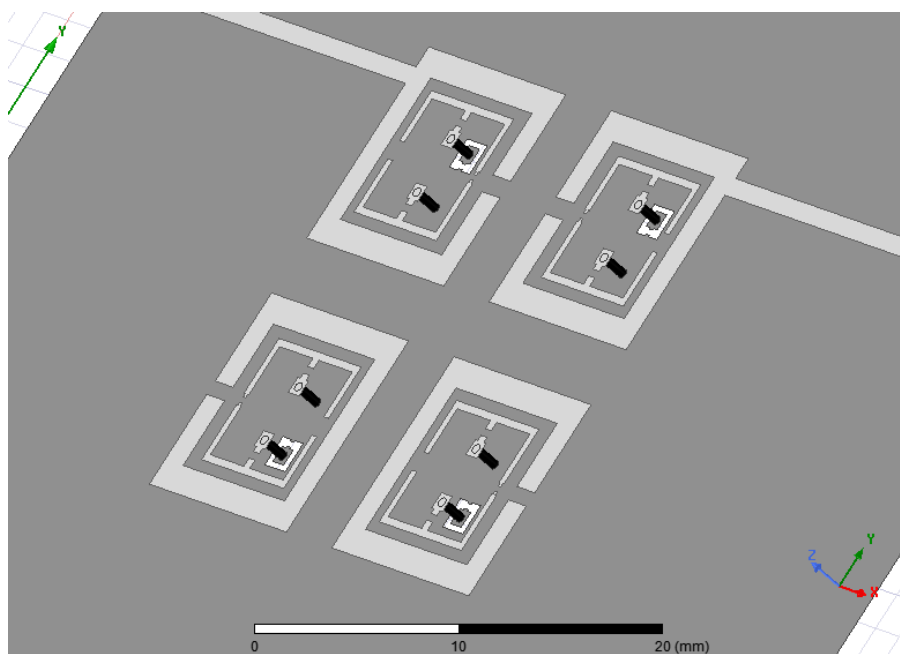
Com o intuito de demonstrar a eficácia da técnica proposta neste trabalho, a seguir é proposto um filtro reconfigurável em frequência, implementado em microfita, e aplicável a redes 4G da banda 7. Sua forma geométrica é mostrada na Figura 53 e Figura 54, onde $L_{LT}=25,9\text{ mm}$, $w_{LT}=g_1=1,0\text{ mm}$, $g_2=0,8\text{ mm}$, $t=9,3\text{ mm}$, $d_{12}=3,3\text{ mm}$, $d_{14}=3,8\text{ mm}$, $w_c=l_d=0,2\text{ mm}$, $l_b=l_f=w_b=0,9\text{ mm}$, $l_a=d_b=w_e=0,3\text{ mm}$, $d_a=w_d=0,4\text{ mm}$, $w_a=l_c=d=0,5\text{ mm}$, $l_e=1,7\text{ mm}$, $l_g=0,1\text{ mm}$, e as malhas maiores e substrato são idênticos aos da Seção 3.1.1.1, com adição de perda de 0,0012.

Figura 53 - Vista frontal do filtro 4G.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 54 - Visão 3D do filtro 4G.



Fonte: O Autor (2020).

Em relação às Figura 53 e Figura 54, as malhas ressonantes menores são divididas ao meio e eletricamente interligadas por meio de diodos PIN do tipo MACOM MA4AGP907. Para a polarização desses diodos, uma corrente DC deve fluir pelas *vias holes* e os indutores choque do tipo MURATA LQW15AN56NH00 ($L=56nH$). Dessa forma, existem duas *vias holes* para cada ressoador, uma das quais se conecta diretamente ao plano de terra e a outra se conecta a um plano isolado, ligado ao plano de terra através do capacitor GRM033R61A333KE84 ($C=33nF$).

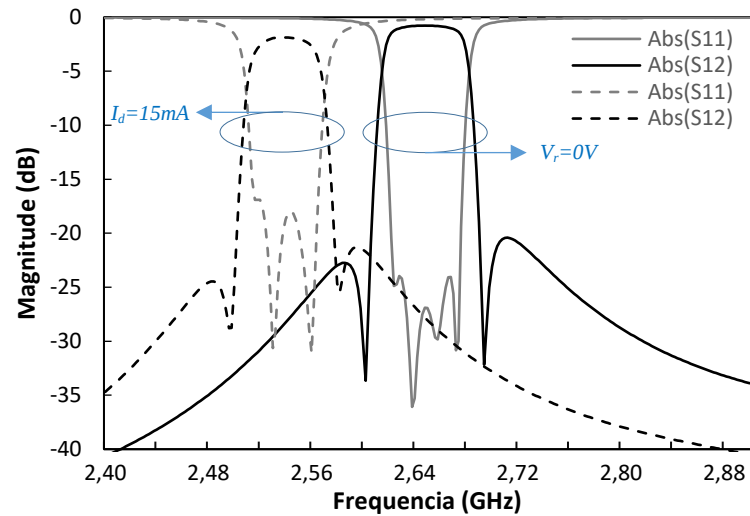
Os diodos PIN atuam como interruptores. Quando são polarizados diretamente, os ressoadores do filtro são eletricamente semelhantes ao ressoador mostrado na Figura 36b. Da mesma forma, quando os diodos são polarizados reversamente, os ressoadores do filtro são eletricamente semelhantes aos ressoadores na Figura 36d. Finalmente, a função dos indutores é isolar os sinais RF das malhas ressonantes menores do circuito de alimentação DC de polarização. Já os capacitores têm a função de atenuar os efeitos da fonte DC no circuito RF, ao aterrar os sinais de RF restantes que não são bloqueados pelos indutores.

Assim como no caso dos diodos PIN, existem duas formas de modelar estes componentes. A primeira pode ser baseada na obtenção de um circuito de elementos concentrados representativos desses componentes para a faixa de frequência desejada. A segunda pode ser por meio de arquivos *Touchstone* (.s2p)¹⁸, o qual pode ser obtido do fabricante. A vantagem de usar o formato de arquivo *Touchstone* do fabricante é que este incluiu o efeito parasita da embalagem. Assim, a última opção foi adotada na simulação do filtro reconfigurável.

Usando um simulador eletromagnético de onda completa em conjunto com os modelos *Touchstone* dos componentes eletrônicos D , L e C , é possível notar na Figura 55 e Figura 56 que quando os diodos são polarizados diretamente ($I_d=15mA$), o filtro tem uma frequência central simulada de 2,538 GHz. Quando os diodos são polarizados reversamente ($V_r=0V$), o filtro tem uma frequência central simulada de 2,65 GHz.

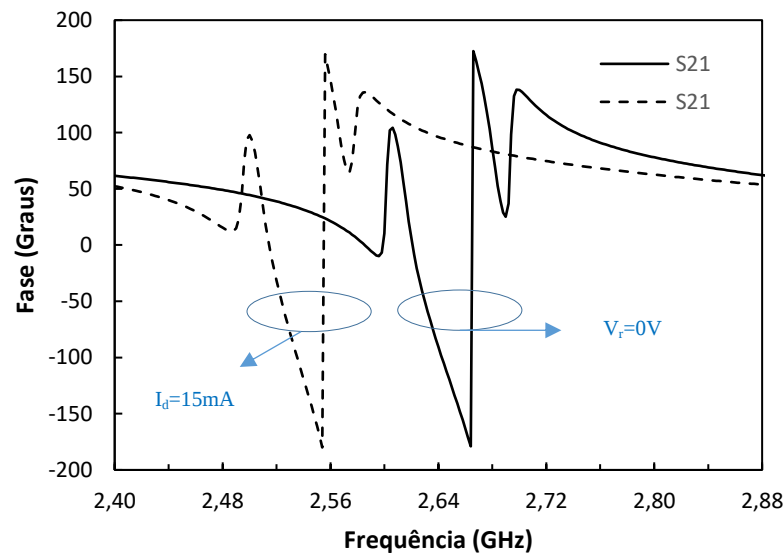
¹⁸ Um arquivo *Touchstone* (também conhecido como arquivo SnP) é um arquivo de texto ASCII usado para documentar dados de dispositivos ativos ou passivos com “n” portas. Por exemplo arquivos com extensão .s2p cotem os parâmetros de espalhamento de uma rede de duas portas.

Figura 55 – Simulação de magnitude dos parâmetros S do Filtro 4G.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 56 – Simulação de fase do parâmetro S_{21} do Filtro 4G.



Fonte: O Autor (2020).

Como esperado, a variação de frequência observada no filtro é praticamente a mesma observada no caso dos circuitos abertos nas Figura 36d e 36b, uma vez que as dimensões físicas dos circuitos nas duas situações são as mesmas. Além disso, deve-se notar que, embora a característica de reconfiguração tenha sido obtida, há um aumento notável na perda de retorno com a adição de laços internos ao filtro, além de uma leve diminuição da largura de banda (BW). Esse efeito ocorre devido à alteração nos elementos de acoplamento M_{ij} e fatores de qualidade externos causados pela adição destas malhas menores. Dessa forma, os filtros de

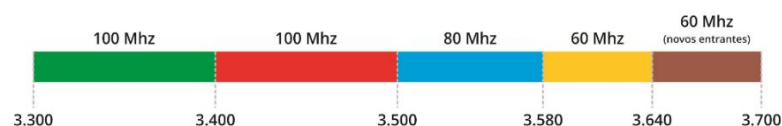
malha aberta devem ser projetados inicialmente para ter uma perda de retorno baixa o suficiente de modo esta não aumentar para níveis proibitivos com a adição das malhas ressonantes menores.

Finalmente, com relação a reposta da fase de S_{21} , é possível ver que essa pouco se altera com a mudança da frequência de ressonância do filtro. Isto se deve ao fato de que a reposta em frequência do filtro, conforme justificado na seção 3.1.1, não se altera em forma mas muda de frequência central sempre que a frequência dos elementos ressonantes mudarem e M_{ij} for aproximadamente constante.

4.2 APLICAÇÃO EM 5G

O 5G é o novo padrão global para redes sem fio. Essa tecnologia que só no Brasil promete gerar mais de R\$ 5,5 trilhões de reais até 2035 [49], é revolucionária pois foi projetada para conectar todos e tudo, inclusive máquinas, objetos e dispositivos. Para se ter ideia, o 5G pode suportar mais de um milhão de dispositivos conectados por quilômetro quadrado, enquanto que o 4G suposta pouco mais de 100.000 [50]. Também em comparação com o 4G, o 5G fornece velocidades mais altas, menor latência, além de mais confiabilidade. Uma nova tecnologia de acesso de rádio (do inglês, *Radio Access Technology – RAT*) que foi desenvolvida pela organização internacional de padronização 3GPP para ser aplicável ao 5G, é a 5G NR [51]. O 5G NR basicamente inclui duas faixas de frequências, a FR1 (*Frequency Range 1*) que inclui bandas de frequências abaixo de 6GHz, e a FR2 (*Frequency Range 2*) que inclui bandas na faixa de ondas milimétricas acima de 24GHz. No Brasil, as bandas a serem utilizadas para o 5G foram definidas pela ANATEL por meio da aprovação [52] do edital do chamado leilão do 5G que deverá ocorrer em 2021 [53]. Uma das bandas aprovadas que deverá ser licitadas é a banda de 3,5GHz esquematizada na figura abaixo.

Figura 57 - Frequências para 5G a serem licitadas.

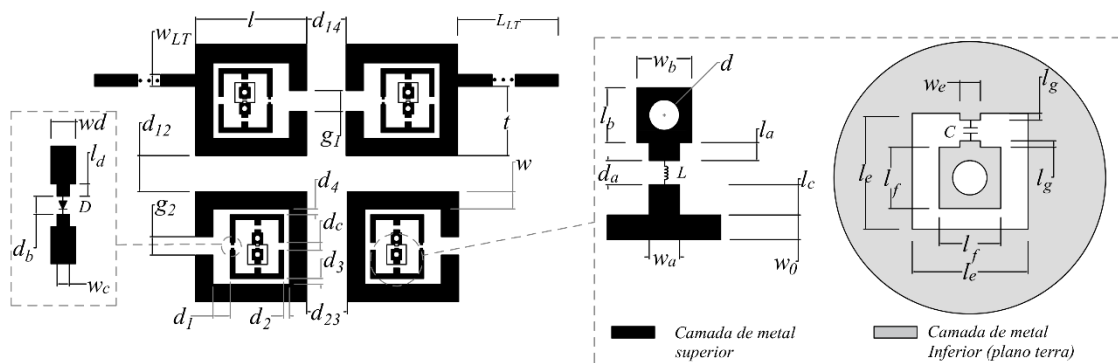


Fonte: [54].

Assim, com o objetivo de aplicar a técnica proposta neste trabalho para o projeto de filtros reconfiguráveis para banda 5G, na Figura 58 é apresentado um filtro que pode operar

em duas bandas, onde uma vai de 3.3GHz a 3.4GHz e a outra de 3.4GHz a 3.5GHz. Este filtro, cujo visão 3D é mostrada na Figura 59, tem as seguintes dimensões $l = 9,6 \text{ mm}$, $w = 1,5 \text{ mm}$, $d_1 = 1,5 \text{ mm}$, $d_2 = d_3 = d_4 = 0,5 \text{ mm}$, $w_0 = 0,4$, $w_{LT}=1,0 \text{ mm}$, $L_{LT}=27,9 \text{ mm}$, $g_1=1,8\text{mm}$, $g_2=1,6 \text{ mm}$, $t=6 \text{ mm}$, $d_{12}=3,1 \text{ mm}$, $d_{14}=3,4$, $d_{23}=3,5 \text{ mm}$, $w_c=l_d=0,2 \text{ mm}$, $l_b= l_f= w_b= 0,9 \text{ mm}$, $l_a= d_b= w_e= 0,3 \text{ mm}$, $d_a=w_d=0,4 \text{ mm}$, $d_c=0,7 \text{ mm}$, $w_a=l_c=d=0,5 \text{ mm}$, $l_e=1,7 \text{ mm}$, $l_g=0,1 \text{ mm}$, e usa o mesmo substrato e componentes (diodos, indutores e capacitores) do filtro 4G.

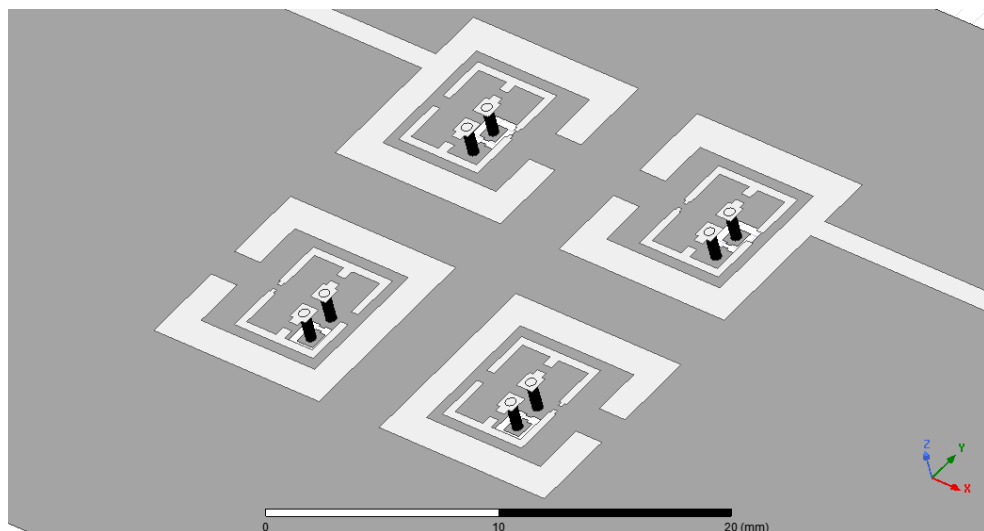
Figura 58 - Vista frontal do filtro 5G.



Fonte: O Autor (2020).

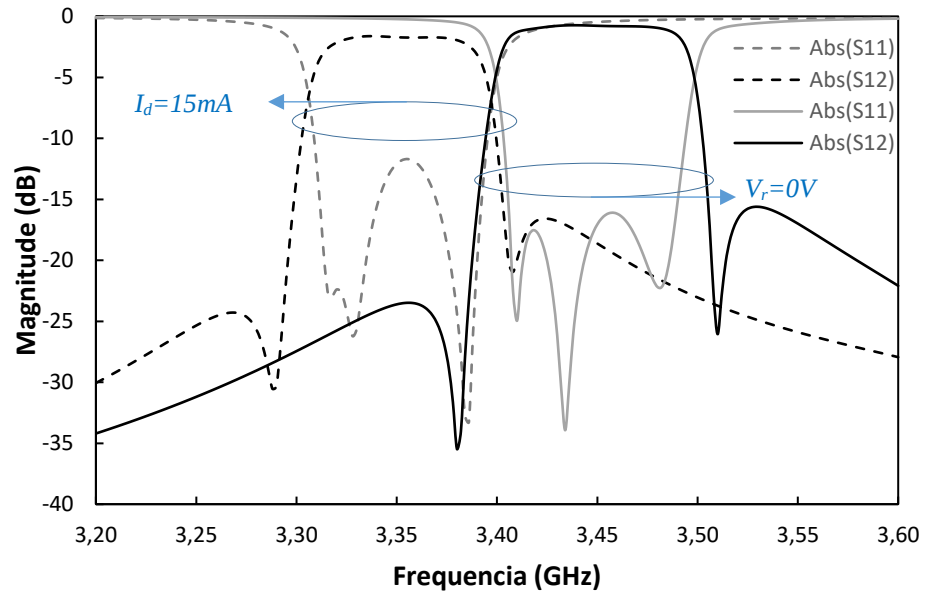
O funcionamento do filtro 5G é similar ao filtro 4G. Assim, fazendo a simulação levando em consideração os modelos *Touchstone* dos componentes eletrônicos D , L e C , é possível notar nas Figura 60 e Figura 61 que quando os diodos são polarizados diretamente ($I_d=15\text{mA}$), o filtro tem uma frequência central simulada de 3,35 GHz. Quando os diodos são polarizados reversamente ($V_r=0\text{V}$), o filtro tem uma frequência central simulada de 3,45 GHz.

Figura 59 - Visão 3D do filtro 5G.



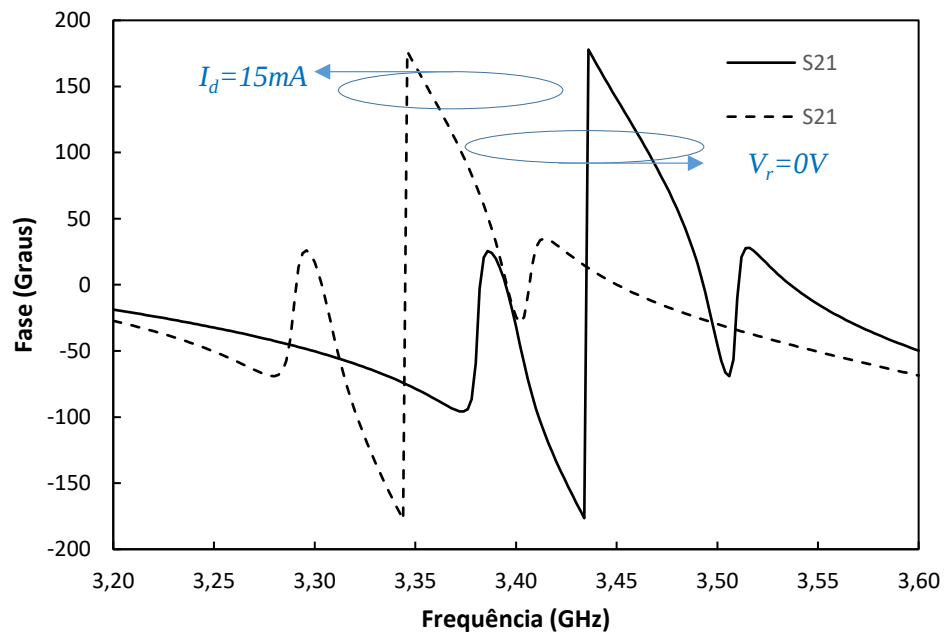
Fonte: O Autor (2020).

Figura 60 – Simulação de magnitude dos parâmetros S do Filtro 5G.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 61 – Simulação de fase do parâmetro S₂₁ do Filtro 5G.



Fonte: O Autor (2020).

Observa-se da *Figura 61* que a resposta da fase de S₂₁ pouco se altera com a mudança da frequência de ressonância do filtro, conforme já observado e justificado no caso do filtro 4G.

4.3 APLICAÇÃO EM INTERNET DAS COISAS

A Internet das Coisas é um novo conceito de rede que possibilita que objetos do dia-a-dia se conectem à internet. A conexão entre as “coisas” permitirá, por exemplo, a otimização e automação de processos levando a uma grande transformação na vida nas cidades e da indústria.

Em outubro de 2017 o Ministério de Ciência, Tecnologia, Inovação e Comunicação lançou um relatório do plano de ação para inserção da IoT no Brasil [55]. Posteriormente, em junho de 2019, o governo federal publicou um decreto que institui o Plano Nacional de Internet das Coisas [56], estabelecendo que os setores de saúde, cidades, rural e industrial teriam prioridade para receber investimentos para aplicações de soluções IoT. Para atender à crescente demanda global por uma Internet das Coisas com conectividade confiável, a 3GPP desenvolveu a IoT de banda estreita (NB-IoT) e o LTE para comunicações Machine Type (LTE-M) [57]. Especificamente com relação a tecnologia NB-IoT, esta foi projetada para prover a conexão de “coisas” de baixa complexibilidade, caracterizadas por baixo custo, pequena taxa de dados e longa duração da bateria [58]. Como esta rede possui diversas bandas de frequências (para maiores detalhes ver [59]), nesta seção escolhermos a banda B12 (*Tabela 2*) para o projeto de um filtro reconfigurável aplicando a IoT.

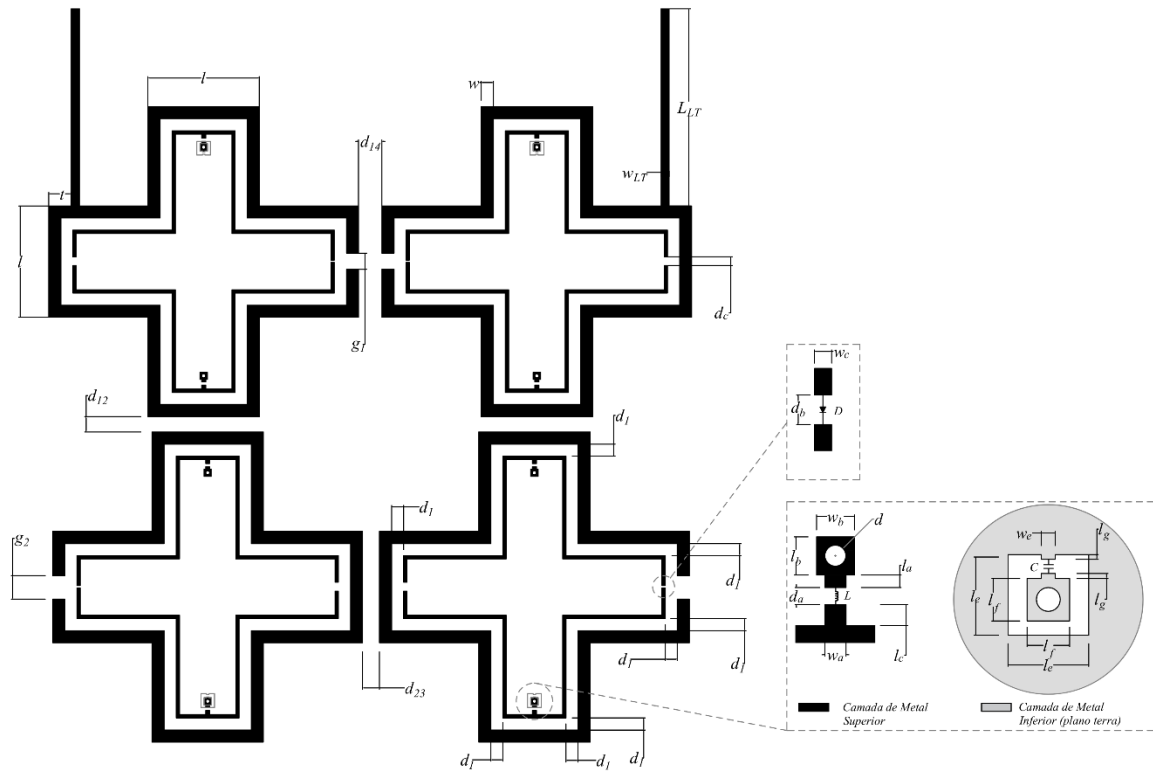
Tabela 2- Banda de frequencia B12.

Banda NB	Banda de Up-Link	Banda de Down-Link
B12	699MHz-716MHz	729MHz-746MHz

Fonte: [59].

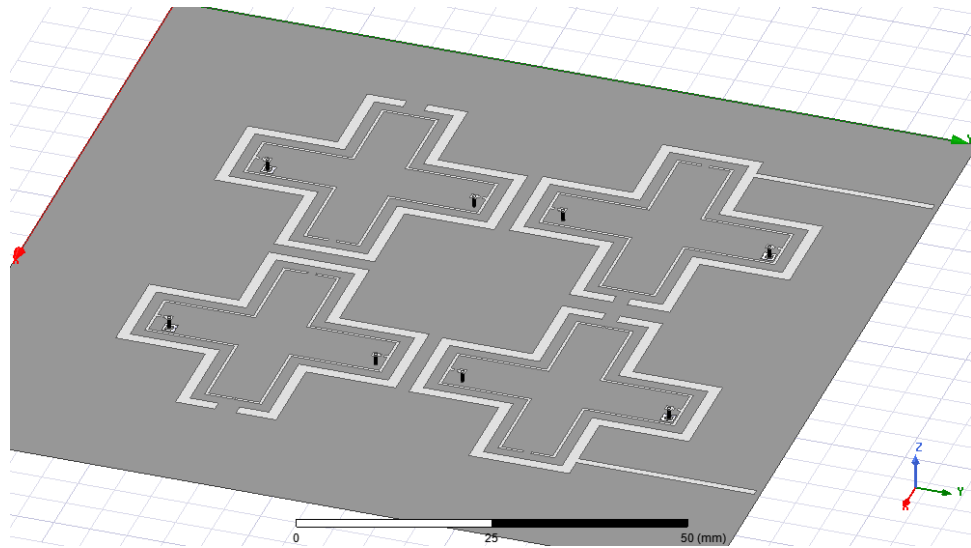
Assim, nas Figura 62 e 63 é mostrado o layout de um filtro reconfigurável capaz de operar nas duas bandas mostradas na Tabela 2. Quando os diodos estão reversamente polarizados ($V_r = -1V$), o filtro terá frequência central simulada de 736,5MHz. Já quando estes estão polarizados com uma corrente de 20 mA, sua frequência central simulada é de 711,2MHz.

Figura 62 - Vista frontal do filtro IoT.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 63 - Visão 3D do filtro IoT.



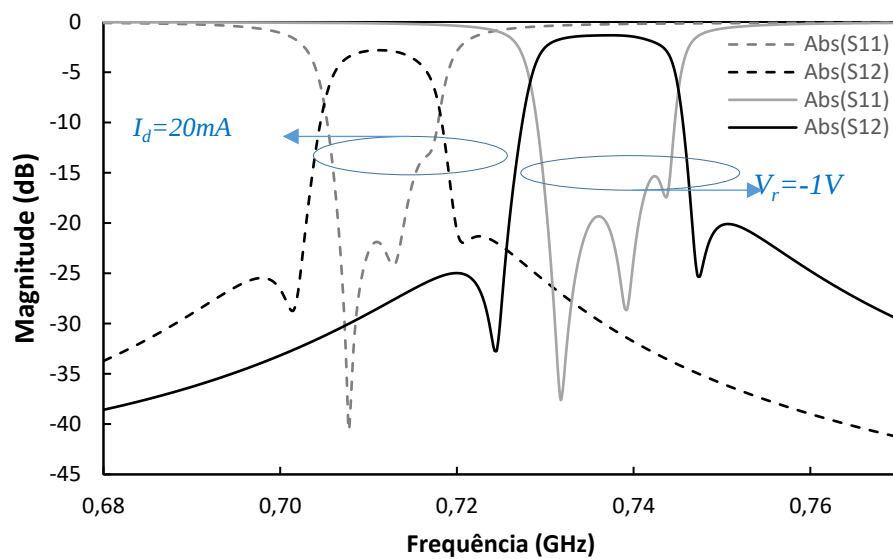
Fonte: O Autor (2020).

Com relação a Figura 62 e 63 são usadas as seguintes dimensões: $l = 13,8 \text{ mm}$, $w = d_1 = 1,5 \text{ mm}$, $w_{LT} = 1,0 \text{ mm}$, $L_{LT} = 24,4 \text{ mm}$, $g_1 = 2,0 \text{ mm}$, $g_2 = 2,9 \text{ mm}$, $t = 2,8 \text{ mm}$, $d_{12} = 1,9 \text{ mm}$, $d_{14} = 3,4 \text{ mm}$, $d_{23} = 2,1 \text{ mm}$, $w_c = 0,4 \text{ mm}$, $l_b = l_f = w_b = 0,9 \text{ mm}$, $l_a = d_b = w_e = 0,3 \text{ mm}$, $d_a = 0,4 \text{ mm}$,

$d_c = 1,1 \text{ mm}$, $w_a = l_c = d = 0,5 \text{ mm}$, $l_e = 1,7 \text{ mm}$, $l_g = 0,1 \text{ mm}$. O Plano terra e o substrato são os mesmos já adotados nos outros exemplos, porém os indutores choque e diodos PIN são diferentes. Enquanto que os indutores são do tipo LQG15HZR18G02 ($L = 180 \text{ nH}$), os diodos PIN são do tipo Skyworks SMP1340-040.

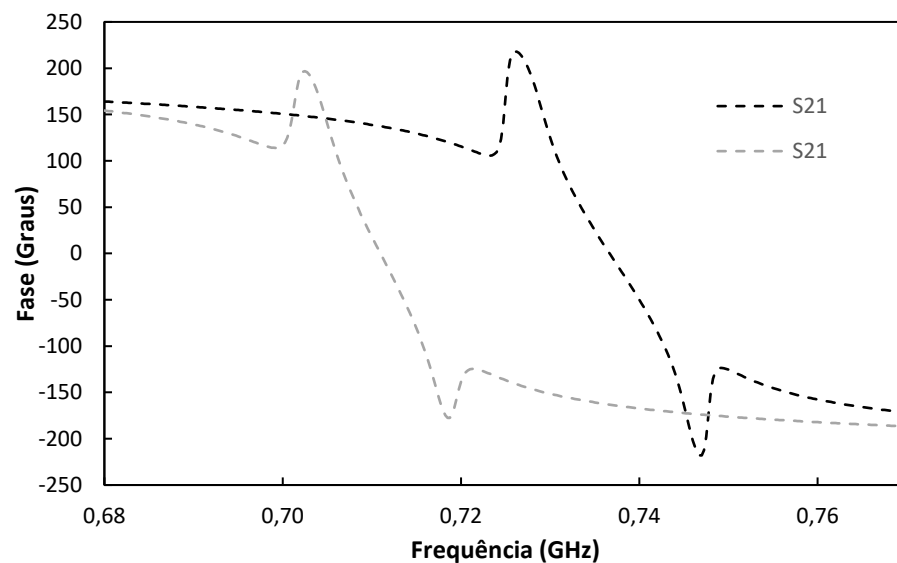
A resposta em frequência do filtro é mostrada nas Figura 64 e Figura 65, onde o mesmo comportamento dos filtros 4G e 5G são observados com a diminuição da frequência central.

Figura 64 – Simulação de magnitude dos parâmetros S do Filtro IoT.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 65– Simulação de fase do parâmetro S_{21} do Filtro IoT.



Fonte: O Autor (2020).

4.4 VARIAÇÃO DA LARGURA DE BANDA FRACIONÁRIA

Além do aumento na perda de retorno, é possível notar nas Figura 55, Figura 60 e Figura 64 que também existe uma diminuição da largura de banda de 3dB (BW) dos filtros 4G, 5G e IoT (principalmente o IoT), quando os diodos das malhas internas são polarizados diretamente. Essa observação é resumida na tabela a seguir, onde a diferença entre o caso de polarização reversa e o caso teórico são devidos a limitações de precisão inerentes ao próprio método de projeto (e ajuste) dos filtros.

Tabela 3- Largura de banda dos filtros 4G, 5G e IoT.

	Largura de Banda (BW) e Largura de banda fracionária (FBW)		
	Polarização direta	Polarização reversa	Ideal (teórico)
Filtro 4G	55,0MHz/2,1664%	64,9MHz/2,4510%	70,0MHz/2,7616%/2,6368%
Filtro 5G	84,9MHz/2,5330%	95,5MHz/2,7691%	100MHz/2,9854%/2.8989%
Filtro IoT	11,5MHz/1,6231%	15,9MHz/2,1603%	17,0MHz/2.4030%/2.3052%

Fonte: O Autor (2020).

Conforme será explicado, a diminuição de BW é consequência da diminuição de M_{ij} e aumento de Q_{ei} e Q_{eo} . Para se ter uma ideia mais quantitativa, é mostrada nas tabelas a seguir, a matriz de acoplamento e fatores de qualidade ideais (id) e extraídos (ex) para cada filtro projetado nas situações de polarização direta e reversa dos diodos PIN.

Tabela 4- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro 4G, Polarização Reversa.

Mik	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$
$i=1$	$0,0050-j0,0011$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0187$ (ex) $0,0183$ (id)	$0,0000$ (ex) $0,0000$ (id)	$-0,0067$ (ex) $-0,0065$ (id)
$i=2$	$0,0187$ (ex) $0,0183$ (id)	$0,0052-j0,0011$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0175$ (ex) $0,0179$ (id)	$0,0000$ (ex) $0,0000$ (id)
$i=3$	$0,0000$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0175$ (ex) $0,0179$ (id)	$0,0055-j0,0010$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0187$ (ex) $0,0183$ (id)
$i=4$	$-0,0067$ (ex) $-0,0065$ (id)	$0,0000$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0187$ (ex) $0,0183$ (id)	$0,0048-j0,0011$ (ex) $0,0000$ (id)
$Q1$	$39,0937$ (ex) $43,9036$ (id)		$Q2$	$39,3198$ (ex) $43,9036$ (id)

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 5- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro 4G, Polarização Direta.

Mik	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$
$i=1$	$0,0885-j0,0023$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0173$ (ex) $0,0192$ (id)	$0,0000$ (ex) $0,0000$ (id)	$-0,0060$ (ex) $-0,0068$ (id)

$i=2$	$0,0173(ex)$ $0,0192(id)$	$0,0909-j0,0024 (ex)$ $0,0000(id)$	$0,0161(ex)$ $0,0188(id)$	$0,0002(ex)$ $0,0000 (id)$
$i=3$	$0,0000(ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0161(ex)$ $0,0188(id)$	$0,0910-j0,0023 (ex)$ $0,0000(id)$	$0,0173(ex)$ $0,0192 (id)$
$i=4$	$-0,0060(ex)$ $-0,0068 (id)$	$0,0002(ex)$ $0,0000(id)$	$0,0173(ex)$ $0,0192(id)$	$0,0883-j0,0024 (ex)$ $0,0000 (id)$
$Q1$	$47,0814(ex)$ $41,9189(id)$		$Q2$	$47,0528(ex)$ $41,9189(id)$

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 6- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro 5G, Polarização Reversa.

Mik	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$
$i=1$	$-0,0028-j0,0011 (ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0205(ex)$ $0,0201(id)$	$0,0000(ex)$ $0,0000(id)$	$-0,0085(ex)$ $-0,0072(id)$
$i=2$	$0,0205(ex)$ $0,0201(id)$	$0,0022-j0,0011 (ex)$ $0,0000(id)$	$0,0196(ex)$ $0,0197 (id)$	$0,0026(ex)$ $0,0000 (id)$
$i=3$	$0,0000(ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0196(ex)$ $0,0197(id)$	$-0,0035-j0,0009 (ex)$ $0,0000(id)$	$0,0203(ex)$ $0,0201(id)$
$i=4$	$-0,0085(ex)$ $-0,0072(id)$	$0,0026(ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0203(ex)$ $0,0201(id)$	$-0,0022-j0,0011 (ex)$ $0,0000 (id)$
$Q1$	$39,6988(ex)$ $39,9342(id)$		$Q2$	$39,2863(ex)$ $39,9342(id)$

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 7- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro 5G, Polarização Direta.

Mik	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$
$i=1$	$0,0562-j0,0021 (ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0193(ex)$ $0,0207(id)$	$0,0000(ex)$ $0,0000(id)$	$-0,0079(ex)$ $-0,0074(id)$
$i=2$	$0,0193(ex)$ $0,0207(id)$	$0,0594-j0,0021 (ex)$ $0,0000(id)$	$0,0182(ex)$ $0,0203(id)$	$0,0025(ex)$ $0,0000 (id)$
$i=3$	$0,0000(ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0182(ex)$ $0,0203(id)$	$0,0537-j0,0018 (ex)$ $0,0000(id)$	$0,0191(ex)$ $0,0207(id)$
$i=4$	$-0,0079(ex)$ $-0,0074(id)$	$0,0025(ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0191(ex)$ $0,0207(id)$	$0,0569-j0,0021 (ex)$ $0,0000 (id)$
$Q1$	$48,4505(ex)$ $38,7765(id)$		$Q2$	$47,5530(ex)$ $38,7765(id)$

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 8- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro IoT, Polarização Reversa.

Mik	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$
$i=1$	$0,0028-j0,0013 (ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0160(ex)$ $0,0160(id)$	$0,0000(ex)$ $0,0000(id)$	$-0,0056(ex)$ $-0,0057(id)$
$i=2$	$0,0160(ex)$ $0,0160(id)$	$0,0020-j0,0012 (ex)$ $0,0000(id)$	$0,0152(ex)$ $0,0157(id)$	$0,0027(ex)$ $0,0000 (id)$
$i=3$	$0,0000(ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0152(ex)$ $0,0157(id)$	$-0,0034-j0,0012 (ex)$ $0,0000(id)$	$0,0158(ex)$ $0,0160(id)$
$i=4$	$-0,0056(ex)$ $-0,0057(id)$	$0,0027(ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0158(ex)$ $0,0160(id)$	$0,0028-j0,0013 (ex)$ $0,0000 (id)$
$Q1$	$49,9485(ex)$ $50,2176(id)$		$Q2$	$49,9191(ex)$ $50,2176(id)$

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 9- Matriz de acoplamento e fatores de qualidade: Filtro IoT, Polarização Direta.

M_{ik}	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$
$i=1$	$0,0750-j0,0023 (ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0130(ex)$ $0,0167(id)$	$0,0000(ex)$ $0,0000(id)$	$-0,0044(ex)$ $-0,0059(id)$
$i=2$	$0,0130(ex)$ $0,0167(id)$	$0,0728-j0,0023 (ex)$ $0,0000(id)$	$0,0124(ex)$ $0,0163(id)$	$0,0025(ex)$ $0,0000 (id)$
$i=3$	$0,0000(ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0124(ex)$ $0,0163(id)$	$0,0690-j0,0023(ex)$ $0,0000(id)$	$0,0128(ex)$ $0,0167(id)$
$i=4$	$-0,0044(ex)$ $-0,0059(id)$	$0,0025(ex)$ $0,0000 (id)$	$0,0128(ex)$ $0,0167(id)$	$0,0750-j0,0024(ex)$ $0,0000 (id)$
Q_1	$59,4821(ex)$ $48,1746(id)$		Q_2	$59,3675(ex)$ $48,1746(id)$

Fonte: O Autor (2020).

A partir das Tabela 3, 4, 5, 6, 7, 8 e 9 é possível perceber quatro efeitos principais, quando os diodos PIN são polarizados. Estes são:

- Aumento do valor real de M_{ii} ;
- Diminuição do valor absoluto de M_{ij} ;
- Aumento dos fatores de qualidade externos; e
- Aumento das perdas (caracterizado pela diminuição da parte imaginária de M_{ii});

Do que já foi mostrado na seção 3.1.1 os três primeiros efeitos já eram previstos de ocorrer. Já o último, conforme será explicado na próxima seção, ocorre devido ao aumento da interação eletromagnética entre os laços internos e externos.

A diminuição de BW ocorre porque para se manter a forma da resposta do filtro (elementos m_{ij} , q_{ei} e q_{eo} constantes), pelas expressões (11) e (12), os valores de M_{ij} deveriam aumentar (e os valores de Q_{ei} e Q_{eo} diminuir) com a diminuição de ω_0 . Como o oposto ocorre, a única possibilidade possível é que BW diminua com a diminuição de ω_0 .

Além disso, é possível perceber a partir da Tabela 10 que a diminuição de M_{ij} bem como o aumento de Q_{ei} e Q_{eo} não ocorre de forma exatamente uniforme, pois a razão de M_{ij} do caso onde o diodo PIN está diretamente polarizado com o M_{ij} do caso onde o diodo está reversamente polarizado é levemente diferente para diferentes “ i ” e “ j ”. Isso tem o efeito de alterar ou distorcer a forma da resposta do filtro, uma vez que pequenas variações em m_{ij} bem como q_{ei} e q_{eo} deverão ser admitidas para que mudanças não uniformes não ocorram em M_{ij} , Q_{ei} e Q_{eo} com a variação da frequência central do filtro.

Tabela 10 - Razão de M_{ij} e $1/Q_{ei}$ entre casos de polarização direta e reversa do diodo PIN.

Filtro	Razão de valores (Polarização reversa /Polarização direta)		
	4G	5G	IoT
M_{12}	1,0809	1,0622	1,2308
M_{23}	1,0870	1,0769	1,2258
M_{14}	1,1167	1,1184	1,2727
$1/Q_e$	1,2044	1,2204	1,1908
<i>Media</i>	1,1223	1,1195	1,2300
<i>Desvio Padrão</i>	0,0493	0,0553	0,0259

Fonte: O Autor (2020).

A não uniformidade da variação dos valores de M_{ij} , Q_{ei} e Q_{eo} pode ser retratada pelo desvio padrão dado na Tabela 10. É possível observar que o desvio padrão é maior nos casos onde existe um maior aumento da perda por retorno do filtro (Ver Figura 55, Figura 60 e Figura 65). Também, é possível mostrar que os valores reais de M_{ii} ficam muito próximos daqueles gerados pela expressão (50), ao se utilizar os valores da frequência natural de ressonância do ressoador “i” (ω_{0i}) e a frequência central (ω_0) do filtro, obtidos dos valores de BW e FBW da Tabela 3. Por fim, os valores dos fatores de qualidade descarregados de cada ressoador do filtro podem ser obtidos das Tabela 3, 4, 5, 6, 7, 8 e 9 utilizando a expressão: $Q_u = -1/Im\{M_{ii}\}$ (obtida das expressões (12), (23) e (29)).

Tabela 11 - Fatores de qualidade descarregados dos ressoadores de índice 1 ($i=1$).

	Polarização direta	Polarização reversa	Ideal (teórico)
Filtro 4G	434.78	909.09	∞
Filtro 5G	476.19	909.09	∞
Filtro IoT	434.72	769.23	∞

Fonte: O Autor (2020).

4.5 FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO

A fabricação dos protótipos foi realizada utilizando a Máquina de prototipagem para PCI ProtoMat, modelo S63 do fabricante LPKF mostrada na Figura 66. Essa máquina é um dos equipamentos integrantes da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho (UACSA) da Universidade Federal Rural de Pernambuco (UFRPE). A mesma consegue atingir uma resolução X/Y de $0.5 \mu m$ (0.02 mil) mantendo uma repetibilidade de $0.001mm$. Seu funcionamento se baseia na retirada do cobre em um processo de fresagem automático por meio do uso de até 15 brocas. Um aspirador suga a maior parte dos resíduos de cobre do

circuito, mas algumas trilhas de cobre ainda ficaram grudadas nas placas dos dispositivos e precisaram ser retiradas com o auxílio de ferramentas adequadas.

Figura 66 - Máquina de prototipagem utilizada na fabricação dos dispositivos.

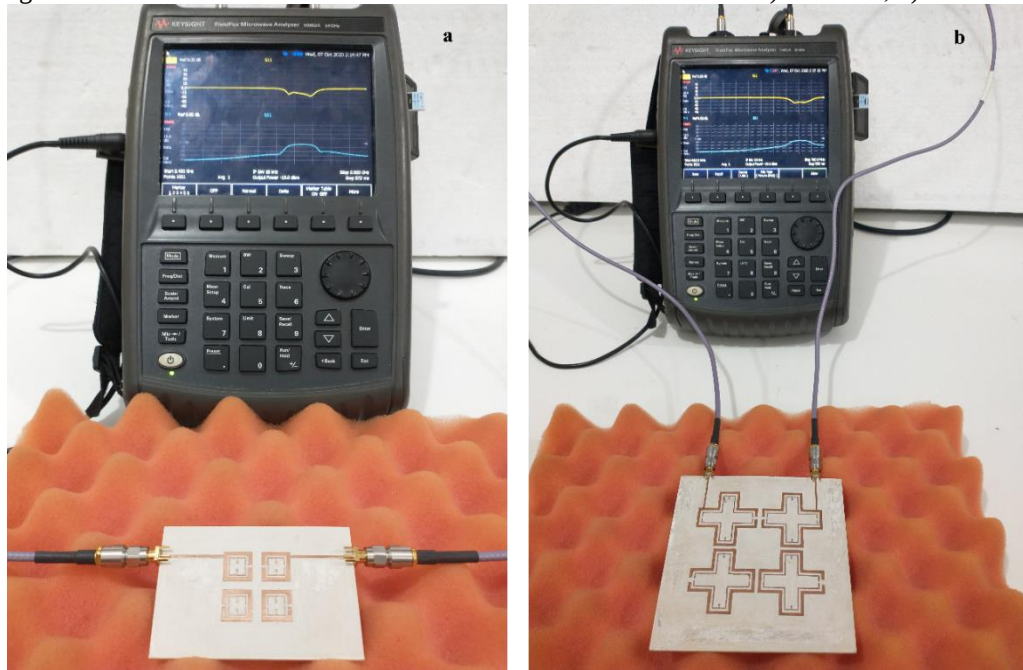


Fonte: O Autor (2020).

A Figura 67 mostra dois filtros fabricados sendo testados. O primeiro refere-se ao filtro 4G da seção 4.1, enquanto que o segundo refere-se ao filtro IoT da seção 4.3. Cada filtro foi conectado a dois conectores SMA, e ligados ao Analisador de redes portátil, FieldFox modelo N9952A do fabricante Keysight.

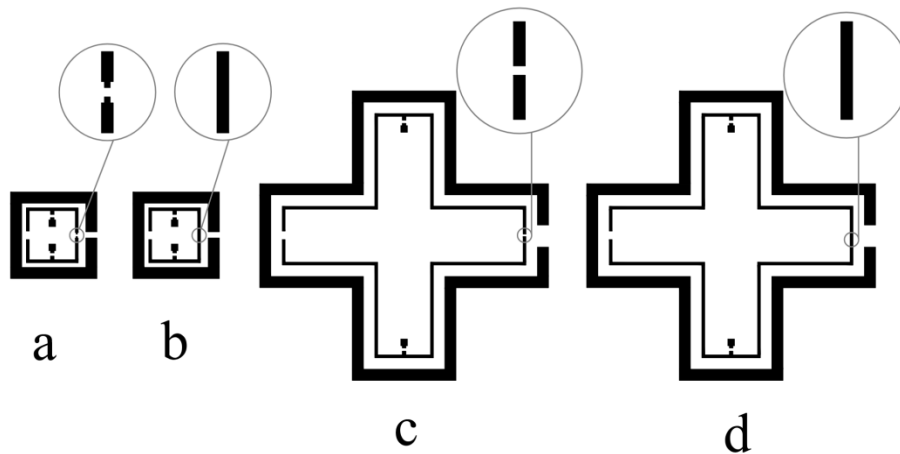
Devido a dificuldades diversas que surgiram durante a fase de fabricação (ver maiores detalhes no APÊNDICE G), não foi possível a soldagem dos componentes *L*, *C* e *D* nas placas fabricadas. Assim, para cada filtro, foi fabricado dois protótipos, um representativo da situação de polarização direta dos diodos (malhas internas com by-pass metálico no lugar dos diodos – ver Figura 68b e 68d) enquanto o outro representativo da situação oposta (malhas internas sem by-pass metálico no lugar dos diodos– ver Figura 68a e 68c).

Figura 67 – Filtros Fabricados sendo testados com analisador de redes: a) Filtro 4G, b) Filtro IoT.



Fonte: O Autor (2020).

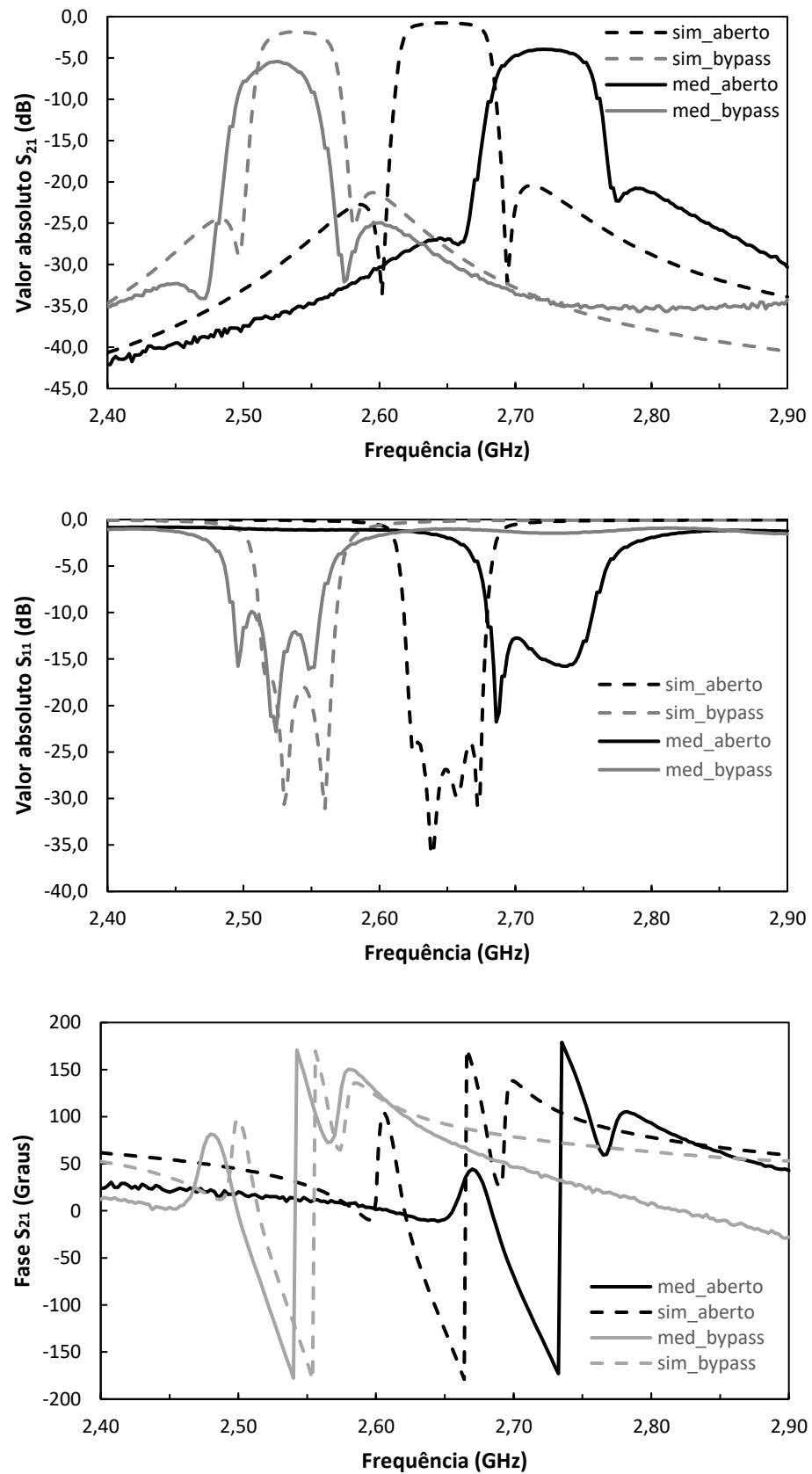
Figura 68 - Representação dos elementos ressonantes dos filtros fabricados: a) Filtro 4G com malhas internas sem by-pass, b) Filtro 4G com malhas internas com by-pass, c) Filtro IoT com malhas internas sem by-pass, d) Filtro IoT com malhas internas com by-pass.



Fonte: O Autor (2020).

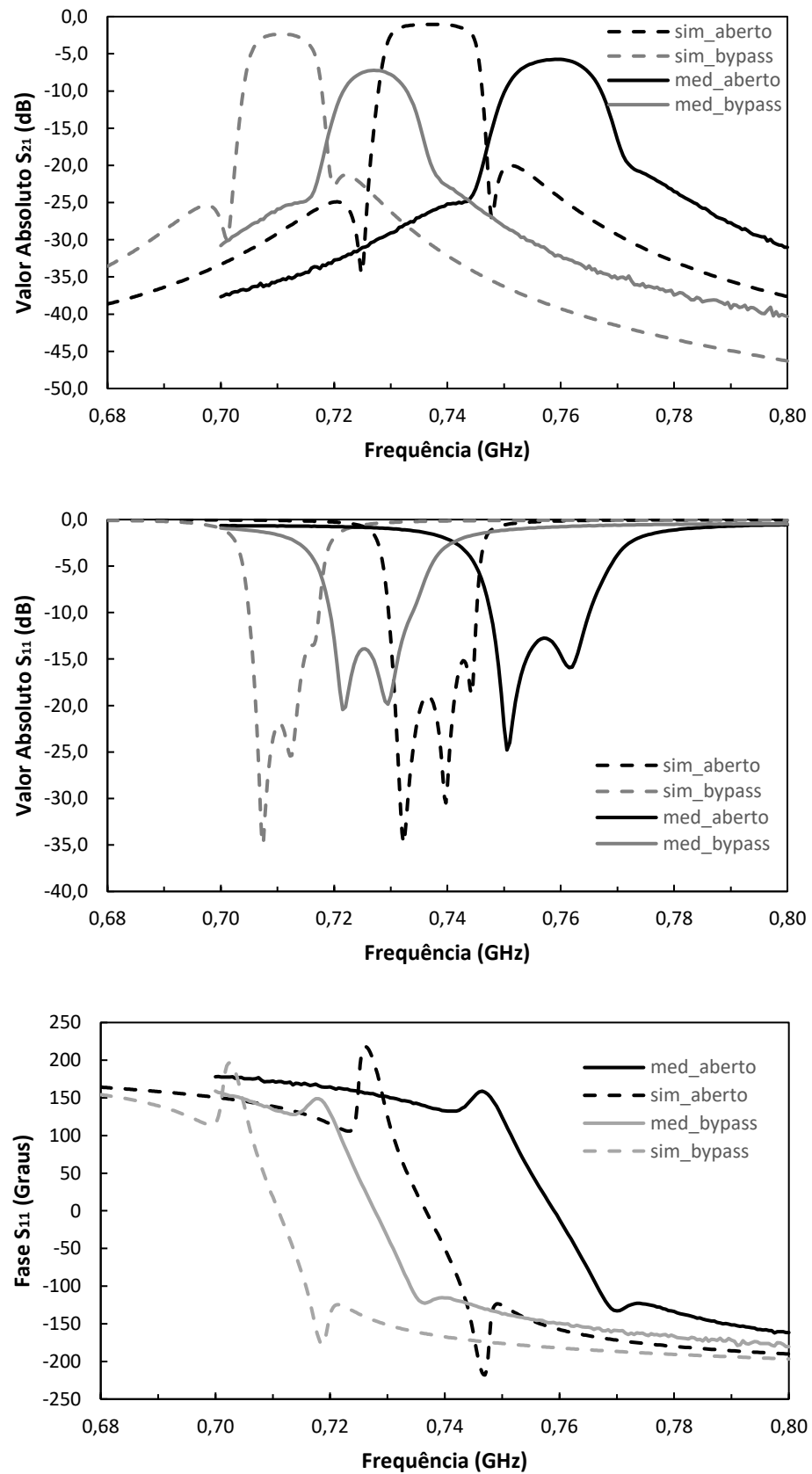
Nas Figura 69 e Figura 70, são mostradas as repostas medidas versus simuladas para cada uma das situações acima, onde no caso das simulações foi levado em conta a presença dos componentes L , C e D . Ainda com relação a Figura 69 e Figura 70, a legendas “med_bypass”, “sim_bypass”, “med_aberto” e “sim_aberto” se referem, respectivamente, aos casos: “medido para malhas internas com by-pass”, “simulado para malhas internas com by-pass”, “medido para malhas internas sem by-pass”, “simulado para malhas internas sem by-pass”.

Figura 69 - Resposta simulada vs medida para o filtro 4G.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 70 - Resposta simulada vs medida para o filtro IoT.



Fonte: O Autor (2020).

Ao observar as Figura 69 e Figura 70, inicialmente, é possível constatar que a medição confirma a existência do deslocamento de frequência observado nas simulações, quando as malhas internas são eletricamente fechadas com o uso do by-pass metálico esquematizados na Figura 68. Além disso, outros três efeitos não previstos são notáveis; i.e., a diferença entre simulação e medição com relação a: i) perda por inserção na banda passante, ii) perda por retorno na banda passante, e iii) frequência central de ressonância.

A diferença na perda por inserção na banda passante é caracterizada pela baixa perda observada nas simulações em relação a alta perda observada nas medições, onde em ambas os casos as perdas se intensificam quando as malhas internas são eletricamente fechadas com o uso do by-pass metálico. Para explicar estes dois efeitos, deve-se ter em mente que as perdas em uma microfita são aquelas existentes nos condutores, dielétricos, além das perdas por radiação [8, p. 81]. Como na maioria dos substratos a maior parcela de perdas é devida aos condutores [60, p. 149], e nas simulações realizadas neste trabalho, os condutores foram modelados sem perdas, fica justificado o primeiro efeito, pois na medição, todas as fontes de perdas mencionadas estão presentes. Para se justificar o segundo efeito, deve-se ter em mente que devido ao fechamento elétrico das malhas internas por meio do by-pass, a interação eletromagnética entre as malhas internas e externas aumentara, conforme já visto na seção 3.1.1.1. Como resultado, existirá mais campos eletromagnéticos nas regiões de substrato internas nos ressoadores, bem como, mais correntes induzidas nas malhas internas. Isso leva a existência de perdas adicionais (no dielétrico e nos condutores das malhas internas) quando as malhas internas estão eletricamente fechadas com o uso do by-pass metálico.

A alta perda por retorno observada na medição quando comparada com a simulação se deve a algum provável descasamento entre os conectores SMA e as trilhas de acesso do filtro, e ao descasamento causado por uma condutância adicional, resultante da existência de perdas nos ressoadores, conforme já comentado na nota de rodapé nº9. Por fim, ao analisar a diferença da frequência de ressonância entre simulação e medição para o filtro 4G e o filtro IoT, chega-se aos seguintes valores, dados pela Tabela 12, mostrada a seguir.

Tabela 12 - filtros reconfiguráveis.

	Filtro 4G		Filtro IoT	
	Sem by-pass	Com by-pass	Sem by-pass	Com by-pass
$f_{central\ simulada}$	2,648 GHz	2,536 GHz	737,8MHz	711,0MHz
$f_{central\ medida}$	2,728 GHz	2,528 GHz	760,5MHz	727,0MHz
$\Delta f(\%)$	2,93%	-0,32%	2,98%	2,20%

Fonte: O Autor (2020).

Para explicar as diferenças observadas na Tabela 12, é preciso ter em mente a influência dois fatores principais. Estes são: i) variação da constante dielétrica do substrato; ii) falhas na fabricação nas malhas internas.

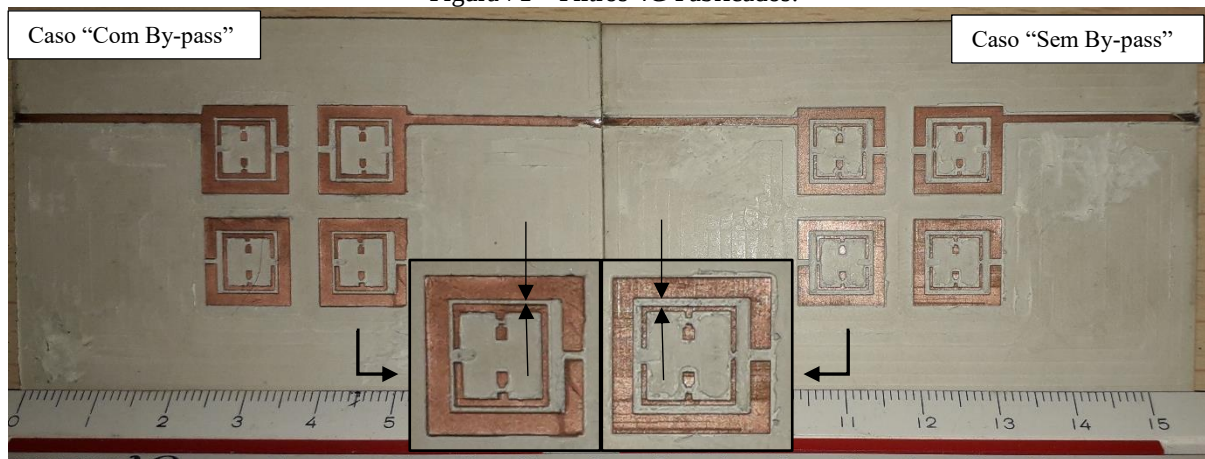
O primeiro fator pode ser compreendido observando a expressão:

$$\theta_0 = \beta l = \frac{\omega_0}{v_p} l = \frac{2\pi f_0 l}{\frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}} = \frac{2\pi l}{c} f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}. \quad (59)$$

Nesse caso, se a constante dielétrica efetiva do substrato (ϵ_{eff}) for alterada, a frequência central de operação do filtro (f_0) deve ser também alterada para que este dispositivo possua as mesmas dimensões elétricas (θ_0), i.e., mantenha a forma da curva da sua resposta em frequência. Agora, ao observarmos a Tabela 12, vemos que o deslocamento percentual de frequência de ressonância é praticamente o mesmo para ambos os filtros 4G e IoT, quando duas malhas internas estão sem by-pass. Isto associado ao conhecimento de que as malhas internas pouco influenciam na resposta do filtro quando estão sem by-pass, é possível concluir que, nesse caso, o deslocamento de frequência se deve essencialmente ao valor da constante dielétrica do substrato usado na fabricação ser diferente valor considerado nas simulações.

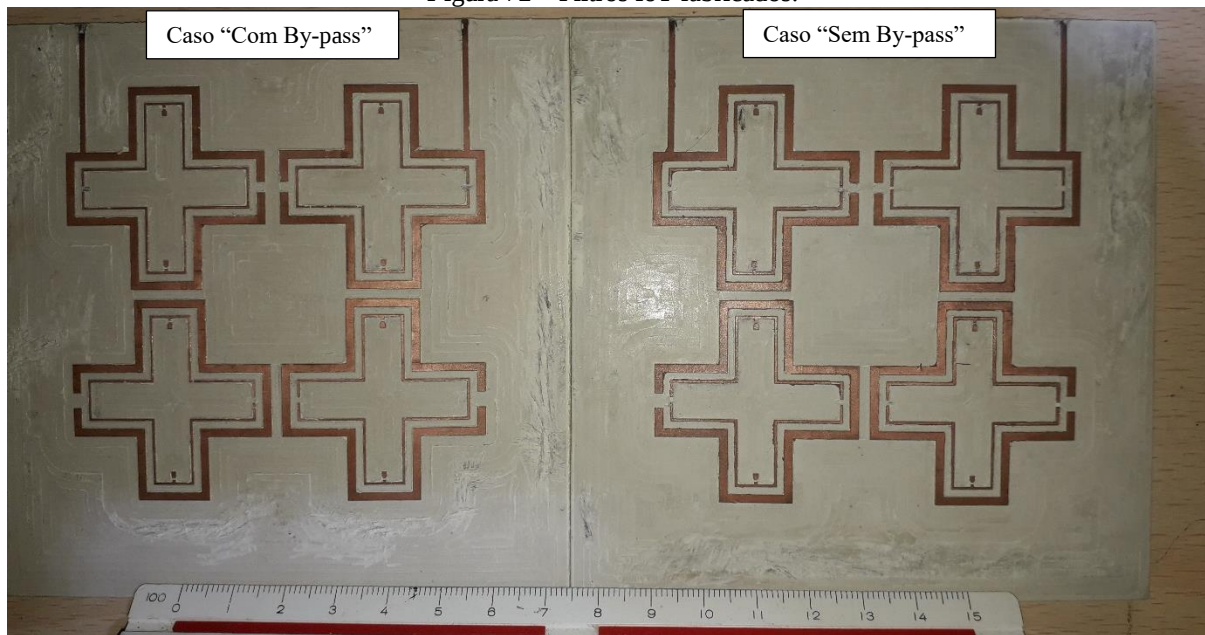
Para explicar os deslocamentos de frequência de ressonância observados nos casos em que as malhas internas dos filtros 4G e IoT estão com by-pass, é necessário observar a Figura 71 e Figura 72.

Figura 71 – Filtros 4G Fabricados.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 72 – Filtros IoT fabricados.



Fonte: O Autor (2020).

Conforme mostrado na Figura 71, devido a uma falha de fabricação, as malhas internas do filtro 4G ficaram mais próximas das malhas externas no caso “com by-pass” do que no caso “sem by-pass”. Esta maior proximidade, conforme já visto na seção 3.1.1.1, causa um maior deslocamento (diminuição) da frequência de ressonância do filtro. Como este efeito se opõe a aquele gerado pela diferença de constante dielétrica do substrato (aumento da frequência de ressonância), fica justificada a discrepância observada entre os valores percentuais de deslocamento frequência de ressonância para os casos “com by-pass” e “sem by-pass” do filtro 4G. De modo similar, para o filtro IoT, as falhas de fabricação também são a causa da diferença observada entre os valores percentuais de deslocamento frequência de ressonância entre os casos “com by-pass” e “sem by-pass”. Nesse caso, porém, o efeito é menor devido ao fato de que os problemas de fabricação foram menores, conforme pode ser visto na Figura 72.

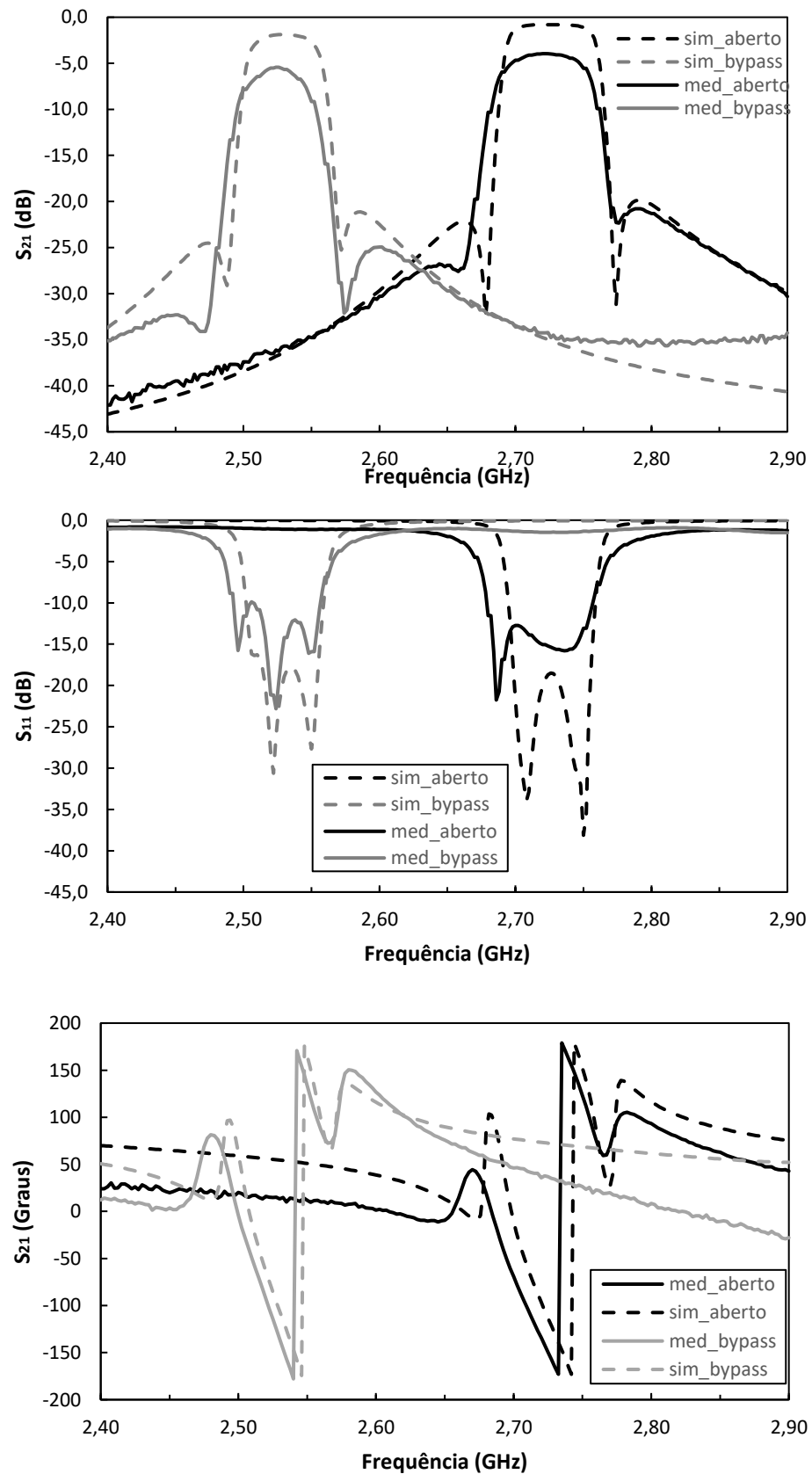
De modo a compensar o efeito causado pela variação da constante dielétrica do substrato e das falhas na fabricação nas malhas internas, as simulações foram refeitas (ver Figura 73 e Figura 74) considerando o dielétrico tendo permissividade relativa (ϵ_r) dado pela Tabela 13.

Tabela 13 – Permissividade relativa (ϵ_r) das novas simulações.

	Polarização direta	Polarização reversa	Inicial
Filtro 4G	2.96	2.73	2.94
Filtro IoT	2.78	2.78	2.94

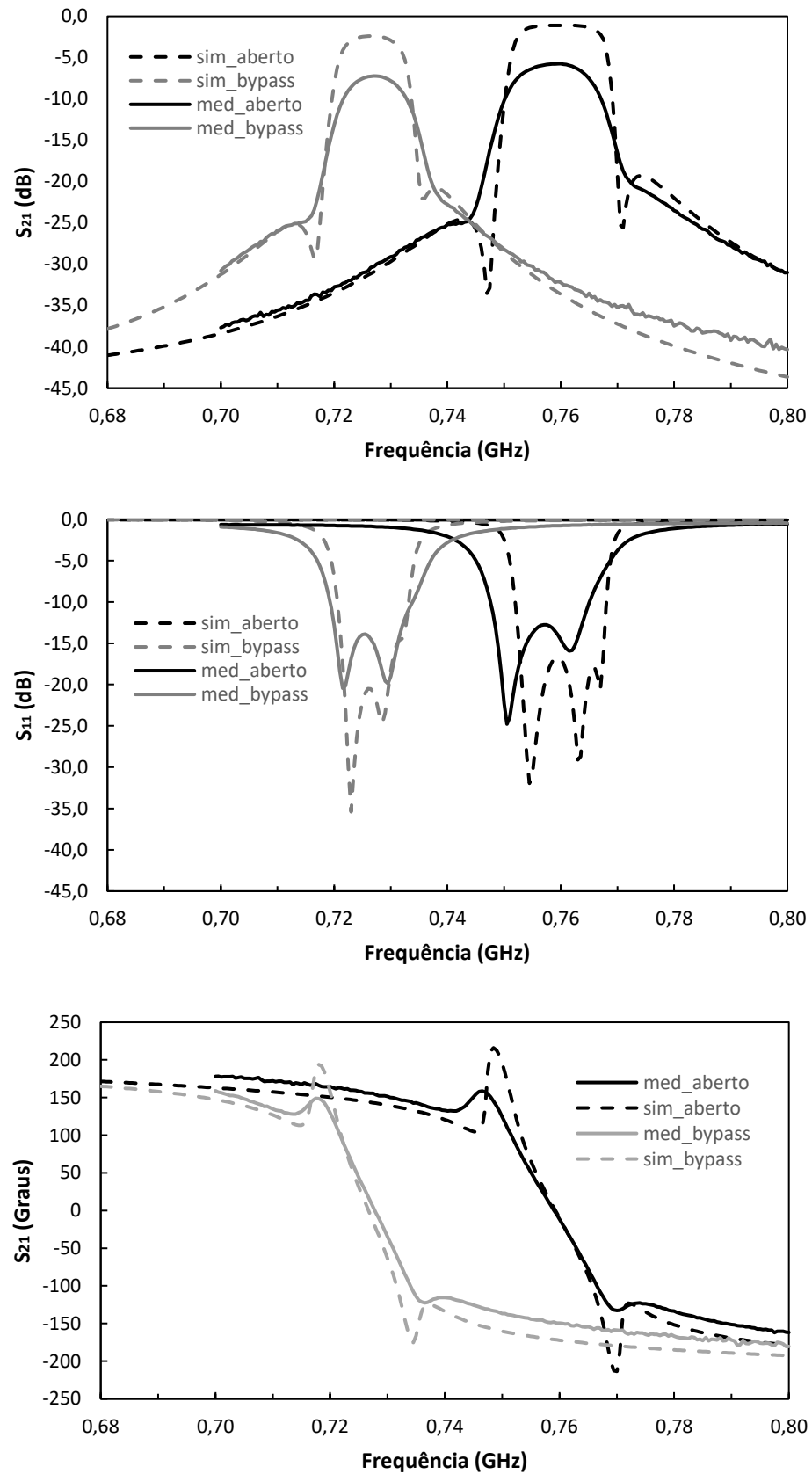
Fonte: O Autor (2020).

Figura 73 - Resposta simulada ajustada vs medida para o filtro 4G.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 74 - Resposta simulada ajustada vs medida para o filtro IoT.



Fonte: O Autor (2020).

Para o cálculo das permissividades relativas (ϵ_r) dado pela Tabela 13, primeiro calcula-se a permissibilidade efetiva (ϵ_{eff}) do meio utilizando a expressão (59). Para tal, são usados os dados de frequência central simulada e medida da Tabela 12, imposto que na expressão (59), θ_0 seja constante. De posse do novo valor de ϵ_{eff} , o novo valor de ϵ_r (verdadeiro ϵ_r) é obtido utilizando as expressões que colocam ϵ_{eff} em função de ϵ_r , dadas em Hong [8, p. 77].

Conforme esperado, os gráficos das Figura 73 e Figura 74, mostram uma melhor concordância entre os dados simulados e medidos. Também é possível notar que existe um pequeno aumento na largura de banda dos filtros nos casos medidos, indicando que os coeficientes M_{ij} são maiores nas medições do que nas simulações. Tal característica é justificada observando a expressão (57) em conjunto com o conhecimento (ver [61]) de que a diminuição de ϵ_r , causa nos acoplamentos mistos um aumento (k_e aumenta e k_m permanece constante).

4.6 COMPARATIVO

Na Tabela 14, é feita uma comparação de algumas características entre os filtros propostos neste trabalho com outros filtros reconfiguráveis propostos recentemente.

Tabela 14 - Comparação entre filtros reconfiguráveis.

Ref.	Freq. (GHz)	SRF	MT	NC	ZT	ND	BC
[40]	0,38-0,96	sim	sim	7	0	2	sim
[41]	0,79-1,59	sim	não	17	2	5	sim
[42]	2,06-2,87	sim	não	22	2	8	sim
[43]	1,35-1,60	sim	não	33	2	12	sim
E.T	2,52 - 2.72 (4G) 0,727-0,758(IoT)	não	sim	16	2	4	não

SRT: Sinal RF nos componentes discretos; MT: Método de projeto; NC: Número total de componentes; ZT: Zeros de Transmissão; ND: número de diodos; BC: Capacitores de bloqueio; E.T.: Este Trabalho.

Fonte: O Autor (2020).

Assim, de acordo com a Tabela 14, os filtros apresentados neste trabalho possuem topologia com vantagens como: a) não exigência de que sinais RF passem diretamente por componentes discretos (D, L , ou C); b) metodologia geral o suficiente para ser usada no projeto de filtros aplicados em diversas bandas; c) número pequeno de componentes para uma dada seletividade; d) não necessidade de capacitores de bloqueio na entrada e saída do filtro.

Essas vantagens proporcionam: a) pouca influência de perdas e não linearidades dos componentes discretos no desempenho do filtro; b) maior capacidade de manipulação de potência; c) maior simplicidade de topologia e maior facilidade de fabricação.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou duas contribuições principais. A primeira foi o estabelecimento de uma nova técnica para a obtenção e cancelamento das fases adicionais que existem nos parâmetros de espalhamento de filtros de micro-ondas. Já a segunda foi a apresentação de um novo método para o projeto de filtros de micro-ondas reconfiguráveis.

O primeiro resultado tem aplicação direta na extração da matriz de acoplamento de um filtro, podendo ser usado em situações onde os parâmetros S disponíveis possuam uma faixa estreita de valores ou quando o custo operacional de obter uma faixa maior não pode ser tolerado. Por exemplo, em aplicações de ajuste de filtros com base na extração de matrizes de acoplamento a partir de simulações, um aumento na faixa de frequência da simulação pode causar um aumento considerável no tempo de ajuste, pois, dessa forma, as simulações levarão mais tempo. Assim, o método proposto é mais adequado que os métodos dados em [19], [32] e [36] para situações semelhantes. Além disso, o método deste trabalho supera prováveis problemas de convergência existentes em [33], [34], [35], uma vez que não envolve nenhuma operação de inversão de matriz e utiliza menos operações matemáticas.

O segundo resultado surge da observação de que é possível transformar filtros de malha aberta em filtros reconfiguráveis, adicionando estruturas ressonantes as malhas abertas originais. Esse resultado levou a ideia de se criar uma nova técnica que possa ser facilmente aplicada para produzir esse tipo de filtro. Em relação a outras metodologias, um filtro reconfigurável projetado dessa maneira, é capaz de manipular maiores potências e ao mesmo tempo sofrer menos distorções e perdas causados pelos componentes discretos de reconfiguração e controle (diodos PIN, capacitores e indutores choque), uma vez que este não exige que o sinal RF passe diretamente por estes componentes discretos não lineares. Além disso, o método proposto é de fácil reprodutibilidade, uma vez que demanda um número pequeno de componentes para uma dada seletividade, além de não exigir capacitores de bloqueio na entrada e saída do filtro. Exemplos de aplicação do novo método são dados com o projeto bem-sucedido de filtros reconfiguráveis aplicados a bandas usadas por tecnologias de redes móveis como 4G e 5G, além bandas usadas atualmente pela recente Internet das Coisas, onde foi possível verificar o comportamento previsto em simulação através de medições para protótipos representativos do primeiro e terceiro caso, que foram fabricados. Cabe destacar que a nova técnica também é flexível o suficiente para projetar filtros reconfiguráveis para diferentes bandas de frequência. Além disso, podemos estendê-lo facilmente para casos em que o filtro de malha aberta inicial tenha ordem e forma arbitrária.

Finalmente este autor também espera que este trabalho possa contribuir para um melhor entendimento da teoria de matriz de acoplamento aplicada a filtros de micro-ondas.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como possíveis linhas de ações futuras, este autor propõe investigar:

- Refazer a fabricação dos filtros 4G e IoT e adicionar os elementos discretos (Diodo PIN, Capacitores e Indutores Choque);
- Usar Varactores no lugar dos diodos PIN de modo a se obter variação de tuning do filtro;
- Aplicar a metodologia de adição de estruturas ressonantes reconfiguráveis em filtros com ordem mais alta e/ou com uma topologia diferente;
- Aplicar a metodologia de adição de estruturas ressonantes para o projeto de duplexadores em malha aberta reconfiguráveis; e
- Verificar a possibilidade de aplicação do método de projeto de filtros reconfiguráveis para a área de metamateriais.

REFERÊNCIAS

- [1] E. Ezhilarasan e M. Dinakaran, “A Review on mobile technologies: 3G, 4G and 5G,” em *2017 Second International Conference on Recent Trends and Challenges in Computational Models*, Tindivanam, 2017.
- [2] M. R. Palattella, M. Dohler, A. Grieco, G. Rizzo, J. Torsner, T. Engel e L. Ladid, “Internet of Things in the 5G Era: Enablers, Architecture and Business Models,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, nº 3, pp. 510-527, 2016.
- [3] S. Gagare e D. Reney, “Design Methods for Reconfigurable Filters: A Review,” *Design Methods for Reconfigurable Filters: A Review*, vol. 5, nº 1, pp. 1-8, 2019.
- [4] Y. I. A. Al-Yasir, N. O. Parchin, R. A. Abd-Alhameed, A. M. Abdulkhaleq e J. M. Noras, “Recent Progress in the Design of 4G/5G Reconfigurable Filters,” *Electronics*, vol. 8, pp. 1-17, 2019.
- [5] S. A. P. V. A. Q. e S. N. , “Reconfigurable BPF with Constant Centre Frequency and Wide Tuning Range of Bandwidth,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 67, nº 8, pp. 1374-1378, 2020.
- [6] H. I. S. D. T. B. e T. A. , “Diode Based Reconfigurable Microwave Filters for Cognitive Radio Applications: A Review,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 185429-185444, 2020.
- [7] R. J. Cameron, R. Mansour e C. M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication Systems : Fundamentals, Design and Applications*, 2ª ed., John Wiley & Sons, Inc, 2018.
- [8] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave applications*, Second Edition ed., Wiley, 2011.
- [9] R. Levy, “Filters with Single Transmission Zeros at Real or Imaginary Frequencies,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology*, vol. 24, pp. 172-181, 1976.
- [10] W. E. Weisstein, “Similarity Transformation,” [Online]. Available: <https://mathworld.wolfram.com/SimilarityTransformation.html>. [Acesso em 11 julho 2020].
- [11] S. Amari e M. Bekheit, “Physical Interpretation and Implications of Similarity Transformations in Coupled Resonator Filter Design,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, nº 6, pp. 1139-1153, 2007.
- [12] R. J. Cameron, J.-C. Faugere, F. Rouillier e F. Seyfert, “Exhaustive Approach to the Coupling Matrix Synthesis Problem and Application to the Design of High Degree Asymmetric Filters,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 17, nº 1, pp. 4-12, 2006.
- [13] S. Pflüger, C. Waldschmidt e V. Ziegler, “Coupling Matrix Extraction and Reconfiguration Using a Generalized Isospectral Flow Method,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, nº 1, pp. 148 - 157, 2016.
- [14] F. Seyfert, “DEDALE-HF: a Matlab toolbox dedicated to the equivalent network synthesis for microwave filters,” Institut National de Recherche en Informatique et en Automatique (INRIA), 2000. [Online]. Available: <https://www-sop.inria.fr/apics/Dedale/WebPages/>. [Acesso em 12 07 2020].
- [15] A. L. Bezzerá, *Aplicação de filtros planares de microondas com ressoadores de malha aberta e stubs internos em duplexadores*, Recife: UFPE, 2006.
- [16] A. García-Lampérez, S. Llorente-Romano, M. Salazar-Palma e T. K. Sarkar, “Efficient Electromagnetic Optimization of Microwave Filters and Multiplexers Using Rational Models,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, nº 2, 2004.

- [17] P. Harscher, R. Vahldieck e S. Amari, “Automated Filter Tuning Using Generalized Low-Pass Prototype Networks and Gradient-Based Parameter Extraction,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, n° 12, pp. 2532-2538, 2001.
- [18] P. Harscher, E. Ofli, R. Vahldieck e S. Amari, “EM-Simulator Based Parameter Extraction and Optimization Technique for Microwave and Millimeter Wave Filters,” em *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, Washington, 2002.
- [19] F. Seyfert, L. Baratchart, J. P. Mannorat, S. Bila e J. Sombrin, “Extraction of coupling parameters for microwave filters: Determination of a stable rational model from scattering data,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 25-28, June 2003.
- [20] H. Hu e K. Wu, “A Generalized Coupling Matrix Extraction Technique for Bandpass Filters With Uneven-Qs,” *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 62, n° 2, pp. 244-251, 2014.
- [21] R. Wang, L. Li e L. Peng, “Improved diagnosis of lossy resonator bandpass filters using Y-parameters,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 25, n° 9, pp. 807-814, 2015.
- [22] C.-K. Liao, C.-Y. Chang e J. Lin, “A Vector-Fitting Formulation for Parameter Extraction of Lossy Microwave Filters,” *IEEE Micorwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, n° 4, pp. 277-279, 2007.
- [23] P. Zhao e K.-L. Wu, “Model-Based Vector-Fitting Method for Circuit Model Extraction of Coupled-Resonator Diplexers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, n° 6, pp. 1787-1797, 2016.
- [24] P. Zhao e K.-L. Wu, “Circuit model extraction for computer-aided tuning of a coupled-resonator diplexer,” em *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, 2015.
- [25] M. Olivi, F. Seyfert e J.-P. Marmorat, “Identification of microwave filters by analytic and rational H2 approximation,” *Automatica*, vol. 4, n° 2, p. 317–325, 2013.
- [26] A. G. Lampérez, T. K. Sarkar e M. S. Palma, “Generation of Accurate Rational Models of Lossy Systems Using the Cauchy Method,” *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, vol. 14, n° 10, pp. 490-492, 2004.
- [27] D. Traina, G. Macchiarella e T. K. Sarkar, “Robust Formulations of the Cauchy Method Suitable for Microwave Duplexers Modeling,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, n° 5, pp. 974 - 982, 2007.
- [28] B. Gustavsen e A. Semlyen, “Rational approximation of frequency domain responses by Vector Fitting,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, n° 3, p. 1052–1061, 1999.
- [29] S. G. Talocia e B. Gustavsen, *Passive Macromodeling: Theory and Applications*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2015.
- [30] J. P. Marmorat, . M. Olivi , B. Hanzon e R. L. Peeters, “Matrix rational H2 approximation: a state-space approach using Schur parameters,” em *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control*, Las Vegas, 2002.
- [31] F. Seyfert, “PRESTO-HF: a Matlab toolbox dedicated to the identification problem of low pass coupling parameters of band pass microwave filters,” Institut National de Recherche en Informatique et en Automatique (INRIA), 2014. [Online]. Available: <https://project.inria.fr/presto-hf/>. [Acesso em 12 07 2020].
- [32] M. Meng e K. L. Wu, “An Analytical Approach to Computer-Aided Diagnosis and Tuning of Lossy Microwave Coupled Resonator Filters,” *IEEE Transactions On*

- Microwave Theory And Techniques*, vol. 57, nº 12, pp. 3188-3195, 2009.
- [33] R. Wang e J. Xu, "Extracting Coupling Matrix And Unload Q From Scattering Parameters Of Lossy Filters," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 115, pp. 303-315, 2011.
 - [34] R. Wang, L. Zhong, L. Peng, X. Qiang e X. Zhong, "Diagnosis of Coupled Resonator Bandpass Filters Using VF and Optimization Method," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 51, pp. 195-203, 2016.
 - [35] R. Wang e J. Xu, "Computer-Aided Diagnosis of Lossy Microwave Coupled Resonators Filters," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 21, nº 5, pp. 519-525, 2011.
 - [36] P. Z. "Phase De-Embedding of Narrowband Coupled-Resonator Networks by Vector Fitting," *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 2018.
 - [37] M. B. Nelder-Mead User's Manual, Consortium Scilab - Digiteo, 2010.
 - [38] I. L. Garro e Z. B. Brito, *Microwave and Millimeter Wave Technologies*, Catalonia : IntechOpen, 2010, pp. 159-184.
 - [39] Z. Brito-Brito, I. Llamas-Garro, L. Pradell-Cara e A. Corona-Chavez, "Microstrip Switchable Bandstop Filter using PIN Diodes with Precise Frequency and Bandwidth Control," em *Proceedings of the 38th European Microwave Conference*, Amsterdam, 2008.
 - [40] Z. Brito-Brito, I. Llamas-Garro, G. Navarro-Munõz, J. Perruisseau-Carrier, L. Pradell, F. Giacomozzi e S. Colpo, "Precise frequency and bandwidth control of switchable microstrip bandpass filters using diode and microelectro-mechanical system technologies," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 6, nº 6, pp. 713-719, 2012.
 - [41] C. Musoll-Anguiano, I. Llamas-Garro, Z. Brito-Brito, L. Pradell e A. Corona-Chavez, "Characterizing a TuneAll Bandstop Filter," em *2009 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Signal Integrity and High-Speed Interconnects (IMWS2009-R9)*, Guadalajara, 2009.
 - [42] S. Ramkumar e R. Boopathi Rani, "Review on Recent Trends in Reconfigurable Microwave Filters," em *2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW)*, Tiruchirappalli, 2019.
 - [43] B. Zhang, K. Song, B. Xu, Z. Luo e B. Hu, "Compact reconfigurable bandpass filter with wide frequency tuning," *Electromagnetics*, 2019.
 - [44] M. Fan, K. Song, Y. Zhu e Y. Fan, "Compact Bandpass-to-Bandstop Reconfigurable Filter With Wide Tuning Range," *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, vol. 29, nº 3, pp. 198-200, 2019.
 - [45] M. Fan, K. Song e Y. Zhu, "Reconfigurable Differential Filter With Constant Absolute Bandwidth and High Common-Mode Suppression," *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, vol. 28, nº 10, 2018.
 - [46] H. Guo, J. Ni e J. Hong, "Varactor-Tuned Dual-Mode Bandpass Filter With Nonuniform Q Distribution," *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, vol. 28, nº 11, 2018.
 - [47] 3rd Generation Partnership Project, "3GPP TS 36.101 V16.5.0," Sophia Antipolis, 2020.
 - [48] E. Souza e R. Maciel, "4G: entenda quais são as bandas usadas no Brasil e as diferenças entre elas," 27 setembro 2018. [Online]. Available: <https://olhardigital.com.br/noticia/4g-entenda-quais-sao-as-bandas-usadas-no-brasil-e-as-diferencas-entre-elas/78802>. [Acesso

em 13 julho 2020].

- [49] R. Maciel, “5G pode gerar mais de R\$ 5,5 trilhões ao Brasil até 2035, aponta pesquisa,” 03 julho 2020. [Online]. Available: <https://canaltech.com.br/telecom/5g-pode-gerar-mais-de-r-55-trilhoes-ao-brasil-ate-2035-aponta-pesquisa-167520/>. [Acesso em 03 julho 2020].
- [50] C. Forum, “1 Million IoT Devices Per Square Km- Are We Ready for the 5G Transformation?,” 26 março 2019. [Online]. Available: <https://medium.com/clx-forum/1-million-iot-devices-per-square-km-are-we-ready-for-the-5g-transformation-5d2ba416a984>. [Acesso em 14 julho 2020].
- [51] S. Kavanagh, “What is 5G New Radio (5G NR),” 03 março 2020. [Online]. Available: <https://5g.co.uk/guides/what-is-5g-new-radio/>. [Acesso em 14 julho 2020].
- [52] J. Wiziack, “Anatel aprova edital de 5G ampliando faixas de frequências,” 06 fevereiro 2020. [Online]. Available: <https://www1.folha.uol.com.br/mercado/2020/02/anatel-aprova-edital-de-5g-ampliando-faixas-de-frequencias.shtml>. [Acesso em 14 julho 2020].
- [53] F. Rolfini, “Leilão do 5G é confirmado para o primeiro semestre de 2021,” 07 julho 2020. [Online]. Available: <https://olhardigital.com.br/noticia/leilao-do-5g-e-confirmado-para-o-primeiro-semester-de-2021/103136>. [Acesso em 14 julho 2020].
- [54] “5G: Frequências e licitações,” 19 fevereiro 2020. [Online]. Available: https://www.teleco.com.br/5g_licitacao.asp. [Acesso em 14 julho 2020].
- [55] “Produto 8: Relatório do Plano de Ação - Iniciativas e Projetos Mobilizadores,” Brasília, 2017.
- [56] Brasil, “Decreto nº 9.854, de 25 de jun. de 2019,” *Institui o Plano Nacional de Internet das Coisas e dispõe sobre a Câmara de Gestão e Acompanhamento do Desenvolvimento de Sistemas de Comunicação Máquina a Máquina e Internet das Coisas*, jun 2019.
- [57] O. Apilo, J. Mäkelä e A. Kuosmonen, “Evaluation of Cellular IoT for Sport Wearables,” em *2019 IEEE 30th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC Workshops)*, Istanbul, 2019.
- [58] S. Kadambar e A. K. R. Chavva, “Low Complexity ML Synchronization for 3GPP NB-IoT,” em *2018 International Conference on Signal Processing and Communications (SPCOM)*, Bangalore, 2018.
- [59] Techplayon, “NB-IoT Frequency Bands (As per 3GPP Rel. 13, 14 and 15),” 20 agosto 2018. [Online]. Available: <http://www.techplayon.com/nb-iot-frequency-bands-as-per-3gpp-rel-13-14-and-15/>. [Acesso em 14 julho 2020].
- [60] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4º ed., New York: Wiley, 2011.
- [61] H. Jia-Sheng e M. J. Lancaster, “Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, nº 12, pp. 2099-2109, 1996.

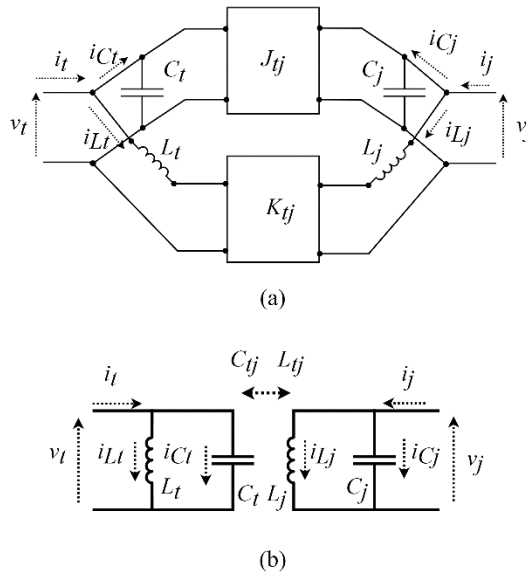
APÊNDICE A – Demonstração 1

A teoria de matriz de acoplamento tratada neste trabalho se baseia na existência de acoplamentos puramente elétricos. Entretanto, em situações práticas tal premissa pode não ser verdadeira. Assim, esse neste apêndice é mostrado que no caso mais geral (acoplamento misto) toda teoria apresentada continua válida dentro de um bom grau de precisão.

Quando existe simultaneamente acoplamento elétrico e magnético entre um par de ressoadores, um circuito de elementos concentrados representativo deste caso pode ser dado na

Figura A 1.

Figura A 1 - Circuito representativo para acoplamento misto.



Fonte: O Autor (2020).

Assim, as equações nodais considerando a

Figura A 1b, são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_t \\ i_j \end{bmatrix} = (\mathbf{C} + \mathbf{L}^{-1}) \begin{bmatrix} V_t \\ V_j \end{bmatrix}, \text{ com}$$

$$\mathbf{C} = j\omega \begin{bmatrix} C_t & -C_{tj} \\ -C_{tj} & C_j \end{bmatrix}, \mathbf{L} = j\omega \begin{bmatrix} L_t & L_{tj} \\ L_{tj} & L_j \end{bmatrix}, \quad (\text{A1})$$

onde a matriz $\mathbf{Y}=(\mathbf{C}+\mathbf{L}^{-1})$ pode ser expressa como:

$$Y = \begin{bmatrix} j\omega C_t + \frac{1}{j\omega L'_t} & -\left(j\omega C_{tj} + \frac{1}{j\omega L'_{tj}}\right) \\ -\left(j\omega C_{tj} + \frac{1}{j\omega L'_{tj}}\right) & j\omega C_j + \frac{1}{j\omega L'_j} \end{bmatrix} \quad (A2)$$

$$\text{onde } L'_t = \frac{L_t L_j - L_{tj}^2}{L_j}, L'_j = \frac{L_t L_j - L_{tj}^2}{L_t}, L'_{tj} = \frac{L_t L_j - L_{tj}^2}{L_{tj}}.$$

Agora tomando a expressão (17) e sabendo que $J_{ij} = \omega C_{ij}$, chega-se a expressão:

$$M_{tj} = \frac{\omega C_{tj}}{\omega_0 \sqrt{C_t C_j}} \quad (A3)$$

Como já foi visto na seção 2.3, a expressão (A3) dá o acoplamento que existe entre um par de ressoadores quando há apenas acoplamento elétrico, nesse caso representado pela capacitância C_{ij} . No caso de haver acoplamento misto, é possível notar a partir da expressão A2 que é razoável assumir que existe uma capacitância equivalente C'_{ij} dada pela expressão (A4), que engloba o efeito do acoplamento elétrico e magnético.

$$C'_{ij} = C_{tj} - \frac{1}{\omega^2 L'_{tj}} \quad (A4)$$

Assim o coeficiente de acoplamento equivalente que existe entre o par de ressoadores acoplados por campos elétricos e magnéticos pode ser dado por:

$$M_{tj} = \frac{\omega \left(C_{tj} - \frac{1}{\omega^2 L'_{tj}} \right)}{\omega_0 \sqrt{C_t C_j}} = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{tj}}{\sqrt{C_t C_j}} - \frac{1}{\omega \omega_0 \sqrt{C_t C_j}} \frac{L_{tj}}{(L_t L_j - L_{tj}^2)} \quad (A5)$$

Agora, sabendo que $\omega_t = 1/\sqrt{L_t C_t}$ e $\omega_j = 1/\sqrt{L_j C_j}$, são, respectivamente, as frequências de ressonância próprias dos ressoadores t e j , é possível reescrever a expressão (A5) como

$$M_{tj} = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{tj}}{\sqrt{C_t C_j}} - \frac{L_{tj}}{\sqrt{L_t L_j}} \frac{\frac{\omega_t \omega_j}{\omega_0^2}}{\left(1 - \left(\frac{L_{tj}}{\sqrt{L_t L_j}} \right)^2 \right) \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (A6)$$

Logo, como em geral $L_{tj} \ll L_t, L_j$, ao considerar uma largura de banda estreita ($\omega/\omega_0 \approx 1$), é possível observar que sempre existe um acoplamento M_{tj} aproximadamente constante que representa o efeito conjunto dos acoplamentos elétricos e magnéticos. Tal fato leva a conclusão de que mesmo numa situação mais geral existira uma matriz de acoplamento que

representa o filtro e que se relaciona com o circuito passa banda da Figura 5. Por último, cabe destacar que no caso em que $\omega_t = \omega_j$ e $\omega/\omega_0 \approx 1$ a expressão (A6) simplifica para

$$M_{tj} \approx \frac{C_{tj}}{\sqrt{C_t C_j}} - \frac{L_{tj}}{\sqrt{L_t L_j}} \quad (\text{A7})$$

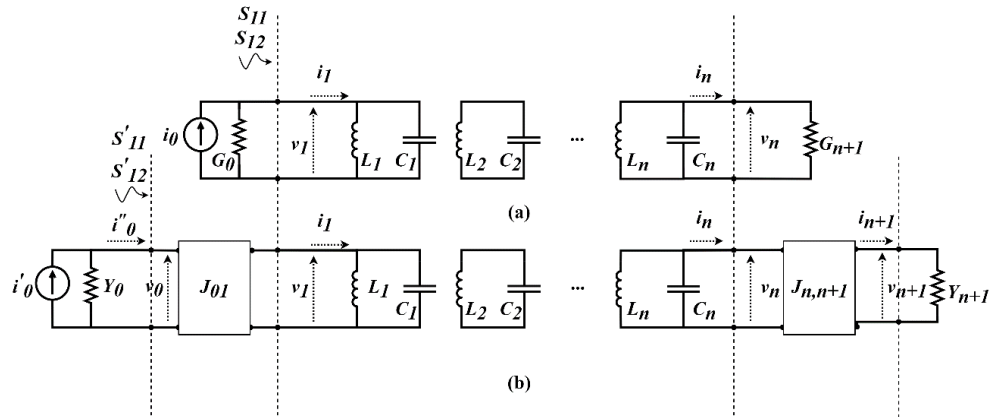
Esse é o mesmo resultado obtido por Hong para o acoplamento misto de um par de ressoadores [8, p. 214].

APÊNDICE B – Demonstração 2

Os circuitos mostrados na Figura 4 e Figura 5, utilizados neste trabalho para realizar a revisão da teoria de matriz de acoplamento, são diferentes dos modelos apresentados pelo Hong [8, p. 198] para introduzir a mesma teoria. Desse modo, neste apêndice é demonstrado que fazendo algumas considerações, estas duas abordagens são similares e produzem a mesma resposta e frequência.

Na Figura B 1a é mostrado o circuito usado por Hong [8, p. 198], enquanto que na Figura B 1b é mostrado o circuito o circuito usado neste trabalho.

Figura B 1 - Circuitos que modelam o filtro.



Fonte: O Autor (2020).

Inicialmente, da Figura B 1 é possível ver que:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_0 - G_0 v_1 \\ i_0'' &= i_0' - Y_0 v_0 \\ i_n &= G_{n+1} v_n \\ i_{n+1} &= Y_{n+1} v_{n+1} \end{aligned} \tag{B1}$$

Também, devido aos inversores de imitância J_{01} e $J_{n,n+1}$ temos:

$$\begin{aligned} v_0 &= \frac{j}{J_{01}} i_1, \\ i_0'' &= j J_{01} v_1, \\ v_n &= \frac{j}{J_{n,n+1}} i_{n+1}, \text{ e} \\ i_n &= j J_{n,n+1} v_{n+1} \end{aligned} \tag{B2}$$

Assim, substituindo as expressões (B2) na segunda e quarta expressão em (B1) e comparando o obtido com a primeira e terceira expressão em (B1) é possível concluir que:

$$\begin{aligned} i'_0 &= \frac{jY_0}{J_{01}} i_0, \\ Y_0 &= \frac{J_{01}^2}{G_0}, e \\ Y_{n+1} &= \frac{J_{n,n+1}^2}{G_{n+1}}. \end{aligned} \quad (B3)$$

Para verificar que os circuitos das Figura B 1a e Figura B 1b produzem a mesma resposta em frequência, toma-se as expressões B4.

$$\begin{aligned} S_{21} &= \frac{2\sqrt{G_0 G_{n+1}} v_n}{i_0} \\ S_{11} &= -1 + \frac{2G_0 v_1}{i_0} \\ S'_{21} &= \frac{2\sqrt{Y_0 Y_{n+1}} v_{n+1}}{i'_0} \\ S'_{11} &= -1 + \frac{2Y_0 v_0}{i'_0} \end{aligned} \quad (B4)$$

Substituído as expressões contidas em (B1), (B2) e (B3) nos termos $Y_0, Y_{n+1}, v_0, v_{n+1}$ e i'_0 das duas últimas equações em (B4) é possível obter que:

$$\begin{aligned} S_{21} &= -S'_{21} \\ S_{11} &= -S'_{11} \end{aligned} \quad (B5)$$

Desse modo, fica evidente que as redes na Figura B 1a e na Figura B 1b produzem a mesma resposta em frequência, uma vez que amplitude dos parâmetros de espelhamento não são alterados.

Outra consequência desse resultado é que a matriz de acoplamento utilizada neste trabalho (com ordem $N+2 \times N+2$) deve ser idêntica a matriz de acoplamento introduzida por Hong (com ordem $N \times N$), porém com a adição de duas linhas e duas colunas conforme esquematizado abaixo.

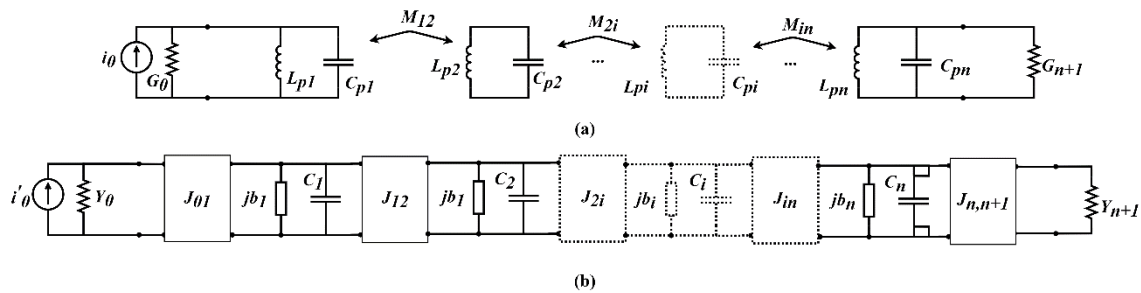
$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \dots & m_{1i} & \dots & m_{1,n} \\ m_{21} & m_{22} & \dots & m_{2i} & \dots & m_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{i1} & m_{i2} & \dots & m_{ii} & \dots & m_{in} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{n1} & m_{n2} & \dots & m_{ni} & \dots & m_{n,n} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \mathbf{0} & m_{01} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ m_{10} & m_{11} & m_{12} & \dots & m_{1i} & \dots & m_{1,n} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & m_{21} & m_{22} & \dots & m_{2i} & \dots & m_{2n} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & m_{i1} & m_{i2} & \dots & m_{ii} & \dots & m_{in} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & m_{n1} & m_{n2} & \dots & m_{ni} & \dots & m_{n,n} & m_{n,n+1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \dots & m_{n+1,n} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (B6)$$

Essa adição ocorre antes da primeira e depois das últimas linhas e colunas da matriz $(N \times N)$. Assim, a primeira e última linhas e colunas da matriz aumentada $(N+2 \times N+2)$ possui termos que dizem respeito aos inversores de admitância J_{01} e $J_{n,n+1}$.

APÊNDICE C – Demonstração 3

Neste apêndice é realizada a prova matemática de que filtros compostos de ressoadores com frequência naturais distintas (representados na Figura C 1a) podem ser representado no domínio passa-baixas pelo circuito mostrado na Figura C 1b.

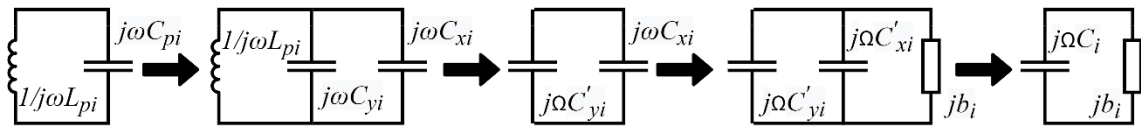
Figura C 1 - Modelos de circuitos dos filtros.



Fonte: O Autor (2020).

Para tal, são obtidas expressões para b_i e C_i em função da indutância L_{pi} e da capacitância C_{pi} do circuito do elemento equivalente do ressoador no nó "i", conforme esquematizado na Figura C 2.

Figura C 2 - Equivalência de circuito.



Fonte: O Autor (2020).

Assim, em relação à Figura C 2, inicialmente supõe-se que a frequência operacional central do filtro, ω_0 , e a frequência individual do ressoador "i", ω_{0i} , estejam relacionadas a L_{pi} , C_{pi} e C_{yi} , de acordo com as expressões (C1).

$$\begin{aligned} C_{pi}L_{pi} &= 1/\omega_{0i}^2 \\ C_{yi}L_{pi} &= 1/\omega_0^2 \end{aligned} \quad (C1)$$

Desse modo, usando a transformação $\Omega = (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)/FBW$, o indutor L_{pi} e o capacitor C_{yi} são transformados na capacitância $C'_{yi} = \omega_0 FBW C_{yi}$. Além disso, ao inverter a transformação passa-baixas para passa-banda considerando uma largura de banda estreita, a variável de

frequência do domínio passa-banda, ω , fica em função da variável de frequência do domínio passa-baixas, Ω , de acordo com a expressão (C2).

$$\omega = \frac{\omega_0 (\Omega FBW + \sqrt{4 + (\Omega FBW)^2})}{2} \cong \frac{\omega_0 (\Omega FBW + 2)}{2} \quad (C2)$$

A partir de (C2) é fácil de ver que

$$j\omega C_{xi} \rightarrow \frac{j\Omega\omega_0 FBW C_{xi}}{2} + j\omega_0 C_{xi} = j\Omega C'_{xi} + jb_i \quad (C3)$$

Assim:

$$C_i = C'_{xi} + C'_{yi} = \frac{\omega_0 FBW C_{xi}}{2} + \omega_0 FBW C_{yi} \quad (C4)$$

Como $C_{pi} = C_{xi} + C_{yi}$, ao utilizar as expressões (C1), obtêm-se que:

$$\begin{aligned} C_{xi} &= C_{yi} \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_{0i}^2} - 1 \right) \\ C_{yi} &= C_{pi} \frac{\omega_{0i}^2}{\omega_0^2} \end{aligned} \quad (C5)$$

Finalmente, a partir de (C3), (C4) e (C5) é fácil encontrar que

$$\begin{aligned} C_i &= \frac{\omega_0 FBW C_{pi} \left(1 + \frac{\omega_{0i}^2}{\omega_0^2} \right)}{2} \\ b_i &= \omega_0 C_{pi} \left(1 - \frac{\omega_{0i}^2}{\omega_0^2} \right) \end{aligned} \quad (C6)$$

Com respeito as expressões (C6), fica evidente que as reatâncias jb_k devem aparecer no circuito passa-baixas representativo do filtro se a frequência natural de ressonância do ressoador “ k ” (ω_{0k}) for diferente da frequência central do filtro (ω_0). Na literatura ([8, pp. 203, 209]), quando essa situação ocorre se diz que o filtro possui ressoadores acoplados assincronamente (do inglês, *Asynchronously Tuned Coupled-Resonator Circuits*). No caso de todos os ressoadores terem a mesma frequência natural, o filtro é dito possuir ressoadores acoplados sincronamente (do inglês, *Synchronously Tuned Coupled-Resonator Circuits*). Nessa situação as expressões (C6) são simplificadas para as expressões (C7), cujo a primeira delas é idêntica a expressão (15) da seção 2.3.

$$\begin{aligned} C_i &= \omega_0 FBW C_{pi} \\ b_i &= 0 \end{aligned} \quad (C7)$$

APÊNDICE D – Ajuste auxiliado por computador (CAT)

Tomando um filtro com vetor de dimensões a serem ajustadas dado por $\mathbf{d}=[d^{(1)}, d^{(2)}, \dots, d^{(n)}]$ e matriz de acoplamento $\mathbf{M}$, é possível relacionar estas duas entidades usando a expressão (D1)

$$m = f(\mathbf{d}) \quad (D1)$$

onde m é um dado elemento da matriz $\mathbf{M}$. Assim, o valor da função f em um dado ponto $\mathbf{d}_1=[d_1^{(1)}, d_1^{(2)}, \dots, d_1^{(n)}]$ é dado por meio de sua expansão de Taylor em torno do ponto $\mathbf{d}_0=[d_0^{(1)}, d_0^{(2)}, \dots, d_0^{(n)}]$ conforme expressão D2.

$$m_1 = f(\mathbf{d}_1) = f(\mathbf{d}_0) + \sum_{k=1}^n \frac{\partial f(\mathbf{d})}{\partial d^{(k)}} \delta d_1^{(k)} + \dots, \text{onde: } \delta d_1^{(k)} = d_1^{(k)} - d_0^{(k)} \quad (D2)$$

Agora fazendo uma aproximação tendo apenas o primeiro termo da soma, a expressão (D2) pode ser reescrita como:

$$m_1 \cong f(\mathbf{d}_0) + \nabla f(\mathbf{d}_0) \times \delta \mathbf{d}_1, \text{onde: } \delta \mathbf{d}_1 = [\delta d_1^{(1)}, \delta d_1^{(2)}, \dots, \delta d_1^{(n)}]^T. \quad (D3)$$

Considerando a existência de “ n ” termos de interesse da matriz $\mathbf{M}$, a partir da expressão (D3) é possível chegar na expressão (D4).

$$\mathbf{m}_i \triangleq \begin{bmatrix} m_i^{(1)} \\ \vdots \\ m_i^{(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f^{(1)}(\mathbf{d}_{i-1}) \\ \vdots \\ f^{(n)}(\mathbf{d}_{i-1}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \nabla f^{(1)}(\mathbf{d}_{i-1}) \\ \vdots \\ \nabla f^{(n)}(\mathbf{d}_{i-1}) \end{bmatrix} \delta \mathbf{d}_i \quad (D4)$$

$$= \mathbf{F}(\mathbf{d}_{i-1}) + \mathbf{J}(\mathbf{d}_{i-1}) \times \delta \mathbf{d}_i.$$

onde $\mathbf{F}$ é o vetor coluna contendo todas “ n ” funções que fazem a relação entre as “ n ” variáveis de interesse da matriz $\mathbf{M}$ (i.e. o vetor $\mathbf{m}_i$) e o vetor $\mathbf{d}$, e $\mathbf{J}$ é dita a matriz jacobiana da função $\mathbf{F}$. Finalmente a expressão pode ser reescrita como:

$$\mathbf{d}_{i+1} = \mathbf{d}_i + [\mathbf{J}(\mathbf{d}_i)]^{-1} \times (\mathbf{m}_{i+1} - \mathbf{m}_i). \quad (D5)$$

A expressão (D5) é bastante interessante porque se considerarmos que $\mathbf{m}_{i+1} = \mathbf{m}_{ideal}$ (i.e. $\mathbf{m}_{i+1}$ igual aos seus valores ideais) é possível calcular os valores corretos das dimensões físicas do dispositivo. No entanto, para tal é necessário saber o valor $\mathbf{J}(\mathbf{d}_i)$.

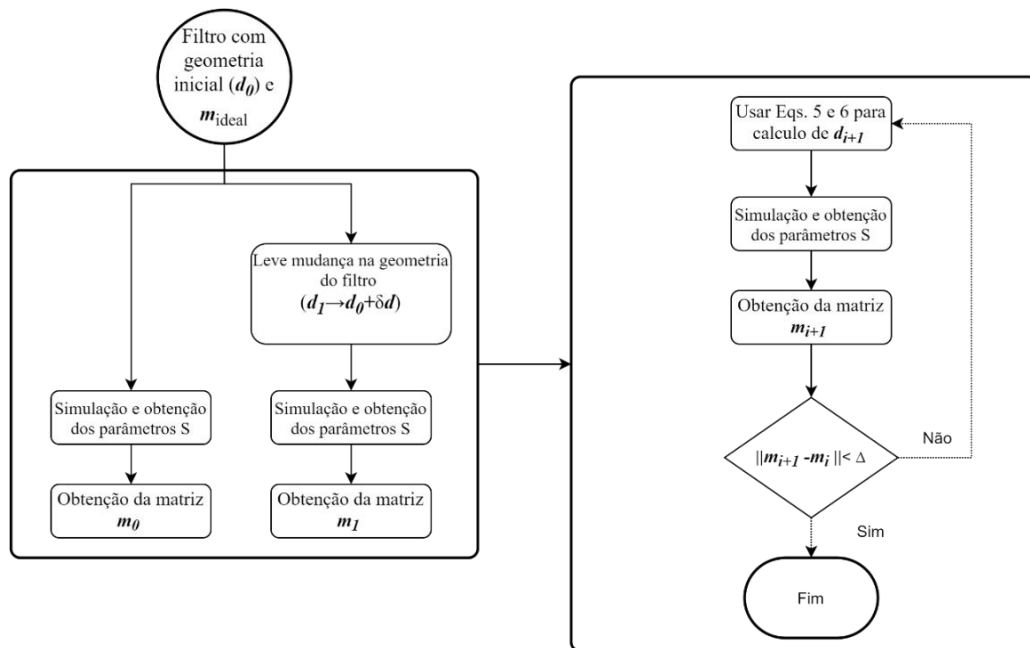
Assim, assumindo que nas implementações físicas de filtros um dado coeficiente de acoplamento (mutuo ou próprio) depende majoritariamente de um único e específico parâmetro físico do vetor $\mathbf{d}$, é possível organizar as expressões (D4) e (D5) de modo que $\mathbf{J}$ e $\mathbf{J}^{-1}$

¹ sejam matrizes diagonais. Nesse caso, da expressão (D5) pode ser facilmente derivada da expressão (D6).

$$[J(\mathbf{d}_i)]_{kj} = \begin{cases} \frac{m_i^{(k)} - m_{i-1}^{(k)}}{d_i^{(k)} - d_{i-1}^{(k)}} & \text{se } j = k \\ 0 & \text{se } j \neq k \end{cases} \quad (D6)$$

As expressões (D5) e (D6) definem um processo iterativo onde a cada interação o vetor $\mathbf{d}$ é atualizado até que $\|\mathbf{m}_{i+1} - \mathbf{m}_{ideal}\| < \Delta$. Um fluxograma ilustrando este processo é dado na Figura D 1.

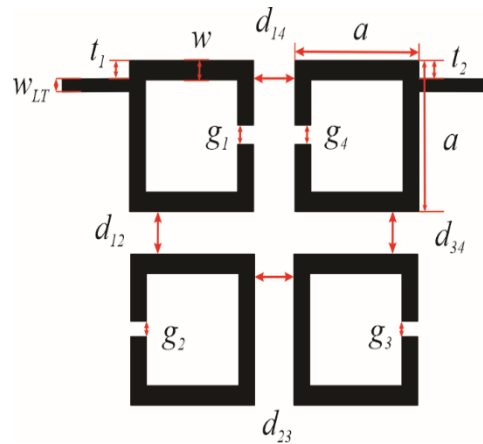
Figura D 1 - Fluxograma ajuste do filtro.



Fonte: O Autor (2020).

Como exemplo, no caso do filtro mostrado na Figura D 2, pode-se assumir que a relação é dada um para um entre t_1 e Q_{ei} , t_2 e Q_{eo} , d_{ij} e M_{ij} , e g_i e M_{ii} com ($j \neq i=1, \dots, 4$). Assim definindo os vetores $\mathbf{d} = [t_1, t_2, d_{12}, d_{23}, d_{34}, d_{14}, g_1, g_2, g_3, g_4]$, $\mathbf{m} = [Q_{ei} \text{ extraído}, Q_{eo} \text{ extraído}, M_{12} \text{ extraído}, M_{23} \text{ extraído}, M_{34} \text{ extraído}, M_{14} \text{ extraído}, M_{11} \text{ extraído}, M_{22} \text{ extraído}, M_{33} \text{ extraído}, M_{44} \text{ extraído}]$, e $\mathbf{m}_{ideal} = [Q_{ei} \text{ ideal}, Q_{eo} \text{ ideal}, M_{12} \text{ ideal}, M_{23} \text{ ideal}, M_{34} \text{ ideal}, M_{14} \text{ ideal}, M_{11} \text{ ideal}, M_{22} \text{ ideal}, M_{33} \text{ ideal}, M_{44} \text{ ideal}]$, é possível usar as expressões (D5) e (D6) de acordo com o fluxograma da Figura D 1 para otimizar a estrutura na Figura D 2 até que sua matriz de acoplamento e fatores de qualidade extraídos sejam, dentro de uma tolerância, iguais aos valores teóricos de projeto. Quando isso acontecer a resposta em frequência do filtro estará de acordo com suas especificações originais.

Figura D 2 - Layout Filtro.



Fonte: O Autor (2020).

Demonstração prática

Seguindo o procedimento estabelecido na seção 2.4 para o projeto de um filtro com $f_0=2.655\text{GHz}$, $FBW=2.6461\%$, $RL_{max}=20\text{dB}$, e Zeros de Transmissão em $\Omega=-1.6$, 1.6 , inicialmente obteve-se $g_1 = g_2 = g_3 = g_4 = 1.5\text{mm}$, $t_1 = t_2 = 2.0\text{mm}$, $d_{12} = d_{34} = 3.3\text{mm}$, $d_{14} = 3.9$, $d_{23} = 3.8\text{mm}$. Assim aplicando o método de ajuste mostrado nesse Apêndice, foi possível obter a seguinte sequência de resultados:

Tabela D 1 - Dimensões do filtro.

	d_{12}	d_{23}	d_{14}	d_{34}	g_1	g_2	g_3	g_4	t_1	t_2
$\mathbf{d_0}$	3,3	3,8	3,9	3,3	1,5	1,5	1,5	1,5	2	2
$\mathbf{d_1}$	3,3	3,8	3,9	3,3	1,4	1,4	1,4	1,4	1,9	1,9
$\mathbf{d_2}$	3,3	3,8	3,9	3,3	1,5	1,3	1,3	1,5	1,4	1,4

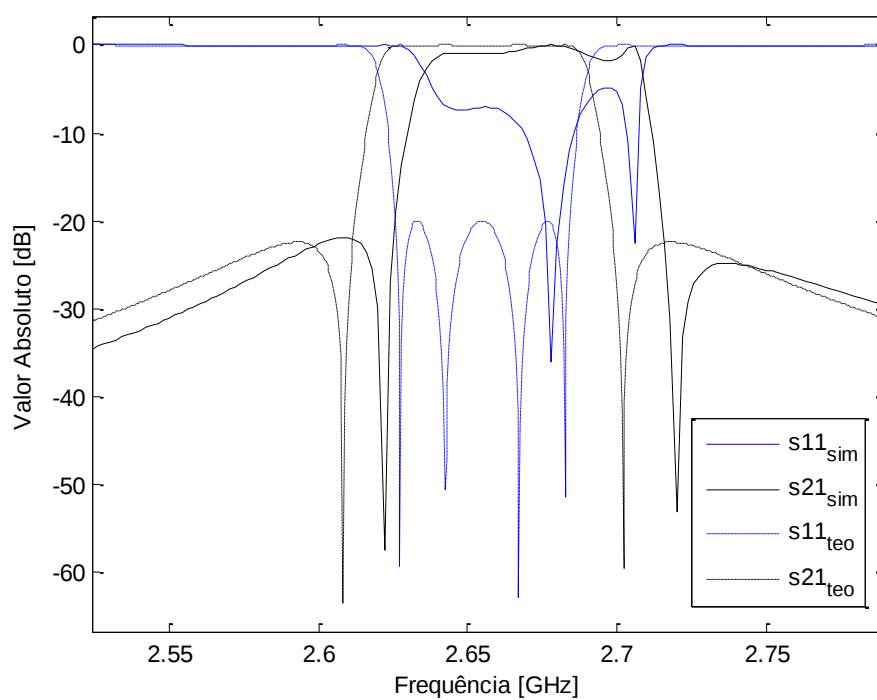
Fonte: O Autor (2020).

Tabela D 2 - Coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos.

	m_{12}	m_{23}	m_{14}	m_{34}	m_{11}	m_{22}	m_{33}	m_{44}	Q_1	Q_2
$\mathbf{m_0}$	0,0189	0,0184	-0,0065	0,0189	-0,0024	-0,0127	-0,0149	-0,0022	52,7766	52,7197
$\mathbf{m_1}$	0,0189	0,0183	-0,0065	0,0188	0,0043	-0,0061	-0,0084	0,0045	52,3011	52,2898
$\mathbf{m_2}$	0,0193	0,0182	-0,0064	0,0192	0,0019	0,0005	-0,0008	0,002	40,7663	40,7508
$\mathbf{m_{ideal}}$	0,0184	0,018	-0,0065	0,0184	0	0	0	0	43,7487	43,7487

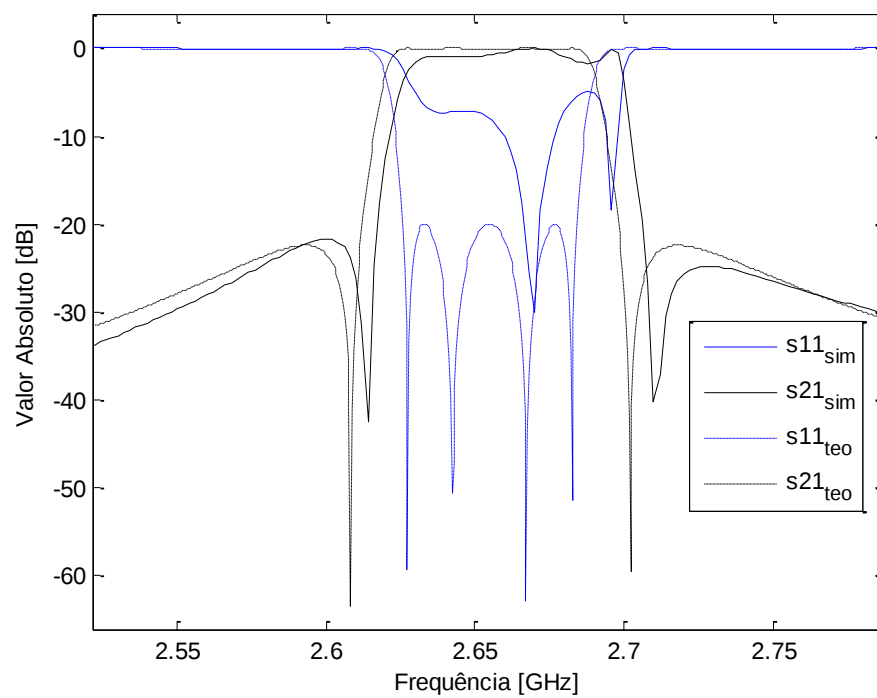
Fonte: O Autor (2020).

Figura D 3 - Parâmetros-S teóricos versus simulados para d_0 .

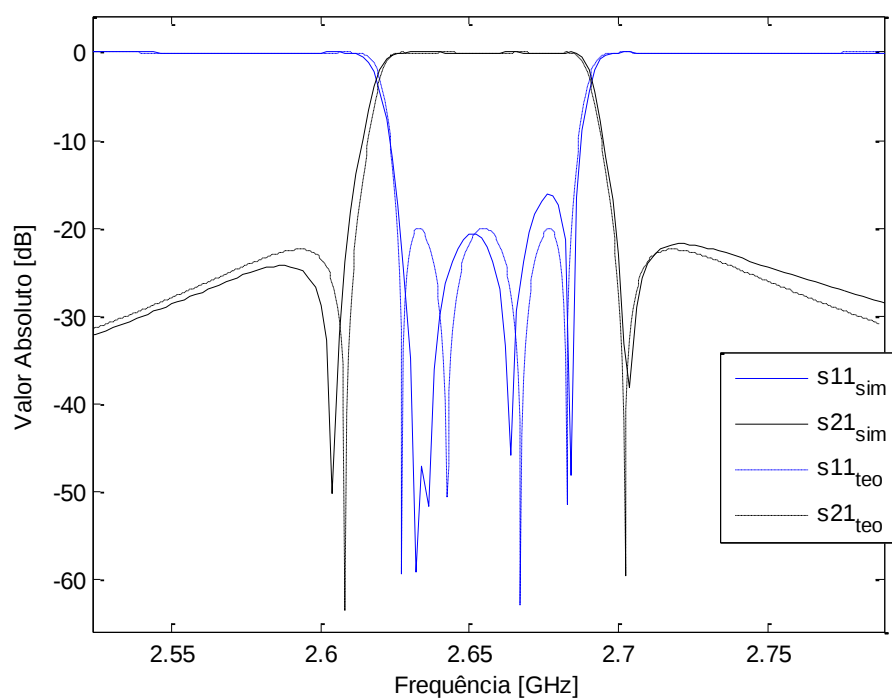


Fonte: O Autor (2020).

Figura D 4 - Parâmetros-S teóricos versus simulados para d_1 .



Fonte: O Autor (2020).

Figura D 5 - Parâmetros-S teóricos versus simulados para d_2 .

Fonte: O Autor (2020).

APÊNDICE E – Exemplos de aplicação da técnica de ajuste de fase proposta

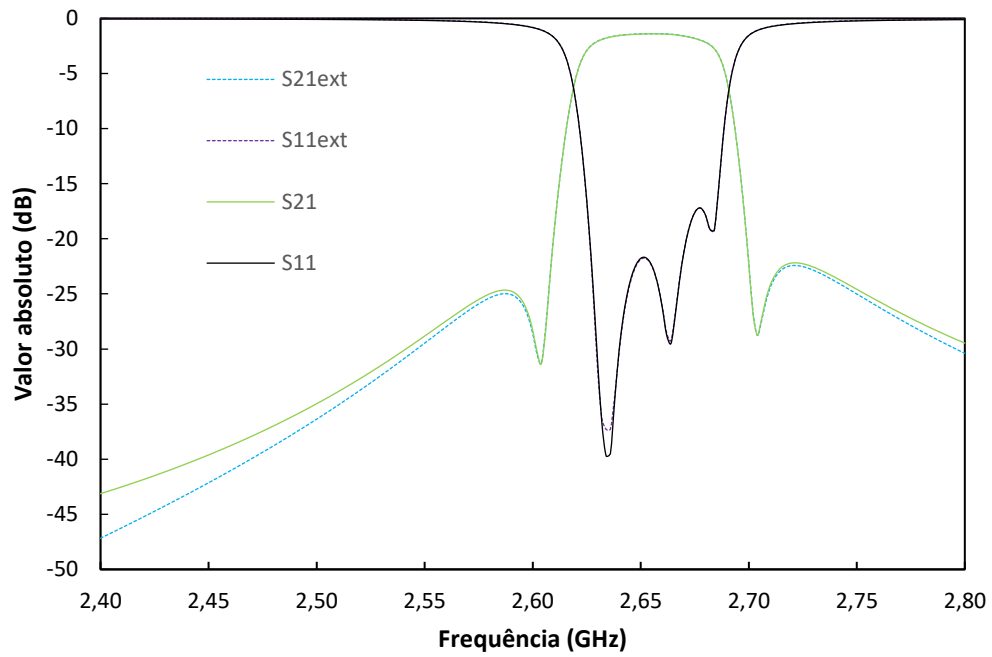
Neste apêndice são mostrados dois exemplos que demonstram a eficácia do método proposto na seção 2.5.2.1.

Filtro ajustado em malha aberta de quarta ordem com perdas

Como primeiro exemplo, um filtro em malha aberta de quarta ordem com dois zeros de transmissão finitos foi projetado para ter $f_0 = 2,655\text{GHz}$, $FBW = 2,6461\%$ e $RL_{max} = -20\text{dB}$ em uma placa de microfita com $Er = 2,94$, $d = 1,524\text{mm}$ e $\tan(\delta) = 0,0024$. Sua geometria, bem como seus parâmetros S obtidos por meio de simulador eletromagnético de onda completa, são mostrados na Figura 69, onde $a = 11,7\text{ mm}$, $w = 1,5\text{ mm}$, $w_{LT} = 1,0\text{mm}$, $t_1 = t_2 = 1,4\text{mm}$, $g_1 = g_4 = 1,5\text{mm}$, $g_2 = g_3 = 1,3\text{mm}$, $d_{12} = d_{34} = 3,3\text{mm}$, $d_{23} = 3,8\text{mm}$, $d_{14} = 3,9\text{mm}$.

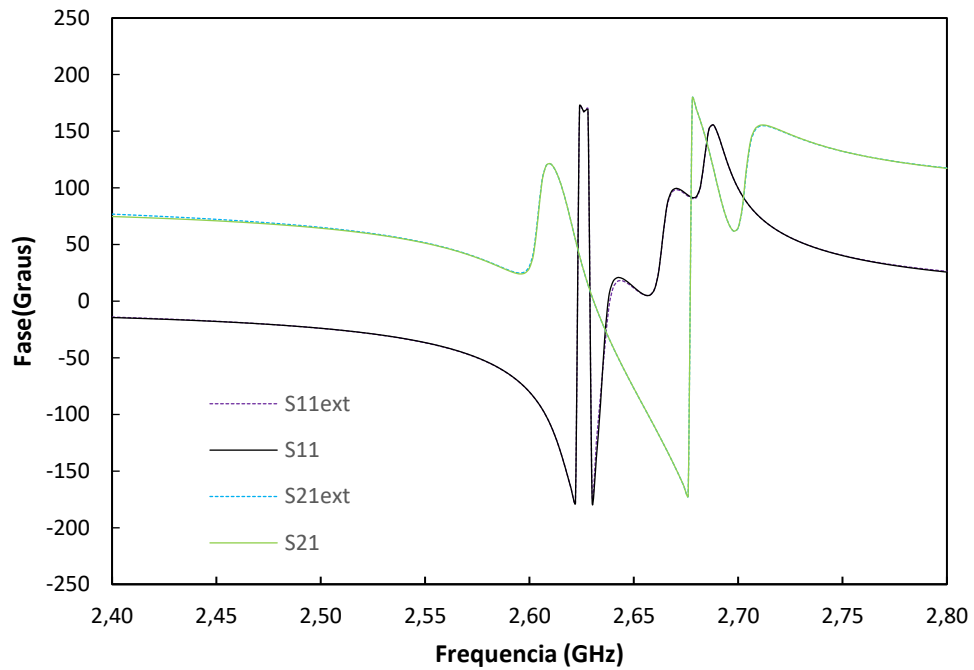
Considerando que o filtro possui: $\varphi_{01} = \varphi_{02}$ e $\theta_{01} = \theta_{02}$ (isto é, linhas de alimentação simétricas), ao aplicar a metodologia proposta neste trabalho, usando o algoritmo Nelder-Mead, foi possível encontrar rapidamente $\varphi_{0i} = -73,8686^\circ$ e $\theta_{0i} = -120,3243^\circ$ de modo que $f(\gamma) = 0,87$ com $f_{min} = 2,594\text{GHz}$ e $f_{max} = 2,72\text{GHz}$ utilizando 64 pontos de frequência. Assim, é plotado na Figuras E1 e E2 a resposta obtida usando o modelo racional extraído versus a curva simulada original, onde é possível observar que existe uma concordância muito boa entre as respostas.

Figura E 1 - Valor Absoluto dos Parâmetros S: Simulados versus extraídos.



Fonte: O Autor (2020).

Figura E 2 - Fase dos Parâmetros S: Simulados versus extraídos.



Fonte: O Autor (2020).

A partir do modelo racional extraído, foi possível obter a matriz de acoplamento $N + 2$ na forma dobrada usando a formulação apresentada na seção 2.3.6. Assim, a matriz $\mathbf{M}$ e os

fatores Q_{ei} e Q_{eo} também puderam ser obtidos. Eles estão resumidos na Tabela E 1, onde o sufixo "ex" indica "parâmetros extraídos" e o sufixo "id" significa "parâmetros ideais".

Tabela E 1 - Matriz de acoplamento e fatores de qualidade externos.

Mik	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$
$i=1$	$0,0018-j0,0020$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0193$ (ex) $0,0184$ (id)	$0,0000$ (ex) $0,0000$ (id)	$-0,0064$ (ex) $-0,0065$ (id)
$i=2$	$0,0193$ (ex) $0,0184$ (id)	$0,0005-j0,0020$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0182$ (ex) $0,0180$ (id)	$0,0004$ (ex) $0,0000$ (id)
$i=3$	$0,0000$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0182$ (ex) $0,0180$ (id)	$0,0008-j0,0020$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0192$ (ex) $0,0184$ (id)
$i=4$	$-0,0064$ (ex) $-0,0065$ (id)	$0,0004$ (ex) $0,0000$ (id)	$0,0192$ (ex) $0,0184$ (id)	$0,0021-j0,0020$ (ex) $0,0000$ (id)
$Q1$	40.7121 (ex) $43,7490$ (id)		$Q2$	40.7121 (ex) $43,7490$ (id)

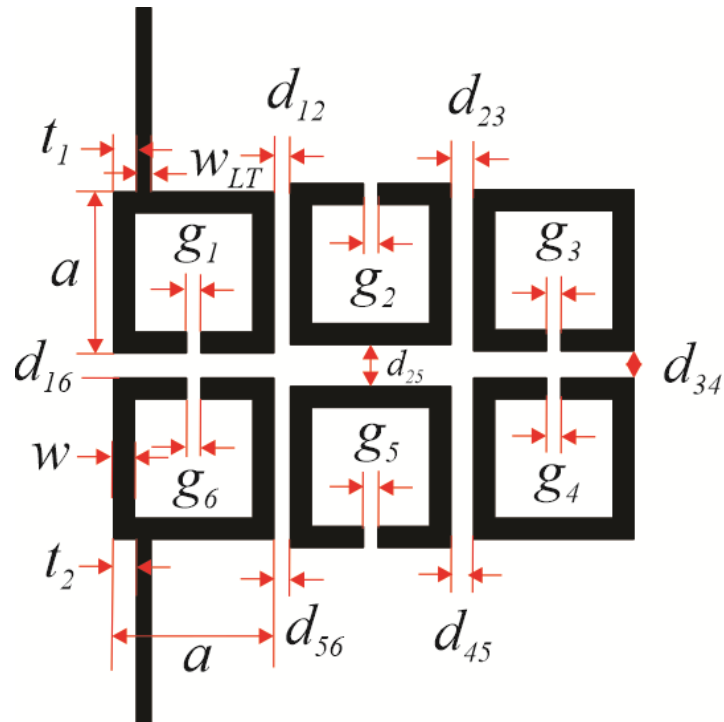
Fonte: O Autor (2020).

A partir da Tabela E 1 é possível observar dois resultados importantes. O primeiro é que os valores extraídos e ideais de M , Q_{ei} e Q_{eo} estão próximos (como era de se esperar para um filtro ajustado). Já o segundo, é que existem elementos complexos na diagonal principal da matriz M . Ao observar a expressão (29), fica claro que estes elementos são devidos as perdas que existem no filtro.

Filtro não ajustado em malha aberta de sexta ordem sem perdas

Neste exemplo, a capacidade do método é verificada mesmo quando os parâmetros S são de um filtro não ajustado. Nesse caso, o filtro (Figura E 3), que possui 6 polos e quatro zeros de transmissão, é inicialmente projetado para ter $f_0 = 2,45 \text{ GHz}$, $FBW = 4,0825\%$ e $RL_{max} = -30\text{dB}$ em uma placa similar ao exemplo anterior, onde $a = 7.7\text{mm}$, $w = 1.0\text{mm}$, $w_{LT} = 0.7\text{mm}$, $t_1 = t_2 = 1.1\text{mm}$, $g_1 = g_2 = g_3 = g_4 = g_5 = g_6 = 0.7\text{mm}$, $d_{12} = d_{56} = 0.8\text{mm}$, $d_{23} = d_{45} = 1.1\text{mm}$, $d_{34} = 1.3\text{mm}$, $d_{25} = 2.0\text{mm}$ e $d_{16} = 1.2\text{mm}$.

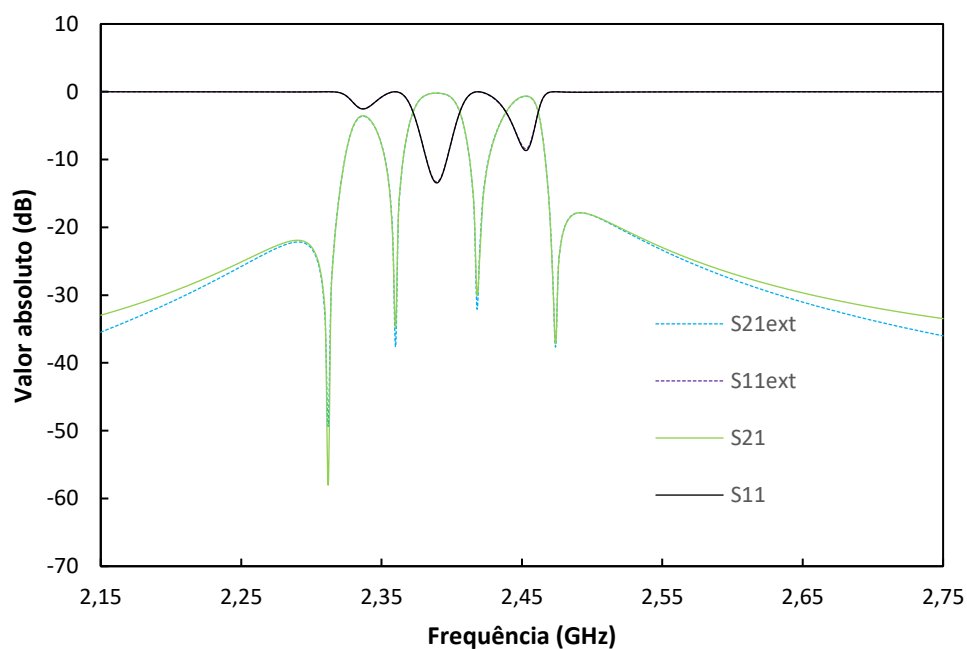
Figura E 3 - Filtro de sexta ordem não ajustado.



Fonte: O Autor (2020).

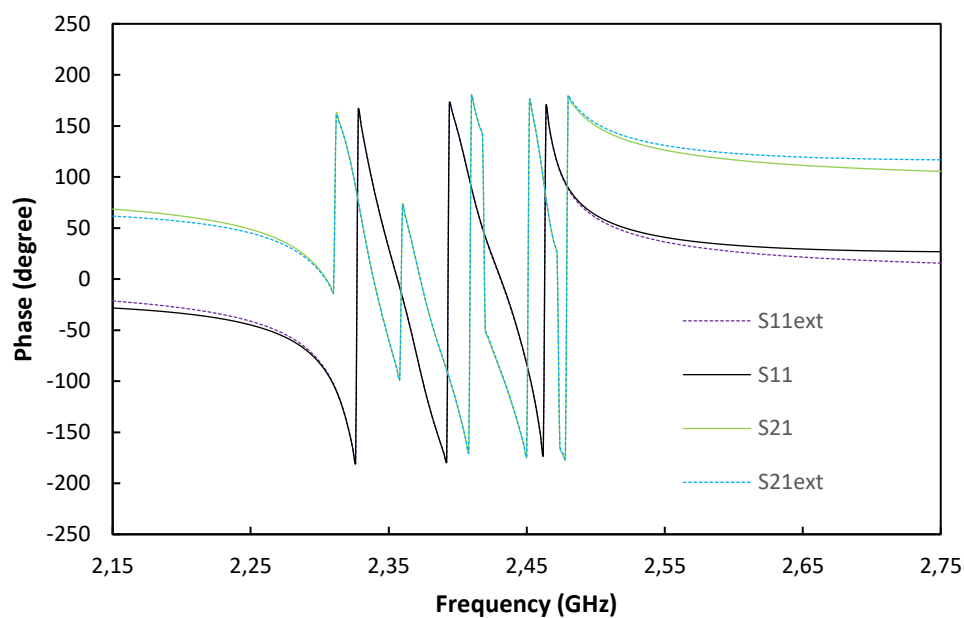
Fazendo as mesmas considerações e seguindo o mesmo procedimento exemplo anterior, foi possível encontrar $\varphi_{0i} = -23,0911^\circ$ e $\theta_{0i} = -133,5145^\circ$, de modo que $f(\gamma) = 1,33$ com $f_{mim} = 2,318\text{GHz}$ e $f_{max} = 2,484\text{GHz}$ utilizando 84 pontos de frequência. Assim na Figura E 4 e Figura E 5, a resposta obtida usando o modelo racional extraído versus a resposta simulada original é plotada.

Figura E 4 - Valor Absoluto dos Parâmetros S: Simulados versus extraídos.



Fonte: O Autor (2020).

Figura E 5 - Fase dos Parâmetros S: Simulados versus extraídos.



Fonte: O Autor (2020).

Ao observar a Figura E 4 e a Figura E 5, novamente percebe-se uma boa concordância entre as respostas, indicando que o modelo racional extraído está correto. A matriz de acoplamento, bem como os fatores externos de qualidade para este caso são apresentados na

Tabela E 2, onde o sufixo "ex" indica parâmetros extraídos, o sufixo "id" significa parâmetros ideais e 0,0001 deve ser multiplicado pelos elementos da matriz de acoplamento.

Tabela E 2 - Matriz de acoplamento e fatores de qualidade externos.

M_{ij}	$i=1$	$i=2$	$i=3$	$i=4$	$i=5$	$i=6$
$j=1$	523(ex) 0(id)	436(ex) 359(id)	0(ex) 0(id)	0(ex) 0(id)	0(ex) 0(id)	-131(ex) -25(id)
$j=2$	436(ex) 359(id)	457(ex) 0(id)	302(ex) 214(id)	0(ex) 0(id)	190(ex) 110(id)	47(ex) 0(id)
$j=3$	0(ex) 0(id)	302(ex) 214(id)	471(ex) 0(id)	-92(ex) -296(id)	48(ex) 0(id)	0(ex) 0(id)
$j=4$	0(ex) 0(id)	0(ex) 0(id)	-92(ex) -296(id)	464(ex) 0(id)	304(ex) 214(id)	0(ex) 0(id)
$j=5$	0(ex) 0(id)	190(ex) 110(id)	48(ex) 0(id)	304(ex) 214(id)	412(ex) 0(id)	433(ex) 359(id)
$j=6$	-131(ex) -25(id)	47(ex) 0(id)	0(ex) 0(id)	0(ex) 0(id)	433(ex) 359(id)	526(ex) 0(id)
Q_1	26.4049(ex) 20,1690(id)			Q_1	26.3742(ex) 20,1690(id)	

Fonte: O Autor (2020).

Ainda com relação à Tabela E 2, é possível observar que, embora a matriz de acoplamento e os fatores externos de qualidade sejam significativamente diferentes de seus valores ideais (como esperado para casos de filtros não ajustados), a matriz de acoplamento é, dentro de uma pequena margem de erro, simétrica em relação à diagonal secundária. Este fato é esperado, uma vez que a estrutura na Figura E 3 é simétrica em relação às linhas de alimentação.

APÊNDICE F – Demonstração 4

A extração da matriz de acoplamento ($\mathbf{M}$) e fatores de qualidade (Q_{ei} e Q_{eo}) obtidos a partir dos parâmetros Y representativos de um filtro (i.e. após o ajuste de fase), seguem os seguintes passos:

- 1) Aplicar transformação: $s = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$;
- 2) Achar r_k e λ_k tal que: $Y = \sum_k \frac{r_k}{s - j\lambda_k}$;
- 3) Sintetizar a matriz $[\mathbf{m}_0]$ usando as expressões (42);
- 4) Aplicar a transformação $[\mathbf{m}_0] \rightarrow [\mathbf{m}]$ conforme seção 2.3.6.2;
- 5) Usar as expressões 34 e obter a partir de $[\mathbf{m}]$, os valores de q_{ei} e q_{eo} ;
- 6) Extrair a partir de $[\mathbf{m}]$ a sub matriz $[\mathbf{m}_{N \times N}]$ conforme seção 2.3.5; e
- 7) Usar as expressões (11) e (12) para obter $[\mathbf{M}]$, Q_{ei} e Q_{eo} a partir de q_{ei} , q_{eo} e $[\mathbf{m}_{N \times N}]$.

Conforme já mencionado, as matrizes $[\mathbf{m}_0]$ e $[\mathbf{m}]$ incorporam duas linhas e duas colunas a mais que a matriz $[\mathbf{m}_{N \times N}]$. Estas linhas e colunas são devidas aos possíveis acoplamentos entre fonte e carga com os ressoadores do filtro. Cameron mostra [7, pp. 259-261] que também é possível o obter a matriz $[\mathbf{m}_{N \times N}]$ e os termos $[\mathbf{m}]_{01}$ e $[\mathbf{m}]_{n,n+1}$ diretamente da expansão em frações parciais de y_{21} e y_{11} . Conforme mencionado pelo próprio autor, esse procedimento é menos flexível e mais difícil do que o método usando para obter as matrizes $[\mathbf{m}_0]$. No entanto, a partir dessa formulação alternativa foi possível demonstrar que a matriz $[\mathbf{M}]$ e os termos Q_{ei} e Q_{eo} gerados no final do passo 7 são independentes do valor usado para FBW .

A matriz $[\mathbf{m}_{N \times N}]$ e os termos $[\mathbf{m}]_{01}$ e $[\mathbf{m}]_{n,n+1}$ podem ser obtidas usando a formulação alternativa de Cameron conforme as expressões

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_{N \times N} &= -\mathbf{R}(\mathbf{T}\mathbf{\Lambda}\mathbf{T}^{-1})\mathbf{R}^T, \\ [\mathbf{m}]_{0,1}^2 &= \sum_k [\mathbf{T}]_{1,k}^2, \\ [\mathbf{m}]_{n,n+1}^2 &= \sum_k [\mathbf{T}]_{n,k}^2 \end{aligned} \tag{F1}$$

onde $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{j\lambda_1, j\lambda_2, \dots, j\lambda_n\}$, $\mathbf{T}$ é uma matriz cuja as linhas são determinadas via o processo de ortogonalização de Gram-Schmidt sabendo que $[\mathbf{T}]_{n,k} = \sqrt{r_{22k}}$, e $[\mathbf{T}]_{1,k} = r_{21k}/\sqrt{r_{22k}}$ com $k=1, \dots, n$, e $\mathbf{R}$ é a matriz de transformação de similaridade.

Agora, tomando os conjuntos $\{s', \Omega', FBW', \mathbf{r}_k', \lambda_k'\}$ e $\{s, \Omega, FBW, \mathbf{r}_k, \lambda_k\}$ cujo seus elementos internos relacionam-se conforme as expressões contidas nos passos 1 e 2, se

assumimos que existe um α tal que $FBW' = \alpha FBW$, é possível concluir que $s' = s/\alpha$, $\mathbf{r}_k' = \mathbf{r}_k/\alpha$ e $\lambda_k' = \lambda_k/\alpha$. Também, a partir das definições das matrizes $\mathbf{T}$ e $\mathbf{A}$, será verdade que $\mathbf{A}' = \mathbf{A}/\alpha$ e $\mathbf{T}' = \mathbf{T}/\alpha$ se $\mathbf{T}'$ e $\mathbf{A}'$ são geradas usando as variáveis do primeiro conjunto (i.e. o conjunto cujo elementos aparecem com o sinal “'”). Logo, a partir das expressões (F1) é fácil ver que

$$\begin{aligned} \mathbf{m}'_{N \times N} &= \frac{\mathbf{m}_{N \times N}}{\alpha}, \\ [\mathbf{m}]'_{0,1} &= \frac{[\mathbf{m}]_{0,1}}{\alpha}, \\ [\mathbf{m}]'_{n,n+1} &= \frac{[\mathbf{m}]_{n,n+1}}{\alpha} \end{aligned} \quad (\text{F2})$$

se $\mathbf{m}'_{N \times N}$, $[\mathbf{m}]'_{0,1}$, e $[\mathbf{m}]'_{n,n+1}$ são geradas a partir de $\mathbf{T}'$ e $\mathbf{A}'$.

Finalmente, usando a expressão (F2), vemos a partir das expressões (11) e (12) que

$$\begin{aligned} M' &= \mathbf{m}'_{N \times N} \times FBW' \rightarrow \frac{\mathbf{m}_{N \times N}}{\alpha} \times \alpha FBW = M, \\ Q'_{ei} &= \frac{q'_{ei}}{FBW'} \rightarrow \frac{\alpha q_{ei}}{\alpha FBW} = Q_{ei} \end{aligned} \quad (\text{F3})$$

A expressões (F3) demonstram que a matriz $[\mathbf{M}]$ e os termos Q_{ei} e Q_{eo} são independentes da escolha de α . Cabe destacar que em geral o resultado em (F3) não será verdadeiro se forem utilizadas transformações passa-banda para passa baixas com valores diferentes de ω_0 . Isso pode ser justificado ao olharmos a expressão (C6) do APÊNDICE C, onde os valores de b_i (e portanto $[\mathbf{M}]_{ii}$) são claramente dependentes da variável ω_0 . Portanto uma escolha adequada para ω_0 é tomando essa constante como sendo igual frequência de ressonância teórica do filtro, pois desse modo, todos os valores extraídos para $[\mathbf{M}]$, Q_{ei} e Q_{eo} quando aplicados ao ajuste do filtro farão com que este convirja para ter reposta em frequência semelhante a teórica.

Como última observação, a expressão (C6) do APÊNDICE C também nos diz que se escolhermos ω_0 como sendo dado pela frequência de ressonância teórica do filtro, é possível calcular o valor da frequência de ressonância do ressoado “i” sabendo o valor extraído de $[\mathbf{M}]_{ii}$.

APÊNDICE G – Dificuldades na fabricação

Conforme solicitado por membros da Banca de defesa de Tese, neste apêndice são feitos breves comentários acerca das dificuldades encontradas durante a fase de fabricação dos filtros mostrados na seção 4.5.

Problemas da máquina de Prototipagem de circuito impresso

De posse dos desenhos de projeto dos filtros, inicialmente tentou-se realizar sua fabricação utilizando a máquina de prototipagem de placas de circuito impresso (*PCB Prototype Machine*, modelo EP2006H do fabricante Everprecision), existente no Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE.

A primeira dificuldade surgiu quando foi constatado que o equipamento estava com defeito (a broca da máquina não estava funcionando), e que devido as restrições causadas pela então pandemia global do COVID-19, não era possível estimar prazo para o seu reparo. Ainda assim, várias tentativas frustradas foram feitas por este autor e colegas do laboratório para descobrir e eliminar a causa do defeito observado. Como o prazo para defender a tese estava se esgotando, o autor entrou em contato com colegas da UFJF e UFRPE, e com as empresas Griffus, Lauquen e Micropress (empresas nacionais de fabricação de circuitos), além de duas empresas no exterior (“Custom Circuit Boards”, nos EUA e “Pcbsky” na China), com o intuito de verificar a possibilidade de realizar a fabricação. Assim, mais dificuldades apareceram quando todas as empresas nacionais procuradas responderam que não conseguiriam atender os critérios de precisão do projeto (resolução X, Y de 0,01mm ou menor), e quando o preço cobrado pelas empresas estrangeiras ficou em US\$ 1300,00 e US\$ 780,00 (sem contar as taxas de entregas e alfandegárias e o tempo de entrega). Além disso, a fabricação na UFJF não se mostrou possível devido a indisponibilidade momentânea de seus equipamentos, e a fabricação na UFRPE, embora fosse possível, permanecia incerta pois aquela instituição se encontrava fechada devido a COVID-19.

Mesmo diante de todas as dificuldades, a fabricação foi feita na Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho (UACSA) da UFRPE, onde autor, pôr na época já ter voltado para cidade do Rio de Janeiro (devido ao seu trabalho), precisou contar com a ajuda e disponibilidade do amigo Elias Marques de Oliveira e seu irmão Helder Moraes da Silva. Devido a todas as questões logísticas envolvidas (e.g., disponibilidade do pessoal, autorização da universidade, calibração da máquina etc.) a fabricação precisou de dois dias para ser

concluída, onde no final não foi possível a realização dos furos das *vias holes* nem a soldagem dos componentes discretos (diodos, indutores e capacitores).

Após a fabricação, o autor ainda precisou contar com a ajuda e disponibilidade de seu irmão Helder, e o amigo Marcelo de Sa Coutinho, para a realização da medição dos parâmetros de espalhamento dos protótipos fabricados. Novamente, algumas questões logísticas estiveram envolvidas, pois a disponibilidade do pessoal era limitada e o acesso ao Laboratório da UFPE, onde foi feita a medição, também era limitada (na época a três pessoas). Mesmo assim, algumas semanas antes da defesa, os dados foram obtidos e enviados para o autor.

Por fim, uma dificuldade que existiu durante todo o doutorado, surge do fato de que o autor elaborou esta tese em regime de dedicação parcial, uma vez que o mesmo faz parte do corpo de engenheiros da Marinha do Brasil desde 2016.

APÊNDICE H – Lista de Publicações

Anais de Congressos

- L.M. da Silva, H.V.H. Silva Filho, P.H.B. Cavalcanti Filho, M.T. de Melo. A new technique to cancel additional phase shifts of two-port resonant devices. In: MOMAG 2020 Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica / Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2020, Niterói. Anais do MOMAG 2020, 2020.

Revistas

- H. V. H. Silva Filho; M. S. Coutinho; M. T. de Melo; E. M. F. de Oliveira; R. G. S. Tarragô Vinícius; L.L. Novo; L. M. da Silva; N. Fraga. Design of a connector for fault detection in eye bolts used as insulator anchorages“. Engineering Research Express, Volume 2, Number 4, 2020.
- P. H. B. Cavalcanti Filho; E. M. F. de Oliveira; M. S. Coutinho; L. M. da Silva; M. T. de Melo. Planar Sensor for Material Characterization Based on the Sierpinski Curve Fractal. Journal of Sensors, 2020.

ANEXO A – Revisão da técnica de *Vector Fitting*

A técnica de *Vector Fitting* foi proposta pela primeira vez em 1999 por Bjorn Gustavsen e Adam Semlyen [28]. Neste anexo é feita uma breve revisão de como esta técnica foi originalmente introduzida.

Inicialmente considera-se a função

$$f(s) = \sum_{k=1}^N \frac{c_k}{s - a_k} + d + sh \quad (A1)$$

onde c_k , a_k , d e h são incógnitas e $f(s)$ é uma função a ser ajustada. A técnica de *Vector Fitting* resolve o problema em (A1) em dois estágios: identificação dos polos, e identificação dos resíduos. No primeiro, deve-se especificar polos iniciais, $\tilde{a}_k$, e multiplicar $f(s)$ por uma função racional $\sigma(s)$ de forma a ser montando o seguinte sistema:

$$\begin{bmatrix} \sigma(s)f(s) \\ \sigma(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^N \frac{c_k}{s - \tilde{a}_k} + d + sh \\ \sum_{k=1}^N \frac{\tilde{c}_k}{s - \tilde{a}_k} + 1 \end{bmatrix} \quad (A2)$$

Assim, substituindo a segunda linha de (A2) em sua primeira linha, chega-se a seguinte equação:

$$\sum_{k=1}^N \frac{c_k}{s - \tilde{a}_k} + d + sh = \left(\sum_{k=1}^N \frac{\tilde{c}_k}{s - \tilde{a}_k} + 1 \right) f(s) \quad (A3)$$

A equação A3 é linear com respeito as incógnitas c_k , d , h , e $\tilde{c}_k$. Desse modo para vários pontos de frequência ela gera um sistema linear sobre determinado da forma

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{b} \quad (A4)$$

onde as incógnitas são o vetor coluna $\mathbf{x}$.

A equação (A4) é resolvida (achar c_k , d , h , e $\tilde{c}_k$) usando o método de mínimos quadrados. Após isso, de sorte que os zeros da função $\sigma(s)$ devem ser iguais aos polos de $f(s)$ (ver demonstração em [28]), usa-se os valores de $\tilde{a}_k$ e $\tilde{c}_k$ para gerar os novos polos de $f(s)$. Finalmente repete-se algumas vezes todo o processo usando os novos polos, até que $\sigma(s) \rightarrow 1$.

Após a identificação dos polos de $f(s)$, monta-se um sistema similar a (A4) a partir do problema original (A1) considerando os polos identificados. Assim, usando novamente o método de mínimos quadrados é possível encontrar os valores de a_k , d e h .

Por fim, cabe destacar que na referência [28] é fornecido um critério simples para a geração dos polos iniciais.