
Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Micro-ondas e Óptica
DMO-FEEC-UNICAMP

**CHAVES MEMS APLICADAS A DISPOSITIVOS DE RF
E MICRO-ONDAS: PROJETO, TECNOLOGIA E
IMPLEMENTAÇÃO FÍSICA DE DESLOCADOR DE FASE
E FILTRO SINTONIZÁVEL**

Autor: Paulo Filipe Braghetto Atanazio
Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica*

Comissão Julgadora:
Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly - DMO/FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin - PTC/EP/USP
Prof. Dr. Peter Jürgen Tatsch - DSIF/FEEC/UNICAMP

Campinas, 7 de abril de 2009

**CHAVES MEMS APLICADAS A DISPOSITIVOS DE RF
E MICRO-ONDAS: PROJETO, TECNOLOGIA E
IMPLEMENTAÇÃO FÍSICA DE DESLOCADOR DE FASE
E FILTRO SINTONIZÁVEL**

Autor: Paulo Filipe Braghetto Atanazio

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica*

Campinas, 7 de abril de 2009

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

At16c	Atanzio, Paulo Filipe Braghetto Chaves MEMS aplicadas a dispositivos de RF e micro-ondas: projeto, tecnologia e implementação física de deslocador de fase e filtro sintonizável / Paulo Filipe Braghetto Atanzio. --Campinas, SP: [s.n.], 2009. Orientador: Luiz Carlos Kretly. Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. 1. Sistemas microeletromecânicos. 2. Histerese. 3. Filtro eletricos. 4. Dispositivos eletromecânicos. I. Kretly, Luiz Carlos. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.
-------	--

Título em Inglês: MEMS switches applied to RF and microwave devices: design, technology and physical implementation of phase shifter and tunable filter

Palavras-chave em Inglês: Micro-Electrical-Mechanical-Systems (MEMS), Hysteresis, Filter, Coplanar Waveguide (CPW)

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Silvio Ernesto Barbin, Peter Jürgen Tatsch

Data da defesa: 30/03/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

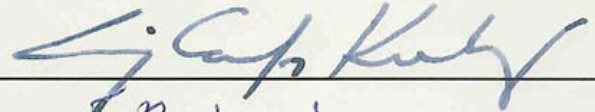
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Paulo Filipe Braghetto Atanazio

Data da Defesa: 30 de março de 2009

Título da Tese: "Chaves MEMS Aplicadas a Dispositivos de RF e Micro-ondas: Projeto, Tecnologia e Implementação Física de Deslocador de Fase e Filtro Sintonizável"

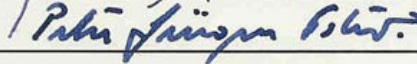
Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly (Presidente):



Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin:



Prof. Dr. Peter Jürgen Tatsch:



”Se todo mundo fizesse o óbvio, este mundo seria perfeito...”

Autor Desconhecido

Dedico este trabalho à minha adorada mãe Dirce Braghetto...

Ao meu irmão Paulo Jr...

Ao meu pai e madrastra Paulo Atanazio e Tatiane Marques...

Resumo

O propósito deste trabalho é, a partir dos conceitos de linhas de transmissão, teoria de filtros e o conhecimento pioneiro deste grupo acerca das chaves MEMS de RF, propor duas aplicações reais baseadas nesta estrutura singular: um deslocador de fase e um filtro sintonizável na faixa de 0,1-35GHz e banda Ku (12,4-18GHz) respectivamente. Uma abordagem puramente eletromecânica é realizada na etapa inicial, observando a tensão de ativação da chave para diferentes formas estruturais, desmistificando a histerese mecânica, fenômeno intrínseco a este tipo de dispositivo. Na segunda fase do trabalho é feito um detalhamento do comportamento eletromagnético da chave MEMS, explorando fortemente a extração dos parâmetros elétricos e sua inserção em outros circuitos. Por fim, a implementação do filtro sintonizável e do deslocador de fase realizou-se baseada nos conceitos de DMTL - *Distributed MEMS Transmission Lines* - onde tanto a seleção da frequência central de passagem do filtro, quanto o comprimento elétrico total do deslocador são controladas pela capacitância variável da chave MEMS, de acordo com uma tensão de controle DC aplicada.

Abstract

The purpose of this work is, based on transmission line concepts, filter theory and the pioneer knowledge of this group about RF MEMS Switches, propose two physical applications employing this singular structure: a phase shifter and a tunable filter at 0.1 - 35GHz range and Ku band respectively. A purely electromechanical approach is done at the initial step, observing the switch pull-in voltages for several structural geometries, demystifying the mechanical hysteresis, intrinsic phenomena of this kind of device. On the second phase of the work, the MEMS switch electromagnetic behavior is detailed, strongly exploring the electrical parameters extraction and its application on other types of circuits. Finally, the tunable filter and phase shifter are implemented through DMTL - Distributed MEMS Transmission Lines - concepts, where frequency selection and the amount of phase shifting are controlled by the variable switch capacitance according to the applied DC control voltage.

Agradecimentos

Agradeço inicialmente a Deus por ter concedido-me o dom da vida, e força de vontade para ir em busca dos meus sonhos.

À minha família pelo amor, carinho e apoio incondicional dados a mim durante esta árdua jornada.

Ao meu orientador Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly, pela oportunidade e ensinamentos que serão carregados por toda minha vida.

Aos meus irmãos de laboratório, Maurício Weber, Paulo Lagoia e Henrique Pimentel, que partilharam comigo não apenas idéias e soluções, mas parte de suas vidas.

À equipe do LMF-LNLS, em especial a Sra. Maria Helena e o Sr. Angelo Gobbi, pela amizade, suporte e grande troca de conhecimentos para o desenvolvimento de dispositivos MEMS no Brasil.

Ao *CNPq* e à *UNICAMP* pelo suporte financeiro e pela estrutura técnica, respectivamente;

Aos companheiros de trabalho, André Távora e Carlos Capovila, que em muito ajudaram no desenvolvimento deste trabalho.

À toda equipe do CCS/UNICAMP, em especial o Eng. Emílio Bortolucci e ao Prof. Diniz.

E a toda a minha família de amigos paraenses que fazem e farão parte desta história: Chicão, Arthur, Elana, Juliana, Joice, Didi, Simony, Marquinhos, Aline, Gigi, Humberto e por ai vai...

Enfim, a todos que direta ou indiretamente me ajudaram durante esses últimos anos.

Sumário

Resumo	iii
Abstract	iv
Agradecimentos	v
Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xvi
Lista de Abreviaturas	xvii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 A Tecnologia MEMS	1
1.2 A Chave MEMS	2
1.3 Aplicações para Chave MEMS	6
1.4 Organização da Tese	9
Capítulo 2 Modelagem Eletromecânica das Chaves MEMS	11
2.1 Introdução	11
2.2 Modelos de Atuação Eletrostática	14
2.2.1 Modelo 1D - Capacitor de Placas Paralelas	15
2.2.2 O Modelo 2D Distribuído	19
2.3 O Modelo de Histerese	23
2.4 Tempo de Chaveamento	27
2.5 Simulação e Análise dos Resultados Experimentais	29
2.5.1 Metodologia	29

2.5.2	Descrição dos Processos	31
2.5.3	Resultados	33
2.6	Arranjo Experimental para Medidas DC	55
2.7	Conclusões	56
Capítulo 3 Modelo Eletromagnético da Chave MEMS		59
3.1	Introdução	59
3.2	Descrição Física da Chave MEMS	60
3.3	Parâmetros Elétricos da Chave MEMS	62
3.3.1	Capacitância	66
3.3.2	Indutância e Resistência Série	67
3.4	Extração dos Parâmetros Elétricos	69
3.5	Modelo Elétrico completo da chave MEMS	70
3.6	Efeito da frequência sobre os parâmetros elétricos	72
3.7	Simulação e Análise dos Resultados Experimentais	73
3.7.1	Descrição dos Processos	73
3.7.2	Resultados de Simulação	76
3.7.3	Resultados de Medidas	83
3.8	Conclusões	87
Capítulo 4 Aplicações da Chave MEMS RF: Deslocador de Fase e Filtro Sintonizável		91
4.1	Introdução	91
4.2	Filtro Passa-Bandas	92
4.3	Filtro Passa-Bandas Planar	98
4.4	Projeto Filtro Estático	100
4.5	Linhas de Transmissão MEMS Distribuídas - DMTL	109
4.5.1	Modelo Analítico	110
4.5.2	Modelo de Circuito	112
4.6	Deslocador de Fase	113
4.6.1	Simulação e Resultados	114
4.7	Filtro MEMS Sintonizável	123

4.7.1	Topologia	124
4.7.2	Simulação e Resultados	126
4.7.3	Implementação e Resultados de Medidas	130
4.8	Conclusões	135
Capítulo 5 Conclusões e Trabalhos Futuros		137
5.1	Conclusões	137
5.2	Trabalhos Futuros	140
Apêndice A Derivação da Constante Elástica para Chaves MEMS Paralelas		141
Apêndice B Cálculo da Tensão de Liberação da Chave MEMS baseado no Modelo 1D		145
Apêndice C Procedimento Experimental - Processo de Fabricação das Estruturas MEMS		147
C.1	Introdução	147
C.2	Etapas do Processo	148
C.2.1	Limpeza das Lâminas	148
C.2.2	Metalização dos filmes Ti/Cu/Ti/Au	151
C.2.3	Definição das linhas CPW	151
C.2.4	Deposição do filme dielétrico (SiO ₂)	154
C.2.5	Definição do dielétrico	155
C.2.6	Deposição da 1 ^a camada de sacrifício	155
C.2.7	Deposição dos filmes de Ti/Cu/Ti	155
C.2.8	Definição dos capacitores MIM	156
C.2.9	Deposição da 2 ^a camada de sacrifício e abertura dos postes	159
C.2.10	Crescimento eletrolítico dos postes	159
C.2.11	Metalização Ti/Au	163
C.2.12	Espessamento do Filme de Au	164
C.2.13	Definição das Pontes	165
C.2.14	Remoção da Camada de Sacrifício e Liberação das chaves MEMS	165
C.3	Conclusões	166
Apêndice D Código de Entrada ANSYS - Simulação Eletromecânica 3D das Chaves MEMS		169

Apêndice E Derivação dos Parâmetros R, L, C e G para criação do Modelo Elétrico Completo da Chave MEMS RF	175
Publicações resultantes deste trabalho	179
Referências Bibliográficas	181

Lista de Figuras

1.1	Técnicas de Fabricação para dispositivos MEMS. a) Bulk-micromachining b) LIGA c) SCREAM.	3
1.2	Configurações da Chave MEMS em um circuito.	4
1.3	Diagrama de blocos de um transceiver multi-banda para comunicações sem fio implementando componentes MEMS.	7
1.4	Phased Array Antenna utilizando tecnologia MEMS.	9
2.1	Vista em corte de uma chave MEMS série. a) Chave aberta. b) Chave fechada. . .	12
2.2	Vista em corte de uma chave MEMS paralelo. a) Chave aberta. b) Chave fechada.	13
2.3	Modelo 1D de atuação de placas paralelas para chaves MEMS.	15
2.4	Comportamento característico normalizado da deformação vs. tensão aplicada do Modelo 1D. O regime de estabilidade permanece até que $g=2/3g_0$	18
2.5	Visão generalizada do modelo 2D, onde a membrana exibe a deformação como uma função dependente da posição ao longo da membrana.	19
2.6	Membrana deformada com axial estresse.	20
2.7	Análise da deformação da membrana devido a presença de estresse residual. . . .	21
2.8	Deformação ao longo da membrana para $V = 5V, 10V, 15Ve17V$	23
2.9	Modelo 1D de placas paralelas, incluindo o conceito de ponto de parada mecânica. Neste modelo denotamos o ponto de parada com $g = s$. $2/3g_0 > s > t_d$ onde t_d é a espessura da camada dielétrica de isolamento para chaves MEMS reais.	24
2.10	Explicação da Histerese mecânica, por meio da evolução da posição de equilíbrio para várias tensões aplicadas. $V_5 > V_{pi} > V_3 > V_2 > V_1$	26
2.11	Solução estática do modelo 1D apresentando a curva de Deformação vs. Tensão aplicada para uma chave real com $g_0 = 1,5\mu m$, $A = 40.000\mu m^2$, $s = t_d = 0,2\mu m$, $E = 78GPa$, $\nu = 0.42$ e $\sigma = 20MPa$	27

2.12	Medida tempo de chaveamento para chave MEMS paralelo. No canal 1 do osciloscópio é apresentado o sinal de saída da chave e no canal 2 o sinal de controle.	29
2.13	Geometria das pontes utilizadas nos testes de tensão DC. a) Grupo 1 b) Grupo 2 c) Grupo 3 d) Grupo 4 e) Grupo 5 f) Grupo 6 g) Grupo Filtro h) Grupo PS i) Grupo RF	34
2.14	Modelo de ordem reduzida para circuito eletro-mecânico.	36
2.15	Chave de Referência: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada. .	39
2.16	Chaves construídas - Chave de Referência.	39
2.17	Chave com Orifícios: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada. .	41
2.18	Chaves construídas - Chave com Orifícios.	42
2.19	Chave com Atuador Retangular: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.	44
2.20	Chaves construídas - Chave com Atuador Retangular.	44
2.21	Chave Alongada: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada. . . .	45
2.22	Chaves construídas - Chave Alongada.	46
2.23	Chave <i>Low-k</i> : Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.	47
2.24	Chaves construídas - Chave <i>Low-k</i>	48
2.25	Chave com Atuador Circular: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.	49
2.26	Chaves construídas - Chave com Atuador Circular.	50
2.27	Grupo Filtro: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.	52
2.28	Chaves construídas - Grupo Filtro.	53
2.29	Grupo PS: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.	53
2.30	Chaves construídas - Grupo PS.	54
2.31	Grupo Chave-RF: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada. . . .	54
2.32	Chaves construídas - Grupo Chave-RF.	55
2.33	Arranjo de medidas DC das chaves MEMS	56

3.1	Ilustração de uma Chave MEMS paralela típica, projetada sobre uma linha CPW. É apresentada a visão da secção transversal da chave, onde são mostradas os principais detalhes da geometria. G e S são referentes à geometria da linha CPW e t_d é representa a espessura da camada de isolamento.	61
3.2	Simulação de Parâmetros-S para uma chave MEMS paralela a) <i>Up-State</i> b) <i>Down-State</i> . A chave aberta (a) se comporta de modo semelhante à uma linha de transmissão. A chave fechada (b) age como um curto-circuito, impedindo a passagem do sinal de RF em frequências mais altas.	63
3.3	Variação da densidade de corrente ao longo da linha CPW com o aumento da frequência (0,1GHz, 20GHz e 40GHz). a) Chave aberta b) Chave fechada. Para o caso da chave aberta a presença de densidade de corrente nas bordas internas do plano de terra, deve-se ao fato de no set-up de simulação o plano de terra não ser infinito. O truncamento do plano objetiva a redução do esforço computacional. Para a chave fechada observa-se que após 20GHz, não há mais fluxo de corrente elétrica no condutor central da CPW. Tal comportamento comprova o exposto na Figura 3.2, onde em 20GHz a isolamento está próxima de -30dB, atenuando quase que totalmente o sinal de RF.	64
3.4	a) Visão superior da Chave MEMS paralela b) Circuito Equivalente.	65
3.5	Circuito Equivalente para modelamento da indutância da membrana metálica. . .	68
3.6	Modelo elétrico completo da chave MEMS entre dois trechos de linha de transmissão.	71
3.7	Ambiente de simulação da chave MEMS RF no Sonnet	77
3.8	Resultados de simulação da chave MEMS RF para estado <i>up</i>	78
3.9	Resultados de simulação da chave MEMS RF para estado <i>down</i>	78
3.10	Diagrama de Circuito da Chave MEMS - ADS	80
3.11	Resultados de simulação elétrica da chave MEMS RF para estado <i>up</i>	81
3.12	Resultados de simulação elétrica da chave MEMS RF para estado <i>down</i>	81
3.13	Resultados de simulação elétrica do modelo completo da chave MEMS RF para estado <i>up</i>	82
3.14	Resultados de simulação elétrica do modelo completo da chave MEMS RF para estado <i>down</i>	83
3.15	Disposição das pontas coplanares sobre os <i>pads</i> de 50Ω	84

3.16	Arranjo de medidas de RF das chaves MEMS	85
3.17	Fotografia da chave de RF Medida	85
3.18	Medidas dos parâmetros-S da Chave MEMS de RF.	86
3.19	Ajuste dos parâmetros-S da Chave MEMS de RF.	88
4.1	a) Circuito do protótipo passa-baixas b) Resposta em frequência.	93
4.2	a) Circuito do filtro passa-bandas b) Resposta em frequência.	95
4.3	Filtros passa-bandas a) com inversores de impedância. b) com inversores de ad- mitância.	97
4.4	Modelo de rede dos inversores de admitância/impedância	97
4.5	Filtros passa-bandas utilizando circuitos distribuídos.	98
4.6	Modelo Elétrico a) Inversor-K usando indutor em paralelo b) Inversor-J com ca- pacitor em série.	99
4.7	Diagrama esquemático de seção ressonante acoplada indutivamente: a) Modelo elétrico b) Realização em topologia CPW. $\Phi_K < 0$ representa o comprimento elétrico do inversor de impedância.	101
4.8	Topologia do filtro estático: Chebyshev de 3 pólos.	103
4.9	Modelo elétrico simulado no ambiente do ADS.	104
4.10	Modelo completo 3D-EM. a) Layout e geometrias b) Ambiente de simulação Sonnet.	105
4.11	Resultados de simulação dos parâmetros-S do filtro estático.	106
4.12	Filtro estático construído.	107
4.13	Resultados medidos dos parametros-S do filtro estático.	108
4.14	<i>Layout</i> e geometria de DMTL construído em topologia CPW, conectado a pads de 50Ω de entrada e saída.	110
4.15	Modelo generalizado de uma linha carregada periodicamente com impedâncias série e admitâncias paralelo.	110
4.16	Modelo esquemático de uma célula unitária DMTL.	111
4.17	Modelo de circuito da célula unitária DMTL.	113
4.18	Layout do deslocador de fase implementado no Sonnet (fora de escala).	117
4.19	Resultados de simulação do deslocador de fase MEMS.	118
4.20	Extração da Frequência de Bragg do Deslocador de Fase.	119

4.21	Deslocador de Fase construído.	119
4.22	Medidas dos parâmetros-S do deslocador de fase MEMS.	120
4.23	Medidas de S11 do Deslocador de Fase nos estados Up/Down.	121
4.24	Impedância de entrada e Deslocamento de Fase Medidos	122
4.25	Curvas de ajuste do modelo elétrico com os resultados de RF.	123
4.26	Variação de largura de banda e shape de filtro MEMS sintonizável com acoplamento capacitivo.	125
4.27	Topologia indutiva do filtro sintonizável MEMS.	126
4.28	Terminação capacitiva para <i>stub</i> indutivo em topologia CPW.	127
4.29	Layout dos indutores implementados no Sonnet.	128
4.30	Layout final do filtro MEMS sintonizável simulado no Sonnet.	130
4.31	Resultados de simulação dos parâmetros-S do filtro sintonizável, variando a carga de 23,6fF a 35,4fF.	131
4.32	Filtro MEMS sintonizável construído.	132
4.33	Imagens SEM-LV do filtro MEMS construído.	133
4.34	Resultados de medida de parâmetros-S do filtro MEMS sintonizável.	134
A.1	Membrana com extremidades fixas sob ação de carga concentrada vertical P. . . .	142
A.2	Membrana modelada com uma corda esticada.	143
A.3	Membrana modelada como uma corda esticada sob ação de carga concentrada vertical P.	143
C.1	Etapas de processo de fabricação	149
C.2	Etapas de processo de fabricação - continuação	150
C.3	Perfis de Metalização. a) Evaporação de Cobre. b) Espessamento por crescimento eletrolítico.	152
C.4	Definição das linhas CPW.	154
C.5	Definição da camada dielétrica.	156
C.6	Abertura dos Capacitores.	157
C.7	Formação dos capacitores MIM.	158
C.8	Espessura da camada de sacrifício	160
C.9	Definição da camada dielétrica.	161

C.10 Set-up de calibração do banho de ouro	161
C.11 Deposição Eletrolítica	162
C.12 Foto do arranjo de Deposição Eletrolítica	163
C.13 Fotorresiste com textura plástica	166
C.14 Fotos das pontes liberadas com sucesso.	167
E.1 Modelo equivalente da linha CPW a) Quadripolo b) Modelo Distribuído.	176

Lista de Tabelas

2.1	Propriedades Mecânicas de metais empregados para fabricação MEMS.	18
2.2	Parâmetros de entrada MOR	37
2.3	Resultados do Ajuste de Estresse Residual	38
2.4	Resultados Chave de Referência	38
2.5	Resultados Chave com Orifícios	41
2.6	Resultados Chave com Atuador Retangular	43
2.7	Resultados Chave Alongada	46
2.8	Resultados Chave <i>Low-k</i>	48
2.9	Resultados Chave com Atuador Circular	50
2.10	Resultados comparativos Chave com Atuador Circular	51
2.11	Resultados Grupo Filtro	52
2.12	Resultados Grupo PS	52
2.13	Resultados Grupo Chave-RF	55
3.1	Predição teórico-geométrica dos parâmetros da Chave MEMS RF	76
3.2	Extração dos parâmetros elétricos da Chave MEMS RF	79
3.3	Parâmetros distribuídos de linha CPW 50Ω $1000\mu\text{m}$	82
3.4	Resumo dos parâmetros elétricos da chave MEMS construída.	87
4.1	Parâmetros elétricos filtro estático.	103
4.2	Resumo dos parâmetros elétricos da célula unitária DMTL	116
4.3	Resumo dos parâmetros elétricos da célula unitária DMTL	122
C.1	Calibração da Camada de sacrifício.	159

Lista de Abreviaturas

ADS - *Advanced Design System (Agilent Technologies)*
BPF - *Band Pass Filter*
CCS - *Centro de Componentes Semicondutores*
CMOS - *Complementary Metal Oxide Semiconductor*
CPW - *Coplanar waveguide*
DMTL - *Distributed MEMS Transmission Line*
EM - *Eletromagnética*
FET - *Field Effect Transistor*
GSG - *Ground-Signal-Ground*
HRS - *High Resistive Silicon*
ICP-RIE - *Inductively Coupled Plasma Reactive Ion Etching*
IF - *Intermediary Frequency*
IRF - *Image Rejection Filter*
LIGA - *Lithographie, Galvanoformung und Abformung*
LMF - *Laboratório de Micro-Fabricação*
LNA - *Low-Noise-Amplifier*
LNLS - *Laboratório Nacional de Luz Síncrotron*
MEMS - *Micro-Electromechanical System*
MOR - *Modelo de Ordem Reduzida*
PA - *Power Amplifier*
PECVD - *Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition*
PLL - *Phase-Locked Loops*
RF - *Rádio-Frequência*
SCREAM - *Single Crystal Reactive Etching and Metallization*

SCS - *Single Crystal Silicon*

SDR-UWB - *Software Defined Radio Ultra-Wide-Band*

SPDT - *Single-Pole Double-Through*

UNICAMP - *Universidade Estadual de Campinas*

WiMAX - *Worldwide Interoperability for Microwave Access*

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 A Tecnologia MEMS

Micro-Electro-Mechanical-Systems (MEMS) são micro-dispositivos que desempenham suas mais variadas funções através de uma conexão entre fenômenos mecânicos e elétricos, sendo fabricados empregando as mesmas técnicas de micro-fabricação utilizadas na indústria de circuito integrado (IC). A área de atuação MEMS é extremamente diversificada, envolvendo sensores, acelerômetros, giroscópios, atuadores, micro-motores, etc. Recentemente, uma nova classe de dispositivos operando em frequências de microondas e ondas milimétricas emergiu, com objetivo de substituir os dispositivos em estado sólidos até então predominantes. A esta classe de dispositivos chamamos RF (*Radio Frequency*) MEMS. Devido ao seu excelente desempenho, RF MEMS mostraram-se uma nova e forte tendência para aplicações comerciais e militares. Tais aplicações incluem, por exemplo, chaves de RF, deslocadores de fase, comutadores, antenas reconfiguráveis, filtros sintonizáveis, e outros componentes passivos em microondas e ondas milimétricas.

É possível dividir as técnicas de fabricação de micro-estruturas em dois grandes grupos: processos específicos para microssistemas e processos compatíveis com a microeletrônica. Os processos específicos para a construção de microssistemas, como por exemplo o LIGA e o SCREAM, geralmente comprometem a integração da eletrônica. As técnicas compatíveis com os processos de fabricação de circuitos integrados (microeletrônica), por sua vez, podem ainda ser classificadas segundo as regiões ou camadas que são removidas (corroídas) para a liberação das estruturas suspensas (Neli, 2002):

- *Bulk Micromachining*: Utiliza-se de técnicas de corrosão até o plano cristalográfico das lâminas de silício, ou ataque isotrópico para gerar as partes mecânicas desejadas. Sendo este subdividido em: *Front-Side Bulk Micromachining* e *Back-Side Bulk Micromachining*;

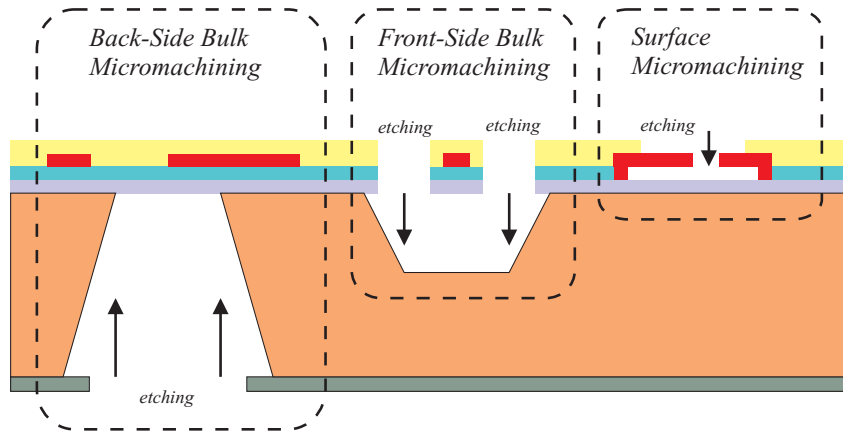
- *Surface micromachining*: Esta técnica consiste em construir as estruturas em camadas de filmes finos, e removendo camadas sacrificiais sobre a superfície do substrato até a total liberação da parte móvel;
- LIGA (*Lithographie, Galvanoformung und Abformung*): é um acrônimo utilizado para Litografia, Eletrodeposição e Moldagem. Esta tecnologia consiste em criar pequenas estruturas, porém com alta razão de aspecto, através de litografia de Raio-X;
- SCREAM (*Single Crystal Reactive Etching and Metallization*): Este processo de fabricação baseia-se na corrosão, passivação e liberação total de estruturas de SCS (*single-crystal silicon*) através de ICP-RIE (*inductively coupled plasma reactive ion etching*), também obtendo-se altas razões de aspecto. Uma de suas principais características é a variedade de materiais empregados como máscaras de corrosão: Dióxido de Silício, Fotorresiste, Nitretos, ou mesmo metais

A Figura 1.1 apresenta alguns exemplos dos processos acima expostos.

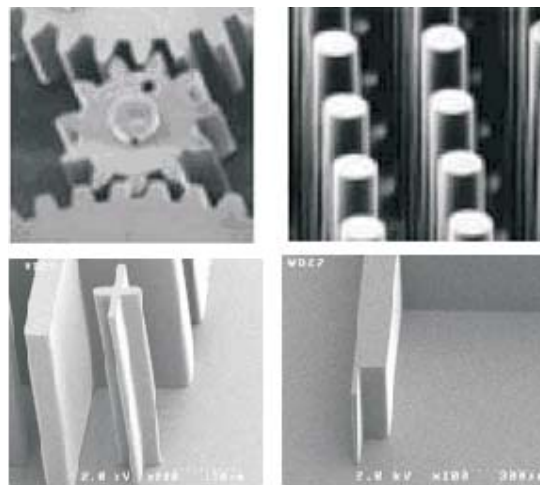
1.2 A Chave MEMS

Um dos mais importantes componentes em aplicações de RF e Microondas é a chave MEMS de RF. Esta é essencialmente um micro dispositivo que utiliza movimentos mecânicos para se obter um circuito-aberto ou curto-circuito em uma linha de transmissão. Atualmente, existem duas configurações as quais são fortemente abordadas e analisadas na comunidade científica: a chave de contato metálico e a de contato capacitivo, Figura 1.2. As chaves de contato metálico, ou também conhecidas como chaves série, interrompem a condução do sinal de RF (circuito-aberto) ou provêm um caminho contínuo de passagem através de um contato metálico direto. Uma chave capacitiva, ou dita como paralela, atua ou curto-circuitando condutor de sinal com o condutor de terra, ou deixando-os desconectados permitindo a passagem completa do sinal de RF.

As chaves MEMS, como uma tecnologia imatura e emergente, ainda têm que superar vários problemas e limitações, referentes à confiabilidade e encapsulamento, para que possam efetivamente competir em um cenário predominantemente dominado por tecnologias de chaves em



(a)



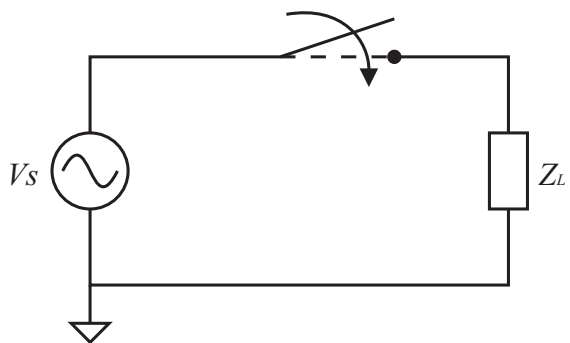
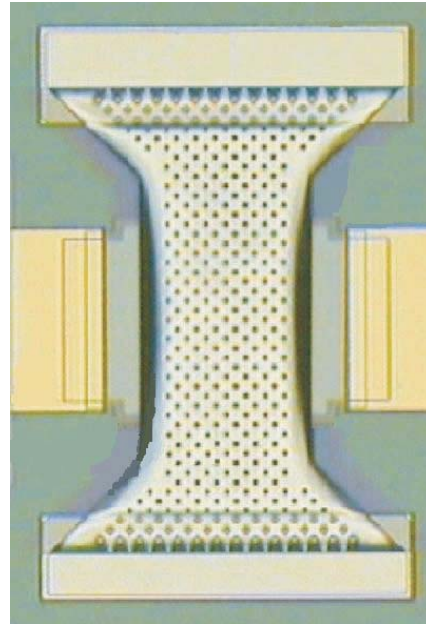
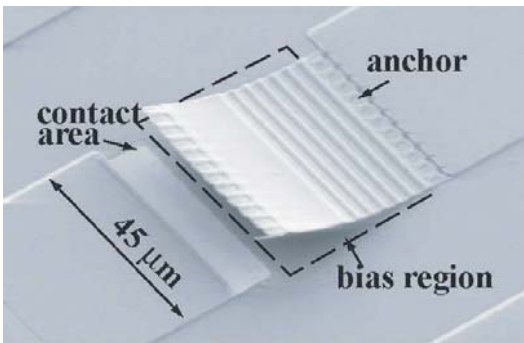
(b) Micromotores e Sensores



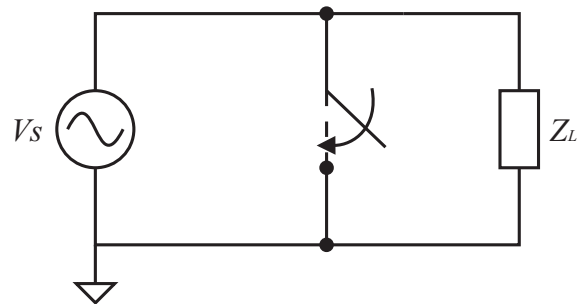
(c) Comb-drive

Figura 1.1: Técnicas de Fabricação para dispositivos MEMS. a) Bulk-micromachining b) LIGA c) SCREAM.

(Neli, 2002)



(a) Série



(b) Paralela

Figura 1.2: Configurações da Chave MEMS em um circuito.

estado-sólido (Chaves FET¹ e PIN²) (Agilent, 2008) e eletromecânicas (Relés) bem estabelecidas. As chaves MEMS devem apresentar desempenhos superiores que estas duas outras famílias, antes que se possa haver uma aceitação em massa pelo mercado. Chaves em estado-sólido são mais confiáveis, mais rápidas no chaveamento e proporcionam um maior *lifetime* do que suas concorrentes MEMS devido sua superior resistência a impacto, vibrações e proteção mecânica, sendo a preferência em aplicações cujo tempo de chaveamento e durabilidade são primordiais. Entretanto, as chaves MEMS oferecem perdas por inserção significativamente menores que as chaves em estado sólido, principalmente quando se opera em altas frequências. Dentre outras vantagens das chaves MEMS citamos (Muldavin, 2001):

1. Baixo Consumo de Potência: A atuação eletrostática exige tensões entre 10-100V tipicamente, porém, há um baixo consumo de corrente, resultando em níveis muito baixos de potência dissipada. Ideal para sistemas de satélite alimentados por baterias, ou *phased arrays* que requerem milhares de elementos.
2. Alta Isolação: As chaves MEMS apresentam maior isolação quando comparadas as chaves em estado sólido. As chaves série tem seu ótimo desempenho garantido pela baixa capacitância de seus contatos, na ordem de 2-8 fF, degradando o acoplamento de RF entre entrada e saída, em seu estado *OFF*. Já a chave paralela demonstra seu bom desempenho devido à alta capacitância (0,1-5 pF) entre condutor e terra, em seu estado *ON* para frequências acima de 10GHz.
3. Baixas Perdas por Inserção: Tipicamente chaves MEMS resultam em perdas máximas em torno de 1dB em 50 GHz, pois o uso de camadas metálicas como condutores no lugar de semicondutores, eliminam o uso de junções p-n e metal-semicondutor abolindo a resistência de espalhamento associada ao contato ôhmico, diminuindo significativamente as perdas no dispositivo. As chaves MEMS apresentam resistência série extremamente baixa, entre 0,1 e 0,3 Ω , ao passo que chaves FET e PIN entre 6 e 12 Ω (Hyman et al., 1999).
4. Frequência de Corte: Chaves MEMS têm sua operação limitadas entre 30 - 80 THz, enquanto chaves PIN e FET tem seu desempenho comprometido entre 1 -2 THz e 0,2 e 0,5 THz respectivamente.

¹Chave FET (ou MOSFET - Field Effect Transistor): Transistor básico da tecnologia MOS ou CMOS conectado em série ou paralelo, chaveado pela polarização de *gate-source*.

²Chave PIN (P - Intrínseco - N): Diodo chaveado com polarização direta normalmente em série com sinal de RF. Polarização direta, a resistência série reduz e o sinal propaga.

5. Baixo Custo e Integração: Normalmente as chaves MEMS são fabricadas utilizando técnicas de *surface micromachining*, e assim, podem ser construídas sobre substratos de quartzo, pyrex, HRS (*high resistive silicon*), GaAs, etc. Tal possibilidade permite uma fácil integração com circuitos CMOS (*complementary metal-oxide-semiconductor*).

Mesmo mediante tamanhas qualidades dos dispositivos MEMS, estes ainda apresentam sérias limitações que ainda impedem uma comercialização em massa da tecnologia:

1. Baixa Velocidade de Chaveamento: A transição entre os estados *on/off* de uma chave MEMS varia em torno de 1-300 μs , sendo aceitáveis para algumas aplicações em radares. Enquanto que chaves FET ou PIN transitam de estado com 1-100ns.
2. Confiabilidade: As tecnologias e processos de fabricação mais consolidados oferecem chaves com tempo de vida de 0,1 - 3×10^9 ciclos, ainda longe de se atingir a marca de 2 - 20×10^{10} de ciclos garantidos pelas chaves em estado sólido.
3. Encapsulamento: Circuitos chaveados MEMS exigem encapsulamentos em atmosferas inertes, como nitrogênio ou argônio, e com taxas de umidade controlada, necessitando de lacres efetivamente herméticos, de modo a não comprometer a durabilidade e confiabilidade do dispositivo. Tais exigências demandam altos custos de fabricação e são um dos desafios desta tecnologia.
4. Limitação de Potência: A capacidade de transmissão de potência para chaves MEMS é da ordem de 10-50 mW, para se ter uma alta confiabilidade, o que limita a sua utilização somente em arranjos que irradiam baixa potência por elemento (Silva, 2008). Sinais de RF com potências maiores, geram uma tensão DC equivalente capaz de atuar a chave, denominado auto-atuação.

1.3 Aplicações para Chave MEMS

Durante muitos anos de amadurecimento da tecnologia MEMS, as aplicações mais populares se concentravam na área de sensores, onde dispositivos como acelerômetros e micro-atuadores eram atraentes para produções em larga escala. O avanço desta tecnologia possibilitou aos dispositivos MEMS adentrarem ao universo de aplicações em RF e microondas, a partir da realização de chaves, filtros, circuitos casadores, etc. A Figura 1.3 é um exemplo de aplicação de RF MEMS em um módulo integrado multi-banda para comunicações sem fio (Rebeiz, 2003).

Além de uma topologia, este diagrama também representa a possibilidade de se realizar sistemas de baixa potência baseados em antenas sintonizáveis (Oh e Koay, 2005), osciladores sintonizáveis (Bigdeli, 2005) (Discera, 2004), filtros sintonizáveis (Entesari e Rebeiz, 2005b) e circuitos casadores (Shen e Barker, 2005a) para rádios banda-larga ou multi-bandas.

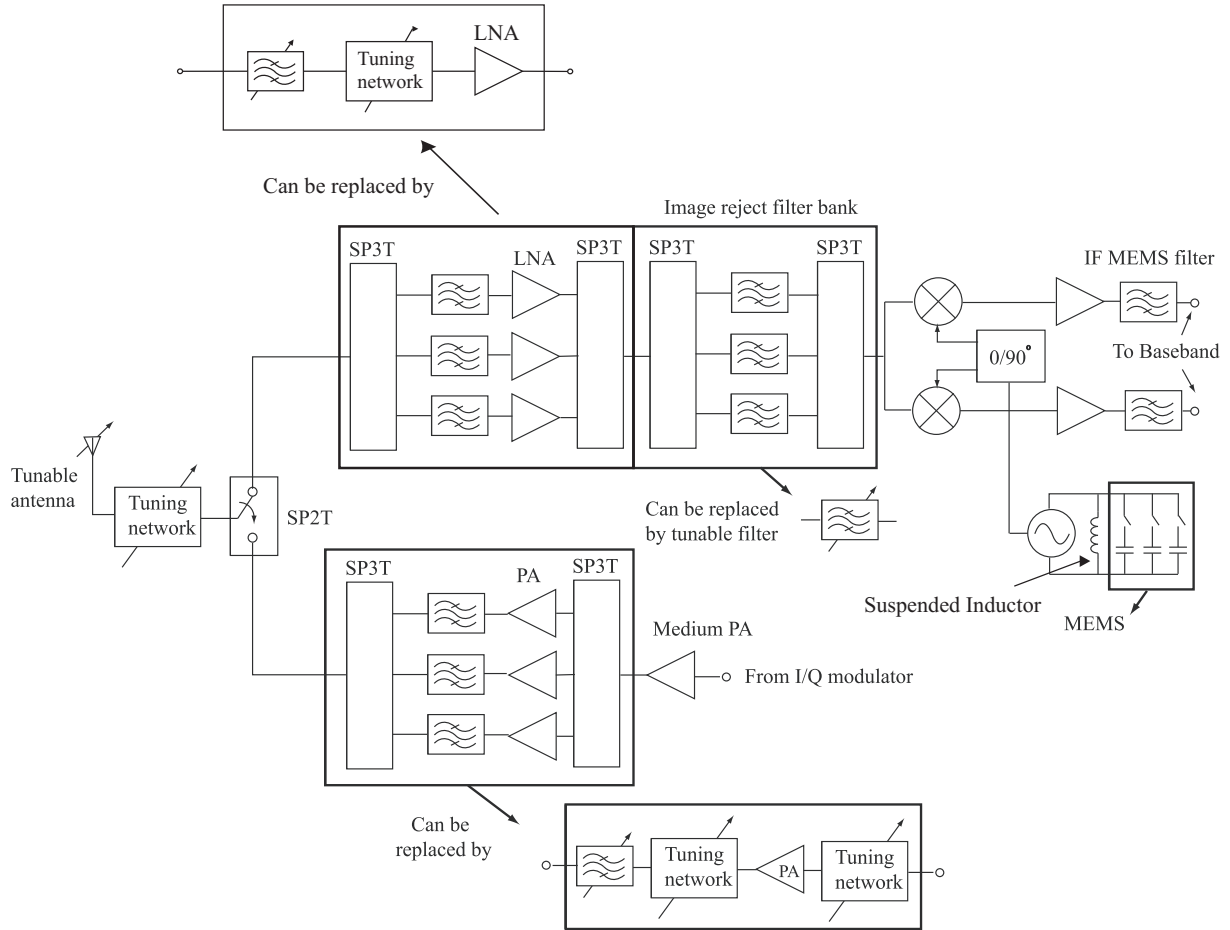


Figura 1.3: Diagrama de blocos de um transceiver multi-banda para comunicações sem fio implementando componentes MEMS.

(Rebeiz, 2003)

Devido à alta isolamento das chaves MEMS, uma chave SPDT (*Single-Pole Double-Through*) é empregada para separar, um do outro, os circuitos de recepção e transmissão. No circuito de recepção, as chaves MEMS são usadas para selecionar o LNA (*Low-Noise-Amplifier*) correspondente à frequência desejada, porém podem ser substituídos um filtro sintonizável, conectado a um circuito casador ligado a um único LNA. O IRF (*Image Rejection Filter*) pode ser implementado como um banco de filtros RF MEMS ou filtros sintonizáveis, baseados em chaves. Os

filtros IF (*Intermediary Frequency*) logo após o misturador em quadratura também são projetados baseados em tecnologia MEMS. A frequência do oscilador local também pode ser vinculada à capacitância do banco de capacitores, e a indutância do indutor MEMS suspenso, resultando em uma ótima relação potência-ruído (Cusmai et al., 2005). No circuito de transmissão a substituição ocorre de modo semelhante ao circuito de recepção. As chaves selecionam o PA (*Power Amplifier*) e o BPF (*Band-Pass Filter*) específico para frequência de transmissão desejada. Esta topologia pode ser substituída por um PA de banda larga, seguido de um circuito casador e finalmente um BPF sintonizável.

Confirmando a consolidação da tecnologia MEMS no mercado de aplicações de RF, foi anunciado (Magazine, 2007), o lançamento de um chip MEMS integrado para SDR UWB (*software defined radio ultra-wide-band*) fabricado em um *die* CMOS. O chip é composto por um arranjo de capacitores digitais, responsável por casar dinamicamente a impedância de entrada da antena do receptor móvel, ao contrário de outros sistemas que têm esta configuração realizada em fábrica, minimizando a queda de chamadas e o gasto da bateria. É também anunciado o lançamento próximo, de um front-end completo MEMS para sistemas SDR.

Uma das funções de controle mais difundidas para microondas e ondas milimétricas é o deslocamento de fase. Esta função é essencial para aplicações como PLL (*Phase-locked loops*) e *phased array antenna*, Figura 1.4, muito comuns em circuitos de transmissão e recepção. As chaves MEMS beneficiam a tecnologia de deslocamento de fase de inúmeras formas, não apenas pela habilidade de alterar a fase, mas por superar as limitações de desempenho de apresentados por circuitos em estado sólido, normalmente devido a efeitos parasitas e altas perdas. Deslocadores de fase empregando chaves MEMS baseiam-se tipicamente estruturas DMTL (*Distributed MEMS Transmission Line*), que consistem em uma série de chaves MEMS paralelas igualmente espaçadas distribuídas ao longo de uma linha CPW (*Coplanar wave-guide*), onde a variação de capacitância da chave MEMS altera a impedância e a velocidade de fase da linha de transmissão através de um fator *slow-wave*.

Outra importante aplicação para sistemas de RF microondas e ondas-milimétricas é o filtro sintonizável, encontrado basicamente em sistemas militares (radares), dispositivos de medida (analisadores de espectro) e em sistemas de comunicações (*front-end* de *transceivers* de satélite, celulares, rádios, etc.). Filtros sintonizáveis são especialmente importantes em sistemas de comunicações multi-freqüências, onde trocas de canais são freqüentes. Como mostrado na Figura 1.3,

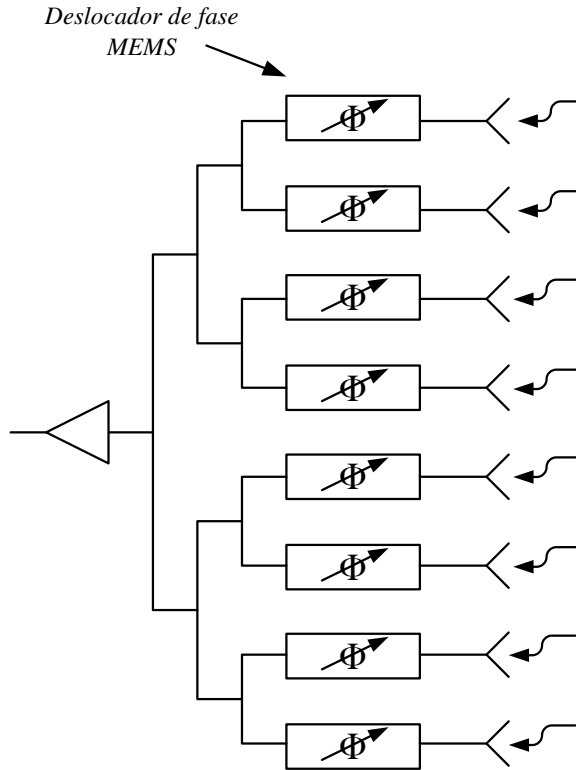


Figura 1.4: Phased Array Antenna utilizando tecnologia MEMS.

o filtro sintonizável pode substituir bancos de filtros com banda passante fixa, barateando o custo final do chip e a área ocupada na lâmina de silício. Com o advento da tecnologia MEMS o desempenho de RF destes componentes sofreram uma significativa melhora em altas frequências com relação a perdas, largura de banda e fator de qualidade quando comparadas com filtros em estado sólido (Entesari, 2006).

1.4 Organização da Tese

Os tópicos tratados nesta tese estão organizados da seguinte forma. No CAPÍTULO 2 são abordados os principais conceitos referentes ao comportamento mecânico das chaves MEMS sob atuação eletrostática, apontando seus principais modelos descritivos, parâmetros de fabricação e materiais, seguidos por uma abordagem computacional onde são extraídos os valores de tensão de atuação e liberação da chave de acordo com o modelo empregado e comparados com os valores medidos. O CAPÍTULO 3 descreve em detalhes o modelo eletromagnético da chave MEMS paralela, apontando sua função e comportamento em um circuito de RF, além da extração de seus parâmetros elétricos a partir da geometria escolhida e a caracterização de RF da chave

fabricada. O CAPÍTULO 4 envolve o projeto de duas aplicações de RF baseadas na chave MEMS, o deslocador de fase e o filtro sintonizável, onde são expostas as teorias sobre projetos de filtros planares e estruturas DMTL (*Distributed MEMS Transmission Lines*) as quais são as bases destes dois dispositivos.

CAPÍTULO 2

Modelagem Eletromecânica das Chaves MEMS

2.1 Introdução

As chaves MEMS são dispositivos de ordem micro ou milimétrica oriundos da fusão de dois universos distintos: O mecânico e o eletrônico, para desempenhar as mais variadas funções no âmbito da engenharia de micro-ondas. Tais dispositivos são compostos basicamente por uma membrana metálica, fixa em uma ou ambas as extremidades, podendo ser ativados de forma eletrostática, magnetostática, magnética, térmica ou piezoelétrica. Uma parcela significativa das chaves MEMS de RF é atuada eletrostaticamente, ou seja, é necessária a presença de uma tensão de polarização DC aplicada entre seus eletrodos, e seu comportamento é regido pela lei de atração de Coulomb, que existe entre cargas de polaridades opostas. Dentro do grupo de chaves MEMS, destacam-se dois tipos principais: as chaves série de contato metálico e as chaves capacitivas paralelo. As chaves MEMS série consistem de uma fina viga metálica, fixa em uma de suas extremidades, suspensa sobre uma linha de transmissão à uma altura na ordem de alguns micrômetros. A Figura 2.1 ilustra um exemplo de chave série. Entre a linha de transmissão e a extremidade fixa da viga metálica existe um eletrodo inferior, no qual é aplicada a tensão DC responsável pela atuação da chave. Quando atuada (também dita como fechada) pelo eletrodo inferior, a extremidade livre da viga metálica entra em contato metálico direto com a linha de transmissão, fornecendo um caminho de condução para o sinal de RF.

As chaves paralelo são formadas por uma mesma viga metálica, denominada "ponte", suspensa sobre o condutor central de uma linha de transmissão CPW (*Coplanar Waveguide*) ou *Microstrip* e fixa em ambas as extremidades sobre os planos de terra. A Figura 2.2 ilustra um exemplo de chave paralelo. Em seu estado de atuação, a ponte praticamente toca o condutor central da linha de transmissão, e a chave paralela atua como um aterramento para o sinal de RF, resultando em

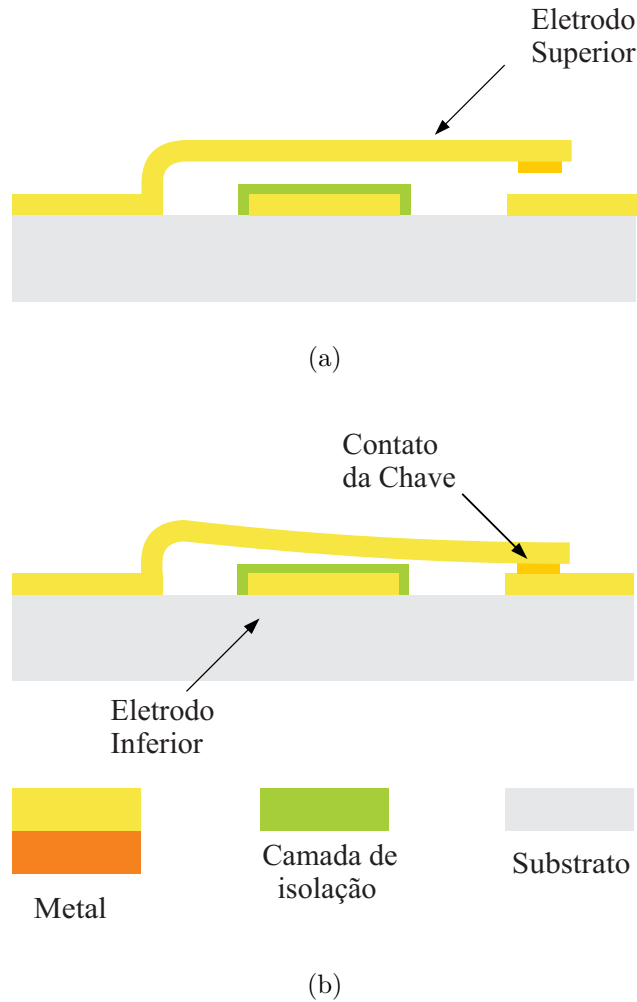


Figura 2.1: Vista em corte de uma chave MEMS série. a) Chave aberta. b) Chave fechada.

uma alta isolamento. A ponte e o condutor central da linha possuem uma isolamento DC garantida por uma fina camada dielétrica depositada sobre o condutor central, que abrange a área ativa do dispositivo.

Neste trabalho, não serão abordados quaisquer outros aspectos referentes às chaves série, assim, todas as aplicações e modelos apresentados estão relacionados às chaves paralelo.

A operação destas chaves baseia-se na deformação da membrana suspensa, causada pela presença de uma força de atração eletrostática, quando aplicada uma tensão de polarização DC entre os eletrodos (neste caso, a ponte é definida como eletrodo superior e o condutor central da linha de transmissão como eletrodo inferior). Esta tensão DC provoca uma mudança no fluxo de cargas na região ativa da chave, induzindo a presença de uma força de atração eletrostática

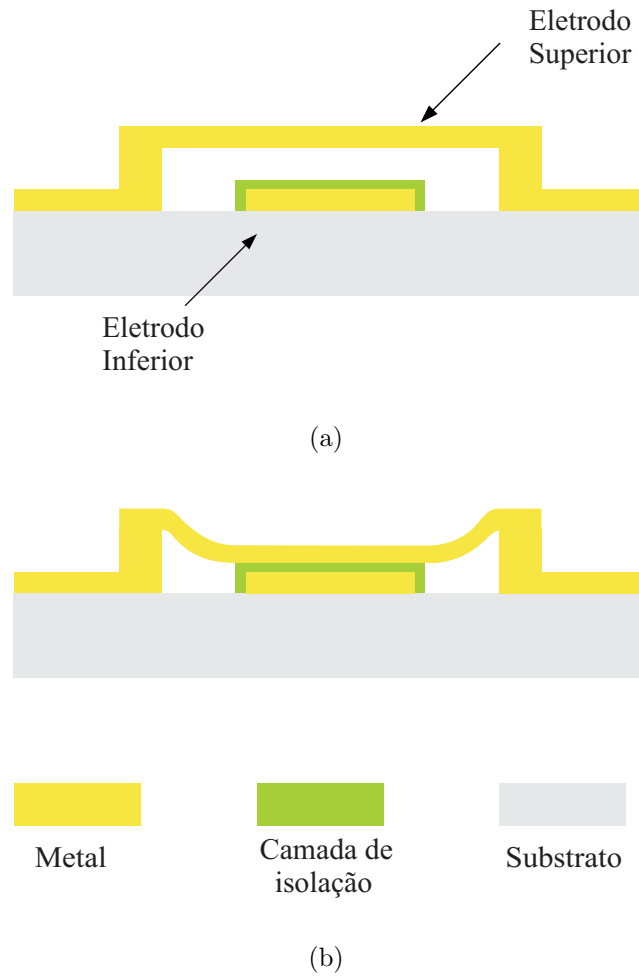


Figura 2.2: Vista em corte de uma chave MEMS paralelo. a) Chave aberta. b) Chave fechada.

sobre a membrana, deformando-a e empurrando para baixo em direção ao eletrodo inferior. À medida que esta tensão aumenta, a força de atração se intensifica, deformando a membrana ainda mais, até que seja atingido um valor limite, onde a membrana desloca-se abruptamente para baixo, ocorrendo o contato entre os eletrodos. Se a tensão é reduzida a membrana retoma à sua posição inicial. Desta forma, um passo inicial para a boa compreensão da cinética das chaves MEMS, é derivar um modelo eletro-mecânico que reproduza fielmente os fenômenos de atração e deformação da membrana metálica, responsável pela atuação do componente.

Neste capítulo serão derivados três modelos de atuação de forma a podermos prever o comportamento mecânico das estruturas MEMS empregadas neste trabalho. O primeiro modelo, 1D, é o mais simples e intuitivo, baseado na atração de duas placas paralelas com cargas opostas, sua

precisão é a mais baixa, entretanto já apresenta uma boa aproximação da tensão limite do sistema. O segundo modelo, 2D, é mais preciso porém bem mais complexo: considera a distribuição da força atrativa de modo não-uniforme sobre a superfície da ponte e sua solução é baseada em elementos-finitos. O terceiro modelo descreve o comportamento histerético do ciclo de atuação das chaves MEMS baseado nos fundamentos do modelo 1D, através da compreensão das curvas de balanço de forças. Finalmente, os resultados de simulação dos três modelos serão apresentados e comparados com os obtidos no *software* de simulação mecânica 3D ANSYS (*Anslys Software Inc.*, n.d.) e valores de medidas das diversas estruturas fabricadas.

2.2 Modelos de Atuação Eletrostática

Diversos esquemas de atuação têm sido propostos para as mais variadas aplicações de micro-atuadores. No caso das chaves MEMS, as principais características de interesse são a força a ser aplicada, a deformação, energia de liberação e a simplicidade no processo de fabricação.

A concepção de um dispositivo MEMS é uma tarefa complexa que envolve a otimização de parâmetros tanto elétricos quanto mecânicos. A geometria do dispositivo deve satisfazer as limitações tecnológicas, ao mesmo tempo, garantir confiabilidade e alto desempenho elétrico. Os desafios em modelar transdutores mecânico-eletrostáticos podem ser resumidos em trabalhar com dois universos físicos distintos, o eletrostático e o mecânico. Uma vez que estes dispositivos são projetados em micro-escala, tal que, uma força eletrostática é capaz de mover ou deformar a membrana metálica, um modelo de acoplamento em três dimensões (3-D), ou ao menos, duas dimensões (2-D), se faz necessário para um bom entendimento e predição do comportamento da chave.

Por definição, atuadores mecânicos convertem energia elétrica (ou qualquer outra fonte) em energia mecânica. O princípio fundamental da atuação eletrostática é baseado na atração de produzida por duas placas carregadas com cargas opostas. Quando um campo elétrico é excitado entre duas placas paralelas, uma intensa força atrativa faz-se presente, deslocando as placas para cada vez mais perto uma da outra, de forma a reduzir a energia potencial do sistema (Kovacs, 1998). O maior problema na análise de deste tipo de atuador é o rearranjo das cargas e forças induzidas sempre que a estrutura se deforma mediante um campo eletrostático. Uma possível solução é o uso de simuladores 3D eletromecânicos, resultando em uma predição acurada, porém de alta complexidade numérica e enorme esforço computacional. Modelos fechados de

predição para estruturas MEMS de alta precisão, não serão abordados neste trabalho, mas podem ser encontrados em (Osterberg, 1995), (Hamad, 2006).

2.2.1 Modelo 1D - Capacitor de Placas Paralelas

O modelo de placas paralelas é a primeira aproximação baseado em um sistema massa-mola, como apresentado na Figura 2.3, composto por uma placa móvel presa à uma mola e uma placa fixa (Varadan et al., 2003). A vantagem deste modelo é a capacidade de prever a tensão de ativação do sistema em função da tensão aplicada, desde que a placa inferior seja considerada fixa e a placa superior suspensa por uma constante elástica linear K (a demonstração matemática para a expressão de K é detalhada no Apêndice A deste trabalho). O valor da constante é determinado a partir do módulo de Young, a razão de Poisson e o estresse residual da placa superior. Este modelo ilustra o princípio mais básico e intuitivo da atuação eletrostática, ignorando a presença de quaisquer campos marginais¹. Como esperado sua precisão é mínima.

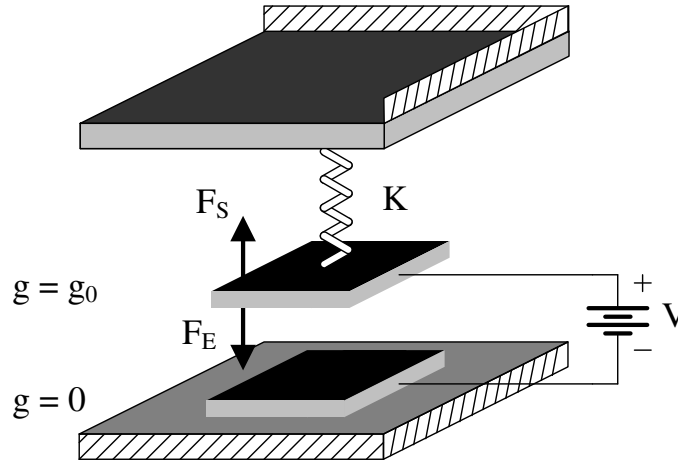


Figura 2.3: Modelo 1D de atuação de placas paralelas para chaves MEMS.

As placas são separadas por uma altura conhecida, g_0 , com uma tensão de polarização DC aplicada entre elas. A ação da força eletrostática deforma a membrana móvel para baixo, causando uma reação da força elástica que balanceia o sistema, tentando trazer a placa móvel à sua forma e posição originais. Quando a tensão aplicada atinge um valor limite, a força elástica não mais se balanceia com a força eletrostática. Neste ponto não há mais um ponto de equilíbrio estável entre as forças, ocorrendo uma deformação abrupta da membrana, que entra em contato direto com a placa inferior. A este valor de tensão aplicada denominamos, tensão de atuação,

¹Campos marginais foi a tradução mais coerente encontrada pelo autor para Fringing Fields

expressa pela variável, V_{pi} . Na atuação, o sistema transita entre o regime estável e o não-estável do comportamento eletrostático. Chamamos este fenômeno de, ativação da chave MEMS. A membrana retoma sua forma e posição iniciais quando o valor da tensão DC é reduzida, mas tipicamente em valores de tensão bem menores que V_{pi} , criando uma histerese, inerente à este tipo de dispositivo.

O propósito deste e de outros modelos eletrostáticos é determinar o valor de V_{pi} da chave em questão, conhecendo seu processo de fabricação, geometria e propriedades mecânicas e elétricas dos materiais empregados em sua composição. A precisa extração da tensão de ativação é um dos parâmetros mais críticos do projeto para se determinar a sensibilidade, estabilidade e dinâmica destes componentes.

A força gerada pelo atuador eletrostático é derivada da Lei de Coulomb que rege a atração de duas cargas pontuais opostas (Kovacs, 1998):

$$F = \frac{1}{4\pi\epsilon_r\epsilon_0} \frac{q_1q_2}{x^2} \quad (2.1)$$

Onde q_1 e q_2 são as cargas (C) e x é a distância que separa as cargas. Para dois ou mais pares de cargas, é necessário determinar a força atrativa par a par e sobrepor os vetores para encontrar a força resultante.

A aproximação por placas paralelas assume um modelo de pequenas deformações, onde a força de atração é determinada a partir da co-energia eletrostática armazenada para uma tensão constante V aplicada:

$$W = -\frac{1}{2}CV^2 = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_r\epsilon_0AV^2}{g} \quad (2.2)$$

derivando-se a energia em função do deslocamento temos a força de atração gerada por uma tensão V :

$$F_e = \frac{dW}{dg} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_r\epsilon_0AV^2}{g^2} \quad (2.3)$$

onde ϵ_0 é a permissividade do vácuo e ϵ_r a permissividade relativa do meio ou material que separa as placas. A representa a área de intersecção entre as duas placas e g a distância de separação entre as mesmas.

Como dito, a força elástica reage à força eletrostática, para balancear o sistema. A tensão de ativação é determinada a partir da equação de balanço das forças expressa por (Goldsmith e Randall, 1996):

$$P(g) = F_s - F_e = K(g_0 - g) - \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A V^2}{g^2} \quad (2.4)$$

onde g_0 define a altura da ponte em seu estado inicial, sem nenhuma deformação, g representa a altura atual da ponte considerando sua deformação na presença de campo elétrico e K a constante elástica. No equilíbrio estático temos $P(g) = 0$, ou seja, há um balanço entre as forças presentes no sistema. Tal equilíbrio se mantém estável enquanto a condição $\frac{\partial P(g)}{\partial g} < 0$ estiver satisfeita. À medida que V aumenta, g diminui até a instabilidade ou condição de colapso seja alcançada. A tensão de ativação, V_{pi} , e a altura crítica, g_{pi} , são encontradas assumindo $\frac{\partial P(g)}{\partial g} = 0$ (Osterberg e Senturia, 1994), nesta condição temos:

$$\frac{\partial P(g)}{\partial g} = -K + \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A V^2}{g^3} = 0 \quad (2.5)$$

logo,

$$V = \sqrt{\frac{K g^3}{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}} \quad (2.6)$$

Substituindo 2.6 em 2.4,

$$\begin{aligned} K(g_0 - g) - \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{g^2} \frac{K g^3}{\varepsilon_r \varepsilon_0 A} &= 0 \\ K g_0 - K g - \frac{K g}{2} &= 0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Obtém-se a altura critica como sendo:

$$g_{pi} = \frac{2}{3} g_0 \quad (2.8)$$

Assim, substituindo 2.8 em 2.6, determinamos a tensão de ativação:

$$V_{pi} = \sqrt{\frac{8K}{27\varepsilon_r \varepsilon_0 A} g_0^3} \quad (2.9)$$

A curva característica para modelo 1D que representa a altura versus a tensão normalizadas em relação aos valores de ativação V_{pi} e g_{pi} , é ilustrada na Figura 2.4. Fica claro nesta figura a natureza instável da atuação eletrostática, pois, se a deformação da membrana ultrapassa $1/3$ da altura original, o estado de colapso é atingido, observado pela descontinuidade do gráfico da Figura 2.4.

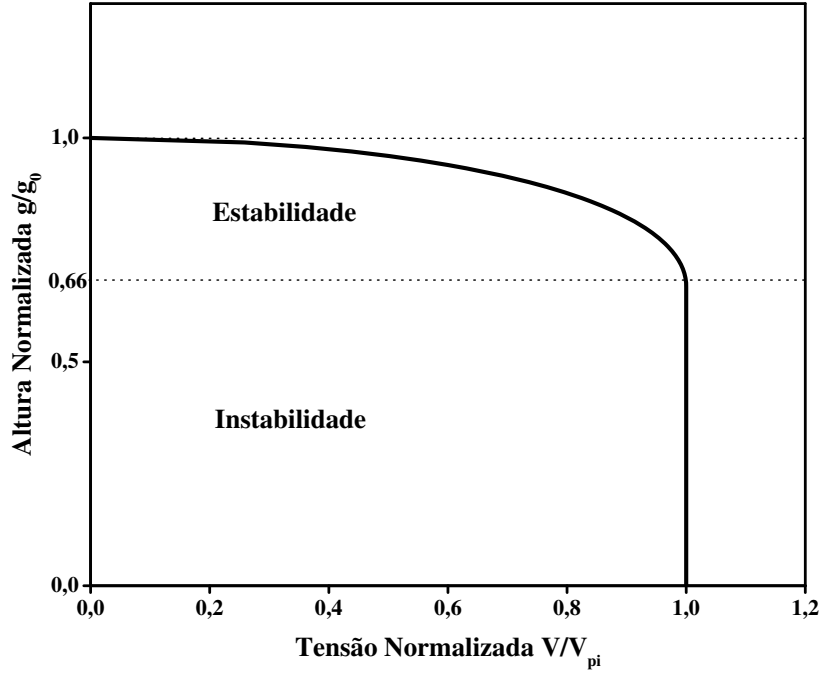


Figura 2.4: Comportamento característico normalizado da deformação vs. tensão aplicada do Modelo 1D. O regime de estabilidade permanece até que $g=2/3g_0$.

Tipicamente, a tensão de atuação da chave MEMS e a sua confiabilidade estão diretamente ligadas à qualidade, ao nível de estresse e à rigidez da membrana móvel. Quanto menores o estresse e a rigidez, menores as tensões de atuação. Para os metais normalmente utilizados como, Ouro (Au), Níquel (Ni), Alumínio (Al), Titânio (Ti) e Cobre (Cu), a rigidez (módulo de Young e razão de Poisson) é um parâmetro intrínseco ao material, e ilustrados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Propriedades Mecânicas de metais empregados para fabricação MEMS.

Material	Módulo de Young	Razão de Poisson
Au	78 GPa	0.42
Ni	200 GPa	0.31
Al	70 GPa	0.35
Ti	116 GPa	0.32
Cu	130 GPa	0.34

O estresse e a qualidade do filme metálico são decorrentes do processo de fabricação, assim é encorajada a verificação de vários métodos de deposição e/ou crescimento de filmes para obterem-se os menores níveis de estresse. Outro fator importante relativo à confiabilidade é a planicidade do filme. Membranas não planares reduzem as tensões na superfície, conseqüentemente resultam em menores constantes elásticas, degradando o chaveamento e a confiabilidade da chave.

2.2.2 O Modelo 2D Distribuído

Este segundo modelo para determinação da tensão de ativação é um modelo distribuído bi-dimensional baseado na teoria de vigas e placas. Este modelo 2D considera o fato de que a estrutura não é mais totalmente rígida e que as deformações agora são variáveis dependentes da posição ao longo de toda extensão da membrana, para um campo elétrico uniformemente distribuído, conforme ilustrado na Figura 2.5. Assim como no modelo anterior de placas-paralelas, este modelo assume um regime de pequenas deformações, ou seja, na mesma ordem da espessura da membrana. Para tal, são negligenciadas quaisquer não uniformidades no campo elétrico, provenientes da curvatura por deformação. Neste modelo, uma primeira aproximação para o efeito de campos marginais sobre a força de atuação eletrostática, é adicionada, com vistas a aprimorar a precisão dos resultados e o entendimento do comportamento eletrostático.

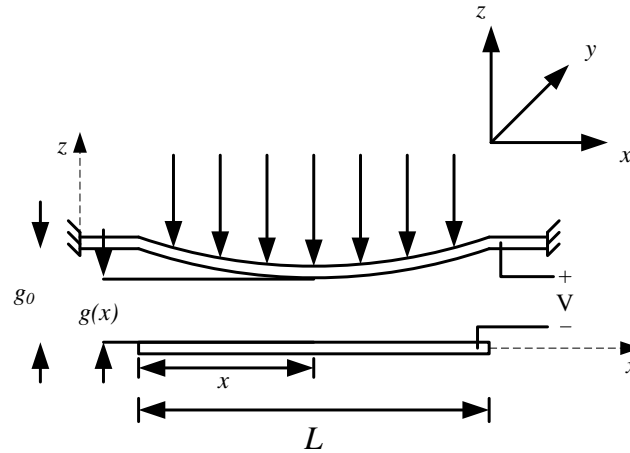


Figura 2.5: Visão generalizada do modelo 2D, onde a membrana exibe a deformação como uma função dependente da posição ao longo da membrana.

Como sugerido por Osterberg (1995) é apresentado um modelo de correção para efeito de campos marginais, onde o valor da força eletrostática por unidade de comprimento é dada por:

$$F = \frac{\varepsilon_0 w V^2}{2g^2} \left[1 + \frac{2g}{\pi w} \right] \approx \frac{\varepsilon_0 w V^2}{2g^2} \left[1 + 0,65 \frac{g}{w} \right] \quad (N/m) \quad (2.10)$$

onde o termo que multiplica a expressão já conhecida da força eletrostática é o fator de correção.

Membranas com ambas a extremidades fixas apresentam tensões axiais devido ao estresse residual proveniente do processo de fabricação. Estresses residuais, estresses de origem térmica, ou mesmo causados por cargas axiais externas podem ter um intenso efeito no modelo de deformação da membrana. A Figura 2.6 ilustra uma membrana, de espessura t , sob efeito de estresse axial e deformada com um raio de curvatura r . Negligenciando a componente horizontal da tensão axial, é perceptível um aumento da tensão, á medida que deformação se acentua. Porém, para que haja um equilíbrio devemos assumir a presença de uma pressão externa que atua na vertical, oposta à tensão axial, balanceando o sistema.

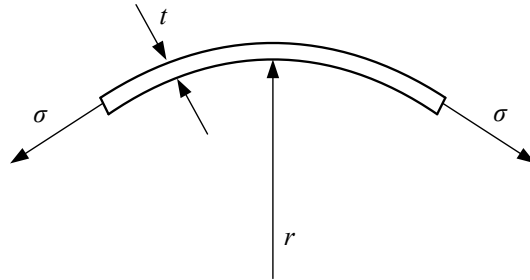


Figura 2.6: Membrana deformada com axial estresse.

A maneira mais cômoda e intuitiva de se analisar este efeito é apresentada na Figura 2.7, na qual a membrana está totalmente dobrada em um ângulo de 180° (Senturia, 2001). Assume-se que a pressão externa, P , uniformemente distribuída, atua sobre toda a superfície da membrana de forma a equilibrar-se com a tensão axial que atua no sentido oposto.

A soma dos componentes horizontais é igual a zero. A tensão axial é equivalente a definida por (Gere e Timoshenko, 1997) na equação A.4, enquanto a força resultante da pressão aplicada

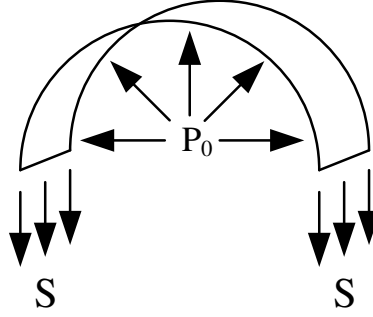


Figura 2.7: Análise da deformação da membrana devido a presença de estresse residual.

é equivalente à pressão vezes a área do retângulo de lado $2r$ e largura w (membrana da Figura 2.7 planificada). A equação de balanço de forças é dada por:

$$2rwP_0 = 2\sigma(1 - \nu)wt \quad (2.11)$$

Simplificando, temos:

$$P_0 = \frac{\sigma(1 - \nu)t}{r} \quad (2.12)$$

Se imaginarmos que a pressão externa uniforme corresponde a uma carga por unidade de comprimento $q_0 = P_0w$, ao longo da membrana, e substituirmos $1/r$ por d^2g/dx^2 , obtemos a carga equivalente na membrana dada por:

$$q_0 = \sigma(1 - \nu)wt \frac{d^2g}{dx^2} \quad (2.13)$$

Onde g , é a deformação vertical da membrana.

Neste sistema com as forças devidamente balanceadas, a substituição do inverso do raio pelo elemento diferencial, nos garante novamente um modelo válido para pequenas deformações. A pressão distribuída é necessária para compensar deformações na membrana na presença de tensões axiais, desse modo, a equação diferencial que rege as deformações na membrana é definida por:

$$\tilde{E}I \frac{d^4g}{dx^4} = q + q_0 \quad (2.14)$$

Onde q pode ser qualquer tipo de carga externa, q_0 é a carga equivalente que ocorre em contraposição ao estresse axial. $\tilde{E}$ é uma variante acerca do Módulo de Young, E , dependente da

geometria da ponte. Timoshenko (1989) definiu em seu estudo o módulo efetivo $\tilde{E}$, relacionando, E , com a variação geométrica, como sendo:

$$\tilde{E} = \begin{cases} \frac{E}{(1-\nu^2)} & w \gg t \\ E & \text{Caso contrário} \end{cases} \quad (2.15)$$

Substituindo q_0 na equação 2.14, obtemos a equação de vigas de Euler:

$$\tilde{E}I \frac{d^4 g}{dx^4} - [\sigma(1-\nu)wt] \frac{d^2 g}{dx^2} = q \quad (2.16)$$

Esta equação modela com precisão as deformações de uma membrana, correspondentes á uma carga externa q , de modo que, estas são uma função dependente a posição ao longo da membrana.

Assim, para um atuador MEMS de comprimento l sob ação de uma carga atrativa eletrostática, a carga q pode ser substituída por 2.10. Dessa forma, a equação diferencial que molda o comportamento para pequenas deformações é reescrita como:

$$\tilde{E}I \frac{d^4 g}{dx^4} - [\sigma(1-\nu)wt] \frac{d^2 g}{dx^2} = \frac{\varepsilon_0 w V^2}{2g^2} \left[1 + 0,65 \frac{g}{w} \right] \quad (2.17)$$

Devido à não-linearidade da interação eletrostática-estrutural, a obtenção de uma solução analítica torna-se impraticável, neste sentido uma solução numérica mostra-se mais atraente. Modelos empregando diferenças finitas ou elementos finitos, têm seus fundamentos aplicados à deformação de estruturas expostos em (Kwon e Bang, 1996) e (Hung e Senturia, 1999). Neste sentido, uma solução para a altura da ponte em função da posição ao longo da membrana, da tensão aplicada, da geometria e propriedades estruturais, pode ser precisamente encontrada a partir destes métodos. A Figura 2.8 apresenta as curvas de deformação da membrana móvel para várias tensões aplicadas obtidas através do modelo 2D distribuído. O código utilizado nesta implementação é uma variação do apresentado por (Osterberg, 1995).

Para esta estrutura os seguintes parâmetros de geometria e estruturais foram utilizados: comprimento da ponte, $l = 400\mu\text{m}$, largura $w = 100\mu\text{m}$, espessura $t = 2\mu\text{m}$, altura inicial $g_0 = 1,5\mu\text{m}$, Módulo de Young, $E = 78\text{GPa}$, Estresse Residual, $\sigma = 20\text{MPa}$ e Razão de Poisson, $\nu = 0.42$. Fazendo uma comparação entre este modelo e o modelo 1D apresentado anteriormente, os valores de tensão de ativação encontrados foram $V_{pi1D} = 14,49\text{V}$ ao passo que $V_{pi2D} = 17,04\text{V}$.

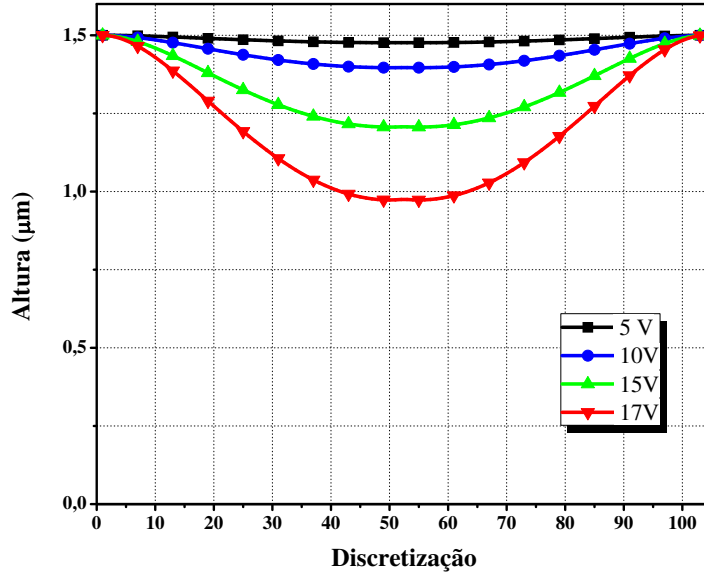


Figura 2.8: Deformação ao longo da membrana para $V = 5V, 10V, 15V e 17V$.

2.3 O Modelo de Histerese

A partir do exposto, percebe-se que para uma tensão fixa aplicada entre as placas, a força eletrostática ou pressão eletrostática é inversamente proporcional ao quadrado da distância de separação entre elas. Isto significa que a força eletrostática diminui significativamente na medida em que as placas se tornam mais distantes. A força eletrostática também possui uma dependência linear com a área das placas. Assim, para uma tensão aplicada superior à tensão de ativação, a força eletrostática cresce de tal maneira que não mais se equaliza com a força elástica, e a deformação da membrana se torna maior que um terço da altura inicial, causando o colapso da chave MEMS, devido à natureza instável da atuação eletrostática. Para restabelecer a posição e forma iniciais da membrana móvel, a tensão aplicada deve ser reduzida a níveis inferiores à tensão aplicada para atuar a chave, criando assim um comportamento histerético deste dispositivo.

A presença de histerese é um importante aspecto quando se trata da modelagem eletromecânica de dispositivos MEMS, tais como as chaves. Antes de se iniciar quaisquer explanações acerca deste fenômeno, devemos enfatizar que, a histerese não ocorre devido a presença de parasitas, limitações práticas do dispositivo ou mesmo por *stiction*²(Rocha et al., 2002). Este é um fenômeno intrínseco a este tipo de dispositivo. O *stiction* pode ser descrito como o processo de

²Não foi encontrada pelo autor nenhuma tradução pertinente para este termo, que deriva da união de duas palavras: Static + Friction = Stiction, o que levaria a uma interpretação de atrito estático.

ligação molecular das superfícies do eletrodo superior e inferior quando o alcançado. Este processo ocorre devido à natureza planar de ambas as superfícies. A morfologia das superfícies tem uma forte influência sobre este fenômeno sendo um sério problema para alguns tipos de chaves MEMS em série que possuem contato metálico direto. Para chaves MEMS paralelo, o efeito de *stiction* é amenizado com a presença a camada dielétrica de isolamento DC (Varadan et al., 2003).

O fenômeno de histerese pode ser demonstrado mesmo a partir do modelo 1D de placas paralelas, onde o único grau de liberdade é a distância de separação entre as placas. Calculando-se tanto a força elétrica quanto a mecânica para uma dada estrutura, avalia-se a evolução da posição de equilíbrio com o aumento da tensão de polarização aplicada (Gilbert et al., 1996). Iniciando-se a análise com o dispositivo em sua posição de não deformação ($g = g_0$), podemos incrementar a tensão V em pequenos passos, de forma a ignorar a inércia, e encontrar soluções estáveis do sistema até que V_{pi} seja alcançado. Na ativação o crescimento $1/g^2$ da força eletrostática se torna dominante frente ao crescimento linear da força elástica, deslocando abruptamente a membrana até $g \approx 0$, ou até algum ponto de parada mecânica determinada em projeto, onde $g = s$ (Figura 2.9).

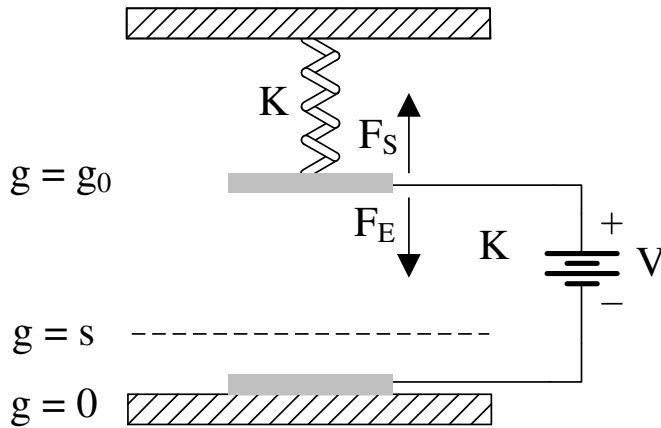


Figura 2.9: Modelo 1D de placas paralelas, incluindo o conceito de ponto de parada mecânica. Neste modelo denotamos o ponto de parada com $g = s$. $2/3g_0 > s > t_d$ onde t_d é a espessura da camada dielétrica de isolamento para chaves MEMS reais.

O conceito de ponto de parada deve ser introduzido, do contrário, torna-se impossível o esclarecimento do fenômeno de histerese. Na prática, chaves MEMS reais, possuem uma camada dielétrica que limita da deformação da ponte, evitando que as placas toquem uma à outra, resultando em um $g_{min} > 0$. Caso esta camada não existisse e a separação entre as placas se tornasse zero, a força eletrostática resultante teria um valor infinito, impossibilitando a liberação

da chave para quaisquer valores de tensão menores que V_{pi} . Em estruturas mais complexas os pontos de parada mecânicos podem ser projetados para alturas diferentes da altura da camada dielétrica, dizemos assim que na ativação a membrana se deforma até $g = s$.

A Figura 2.10 ilustra a evolução da posição de equilíbrio com o aumento da tensão, onde o ultimo ponto de equilíbrio é alcançado em $g = 2/3g_0$, com $V = V_{pi}$. Após o colapso a membrana se deforma ate o ponto de parada (para uma melhor visualização deste fenômeno consideramos $s = 1/2g_0$) onde a força eletrostática se equilibra com a soma da força elástica e a força de reação do ponto de parada.

Ao reduzimos a tensão aplicada entre as placas esperamos que a membrana retornasse à posição de equilíbrio logo após V atingir qualquer valor abaixo de V_{pi} , porém isto não ocorre. Do mesmo modo que a membrana abruptamente parte de $g = 2/3g_0$ para $g = s$ na ativação, a força eletrostática também sofre um significativo aumento, pois para uma mesma tensão aplicada, a separação entre as placas cai drasticamente ($F_{el}(V_{pi}; 0.5)$ -Figura 2.10). Como a força eletrostática se tornou mais intensa que na ativação, uma tensão bem menor se faz necessária para que um novo ponto de equilíbrio entre as forças seja alcançado ($F_{el}(V_3; 0.5)$). Quando a força elástica se equilibra com a força atrativa, a reação do ponto de parada se torna zero, e temos duas soluções para a deformação da membrana. Assim, devido a grande deformação da membrana na solução instável, a estrutura retorna à sua posição na solução estável (H - Figura 2.10) (Rocha et al., 2002). O Apêndice B demonstra a expressão fechada para o cálculo da tensão de liberação da chave (V_r) baseado no modelo de atuação 1D, sendo esta abordagem inédita na literatura voltada para chaves MEMS paralelo.

A presença de histerese está intimamente ligada ao ponto de parada mecânica projetado. Se projetarmos a chave MEMS com ponto de parada próximo ao ponto de instabilidade do sistema, menores serão os efeitos da histerese. Para tal, se determinarmos a tensão de ativação e a tensão de histerese a partir das dimensões do dispositivo, pode-se descrever completamente o comportamento estático da estrutura. A Figura 2.11 apresenta a resposta simulada a partir do modelo 1D, para duas placas distantes de $1,5\mu m$, e área de intersecção $A = 40.000\mu m^2$, e $s = 0,2\mu m$.

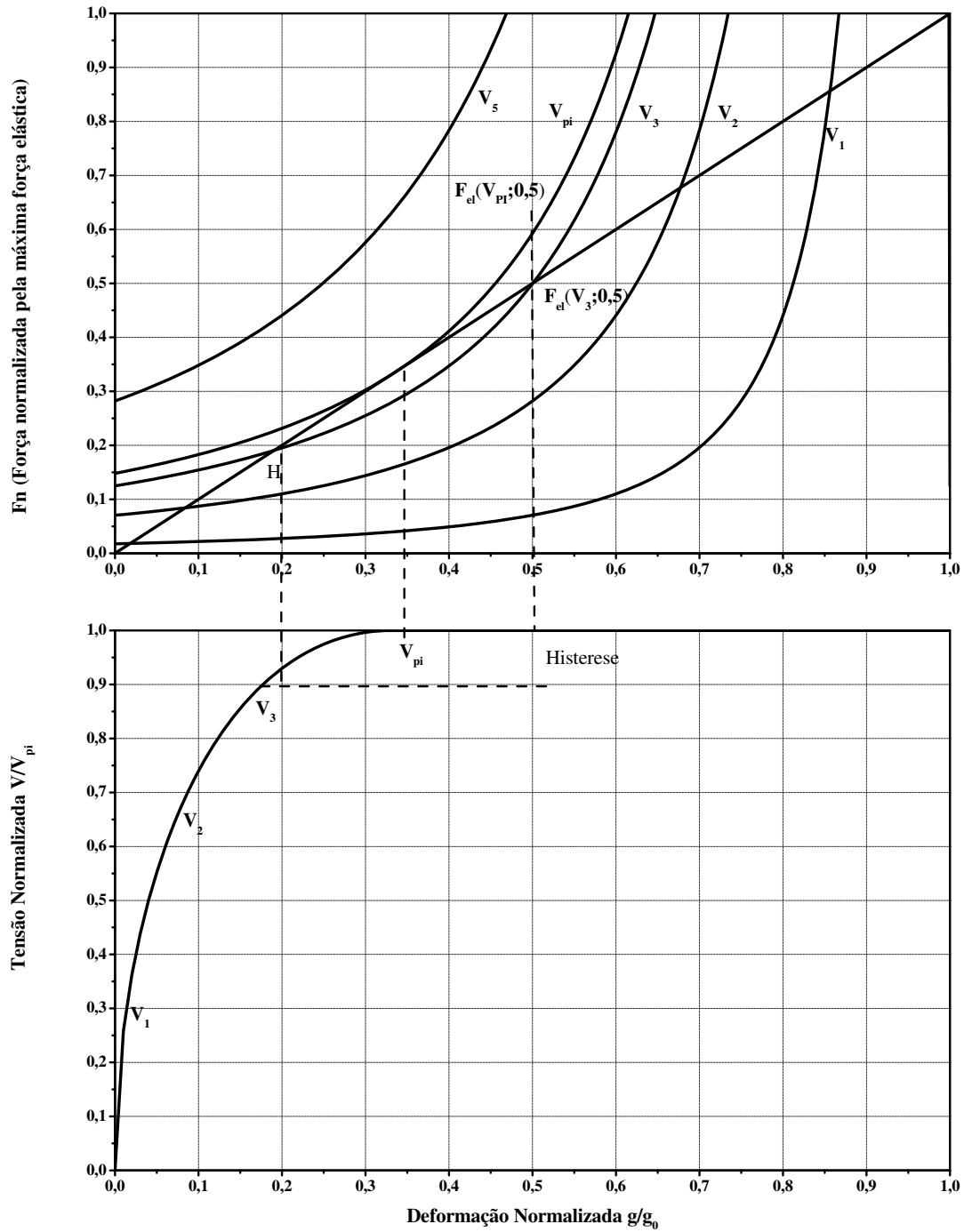


Figura 2.10: Explicação da Histerese mecânica, por meio da evolução da posição de equilíbrio para várias tensões aplicadas. $V_5 > V_{pi} > V_3 > V_2 > V_1$.

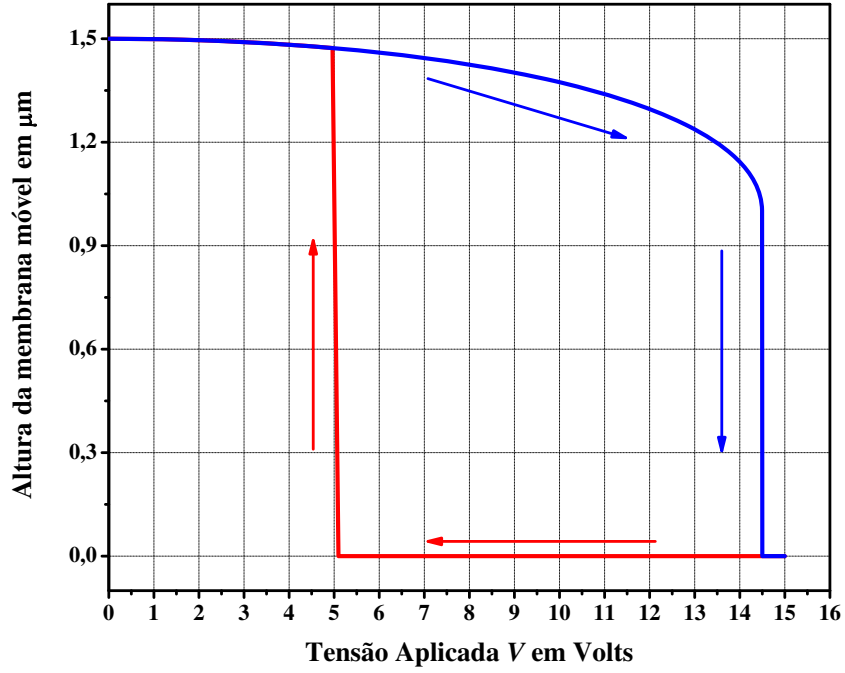


Figura 2.11: Solução estática do modelo 1D apresentando a curva de Deformação vs. Tensão aplicada para uma chave real com $g_0 = 1,5\mu m$, $A = 40.000\mu m^2$, $s = t_d = 0,2\mu m$, $E = 78GPa$, $\nu = 0.42$ e $\sigma = 20MPa$.

2.4 Tempo de Chaveamento

A análise temporal do comportamento mecânico da chave MEMS é de suma importância quando se deseja estimar a velocidade com que esta alterna entre seus estados de atuação (*on/off*). Para um sistema de pequenas deformações, a resposta dinâmica pode se obtida através desta equação diferencial de segunda ordem (Cho e Kim, 1999):

$$m_e \frac{d^2 z}{dt^2} + b_e \frac{dz}{dt} + k(g_0 - z) = F \quad (2.18)$$

onde,

m_e = massa efetiva da ponte; b_e = coeficiente de amortecimento do sistema; k = constante elástica; z = deformação da membrana na direção normal ao substrato com respeito ao ponto de equilíbrio inicial; F = força de atração eletrostática.

Este sistema possui uma taxa de amortecimento (ζ) e uma frequência de ressonância (ω) definidos por:

$$\zeta = \frac{b}{\sqrt{m_e k}} \quad (2.19)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{m_e}} \quad (2.20)$$

Para estimarmos o tempo de chaveamento a partir de 2.18 devemos considerar a máxima deflexão da ponte ($z = g_0$), e que o sistema não possua amortecimento, ou seja, $b_e = 0$. Resolvendo a equação de movimento resultante, para uma tensão aplicada constante, temos o tempo de chaveamento expresso por (Rebeiz, 2003):

$$t_s = 3,67 \frac{V_{pi}}{V_A \omega} \quad (2.21)$$

Observando a equação 2.21 fica claro a dependência do tempo de chaveamento com relação à tensão aplicada e a dureza do material empregado na fabricação da membrana. Assim, a comutação se torna mais veloz com o aumento da tensão aplicada ($V_{Amax} = 2 - 3V_{pi}$).

A condição de $b_e = 0$ é algo complexo de se obter devido a presença da camada de ar existente entre a membrana e o substrato, responsável pelo amortecimento e alteração do comportamento dinâmico da chave MEMS, a menos que a chave estivesse imersa em ambiente cujo vácuo foi estabelecido. Em tentativa de se minimizar tal efeito, algumas chaves MEMS têm suas pontes construídas com um conjunto de orifícios em sua superfície. Desta forma, além de reduzir o fator de amortecimento intrinsecamente presente, facilita a remoção da camada sacrificial de liberação da ponte.

A maneira mais segura de se obter o valor do tempo de chaveamento é através de medidas elétricas, onde um sinal é injetado na entrada da chave e então é verificado o tempo gasto para que o sinal da saída atinja o valor esperado a partir do ponto onde a tensão de polarização é aplicada, Figura 2.12 (Chan e Feng., 2003), onde o canal 1 do osciloscópio apresenta o sinal de RF no coletado no terminal de saída da chave MEMS, e no canal 2 é esboçado o canal de controle, juntamente com as barras verticais que delimitam claramente o período de transição do sinal na saída.

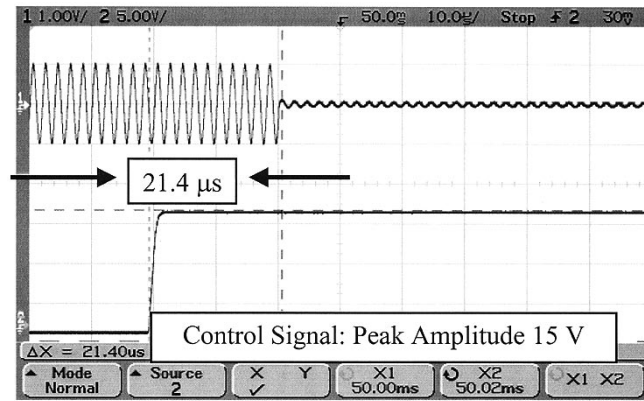


Figura 2.12: Medida tempo de chaveamento para chave MEMS paralelo. No canal 1 do osciloscópio é apresentado o sinal de saída da chave e no canal 2 o sinal de controle.
(Chan e Feng., 2003)

2.5 Simulação e Análise dos Resultados Experimentais

2.5.1 Metodologia

As chaves MEMS de RF são construídas utilizando finas membranas metálicas, cuja atuação eletrostática através de uma tensão de polarização DC, causa sua total deformação. Neste capítulo foram derivados modelos fechados de atuação mecânico-eletrostático e histerese das chaves MEMS, com os quais, por meio de *softwares* de simulação, como Matlab, podemos prever o comportamento mecânico da chave (atuação e liberação) para uma tensão aplicada em seus terminais. No entanto, para aplicações reais, simulações multi-domínio (mecânico e eletrostático) se fazem necessárias de modo a se considerar de fato as formas da membrana, estresses residuais não-uniformes e temperatura entre outros efeitos. Desta maneira, estendemos nossa análise a um modelo de simulação em elementos finitos realizado através do *software* Ansys, considerando as não-linearidades do acoplamento mecânico-eletrostático atribuídas à forte dependência entre as força eletro-mecânica e as deformações axiais da membrana, onde variamos diversas configurações de geometria, observando os diferentes resultados para cada um dos modelos.

Nesta etapa inicial de projeto é de suma importância que o modelo de atuação adotado seja capaz de avaliar com precisão o comportamento da membrana diante de uma polarização DC, de modo que o *design* do eletrodo superior se torne factível de atuação, dentro das limitações do sistema. Assim, se os níveis de tensão de atuação DC forem muito elevados, o rompimento da camada de isolamento dielétrica pode ocorrer, fatalmente resultando na destruição da membrana metálica.

As análises realizadas para os modelos 1D e 2D são baseadas em algoritmos implementados no *software* Matlab e posteriormente comparados com as simulações eletromecânicas 3D implementadas no *software* Ansys. As simulações 3D apresentam os resultados mais precisos e confiáveis, no entanto, necessitam de *softwares* mais sofisticados e de maior esforço computacional. Serão apresentados os resultados computacionais considerando duas situações distintas quanto à distribuição da força de atração eletrostática ao longo da membrana: 1) A força uniformemente distribuída ao longo da ponte, 2) A força concentrada apenas na região de intersecção entre os eletrodos superior e inferior. Tais considerações influenciam diretamente na determinação da constante elástica e conseqüentemente na tensão de ativação da chave, o que nos leva à busca do modelo mais realístico. O modelamento matemático que determina a constante elástica considerando uma carga concentrada é apresentada em detalhes por Muldavin (2001).

Finalmente, para validar os resultados de simulação encontrados, estes serão comparados aos valores de tensão de atuação e liberação obtidos durante a etapa de medições das estruturas construídas, de acordo com seus parâmetros geométricos e estruturais. A validação experimental dos resultados computacionais é normalmente almejada de forma a se verificar a precisão e eficácia do modelo numérico implementado para conhecimento das condições de atuação e liberação da chave MEMS, entretanto, os valores obtidos experimentalmente são altamente sensíveis às variações das propriedades materiais e geométricas da estrutura, cujo, conhecimento e controle preciso é extremamente complicado e oneroso ao projetista.

O *software* de simulação mecânica Ansys utiliza o método de elementos finitos para determinar a deformação em cada ponto do *mesh* pré-estabelecido. A iteração entre os domínios estrutural e eletrostático acontece através da transferência entre dois bancos de dados denominados ambientes físicos. No ambiente eletrostático a condição de contorno é a tensão DC aplicada entre os eletrodos superior e inferior, onde, a distribuição de tensão elétrica na camada de ar entre as placas é obtida, e assim a força de atração eletrostática é calculada. Neste ponto o ambiente de simulação é comutado para o estrutural, onde a força calculada deforma a estrutura da chave de acordo com a teoria de vigas, então a geometria e o *mesh* são atualizados, o *software* retorna para o ambiente eletrostático e este ciclo se repete até que a convergência seja atingida (Zhu e Espinosa, 2003).

2.5.2 Descrição dos Processos

Modelos baseados no método de elementos finitos têm provado serem extremamente poderosos quando se trata de soluções de problemas envolvendo múltiplos domínios físicos (Hall, 2004), (Yang et al., 2007), (Ballestra et al., 2008), (Schauwecker et al., 2002) sendo este método considerado o estado-da-arte para determinação das situações de equilíbrio para sistemas tridimensionais complexos, onde pode-se computar tanto detalhes do comportamento estático, como deformações e distribuição de estresses, quanto comportamento dinâmico, como frequência de auto-ressonância da ponte metálica. Existem varias opções de *softwares* comerciais disponíveis que utilizam este método para soluções deste tipo, dentre eles, os mais populares são o Ansys e o CoventorWareTM (Coventor, Inc., 4001 Weston Parkway, Cary, NC 27513, n.d.) que faz uso do simulador CoSolve-EM desenvolvido no Laboratório de Microsistemas do M.I.T., sendo este a fusão de dois simuladores distintos o ABAQUS e o FASTCAP que realizam análises estruturais e eletrostática respectivamente. O Ansys dispõe de quatro diferentes métodos de simulação eletrostática-estrutural apresentadas no manual ANSYS Multiphysics, dentre os quais, o escolhido para este trabalho foi o método *Direct Coupled-Field Analysis* devido maior simplicidade de implementação e reduzido esforço computacional necessário, empregando elementos sólidos e transdutores eletromecânicos. Na prática Ansys e CoventorWare apresentam resultados bem semelhantes para simulações envolvendo domínios eletrostático e estrutural (ANSYS 10.0 Documentation, ANSYS, Inc. Verification Manual, n.d.) de modo que a opção pelo *software* Ansys se deu devido a maior popularidade deste pacote dentro a comunidade MEMS e pela maior disponibilidade de manuais de uso na internet.

Com vistas a solucionar problemas de acoplamento eletrostático-estruturais utilizando Ansys os seguintes passos foram seguidos:

- Definir o sistema de unidades adequado;
- Declarar os parâmetros estruturais do material a ser empregado;
- Criar modelo geométrico do eletrodo superior da chave MEMS em questão;
- Gerar *mesh* do modelo;
- Aplicar condições de contorno estruturais;
- Invocar macro EMTGEN;
- Aplicar condições de contorno eletrostáticas;
- Declarar intervalo de tensão a ser varrido;

- Invocar *static solver*.

O passo inicial consiste em informar ao Ansys o sistema de unidade adequado a ser empregado. Para o caso das estruturas MEMS onde os comprimentos máximos utilizados estão normalmente limitados a centenas de micrômetros, o sistema μ MKSV foi adotado, onde convenientemente os comprimentos são dados em μm , estresses em Pa e Modulo de Young em MPa. Tendo isto, as propriedades materiais (Razão de Poisson e Módulo de Young) são então definidas de acordo com o metal a ser empregado como eletrodo superior. A próxima etapa é definir a geometria da ponte a ser simulada. Foram utilizados como elementos estruturais o sólido 2D Plane-42, com o qual o desenho da membrana é gerado no plano X-Y, e o sólido 3D SOLID45 com o qual o desenho é projetado para o eixo-Z de acordo com a espessura do metal da ponte, finalizando a etapa geométrica. Uma vez definido o volume final, é necessário gerar o *mesh* da estrutura onde o sólido criado é moldado por um conjunto de pontos de acordo com a teoria de elementos finitos, onde todas as cargas são aplicadas e as deformações calculadas. O passo seguinte é definir as condições de contorno estruturais, onde as extremidades da ponte são engastadas de modo a não permitir movimentos tanto rotacionais quanto deslocamentos em X, Y e Z, simulando a função dos postes na estrutura real. Terminada a etapa de definição estrutural, invocamos a macro EMTGEN de modo a inserir os transdutores eletromecânicos TRANS126 ao modelo, elementos estes responsáveis por converter a energia do domínio eletrostático para o domínio estrutural, energia esta que deforma a ponte em direção do eletrodo inferior. Nesta fase distinguimos as simulações da situação 1 (força uniformemente distribuída) da situação 2 (força concentrada a região ativa da chave). Para situação 1 são definidos elementos TRANS126 ao longo de toda área da membrana, ao passo que, na situação 2 os elementos transdutores são definidos apenas na porção central da membrana que faz intersecção com o condutor central da linha CPW (eletrodo inferior). Para que os elementos transdutores façam efeito, as condições de contorno eletrostáticas são definidas, isto envolve aplicar a diferença de potencial DC entre os condutores, garantindo a atração. O intervalo de tensão DC é declarado criando-se um vetor de tensões através de um *loop* finito, onde a cada iteração do comando *solve* a próxima tensão é lida e a deformação correspondente é calculada. Este modelo de simulação utilizando elementos transdutores oferece uma opção de simulação simples e computacionalmente eficiente, uma vez que os requerimentos de hardware e tempo de simulação significativamente menores.

Fabricadas sobre substrato de Alumina polida (conforme descrito no Apêndice C) e utilizando ouro como metal de ponte e eletrodo inferior foram projetados nove conjuntos de chaves com variadas formas e tamanhos, dentre as quais três grupos são idênticos aos empregados nas estruturas de RF utilizadas nesta tese (Chaves de RF, Deslocadores de Fase e Filtros Passa-Bandas), de forma a se dimensionar com exatidão o sistema de alimentação a ser empregado nos JIG's de testes de RF. Os outros seis grupos de chaves foram projetados unicamente para avaliar os modelos de atuação à diferentes geometrias. Em todos os conjuntos foi empregado um filme dielétrico de óxido de silício de espessura $0,2\mu\text{m}$ (ou seja, ponto de parada, $s = 0,2\mu\text{m}$). A Figura 2.13 ilustra a geometria dos 9 grupos de pontes utilizados para testes de tensão de ativação. Como todas as chaves são construídas durante a mesma rodada de fabricação estas possuem mesma altura inicial e espessura de ponte iguais a $2,0\mu\text{m}$ e $1,5\mu\text{m}$ respectivamente, de modo a não avaliarmos variações nestes parâmetros. As pontes são fabricadas utilizando ouro como metal estrutural, cujas propriedades mecânicas Modulo de Young, Razão de Poisson, e Estresse Residual equivalentes a, 78GPa, 0,42 e 20MPa, são amplamente encontradas na literatura. Outros metais como cobre, alumínio ou níquel também foram utilizados por outros autores no projeto de chaves MEMS, entretanto experiências anteriores deste grupo de microeletrônica definiram o ouro como melhor opção, devido maior resistência a oxidação, alta condutividade elétrica, processamento em baixas temperaturas e a capacidade de manter-se inerte à maioria das reações químicas que envolvem o processo de fabricação.

2.5.3 Resultados

O primeiro passo para realização da etapa prática deste trabalho foi definir a quantidade de estruturas que poderiam ser variadas e testadas de modo otimizado para a área de 2x2 polegadas do substrato de Alumina utilizado, considerando que fisicamente cada grupo deveria ser composto pelas chaves MEMS e os pads DC, cujo espaço ocupado é consideravelmente maior, uma vez que este deve ser de fácil acesso para as ponteiros de contato. Pelo fato de três grupos já estarem previamente definidos devidos às três estruturas de RF que serão posteriormente apresentadas, optou-se por criar seis outras geometrias para avaliação do comportamento estático das chaves e dos modelos de atuação. Devido à alta complexidade do processo de fabricação composto por seis níveis de máscaras, cada grupo projetado foi composto por seis estruturas idênticas entre

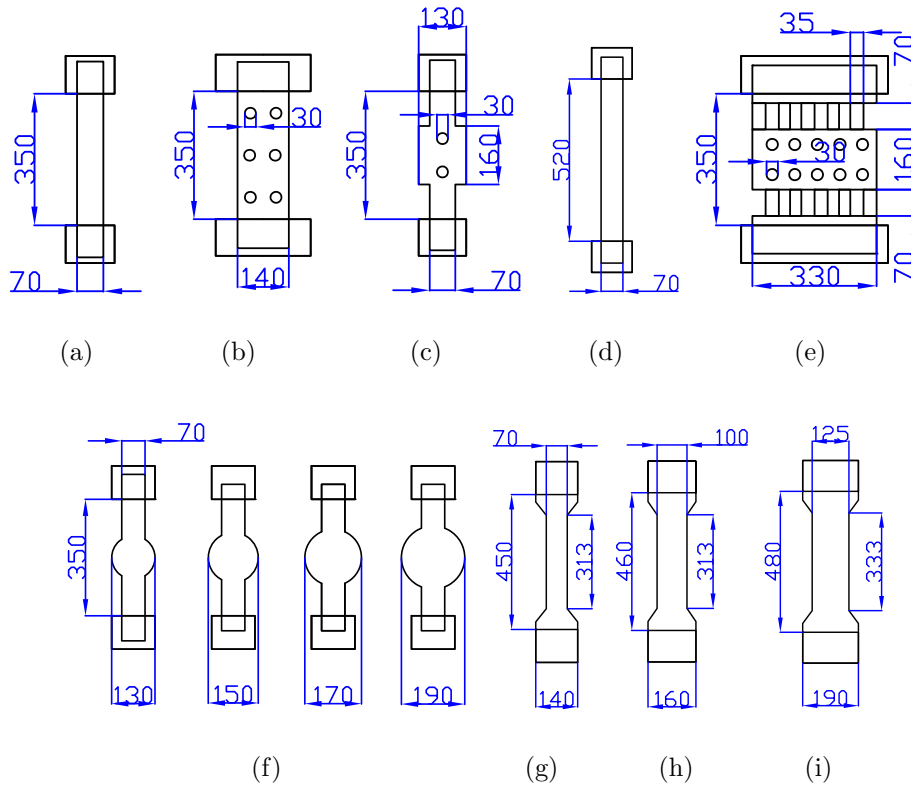


Figura 2.13: Geometria das pontes utilizadas nos testes de tensão DC. a) Grupo 1 b) Grupo 2 c) Grupo 3 d) Grupo 4 e) Grupo 5 f) Grupo 6 g) Grupo Filtro h) Grupo PS i) Grupo RF

si, de modo a tentar garantir o sucesso da rodada de fabricação. Os detalhes do processo de fabricação utilizado estão descritos no Apêndice C deste trabalho.

São expostas as curvas de deformação das chaves MEMS destacando o ciclo de histerese às duas situações de distribuição de força observando os valores de V_{pi} (tensão de atuação) e V_r (tensão de liberação). A verificação dos dados experimentais é realizada aplicando-se a tensão DC nos pads de cada grupo em passos de 1V de modo a ignorar a presença da inércia na atuação, e com auxílio do microscópio óptico, monitoramos a transição dos estados *off* e *on* das chaves de cada grupo através da variação sombra ao lado da ponte durante a atuação. Em seu estado *off* a sombra aparece claramente ao lado da estrutura, ao passo que na atuação, a sombra desaparece quase que por completo.

A criação dos modelos de simulação envolve antes de tudo um estudo detalhado a cerca dos conceitos teóricos que regem o comportamento da estrutura estudada e a determinação da ferramenta computacional adequada para realização de tal tarefa. Matlab e Ansys (o código fonte base utilizado para simulações no Ansys é apresentado no Apêndice D deste trabalho)

foram designados para os modelos 1D/2D e 3D respectivamente, entretanto, a criação de um código de simulação eficaz para o modelo 2D requer do projetista domínio de técnicas numéricas sofisticadas como elementos finitos, devido a não-linearidade e não-homogeneidade das equações diferenciais que descrevem a função. Tendo isto, o modelo 2D será abordado apenas quando nos referirmos à determinação da tensão de ativação para a situação 1. Uma análise mais profunda sobre este modelo não será apresentada uma vez que esta foge do foco deste trabalho, de modo que, nossa atenção ficará fortemente voltada para os modelos 1D e 3D.

Durante a descrição do modelo de simulação criado no ambiente do Ansys para análises 3D um importante parâmetro estrutural não foi citado, o Estresse Residual, oriundo do processo de fabricação das chaves MEMS. O estresse residual tem reflexos diretos sobre os valores de tensão de ativação da chave e a negligência deste parâmetro certamente comprometerá a precisão do resultado de predição. Em vigas duplamente engastadas o estresse residual é atribuído principalmente às etapas térmicas presentes no processo. Os tratamentos térmicos, geralmente a 120°C, causam uma dilatação dos filmes de modo que ao retornar à temperatura ambiente, a diferença entre os coeficientes de expansão térmica entre Au, Ti (aderência) e fotorresiste induz a presença de estresses residuais (Ballestra et al., 2008).

O Ansys permite que sejam declaradas informações de estresses iniciais tensivos ou compressivos através dos comandos ISTRESS ou ISFILE, onde os valores de estresses são inseridos manualmente para cada um dos elementos criados no *mesh* estabelecido. Porém tais comandos são incompatíveis com os elementos TRANS126 já utilizados, inviabilizando esta técnica. No modelo 1D o valor de estresse residual é inserido diretamente na formula fechada para determinação do constante elástica da membrana, de forma não proporcionar nenhuma complexidade. Assim, para obtermos um modelo 3D eficiente que considere os efeitos do estresse residual uma adaptação foi feita a cerca do único parâmetro de rigidez declarado no modelo 3D, o Módulo de Young.

Inicialmente criamos um modelo genérico no Ansys capaz de realizar análises de problemas multi-domínio, como sistemas eletromecânicos ou piezo-elétricos, utilizando uma analogia a circuitos elétricos. Elementos concentrados como, molas, massas ou contatos podem representar elementos mecânicos reais para o Ansys, de modo a podermos criar um circuito discreto que represente com credibilidade o modelo físico de uma chave MEMS real, tornando possível fazer manipulações com o estresse residual. É importante ressaltar que, do mesmo modo que o modelo

fechado 1D, este modelo também conhecido como modelo de ordem reduzida (MOR) é uma boa aproximação que não considera as distribuições não-lineares das forças eletrostáticas ao longo da membrana, assim para resultados mais conclusivos simulações 3D se fazem necessárias.

Ao utilizarmos o modelo de ordem reduzida, executamos duas simulações para uma chave de referência e em seguida fazemos o ajuste necessário no modelo 3D. Na primeira simulação, extraímos o valor de V_{pi} sem a presença de estresse residual e em seguida inserimos o estresse de 20MPa no modelo e comparamos a diferença entre os V_{pi} obtidos, e como esperado $V_{pi-stress} > V_{pi-no-stress}$. De posse destes dados executamos uma simulação no modelo 3D para a chave de referencia de maneira que esta seja equivalente à simulada no modelo de ordem reduzida, e extraímos $V_{pi-no-stress}$ -3D. Tais valores são geralmente próximos, mas nunca equivalentes, sendo assim novas simulações 3D são feitas incrementando-se o valor do Modulo de Young até que a diferença entre as tensões de atuação resultantes atinja o mesmo valor para os modelos 3D e MOR. O sistema MOR criado para esta análise de ajuste do estresse residual é composto por um transdutor eletromecânico acoplado a um sistema massa-mola amortecido, representado na Figura 2.14.

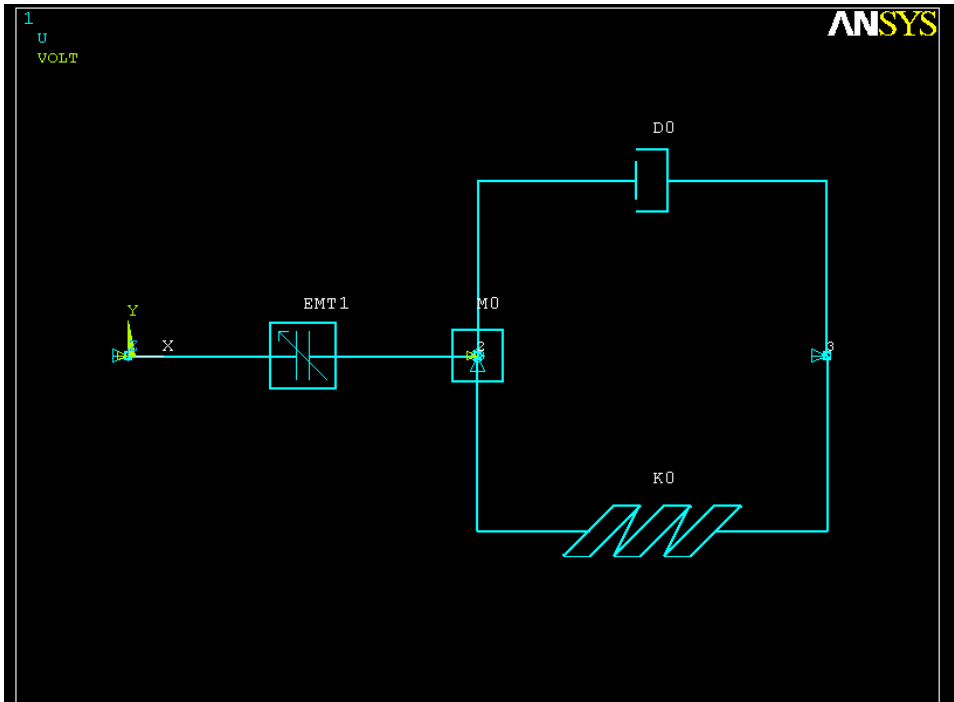


Figura 2.14: Modelo de ordem reduzida para circuito eletro-mecânico.

Na figura, M0, K0 e D0 são os elementos de massa, mola, e amortecedor, que representam um capacitor de placas-paralelas cuja uma das placas está fixa no plano de terra e a outra está suspensa por uma mola. O amortecedor representa a camada de ar presente no *gap* entre as placas e o transdutor EMT1 responsável pela atuação eletrostática entre as placas. Também utilizando o sistema de unidades μMKSV , o circuito eletro-mecânico possui os nós 1 e 3 engastados mecanicamente não permitindo movimentos nos eixos X ou Y indicado pelas setas azuis, o nó 2, onde representado pelo elemento to massa, possui um único grau de liberdade em X, cujos deslocamentos são equivalentes as deformações da membrana. Entre os nós 1 e 2 é aplicado o potencial DC indicado pelas setas verdes, simbolizando os eletrodos inferior e superior do capacitor respectivamente. A Tabela 2.2 traz os dados geométricos e estruturais que compõem a chave de referência e os parâmetros de entrada necessários para o MOR.

Tabela 2.2: Parâmetros de entrada MOR

Chave de Referência		Dados de Entrada	
Comprimento (L)	350 μm	Área do Capacitor	24,5e-3 μm^2
Largura (W)	70 μm	Permissividade Rel.	1,0
Espessura (t)	1,5 μm	Massa Membrana	9,31e-10 Kg
Gap inicial (g_0)	2 μm	Constante Elástica	13,75 $\mu\text{N}/\mu\text{m}$
Mod. Young (E)	78 GPa	Coef. Amortecimento	0 $\mu\text{Ns}/\mu\text{m}$
Razão Poisson (ν)	0.42	Estresse Residual	0 / 20 MPa

Simulamos então a chave de referência utilizando os dados da Tabela 2.2 no modelo MOR e 3D. Para a chave livre de estresses residuais obtivemos V_{pi-mor} de 13V, ao passo que inserindo o fator de estresse de 20MPa, V_{pi} cresce para 21V, o que nos resulta em uma diferença de 8V. Para o modelo 3D da chave de referência obtivemos um V_{pi-3D} inicial de 16V negligenciando o fator de estresse. Considerando a diferença de 8V resultante das primeiras simulações, devemos então incrementar o valor do Módulo de Young declarado até que um V_{pi-3D} de 24V seja atingido. Assim, ajustamos E até um valor de 165GPa, até que $V_{pi} = 24\text{V}$ fosse atingido, tendo então, uma estimativa confiável do fator de estresse residual no modelo 3D empregado. A Tabela 2.3 traz os resultados condensados do ajuste de estresse residual para o modelo 3D.

Uma vez ajustado o valor de E podemos enfim realizar as simulações do modelo 3D criado de forma a comparar os resultados das 9 geometrias adotadas com os resultados de predição com

Tabela 2.3: Resultados do Ajuste de Estresse Residual

σ	V_{pi}		E
	MOR	3D	
0 MPa	13 V	16 V	78 GPa
20 MPa	21 V	24 V	165GPa

o modelo fechado 1D. Seguem abaixo os resultados obtidos computacional e experimentalmente de cada grupo, e uma posterior análise será apresentada.

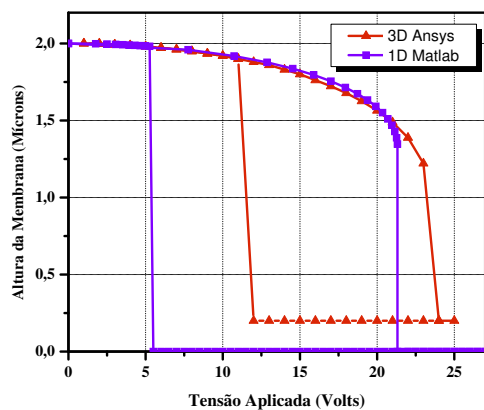
Chave de Referência - Grupo 1

A Figura 2.15 apresenta os resultados de simulação para as chaves do Grupo 1, construídas sobre uma linha CPW de dimensões $G/S/G = 70/160/70 \mu m$. Este grupo apresenta a geometria mais básica utilizada em projetos MEMS, onde a ponte tem formato retangular, de modo que, do ponto de vista computacional esta geometria apresentaria a menor discrepância entre os valores de V_{pi} encontrados para os três modelos de simulação, uma vez que nenhuma singularidade estrutural extra é considerada. A Tabela 2.4 traz um resumo dos resultados de simulação para os modelos 1D / 2D e 3D e os obtidos experimentalmente (Ver arranjo experimental descrito na seção 2.6).

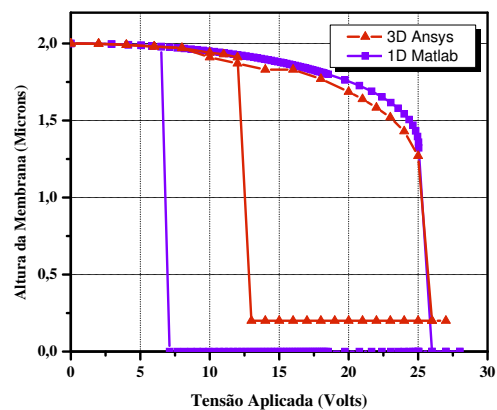
Tabela 2.4: Resultados Chave de Referência

Modelo	1D		2D	3D		Medido
	Distr.	Conc.		Distr.	Conc.	
V_{pi}	21,31V	25,04	24,51V	24V	26V	23V
V_r	5,25V	6,17	—	11V	12V	8V

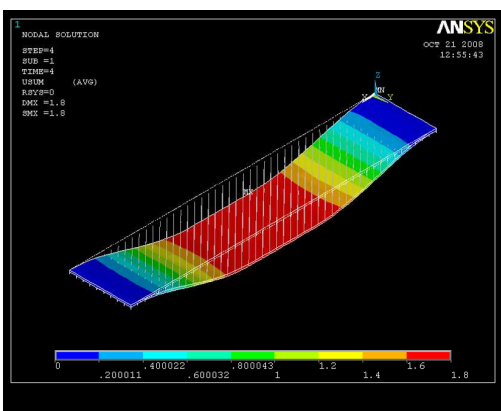
Como pode ser observado nos resultados de simulação ilustrado nas figuras 2.24(a) e 2.24(b), a altura mínima da membrana resultante do modelo 3D é de $0,2\mu m$, enquanto que este valor é igual a zero para o modelo 1D. Esta diferença dá-se pelo fato do Ansys considerar a espessura da camada dielétrica de $2000\text{\AA}$ de SiO_2 depositada, de modo que as placas não se toquem. Entretanto, esta consideração não afeta o resultado final da predição, pois a distância declarada entre as placas mantém-se inalterada igual a $2,0\mu m$. A altura da camada dielétrica tem influência mais significativa sobre a tensão de liberação da chave (V_r), como explicado anteriormente, assim para ambos os modelos este fator foi considerado.



(a) Situação 1 - Força Distribuída

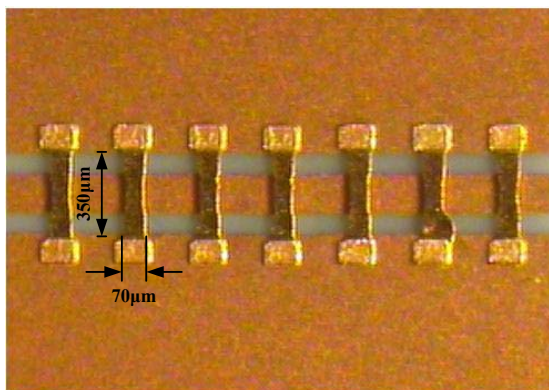


(b) Situação 2 - Força Concentrada

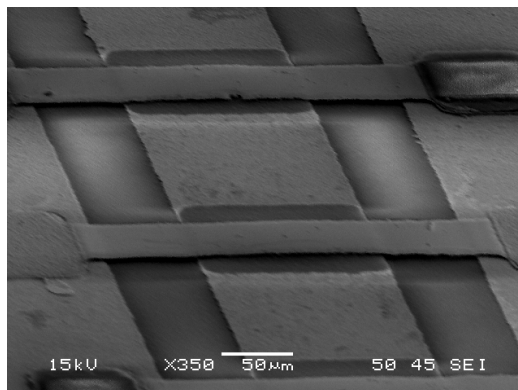


(c) Chave no ambiente de simulação 3D - ANSYS

Figura 2.15: Chave de Referência: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.



(a)



(b)

Figura 2.16: Chaves construídas - Chave de Referência.

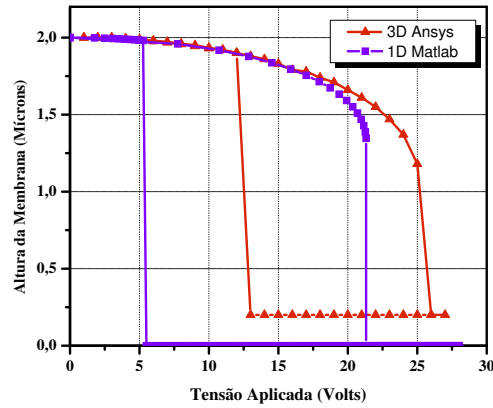
Como esperado, os resultados de simulação do grupo 1 apresentaram as menores diferenças para os modelos 1D, 2D e 3D, tanto para a situação 1 (força distribuída uniformemente) quanto para a situação 2 (força concentrada sobre a região ativa) quando estamos tratando de V_{pi} . Atribuímos este fato, a simplicidade do *design* escolhido para este grupo de referência pelo seu formato retangular simplificado, no entanto, ao avaliarmos os valores de V_r para cada modelo, a diferença entre os mesmos torna-se mais notória.

Tanto para o grupo 1 quanto para os demais grupos, o incremento no valor de V_{pi} encontrado para os modelos 2D e 3D é explicada pelo fato de o modelo de placas paralelas ignorar o fato das cargas eletrostáticas, conseqüentemente as forças induzidas, se redistribuírem ao longo da superfície da membrana quando esta se deforma sob ação da atração eletrostática. Tal consideração resulta em valores de V_{pi} superiores, mas por conseguinte, mais próximos da realidade.

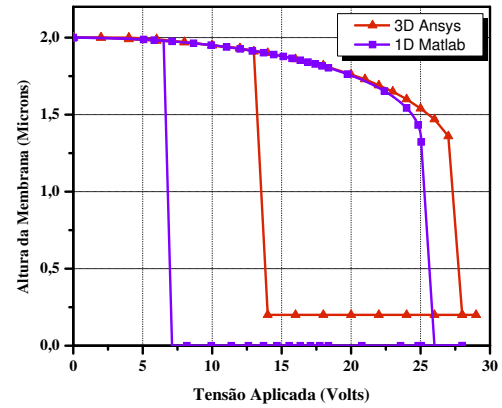
Ao avaliarmos o valor de V_r para o grupo 1, observamos que o ciclo de histerese torna-se mais curto para o modelo 3D, ou seja, o valor de V_r é mais próximo do valor de V_{pi} , quando comparamos com o modelo 1D. Esta variação é explicada de modo análogo ao raciocínio anterior. Quando imaginamos a deformação da membrana apreciada nos modelos 2D e 3D, esta assume um formato de arco, como denotado na Figura 2.8, onde somente os pontos ao centro da ponte tocam a camada dielétrica, diminuindo a área de intersecção dos eletrodos quando comparamos com o modelo 1D que considera toda a área da ponte. Assumindo esta área reduzida, implicamos em uma menor quantidade de energia eletrostática armazenada quando em *on - state*, assim, pelo princípio da histerese demonstrado na seção 2.3, um valor maior de tensão é resultante de modo que se estabeleça novamente o equilíbrio entre as forças elástica e eletrostática.

Chave com Orifícios - Grupo 2

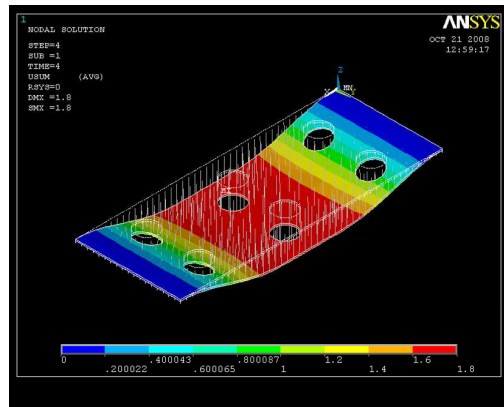
A Figura 2.17 apresenta os resultados experimentais e de simulação para as chaves do Grupo 2, construídas sobre uma linha CPW de dimensões $G/S/G = 70/160/70 \mu m$. Neste segundo grupo o principal fator considerado é a presença dos orifícios feitos na área da ponte. Tais orifícios são projetados propositalmente para facilitar a remoção da camada de sacrifício utilizada na fabricação de chaves MEMS, desta forma é interessante avaliarmos qual seu efeito sobre a interação eletrostática. O efeito dos orifícios na membrana é avaliado comparando os resultados deste grupo com os já obtidos com o grupo 1. Mesmo estas pontes apresentando uma largura maior que as do grupo anterior, a teoria garante que este fator em nada altera o valor de tensão de atuação.



(a) Situação 1 - Força Distribuída



(b) Situação 2 - Força Concentrada



(c) Chave no ambiente de simulação 3D - ANSYS

Figura 2.17: Chave com Orifícios: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.

Tabela 2.5: Resultados Chave com Orifícios

Modelo	1D		2D	3D		Medido
	Distr.	Conc.		Distr.	Conc.	
V_{pi}	21,31V	25,04V	24,59V	26V	28V	30V
V_r	5,25V	6,17V	—	12V	13V	13V

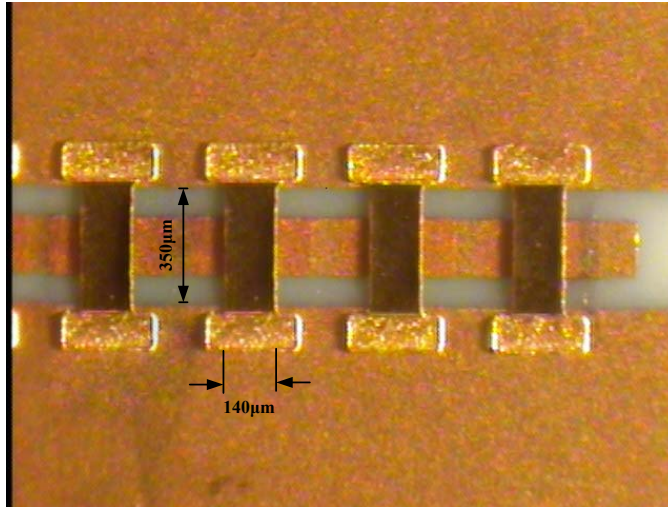


Figura 2.18: Chaves construídas - Chave com Orifícios.

Após caracterizarmos o grupo de referência e entender as principais fontes de divergência entre os modelos 1D, 2D e 3D, partimos para a próxima etapa onde exploramos as variações de geometria sobre os valores de V_{pi} e V_r . Para o grupo 2 exploramos efeitos dos orifícios, pois, como demonstrado por Rebeiz (2003), orifícios dispostos periodicamente e com diâmetros máximo de $5\mu m$ não exercem efeito significativo sobre o V_{pi} tão pouco sobre a capacitância de *up-state* da chave. Neste sentido, utilizamos orifícios com diâmetros 6 vezes maiores que o máximo estabelecido, com valor de $30\mu m$. O processo de fabricação estabelecido por este grupo de microeletrônica fica limitado a estas dimensões mínimas na ordem de $30\mu m$ impostos pelo fabricante das máscaras de fotolito utilizadas durante este trabalho, tendo isto, enxergamos um novo desafio para esta análise.

Observando a Tabela 2.5 percebe-se que os resultados do modelo 1D e 2D não sofreram nenhuma alteração para os valores de V_{pi} e V_r , donde concluímos que efetivamente a largura da membrana tem efeito sobre as tensões de atuação ou liberação e que estes modelos são incapazes de considerar os resultados de geometrias mais complexas. Comparando os resultados para os modelo 3D (situações 1 e 2) com o grupo 1, notamos incrementos de 2V sobre a tensão de atuação e 1V sobre a tensão de liberação. Para uma membrana de mesmas dimensões e sem orifícios os resultados de simulação em nada divergem dos obtidos no grupo 1, dessa forma, podemos concluir que para membranas de ouro, orifícios de $30\mu m$ resultam em aumento de 8,3% e 7,7% sobre o valor de V_{pi} para as situações 1 e 2 respectivamente. O aumento do valor de V_r também é proveniente da presença dos orifícios na membrana, estes causam uma redução da área de região

ativa da chave de modo que em *on-state* a energia eletrostática armazenada entre as placas se torna menor, conseqüentemente, requerendo valores cada vez maiores de V_r para que ocorra a liberação no segundo ponto de equilíbrio das forças.

Chave com Atuador Retangular - Grupo 3

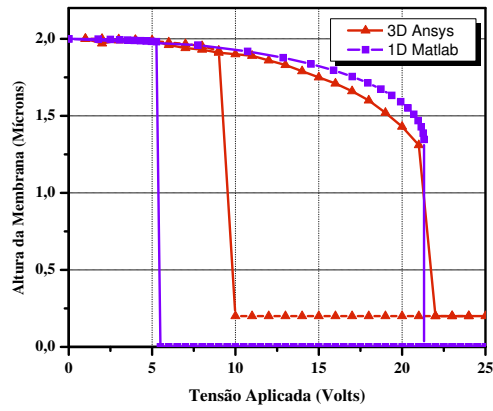
A Figura 2.19 apresenta os resultados experimentais e de simulação para as chaves do Grupo 3, construídas sobre uma linha CPW de dimensões $G/S/G = 70/160/70 \mu\text{m}$. Com a geometria escolhida para este grupo, buscamos implementar uma técnica de redução de V_{pi} , implementando membranas de baixa constante elástica, ou, *low - k beams*. Aumentamos a área da ponte sobre a região ativa da chave, e mantivemos as extremidades inalteradas para avaliar o novo comportamento. Nos grupos de 2 a 6, todas as geometrias são exploradas de modo avaliarmos as conseqüências, vantajosas ou não, em se criar variações do formato básico de chave. Assim, as análises subseqüentes são sempre comparações entre os resultados do grupo atual e os obtidos no grupo 1.

Tabela 2.6: Resultados Chave com Atuador Retangular

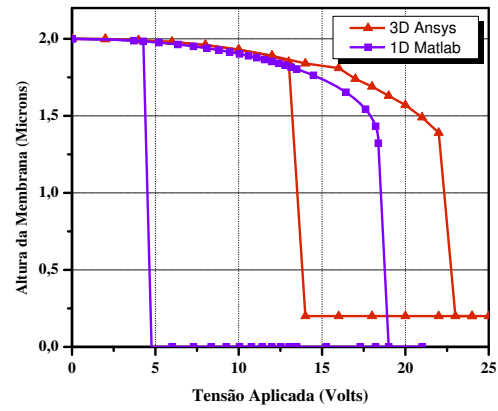
Modelo	1D		2D	3D		Medido
	Distr.	Conc.		Distr.	Conc.	
V_{pi}	21,31V	18,37V	24,51V	22V	23V	22V
V_r	5,25V	4,52	–	12V	13V	6V

Para o grupo 3 aumentamos a área da ponte sobre o condutor central da linha CPW, e mantivemos as extremidades com $70\mu\text{m}$, criando assim uma membrana *low - K*. Quando analisamos o resultado do modelo 1D situação 2, este apresenta o melhor desempenho, ou seja, a maior redução de V_{pi} (27% comparado com 1D situação 2 do grupo 1), ao passo que para a situação 1 nenhuma alteração foi obtida. Todavia, para o modelo 3D reduções em V_{pi} , embora menos significativas (11,5%), também são alcançadas, entretanto o valor da tensão de atuação com a força concentrada é maior que o de força distribuída, contrariando o resultado das mesmas simulações para o modelo 1D. Tais divergências são também evidenciadas nos resultados do grupo 6, enfatizando a grande imprecisão dos valores obtidos no modelo 1D.

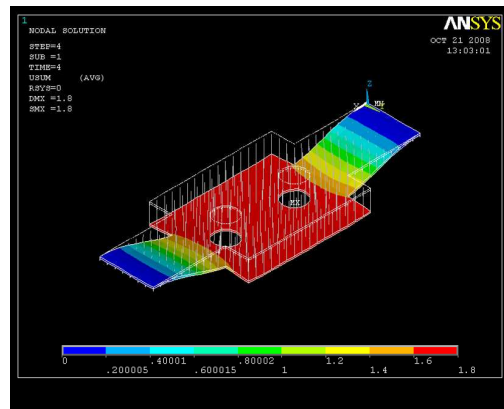
É interessante observar o ciclo de histerese deste grupo, onde reduções nos valores das tensões de liberação eram esperadas devido ao aumento da área de intersecção entre os eletrodos, logo uma maior energia armazenada, e assim menores valores de V_r . Mas, a presença dos orifícios, da



(a) Situação 1 - Força Distribuída



(b) Situação 2 - Força Concentrada



(c) Chave no ambiente de simulação 3D - ANSYS

Figura 2.19: Chave com Atuador Retangular: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.

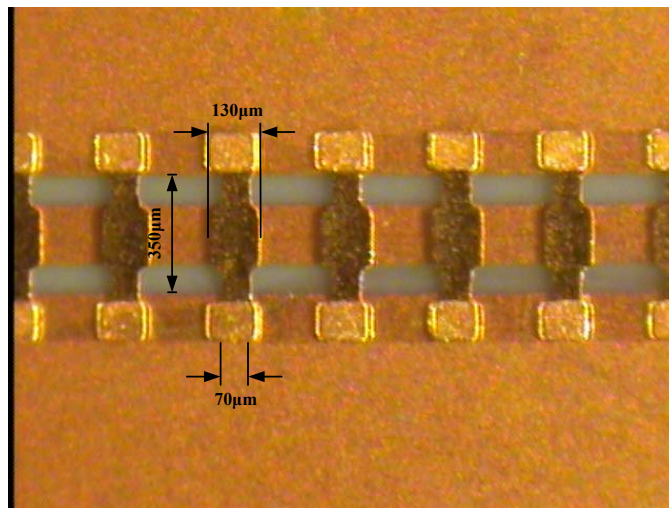


Figura 2.20: Chaves construídas - Chave com Atuador Retangular.

mesma maneira que no grupo 2, resulta em uma diminuição da área ativa, conseqüentemente, temos uma redução do ciclo de histerese pois os valores de V_{pi} e V_r se tornaram mais próximos.

Chave Alongada - Grupo 4

A Figura 2.21 apresenta os resultados experimentais e de simulação para as chaves do Grupo 4, construídas sobre uma linha CPW de dimensões $G/S/G = 70/160/70 \mu\text{m}$. Neste grupo optamos por além de verificar variações de V_{pi} à alterações no comprimento da ponte, caracterizar a confiabilidade em se construir pontes com alta razão de aspecto (comprimento/largura), pois, segundo Rebeiz (2003) pontes com $l > 400\mu$ tem seu sucesso de fabricação comprometido por fatores mecânicos.

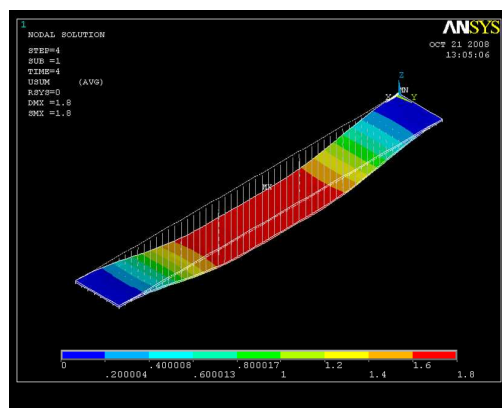
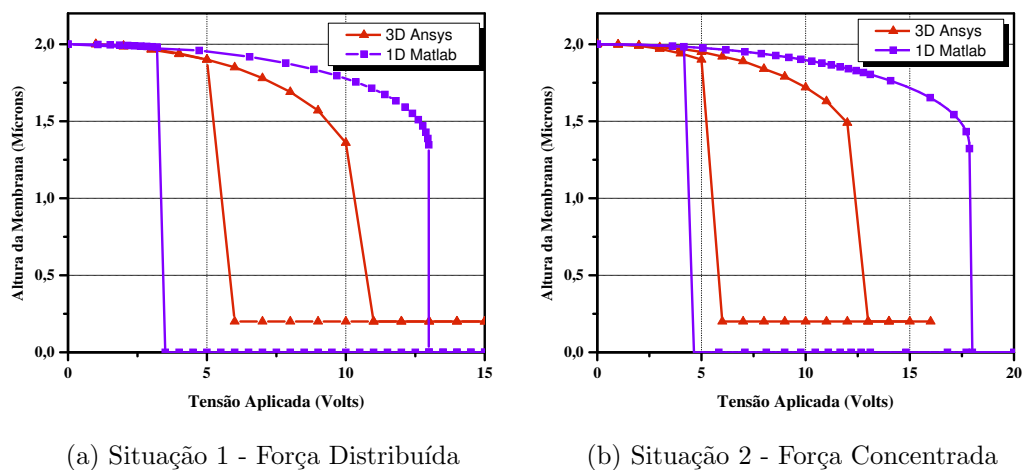


Figura 2.21: Chave Alongada: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.

Tabela 2.7: Resultados Chave Alongada

Modelo	1D		2D	3D		Medido
	Distr.	Conc.		Distr.	Conc.	
V_{pi}	12,98V	17,86V	14,93V	11V	13V	28V
V_r	3,2V	4,4V	–	4V	5V	15V

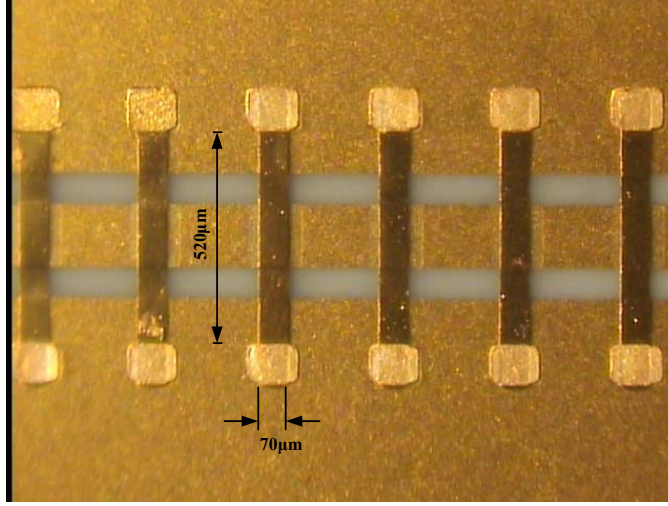


Figura 2.22: Chaves construídas - Chave Alongada.

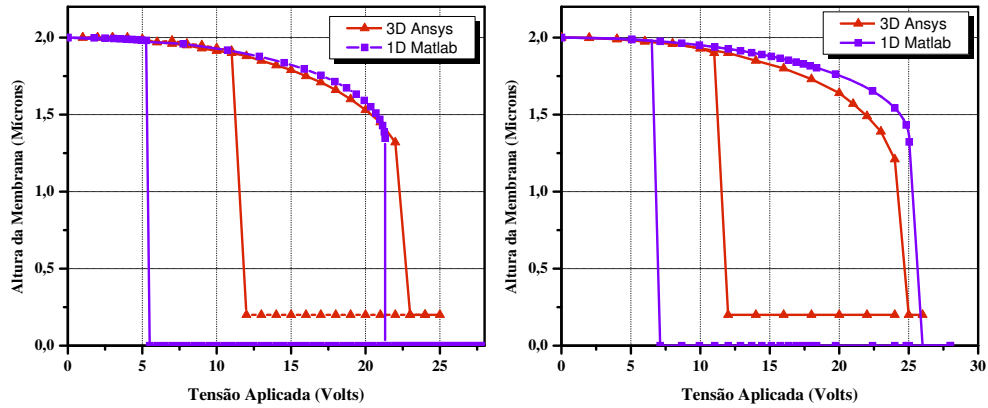
O grupo 4 reagiu conforme o esperado, apresentando forte redução nos valores de V_{pi} além de um ciclo de histerese mais curto para ambos os modelos 1D e 3D, devido à redução de 48,5% no comprimento da ponte. Porém, este grupo apresentou uma singularidade em relação aos outros grupos. Os valores de atuação para o modelo 3D se mostraram menores que os obtidos no modelo 1D, quando estes normalmente são ligeiramente maiores.

Conforme descrito anteriormente, a intenção ao se projetar este grupo foi verificar a viabilidade de se fabricar pontes cujos comprimentos ultrapassem $400\mu\text{m}$, e como ilustrado na foto da Figura 2.22, obtivemos êxito nesta implementação física, demonstrando total viabilidade de pontes longas.

Chave *Low-k* - Grupo 5

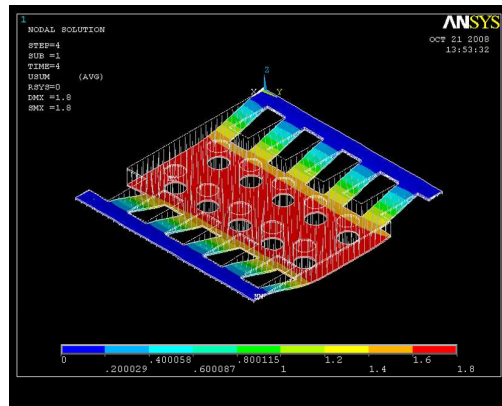
A Figura 2.23 apresenta os resultados experimentais e de simulação para as chaves do Grupo 5, construídas sobre uma linha CPW de dimensões $G/S/G = 70/160/70\ \mu\text{m}$. Em alguns casos específicos, atuadores com áreas maiores se fazem necessários em aplicações onde grandes

capacitâncias são requeridas. Para pontes cuja largura projetada se aproxima do valor do comprimento, o processo de remoção da camada sacrificial fica comprometida, logo, neste grupo 5, idealizamos uma geometria aplicando a técnica *low - K* e orifícios sobre a área da membrana para assim, diminuir o valor de V_{pi} e otimizar o processo de fabricação ao mesmo tempo. E de modo análogo ao grupo 4, a intenção ao projetarmos este grupo foi verificar a confiabilidade da fabricação para uma geometria até então não usual.



(a) Situação 1 - Força Distribuída

(b) Situação 2 - Força Concentrada



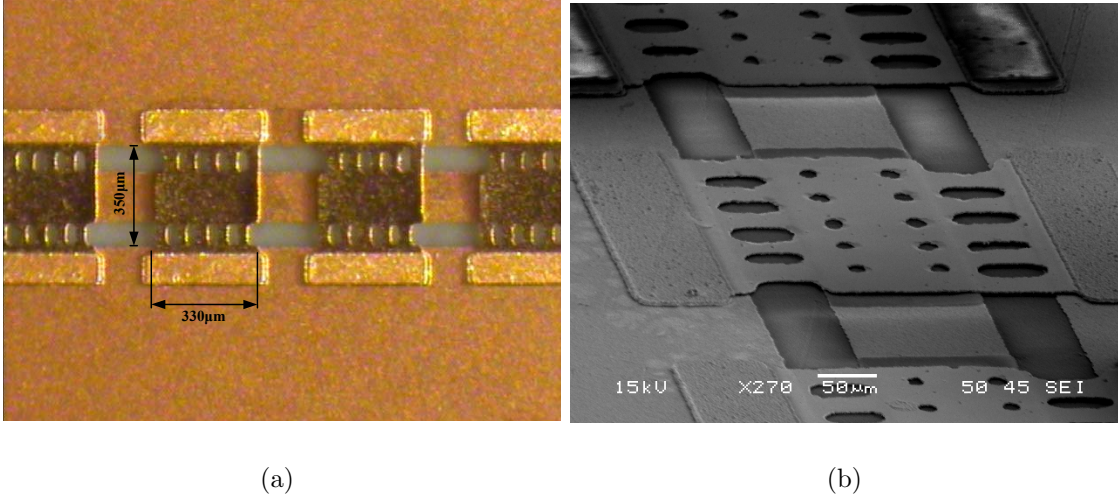
(c) Chave no ambiente de simulação 3D - ANSYS

Figura 2.23: Chave *Low-k*: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.

Neste grupo 5, da mesma maneira que o grupo 4, vislumbramos o desafio de construir uma chave com geometria complexa onde aplicamos duas técnicas bem sucedidas de *design*, os orifícios e *low - k*, para atuadores com largura de ponte próximas do comprimento total. Quando comparamos os resultados do modelo 3D (pois o modelo 1D é incompatível para este tipo de

Tabela 2.8: Resultados Chave *Low-k*

Modelo	1D		2D	3D		Medido
	Distr.	Conc.		Distr.	Conc.	
V_{pi}	21,31V	25,04V	24,63V	23V	25V	30V
V_r	5,25V	6,17V	–	11V	11V	16V

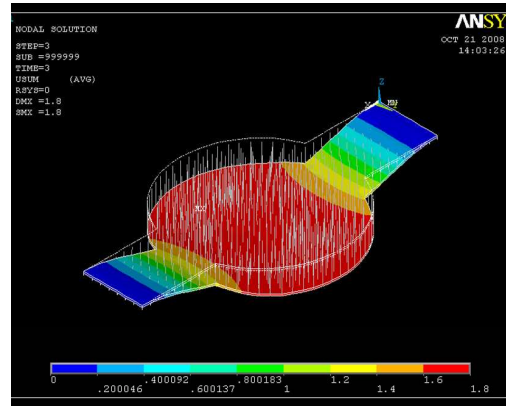
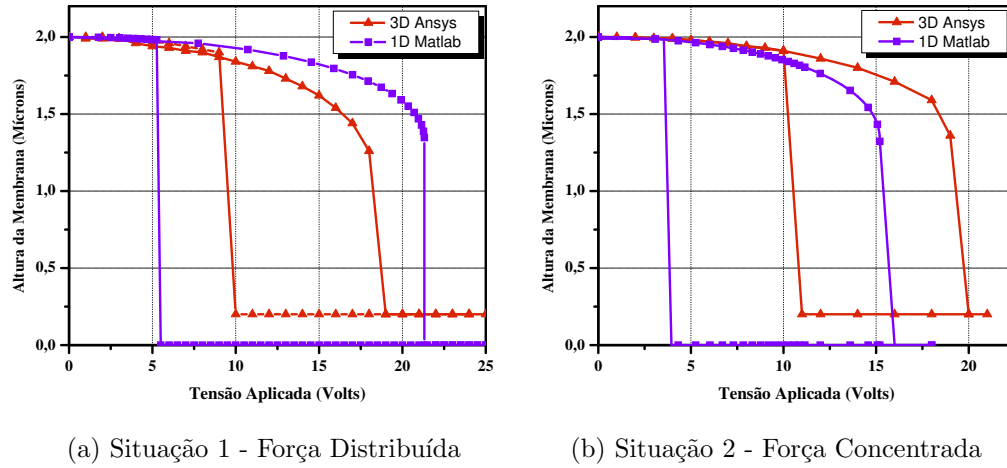
Figura 2.24: Chaves construídas - Chave *Low-k*.

geometria) deste grupo com os grupos 1 e 2, observamos novamente a eficiência das membranas *low - k* quando se objetiva a redução dos valores de V_{pi} ($V_{pi-5} < V_{pi-1} < V_{pi-2}$). Entretanto, a presença dos orifícios, que também auxiliam na remoção da camada de sacrifício durante a fabricação, resultam em um acréscimo de 2V sobre a tensão de atuação, do mesmo modo que para o grupo 2. Para a mesma geometria, mas sem os orifícios, obtivemos V_{pi} iguais a 21V e 23V para as situações 1 e 2 respectivamente. Nos valores de V_r , a redução já era esperada, pois com o aumento da área da região ativa, a tensão de liberação diminui, como já demonstrado.

Chave com Atuador Circular - Grupo 6

A Figura 2.25 apresenta os resultados experimentais e de simulação para as chaves do Grupo 6, construídas sobre uma linha CPW de dimensões $G/S/G = 70/160/70 \mu m$. Constatado o efeito do aumento da área do atuador na redução do valor de V_{pi} , neste grupo 6 buscamos uma avaliação quantitativa a um aumento gradual da área do atuador MEMS e o quanto o aumento na área pode resultar um decremento no V_{pi} final da chave projetada.

Neste grupo 6, temos 4 subgrupos que são distintos entre si pelo diâmetro da circunferência do atuador. Os subgrupos 6a, 6b, 6c e 6d possuem diâmetros iguais a $130\mu\text{m}$, $150\mu\text{m}$, $170\mu\text{m}$ e $190\mu\text{m}$ respectivamente. Nos gráficos apresentados apenas a curva de deformação em função da tensão referente ao subgrupo 6d é apresentada, os demais resultados são expostos na Tabela 2.9.



(c) Chave no ambiente de simulação 3D - ANSYS

Figura 2.25: Chave com Atuador Circular: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.

Comparando os resultados do subgrupo 6a com os do grupo 3, cujas áreas dos atuadores são semelhantes, percebemos novamente o forte efeito dos orifícios sobre o ciclo de histerese. Embora os valores resultantes de V_{pi} sejam iguais, uma redução de 3V em V_r é observada em decorrência das geometrias do grupo 6 não apresentarem orifícios na estrutura, assim o aumento da energia armazenada em on-state resulta em redução da tensão de liberação.

Tabela 2.9: Resultados Chave com Atuador Circular

Subgrupo	Modelo	1D		2D	3D		Medido
		Distr.	Conc.		Distr.	Conc.	
6a	V_{pi}	21,31V	18,37V	24,51V	22V	23V	N/A
	V_r	5,25V	4,52V	–	9V	10V	N/A
6b	V_{pi}	21,31V	17,10V	24,51V	21V	22V	N/A
	V_r	5,25V	4,21V	–	9V	10V	N/A
6c	V_{pi}	21,31V	16,07V	24,51V	20V	21V	N/A
	V_r	5,25V	3,96V	–	9V	10V	N/A
6d	V_{pi}	21,31V	15,2V	24,51V	19V	20V	32V
	V_r	5,25V	3,74V	–	9V	10V	14V

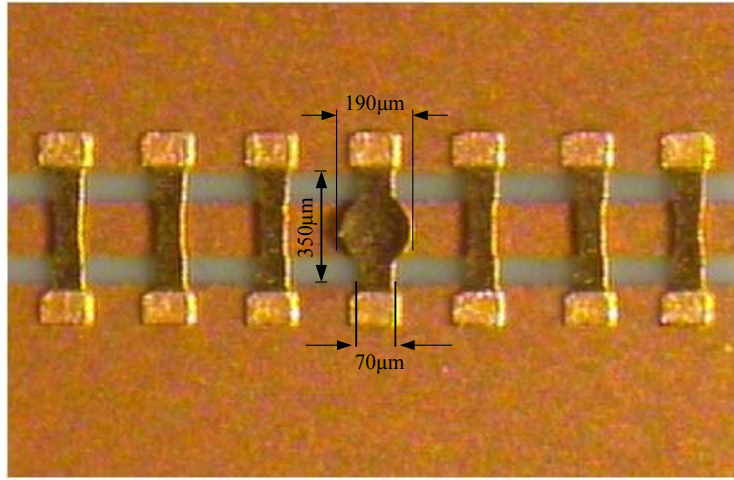


Figura 2.26: Chaves construídas - Chave com Atuador Circular.

A Tabela 2.10 apresenta os resultados comparativos dos subgrupos do grupo 6 em relação ao grupo 1 avaliando a influência do aumento da área da região ativa da chave sobre o valor de V_{pi} em termos percentuais, onde para cada aumento percentual sobre a área ativa, indicamos uma redução percentual no valor da tensão de atuação. Os valores das tensões de liberação não são apontados, uma vez que, em relação ao subgrupo 6a, os aumentos de área exercem uma pequena influencia sobre V_r , sendo sua variação menor que 1V, por isso não sensibilizando os resultados do modelo 3D, e para o modelo 1D, a variação é de 0.78V.

Podemos dizer ao fim desta análise que aumentos excessivos da área da região ativa da chave, não resultam em uma redução expressiva nos valores de V_{pi} , e a menos que isto seja um

Tabela 2.10: Resultados comparativos Chave com Atuador Circular

Subgrupo	Aumento da área	Redução em V_{pi}	
		Distr.	Conc.
6a	18,9%	8,3%	11,5%
6b	55,8%	12,5%	15,4%
6c	102%	16,6%	19,23%
6d	153%	20,8%	23,1%

requerimento de projeto para se alcançar maiores valores de capacitância da chave, tal técnica não se justifica para ampliações acima de 50%.

Como observado na foto exibida da Figura 2.26, os subgrupos 6a, 6b e 6c, não tiveram suas pontes formadas de acordo com o projeto devido a problemas na impressão das máscaras de fotolito utilizadas no processo. Por esta razão apenas o subgrupo 6d foi caracterizado, mostrando tensões de ativação e liberação bem superiores aos valores esperados.

Grupos Filtro, PS e Chave-RF

Como citado anteriormente, a criação destes três grupos finais para avaliação do comportamento estático, está relacionado com a caracterização das estruturas de RF que serão analisadas nos capítulos posteriores, de modo que uma predição acurada do valor de V_{pi} faz-se fortemente necessária antes de realizar a caracterização de RF de cada um dos dispositivos individualmente. Cada um dos dispositivos de RF estudados é composto por um tipo de chave MEMS projetada unicamente para tal função, assim, resolvemos que antes de aplicarmos a tensão de polarização DC diretamente sobre o dispositivo de RF projetado, criamos réplicas de segurança das três chaves projetadas em forma de grupos, de modo a testá-las separadamente. Tal medida visa evitar alguma complicação futura durante etapa de medidas de RF, como rompimento da camada dielétrica, resultando em uma destruição total da membrana durante a atuação da chave, comprometendo fatalmente a operação do dispositivo.

Os grupos Filtro, PS e Chave-RF referem-se às estruturas filtro sintonizável passa-bandas, deslocador de chave e chave MEMS de RF respectivamente. O grupo filtro foi construído sobre uma linha CPW de dimensões $G/S/G = 175/50/175\mu m$ e seus resultados de simulação e medidas DC estão ilustradas na Figura 2.27. O grupo PS sobre uma linha $G/S/G = 150/100/150$ e seus resultados expostos na Figura 2.29. O grupo Chave-RF sobre linha CPW $90/200/90\mu m$ e suas curvas de simulação e medidas apresentados na Figura 2.31.

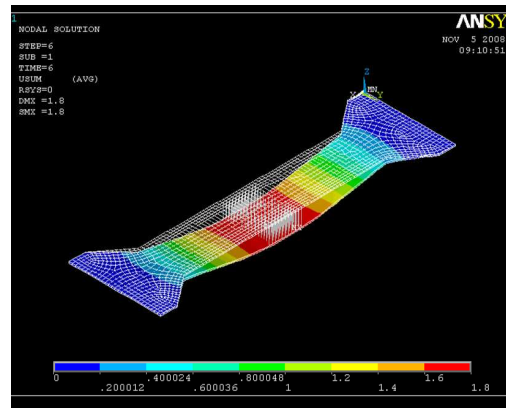
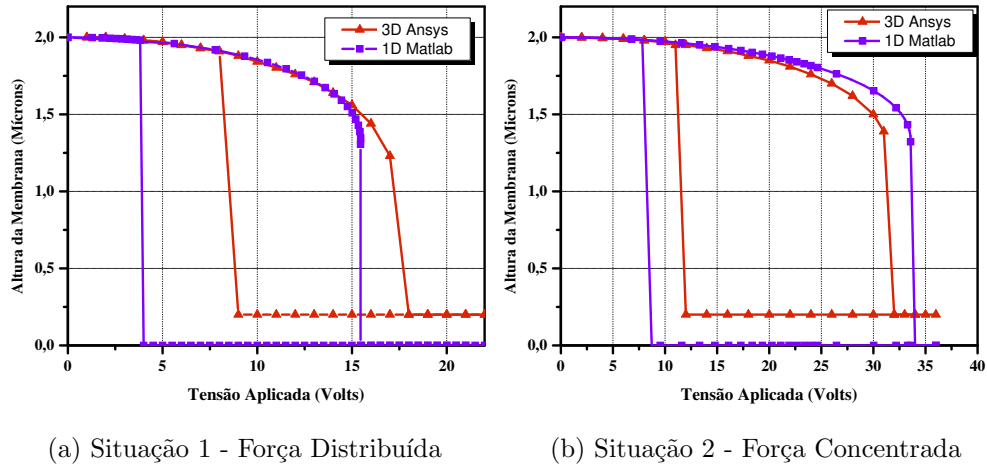


Figura 2.27: Grupo Filtro: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.

Tabela 2.11: Resultados Grupo Filtro

Modelo	1D		2D	3D		Medido
	Distr.	Conc.		Distr.	Conc.	
V_{pi}	15,46V	33,57V	17,79V	18V	32V	N/A
V_r	3,81V	8,27V	—	8V	11V	N/A

Tabela 2.12: Resultados Grupo PS

Modelo	1D		2D	3D		Medido
	Distr.	Conc.		Distr.	Conc.	
V_{pi}	15,04V	23,98V	17,35V	16V	23V	35V
V_r	3,7V	5,91V	—	7V	9V	19V

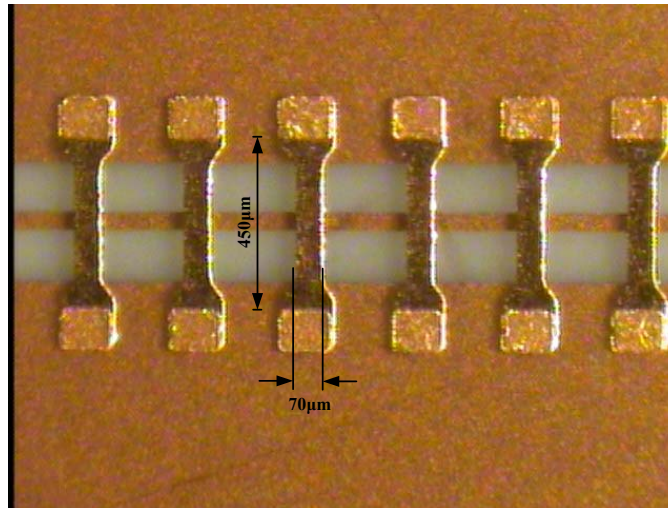
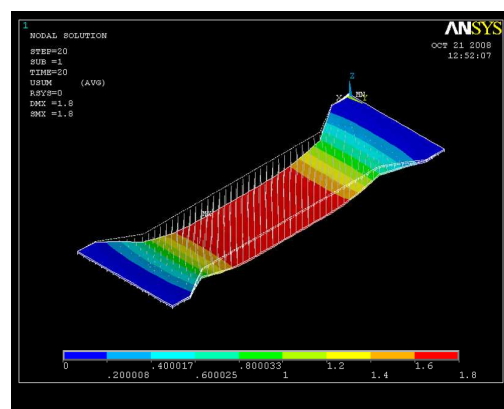
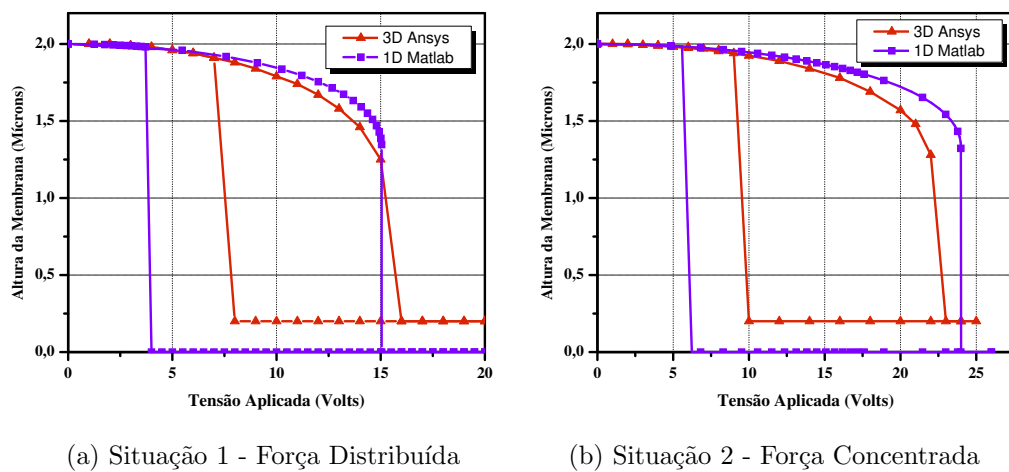


Figura 2.28: Chaves construídas - Grupo Filtro.



(c) Chave no ambiente de simulação 3D - ANSYS

Figura 2.29: Grupo PS: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.

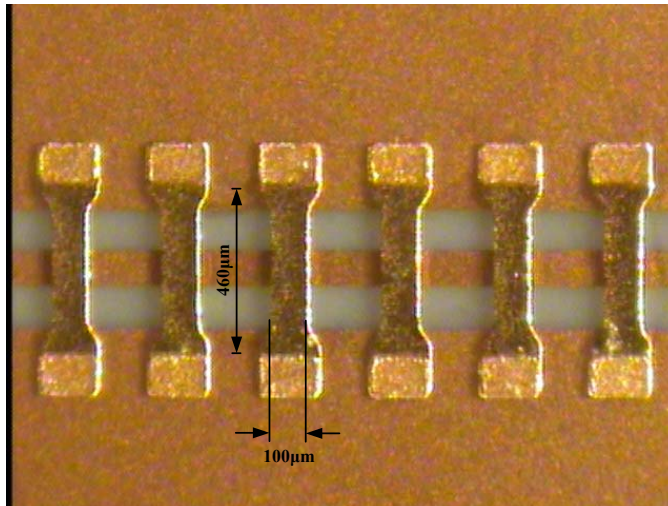
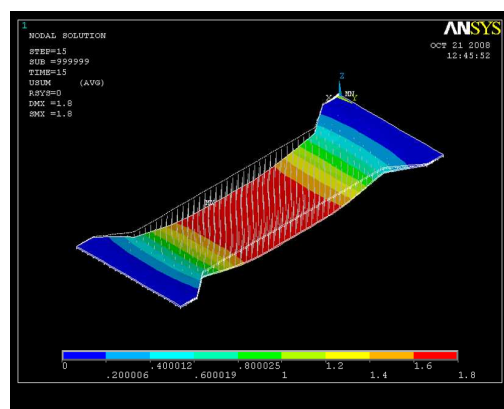
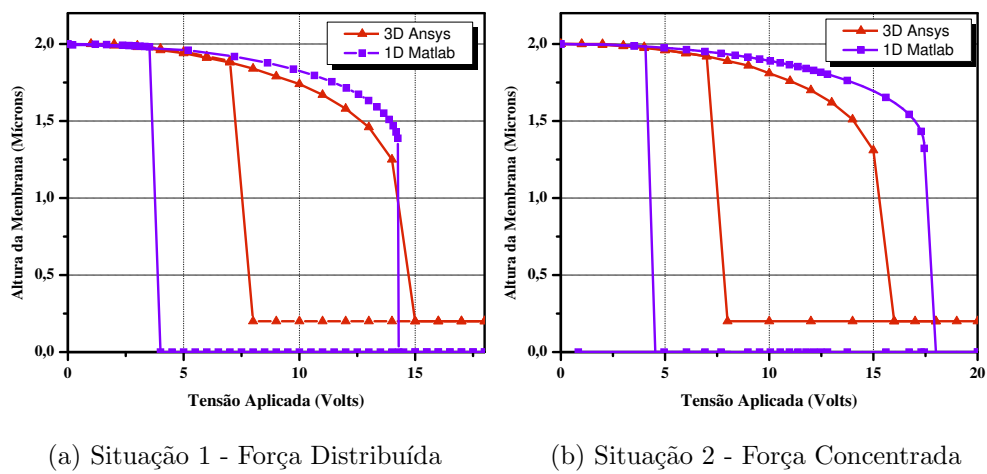


Figura 2.30: Chaves construídas - Grupo PS.



(c) Chave no ambiente de simulação 3D - ANSYS

Figura 2.31: Grupo Chave-RF: Deformação da membrana vs. tensão de atuação aplicada.

Tabela 2.13: Resultados Grupo Chave-RF

Modelo	1D		2D	3D		Medido
	Distr.	Conc.		Distr.	Conc.	
V_{pi}	14,29V	17,44V	16,47V	15V	16V	33V
V_r	3,52V	4,3V	–	7V	7V	21V

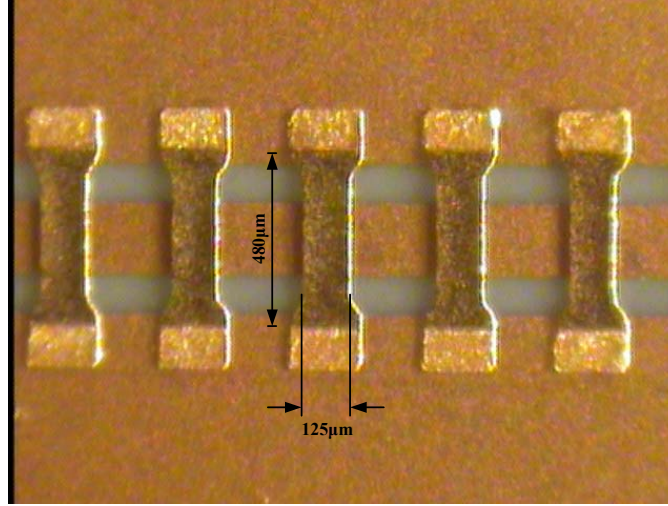


Figura 2.32: Chaves construídas - Grupo Chave-RF.

A Tabela 2.11 traz os resultados de simulação obtidos para o grupo filtro onde nenhum resultado de medida experimental foi exposto. Tomamos tal medida, uma vez que a fonte de polarização DC disponível para o teste mecânico das chaves MEMS era limitada em 40VDC e desta forma, o valor máximo aplicado pela fonte não foi suficiente para causar o colapso deste grupo, sendo até então desconhecido o valor da tensão de atuação do grupo filtro.

2.6 Arranjo Experimental para Medidas DC

Para a caracterização DC das chaves MEMS estudadas neste trabalho, foi montado um arranjo experimental, conforme Figura 2.33, constituído por uma fonte de tensão DC, capaz de aplicar sinais de 0V a 40V, um resistor R_b de $22M\Omega$ para limitar a corrente injetada, um multímetro digital, para medirmos a tensão aplicada e um microscópio ótico, com o qual verificamos a transição dos estados *off/on* da chave monitorando a sobra produzida pela ponte em uma de suas laterais.

O terminal negativo da fonte de tensão é ligado aos planos de terra da linha CPW. O terminal positivo é ligado ao resistor R_b e finalmente ao condutor central da linha CPW. Os terminais do multímetro são ligados em paralelo nos mesmo pontos.

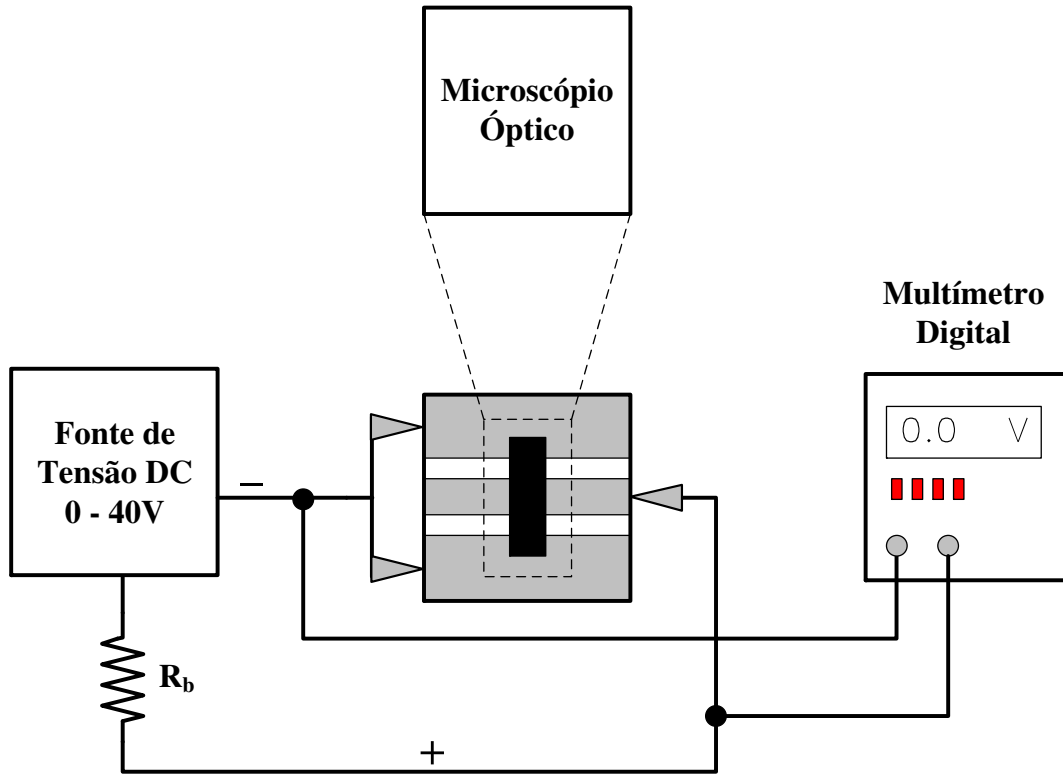


Figura 2.33: Arranjo de medidas DC das chaves MEMS

2.7 Conclusões

Neste capítulo, três modelos de simulação foram desenvolvidos e expostos com vistas a verificar o comportamento do acoplamento eletromecânico das chaves MEMS, onde 9 geometrias diferentes foram examinadas e os resultados de cada modelo avaliados.

O modelo 1D, baseado no capacitor de placas paralelas foi testado, e sua precisão colocada a prova. Os resultados obtidos são muito confiáveis quando o objetivo é avaliar o comportamento da estrutura à variação de parâmetros, estruturais ou geométricos. No entanto, a extração precisa dos valores de V_{pi} e V_r é prejudicada pela simplicidade do modelo. Inicialmente, o tipo de chave MEMS utilizada neste trabalho é engastada em ambas as extremidades, de modo que sua deformação não pode ser descrita fielmente por um capacitor onde a placa superior é deformada uniformemente em direção da placa inferior. Outro fator que compromete a precisão do modelo

1D é a rigidez da estrutura, uma vez que esta não é constante ao longo da superfície da membrana (e sim decrescente das extremidades para o centro); tal fator deve ser considerado. Finalmente, este modelo não avalia a distribuição não uniforme do estresse residual sobre a membrana, tão pouco o rearranjo das cargas eletrostáticas induzidas na área da ponte, o que resulta em uma predição mais distante da realidade.

O modelo 2D baseado nas equações de Bernoulli-Euler para descrição de vigas foi introduzido e seu conjunto de equações diferenciais apresentado. Embora este modelo estime o valor da tensão de atuação adicionando os efeitos dos campos marginais presentes nas iterações eletrostáticas e levando em conta que a estrutura não é mais totalmente rígida e que as deformações são dependentes da posição (sendo mais acentuadas no centro e diminuindo em direção das extremidades), obter as soluções para estas equações dispensa do projetista um trabalho longo e complexo, onde, somente chaves cujas membranas apresentem formatos retangulares ou circulares podem ser analisadas, de modo que, formatos mais complexos apresentam uma predição de V_{pi} prejudicada ou mesmo impossível.

Os resultados relatados tanto neste trabalho quanto em outros na literatura pesquisada mostram que o modelo 3D baseado em elementos finitos nos traz o comportamento mais confiável deste tipo de dispositivo sob atuação eletrostática, possibilitando o projeto das mais variadas formas de estruturas de acordo com a aplicação desejada. Embora o custo computacional e a complexidade de se criar códigos confiáveis e precisos deste modelo sejam altos, os resultados de simulação para extração tanto da tensão de atuação como de liberação da chave são mais precisos, uma vez que, estes levam em consideração todas as não-uniformidades e não-linearidades mecânicas e elétricas destas estruturas. Apesar da divergência dos resultados experimentais, devido a variações no processo e o controle precário de algumas geometrias, este modelo ainda deve ser considerado como referência final no projeto de chaves MEMS.

Como esperado, os resultados experimentais apresentaram significativas divergências com relação às predições teóricas extraídas dos modelos de simulação. Atribuímos tais fenômenos ao controle deficiente dos parâmetros do processo de fabricação, tais como altura dos postes, espessura do metal de ponte e estresse residual. Todos estes fatores influenciam fortemente nos valores de V_{pi} , de modo que variações de 5% ou 10% em cada um destes parâmetros podem resultar em valores até duas vezes maiores da tensão de ativação calculada. Um dos problemas tecnológicos cruciais no desenvolvimento de chaves MEMS é estabelecer o espaçamento inicial

entre as membranas (*gap*) com precisão e reprodutibilidade. Sugerimos para os futuros trabalhos um maior estudo de técnicas de medidas e predição do *gap*.

Além destes, temos a baixa resolução das máscaras impressas em fotolito, o que prejudicou principalmente os grupos 2, 3 e 5 na questão dos orifícios, pois os mesmos não foram reproduzidos nas máscaras, e no grupo 6, onde as pontes dos subgrupos 6a, 6b e 6c não tiveram seu formato definido. No Apêndice C apresentamos o processo de fabricação onde exploramos suas limitações e apontamos possíveis maneiras de melhorar o processo, de modo que, no futuro a fabricação de circuitos MEMS no Brasil torne-se algo mais factível e confiável.

CAPÍTULO 3

Modelo Eletromagnético da Chave MEMS

3.1 Introdução

Talvez o componente mais amplamente estudado no âmbito MEMS de RF seja a chave de RF. Chaves são componentes simples, porém vitais para todo sistema automatizado. Uma definição fundamental para tal componente seria: uma chave é um dispositivo responsável por abrir ou fechar uma malha de um circuito elétrico. Embora possa parecer simples, abrir um circuito, ou interromper um caminho condução, a análise do processo comutação torna-se complicada à medida em que se alcançam altas frequências. Devido ao seu funcionamento mecânico, as chaves MEMS tipicamente apresentam um tempo de vida (*lifetime*) limitado e são fortemente propensas ao fracasso. O tempo finito para alternar o estado da chave é uma das grandes limitações para a maioria das aplicações de RF. Esse tempo pode variar de milissegundos a algumas centenas de microssegundos (Park, 2007) (Yao e Chang, 1995)

A chave de RF é muito mais do que apenas algumas conexões em série ou paralelo, é parte integrante de qualquer sistema de RF. A escolha apropriada da chave correta pode fazer toda diferença entre um desempenho aceitável do sistema e alcançar as metas de projeto. Através de uma seleção cuidadosa dos principais parâmetros, as chaves de RF podem ser otimizadas, para atingir os valores desejados de desempenho para aplicações específicas. A etapa de modelagem eletromagnética da chave MEMS envolve uma análise eletromagnética da estrutura com auxílio de ferramentas *fullwave* 3-D. A análise se inicia transferindo o modelo sólido desenvolvido na ferramenta de simulação mecânica para a ferramenta 3D-EM e prossegue-se com a definição dos materiais que compõe o dispositivo bem com as condições de contorno do sistema, obtendo-se como resultados os parâmetros de espalhamento (Parâmetros-S) e distribuição de campos eletromagnéticos. Um dos desafios na modelagem completa das chaves MEMS é sua extensa

largura de banda, pois o comportamento das perdas ôhmicas e de substrato devem ser observados em toda a extensão da banda, e apropriadamente consideradas.

3.2 Descrição Física da Chave MEMS

Sendo o papel das chaves MEMS permitirem ou não a passagem do sinal de RF para o restante do circuito, são definidos dois estados lógicos que determinam o funcionamento das chaves: Fechada (também conhecido como *On-state* ou *Down-state*), quando a tensão aplicada entre os eletrodos é igual ou superior à tensão de ativação V_{PI} , definida previamente, Figura 3.1(a); e Aberta (*Off-State* ou *Up-state*), quando da ausência de polarização DC no circuito, Figura 3.1(b).

Analiticamente, dizemos que a chave MEMS paralela está disposta no circuito de forma a prover uma conexão, de alta ou baixa impedância, entre a linha de propagação de sinal e seu plano de terra, seja ele sobre uma concepção CPW ou micro-fita. Dependendo de seu estado de atuação, a chave pode manter a linha de transmissão com suas propriedades inalteradas, resultando em níveis irrisórios de perdas de inserção, se estiver aberta, ou gerar um curto-circuito entre o condutor e o terra, criando uma enorme isolação, quando fechada.

A Figura 3.1 descreve a geometria clássica de uma chave MEMS paralela. A implementação mais típica emprega topologia sobre linhas CPW, onde uma membrana de comprimento l , espessura t e largura w é montada sobre o condutor central da linha CPW à uma altura g_0 . As extremidades da ponte são fixas no plano de terra, por estruturas denominadas *postes*. Como as pontes têm formatos totalmente planos os postes garantem a altura desejada de separação do condutor central.

Uma fina camada de filme dielétrico é depositada sobre o condutor central da linha CPW, na área de intersecção com a ponte suspensa, definindo a região ativa da chave. Este filme provê a isolação DC do dispositivo quando o mesmo encontra-se em *on-state*, ou seja, os dois eletrodos em contato direto, exceto pela presença da camada dielétrica. O filme de espessura t_d , geralmente na ordem de 1500Å- 3000Å pode ser de nitreto de silício (Si_xN_y) (Braghetto e Kretly, 2007) ou dióxido de silício (SiO_2) (Jong-Man et al., 2005), herdados dos processos de fabricação de circuitos integrados. A região ativa da chave forma basicamente um capacitor com duas camadas dielétricas entre suas placa. Quando em estado *off*, esta capacitância é da ordem de alguns fF (Qin-Shen e Barker, 2006), fornecendo um caminho de alta impedância

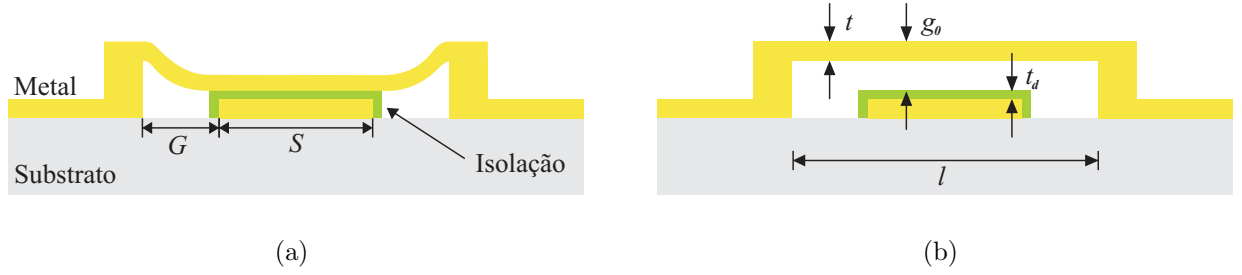


Figura 3.1: Ilustração de uma Chave MEMS paralela típica, projetada sobre uma linha CPW. É apresentada a visão da secção transversal da chave, onde são mostradas os principais detalhes da geometria. G e S são referentes à geometria da linha CPW e t_d é representa a espessura da camada de isolação.

visto pelo sinal de RF para o terra. Todavia quando atuada, a distância de separação entre as placas se reduz drasticamente, causando um aumento desta capacitância por fatores que variam entre 40 e 110 (Saha et al., 2005), resultando em caminho de baixa impedância para o sinal de RF, curto-circuitando para o terra. Entretanto esta taxa de variação de capacitância nem sempre é apropriada para algumas aplicações específicas como, deslocadores de fase (Hayden e Rebeiz, 2000), circuitos casadores (Shen e Barker, 2005a), filtros sintonizáveis (Entesari e Rebeiz, 2005b), onde taxas de capacitâncias entre 2-8 são desejadas.

Normalmente a área capacitiva da chave e a altura da membrana suspensa, são definidas de forma que a capacitância final resulte em níveis aceitáveis de perda de retorno (-10dB a -15dB), quando aberta. A área capacitiva também é um fator limitante para a capacitância de *on-state* e isolação. Assim, para efeitos de perda de retorno e isolação, a capacitância *off* deve ser a menor possível, enquanto que a capacitância *on* deve ser a maior possível. Desta forma, muitas chaves MEMS são projetadas com alturas maiores, próximas de 3 - 4 μm , com vistas a obter baixas perdas de retorno e inserção em *up-state* e boa isolação em *down-state*, porém a penas de altos valores de tensão de ativação (Muldavin e Rebeiz, 1999a).

Os efeitos desta grande variação de capacitância da chave sobre uma linha de transmissão pode ser claramente observada através da extração dos parâmetros-S deste tipo de estrutura. A Figura 3.2 ilustra os parâmetros-S de uma chave MEMS paralela típica em seus estados *up* e *down* obtidas por meio do *software* de simulação eletromagnética SONNET (*Sonnet software Inc.*, 2002). De uma forma mais palpável a Figura 3.3 apresenta a distribuição da densidade de corrente na linha CPW para os dois estados da chave, onde fica clara a isolação do sinal de

RF quando a ponte está em *down-state*, uma vez não é mais observado fluxo de corrente nos condutores da linha de transmissão após a chave.

Comumente construída sobre uma linha de 50 ohms, a linha CPW tem sua impedância característica definida principalmente por sua geometria, compreendidas pela largura do condutor central e as separações com o plano de terra, a constante dielétrica e altura do substrato com o qual foi projetada. Os substratos mais usuais para circuitos MEMS são o silício de alta resistividade (*HRS - High Resistive Silicon*), Arseneto de Gálio (GaAs) ou Alumina. Tais substratos apresentam altas resistividades, resultando em menores atenuações, baixos valores de capacitâncias parasitas DC, maiores tensões de ruptura dielétrica e pequenos valores de correntes de fuga pelo substrato, quando comparados aos substratos menos resistivos (Simons, 2001) (Liu, 2002).

3.3 Parâmetros Elétricos da Chave MEMS

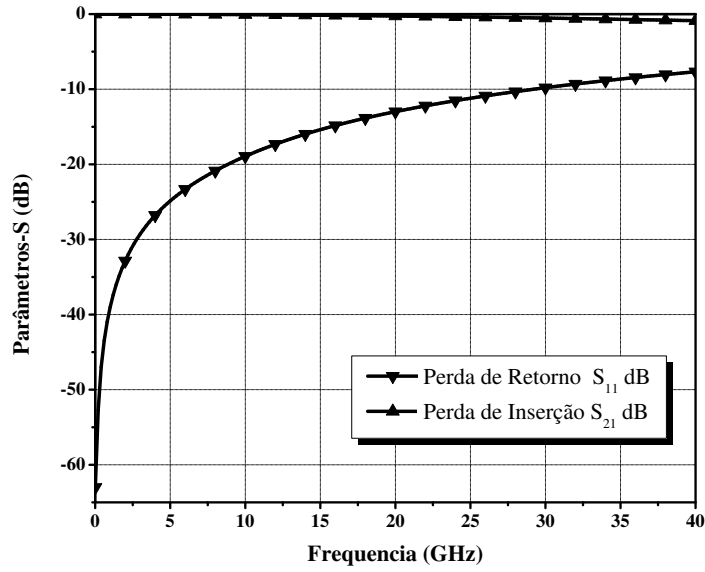
Como exposto em (Qian et al., 2001) a chave MEMS paralela pode ser modelada eletricamente por dois trechos de linha de transmissão e um circuito LCR série, como ilustrado na Figura 3.4, também conhecido como modelo-T. Neste modelo, C representa a capacitância variável da chave de acordo com seu estado de atuação, L_s e R_s são a indutância e resistência série do metal da ponte, respectivamente. Valores típicos de capacitância para banda X são de 100fF / 8pF e indutâncias de 4-5pH, com resistência série de aproximadamente 0,15Ω. Em ondas milimétricas tem-se capacitâncias de 35fF / 2,8pF, indutâncias de 7 a 8pH e resistência série de 0,2 a 0,4Ω (Silva, 2008).

Analisando o modelo exposto na Figura 3.4, podemos definir a impedância da chave MEMS paralela, como (Muldavin e Rebeiz, 1999b):

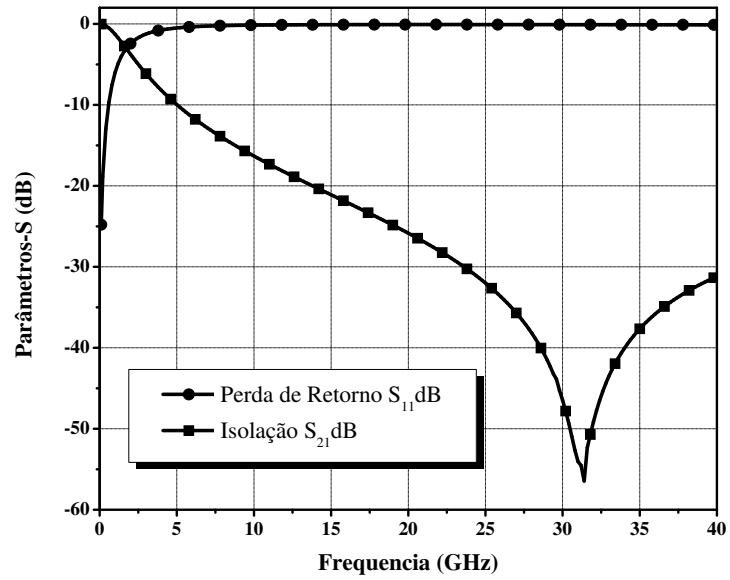
$$Z_s = R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C} \quad (3.1)$$

onde $C = C_{on}$ ou C_{off} dependo da posição da chave. A ressonância, observada na Figura 3.2(b), é determinada pelo circuito LC:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}} \quad (3.2)$$

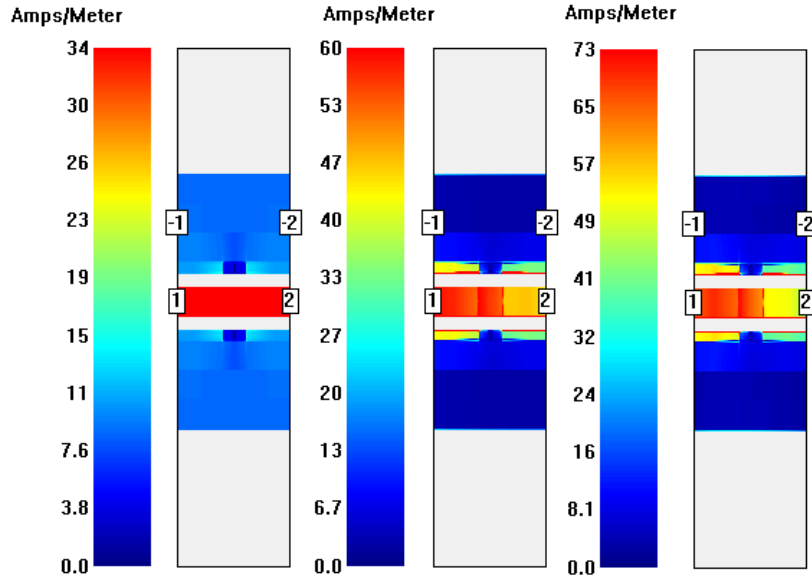


(a)

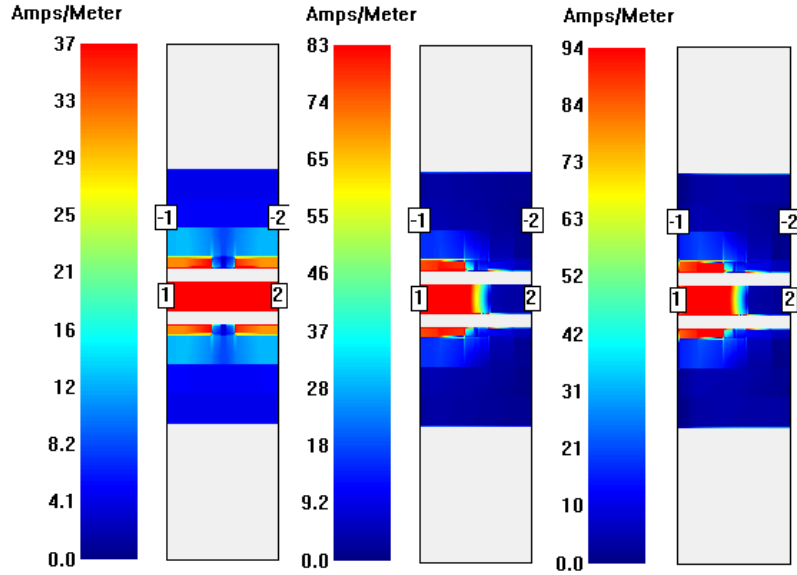


(b)

Figura 3.2: Simulação de Parâmetros-S para uma chave MEMS paralela a) *Up-State* b) *Down-State*. A chave aberta (a) se comporta de modo semelhante à uma linha de transmissão. A chave fechada (b) age como um curto-circuito, impedindo a passagem do sinal de RF em frequências mais altas.



(a)



(b)

Figura 3.3: Variação da densidade de corrente ao longo da linha CPW com o aumento da frequência (0,1GHz, 20GHz e 40GHz). a) Chave aberta b) Chave fechada. Para o caso da chave aberta a presença de densidade de corrente nas bordas internas do plano de terra, deve-se ao fato de no set-up de simulação o plano de terra não ser infinito. O truncamento do plano objetiva a redução do esforço computacional. Para a chave fechada observa-se que após 20GHz, não há mais fluxo de corrente elétrica no condutor central da CPW. Tal comportamento comprova o exposto na Figura 3.2, onde em 20GHz a isolamento está próxima de -30dB, atenuando quase que totalmente o sinal de RF.

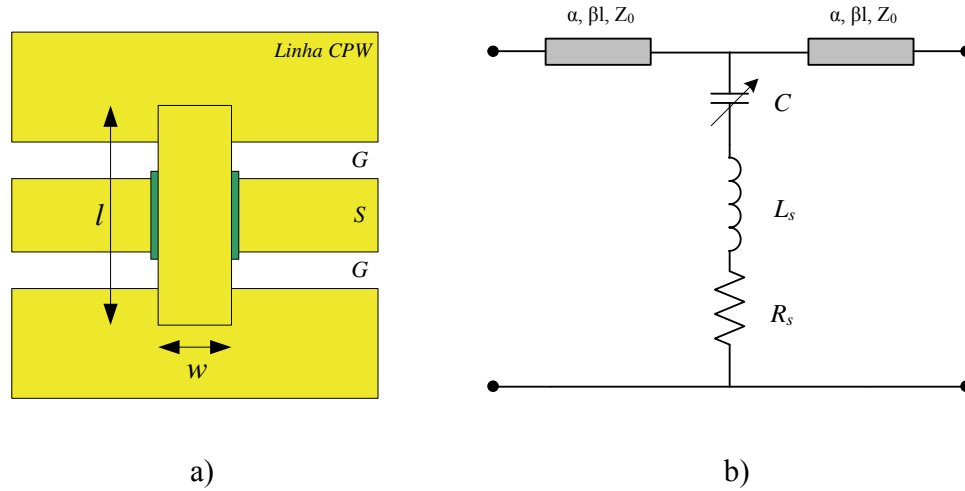


Figura 3.4: a) Visão superior da Chave MEMS paralela b) Circuito Equivalente.

Pelo fato de ser um circuito ressonante série, a impedância característica pode ter seus valores aproximados dependendo da frequência de operação, por:

$$Z_s = \begin{cases} (j\omega C)^{-1} & \text{para } f \ll f_0 \\ R_s & \text{para } f = f_0 \\ (j\omega L_s) & \text{para } f \gg f_0 \end{cases} \quad (3.3)$$

O circuito LCR se comporta unicamente como um capacitor para frequências abaixo de f_0 , e como um indutor para frequências acima de f_0 . Na ressonância a impedância se torna puramente resistiva e equivalente a R_s . Por esta razão que a indutância possui pouco efeito sobre o comportamento da chave em *off-state*, uma vez que f_0 é na ordem de centenas de GHz. Desta forma, a chave MEMS pode ser modelada exclusivamente como uma capacitância de curto-circuito, para aplicações em *off-state*.

Outra figura de mérito relativa às chaves MEMS é a frequência de corte, f_c , que limita a operação do dispositivo. Segundo Rebeiz (2003), em termos práticos a frequência de corte pode ser igualada a $2f_0$, pois a indutância da chave degrada significativamente o desempenho da chave perto desta frequência. Na teoria f_c é definida pela frequência onde a impedância em *off-state* se iguala a impedância em *on-state*, expressa por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_u R_s} \quad (3.4)$$

3.3.1 Capacitância

Em *up-state* a membrana da chave MEMS pode ser modelada como uma pequena capacitância para o terra, e neste estado, a capacitância pode ser facilmente extraída por *softwares* de simulação eletromagnética 2D e 3D. Em *down-state*, a capacitância já se torna mais difícil de ser modelada, pois esta depende da planarização da ponte e da rugosidade da superfície do filme dielétrico, tornando os resultados de simulação apenas uma estimativa da capacitância, uma vez que filmes totalmente planos são quase impraticáveis.

A capacitância da chave MEMS pode ser teoricamente estimada partindo-se do modelo de placas paralelas, com algumas considerações adicionais. Uma primeira aproximação para a capacitância da chave em *off-state* é apresentada na equação 3.5 (Muldavin e Rebeiz, 1999b):

$$C_{pp} = \frac{\varepsilon_0 A}{g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} \quad (3.5)$$

onde, o segundo termo no denominador é devido a espessura finita do dielétrico de isolamento, A representa a área de intersecção entre a ponte e o condutor central da linha CPW.

Uma segunda e mais completa aproximação, leva em consideração a presença de campos marginais ao longo da região ativa a chave, responsáveis por boa parte da capacitância real extraída em *off-state*. *Softwares* de simulação eletromagnética comprovam facilmente a presença destes campos quando derivamos a capacitância total em *off-state* a partir da análise de estruturas 3D. A capacitância total para chave aberta pode ser descrita como:

$$C_{up} = C_{pp} + C_f \quad (3.6)$$

onde C_f é referente à parcela da capacitância originada pelos campos marginais. O efeito dos campos marginais, esta principalmente ligado à geometria e altura da ponte. Para pontes mais estreitas e mais altas o efeito se torna mais intenso.

Para o caso das chaves em *on-state*, a capacitância total é a mesma de um simples capacitor de placas paralelas, e como a separação entre as placas é muito pequena, o efeito de campos marginais é simplesmente ignorado. Assim, defini-se a capacitância da chave em seu estado de

atuação por:

$$C_d = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{t_d} \quad (3.7)$$

A capacitância medida em *on-state* tipicamente atinge valores próximos de 50%-80% da capacitância total estimada devido a rugosidades na superfície inferior da ponte e principalmente da camada dielétrica, degradando parâmetros importantes no desempenho de RF da chave, como isolamento e frequência de ressonância. Como técnica para se aumentar a capacitância em *on-state*, deposita-se a camada dielétrica o mais fino possível. Entretanto filmes com espessuras abaixo de 1000Å, são impraticáveis pois o dielétrico deve ser capaz de suportar a tensão de ativação aplicada sem que ocorra ruptura dielétrica.

3.3.2 Indutância e Resistência Série

A indutância e a resistência da ponte podem ser extraídas (a partir de medidas ou simulações) de maneira simples e precisa e assumindo que a capacitância da chave em *on-state* seja grande o suficiente para causar um curto-circuito para o sinal de RF entre o condutor central e o terra (Muldavin e Rebeiz, 1999b), ressaltando que para uma extração correta de indutância e resistência as impedâncias de entrada e saída das linhas de transmissão devem ser exatamente 50 ohms. A indutância da ponte também pode ser determinada, com boa precisão, como um conjunto de indutâncias em série e paralelo, ilustrada na Figura 3.5.

Todavia, a indutância total da ponte é determinada principalmente por suas porções situadas sobre os *gaps* da linha CPW, não sendo assim dependente das porções acima dos plano de terra ou condutor central. Para tal, as indutâncias representadas por L_a e L_c podem ser facilmente desprezadas, observando valores tipicamente menores que 1pH. Os baixos valores de indutância nestes trechos da ponte ocorrem por dois motivos: a) a distribuição de corrente está fortemente concentrada nas extremidades dos condutores e planos de terra e não uniformemente distribuídas ao longo de sua área (Figura 3.3), assim as porções da ponte sobre o condutor e o plano de terra (L_a e L_c) pouco influenciam sobre a indutância total, b) existe um fator de cancelamento causado pelo metal condutor inferior para estas seções da ponte. Assim, a indutância se torna predominantemente dominada por L_b (Muldavin, 2001).

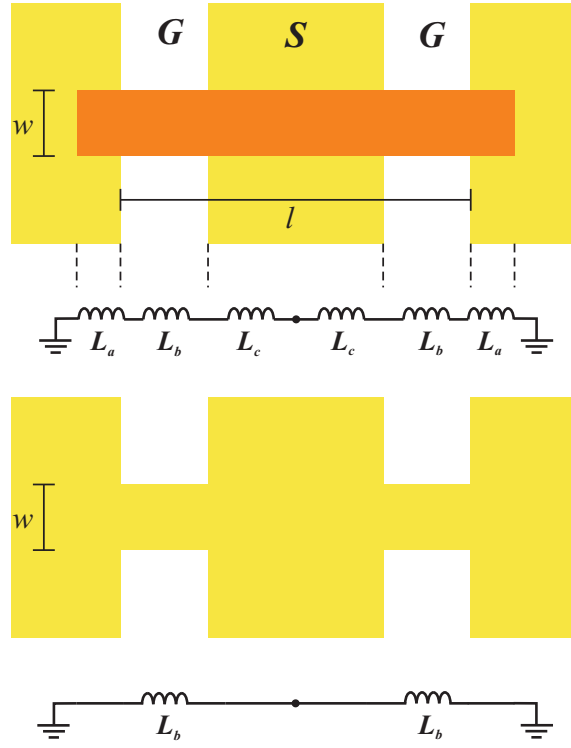


Figura 3.5: Circuito Equivalente para modelamento da indutância da membrana metálica.

Para pontes com geometria e seção transversal retangulares, e satisfeita a condição de RF expostas acima, o valor de L_b pode ser aproximado pela auto-indutância de um segmento condutivo dado por (Stojanovic et al., 2004):

$$L_b = 0.002l \left[\ln \left(\frac{2l}{w+t} \right) + 0.50049 + \frac{w+t}{3l} \right] \quad (\mu H) \quad (3.8)$$

Onde:

w = Largura da ponte em cm; l = Porção da ponte sobre o *gap* em cm; t = espessura da ponte em cm.

Conhecido o valor de L_b , e analisando a Figura 3.5, podemos derivar a indutância total da ponte como sendo:

$$L_s = L_b || L_b = L_b/2 \quad (3.9)$$

Uma segunda aproximação para o valor da indutância da ponte é feita conhecendo-se o valor da capacitância em *on-state*. A indutância é extraída a partir da frequência onde a chave

apresenta sua maior isolação, ou seja, na frequência de ressonância (Figura 3.2(b)). Substituindo a capacitância em *on-state* e a frequência de ressonância na equação 3.2 extraímos a indutância série da chave. A desvantagem deste método em relação ao primeiro é que a frequência de ressonância é conhecida somente após uma simulação 3D eletromagnética da estrutura, o que despende gasto de tempo e esforço computacional, ao passo que, o primeiro método já garante resultados com boa precisão, com esforço de projeto reduzido.

A resistência série é um parâmetro mais complexo de ser extraído devido a seu baixo valor, na ordem de décimos de ohm, e devido a variação da distribuição de corrente da chave nos estados *on* e *off*. Entretanto, esta pode ser extraída de maneira confiável a partir de medidas ou simulação dos parâmetros de espalhamento observando o valor da frequência de ressonância onde a impedância de entrada da chave se torna puramente resistiva.

3.4 Extração dos Parâmetros Elétricos

Até este momento técnicas de predição teóricas sobre os parâmetros elétricos das chaves MEMS de RF foram expostas, visando uma aproximação inicial, e estimativa de comportamento do dispositivo em altas frequências. Uma extração mais precisa e realista é derivada a partir do conhecimento dos parâmetros de espalhamento da estrutura, seja ela por simulação ou medidas de RF.

A partir dos parâmetros-S, obtidos através de simulação ou medidas, da chave em *off-state*, a capacitância C_{up} é derivada da matriz S_{11} . Os valores de indutância e resistência não são extraídos em *off-state* pois seus efeitos são negligenciáveis neste estado.

De acordo com (Muldavin, 2001) o coeficiente de reflexão da chave em *off-state* é dado por:

$$S_{11} = \frac{-j\omega C_u Z_0}{2 + j\omega C_u Z_0} \quad (3.10)$$

Para $S_{11} \leq -10dB$ ou $\omega_u C_u Z_u \ll 2$ temos:

$$|S_{11}| \simeq \frac{\omega^2 C_u Z_0}{4} \quad (3.11)$$

Com a chave em *on-state* os parâmetros-S são novamente extraídos e os valores de S_{21} são empregados para se determinar a capacitância em *on-state*. A perda por inserção em *on-state* é dada por:

$$S_{21} = \frac{1}{1 + j\omega C_d Z_0/2} \quad (3.12)$$

Para $S_{21} \ll -10dB$ e $\omega_u C_u Z_u \gg 2$ temos:

$$|S_{21}| \simeq \frac{4}{\omega^2 C_d Z_0} \quad (3.13)$$

Estas medidas de isolamento podem ser usadas para determinar a capacitância em *on-state*, desde que, o valor utilizado para S_{21} seja extraído em uma frequência bem menor que a frequência de ressonância. É sugerido em (Rebeiz, 2003) frequências menores que $3f_0/4$, uma vez que deste ponto em diante a resposta da chave é fortemente dominada pela indutância da ponte.

A resistência série da chave MEMS pode ser extraída mais facilmente quando esta encontra-se fechada, analisando a frequência de ressonância LC, pois nesta situação como descrito na equação 3.3 onde $Z_s = R_s$ e S_{21} é dado por:

$$S_{21}|_{\omega_0} = \frac{2R_s||Z_0}{R_s||Z_0 + Z_0} \simeq \frac{2R_s}{Z_0} \quad (3.14)$$

3.5 Modelo Elétrico completo da chave MEMS

A isolamento e as perdas por inserção são os parâmetros normalmente cotados para se mensurar o desempenho de RF das chaves MEMS em seus estados *on* e *off* respectivamente. O modelo-T apresentado, Figura 3.4(b), descreve tais parâmetros com fidelidade do DC até dezenas de GHz. No ramo vertical estão representados o capacitor variável efetivo e os elementos parasitas em série, partes da membrana suspensa. Já o ramo horizontal representa a linha CPW de 50 ohms, utilizada como interconexão. Utilizando os métodos de extração apresentados nas seções anteriores, tal modelo se mostra confiável para representar eletricamente estruturas MEMS 3D. Entretanto, para o caso onde tal estrutura deva ser inserida em um *front – end* de RF completo, baseado em tecnologia MEMS ou tecnologias híbridas integrando com elementos ativos, simulações eletromagnéticas tornam-se inviáveis, e um modelo elétrico completo da chave deve

ser gerado, onde as linhas de transmissão são substituídas por seu modelo distribuído, em termos de R, L, C e G.

A Figura 3.6 expõe o modelo elétrico equivalente total, onde um novo ramo em paralelo é adicionado ao circuito do modelo-T, levando em consideração que no caminho entre o terminal de sinal e o terra, existem os componentes de substrato.

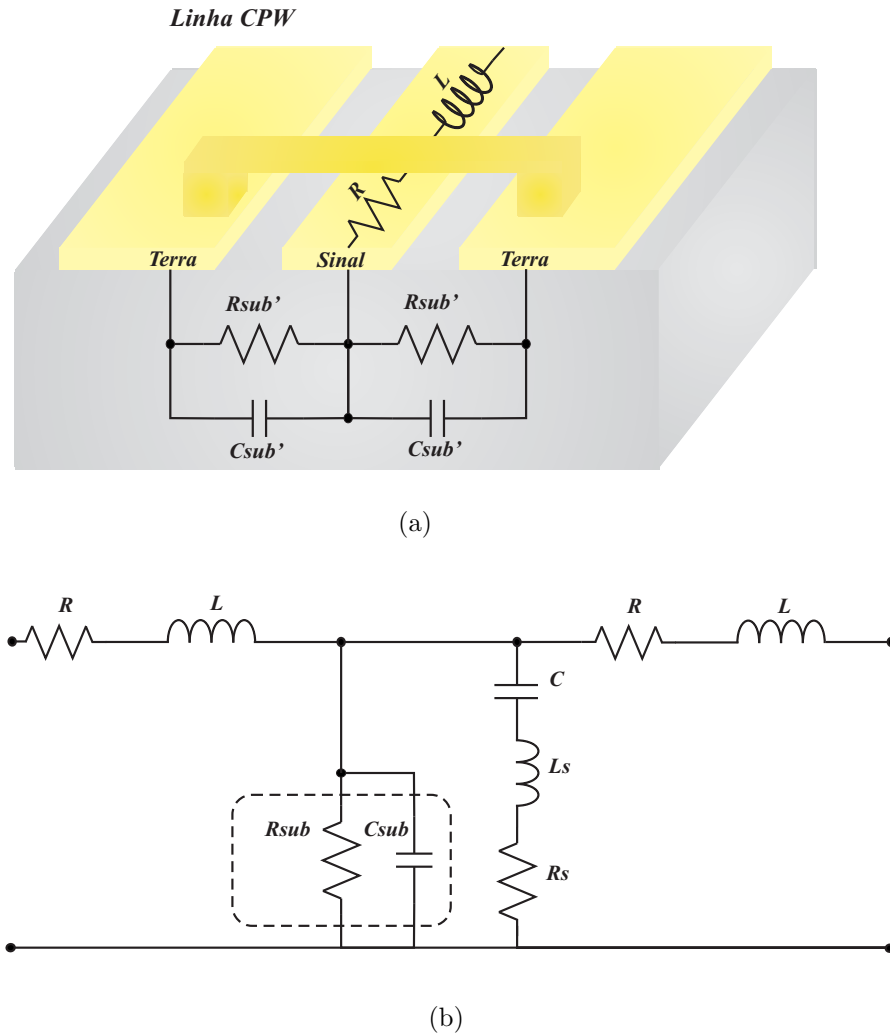


Figura 3.6: Modelo elétrico completo da chave MEMS entre dois trechos de linha de transmissão.

Os valores equivalentes apresentados no modelo elétrico podem ser expressos em termos dos parâmetros de substrato da seguinte maneira:

$$R_{sub} = \frac{1}{2} R_{sub'} \quad (3.15)$$

$$C_{sub} = 2C_{sub}' \quad (3.16)$$

A determinação dos valores de R , L , C_{sub} e R_{sub} , é obtida através da equação de propagação de ondas em uma linha de transmissão, derivada das equações de Maxwell. Detalhamos o procedimento matemático de extração destes parâmetros a partir da matriz $[S]$ no Apêndice E desta dissertação.

3.6 Efeito da frequência sobre os parâmetros elétricos

A extração dos parâmetros R , L , C e G da linha de transmissão a partir de uma análise *full-wave* revela uma tênue dependência da capacitância e condutância com relação à frequência, de modo que podemos considerar os mesmos constantes mesmo para frequências até 50GHz. A indutância da linha esta diretamente ligada a fatores de projeto, como dimensões de linha e o materiais a ser empregado. Sua variação com a frequência não é tão expressiva, mas não pode ser ignorada, sendo facilmente ilustrada com dados experimentais. Esta mesma relação, porém, não é válida para a resistência série do condutor, que exibe uma considerável vinculação, com relação ao aumento da frequência. Tal comportamento é atribuído ao efeito *skin*, onde ocorre uma variação da distribuição da densidade de corrente ao longo da área de seção transversal do condutor com o aumento da frequência, causando uma dependência da resistência com a frequência de operação (Heinrich, 1993).

Em baixas frequências R pode ser considerada constante, onde seu valor por unidade de comprimento para configuração CPW é calculado por:

$$R = \frac{1}{\sigma W t} \quad (3.17)$$

onde σ é a condutividade do metal, W a largura e t a espessura do condutor central.

À medida que a frequência aumenta, a profundidade *skin* se torna menor do que a espessura do condutor, de modo que a área efetiva onde temos o fluxo de corrente se iguala a área delimitada pela profundidade *skin*, assim a resistência de superfície se torna maior proporcionalmente com a raiz da frequência (Zhang e Hsiang, 2007). Alguns autores (Eo e Eisenstadt, 1993) (Eisenstadt e Yungseon, 1992) definem a resistência série em altas frequências como a soma da componente

DC, proveniente da geometria e material do condutor, e uma componente AC, influenciada pelo efeito *skin* $R = R_{DC} + R_{AC}$.

A mesma analogia também é válida para a resistência série da ponte da chave MEMS. Para membranas de Au e Al, a profundidade *skin* ($\delta = \frac{1}{\sqrt{f\pi\mu\sigma}}$) equivale a $0,73\mu\text{m}$ e $0,84\mu\text{m}$ à 10GHz e $0,42\mu\text{m}$ e $0,48\mu\text{m}$ em 30GHz. Se a espessura da membrana for menor que duas vezes a profundidade *skin* a resistência da chave se torna constante com a frequência. Porém, para membranas mais espessas ($t > 1,5\mu\text{m}$) a resistência começa a ser dependente da frequência para $f > 30\text{GHz}$ (Rebeiz, 2003).

3.7 Simulação e Análise dos Resultados Experimentais

3.7.1 Descrição dos Processos

O princípio de funcionamento de uma chave MEMS paralela é semelhante ao previamente descrito atuador de placas paralelas, onde ao aplicarmos uma certa tensão de polarização DC entre o plano de terra e o condutor central da linha CPW, a membrana metálica suspensa é forçada para baixo devido a ação das forças eletrostáticas induzidas, de modo que os dois eletrodos se toquem, exceto pela presença da camada de isolamento DC. Esta redução na distância entre as placas resulta em um aumento significativo na capacitância da chave, possibilitando um acoplamento do sinal de RF entre a linha de condução e o plano de terra. Assim, ao atuarmos a chave MEMS, forçamos um aterramento do sinal de RF passante no condutor central da CPW, de tal maneira a impedir sua propagação ao outro terminal.

As chaves estudadas neste trabalho, são fabricadas sobre substrato de Alumina polida com área de $2 \times 2 \text{ pol}^2$ e espessura de $600\mu\text{m}$. Escolhemos este substrato por ser o melhor substituto para o HRS (*High Resistive Silicon*) em termos de resistividade e constante dielétrica. Utilizamos lâminas de Alumina de alta pureza (99,9%), caracterizada por sua cor extremamente branca, onde obtemos uma resistividade média de $1 \times 10^{14} \Omega \cdot \text{cm}$ em temperatura ambiente (Shackelford e Alexander, 2000), constante dielétrica (ϵ_r) de 9,9 (muito próximas aos substratos mais Si e GaAs, o que demonstra a possível integração das estruturas aqui projetadas em circuitos monolíticos) e baixa tangente de perda igual a 0,0001. A alta resistividade torna a Alumina ainda melhor que o HRS para aplicações empregando linhas co-planares, caso este das chaves MEMS de RF, uma vez que as perdas de substrato são quase nulas, eliminando assim a necessidade da deposição de uma *buffer layer* de dióxido de silício ou nitreto de silício sobre a superfície da Alumina.

Além de ser eletricamente compatível com o projeto desejado, a Alumina ou Al_2O_3 , é um material cerâmico de grande abundância na crosta terrestre, constituindo assim uma solução viável e de baixo custo e que pode ser processado em altas temperaturas (até 1000°C) (Shackelford e Alexander, 2000). O maior inconveniente na utilização deste material está ligado a planicidade de sua superfície, pois, mesmo após etapas de polimento e planificação da lâmina, sua rugosidade média fica em torno de $600\text{\AA}$, o que é uma grande desvantagem quando comparado ao Si, compostos 3-5, ou mesmo quartzo, que apresentam rugosidade média de $20\text{\AA}$.

Neste capítulo, análises eletromagnéticas (EM) *full – wave* da chave MEMS serão realizadas através do método dos momentos utilizando o *software* de simulação SONNET EM-3D (*Sonnet software Inc.*, 2002). Nos últimos anos este Grupo de Microeletrônica da UNICAMP utilizou diversas ferramentas comerciais para simulação eletromagnéticas para diferentes aplicações, dentre elas; antenas, linhas de transmissão, atuadores, filtros, divisores de potência, entre outras. Na simulação das chaves aqui estudadas bem como os demais dispositivos de RF deste trabalho, o método dos momentos é o mais utilizado, pois apresenta a vantagem de ter o menor tempo de simulação e custo computacional reduzido. São exemplos desse tipo de ferramenta o IE3D da Zeland, MOMENTUM da Agilent's Advanced Design System e o SONNET EM 3-D da Sonnet Software.

O SONNET é baseado no método dos momentos aplicados diretamente nas equações de Maxwell para resolver problemas de circuitos planares. Essa ferramenta considera todos os efeitos EM, como, presença de correntes de substrato, perdas ôhmicas e sua dependência com o aumento da frequência, dispersão, campos distantes, entre outros. As análises eletromagnéticas são realizadas primeiramente aplicando-se a descrição física do dispositivo, ou seja, declarando ao *software* a geometria dos metais e camadas dielétricas empregadas no layout, bem como suas propriedades elétricas como condutividade e constante dielétrica respectivamente. Em seguida, as portas e as condições de contorno eletromagnéticas são escolhidas, para finalmente inserir o intervalo de frequências de simulação desejado. Através de uma interface simples o projetista segue o padrão das interfaces de ferramentas CAD, onde o layout é inserido em um esquema de visão 2D e uma posterior conferência da estrutura final é realizada com auxílio do visualizador 3D.

O método dos momentos é implementado no SONNET primeiramente subdividindo ou gerando uma malha dos metais em pequenas subdivisões, e em seguida considera-se uma subdivisão e

ignora-se todas as outras, assim calcula-se a tensão referente a corrente aplicada naquela subdivisão, esse processo é repetido para todas as outras subdivisões. A alta precisão e robustez apresentada pelo SONNET estão associadas ao uso da FFT (Fast Fourier Transform), pois o cálculo da tensão referente à corrente aplicada em certa subdivisão é feito pela FFT 2-D (Jr., 2008).

Para uma análise realista e a utilização otimizada da ferramenta de simulação computacional escolhida, é fundamental que o projetista conheça a fundo as etapas e limitações do seu processo tecnológico de fabricação empregado, de maneira a inserir e conhecer seus efeitos e possíveis causas de divergências de resultados, bem como, dar os primeiros passos para o melhoramento da estrutura desenvolvida. O processo de fabricação empregado nesta dissertação de mestrado é fruto do trabalho de cinco anos deste grupo de microeletrônica, amadurecendo as técnicas descritas na literatura.

Após realizarmos as análises *full – wave* da chave MEMS em questão os parâmetros de espalhamento (Parâmetros-S) são extraído em um intervalo de 0,1GHz a 40GHz, onde os fenômenos eletromagnéticos são apreciados e os parâmetros elétricos da chave são derivados. Uma vez obtidos os resultados de simulação 3D-EM da chave, o próximo passo é a comparação com os resultados das medidas de RF disponíveis, em vistas de, conferir a viabilidade e confiabilidade do processo de fabricação e das etapas de *design*.

Uma única geometria de chave MEMS de RF será abordada neste capítulo, uma vez que os efeitos à variações geométricas são bem conhecidos e analisados na literatura (Jong-Man et al., 2005), (Hamad, 2006), (Saha et al., 2005), (Rebeiz, 2003), por exemplo, se aumentarmos a largura da ponte teremos maiores capacitâncias tanto de *down-state* como *up-state*, o que resultará em maiores perdas quando a chave estiver aberta devido a um maior acoplamento do sinal, e uma maior isolação da chave quando esta estiver fechada, a mesmo tempo diminuiremos a indutância e a resistência série da ponte, cujos efeitos em *up-state* podem ser facilmente negligenciados e em *down-state* a alteração na indutância juntamente com a capacitância acarretará em um deslocamento da frequência de ressonância *down* da chave. Neste sentido o intuito desta análise é dominar as técnicas de extração dos parâmetros elétricos para uma chave genérica, de modo a aplicarmos tal conhecimento no projeto das estruturas mais complexas que serão abordadas no capítulo posterior.

3.7.2 Resultados de Simulação

Projetada para uma espessura de ponte $t=1,5\mu\text{m}$ e gap inicial $g_0=2,0\mu\text{m}$, as dimensões da chave modelada nesta etapa estão dispostas na Figura 2.13(i). Esta foi simulada e construída sobre uma linha CPW de 50Ω de dimensões $G/S/G=90/200/90\mu\text{m}$ (dimensionada com o auxílio do *software* LineCalc do ADS). Tais dimensões visão minimizar perdas ôhmicas de condutor (Simons, 2001), maximizando a *performance* da chave e minimizando a tensão de atuação com uma chave de comprimento igual a $480\mu\text{m}$, cujo valor medido de V_{pi} é de 33 Volts. A largura w de $125\mu\text{m}$ sobre um condutor central de $200\mu\text{m}$ foi projetada de modo que a frequência de ressonância da chave em down-state pudesse ser visualizada entre 20GHz e 25GHz, pois o analisador vetorial de rede (VNA) disponível (HP 8510C) garante medidas confiáveis apenas até 30GHz, de tal forma que, mesmo degradando o desempenho da mesma em up-state, todos os parâmetros elétricos da chave poderão ser extraídos e comparados com as curvas de medidas de RF.

Da mesma maneira que as chaves do capítulo anterior, o ouro foi utilizado como metal estrutural e uma camada de isolamento de $2000\text{\AA}$ foi depositada sobre o condutor central da linha CPW. De posse apenas dos valores geométrico-estruturais da ponte e linha CPW, juntamente com o valor da constante dielétrica da camada de isolamento DC, podemos através das equações descritas neste capítulo podemos ter uma estimativa confiável dos valores das capacitâncias *up* e *down-state* (C_u e C_d), indutância série da ponte (L_s) e frequências de ressonância on e off-state (f_{0-up} e f_{0-down}), antes mesmo de uma simulação 3D-EM, onde teremos uma idéia antecipada da operação da chave com esforço reduzido. A figura de mérito frequência de corte (f_c), embora considerada por muitos autores como aplicável somente a chaves de estado sólido, não pode ser neste momento extraída, já que esta é dependente do valor de R_s , determinado apenas com o conhecimento a matriz [S]. A Tabela 3.1 traz estes dados derivados do modelo geométrico adotado.

Tabela 3.1: Predição teórico-geométrica dos parâmetros da Chave MEMS RF

C_u	C_d	L_s	f_{0-up}	f_{0-down}
108fF	4,75pF	11,9pH	140,5GHz	21,2GHz

Observando o valor de f_{0-down} da Tabela 3.1 verificamos que a frequência de ressonância está dentro do intervalo de 20GHz a 25GHz, propostos anteriormente, assim sendo temos uma expectativa otimista quanto aos resultados seguintes da simulação 3D-EM. O próximo passo agora

é realizar uma simulação eletromagnética desta chave com o auxílio do SONNET, de forma a realizarmos uma extração mais precisa dos dados anteriores, validar o método de predição teórica e avaliar o desempenho de RF desta estrutura projetada. A Figura 3.7 apresenta o ambiente de simulação gerado no SONNET.

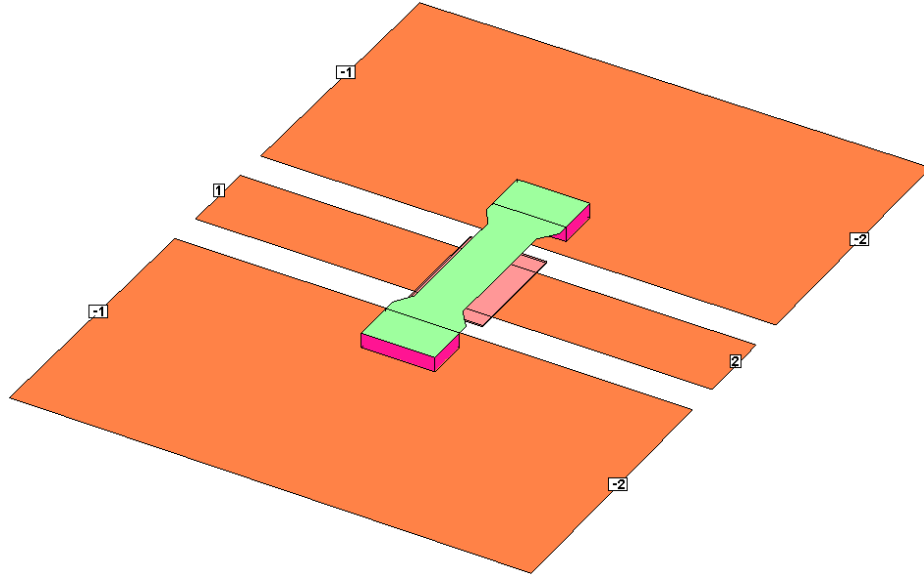


Figura 3.7: Ambiente de simulação da chave MEMS RF no Sonnet

A chave da Figura 3.7 foi simulada em tamanho real, com linhas de $1000\mu\text{m}$ antes e depois da camada de isolamento. Tal estratégia foi adotada de modo a reduzir causas de divergências entre os valores medidos e simulados e, além disso, facilitar o acesso das pontas de prova na estrutura da chave. Na Figura 3.7 tanto o comprimento da linha de CPW quanto a espessura dos planos de terra foram reduzidos, de modo a gerar uma melhor visualização final do ambiente de simulação. Como ilustrado na figura, as portas 1 e 2, são declaradas em modo co-planar, observado pelos índices -1, 1, -1 e -2, 2, -2 da mesma maneira como serão utilizadas as ponteiros de prova da estação *cascade*. Nesta simulação foram utilizados planos de terra com largura igual a $720\mu\text{m}$. Os postes são apresentados sob a forma de VIAS, cujo metal estrutural também é ouro, com $2\mu\text{m}$ de espessura. O manual do SONNET orienta a declarar planos de terra com largura de 3 a 4 vezes maiores que a largura do *gap*, de modo a minimizar o efeito de correntes de retorno nas extremidades do plano de terra, obtendo assim resultados mais próximos de um plano de terra infinito. Desta forma, empregamos planos de terra com largura 8 vezes maior, a um certo aumento do custo computacional, para conseguirmos os resultados mais precisos. As figuras 3.8 e 3.9 ilustram as simulações da chave MEMS RF para seus estados *up* e *down* respectivamente.

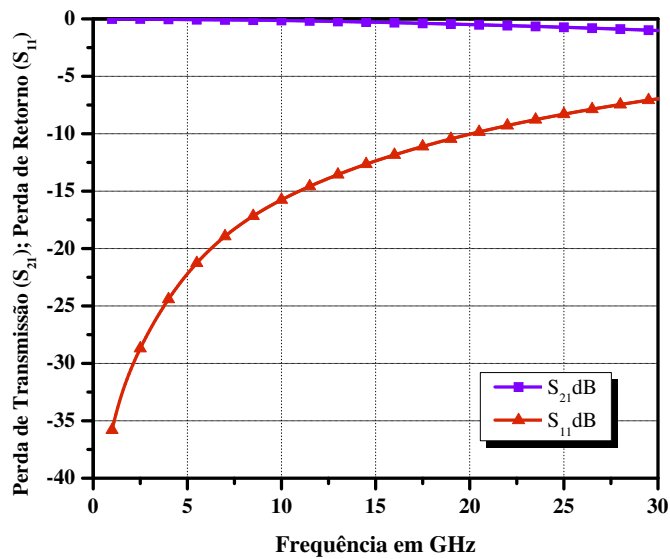


Figura 3.8: Resultados de simulação da chave MEMS RF para estado *up*.

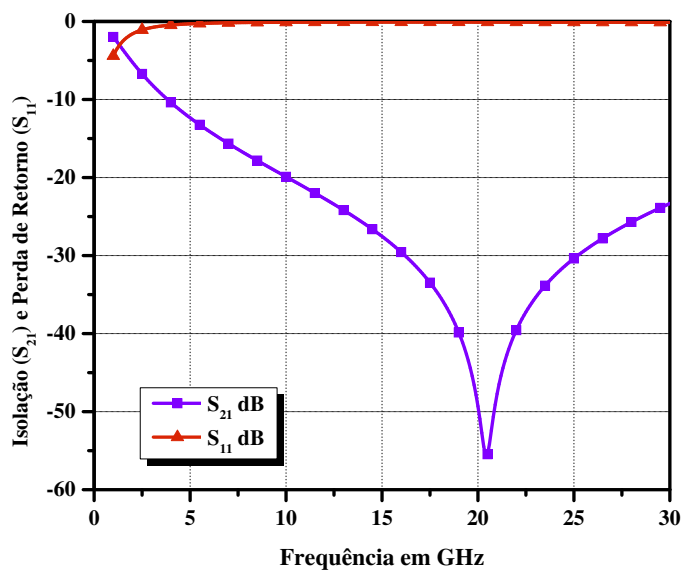


Figura 3.9: Resultados de simulação da chave MEMS RF para estado *down*.

Em *up – state* a linha CPW transmite normalmente, e com a presença da chave apresenta uma atenuação máxima de 1,03dB em 30GHz, observamos também que esta mantém ótimo desempenho até 20GHz, onde as perdas por reflexão atingem 10dB, ou seja, 90% do sinal esta sendo transmitido da porta 1 para porta 2 e 10% da potência é refletida. Já em *down – state* a chave apresenta isolamento expressiva apenas a partir de 3,9GHz, onde a atenuação do sinal ultrapassa os 10dB. Para que este dispositivo seja mais eficiente em baixas frequências, a capacitância em *down – state* deve ser incrementada, a custos de degradação de desempenho em *up – state*, mas este critério é variante de cada projeto.

Em posse dos resultados da simulação 3D-EM, observamos na Figura 3.9 que a frequência de ressonância em *down – state* de 20,4GHz é muito próxima dos 21,2GHz provenientes do cálculo teórico, apresentando um erro de 3,92%. É importante ressaltar que, as expressões fechadas para determinação das capacitâncias *down* e *up – state* da chave são amplamente difundidas em todas as publicações nesta área, entretanto, as formulações apresentadas aqui nesta dissertação para extração teórica da indutância série (através das equações 3.8 e 3.9) nunca antes foram encontradas na literatura para este propósito, sendo estas desenvolvidas durante este trabalho de pesquisa e sua precisão pode ser confirmada com sucesso através dos resultado acima expostos.

Conhecido o desempenho de RF da chave MEMS projetada, a partir da extração dos parâmetros -S da mesma, o modelo elétrico CLR pode ser facilmente derivado e ajustado de modo a se obter os resultados mais adequados com a estrutura 3D simulada. Com auxílio das equações 3.11, 3.13, 3.14 e 3.2 calculamos os valores de C_u , C_d , R_s e L_s . A Tabela 3.2 mostra os valores dos parâmetros elétricos extraídos da simulação 3D.

Tabela 3.2: Extração dos parâmetros elétricos da Chave MEMS RF

C_u	C_d	L_s	R_s	f_0
103fF	5,02pF	12,12pH	42m Ω	20,40GHz

Observando o valor de C_u calculado, notamos que este diverge do seu comportamento esperado, uma vez que, a capacitância derivada do modelo eletromagnético 3D leva em consideração os efeitos do campos marginais (fringing field capacitance), entretanto, tal efeito tem forte presença em pontes cujas larguras são mais finas e altas, deste modo por trabalharmos com uma ponte de largura 125 μ m, tais campos podem ter sido negligenciados. Para capacitância de down-state,

este fenômeno tem pouco influência, pois, à medida em que reduzimos a separação entre as placas a intensidade dos campos marginais diminui, conseqüentemente, tornando seu efeito quase nulo. Uma ótima alternativa para uma extração precisa da capacitância up-state considerando a capacitância de borda é utilizando o *software* Maxwell 3D e posteriormente comparando os resultados com os obtidos através da equação 3.5.

Montamos assim um modelo elétrico utilizando os valores da Tabela 3.2 de acordo com o descrito na Figura 3.4, composto por duas linhas CPW de 50Ω ($G/S/G = 90/200/90\mu\text{m}$) de $1000\mu\text{m}$ de comprimento e o circuito ressonante CLR no meio, com o auxílio do *software* de simulação elétrica ADS, simulando seus estados *up* e *down-state*, verificando assim a precisão do procedimento de extração. A Figura 3.10 ilustra o ambiente de simulação e o circuito montado juntamente com os parâmetros de simulação necessárias para reprodução do mesmo. Os resultados desta simulação elétrica são apresentados nas Figuras 3.11 e 3.12 sobrepostos com os obtidos na simulação 3D-EM, confirmando sua exatidão.

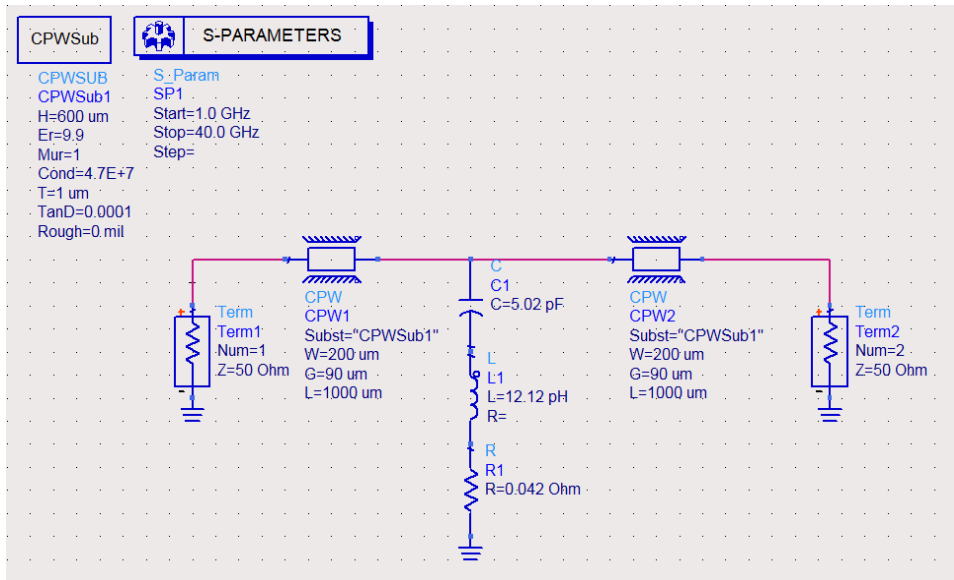
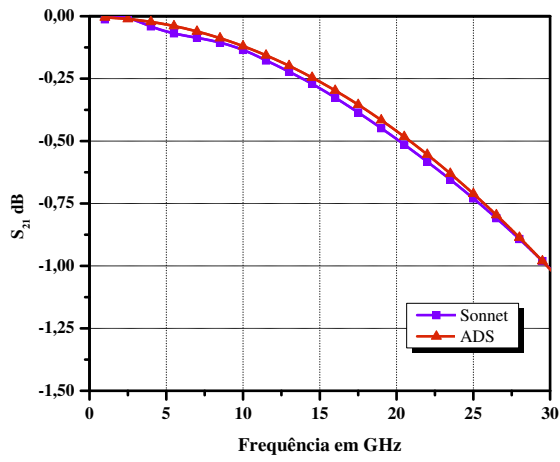
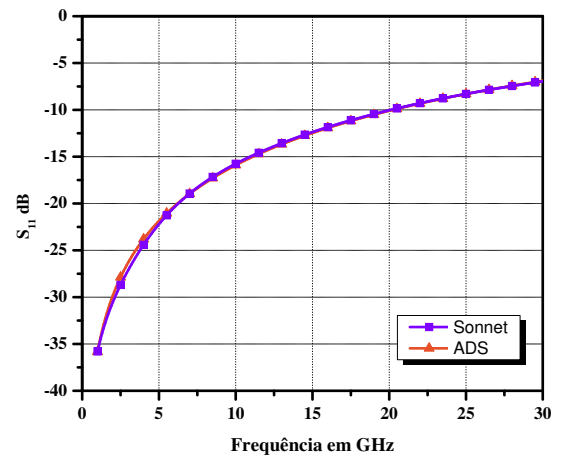


Figura 3.10: Diagrama de Circuito da Chave MEMS - ADS

Como observado, os resultados do modelo elétrico criado reproduzem fielmente o comportamento eletromagnético da chave MEMS projetada, tanto para *on* quanto *off-state*, com erros percentuais mínimos. Visando a integração futura desta chave MEMS em um circuito de *front-end* completo, compomos um modelo elétrico completo a partir da extração dos parâmetros R,L,C,G das linhas de 50Ω e comparamos os resultados simulados de parâmetros-S com os obtidos na simulação 3D-EM.

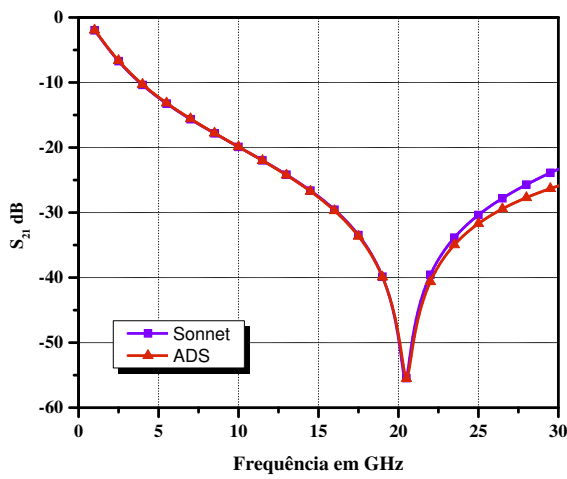


(a) Perda de Transmissão

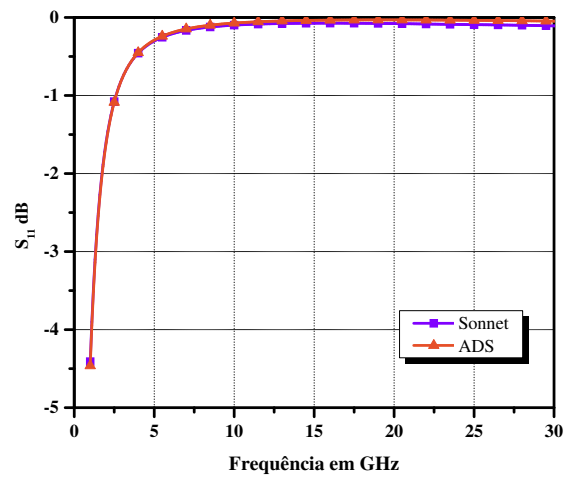


(b) Perda de Retorno

Figura 3.11: Resultados de simulação elétrica da chave MEMS RF para estado *up*.



(a) Isolação



(b) Perda de Retorno

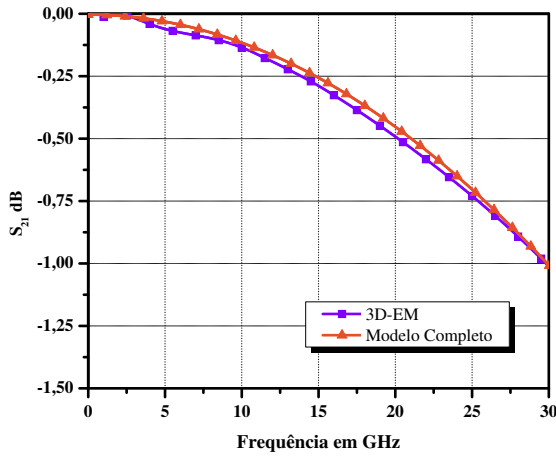
Figura 3.12: Resultados de simulação elétrica da chave MEMS RF para estado *down*.

A composição do modelo completo no *software* ADS é feita de modo análogo ao previamente mostrado modelo-T, conforme Figura 3.10, desse modo, o ambiente de simulação para o modelo completo não será mostrado. Neste caso, trazemos em forma da Tabela 3.3 os valores de R, L, C_{sub} e R_{sub} , para uma linha CPW de $1000\mu\text{m}$ de comprimento, determinados através da equação E.10.

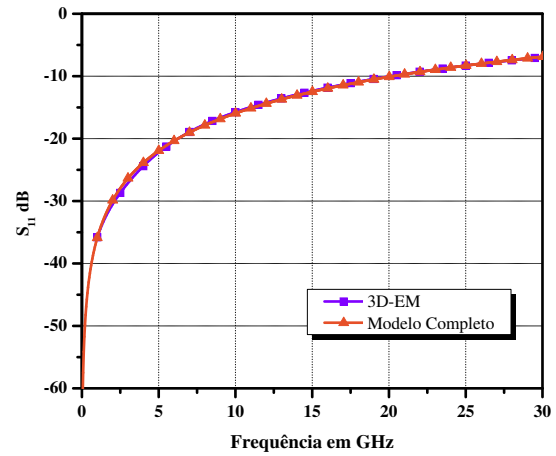
Tabela 3.3: Parâmetros distribuídos de linha CPW 50Ω $1000\mu\text{m}$.

R	L	C_{sub}	R_{sub}
$19\text{m}\Omega$	76pH	30fF	$2,6\text{M}\Omega$

As figuras 3.13 e 3.14 ilustram os resultados de simulação do modelo completo da chave, sobrepostos com os apresentados na simulação 3D-EM, em termos de parâmetros-S.



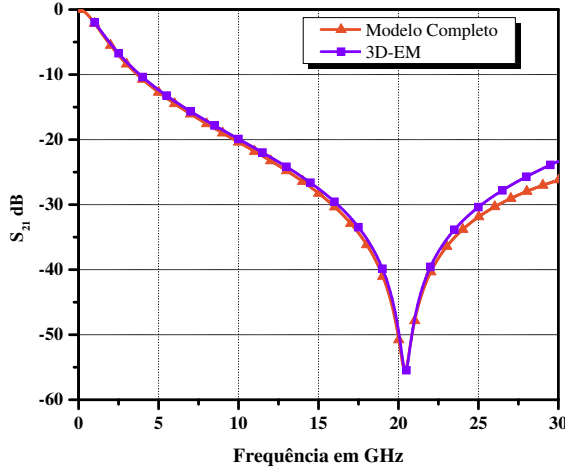
(a) Perda de Transmissão



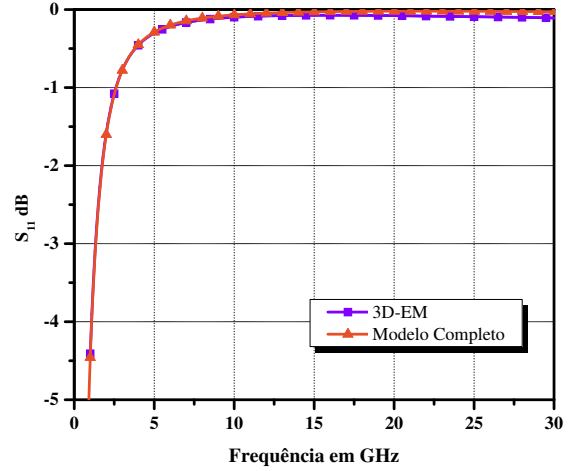
(b) Perda de Retorno

Figura 3.13: Resultados de simulação elétrica do modelo completo da chave MEMS RF para estado *up*.

Ao analisarmos os resultados sobrepostos apresentados pelo modelo completo da chave MEMS e os derivados da simulação 3D-EM, verificamos uma alta acordância entre os mesmos em termos de parâmetro-S, o que nos leva a concluir que o método de extração e a composição do modelo são altamente confiáveis quando visamos a inserção destas estruturas em circuitos mais complexos.



(a) Isolação



(b) Perda de Retorno

Figura 3.14: Resultados de simulação elétrica do modelo completo da chave MEMS RF para estado *down*.

3.7.3 Resultados de Medidas

A caracterização de RF de dispositivos MEMS, neste caso especial de chaves MEMS, consiste em um processo trabalhoso que necessita do auxílio de vários equipamentos como analisadores de rede, fontes DC para polarização, bias-tees, cabos e pontas de prova para contato com os pads.

Neste trabalho fizemos uso do VNA (*Vector Network Analyzer*) HP8510C capaz de realizar medidas de parâmetros de espalhamento em um intervalo de 45MHz - 110GHz, interfaceado pelo *Transmission Test Set* HP 8517B o que nos possibilita um controle eficiente dos níveis de sinal injetados nas portas 1 e 2 para frequências entre 45MHz - 50GHz, além da funcionalidade de prover uma polarização DC juntamente com a inserção do sinal de RF através de seu bias-tee interno, cuja tensão máxima aplicada é de 35V.

Através do HP 8517B, o VNA é conectado por dois cabos coaxiais semi-rígidos de 2,4mm até a estação de provas, onde temos um microscópio óptico, um sistema de vácuo para fixação das amostras com controle de coordenadas, e duas pontas de prova coplanares ACP (*Air coplanar probe*) com *pitch* de 150 μ m. O *pitch* das pontas de prova e a disposição das mesmas são fatores que devem ser avaliados logo na etapa inicial do projeto, pois caso os *pads* dos dispositivos não sejam compatíveis com o *pitch* de 150 μ m, torna-se impossível a utilização deste sistema de medidas para caracterização de RF.

Tendo o *pitch* como um dos fatores impactantes de projeto, todas as estruturas MEMS fabricadas neste trabalho contam com *pads* de 50Ω que atendem a este critério nas portas 1 e 2. Sobre Alumina, projetamos uma linha CPW G/S/G = 50/100/50, com auxílio do *software* Agilent LineCalc, para uma impedância próxima de 50Ω . A Figura 3.15, mostra a disposição do *pad* de 50Ω para o *pitch* de $150\mu\text{m}$.

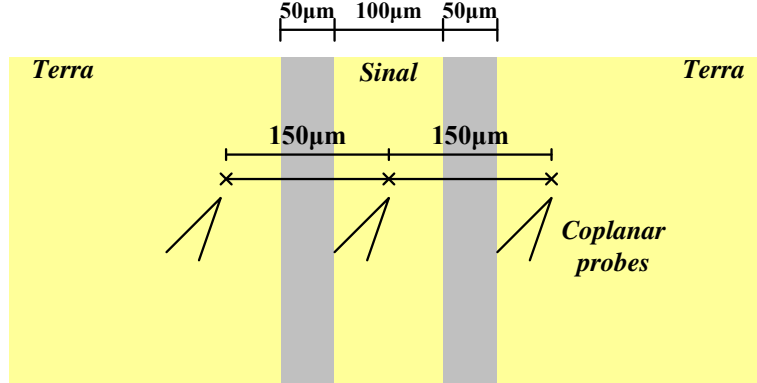


Figura 3.15: Disposição das pontas coplanares sobre os *pads* de 50Ω

Na Figura 3.16 ilustramos um diagrama de blocos do *set-up* de medidas montado para caracterizar as estruturas MEMS deste trabalho, onde temos a fonte de tensão DC (HP 6626A) conectada ao bias-tee do transmission test set (HP 8517B) através de um resistor R_b de 22MOhms que tem a função de limitar a corrente DC injetada no DUT. O sinal de RF é proveniente do VNA (HP 8510C) e acoplado no test set, onde é misturado ao sinal de polarização DC e transmitido ao DUT através das pontas coplanares, onde o terminal central transporta DC + RF e as pontas externas aterram os dois sinais.

Conhecido o sistema de medidas de RF disponível, partimos para a etapa de caracterização onde a chave ilustrada na Figura 3.17 é excitada com o sinal de RF para extrairmos os parâmetros de espalhamento [S] e compararmos com os obtidos via simulação 3D-EM através do *software* comercial Sonnet. Tal comparação visa confirmar que tanto a etapa de projeto quanto a de fabricação estão em acordo com o esperado, de modo que os resultados apresentem uma certa conformidade entre eles. Na Figura 3.18 expomos os resultados de medidas de RF juntamente com os de simulação anteriormente apresentados.

Observando os resultados de medida, fica claro que o dispositivo construído de certa forma difere da estrutura projetada, principalmente quando analisamos a isolamento em *down – state* pois esta apresenta a maior discrepância com os resultados simulados tanto na forma quanto nos

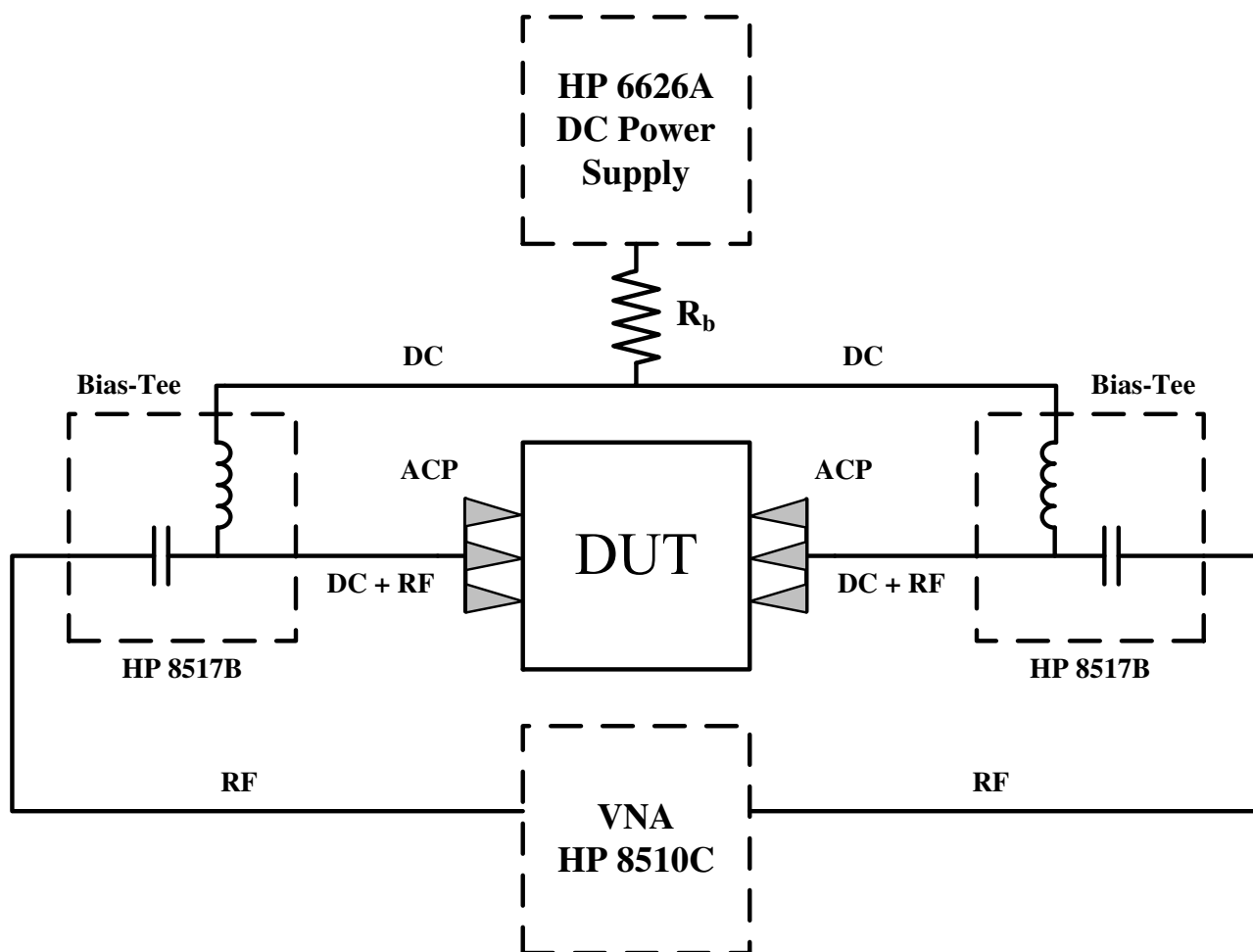


Figura 3.16: Arranjo de medidas de RF das chaves MEMS

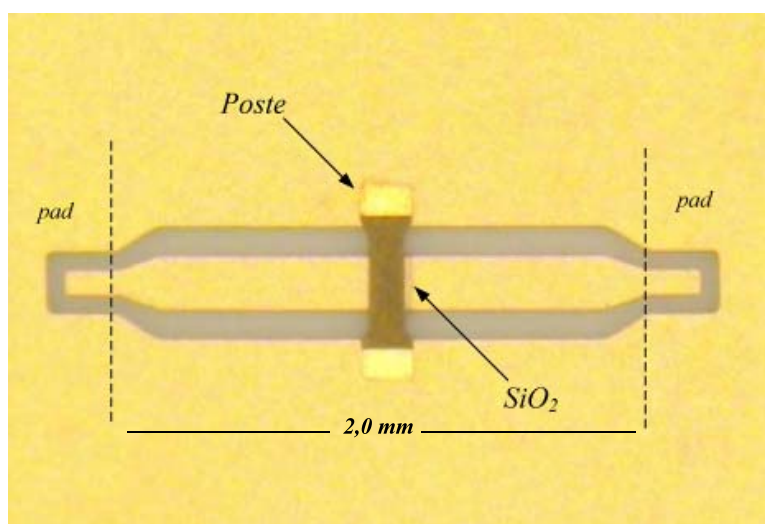
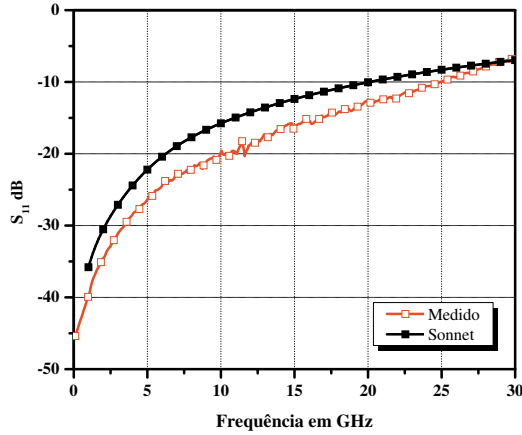
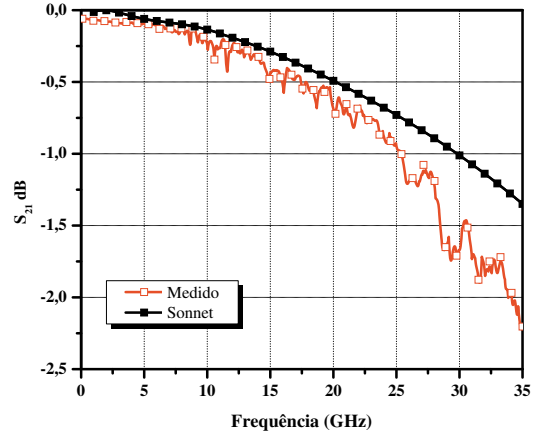


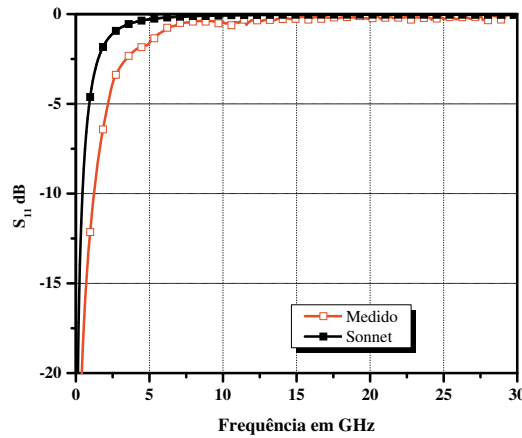
Figura 3.17: Fotografia da chave de RF Medida



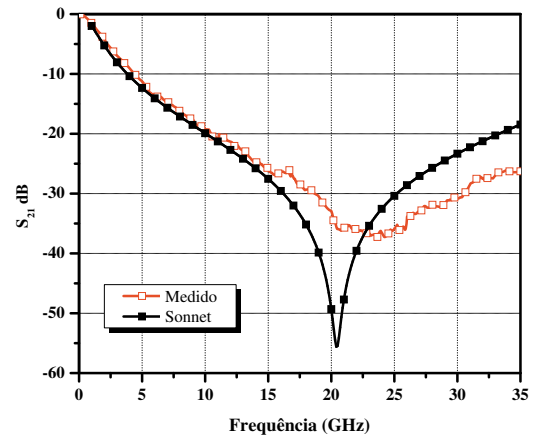
(a) S_{11} Up-State



(b) S_{21} Up-State



(c) S_{11} Down-State



(d) S_{21} Down-State

Figura 3.18: Medidas dos parâmetros-S da Chave MEMS de RF.

valores para o intervalo de frequências estabelecido. De forma a melhor entender o acontecido, verificamos a estrutura com o auxílio do microscópio óptico e notamos que a geometria da linha CPW em questão projetada para dimensões de $G/S/G = 90/200/90\mu\text{m}$ encontrava-se com $G/S/G = 100/180/100\mu\text{m}$ o que resulta em aumento da impedância final da estrutura. Simulações realizadas no *software* ADS utilizando estes novos dados de geometria, resultaram em curvas próximas, mas que ainda não descreviam com precisão a estrutura medida. Variamos então os parâmetros elétricos (R,L,C) da chave MEMS e concluímos que a membrana suspensa da chave construída apresenta uma resistência série 10 (dez) vezes maior que a estimada em teoria, assumindo o valor de $0,5\Omega$. Conhecido este novo valor da resistência série, montamos uma simulação elétrica capaz de descrever fielmente a nova estrutura, onde os resultados comparativos

são expostos na Figura 3.19. A Tabela 3.4 traz um resumo dos parâmetros de entrada do ADS para simulação na chave cujos valores se ajustam aos resultados de medida.

Tabela 3.4: Resumo dos parâmetros elétricos da chave MEMS construída.

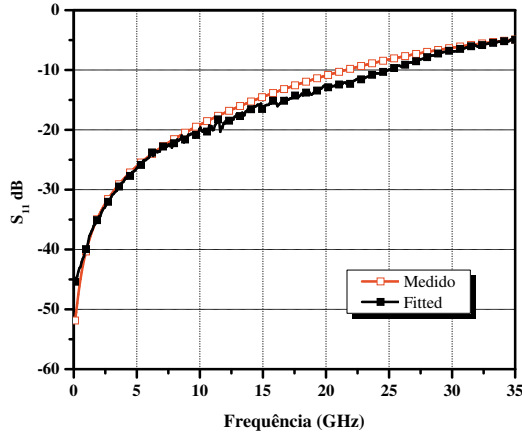
Linha CPW	Chave MEMS
$Z_0 = 53\Omega$	$C_u/C_d = 100\text{fF}/3,8\text{pF}$
$S = 180\mu\text{m}$	$L_s = 12,9\text{pH}$
$G = 100\mu\text{m}$	$R_s = 0,5\Omega$

O novo modelo elétrico criado descreve com precisão a estrutura construída observada pelo alto nível de acordância entre as curvas. Associamos este aumento significativo do valor da resistência série da chave, ao processo de fabricação adotado, onde a membrana é formada através de 2 etapas: uma de evaporação da camada semente, e outra fase de crescimento eletrolítico seguido por algumas etapas térmicas a 120° , como descrito no Apêndice C deste trabalho. Acreditamos que caso seja possível formarmos as membranas suspensas, por filmes metálicos totalmente evaporados, tanto a resistência série quanto o valor da tensão de atuação (registrado em 33V) seriam reduzidos drasticamente, entretanto, a um custo de fabricação elevado. Neste sentido, acreditamos que mesmo diante de todas as limitações, esta chave apresentou desempenho aceitável dentro da faixa de RF, com perdas por inserção menores que 1dB até 25GHz e isolamento maior que 10dB para frequências acima de 4,5GHz.

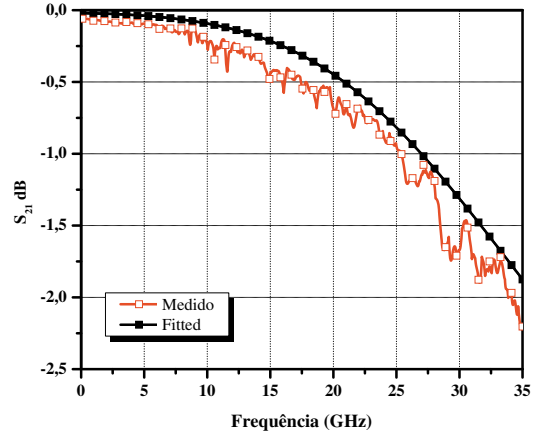
3.8 Conclusões

Como exemplo de dispositivo MEMS de RF, uma chave MEMS de contato capacitivo foi proposta. O atuador é projetado separado da linha de condução da CPW e o eletrodo superior é atraído (para baixo) por ação do acoplamento eletrostático, onde por meio deste contato puramente capacitivo entre os eletrodos o chaveamento do sinal de RF é realizado, curto-circuitando-o para terra.

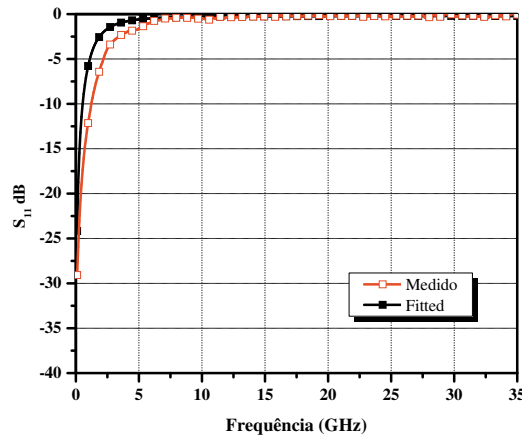
As características de RF da chave, como perdas por inserção, isolamento e perda de retorno, se mostraram com bom desempenho, provando que este dispositivo pode ser empregado nas mais diversas aplicações dentro da faixa de micro-ondas. Futuramente, tópicos como encapsulamento inerte, aumentos na taxa C_{on}/C_{off} com alto desempenho, e novas técnicas de fabricação deverão ser abordadas. Como na maioria dos dispositivos MEMS, a chave capacitiva ainda precisa de melhorias para se tornar competitiva em nível de aplicações comerciais, principalmente no que



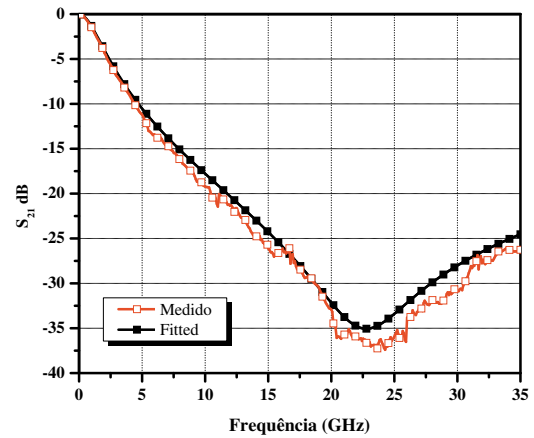
(a) S_{11} Up-State



(b) S_{21} Up-State



(c) S_{11} Down-State



(d) S_{21} Down-State

Figura 3.19: Ajuste dos parâmetros-S da Chave MEMS de RF.

se refere à confiabilidade da parte mecânica, ou seja, o eletrodo móvel, onde os custos com o processo de fabricação são o fator limitante. Aplicações que requerem fortemente baixas perdas, alta isolamento, linearidade e baixo consumo de potência, são certamente o foco deste tipo de dispositivo.

As chaves MEMS apresentam desempenho de RF superior à chaves FET ou diodos PIN. No modelo elétrico equivalente aqui exposto, mostramos os parâmetros que determinam as características de RF da chave, e como sua alteração pode degradar seu desempenho. Na ressonância, em *down – state*, verificamos que as perdas são determinadas pela resistência série da ponte, R_s , e que a mesma está associada ao metal estrutural e à qualidade do seu processo de formação.

O não controle deste parâmetro pode comprometer o desempenho da chave quando tratamos de isolamento.

Foi demonstrado a aplicabilidade da chave MEMS projetada para Wi-Max, faixa de 5GHz, mas é desejado que suas aplicações se estendam para faixa de 2GHz - 5GHz. No entanto, a redução da faixa de operação acarreta em maiores taxas C_{on}/C_{off} o que indicaria um novo desafio que não resultasse em degradação do desempenho em *up-state*. Evidenciamos aqui, que além de novas barreiras de projeto a serem vencidas, as técnicas de fabricação ainda precisam de grandes melhorias, com vistas a obtermos dispositivos de alto desempenho e confiabilidade comercial.

CAPÍTULO 4

Aplicações da Chave MEMS RF: Deslocador de Fase e Filtro Sintonizável

4.1 Introdução

A concepção de filtros planares envolve uma série de dificuldades inerentes à complexidade das estruturas e limitações do processo de fabricação, que devem ser levadas em consideração durante a etapa inicial de projeto, mesmo com o auxílio de ferramentas de *software* de alta confiabilidade e precisão. Este trabalho introduz a implementação de um deslocador de fase e um filtro passa-bandas sintonizável, onde o modelo e os parâmetros elétricos são extraídos e expostos. Simulações elétricas e eletromagnéticas serão apresentadas com uso das ferramentas ADS (*Advanced Design System*) e Sonnet, e posteriormente comparados com os resultados de medidas do dispositivo construído.

A implementação de filtros pode ser obtida através da simples combinação série/paralelo de circuitos ressonantes LC, resultando em uma estrutura passa-bandas padrão, no entanto, com o aumento da frequência de operação e o nível de integração dos sistemas, esta topologia se torna irrealizável, devidos aos baixos valores de indutância e capacitância necessários. Neste contexto o uso de circuitos distribuídos baseados em linhas de transmissão, como micro-fita ou CPW, se tornam mais atraentes. Além de maior simplicidade de fabricação e miniaturização e custo reduzido, para aplicações de micro-ondas e ondas milimétricas, filtros distribuídos resultam em bandas de passagens mais altas que elementos concentrados, além de possibilitarem uma melhor supressão das bandas de passagens superiores (Matthaei et al., 1980).

No projeto deste filtro MEMS sintonizável, estruturas ressonantes CPW foram empregadas, pois, além de possibilitar um maior integração de elementos em série e/ou paralelo com o circuito (Williams e Schwarz, 1983), as chaves MEMS apresentam uma resposta mais banda larga, quando

comparadas com uma topologia sobre linhas de micro-fita (Rebeiz, 2003). Outra vantagem da topologia MEMS sobre CPW é o fato do plano de terra encontrar-se na mesma face do substrato e da linha de condução, eliminando a necessidade de vias e facilitando o processo de fabricação (Everard e Cheng, 1993).

O conceito acerca das linhas DMTL também é introduzido. Este é bem similar ao conceito de linhas periodicamente carregadas com dispositivos semicondutores, porém apresentando perdas por inserção potencialmente menores. A partir desta concepção, o deslocador de fase também é implementado. As chaves MEMS utilizadas como capacitores de carga variáveis sobre linhas CPW, apresentam fatores de qualidade ($Q > 300$) muito maiores que seus duais semicondutores, estimulando a utilização de estruturas ressonantes DMTL, acopladas indutiva ou capacitivamente, de forma a obter filtros sintonizáveis com desempenhos superiores em frequências de RF micro-ondas ou ondas milimétricas (Tamijani, 2004).

O filtro passa-bandas sintonizável proposto neste trabalho foi projetado implementando inicialmente as técnicas de síntese de filtros estáticos apresentadas por Matthaei et al. (1980) e Hong e Lancaster (2001a), para estruturas ressonantes acopladas diretas ou indiretamente. Subseqüentemente, é realizada a integração das chaves MEMS sobre as estruturas de filtros planares atuais, provendo tanto a miniaturização do dispositivo quanto a funcionalidade da sintonia de frequências.

4.2 Filtro Passa-Bandas

Normalmente o projeto de filtros faz uma análise elétrica inicial de um circuito chamado de protótipo passa-baixas, baseado em elementos reativos (indutores e capacitores), de modo a implementar as funções de transferências, ou funções de filtragem, desejadas, e assim, através de funções de transformação no domínio da frequência, filtros reais passa-baixas, passa-faixas, passa-altas ou *stopband* são gerados. Entre as funções de filtragem mais difundidas podemos citar: Função de Butterworth, Função de Chebyshev, Função Elíptica e Função Gaussiana. Para este projeto foi escolhida a função de Chebyshev, que apresenta a melhor resposta em termos de largura de banda, rejeição e inserção de perdas, com estruturas de mais baixa ordem (Hong e Lancaster, 2001b). A ordem de um filtro é determinada de acordo com os parâmetros de projeto ou limitação de tecnologia, sendo mensurado pela quantidade de elementos ressonantes dentro do circuito.

O protótipo passa-baixas de modo geral é definido como um filtro passa-baixas cujos elementos, g_i , são normalizados de modo que a impedância / condutância da fonte resulte em $g_0 = 1$, Figura 4.1(a). A frequência de corte também é normalizada, denotada por Ω_c , com valor unitário e expressa em rad/s. Na figura, os elementos g_i para $i = 1$ até n representam ou a indutância do indutor em série (Henries) ou a capacitância do capacitor em paralelo (Farads), assim, n representa o número de elementos reativos de circuito. Como dito anteriormente, g_0 representa a impedância (Ohms) ou condutância (Siemens) da fonte, ao passo que g_{n+1} representa a impedância ou condutância da carga ligada ao circuito. Para um filtro passa-baixas tipo Chebyshev o circuito apresenta uma resposta em frequência de acordo com a Figura 4.1(b).

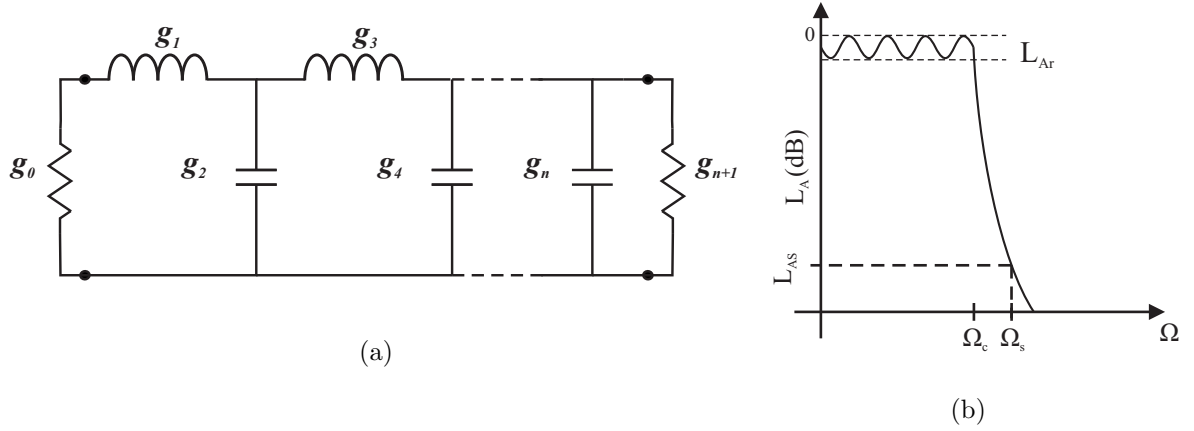


Figura 4.1: a) Circuito do protótipo passa-baixas b) Resposta em frequência.

Uma vez escolhida a função de filtragem desejada, o próximo passo para a composição do protótipo passa-baixas é a determinação dos valores de g_i . Assim, para um filtro tipo Chebyshev com tensão de *ripple* L_{Ar} , frequência de corte $\Omega_c = 1$, os coeficientes normalizados são calculados da seguinte forma:

$$g_0 = 1, 0; \quad (4.1)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{2n} \right); \quad (4.2)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{n-1}} \frac{4 \operatorname{sen} \left[\frac{(2i-1)}{2n} \right] \operatorname{sen} \left[\frac{(2i-3)}{2n} \right]}{\gamma^2 + \operatorname{sen}^2 \left[\frac{(i-1)\pi}{n} \right]} \text{ para } i = 2, 3, \dots, n \quad (4.3)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, 0 & \text{para } n \text{ impar} \\ \operatorname{ctgh}^2 \left\{ \frac{\beta}{2n} \right\} & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \quad (4.4)$$

onde,

$$\beta = \ln \left[\operatorname{ctgh} \left(\frac{L_{Ar}}{17,37} \right) \right] \quad (4.5)$$

$$\gamma = \operatorname{senh} \left(\frac{\beta}{2n} \right) \quad (4.6)$$

Alguns valores normalizados típicos encontram-se convenientemente tabelados em (Hong e Lancaster, 2001a) para vários valores de L_{Ar} e n em um intervalo de 2 a 9, atendendo às mais diversas configurações. Para um valor de *ripple* L_{Ar} em dB especificado em projeto e atenuação mínima na banda de parada (L_{As}) em $\Omega = \Omega_s$, o valor de n que atende a esta especificação pode ser estimado por:

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_{As}-1}}{10^{0,1L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (4.7)$$

Neste ponto tem-se o protótipo passa-baixas devidamente caracterizado, com seus parâmetros normalizados em termos de impedância de fonte e frequência de corte. Para obter-se as características em frequência e os valores reais de cada elemento, são aplicadas técnicas de transformações em frequência baseadas no protótipo passa-baixas e na topologia final do filtro desejado: passa-baixas, passa-bandas, passa-altas, ou *stopband*. Transformações em frequência são operações responsáveis por converter a resposta do protótipo passa-baixas no domínio Ω para o domínio em frequências ω onde os filtros reais são representados. Tais manipulações tem efeito somente sobre os elementos reativos do circuito de modo a não interferir nos parâmetros resistivos de fonte e carga. Assumindo um filtro passa-bandas tipo Chebyshev, com banda de passagem definida

entre ω_1 e ω_2 , o protótipo passa-baixas da Figura 4.1(a) pode ser transformado no filtro passa-bandas da Figura 4.2(a) cuja resposta em frequência é mostrada em Figura 4.2(b), de acordo com as seguintes operações:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{bw} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.8)$$

$$bw = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (4.9)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_2 \omega_1} \quad (4.10)$$

onde ω_0 representa a frequência central do filtro em rad/s e bw a largura de banda em relação à frequência central, normalmente expressa em termos percentuais.

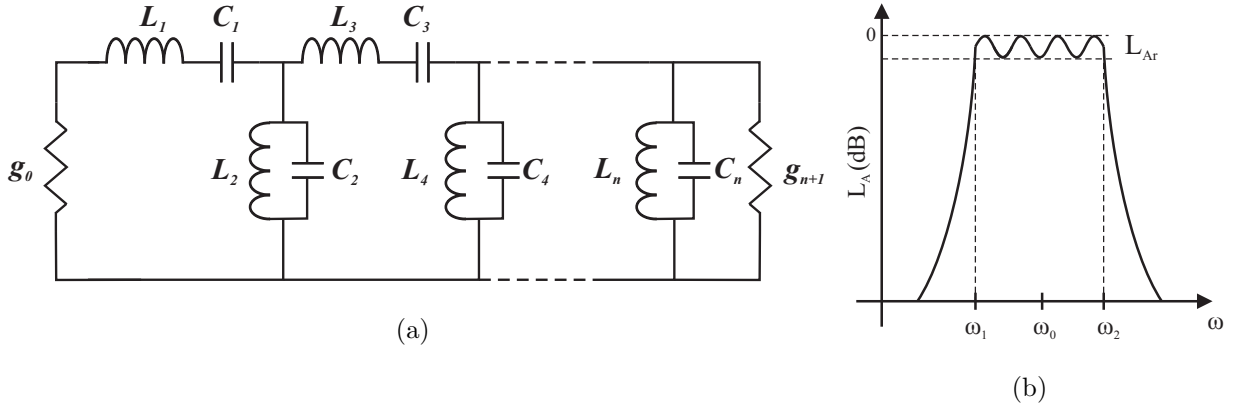


Figura 4.2: a) Circuito do filtro passa-bandas b) Resposta em frequência.

Aplicando-se as transformações em frequência para os elementos reativos do protótipo passa-baixas, obtemos:

$$j\Omega g = j\omega \frac{\Omega_c g}{\omega_0 bw} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{bw} \quad (4.11)$$

o que significa dizer que, cada elemento normalizado g indutivo/capacitivo do protótipo passa-baixas será substituído por um circuito ressonante LC série/paralelo, como na Figura 4.2(a).

O valor de cada elemento no circuito LC série, assumindo g_0 e g_{n+1} expressos em valores de impedância, determinado por:

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_0 bw} \right) \frac{Z_0}{g_0} g \quad (4.12)$$

$$C_s = \left(\frac{bw}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{g_0}{g} \frac{1}{Z_0} \quad (4.13)$$

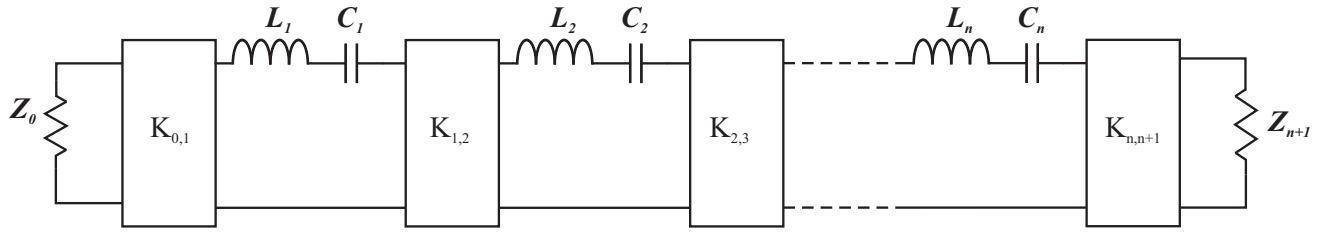
e os elementos LC paralelo são definidos como:

$$L_p = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_0 bw} \right) \frac{g_0 g}{Z_0} \quad (4.14)$$

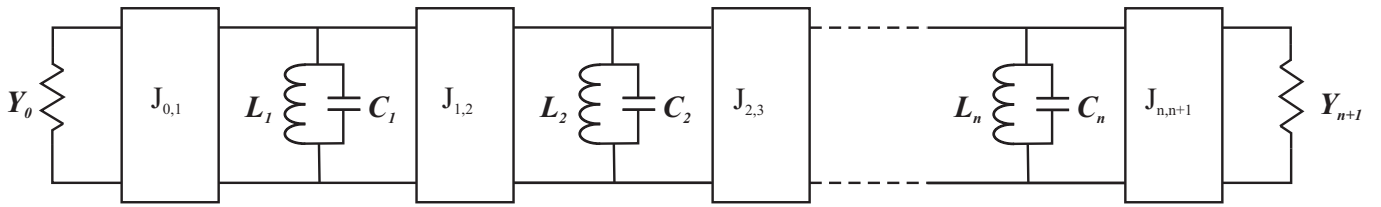
$$C_p = \left(\frac{bw}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{Z_0}{g_0 g} \quad (4.15)$$

Uma realização alternativa à apresentada na Figura 4.2 faz o uso de inversores de impedância ou admitância no acoplamento de sessões ressonantes, como descrito na Figura 4.3. Esta configuração equivalente resulta em uma implementação com estruturas de micro-ondas mais conveniente, podendo ser empregada tanto para filtros passa-baixas quanto passa-faixas, apresentando a mesma resposta em frequência. Um inversor ideal é representado como um quadripolo sem perdas, recíproco e independente da frequência, cuja principal propriedade é a inversão da impedância (ou admitância) (Entesari, 2006). Os inversores de impedância são também conhecidos como inversores-K e inversores-J são usuais para inversão de admitâncias. A Figura 4.4 descreve um inversor ideal. Outra importante propriedade dos inversores J - K é demonstrada em (Hong e Lancaster, 2001b), onde um indutância série com inversores em cada lado, é vista como uma capacitância paralelo em seus terminais externos. Do mesmo modo que uma capacitância paralelo é vista como uma indutância série. Tal propriedade que torna possível o uso de inversores de impedância/admitância em projeto de filtros.

Como mencionado, o aumento da frequência de operação resulta em valores impraticáveis para componentes discretos. Desta forma, Matthaei et al. (1980) demonstrou que é possível substituir circuitos ressonantes LC por circuitos distribuídos, como ilustrado na Figura 4.5. Tal substituição é realizada de modo que haja uma equivalência das susceptâncias e reatâncias entre os circuitos distribuídos e circuitos concentrados LC na frequência de ressonância. Os circuitos distribuídos



(a)



(b)

Figura 4.3: Filtros passa-bandas a) com inversores de impedância. b) com inversores de admitância.

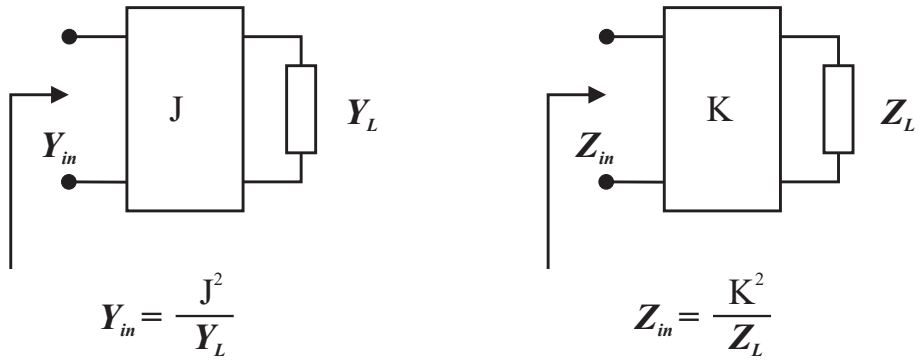


Figura 4.4: Modelo de rede dos inversores de admitância/impedância

podem ser cavidades de micro-ondas, ressonadores CPW/micro-fita ou qualquer outro tipo de estrutura ressonante.

Inversores K e J são basicamente idênticos quanto sua funcionalidade no circuito, mas diferem na implementação física em uma estrutura planar, normalmente conhecidos como inversores indutivos e capacitivos respectivamente. A Figura 4.6 traz o modelo elétrico de inversores K e J realizados em linhas de transmissão. As referências (Jr. e Forse, 1994) e (Kraus et al., 2004) apresentam concepções práticas para inversores K e J em filtros reais. Tipicamente, inversores indutivos são projetados como trechos de linha de alta impedância e comprimento elétrico menor que $\pi/4$ rad, curto-circuitando a linha de condução com o plano de terra. Inversores capacitivos são usualmente empregados sob a forma de gaps entre linhas de condução ou mesmo como capacitores MIM conectando suas linhas de transmissão diferentes.

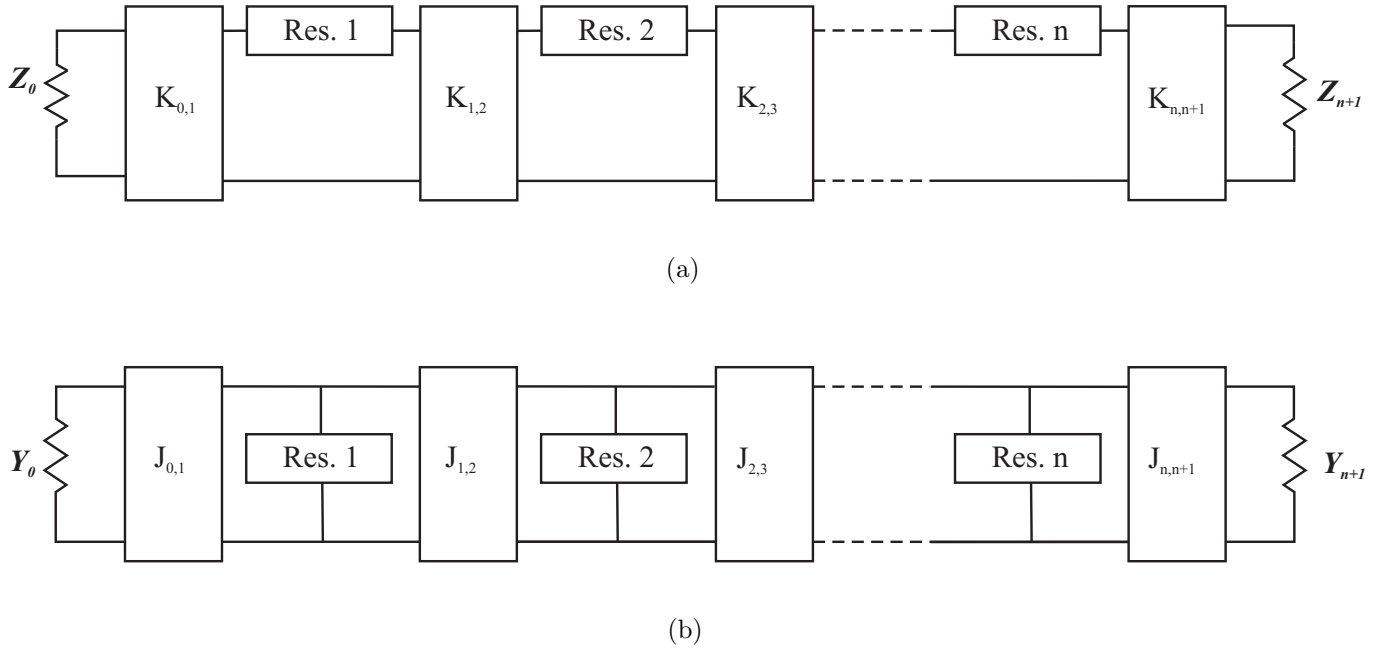


Figura 4.5: Filtros passa-bandas utilizando circuitos distribuídos.

4.3 Filtro Passa-Bandas Planar

As configurações de filtros passa-bandas apresentadas na Figura 4.5 são de considerável importância prática devido a simplicidade de implementação. De fato os dois circuitos são duais e compostos por estruturas ressonantes acopladas entre si por meio de inversores (indutivos ou

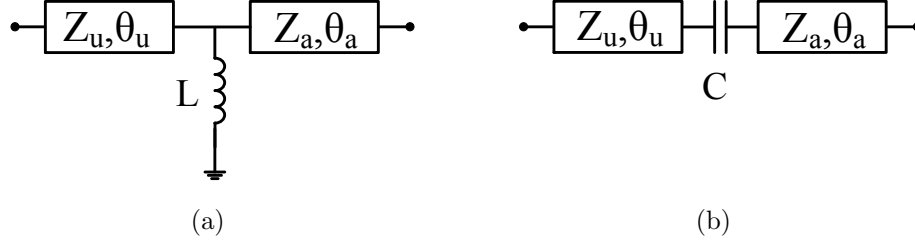


Figura 4.6: Modelo Elétrico a) Inversor-K usando indutor em paralelo b) Inversor-J com capacitor em série.

capacitivos), cujas suas terminações de entrada e saída estão normalmente conectadas a impedâncias de fonte e carga equivalentes a 50Ω . As estruturas ressonantes compreendem-se como trechos de linha CPW, onde o comprimento elétrico guiado é aproximadamente 180° na frequência central de passagem do filtro. Para simplificação do projeto, todas as estruturas ressonantes apresentem a mesma impedância característica, de tal forma, que a maioria dos esforços são voltados para caracterização dos inversores de acoplamento. Os inversores-K tendem a refletir os níveis de baixa impedância nas terminações (*short – ended*) de cada ressonador, os quais podem ser demonstrados operarem como ressonadores série. Todavia esta ressonância série quando vista dos terminais externos do inversor é interpretada pelo circuito como uma ressonância paralela. De modo análogo, os inversores-J refletem níveis de alta impedância nas terminações (*open – ended*) de cada ressonador, que opera como uma ressonância série (Matthaei et al., 1980).

A principal vantagem deste tipo de filtro é a possibilidade de cada ressonador poder ser testado individualmente. Se uma seção de guia de onda é posta entre acopladores indutivos/capacitivos, esta pode ser desacoplada do restante da estrutura e testada, de forma que cada seção ressonante apresente frequência de ressonância igual a ω_0 . Para filtros planares acoplados por inversores-K, o conjunto de equações de projeto é definido por:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{BW}{g_0 g_1}} \quad (4.16)$$

$$\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\pi \cdot BW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_0 g_1}} \quad (4.17)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{BW}{g_n \cdot g_{n+1}}} \quad (4.18)$$

Onde K é o coeficiente de acoplamento, Z_0 é a impedância da fonte e g_n representa os coeficientes Chebyshev normalizados. Para cada inversor de impedância existe uma reatância paralela associada dada por:

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}}{\left(1 - \frac{K_{j,j+1}}{Z_0}\right)^2} \quad (4.19)$$

Como apresentado em (Hong e Lancaster, 2001b) inversores-K possuem seu comprimento elétrico negativo, e proporcional à reatância do acoplamento. Desta forma o comprimento elétrico π rad dos ressonadores deve ser corrigido de forma a se obter a ressonância na frequência adequada. Assim o comprimento elétrico final das seções ressonantes é dada por:

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2X_{j-1,j}}{Z_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2X_{j,j+1}}{Z_0} \right) \right] \quad (4.20)$$

Onde $X_{j,j+1}$ and θ_j são obtidos na ressonância. O segundo termo da equação 4.20 indica a absorção do comprimento elétrico negativo associado aos inversores-K pelos ressonadores de meio comprimento de onda. De modo dual, o projeto dos inversores-J pode ser baseado no exposto acima. A Figura 4.7 apresenta diagrama simplificado de um trecho de linha CPW acoplada indutivamente atuando como seção ressonante para projeto de filtros planares, e seus respectivos comprimentos elétricos.

4.4 Projeto Filtro Estático

Em projetos de filtros planares para frequências de micro-ondas e ondas milimétricas, a primeira solução é o emprego de linhas CPW ou micro-fita, as quais podem convenientemente ser fabricadas com o auxílio de processos litográficos bem conhecidos. O uso das estruturas coplanares têm despertado um maior interesse por parte dos projetistas de circuitos integrados por apresentar uma série de vantagem sobre implementações em micro-fita, dentre elas podemos destacar a maior integração de componentes série ou paralelo sem a necessidade de vias, a maior

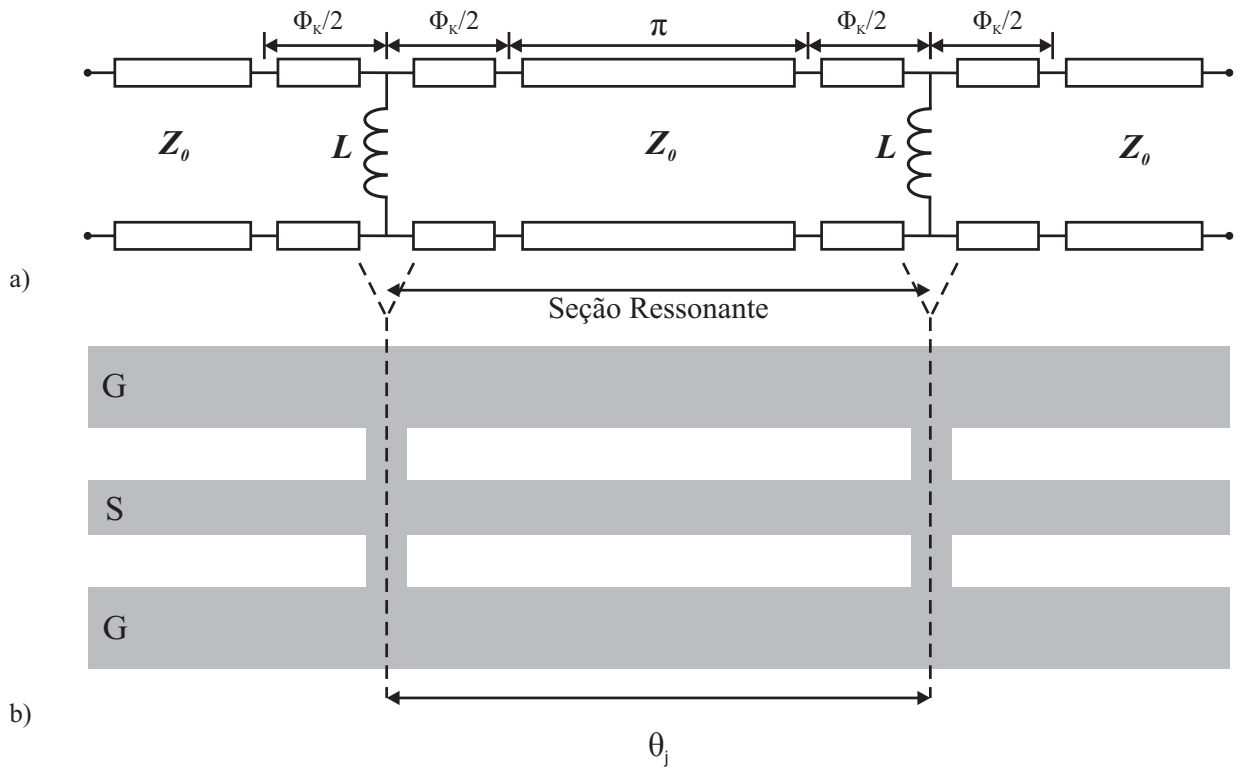


Figura 4.7: Diagrama esquemático de seção ressonante acoplada indutivamente: a) Modelo elétrico b) Realização em topologia CPW. $\Phi_K < 0$ representa o comprimento elétrico do inversor de impedância.

robustez de seus parâmetros elétricos à variações da espessura do substrato, menores perdas ôhmicas para ampla gama de impedâncias (Everard e Cheng, 1993) e perdas por radiação (Williams e Schwarz, 1983).

Uma vez optado pelo tipo de estrutura planar a ser implementada, voltamos nossa atenção à topologia de filtro. Como mostrado nas sessões, anteriores podemos projetar filtros planares através do acoplamento direto (inversores-K) ou acoplamento indireto (inversores-J) das estruturas ressonantes através de conexões indutivas ou capacitivas respectivamente. Acoplamentos capacitivos são facilmente realizados através de cortes no condutor central da linha CPW formando-se *gaps* capacitivos, onde as capacitâncias de acoplamento são controladas pelo espaçamento do *gap* e largura da linha de sinal da CPW. Tal estrutura mantém as principais vantagem de uma topologia CPW, como planaridade, robustez altura do substrato e fácil integração com circuitos monolíticos, no entanto, resulta em altas perdas por radiação uma vez que os campos elétricos concentrados nos *gaps* irradiam similares a dois dipolos simples, um em cada extremidade das linhas ressonantes, assim como uma antena *patch*.

Um modo de suprimir esta deficiência para trabalharmos com acoplamentos capacitivos é a utilização de capacitores MIM ou interdigitados, porém neste casos, assim como os gaps capacitivos, ficamos limitados à máxima resolução da tecnologia de fabricação disponível. Em frequências de operação acima de 10GHz e bandas de passagem maiores que 5% os capacitores externos são demasiadamente grandes requerendo espaçamento entre linhas cada vez menores, chegando a próximos de $1\mu\text{m}$ dependendo da largura da linha CPW ou dos *fingers* dos interdigitados. Quando vislumbramos capacitores MIM com baixos valores, o processo requer principalmente um grande controle da camada dielétrica depositada, substratos de altíssima planicidade e ótima definição das pequenas áreas das placas dos capacitores, o que resulta em aumento nos custos de fabricação.

Como uma alternativa viável a todos estes empecilhos adotamos o uso de uma topologia de acoplamento indutivo direto realizado através de curto-circuitos nas linhas CPW. A maneira mais conveniente de se implementar este tipo de inversor-K é criar um curto-circuito entre a linha de sinal e o plano de terra através de conexões de alta impedância e comprimento elétrico menos que $\pi/4$ (Matthaei et al., 1980). A realização deste tipo de conexão para topologias CPW é ilustrada em Jr. e Forse (1994).

Como o intuito deste trabalho é o desenvolvimento de um filtro sintonizável MEMS baseado nos conceitos apresentados por Matthaei et al. (1980) descritos acima, o primeiro passo deste estudo foi a implementação de um filtro estático utilizando os parâmetros provenientes do método em questão de forma a validá-lo. Para tal, simulações utilizando um modelo de circuitos elétricos e um modelo de estrutura planar 3D-EM foram realizados com o auxílio dos *softwares* ADS e Sonnet respectivamente.

Ao iniciar-se o projeto deste tipo de filtro planar, alguns parâmetros devem ser definidos, como impedância característica, frequência central de passagem, largura de banda e valor de *ripple*. Tendo isto o tipo de função de filtragem pode ser apropriadamente escolhido. Definimos assim, um filtro que operasse em 15GHz, com largura de banda de 6% (largura em 3dB) e valor de *ripple* de 0.1dB dentro da faixa de passagem. Seguindo tais especificações, adotamos como melhor topologia a ser empregada a Chebyshev de três pólos, constituída por três estruturas ressonantes (trechos de linha CPW) acopladas indutivamente por quatro indutores em uma composição simétrica de acordo com a Figura 4.8.

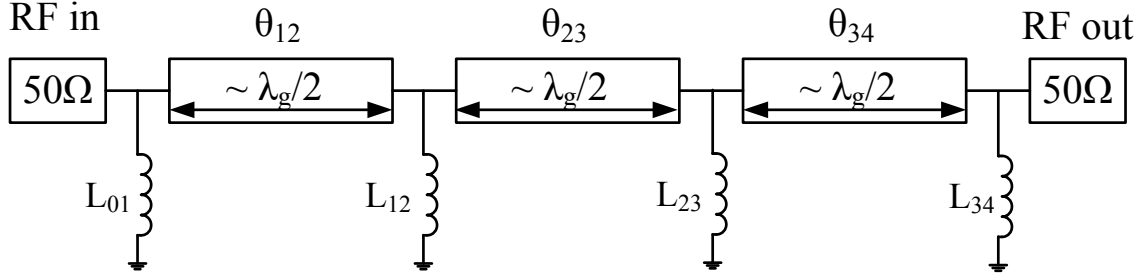


Figura 4.8: Topologia do filtro estático: Chebyshev de 3 pólos.

A Tabela 4.1 traz os parâmetros de composição do filtro planar a ser projetado, bem como, os coeficientes de Chebyshev normalizados utilizados nas equações descritas na seção 4.3. Os valores resultantes dos comprimentos elétricos dos ressonadores de meio comprimento de onda são menores que 180° , uma vez que os mesmo já absorveram o comprimento elétrico negativo proveniente dos inversores-K de acoplamento indutivo.

Tabela 4.1: Parâmetros elétricos filtro estático.

i	g_i	$L_{i-1,i}$	$\theta_{i-1,i}$
0	1	—	—
1	1,0316	183pH	—
2	1,1474	46pH	158°
3	1,0316	46pH	170°
4	1	183pH	158°

De posse dos dados dispostos na Tabela 4.1 estamos aptos a criar um modelo elétrico de um filtro que gere a resposta em frequência desejada, composto de impedâncias de fonte/carga de 50Ω , os indutores de acoplamento L_{01} , L_{12} , L_{23} e L_{34} e as linhas ressonantes de 50Ω com seus comprimentos definidos. Porém, a simulação de sua versão planar ainda necessita de uma análise complementar. Ao projetarmos filtros acoplados indutivamente a impedância característica de cada um dos ressonadores deve ser avaliada de acordo com o fator de qualidade da seção ressonante (isto é, o trecho de linha CPW e seus dois indutores de acoplamento nas extremidades, como disposta na Figura 4.7) com vistas a minimizar perdas ôhmicas e dielétricas.

A determinação desta impedância ótima é feita através de uma série de simulações variando-se as dimensões da linha CPW da seção ressonante, observando o valor do fator de qualidade não-carregado (Q_0), onde o maior valor obtido de Q_0 indica a impedância ótima da linha. O valor

de Q_0 pode ser extraído observando as frequências de ressonâncias discretas de S_{21} , de acordo com a seguinte formulação:

$$Q_L = \frac{f_r}{\Delta f_{3dB}} \quad (4.21)$$

$$Q_0 = \frac{Q_L}{(1 - |S_{21}|)} \quad (4.22)$$

No momento da avaliação do fator de qualidade não-carregado da seção ressonante, o comprimento do indutor de acoplamento (ou seja, a indutância efetiva de acoplamento) não é importante, apenas a impedância da linhas com a qual se obtém o maior fator de qualidade com o uso deste indutor de acoplamento genérico. Neste projeto, assumimos que todas as sessões ressonantes possuem o mesmo Q_0 , e a impedância ótima encontrada foi de 70Ω .

Determinada a impedância ótima da estrutura ressonante, podemos agora criar o *layout* 3D do filtro planar e o esquemático de simulação elétrica. As Figuras 4.9 e 4.10 ilustram o circuito elétrico do filtro simulado no ADS e o *layout* implementado no Sonnet. Na simulação do modelo elétrico não existe radiação de acoplamento entre os elementos concentrados, assim o efeito de acoplamento indutivo é negligenciado de modo que o fator de qualidade não-carregado não é afetado, de forma que podemos utilizar linhas de 50Ω para minimizar as perdas do filtro.

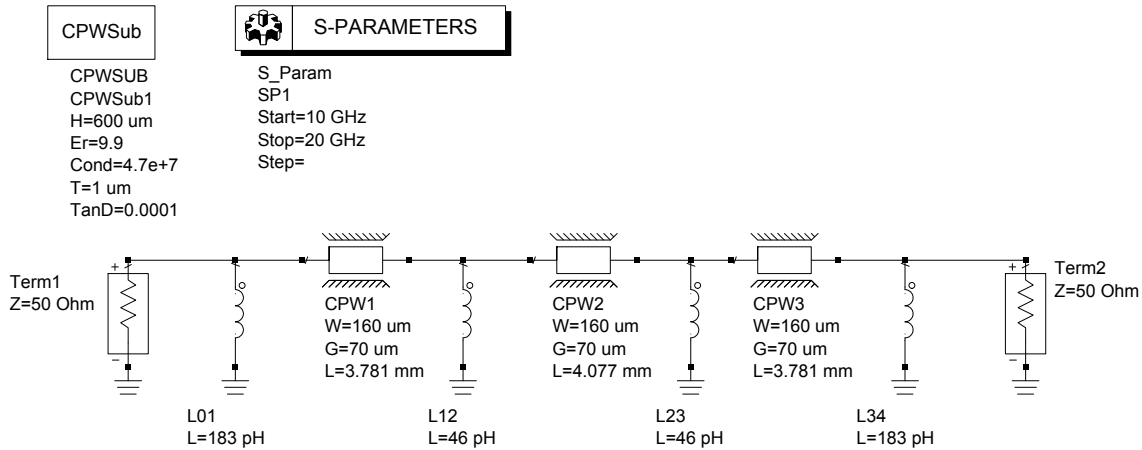
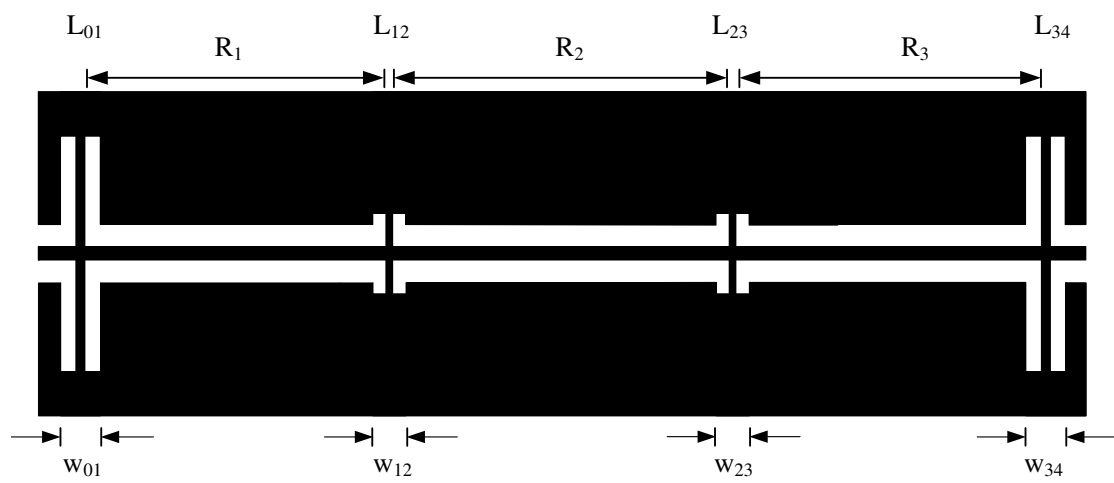
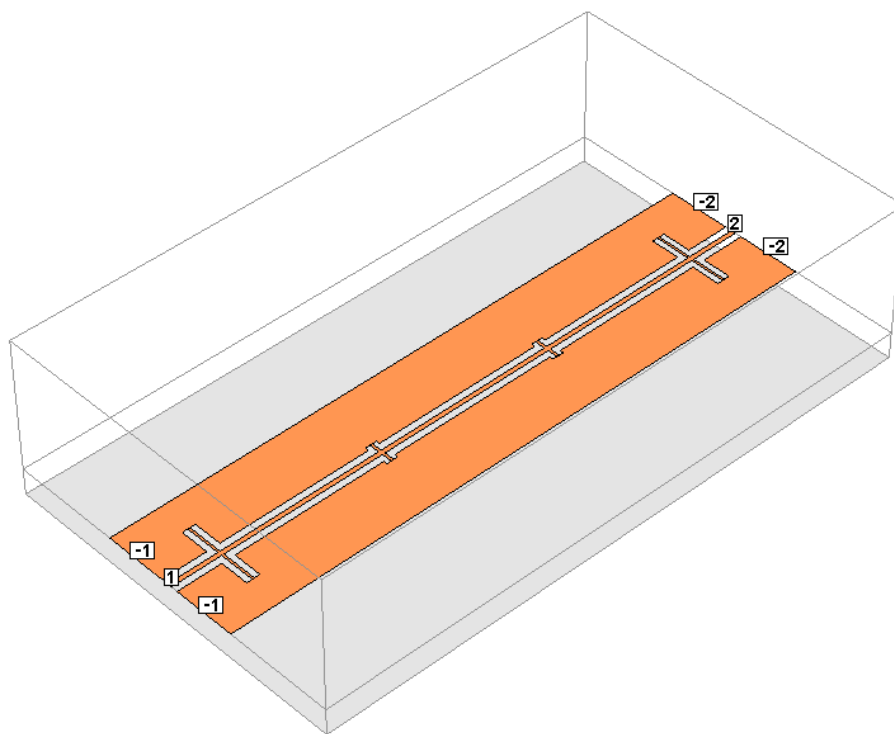


Figura 4.9: Modelo elétrico simulado no ambiente do ADS.

Todas as linhas CPW de 50Ω ($G/S/G = 70/160/70\mu m$) e 70Ω ($G/S/G = 150/100/150\mu m$) foram simuladas considerando camada de $1\mu m$ de Au sobre substrato de Alumina de $600\mu m$ de



(a)



(b)

Figura 4.10: Modelo completo 3D-EM. a) Layout e geometrias b) Ambiente de simulação Sonnet.

espessura, com constante dielétrica, $\epsilon_r=9,9$ e tangente de perdas $\tan\delta=0,0001$. Tais parâmetros são próximos de substratos como GaAs, o que demonstra a viabilidade de integração desta estrutura com circuitos monolíticos.

Na Figura 4.10(a) é bem visual a estrutura do filtro estático composta por 3 linhas de 70Ω acoplada por quatro *stubs* simétricos de alta impedância. Para os indutores L_{01} e L_{34} a largura do condutor central é de $50\mu\text{m}$ e o comprimento equivalente a $790\mu\text{m}$ e a separação entre os planos de terra, $w_{01}=w_{34}=300\mu\text{m}$. Para os indutores internos L_{12} e L_{23} o comprimento do *stub* é de $220\mu\text{m}$ a largura de $60\mu\text{m}$ e $w_{12}=w_{23}=260\mu\text{m}$. As linhas de 70Ω R_1 , R_2 e, R_3 possuem comprimentos equivalentes a $3.725\mu\text{m}$, $4020\mu\text{m}$ and, $3.725\mu\text{m}$ respectivamente.

A Figura 4.11 traz os resultados de simulação obtidos no ADS e Sonnet sobrepostos para comparação e confirmação da precisão do modelo Simulado.

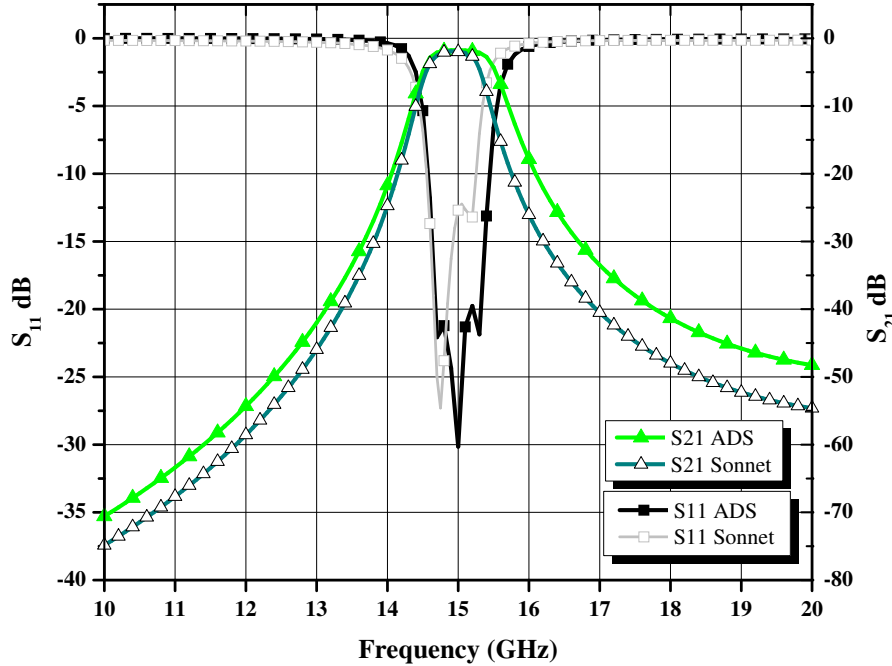


Figura 4.11: Resultados de simulação dos parâmetros-S do filtro estático.

Como esperado os resultados apresentados por ambos os modelos são altamente compatíveis, de modo que com as considerações corretas o modelo 3D reproduz fielmente o circuito elétrico do filtro. A pequena diferença observada nos formatos das curvas, relativos à largura de banda e perdas por inserção estão ligadas ao comprimento do *stub*. Simulações de alta precisão, ou seja, menores valores de *grid* no Sonnet requerem uma grande quantidade de tempo e uma capacidade de hardware indisponível no momento.

O modelo elétrico resulta em perdas de inserção de 2,1dB em 15GHz, associados a perdas no condutor e perdas dielétricas, enquanto que o modelo 3D apresenta perdas maiores de 3,6dB em 14,75GHz. Este aumento é oriundo do fator de qualidade (Q) limitado dos indutores de acoplamento que geram maiores perdas de radiação e do fato de que o modelo elétrico não considera a resistência série do *stub* indutivo. Uma alternativa para melhorar o desempenho seria a inserção de pontes ou *wirebonds* ligando os planos de terra dos *stubs*, entretanto tal método aumentaria a complexidade do projeto.

Os valores das indutâncias de acoplamento foram empiricamente ajustadas variando-se o comprimento e a largura dos *stubs* até que uma resposta aceitável fosse encontrada. Concomitantemente, o valor da indutância interna era acompanhada avaliando-se o valor de Q_L similarmente ao processo de determinação da impedância ótima da linha CPW nas frequências de ressonância de S_{21} . Para a extração da indutância interna do filtro as seguintes formulações foram empregadas (Vogt e Jutzi, 1997):

$$\frac{K}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{4} \frac{|S_{21}|}{Q_L}} \quad (4.23)$$

$$\frac{Z_0}{2\pi f_0 L} = \frac{Z_0}{K} - \frac{K}{Z_0} \quad (4.24)$$

A Figura 4.12 mostra uma fotografia do filtro estático construído e Figura 4.13 ilustra o resultados medidos com o auxílio do analisador de rede HP 8510C, sobrepostos aos simulados para comparação.

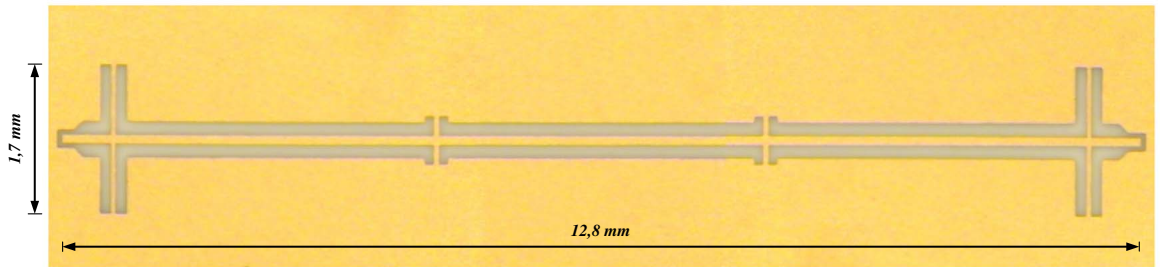
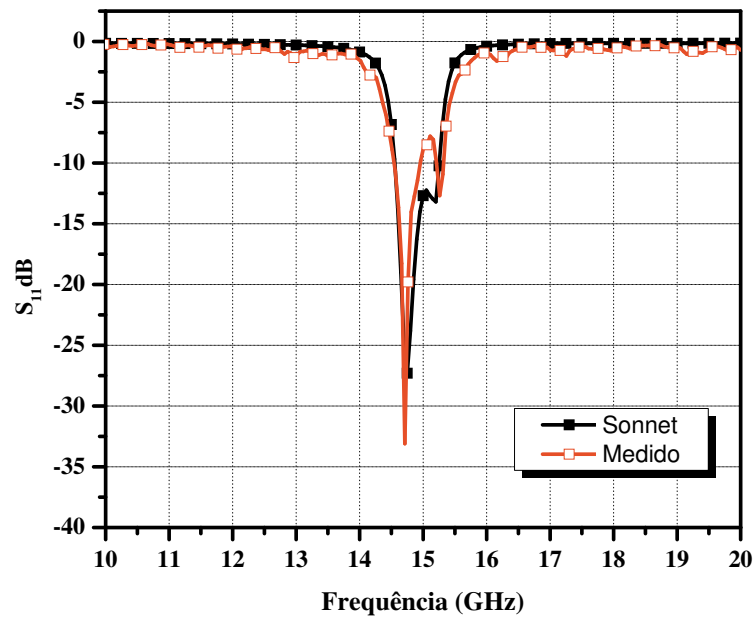
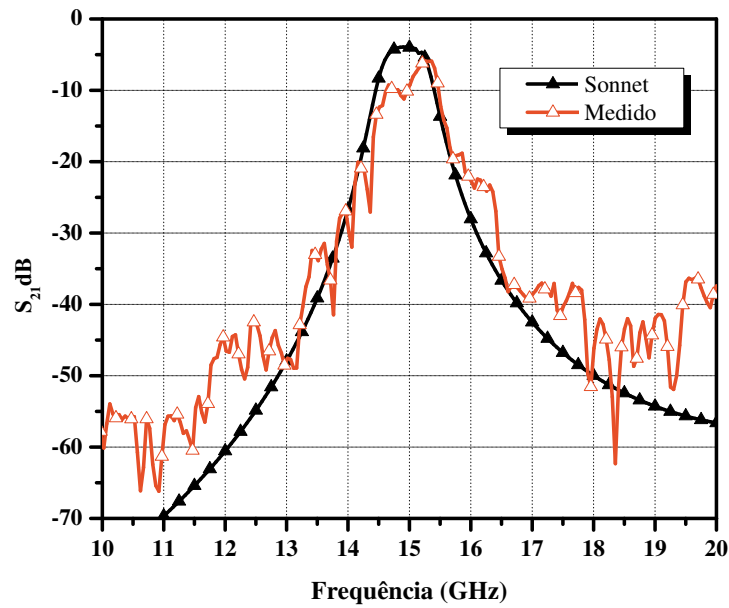


Figura 4.12: Filtro estático construído.



(a)



(b)

Figura 4.13: Resultados medidos dos parametros-S do filtro estático.

4.5 Linhas de Transmissão MEMS Distribuídas - DMTL

Guias de onda e linhas de transmissão carregadas em intervalos periódicos com obstáculos idênticos, como elementos reativos (capacitores) ou dispositivos semicondutores (transistores ou diodos Schottky), são comumente conhecidos como estruturas periódicas. O interesse em estruturas guiadas deste tipo é atribuído às suas duas propriedades básicas, comuns à toda estrutura periódica: 1) características passa-bandas e *stop – band* e 2) suportam ondas com velocidades de fase bem menores que a velocidade da luz (Collin, 1992). Tal conceito mostrou-se muito útil, e vem sendo empregado em vários tipos de dispositivos de micro-ondas como casadores (Shen e Barker, 2005b), deslocadores de fase (Liu et al., 2000), filtros (Tamijani et al., 2003), amplificadores e linhas de transmissão não-lineares (Rodwell et al., 1994). As cargas periódicas ao longo dos guias de onda não se limitam apenas a dispositivos reativos ou semicondutores, Baker (1999) em seu trabalho apresenta um novo conceito de estrutura, onde as cargas distribuídas estão sob a forma de capacitores variáveis MEMS, as quais apresentam maior largura de banda e sintonia com baixas atenuações. Este novo modelo de estrutura periódica é referido por DMTL (Distributed MEMS transmission lines).

Estruturas DMTL consistem em linhas de transmissão de alta impedância ($>50\Omega$) carregadas periodicamente por chaves MEMS igualmente espaçadas. Tais dispositivos podem ser projetados utilizando diferentes tipos de linhas de transmissão, entretanto a topologia sobre linhas CPW tornou-se dominante devido sua maior simplicidade de projeto e fabricação além de resultar em melhor desempenho de RF (Liu, 2002). A Figura 4.14 ilustra uma estrutura DMTL típica empregada neste trabalho. Cada uma das chave MEMS são igualmente espaçadas por uma distância s , possuem largura de ponte w , comprimento l , espessura t e altura inicial g_0 . Normalmente estruturas DMTL são conectadas a portas de 50Ω (entrada e saída), e a quantidade de chaves são determinados de acordo com as regras de projeto.

O carregamento periódico de linhas CPW com cargas capacitivas MEMS resulta na criação de uma estrutura periódica *slow – wave*, cuja velocidade de fase e o comprimento elétrico podem ser controlados variando a capacitância de carga de cada chave MEMS através da tensão de polarização aplicada em seus terminais.

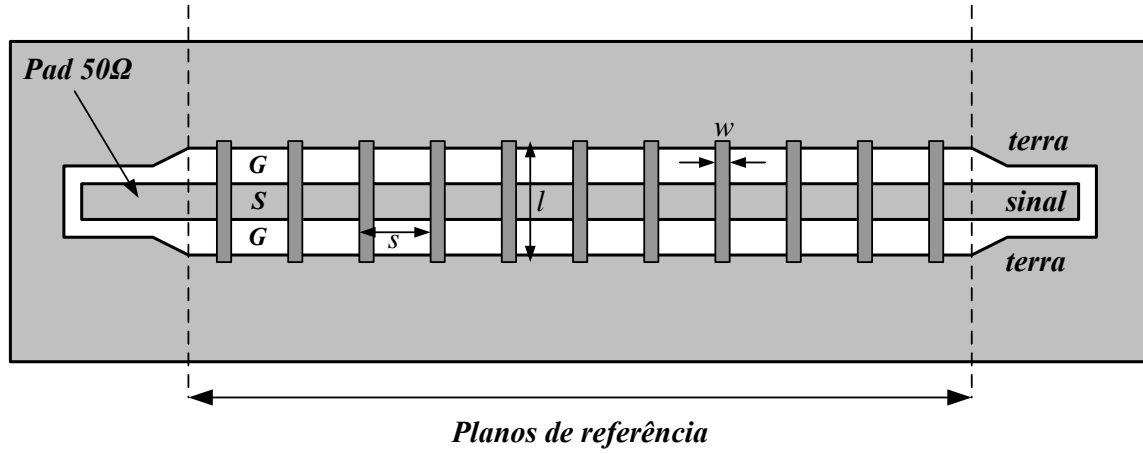


Figura 4.14: *Layout* e geometria de DMTL construído em topologia CPW, conectado a pads de 50Ω de entrada e saída.

4.5.1 Modelo Analítico

As linhas DMTL podem ser modeladas com circuitos distribuídos que incorporam elementos concentrados em uma linha de transmissão (CAI, 2006). Além disto, circuitos distribuídos tipicamente apresentam modelos analíticos precisos os quais simplificam fortemente a etapa de projeto. Um modelo generalizado para uma estrutura periódica é apresentada na Figura 4.15 (III, 2002), composto por uma célula unitária cascadeada várias vezes para se obter o dispositivo desejado.

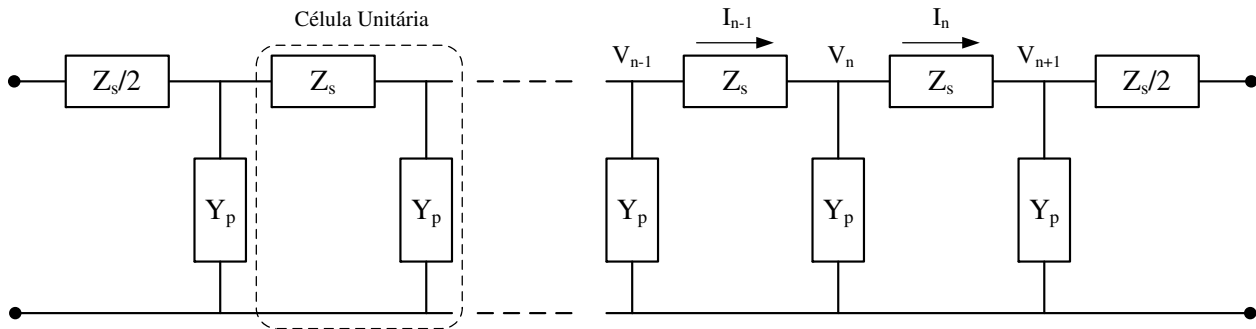


Figura 4.15: Modelo generalizado de uma linha carregada periodicamente com impedâncias série e admitâncias paralelo.

Assumindo uma constante de propagação $\gamma = \alpha + j\beta$, onde α e β são a constante de atenuação por seção e a constante de fase por seção respectivamente, defini-se a equação de onda por:

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma} \quad (4.25)$$

A partir da equação de onda e das relações de tensão e corrente presente nos nós do circuito da Figura 4.15, Rodwell et al. (1994) demonstrou que a impedância característica de uma linha periodicamente carregada é definida por:

$$Z = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} \sqrt{1 + \frac{Z_s Y_p}{4}} \quad (4.26)$$

Para uma seção de comprimento s de linha de transmissão não carregada sem perdas com impedância característica Z_0 e constante dielétrica efetiva ε_{eff} , tem-se, $Z_s = j\omega s L_t$ e $Y_p = j\omega s C_t$, assim substituindo na equação acima:

$$Z = \sqrt{\frac{L_t}{C_t}} \sqrt{1 + \frac{\omega^2 s^2 C_t L_t}{4}} = \sqrt{\frac{L_t}{C_t}} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2} \quad (4.27)$$

Onde $C_t = \sqrt{\varepsilon_{eff}}/c Z_0$ e $L_t = C_t Z_0^2$ são a capacitância e a indutância por unidade de comprimento e $\omega_B = 2/(s\sqrt{L_t C_t})$ é a frequência de Bragg.

Para uma DMTL o modelo apresentado deve ser estendido, adicionando as chaves MEMS à estrutura, sendo estas modeladas idealmente como capacitores em paralelo de acordo com a Figura 4.16. Na Figura C_m representa a capacitância variável da chave MEMS e s o espaçamento periódico entre chaves adjacentes. Usando este modelo a impedância série da linha CPW, $Z_s = j\omega s L_t$ e a admitância paralelo $Y_p = j\omega(s C_t + C_m)$. A partir da equação 4.26, a impedância de uma linha carregada por chaves MEMS é definida por:

$$Z_L = \sqrt{\frac{s L_t}{s C_t + C_m}} \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{4} s L_t (s C_t + C_m)} = \sqrt{\frac{s L_t}{s C_t + C_m}} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2} \quad (4.28)$$

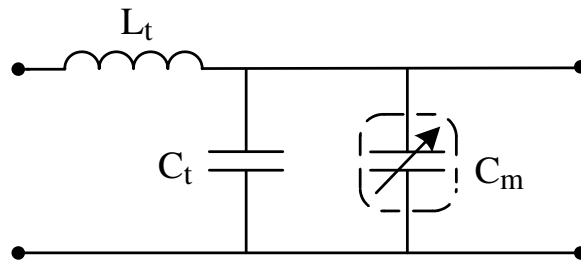


Figura 4.16: Modelo esquemático de uma célula unitária DMTL.

Toda estrutura periódica possui uma frequência de operação limite devido à reflexão Bragg (Barker e Rebeiz, 1998), indicando a frequência onde a impedância característica da linha é zero (Palei et al., 2005), causando reflexão total da potência incidente. Resolvendo a equação de impedância (4.28) para $Z_L=0$, denotamos a frequência de Bragg para estruturas DMTL por:

$$\omega_B = 2/(\sqrt{sL_t(sC_t + C_m)}) \quad (4.29)$$

Em muitos circuitos distribuídos esta frequência de corte pode ser projetada de modo que não limite o desempenho do dispositivo, contudo, os componentes discretos devem apresentar frequência máxima de operação de mesma ordem. Entretanto, para estruturas DMTL a frequência de ressonância das chaves MEMS em *up - state* é da ordem de 300 - 600GHz, por esta razão, a operação desta estrutura periódica é tipicamente limitada pela frequência de Bragg (Rebeiz, 2003).

Para uma linha de transmissão não carregada a velocidade de propagação da onda, v_p , é dada por ω/β , onde desenvolvendo esta equação encontramos $v_p = 1/\sqrt{Z_s Y_p}$. Assumindo o modelo da Figura 4.16, a velocidade de fase de uma onda em uma estrutura periódica é dada por:

$$v_p = \frac{s}{\sqrt{sL_t(sC_t + C_m)}} \quad (4.30)$$

Deste modo, demonstra-se que é possível controlar tanto a velocidade de fase quanto o comprimento elétrico de uma estrutura DMTL através da variação da capacitância total da chave MEMS utilizada como carga na linha. Ao aplicarmos uma tensão DC de polarização nos terminais da chave, a capacitância por unidade de comprimento cresce, ao passo que, a indutância por unidade de comprimento se mantém constante, conseqüentemente tem-se uma redução na velocidade de propagação causando um atraso na onda. Esta propriedade é fundamental no projeto de deslocadores de fase também abordados nesta tese.

4.5.2 Modelo de Circuito

De fato, o modelo analítico para estruturas DMTL apresentado acima, provê um bom entendimento sobre o funcionamento de linhas distribuídas, relativos a variações de impedância e velocidade de fase deste tipo de dispositivo. Entretanto, é desejável o desenvolvimento de um

modelo de circuito que possa ser implementado em um simulador EDA (*Electronic Design Automation*). Com as facilidade e diversidade de elementos disponíveis no *software* ADS, pode-se criar um modelo de circuito para a célula unitária de uma DMTL, ilustrado na Figura 4.17 composta por duas seções de linha de transmissão, que representam a linha CPW sem carga, e um circuito CLR série entre as linhas, representando o modelo elétrico da chave MEMS conforme disposto no Capítulo 2.

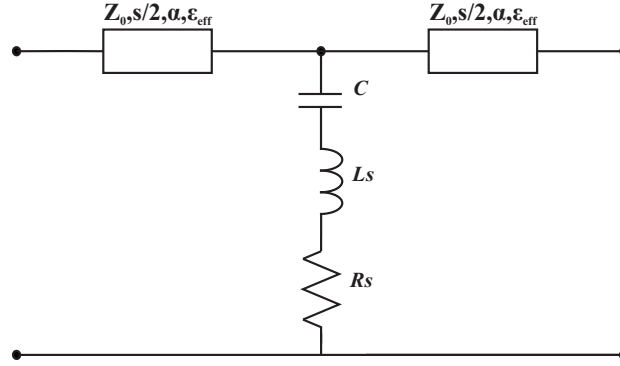


Figura 4.17: Modelo de circuito da célula unitária DMTL.

Uma vez que o modelo da célula unitária representa fielmente o circuito da chave MEMS a ser projetada, o modelo completo da DMTL é inserido no simulador apenas cascadeando-se o número de celular unitárias necessárias que resultem no desempenho esperado.

Na figura temos Z_0 , como a impedância não-carregada da linha, s , o espaçamento entre as chaves MEMS, α , a atenuação da linha não-carregada e, ϵ_{eff} , a constante dielétrica efetiva da linha. C , L_s , R_s , representam a capacitância variável da chave, a indutância e resistência série da membrana, cujos métodos de extração de seus valores já foram apresentados.

4.6 Deslocador de Fase

Deslocadores de fase são comumente usados quando almejamos o atraso da fase ou da temporização do sinal, podendo ser aplicados em sistemas de instrumentação e circuitos de comunicação, principalmente em dispositivos como *phased array antennas* para aplicações em radares. Neste caso, os deslocadores de fase são posicionados em cada elemento radiante de arranjo, permitindo que feixe da antena seja redirecionado sem a necessidade de uma movimentação mecânica.

O projeto deste tipo de dispositivo sendo ele empregando diodos p-i-n, chaves FET ou mesmo chaves MEMS é baseado em três técnicas principais:

- Linhas Chaveadas;
- Linhas de Reflexão;
- Linhas com Carga Distribuída.

O deslocador de fase desenvolvido neste trabalho é baseado na técnica de cargas distribuídas, que por sua vez apresenta bons resultados de operação até 35GHz com perdas de inserção menores que 2,0dB para um deslocamento de fase de aproximadamente 50°. Como apresentado, deslocadores de fase baseados em DMTL consistem em linhas CPW de alta impedância periodicamente carregadas com capacitâncias variáveis sob a forma de chaves MEMS atuadas eletrostaticamente. Onde através de uma tensão DC de controle, variamos analogicamente a altura das membranas suspensas e conseqüentemente o valor das capacitâncias de carga ao longo das linhas e por sua vez suas características de propagação.

4.6.1 Simulação e Resultados

O deslocamento total de fase alcançado por um deslocador MEMS é avaliado pelo variação da impedância de entrada da linha carregada de acordo com a posição da chave entre os estados *on/off*. Neste projeto, as chaves são projetadas de modo a operarem apenas dentro do regime de estabilidade mecânica da chave, ou seja, a máxima deformação da membrana é limitada em 2/3 de g_0 . Tal medida é tomada de modo a evitar uma total reflexão do sinal de entrada caso uma das chaves da estrutura periódica tenha seu colapso completo.

Em projetos deste tipo de dispositivo, o objetivo é alcançar a maior quantidade de deslocamento de fase possível mantendo um nível de descasamento de impedância aceitável, ou seja, reflexão do sinal de entrada, abaixo ou próximos dos -10dB de S_{11} . Entretanto, esta é uma otimização complicada pois, maiores níveis de deslocamento, exigem maiores de variações de capacitância, e por sua vez resultam no aumento da potência refletida, uma vez que a impedância final da linha fica cada vez mais distante dos 50Ω da fonte e da carga. Tendo isso, o deslocamento final de fase é determinado pela seguinte equação:

$$\Delta\phi = \omega\sqrt{L_T C_T} \left(\sqrt{1 + \frac{C_u}{sC_T}} - \sqrt{1 + \frac{C_d}{sC_T}} \right) = \frac{\omega Z_0 \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{c} \left(\frac{1}{Z_u} - \frac{1}{Z_d} \right) \text{ rads/m} \quad (4.31)$$

Conhecidas as características de propagação do dispositivo e suas limitações, partimos para a etapa de projeto deste trabalho, onde especificamos a impedância característica da linha sem carga, a capacitância de *up – state* da chave o comprimento da seção e a impedância da linha carregada. Projetos no estado-da-arte (Hayden e Rebeiz, 2003) normalmente trabalham com impedâncias de linhas sem carga próximas de 100Ω , onde após aplicadas as cargas, as impedâncias variam de 60Ω a 40Ω , podendo-se obter altos valores de deslocamento de fase, com baixas perdas de inserção. Porém ao trabalharmos com substrato de alumina, que apresenta alta constante dielétrica, 9.9, a otimização se torna limitada por aspectos geométricos. Nestes substratos linhas de alta impedância necessitam de espaçamentos entre planos de terra muito grandes, e largura dos condutores centrais muito pequenas, tais empecilhos, limitam assim o *design* das chaves MEMS. Grandes espaçamentos entre condutores centrais requerem pontes cada vez mais compridas, comprometendo a confiabilidade da fabricação, e condutores centrais muito estreitos reduzem a capacitância efetiva de carga, reduzindo o valor máximo de deslocamento de fase final da estrutura.

Neste contexto o projetista fica limitado em geometria e com o desafio de encontrar o melhor compromisso entre impedância de linha, capacitância de carga e deslocamento de fase. Para este projeto encontramos como solução ótima, uma linha CPW de 70Ω de geometrias G/S/G = $150/100/150\mu\text{m}$, o que nos gera a uma chave com comprimento de $460\mu\text{m}$, equivalente à distância de separação entre os planos de terra adicionados com $60\mu\text{m}$, utilizados como margem de segurança do processo de fabricação, de modo a evitar possíveis danos de desalinhamento de máscara durante etapa de litografia.

Para uma linha sem carga de 70Ω idealizou-se uma impedância de carga up-state (Z_u) de 55Ω de modo que a carga da chave resultasse em impedâncias sempre próximas a 50Ω , minimizando as perdas de retorno. Assim, o próximo passo é definir o espaçamento periódico (s) de separação entre as chaves e o valor da capacitância de *up – state* que resultem em 55Ω . Conhecendo os valores de Z_0 e Z_u uma boa aproximação para o valor de s é (Entesari, n.d.):

$$s = \frac{Z_c c}{\pi f_b Z_0 \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (4.32)$$

Onde f_b é a frequência de Bragg e c a velocidade da luz. Para $f_b=70\text{GHz}$ (duas vezes maior que f_{mx} de operação) o valor estimado do comprimento da seção é de $460\mu\text{m}$.

A chave MEMS projetada para este deslocador de fase possui comprimento $l=460\mu\text{m}$, largura $w=100\mu\text{m}$, espessura de ponte $t=1,5\mu\text{m}$, altura da membrana $g_0=2,0\mu\text{m}$, espessura de dielétrico (SiO_2 , $\varepsilon_r=4,3$)= $2000\text{\AA}$. Com esta geometria a chave gera uma capacitância *up – state* de carga equivalente a $44,2\text{fF}$, onde aplicando a equação 4.28, assumindo que f_b é muito maior que o limite de operação do dispositivo, temos uma impedância $Z_u = 51\Omega$.

Como este valor está próximo dos 55Ω idealizados, aumentou-se o valor de s para $500\mu\text{m}$, e o novo valor de Z_u é de $52,5\Omega$. O comprimento s poderia ser aumentado até que atingíssemos 55Ω , contudo, este comprimento seria maior que $600\mu\text{m}$, acarretando em um aumento excessivo do comprimento final da estrutura, uma vez que este seria o espaçamento entre apenas 2 chaves. A Tabela 4.2 sumariza os dados do deslocador de fase projetado, que serão inseridos no simulador de circuitos ADS para comparação com a célula unitária modelada no simulador 3D-EM Sonnet. Os parâmetros elétricos da chave são provenientes da extração realizada após caracterização eletromagnética da chave.

Tabela 4.2: Resumo dos parâmetros elétricos da célula unitária DMTL

Linha CPW	Chave MEMS
$Z_0 = 70\Omega$	$l = 460\mu\text{m}$
$C_t = 110 \text{ pF/m}$	$w = 100\mu\text{m}$
$L_t = 540 \text{ nH/m}$	$t = 1,5\mu\text{m}$
$\varepsilon_{eff} = 5,375$	$t_d = 2000\text{\AA}$
$Z_u = 52,5\Omega$	$C_u = 44,2\text{fF}$
$Z_d = 49\Omega$	$C_d = 56\text{fF}$
$s = 500\mu\text{m}$	$L_s = 27,14\text{pH}$
$f_b = 70\text{GHz}$	$R_s = 0,05\Omega$

Com os parâmetros elétricos da célula unitária extraídos, montamos um modelo de simulação elétrica, análogo ao apresentado na Figura 3.10, e comparamos com os resultados de simulação 3D-EM por meio dos parâmetros-S obtidos. Caracterizada com boa precisão a célula unitária, a concepção final do deslocador de fase tornou-se simples; basta cascatear as células de acordo com o número de seções desejadas para o dispositivo. Neste trabalho, o numero de seções, n , foi definido igual a 15. Mais seções poderiam ter sido empregadas, no entanto a limitação de 15 unidades, deu-se por uma limitação de espaço físico na lâmina de Alumina de 2 pol², uma vez que todas as estruturas foram construídas com várias cópias idênticas, o que ocupou uma

grande área do substrato. A Figura 4.18 ilustra o *layout* final do deslocador de fase desenvolvido no Sonnet, o mesmo *layout* empregado nas máscaras para fabricação e a Figura 4.19 traz uma comparação entre os resultados de medida do deslocador de fase e a simulação 3D-EM.

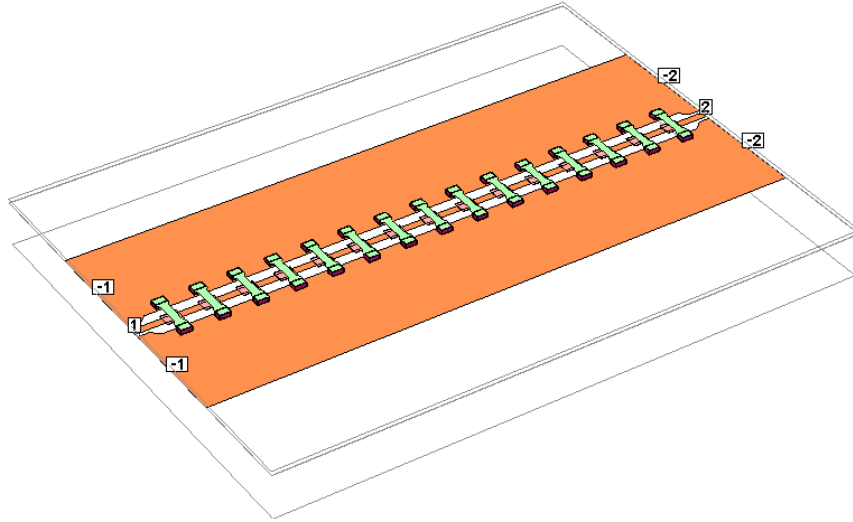


Figura 4.18: Layout do deslocador de fase implementado no Sonnet (fora de escala).

Podemos também verificar por meio da simulação de circuito o valor da frequência de Bragg da estrutura DMTL e confirmar se a mesma vai de encontro ao especificado inicialmente em projeto. A Figura 4.20 simula o deslocador de fase de 100MHz a 80GHz, onde espera-se que f_b seja igual a 70GHz.

Constatamos que a reflexão total do sinal incidente ocorre em 70GHz, caracterizando como f_b . Isto ocorre, pois nesta frequência a impedância característica da linha da linha torna-se zero, caracterizando como descasamento máximo entre a impedância da fonte e da linha.

Novamente, os resultados de simulação dos dois modelos apresentam grande coerência entre si, onde as variações mais significativas são observadas quando comparamos os valores de perdas de inserção (S_{21} dB). Tais desvios ocorrem devido ao modo com que cada *software* de simulação consegue inserir os efeitos de perdas ôhmicas e acoplamento de substrato em seus algoritmos de simulação. Desta maneira, temos como mais próximo da realidade os valores provenientes da simulação 3D-EM, uma vez que esta analisa de fato o comportamento de uma estrutura 3D imersa em um campo eletromagnético. Entretanto, a extração de um modelo elétrico de circuito eficiente, como o aqui apresentado, também traz benefícios, já que o tempo de simulação é consideravelmente menor.

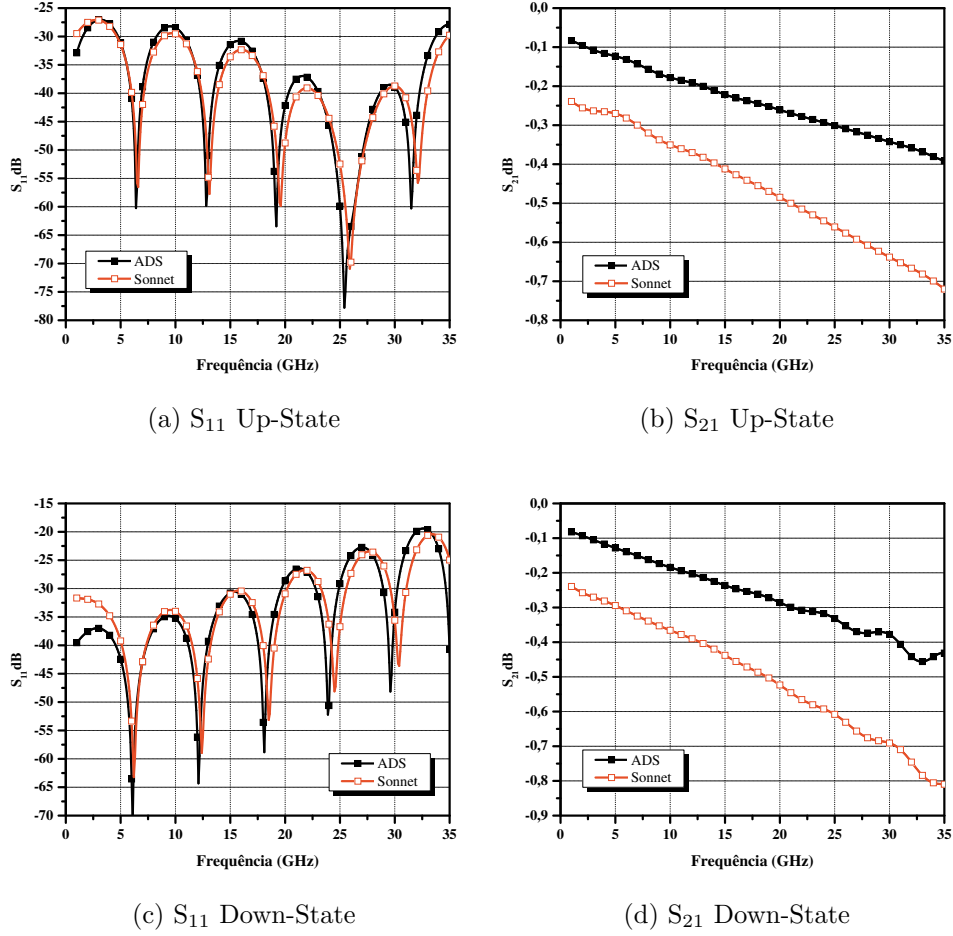


Figura 4.19: Resultados de simulação do deslocador de fase MEMS.

Simuladas as estruturas e verificado o seu desempenho satisfatório para frequências até 35GHz, passamos para a etapa de implementação física, onde seguindo os procedimentos descritos no Apêndice C, construímos o deslocador de fase com auxílio dos recursos disponíveis no LMF-LNLS. A Figura 4.21 traz uma fotografia do deslocador de fase fabricado, composto por 15 chaves MEMS igualmente espaçadas e um comprimento total equivalente a 8mm (7,5mm decorrentes da estrutura DMTL + 500 μ m para os 2 pads de RF).

Para realizarmos as medidas de RF do deslocador de fase utilizamos o analisador vetorial de rede HP 8510C (0 - 35GHz), um conjunto *coplanar cascade probes* com *pitch* de 150 μ m e uma fonte de tensão DC. Para medirmos o estado down das chaves MEMS do deslocador de fase, aplicamos uma tensão DC máxima de 35V (limite do bias-tee interno do HP8517B). A Figura 4.22 traz os resultados de medida comparados com os resultados de simulação 3D-EM do Sonnet.

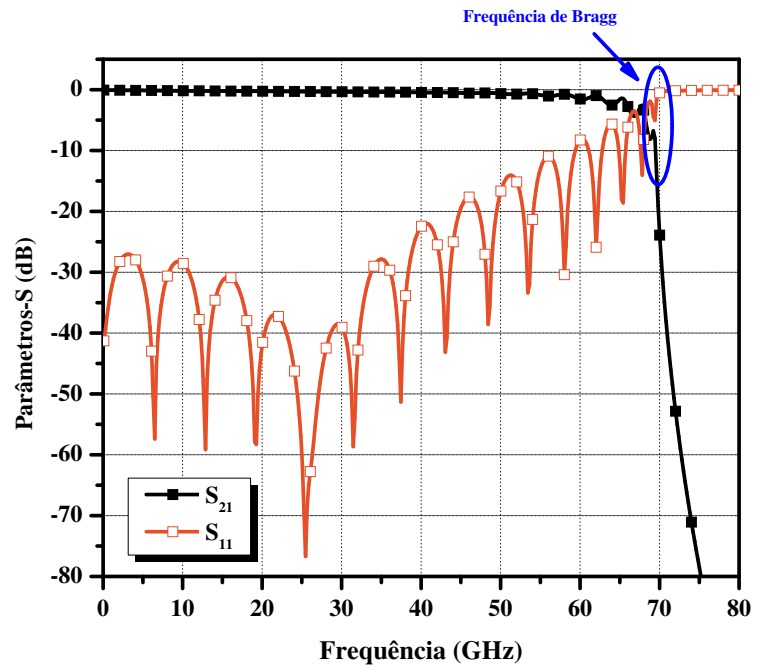


Figura 4.20: Extração da Frequência de Bragg do Deslocador de Fase.

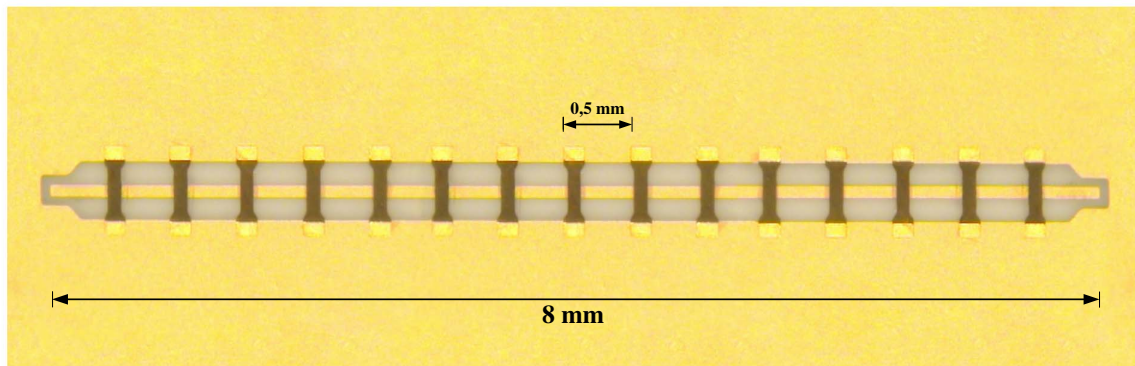
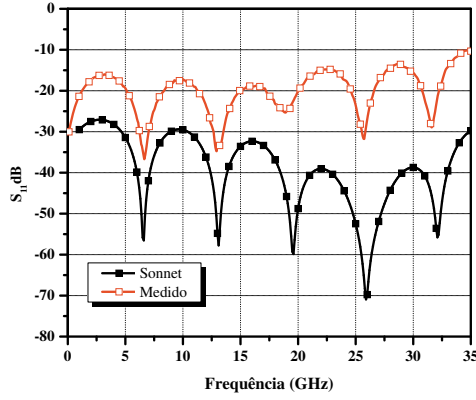
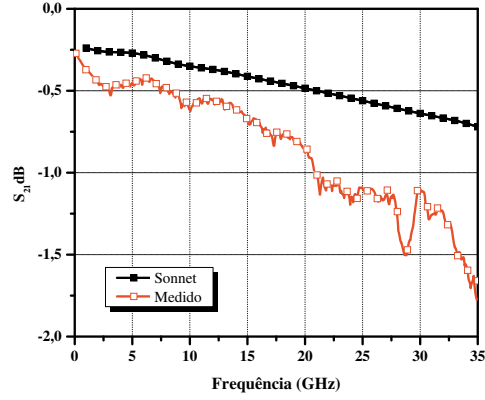


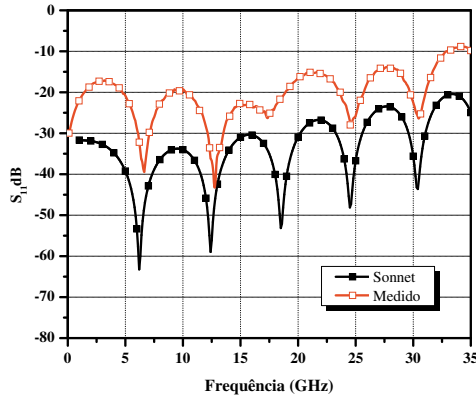
Figura 4.21: Deslocador de Fase construído.



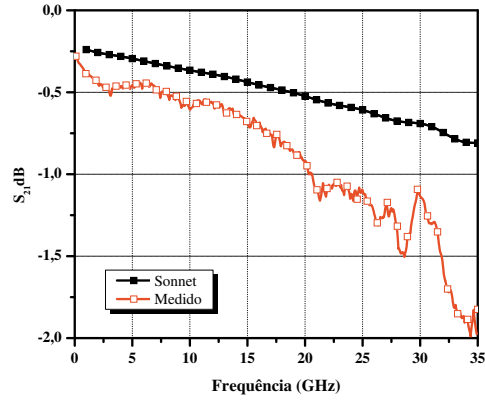
(a) S_{11} Up-State



(b) S_{21} Up-State



(c) S_{11} Down-State



(d) S_{21} Down-State

Figura 4.22: Medidas dos parâmetros-S do deslocador de fase MEMS.

Ao analisarmos as Figuras 4.22(a) e 4.22(c) não fica clara a variação do comprimento elétrico final da estrutura evidenciada pela redução dos valores de ressonância de S_{11} , mas sobrepondo as curvas medidas para os estados *off/on* da chave (Figura 4.23), observamos claramente a partir de 10GHz uma redução mais significativa na velocidade de fase e assim um aumento do comprimento elétrico efetivo da linha, mesmo para uma variação pequena da capacitância de carga.

Observando-se os resultados da Figura 4.22 notamos um incremento significativo das perdas por inserção e reflexão quando comparado com os resultados de simulação e um pequeno desvio das ressonâncias de S_{11} nas frequências simuladas. Tal fato nos leva a concluir que a estrutura construída difere da originalmente projetada em termos de impedância de entrada e capacitância inicial da chave. Uma verificação realizada com o auxílio do microscópio óptico, revelou que as

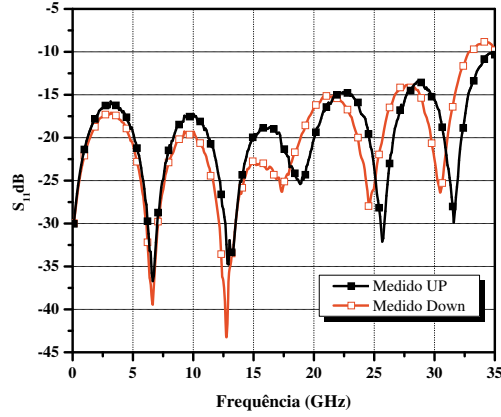


Figura 4.23: Medidas de S11 do Deslocador de Fase nos estados Up/Down.

dimensões da linha CPW sem carga originalmente projetadas para $G/S/G = 150/100/150\mu\text{m}$, estão agora com $G/S/G = 160/80/160\mu\text{m}$, o que caracteriza uma impedância sem carga de 76Ω .

Esta alteração verificada na geometria do deslocador de fase é atribuída a um descontrole no processo de fabricação durante a etapa de abertura das linhas, denominado *overetching*, que resulta em uma corrosão além do determinado pelo projetista. O *overetching* pode ter sido causado por uma série de fatores, como, tempo excessivo de imersão da lâmina na solução de corrosão, temperatura da solução maior que especificada, ou até mesmo deformações no fotorresiste que protege as áreas que não devem ser atacadas no processo de corrosão.

A partir da matriz-S simulada/medida do deslocador de fase, podemos extrair o valor de impedância de entrada da linha e finalmente verificar o desempenho do dispositivo projetado em termos do deslocamento total de fase do sinal incidente. A determinação da impedância de carga da linha é realizada convertendo-se a matriz-S em matriz ABCD e isolando o valor da impedância conforme mostrado no Apêndice E. Tal operação é realizada com auxílio do *software* ADS cujos recursos de cálculo matricial são otimizados para este tipo de tarefa. De posse do comportamento da impedância ao longo do intervalo de frequências de 0,1GHz a 35GHz, calculamos o deslocamento de fase do dispositivo medido. A Figura 4.25 apresenta a impedância simulada e a medida para os estados up e down da chave, juntamente com o deslocamento de fase calculado.

Como esperado, a impedância de carga medida seria superior ao simulado devido ao problema de *overetching* de fabricação alterando a geometria. Porém, analisando a quantidade de

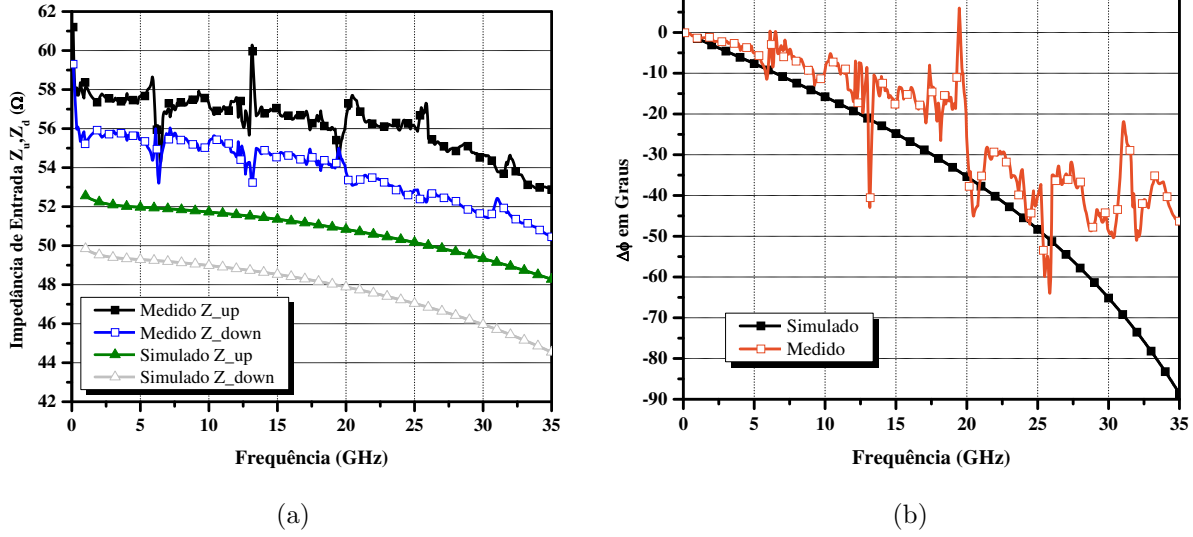


Figura 4.24: Impedância de entrada e Deslocamento de Fase Medidos

deslocamento total de fase medido, constatamos que a diferença das impedâncias entre os estados off/on medido também diverge do simulado sendo ligeiramente menor. Tal redução na variação de impedância degradou o desempenho do dispositivo quando comparado com o projetado. Associamos, esta diminuição a razão de impedância aos valores de C_u e C_d da estrutura, pois, como o condutor central da linha CPW tornou-se mais estreito, em $20\mu\text{m}$, a área de intersecção dos eletrodos da chave, responsáveis pela determinação da capacitância da estrutura, também reduziu, implicando em capacitâncias de chaves menores, fator este que também explica as pequenas diferenças nas frequências de ressonância de S_{11} mostrados na Figura 4.22.

Com o intuito de melhor entender este dispositivo que diverge da concepção inicial, desenvolvemos uma nova simulação elétrica que ajuste seus resultados com as curvas de RF medidas para assim extrairmos os parâmetros elétricos do deslocador de fase construído. Este processo é familiarmente conhecido como *fitting*, e é amplamente utilizado por projetistas de dispositivos MEMS. A Tabela 4.3 traz os novos parâmetros de simulação ajustados que melhor descrevem a estrutura.

Tabela 4.3: Resumo dos parâmetros elétricos da célula unitária DMTL

Linha CPW	Chave MEMS
$Z_0 = 70\Omega$	$C_u/C_d = 39/44\text{fF}$
$G = 160\mu\text{m}$	$L_s = 27,8\text{pH}$
$S = 80\mu\text{m}$	$R_s = 0,8\Omega$

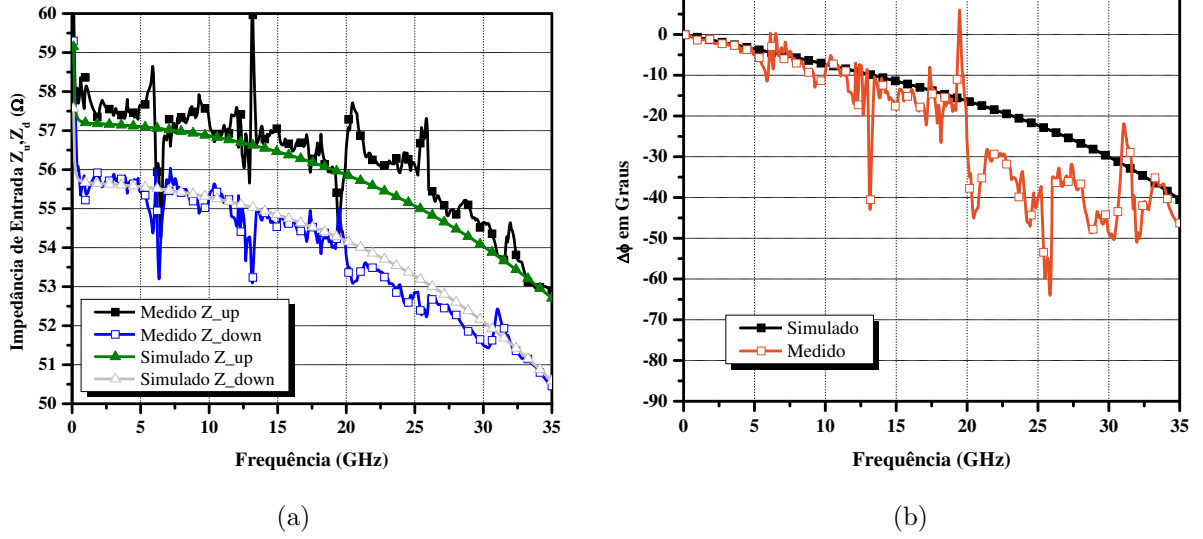


Figura 4.25: Curvas de ajuste do modelo elétrico com os resultados de RF.

4.7 Filtro MEMS Sintonizável

Demonstramos que o método de síntese de filtros planares expostos por Matthaei et al. (1980) resulta em dispositivos que apresentam valores de *ripple* iguais dentro de uma banda de passagem definida e alta isolamento nas faixas de corte. Propusemos um filtro com banda de passagem fixa composto por 3 linhas CPW diretamente acopladas por inversores indutivos, onde cada linha CPW constituía um ressonador cujo comprimento elétrico é equivalente a $\pi/2$ na frequência central de passagem de 15GHz. Os indutores realizados sob a forma de *stubs* curto-circuitados de alta impedância tinham a função de definir a largura de banda estimada em projeto.

Inserimos também o conceito de linhas distribuídas sob a forma das estruturas DMTL, onde linhas de alta impedâncias podem ser carregadas periodicamente por capacitâncias variáveis MEMS, formando uma estrutura *slow-wave* cujas propriedades de propagação como velocidade de fase e comprimento elétrico podem ser controladas a partir da capacitância de carga das chaves MEMS igualmente espaçadas.

O uso desta propriedade de controle do comprimento elétrico das estruturas DMTL é que nos serve como principal instrumento para o projeto do filtro sintonizável implementado neste trabalho. Desta maneira, a habilidade de sintonia de frequências é adicionada aos filtros inicialmente estáticos, substituindo-se cada trecho de linha CPW do filtro estático inicialmente

projetado, por uma estrutura periódica DMTL com impedância e comprimento elétrico equivalentes, onde à medida que a capacitância de carga for alterada, o novo comprimento elétrico de cada seção ressonante será igual a 180° na nova frequência de passagem.

4.7.1 Topologia

Do mesmo modo que o filtro estático a topologia do filtro sintonizável deve ser apropriadamente escolhida, de modo a se obter as melhores respostas em frequência, como forma das curvas e perdas, além da viabilidade de implementação física da estrutura propriamente dita. A topologia deve oferecer a melhor maneira de integração entre as chaves MEMS na estrutura e os inversores de acoplamento, sem que comprometam a funcionalidade de sintonia. Tamijani (2004) em seu trabalho discute algumas formas de acoplamento que podem ser empregadas em topologias de filtros passa-bandas sintonizáveis:

1) Filtro acoplado capacitivamente com cargas igualmente distribuídas: Esta topologia apresenta dois problemas principais: Primeiro, os picos de distribuição de tensão ocorrem nas extremidades de cada ressonador, assim para alcançarmos o máximo efeito de carga, cada capacitor MEMS deve ser posto o mais próximo possível das extremidades o que torna difícil a implementação. Segundo, com a sintonia em frequência a forma e a largura de banda da banda de passagem não se mantêm constantes ao longo de todo o intervalo. A Figura 4.26 mostra a variação da banda para um filtro capacitivo na faixa de 20GHz, projetado por Liu (2002) em seu trabalho de doutoramento. Terceiro, como explicado anteriormente, acoplamentos capacitivos geram altas perdas por radiação e são complexas de se implementar fisicamente para valores pequenos de capacitância.

2) Filtro acoplado indutivamente com cargas igualmente distribuídas: Escolhemos esta topologia para este trabalho pois, além da facilidade de implementação de curto-circuitos em linhas CPW, filtros sintonizáveis com cargas capacitivas e acoplamentos indutivos apresentam uma pequena variação na largura de banda e formato de curva na banda de passagem, uma vez que os *stubs* indutivos conseguem absorver o crescente comportamento capacitivo dos ressonadores DMTL fixando a largura de banda. A desvantagem desta topologia é o uso do efeito de máxima carga. Em acoplamentos indutivos o máximo efeito de carga ocorre no centro das estruturas ressonantes, assim para que uma maior capacidade de sintonia seja alcançada as cargas capacitivas devem ser posicionadas no centro do ressonador, entretanto, isso implica em severas

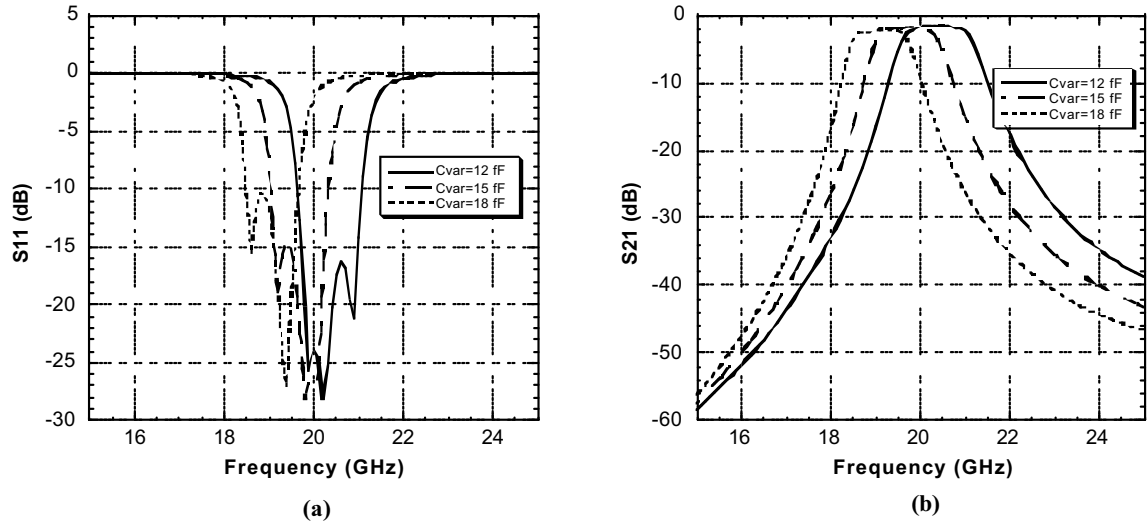


Figura 4.26: Variação de largura de banda e shape de filtro MEMS sintonizável com acoplamento capacitivo.

complicações no processo de fabricação. A Figura 4.27 apresenta a topologia indutiva utilizada para a implementação do filtro MEMS sintonizável.

3) Filtro acoplado indutivamente com cargas centralizada: Filtros MEMS sintonizáveis em seu estado-da-arte (Entesari e Rebeiz, 2005a) são implementados utilizando esta técnica para alcançar máxima capacidade de sintonia em frequências aplicando as cargas sobre os picos de distribuição de tensão do ressonadores. Entretanto tal técnica exige um alto comprometimento com a eficiência do processo de fabricação, pois, ao se posicionar as pontes MEMS muito próximas uma das outras, a etapa de liberação do fotorresiste de sacrifício torna-se bastante complexa. Assim, optamos por uma estrutura mais simples, porém com maior probabilidade de sucesso de fabricação.

Análoga à topologia empregada na concepção do filtro estático, esta estrutura difere da anterior em dois aspectos principais: Primeiro, e mais obviamente observado, é a substituição das linhas CPW por estruturas ressonantes DMTL com comprimento elétrico equivalente a 180° em 15GHz. Segundo, a inserção de capacitores MIM em série com os indutores de acoplamento. Tal medida se fez necessária de modo que a viabilizar a polarização da chave MEMS. Os *stubs* indutivos criam curtos DC entre o condutor central e o plano de terra, de forma que, ao aplicarmos uma diferença de potencial entre os terminais da linha CPW, os eletrodos da chave MEMS

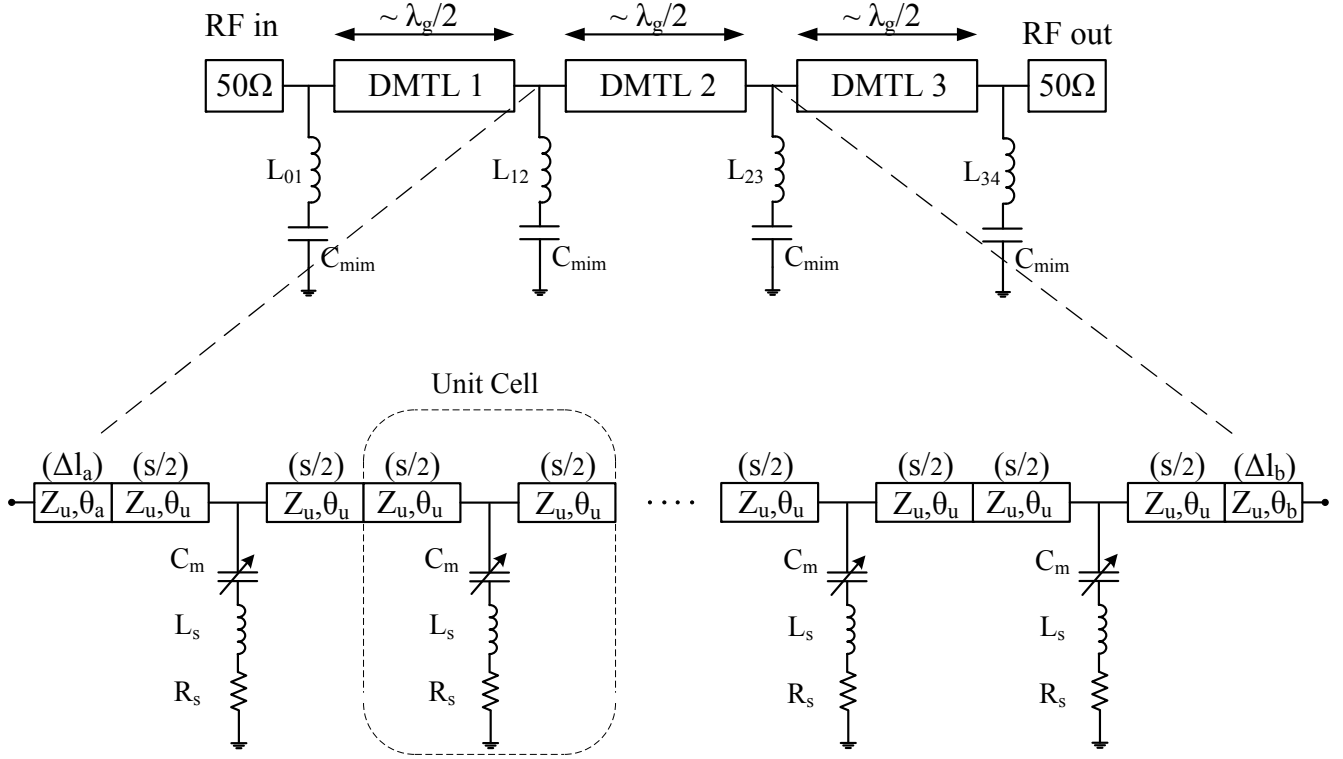


Figura 4.27: Topologia indutiva do filtro sintonizável MEMS.

estariam em mesmo potencial inabilitando a iteração eletrostática. Com a inserção destes capacitores MIM em série com os indutores, o sinal de RF enxerga um curto após os indutores, ao passo que o sinal DC enxerga um circuito aberto entra linha de condução e o terra, da mesma maneira que uma linha CPW sem a presença dos *stubs*.

4.7.2 Simulação e Resultados

A implementação deste *stub* indutivo com terminação capacitiva é apresentada por Simons (2001) (ilustrada na Figura 4.28), onde o MIM CAP atua como bloqueador DC e um curto-circuito para sinais de micro-ondas prevenindo que os terminais da linha CPW estejam em mesmo potencial.

A capacitância do MIM CAP é determinada geometricamente pela aproximação dos capacitores de placas-paralelas e definida por:

$$C_{MIM} = \epsilon_R \frac{p_1 p_2}{t_{MIM}} \quad (4.33)$$

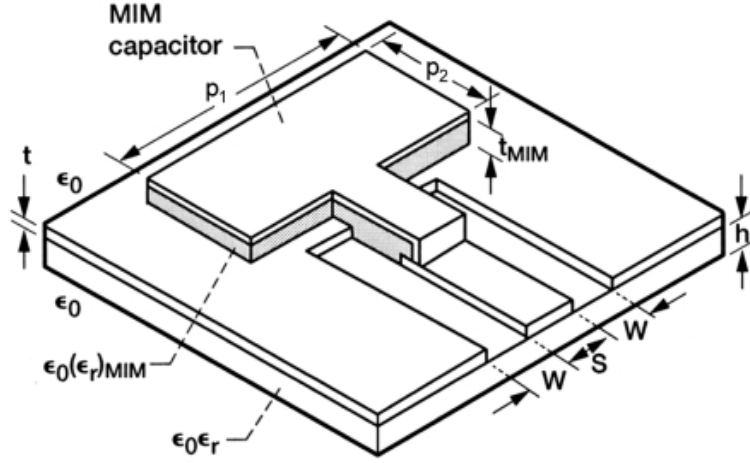


Figura 4.28: Terminação capacitiva para *stub* indutivo em topologia CPW.
(Simons, 2001)

De forma a minimizar a área ocupada no substrato o valor desta capacitância série deve ser a menor possível, entretanto, um valor mínimo deve ser satisfeito para que um bom curto-circuito seja realizado para a frequência desejada. Tal valor de C_{MIM} é determinado por:

$$\frac{1}{\omega C_{MIM}} \leq \frac{1}{50} Z_0 \quad (4.34)$$

onde Z_0 indica a impedância característica do *stub* indutivo determinado pela geometria da linha CPW e constante dielétrica do substrato.

Seguindo a mesma implementação utilizada no filtro estático para os *stubs* indutivos projetamos os capacitores MIM de acordo com a frequência de operação, 15GHz, camada dielétrica de 2000Å de SiO₂ e as impedâncias das linhas CPW em curto. Para $L_{01} = L_{34}$ temos G/S/G=125/50/125μm e $Z_0 = 80\Omega$ e para $L_{12} = L_{23}$ temos G/S/G=100/60/100μm e $Z_0 = 72\Omega$. Dessa forma temos dois valores mínimos para C_{MIM} , $C_{MIM-01} = C_{MIM-34} = 6,63\text{pF}$ e $C_{MIM-12} = C_{MIM-23} = 7,36\text{pF}$.

Os capacitores MIM foram projetados de forma que a capacitância resultante fosse pelo menos duas vezes maior que a mínima calculada garantindo uma ótima capacitância de curto-circuito. Definimos assim $C_{MIM-01} = C_{MIM-34}$ com área equivalente a 300x300μm² e $C_{MIM-12} = C_{MIM-23}$ com área equivalente a 260x310μm², o que nos resulta em capacitâncias série de 17,13pF e 15,34pF respectivamente, satisfazendo assim a regra de projeto. A Figura 4.29 mostra o *layout* dos indutores de acoplamento implementados no simulador 3D-EM, Sonnet.

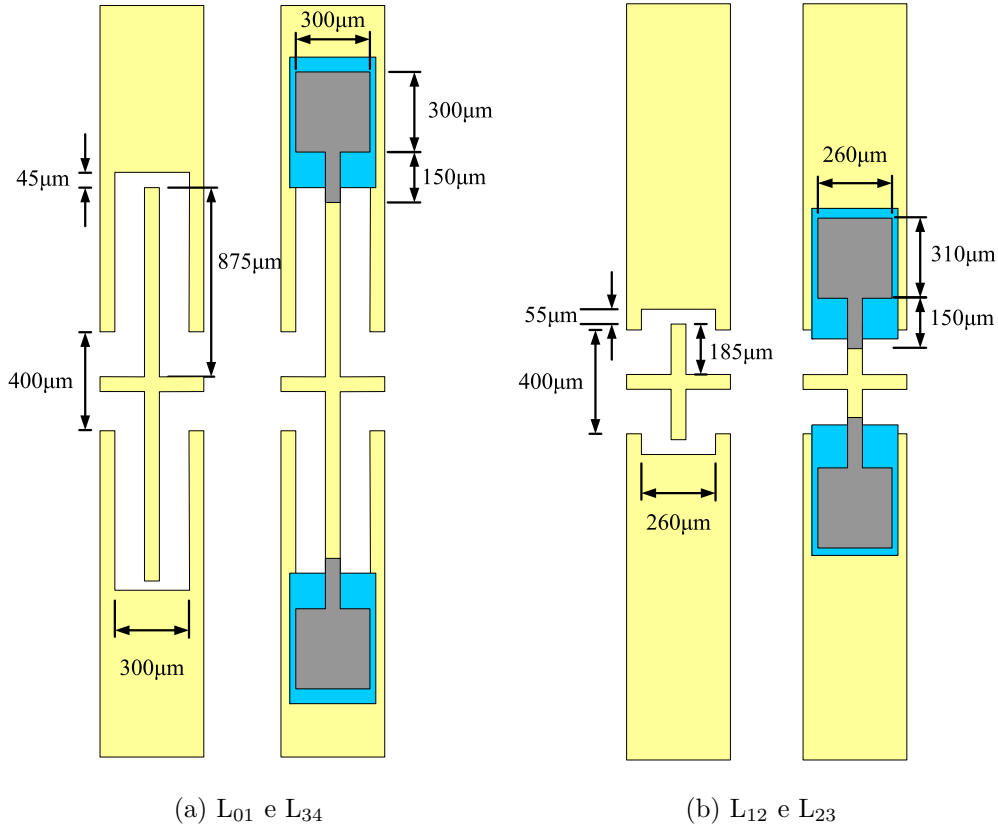


Figura 4.29: Layout dos indutores implementados no Sonnet.

O acréscimo dos capacitores série e o aumento do comportamento capacitivo das estruturas ressonantes DMTL requerem um ajuste no valor da indutância de modo que a frequência central de passagem seja mantida em 15GHz e a largura de banda continue próxima de 6% como estimado em projeto, assim justificamos o aumento de comprimento dos *stubs*, principalmente ao observarmos L_{01} e L_{34} .

A modelagem do ressonador DMTL acontece de modo análogo ao realizado na etapa anterior quando criamos o deslocador de fase, onde cascadeamos uma série de células unitárias como ilustrado na Figura 4.27. Cada célula unitária é composta por duas seções de linhas de transmissão e uma chave MEMS no meio, de modo que a impedância característica é equivalente a impedância desejada da estrutura DMTL como um todo.

Neste projeto, cada célula unitária corresponde a $23,13^\circ$ elétricos em 15GHz simulados via Sonnet. Os DMTLs 1, 2 e 3 são compostos por 6, 7 e 6 células unitárias respectivamente, resultando em um comprimento elétrico total de $138,8^\circ$, $161,95^\circ$ e $138,8^\circ$. Como os comprimentos elétricos final dos DMTLs são inferiores aos calculados de 158° , 170° e 158° , trechos de linhas

não carregadas são adicionadas à estrutura de modo a completar o ressonador. Tais linhas são representadas pelas seções de comprimento físico Δl_a e Δl_b nas extremidades do DMTL indicado na Figura 4.27.

A impedância de carga da linha CPW segue o mesmo valor de 70Ω determinado para o filtro estático, levando em consideração o fator de qualidade da seção ressonante. Para as estruturas ressonantes DMTL mantemos a mesma impedância de 70Ω , como sendo a impedância final de carga. Podemos manter tal valor uma vez que chaves MEMS possuem alto fator de qualidade ($Q > 200$ @ 15GHz verificados por simulação) de tal maneira que a inserção das mesmas na estrutura ocorre de modo transparente do ponto de vista de projeto. Assim, para $Z_L = 70\Omega$, o ressonador DMTL é implementado sobre uma linha CPW de 84Ω de dimensões G/S/G=175/50/175 μm . A chave implementada, segue a geometria clássica tipo *bow tie* com as seguintes dimensões: largura, $w=70\mu\text{m}$, comprimento, $L=450\mu\text{m}$, espessura $t=1,5\mu\text{m}$, altura inicial, $g_0=2\mu\text{m}$, dielétrico SiO₂ de 2000Å e espaçamento entre chaves, $s=430\mu\text{m}$.

Ao extrairmos a capacitância *off-state* da chave implementada no DMTL por meio de simulações 3D-EM, verificamos uma capacitância de carga de 23,6fF, que difere significativamente da predição teórica de 15,14fF. Atribuímos esta diferença ao um fator já comentado, a capacitância de campos marginais, que inserem uma nova quantidade de capacitância à chave MEMS, e sua influencia é mais acentuada em membranas mais estreitas. A Figura 4.30 traz o *layout* final do filtro MEMS implementado no sonnet.

Para extração da capacidade de sintonia de frequência do filtro sintonizável MEMS proposto, a estrutura foi simulada em três estados diferentes onde variamos a capacitância de carga através da posição da membrana suspensa. Idealizamos que o filtro opere com eficácia para deformações da membrana dentro do regime estável da interação eletrostática, ou seja, a capacitância máxima de carga é obtida quando simulamos a estrutura com a chave na posição $g = 2/3g_0$. Assim, para uma altura inicial de 2,0 μm , simulamos o filtro para chave MEMS deformações equivalentes a 0 μm , 0,35 μm e 0,7 μm o que equivale a capacitâncias de cargas de 23,6fF, 28,1fF e 35,4fF respectivamente. A Figura 4.31 mostra os resultados de simulação do filtro sintonizável para os três estados da chave MEMS.

O filtro apresenta banda de sintonia que inicia em 14,8GHz e termina em 13,9GHz, nos dando um intervalo de 0,9GHz dentro da banda Ku, para sintonia de frequências com perdas por inserção equivalentes a 5,5dB e 5,8dB respectivamente, o que é considerado como bom desempenho. O

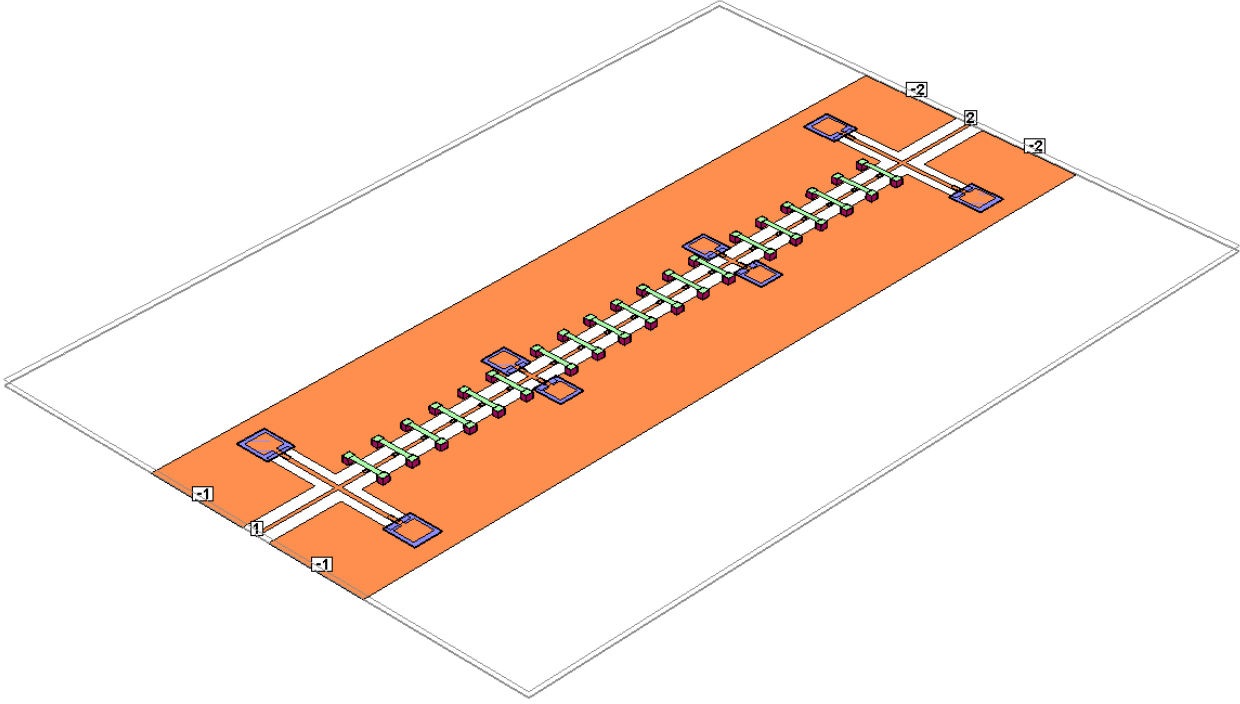


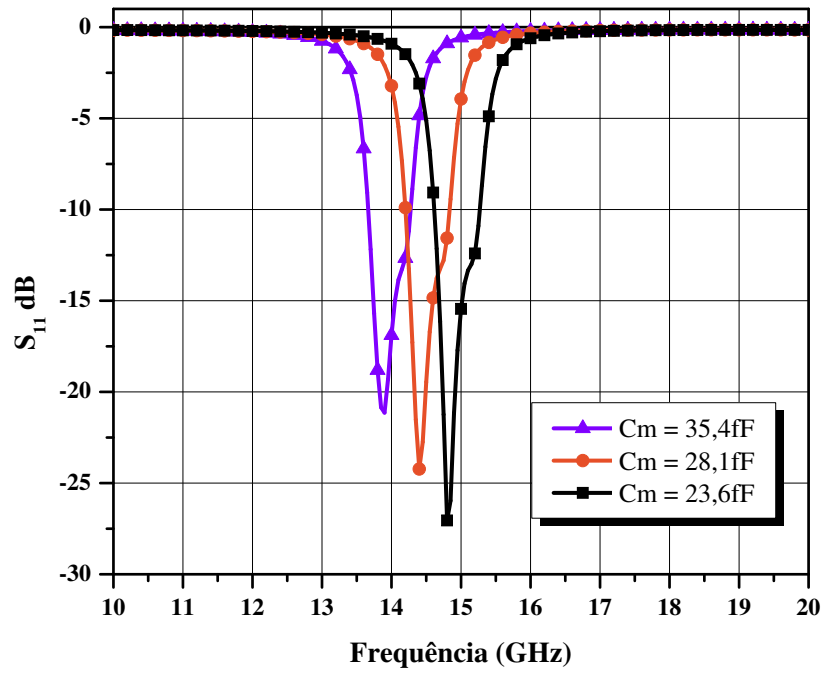
Figura 4.30: Layout final do filtro MEMS sintonizável simulado no Sonnet.

primeiro estado do filtro vai de encontro com o projetado no filtro estático, o que significa que podemos substituir das linhas CPW por estruturas DMTL com boa precisão de resultados.

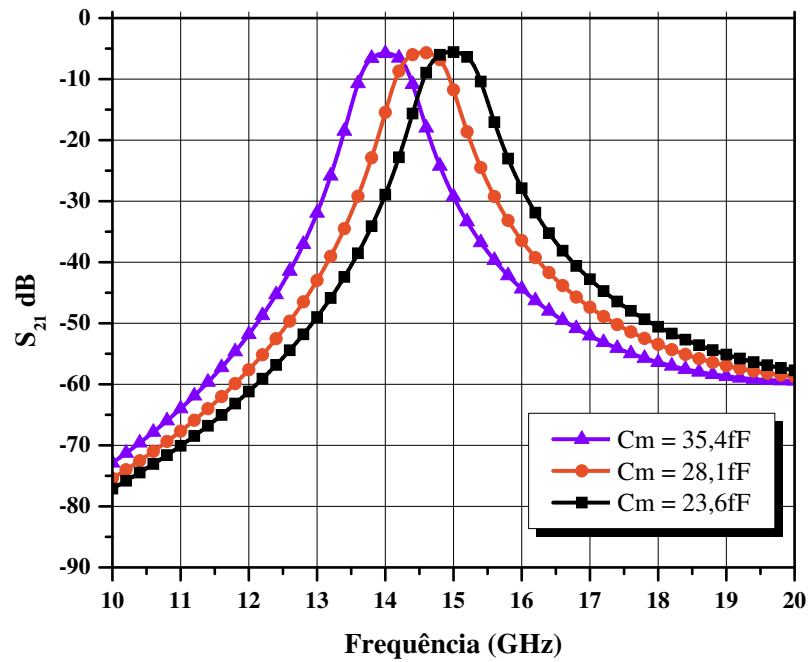
Quando comparamos os resultados do filtro estático com o filtro sintonizável, percebemos um aumento de 1,9dB em 14,8GHz nas perdas por inserção, que podemos atribuir principalmente à presença do acoplamento capacitivo (mesmo que pequeno) criado pelas chaves MEMS que criam um sinal de baixa impedância para o terminal de terra e um aumento das perdas ôhmicas da linha CPW de $175/50/175\mu\text{m}$, pois com o estreitamento da linha de condução a resistência e a indutância série da linha vistas pelo sinal de entrada é maior, logo temos maiores perdas.

4.7.3 Implementação e Resultados de Medidas

O filtro MEMS sintonizável proposto neste trabalho, foi fabricado sobre substrato de Alumina polida de $600\mu\text{m}$ de espessura ($\epsilon_r=9,9$ e $\text{TanD}=0.0001$), empregando guias de onda co-planares e chaves MEMS em sua composição estrutural, através do tecnologia de fabricação desenvolvida por este grupo de Microeletrônica e Antenas da Unicamp com o auxílio das instalações do Laboratório de Micro-fabricação do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LMF-LNLS)), como descrito no Apêndice C deste trabalho. As chaves foram implementadas utilizando ouro como metal de sustentação e formação dos eletrodos, com dimensões de $w=70\mu\text{m}$, $L=450\mu\text{m}$, $t=1,5\mu\text{m}$ e



(a) Perda de Retorno



(b) Perda por Inserção

Figura 4.31: Resultados de simulação dos parâmetros-S do filtro sintonizável, variando a carga de 23,6fF a 35,4fF.

$g_0=2\mu\text{m}$, o que resulta em uma tensão de ativação estimada de 32V. A tensão real de ativação ainda é desconhecida, uma vez que a tensão máxima da fonte DC disponível é 40VDC, que se mostrou insuficiente para avaliar o comportamento mecânico desta chave projetada, assim como comentado no capítulo 2 deste trabalho. A Figura 4.32 ilustra uma foto do filtro MEMS implementado fisicamente e a Figura 4.33 ilustra fotos de microscopia eletrônica da estrutura.

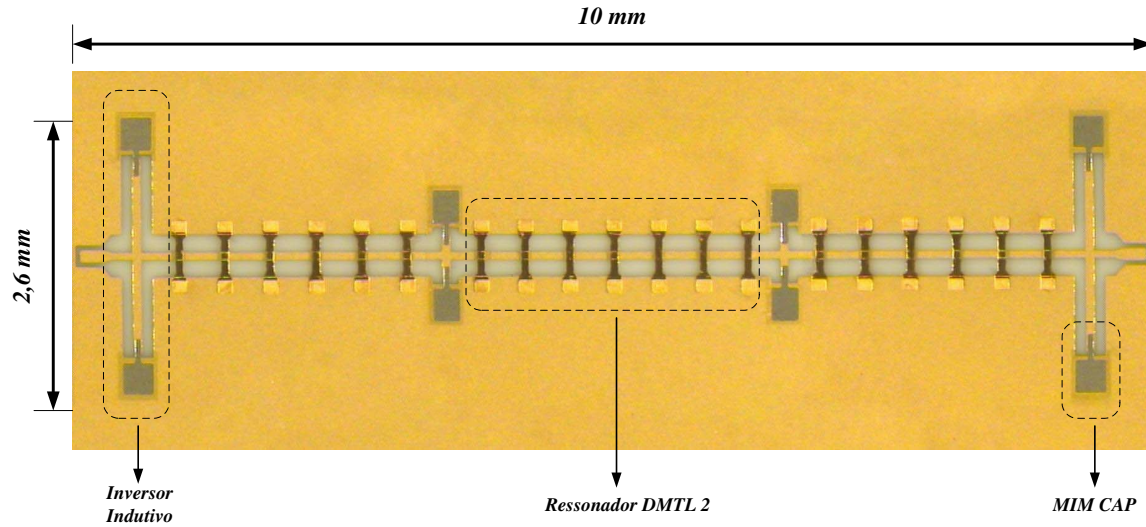


Figura 4.32: Filtro MEMS sintonizável construído.

Durante o processo de fabricação deste filtro, a etapa de formação dos capacitores MIM que atuam como *DC Block* nos *stubs* indutivos apresentou certas complicações que exigiram algumas mudanças com relação ao projeto original. A formação destes capacitores consiste originalmente em depositarmos uma camada metálica sobre o substrato de alumina, uma camada dielétrica de $2000\text{\AA}$ de SiO_2 , e outra camada metálica como eletrodo superior. Entretanto, devido a alta rugosidade da superfície do substrato de Alumina, mesmo polida, estava acarretando em uma má formação dos capacitores, uma vez que a camada de apenas $2000\text{\AA}$ de SiO_2 não era suficientemente espessa para cobrir as imperfeições da Alumina e garantir a isolamento elétrica das duas camadas metálicas. Neste sentido, fizemos uso de uma camada mais espessa, de $4000\text{\AA}$ de SiO_2 , de modo que teríamos uma cobertura mais confiável do filme, sem comprometer o valor mínimo de capacitância dos MIM CAP. Como o uso deste artifício, a formação dos capacitores tornou-se possível.

Da mesma maneira que a chave MEMS de RF, o Filtro Estático e o Deslocador de Fase caracterizados previamente, este Filtro MEMS sintonizável foi medido com o auxílio de pontas

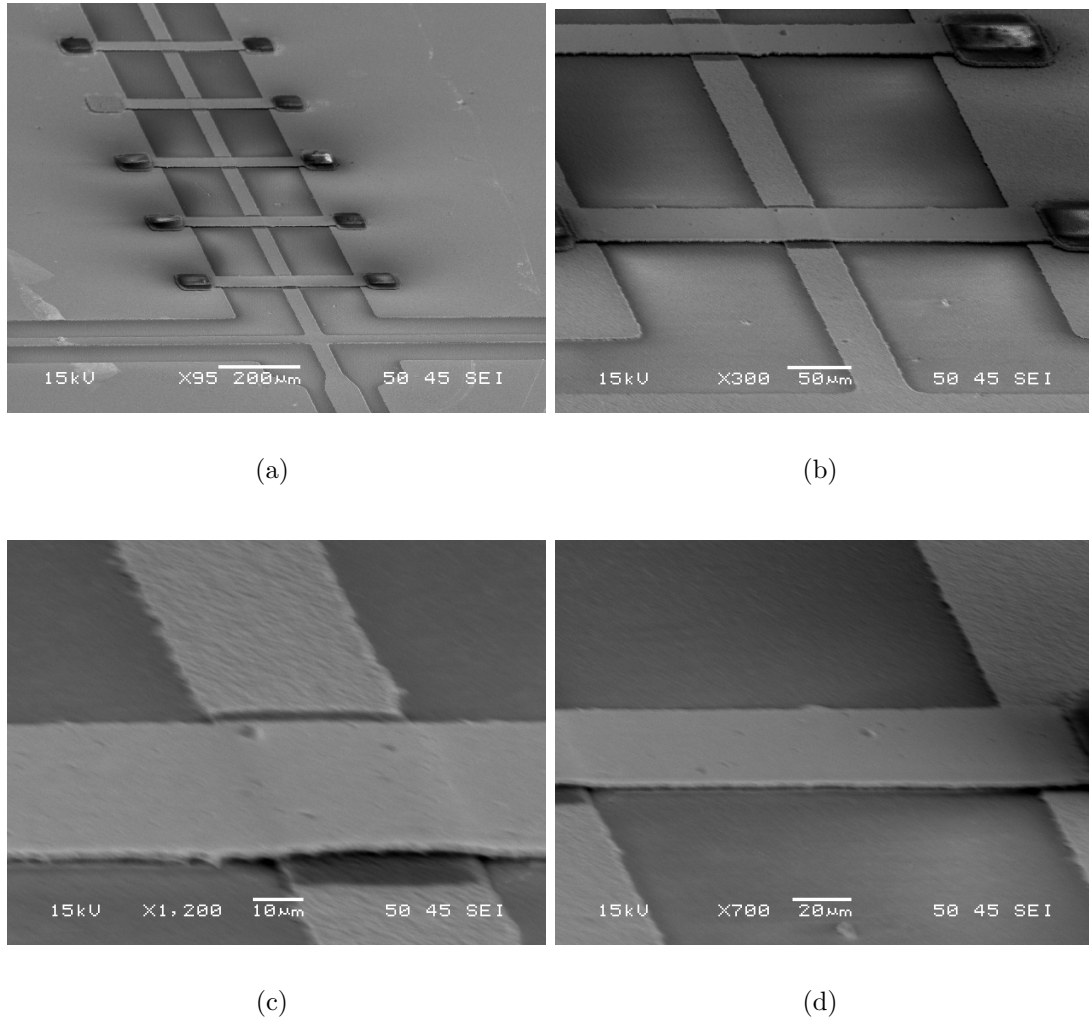
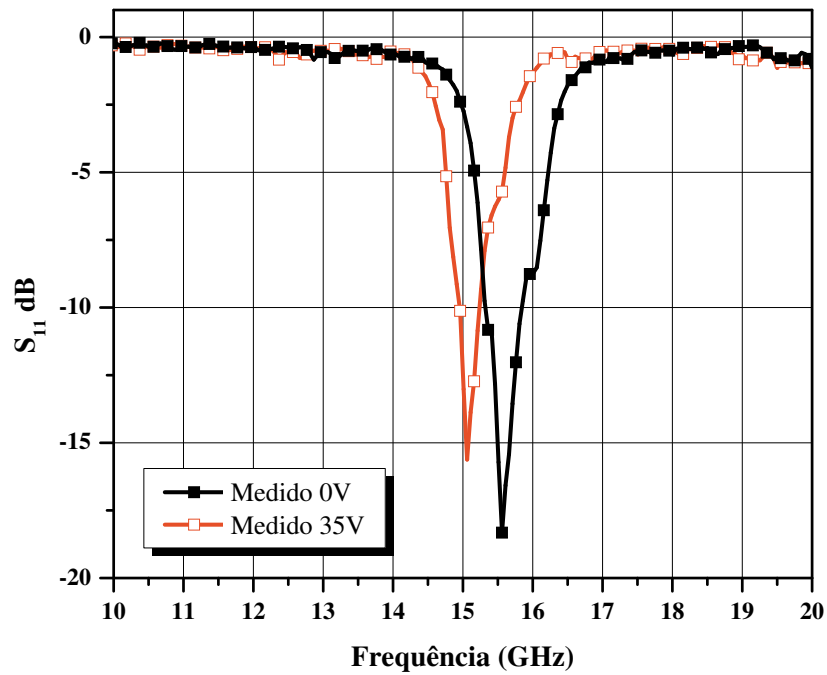


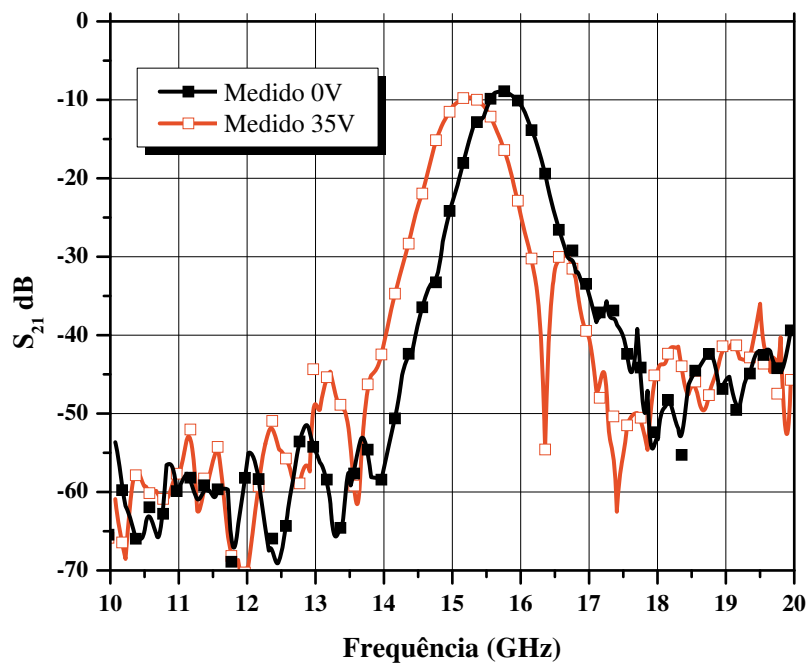
Figura 4.33: Imagens SEM-LV do filtro MEMS construído.

co-planares com pitch de $150\mu\text{m}$ e VNA HP 8510C calibrados pelo método padrão SOLT (Short-Open-Load-Thru) definido pelo kit de calibração do equipamento de RF. A Figura 4.34 ilustra os resultados de medida deste dispositivo. O filtro apresenta perdas por inserção de 8,9dB em 15,56GHz e 9,6 em 15,1GHz, e mantém perdas de retorno melhores que 15dB ao longo de toda a extensão de frequências.

Verificamos uma redução faixa de frequências de sintonia do filtro de 0,9GHz para 0,46GHz, o qual é justificado por causas mecânicas da chave. Como a tensão máxima de polarização suportada pelo bias-tee do test-set HP 8517B é de 35VDC, esta tensão aplicada não foi suficiente para causar a máxima deformação da membrana dentro do regime de estabilidade como previmos em simulação. Juntamente a este problema mecânico, uma má resolução da máscara de fotolito,



(a) Perda de Retorno



(b) Perda por Inserção

Figura 4.34: Resultados de medida de parâmetros-S do filtro MEMS sintonizável.

fez com que as pontes MEMS tivessem suas dimensões reduzidas de $70\mu\text{m}$ para $60\mu\text{m}$, o que resulta em uma redução significativa da capacitância de carga da chave MEMS. Entretanto, apenas esta redução de capacitância não seria suficiente para gerar tal mudança na frequência central de passagem. Assim, atribuímos esta variação a uma possível não uniformidade do fotorresiste da camada de sacrifício, em conjunto com a baixa resolução das máscaras de fotolito.

Superando toda as limitações de processo e o baixo controle sobre algumas das geometrias da estrutura mesmo na etapa de formação das máscaras quanto na definição das linhas de transmissão, consideramos o filtro MEMS aqui apresentado como de ótimo desempenho, pois manteve suas perdas de retorno menores que 15dB e perdas por inserção melhores que 10dB ao longo de toda faixa de frequências.

4.8 Conclusões

Neste capítulo apresentamos três dispositivos, um Filtro Planar, um Deslocador de Fase e um Filtro Sintonizável, onde podemos dizer que o terceiro dispositivo é o resultado da fusão das teorias anteriores.

Construímos um filtro estático que segue as técnicas descritas por Matthaei et al. (1980) para operar na faixa de 15GHz, com largura de banda de 6% e baixas perdas por utilizarmos ouro como metal de condução. Simulamos dois modelos diferentes, um puramente elétrico e outro baseado na estrutura 3D excitada por campos eletromagnéticos, e comparamos os resultados. Em ambas simulações os resultados são altamente semelhantes, onde o modelo de circuito apresenta perdas por inserção menores, por não considerar o efeito do fator de qualidade limitado e a resistência série dos inversores indutivos. Os resultados de medida apresentaram alta conformidade com os de simulação, provando que as técnicas de projeto e fabricação convergem para um mesmo ponto.

O deslocador de fase é caracterizado por uma linha CPW de alta impedância carregada periodicamente por capacitâncias variáveis sob a forma de chaves MEMS, cujo controle destas cargas permite a variação das características de propagação da linha, como velocidade de fase e comprimento elétrico. Por meio destas características a impedância de entrada da linha também sofre uma forte dependência com a capacitância de carga, onde, à medida que aumentamos a carga, a impedância diminui, e através desta relação de impedâncias podemos estimar a quantidade de deslocamento de fase gerado por este dispositivo. Ao implementarmos fisicamente a estrutura,

verificamos um desempenho inferior ao medido, devido a desvios de geometria durante a fabricação e um incremento da resistência série das chaves. Um novo modelo elétrico foi proposto e ajustado de acordo com as novas medidas.

A partir da teoria de filtros planares, e a habilidade de controle da velocidade de fase e comprimento elétrico de estruturas DMTL implementadas no deslocador de fase, desenvolvemos um filtro MEMS com banda de passagem sintonizável, cuja topologia de acoplamento indutivo foi cuidadosamente escolhida para se adequar melhor às limitações do processo de fabricação e manter da largura de banda e resposta em frequência constante ao longo de todo o intervalo de sintonia. Novamente, desvios durante a etapa de fabricação e a baixa resolução das máscaras causaram uma significativa degradação do desempenho do dispositivo, que ainda sim mostrou-se adequado para aplicações na banda Ku.

CAPÍTULO 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

No decorrer deste trabalho de mestrado apresentamos duas aplicações reais que envolvem esta célula básica dos dispositivos MEMS de RF, a Chave MEMS de RF, cuja concepção inicial objetivava apenas a comutação de um sinal de RF que se propague em uma linha CPW dentro de um circuito.

Descrevemos os modelos de atuação eletrostática desde o modelo mais simplista, o modelo 1D, que considera a chave MEMS como um capacitor de placas paralelas, onde um dos eletrodos é fixo e o outro sustentado por uma mola, que garante sua deformação em direção ao eletrodo fixo, ao modelo 3D mais complexo, criado no ambiente de simulação do *software* Ansys, que leva em consideração os fatores geométricos e a re-distribuição das cargas eletrostáticas durante a deformação da membrana suspensa, o que causa uma alteração no valor da tensão de ativação. O fenômeno de histerese foi desmistificado e explorado de maneira pouco antes abordada na literatura, onde uma formulação fechada para o valor da tensão de liberação da chave MEMS foi obtido e apresentada no Apêndice B desta dissertação. Exploramos variações geométricas e seus efeitos sobre os valores de V_{pi} e V_r na busca da otimização das técnicas de projeto MEMS, sempre comparando os resultados com a chave de referência. Comparamos os resultados de simulação com os resultados experimentais e concluímos que o processo de fabricação ainda deve sofrer diversos avanços antes que tenhamos estruturas mecanicamente adequadas ao processo de simulação, uma vez que os valores de medidas são notoriamente mais altos que os valores simulados e em alguns casos superiores ao limite da fonte de tensão de polarização.

Em seguida, partimos para um detalhamento eletromagnético da chave MEMS, onde apresentamos seu modelo elétrico dentro de um circuito real, e como cada um dos parâmetros são

influenciados pela geometria adotada e como aperfeiçoar cada um deles de acordo com o projeto a ser realizado. Apresentamos uma formulação fechada para extração da indutância série da chave MEMS através dos parâmetros geométricos da estrutura, de modo nunca antes abordado na literatura, onde o valor da indutância série era extraído a partir de simulações eletromagnéticas. Além do modelo de elétrico, apresentamos um modelo elétrico completo da chave, que visa a inserção desta estrutura em circuitos mais complexos onde a simulação 3D-EM se torna totalmente inviável. Comparamos os modelos apresentados com os resultados de simulação eletromagnética realizados no SONNET, onde verificamos uma alta precisão e confiabilidade dos modelos elétricos propostos. Construímos uma chave MEMS de RF idêntica à simulada e comparamos os resultados. Verificamos que, embora a chave fabricada possua ótimo desempenho dentro de sua faixa de operação de 4,5GHz - 25GHz, onde medimos isolação maiores que 10dB e perdas por inserção menores que 1dB, novamente temos falhas no processo de fabricação que prejudicaram o desempenho de RF da chave implementada, onde um ajuste elétrico foi proposto de modo a melhor entender os fenômenos eletrônicos ali existentes. Neste sentido, ainda entendemos que embora o processo de fabricação, desenvolvido pioneiramente por este grupo, tenha sofrido melhoras notáveis desde sua concepção inicial, este ainda é imaturo e muitas outras estruturas ainda devem ser construídas e testadas de modo a conhecer seus efeitos dispositivos de RF.

Uma vez dominada a concepção, técnicas de projeto e simulação da Chave MEMS de RF, demos um passo adiante para criamos aplicações mais complexas e desafiadoras como o Deslocador de Fase e o Filtro MEMS Sintonizável. O deslocador de fase é baseado em estruturas DMTL onde sua principal aplicação está ligada à habilidade desta estrutura de controlar parâmetros como velocidade de fase, comprimento elétrico e impedância característica da linha, através do controle das capacitância de carga ao longo da estrutura. Simulamos o modelo elétrico do deslocador de fase a partir das técnicas de extração elétrica apresentada no capítulo 2 e comparamos novamente com os resultados de simulação 3D-EM. Como esperado, novamente a precisão entre os dois modelos é indiscutível. Ao construirmos esta estrutura, os fatores limitantes, do mesmo modo que a chave MEMS, foram as etapas de definição das linhas de transmissão e formação da ponte suspensa, que resultaram em uma alteração da impedância característica da linha projetada, aumentando as perdas de retorno e inserção, e a resistência série da chave, que neste caso tem sua influencia mais acentuada a partir de 20GHz, uma vez que em *up - state*, R_s tem seus efeitos teoricamente negligenciados. Em razão destas variações no processo de fabricação

medimos um deslocamento de fase de aproximadamente 50° em 35GHz, ao passo que simulamos um deslocamento total de fase de 90° .

Finalmente, unindo as técnicas de concepção de filtros planares e as de estruturas DMTL, projetamos e construímos um Filtro Estático, cujas bases de projeto serviram como base para implementação do filtro sintonizável. A implementação do filtro estático mostrou-se mais complexa inicialmente, devido à alta complexidade de tal estrutura em modo co-planar. Comparamos o modelo elétrico e o modelo 3D-EM, e consideramos que os resultados de simulação se mostraram muito próximos, lembrando que o modelo elétrico não leva em conta perdas por radiação no acoplamento indutivo, a resistência série do inversor, nem mesmo o fator de qualidade limitado dos indutores de acoplamento. Construímos o filtro estático e constatamos seu alto desempenho, com perdas de retorno melhores que 10dB e perdas por inserção próximas a 5dB dentro da banda de passagem.

Partindo desta concepção, substituímos as linhas ressonantes CPW do filtro estático por estruturas DMTL de mesma impedância característica de 70Ω e projetamos um filtro Chebyshev sintonizável de 3-pólos, também acoplado indutivamente de acordo com um estudo sobre a topologia mais viável para este trabalho, fazendo uso da propriedade de variação do comprimento elétrico da estrutura ressonante DMTL, onde através de um controle analógico da capacitância de carga das chaves MEMS podemos sintonizar a banda de passagem do filtro, aumentando ou diminuindo a tensão de polarização DC aplicada. Esta foi a única estrutura modelada puramente no simulador 3D-EM, devido a dificuldade de se implementar os indutores de acoplamento no simulador ADS de maneira confiável de condizente com a realidade do projeto. Diferentemente do filtro estático, os inversores indutivos deste projeto, necessitaram da adição de capacitores MIM em série com o toco, de modo que a polarização das chaves MEMS fosse possível. Os resultados de medida deste dispositivo se mostraram também degenerados pelo processo e fatores externos como resolução e planicidade da máscara utilizada. Embora apresente perdas por inserção e de retorno melhores que 10dB em toda a faixa de sintonia de 15,1GHz - 15,56GHz, resultados melhores podem ser esperados.

De modo geral, as técnicas de projeto e simulação apresentadas neste trabalho tiveram seu sucesso corroborado pela alta precisão com que os resultados de medida e simulação se mostraram. Divergências devido a limitações oriundas do processo de fabricação eram esperadas, e seus efeitos

foram detalhados e analisados, mas, sugestões e técnicas de aperfeiçoamento do processo foram abordadas.

5.2 Trabalhos Futuros

Sugerimos como continuação deste trabalho de pesquisa focado em estruturas MEMS os seguintes itens:

1. Maiores estudos sobre o efeito de Estresse Residual na formação das pontes;
2. Investir em projetos sobre substratos mais planos e mais adequados às respectivas aplicações, como quartzo para Deslocadores de Fase e HRS/quartzo para Filtros Sintonizáveis;
3. Novas técnicas de polarização das Chaves MEMS;
4. Ativação digital das Chaves MEMS, tanto para Deslocadores de Fase quanto para Filtros Sintonizáveis
5. Avaliar o tempo de chaveamento da Chave MEMS e o *lifetime* em número de ciclos;
6. Refinar o processo de fabricação:
 - Explorando principalmente um maior controle da espessura da camada de sacrifício, o uso de novos materiais para compor esta camada, como, PMMA ou mesmo cobre;
 - O uso de técnicas de crescimento eletrolítico dos postes mais uniformes;
 - Tentativa de se formar pontes com processos totalmente evaporados. Sugestão: sanduíches metálicos de $\text{Au/Al/Au} = 400/10000/400 \text{ \AA}$, onde o ouro atua apenas como barreira antioxidante do alumínio.

APÊNDICE A

Derivação da Constante Elástica para Chaves MEMS Paralelas

A idéia inicial ao se modelar o comportamento mecânico das chaves MEMS, é a extração da constante elástica da membrana suspensa, uma vez que esta sofre várias deformações quando atuada, e retornando à sua forma e posição iniciais, na ausência de polarização DC. Como dito anteriormente, serão abordados os aspectos relevantes somente às chaves em paralelo, assim, será considerada que a membrana, ou ponte, é suportada por postes ou qualquer tipo de ancoramento, que impossibilite os movimentos no plano XY.

Se a operação da estrutura é limitada por pequenas deformações, o comportamento mecânico pode ser modelado usando uma constante elástica linear K (N/m). A constante elástica é composta por duas parcelas distintas e referentes à diferentes propriedades do material: k_d , é a componente existente devido as características de dureza do material como o Modulo de Young, E (Pa), e Momento de Inércia, I (m^4), e k_s é a componente resultante do estresse residual, σ (Pa), proveniente do processo de fabricação (Rebeiz, 2003).

A expressão da constante elástica válida para uma membrana fixa em ambas as extremidades é obtida através da análise vetorial da deformação na membrana versus a carga aplicada. Segundo Roak e Young (1989), para uma carga vertical concentrada P (N), como ilustrado na Figura A.1, a deflexão é dada por:

$$\begin{aligned} EI \frac{d^2 z}{dx^2} &= M_A + R_A x \quad \text{para } x \leq a \\ z &= \frac{M_A x^2}{2EI} + \frac{R_A x^3}{6EI} \quad \text{para } x \leq a \\ M_A &= -\frac{P_a}{l^2} (l - a)^2 \\ R_A &= \frac{P_a}{l^3} (l - a)^2 (l + 2a) \end{aligned} \tag{A.1}$$

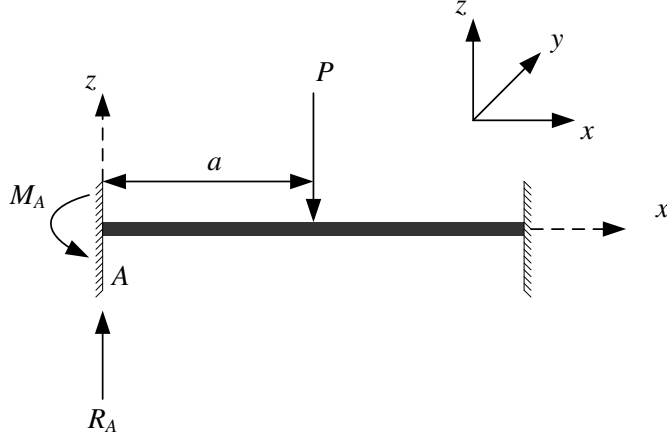


Figura A.1: Membrana com extremidades fixas sob ação de carga concentrada vertical P.

onde l é o comprimento da barra, M_A (N.m) e R_A (N) são a reação de momento e momento vertical na extremidade esquerda da barra, respectivamente. I é momento de inércia, definido para uma seção retangular como sendo $I = wt^3/12$, onde w é largura.

Para o caso específico das chaves MEMS, é observada a deflexão no ponto central da membrana, considerando uma carga uniformemente distribuída. Substituindo $x = l/2$ na equação A.1 a deflexão no centro para uma carga concentrada no ponto a é encontrada de acordo com a seguinte integral (Rebeiz, 2003):

$$z = \frac{2}{EI} \int_{l/2}^l \frac{\xi}{48} (l^3 - 6l^2a + 9la^2 - 4a^3) da \quad (\text{A.2})$$

onde, ξ é a carga por unidade de comprimento, e $P = \xi l$, correspondente à carga total. A simetria da estrutura resulta em uma simplificação na resolução, bastando integrar apenas na metade do intervalo $[l/2, l]$ e multiplicar por 2. Obtém-se então a primeira parcela da constante elástica definida por:

$$k_d = \frac{-P}{z} = \frac{-\xi l}{-\frac{1}{24} \frac{\xi}{EI} \frac{l^4}{16}} = 32Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3 \quad (\text{A.3})$$

A segunda componente da constante elástica, resultante do estresse residual na membrana, é definida modelando-se a ponte como um corda esticada, Figura A.2. Segundo Gere e Timoshenko

(1997) uma tensão S aparece em ambas as extremidades da corda, devido ao estresse residual, σ , e é expressa por:

$$S = \sigma(1 - \nu)wt \quad (\text{A.4})$$

onde ν é a Razão de Poisson.

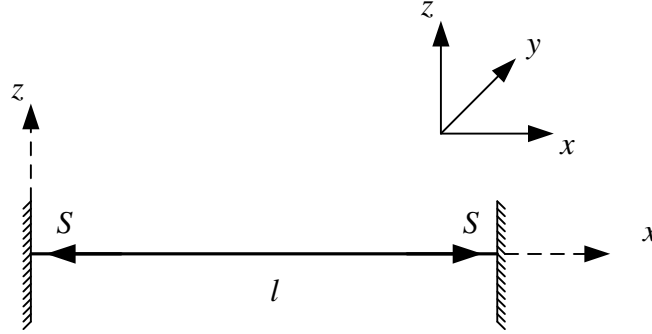


Figura A.2: Membrana modelada com uma corda esticada.

Aplicando-se uma carga concentrada P (N) em um ponto a da membrana, neste ponto teremos uma deformação de comprimento h , Figura A.3, deformação esta que aumentará a tensão nas extremidades para:

$$\begin{aligned} S_1 &= S + \frac{AE\Delta_1}{a} \\ S_2 &= S + \frac{AE\Delta_2}{l-a} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

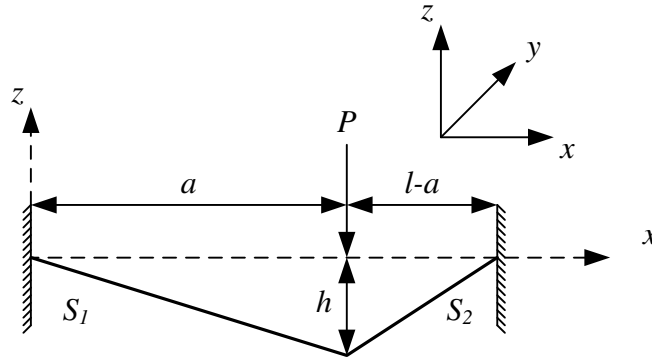


Figura A.3: Membrana modelada como uma corda esticada sob ação de carga concentrada vertical P .

onde Δ_1 e Δ_2 representam o aumento de comprimento da ponte de cada lado onde P foi aplicada e A é a área de seção transversal da ponte ($A=wt$). Δ_1 e Δ_2 são definidos utilizando simples relações de triângulos, dados por:

$$\begin{aligned}\Delta_1 &= \sqrt{a^2 + h^2} - a \\ \Delta_2 &= \sqrt{(l-a)^2 + h^2} - (l-a)\end{aligned}\tag{A.6}$$

Lembrando que o modelo aqui descrito é valido considerando-se um sistema de pequenas deformações. Deste modo, uma expressão para h pode ser encontrada balanceando-se P com as outras forças presentes na membrana. Para pequenas deformações assumimos Δ_1 e $\Delta_2 \approx 0$. Define-se então, h como sendo:

$$h = \frac{Pa(l-a)}{Sl}\tag{A.7}$$

A partir desta formulação é definida a deformação no centro da membrana ($x = l/2$) por:

$$z = -\frac{P}{2S}(l-a)\tag{A.8}$$

Novamente, para uma carga uniformemente distribuída ao longo da membrana e considerando a estrutura de forma simétrica, encontramos z através da integral definida:

$$z = -2 \int_{l/2}^l \frac{\xi}{2S}(l-a)da\tag{A.9}$$

Assim, tem-se a segunda parcela da constante elástica:

$$k_s = -\frac{\xi l}{z} = \frac{-\xi l}{-\frac{\xi l^2}{8S}} = \frac{8S}{l} = 8\sigma(1-\nu)w \left(\frac{t}{l}\right)\tag{A.10}$$

A força elástica total é dada pela soma das duas parcelas:

$$K = k_d + k_s = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 + 8\sigma(1-\nu)w \left(\frac{t}{l}\right)\tag{A.11}$$

APÊNDICE B

Cálculo da Tensão de Liberação da Chave MEMS baseado no Modelo 1D

Na situação de ativação da chave MEMS a força eletrostática ao deixar o regime de estabilidade mecânica cresce abruptamente de:

$$F_e = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_R A V_{PI}^2}{2(2g_0/3)^2} \quad (\text{B.1})$$

para,

$$F_e = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_R A V_{PI}^2}{2s^2} \quad (\text{B.2})$$

onde s , equivale a altura do ponto de parada, ou normalmente implementado como sendo a espessura da camada dielétrica.

A força mecânica (elástica) atinge um valor de:

$$F_m = K(g_0 - s) \quad (\text{B.3})$$

Para que ocorra a liberação da chave e esta volte a seu ponto de zero deformação é necessário que a tensão aplicada entre os terminais da chave seja reduzida até que um novo ponto de equilíbrio entre as forças aconteça, em $V < V_{PI}$, onde teremos novamente a condição de $F_e = F_m$.

Igualando os valores das equações B.2 e B.3, e isolando o valor de V , temos a seguinte relação de define o valor da tensão de liberação da chave MEMS:

$$K(g_0 - s) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_R A V_R^2}{2s^2} \quad (\text{B.4})$$

e

$$V_R = \sqrt{\frac{K(g_0 - s)2s^2}{\varepsilon_0 \varepsilon_R A}} \quad (\text{B.5})$$

APÊNDICE C

Procedimento Experimental - Processo de Fabricação das Estruturas MEMS

C.1 Introdução

Este apêndice descreve em detalhes a tecnologia de fabricação desenvolvida para a concepção física das chaves MEMS, as quais, são componentes fundamentais das outras estruturas estudadas neste trabalho, abordadas nos capítulos 2, 3 e 4. Este processo de fabricação é resultado do esforço ao longo de vários anos deste Grupo de Microeletrônica e Antenas, iniciado pelo Dr. André Távora, com o apoio do Grupo de Microfabricação (LMF) do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS), onde se dispunham todo o material e equipamentos necessários para a realização deste trabalho.

Construímos as estruturas MEMS idealizadas neste trabalho sobre substrato de alumina polida de 2 pol², 600 μ m de espessura e rugosidade média 600Å. Atribuímos a escolha deste substrato por ser o substituto mais adequado para o silício de alta resistividade (HRS), largamente utilizado neste tipo de processo, pois este apresenta constante dielétrica $\epsilon_r=9,9$ e resistividade média de $1 \times 10^{14} \Omega \cdot \text{cm}$. Eletricamente este substrato é superior ao HRS, entretanto, temos inconveniente da sua alta rugosidade, fator este que dificultou bastante a estabilização do processo, e degrada a performance de RF.

É importante salientar, que, muitos passos deste processo de fabricação, como velocidade do spinner, tempos de exposição e temperaturas de bakes, etc, vão em desencontro ao indicado nos boletins técnicos, pois estes tiveram de ser adaptados à realidade do laboratório e aos tipos de construções inovadores impostas pela fabricação MEMS. Abaixo é descrito o planejamento das etapas de fabricação utilizadas neste trabalho, compostos por 6 níveis de máscaras e ilustrados nas Figuras C.1 e C.2:

- Limpeza do substrato de Alumina;
- Deposição dos filmes Ti/Cu/Ti/Au (400/10000/400/600 Å);
- Definição das linhas CPW;
- Deposição do filme isolante de SiO₂;
- Definição da camada dielétrica;
- Deposição da Camada de Sacrifício 1;
- Deposição dos filmes Ti/Cu/Ti (400/5000/400Å);
- Definição dos capacitores MIM;
- Deposição da Camada de Sacrifício 2 - 2,0 µm;
- Fotolitografia dos postes;
- Crescimento dos postes por crescimento eletrolítico;
- Metalização dos filmes de Ti/Au (400/600) para formação das pontes;
- Espessamento do filme de ouro por crescimento eletrolítico;
- Definição das pontes;
- Remoção da Camada de Sacrifício.

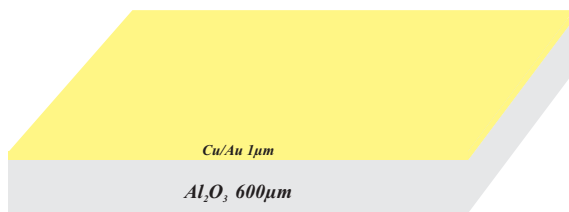
C.2 Etapas do Processo

C.2.1 Limpeza das Lâminas

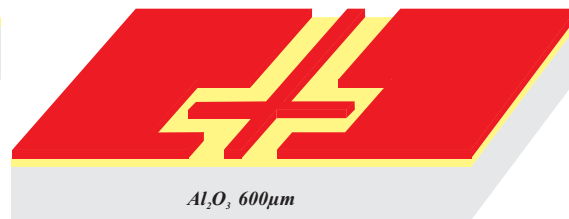
O primeiro passo do processo é garantir a limpeza do substrato para remoção de gorduras ou particulados sólidos que venham a prejudicar a aderência do filme metálico que será evaporado na etapa posterior e a formação das linhas. Normalmente o uso da solução piranha (H₂SO₄/H₂O₂) seria o mais indicado para esta etapa, a não ser pelo fato de esta ser altamente agressiva à superfície da alumina, resultando em aumento da rugosidade da superfície.

De modo a contornar este fator indesejado, optamos por utilizar acetona PA e detergente neutro (EXTRAN) seguindo os passos abaixo:

- Acetona PA aquecida a 60°C + Ultrasom por 10 minutos;
- Detergente neutro (EXTRAN - 5%) + Ultrasom por 10 minutos;
- Água DI corrente por 3 minutos.
- Jato de N₂;
- Hard-bake a 120°C por 10 minutos para remoção da umidade.



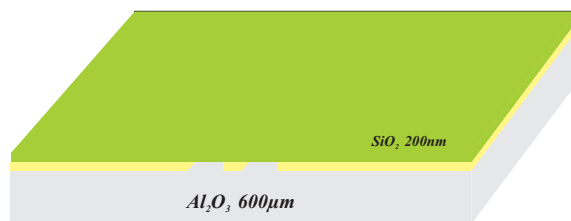
(a) Ti/Cu/Ti/Au (400/10000/400/600Å) - E-beam



(b) Máscara 1 - Definição das linhas CPW



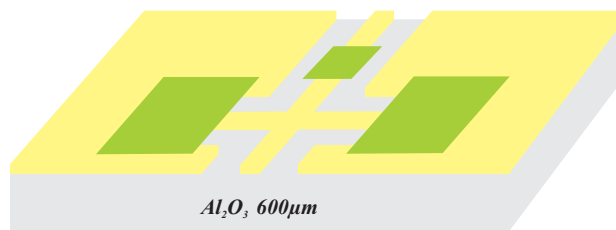
(c) Corrosão e abertura das linhas CPW



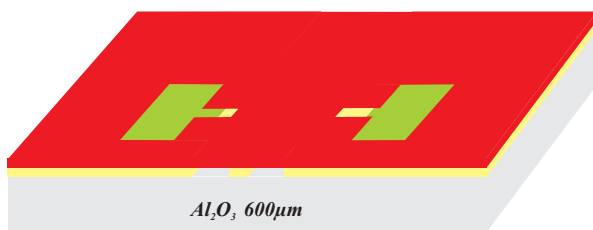
(d) Deposição de 200nm de SiO₂ - PECVD



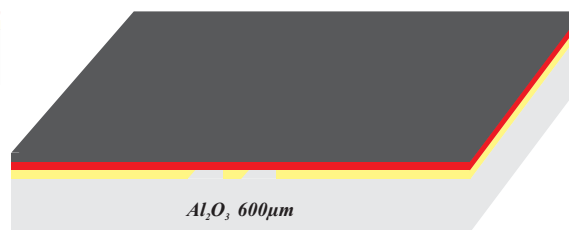
(e) Máscara 2 - Definição do dielétrico



(f) Corrosão do dielétrico

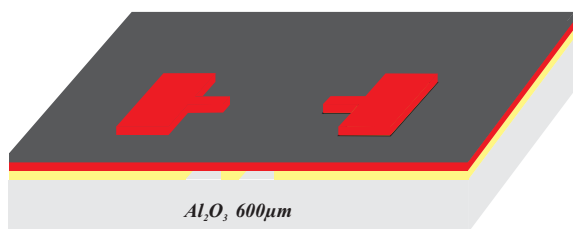


(g) Máscara 3 - Abertura de contato MIM CAP

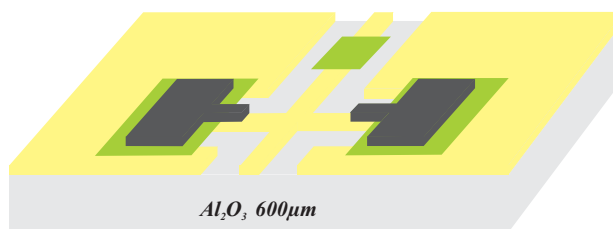


(h) Deposição Ti/Cu/Ti (400/5000/400Å) - E-beam

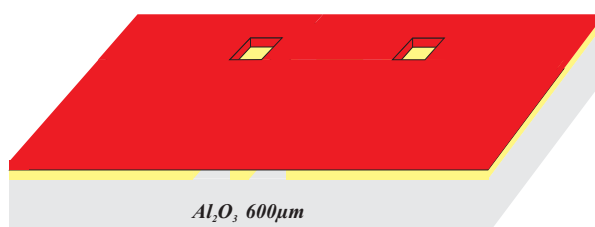
Figura C.1: Etapas de processo de fabricação



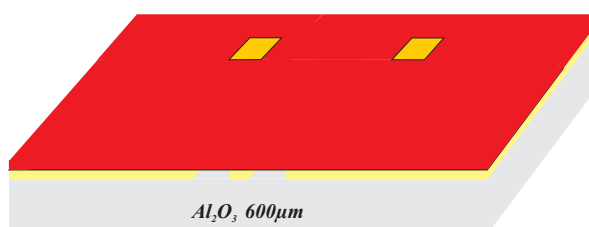
(a) Máscara 4 - Definição do eletrodo superior MIM CAP



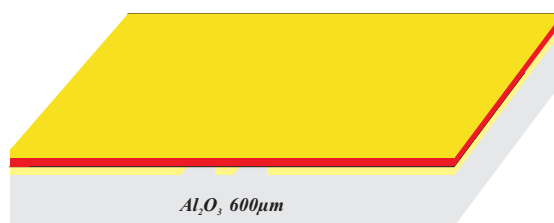
(b) Corrosão e Definição MIM CAP



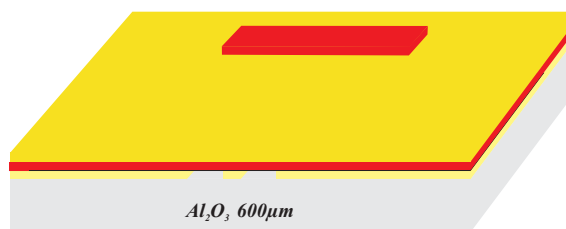
(c) Máscara 5 - Abertura dos postes



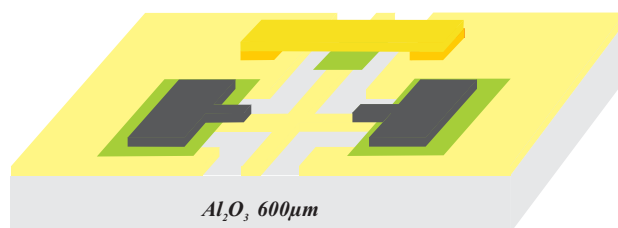
(d) Crescimento eletrolítico dos postes - 2,0µm



(e) Deposição/Espessamento do metal de ponte - 1,5µm Au



(f) Máscara 6 - Definição das pontes



(g) Corrosão e liberação das pontes MEMS

Figura C.2: Etapas de processo de fabricação - continuação

C.2.2 Metalização dos filmes Ti/Cu/Ti/Au

Após limpeza das laminas, as mesmas eram inicialmente metalizadas com filmes finos de Ti/Au (400/600 Å) para formação das linhas CPW. Entretanto, estes filmes são demasiadamente finos, apresentando altas perdas de RF, necessitando-se assim de filmes metálicos mais espessos. Optamos por realizar o espessamento do filme de ouro depositado por crescimento eletrolítico, até atingirmos algo próximo de 1,0 a 1,5 micrômetros de espessura. Porém esta técnica não se mostrou muito viável, pois o filme apresentava crescimento irregular ao longo de toda superfície da lamina, além de alta rugosidade devido ao tamanho do grão presente no banho de ouro. Conclusões estas baseadas na primeira etapa de gravação, onde inúmeras bolhas e deformações das linhas CPW foram constatadas, mesmo depois de várias tentativas de trocas de fotoresiste, tempos de exposição, e curas de resiste.

Visto que a etapa de crescimento eletrolítico não se mostrou eficaz na maioria das amostras, idealizou-se por trabalhar com filmes mais espessos, porém totalmente evaporados, o que resultaria em uma melhor uniformidade e planicidade final do filme. Contudo, a deposição de filmes de ouro com mais de 1000Å é algo impraticável devido às limitações do laboratório. O desperdício de ouro é muito grande associado ao tamanho da câmara do E-beam disponível, logo esta solução não foi possível. Como alternativa, vislumbramos o uso de cobre como camada de espessamento, uma vez que este é bem mais barato e dispõe-se de uma quantidade maior deste material no laboratório. Outra justificativa para o uso do cobre é sua condutividade elétrica, sendo inclusive superior ao ouro, não prejudicando assim as características de RF projeto. Desta forma, sobre o substrato de alumina teríamos 4 camadas metálicas: a primeira 400Å de Ti (aderência), seguida de 10000Å de Cu (espessamento), outra camada de Ti (aderência) e finalmente 600Å de Au. Foram metalizadas com este "sanduíche" de metais 4 amostras. Os perfis metálicos das duas soluções são ilustrados na figura C.3.

C.2.3 Definição das linhas CPW

As lâminas recém metalizadas são novamente sujeitas a tratamento térmico em 120° por 10 minutos, para remoção de umidade na superfície e melhorar adesão do fotoresiste. Resfriadas em temperatura ambiente, aplicamos sobre as lâminas o promotor de aderência de nomenclatura hexametildisilazana (HMDS), cuja função é melhorar fixação do fotoresiste sobre a superfície dos metais. Além da adesão, o HMDS tem a função de minimizar ou prevenir *undercutting* da

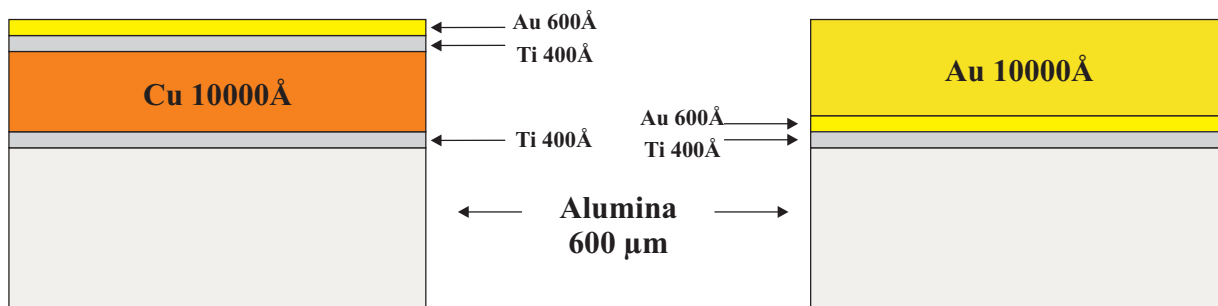


Figura C.3: Perfis de Metalização. a) Evaporação de Cobre. b) Espessamento por crescimento eletrolítico.

interface do metal e o resiste durante a etapa de ataque. Promotores de adesão são compostos que contém grupo de silana (SiH_4) em sua estrutura. O HMDS possui a seguinte fórmula estrutural $(CH_3)_3Si - (NH) - Si(CH_3)_3$. Quando usado, acredita-se que ocorram dois tipos de reações: na primeira etapa o HMDS remove a água adsorvida na superfície do substrato e numa segunda etapa, reduz a energia superficial pela reação com ligações ativas de hidrogênio. É aconselhável trabalhar com temperaturas acima da temperatura ambiente com este tipo de reagente (HMDS) (BALLONI, 2007).

Para a definição das linhas CPW seguimos as seguintes etapas:

- HMDS: spinner a 4000 rpm por 30 segundos;
- Soft-bake: $90^\circ C$ por 10 minutos;
- Resfriamento em temperatura ambiente por 5 minutos;
- Fotoresiste AZ 4210: spinner 5000 rpm por 30 segundos;
- Soft-bake: $90^\circ C$ por 10 minutos;
- Resfriamento em temperatura ambiente por 5 minutos;
- Fotogravação por 45 segundos;
- Revelação: AZ 400K:H₂O (1:2) por 30 segundos;
- Água DI corrente por 1 minuto;
- Secagem;
- Inspeção óptica da qualidade da revelação;
- Hard-bake: $120^\circ C$ por 20 minutos;

Corrosão do filme de Ouro fino

- Deplacante de 645 - Degussa [19,41%] Sal de Ouro;

- Cianeto de Potássio: KCN [0,97%];
- Água DI: H₂O [97,1%].

A vistoria da corrosão é acompanhada a olho nu, assim como estamos atacando quimicamente ouro, a lamina não é retirada da solução até que se veja completamente o filme de titânio logo abaixo, que apresenta uma coloração mais prateada. Após pouco mais de 10 segundos (em temperatura ambiente) a amostra foi retirada da solução e lavada em água DI corrente para retirar o restante da solução (corrosão de ouro) ainda restante.

Corrosão do filme de Titânio

O mesmo processo é realizado para corrosão do filme titânio em solução de HF (temperatura ambiente), onde a lamina é retirada do recipiente quando observa-se totalmente a cor laranja do filme de cobre.

Buffer de HF:

- Ácido Fluorídrico: HF [10%];
- Água: H₂O [90%];
- Tempo de Corrosão < 10 segundos.

Esta etapa de *etching* em particular deve ser realizada necessariamente em um reservatório plástico ou qualquer outro material que não seja composto de silício. O uso de béqueres de vidro, resultaria na corrosão do mesmo, conseqüentemente, danificando e/ou tornando inutilizável o recipiente.

Corrosão do filme de Cobre

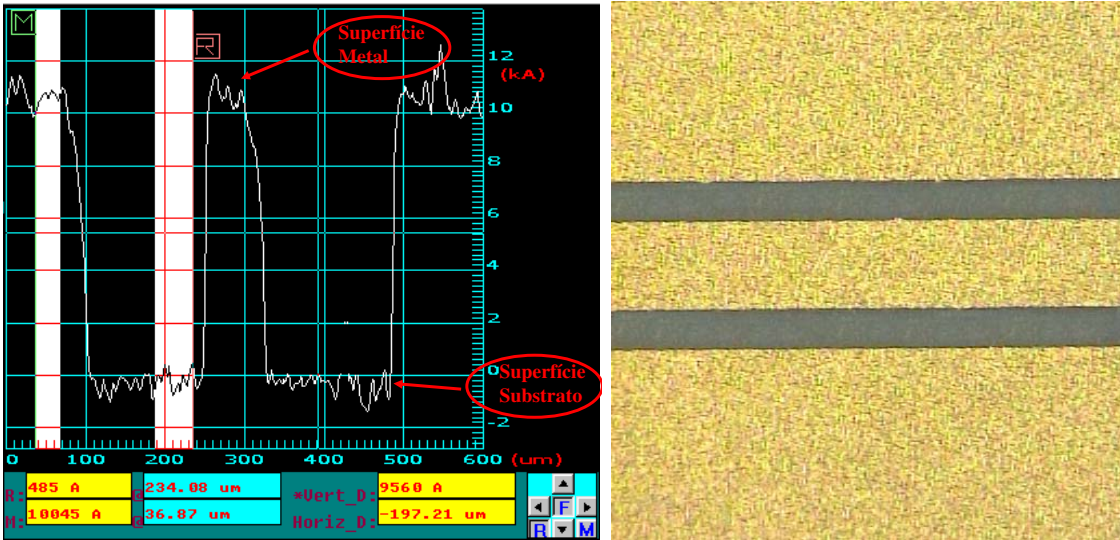
Diferentemente das etapas anteriores, nesta corrosão a solução corrosiva deve ser aquecida a 55°C para que seu efeito seja eficiente. Como estamos trabalhando com filmes de cobre relativamente finos, quando comparados com os encontrados em circuitos impressos - PCB, não utilizamos soluções de Perclorato de Ferro para corrosão deste filme, em seu lugar é empregada uma solução conhecida como micro-etching, composta por:

- Ácido Sulfúrico - H₂SO₄ [10%]
- Peróxido de Hidrogênio - H₂O₂ [2%]
- Água DI - H₂O [88%]
- Tempo médio de corrosão 15 segundos

Corrosão do filme de Titânio

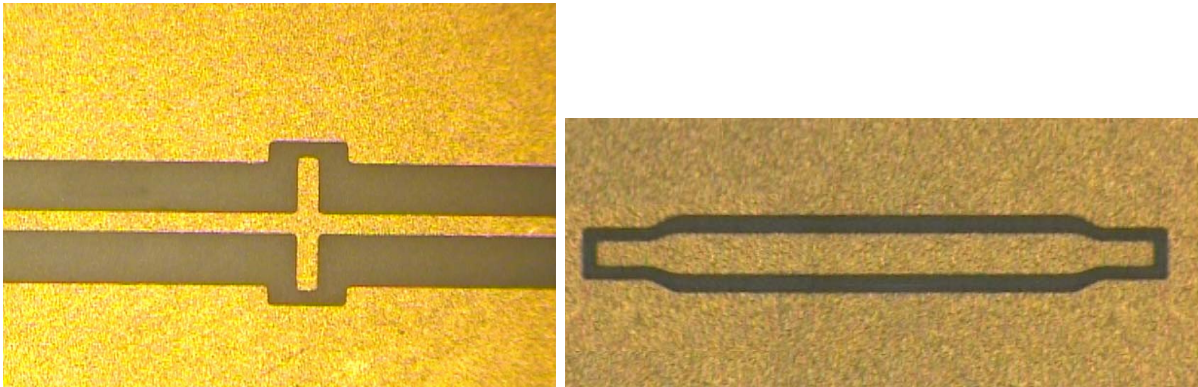
Finalizada a corrosão do cobre, removemos o ultimo filme de titânio da amostra até que fique visível o substrato de alumina, evidenciado pela presença de sua cor branca, formando assim os gaps das linhas CPW, sobre as quais serão construídas as chaves MEMS.

A figura C.4 apresenta fotos da formação das linhas CPW para as estruturas MEMS deste trabalho, bem como o perfil do metal depositado medido com o perfilômetro.



(a) Medida de Perfil

(b)



(c)

(d)

Figura C.4: Definição das linhas CPW.

C.2.4 Deposição do filme dielétrico (SiO_2)

Neste trabalho, duas espessuras diferentes de dióxido de silício tiveram que ser depositada em vistas do sucesso da implementação. Para a construção das chaves MEMS de RF e ativação

DC e para os deslocadores de fase, um filme de 2000Å foi depositado, seguindo o inicialmente especificado no projeto, entretanto, para a formação dos capacitores MIM, que fazem parte da estrutura do filtro sintonizável, outro filme de 4000Å se fez necessário. É importante lembrar que, como todas as estruturas foram contempladas sobre um mesmo substrato, os filtros foram consequentemente construídos em lâminas separadas das outras estruturas, de modo a não interferir nos resultados de medidas das mesmas. Para a deposição destes filmes foi utilizado o processo PECVD.

C.2.5 Definição do dielétrico

A definição da camada dielétrica segue de modo análogo ao realizado nas linhas CPW no que diz respeito ao uso do fotorresiste, onde utilizamos o segundo nível de máscara. Uma vez gravado o fotorresiste, as laminas são sujeitas a um hard-bake de 20 minutos a 120°C para remoção dos solventes e da umidade, e enrijecimento para o processo de corrosão. Resfriada a lamina em temperatura ambiente, a mesma é imersa em uma solução bem conhecida nos processos de microeletrônica, o *buffer* de HF, composto de:

- HF 49% [14%];
- NH₄F 40% [86%];
- Tempo de Corrosão < 10 segundos.

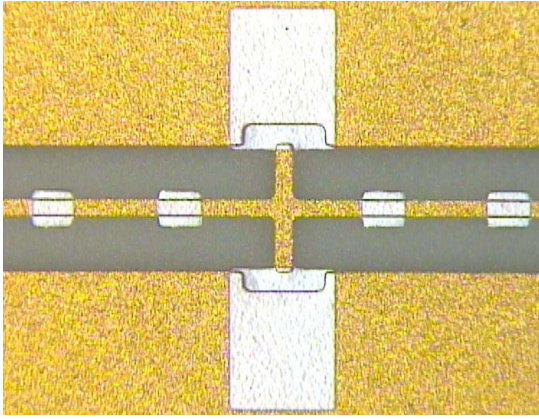
A figura C.5 apresenta fotos da camada dielétrica definida para formação dos capacitores MIM e chaves MEMS.

C.2.6 Deposição da 1ª camada de sacrifício

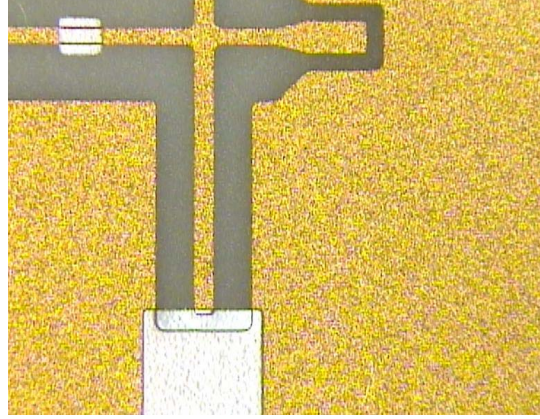
A utilização desta primeira camada de sacrifício, formada por fotorresiste AZ 4210, é destinada à formação dos capacitores MIM que fazem parte da estrutura do filtro. Utilizamos este terceiro nível de mascada para abrir as regiões sobre os dielétricos, mostrados nas figuras C.9(a) e C.9(b), de modo que o próximo filme metálico que será evaporado entre em contato apenas com aquela região, protegendo as demais áreas da lâmina. A figura C.6 ilustra as áreas de abertura no FR para abertura dos capacitores.

C.2.7 Deposição dos filmes de Ti/Cu/Ti

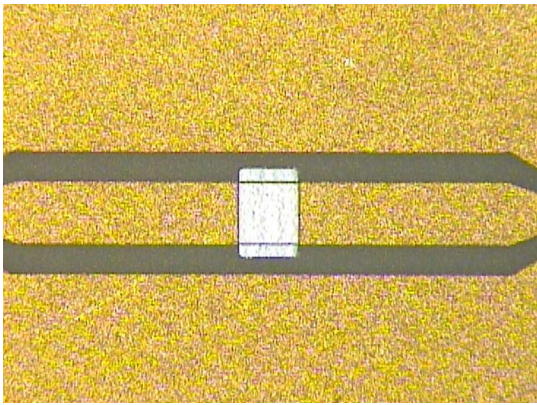
Uma vez definidas abertas as áreas que formarão os capacitores MIM, o metal superior é então evaporado e composto por este novo sanduíche metálico de Ti/Cu/Ti com espessuras de



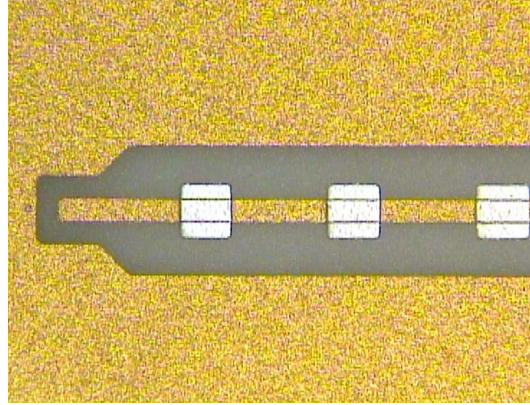
(a) Capacitor Interno / Filtro



(b) Capacitor Externo / Filtro



(c) Chave de RF



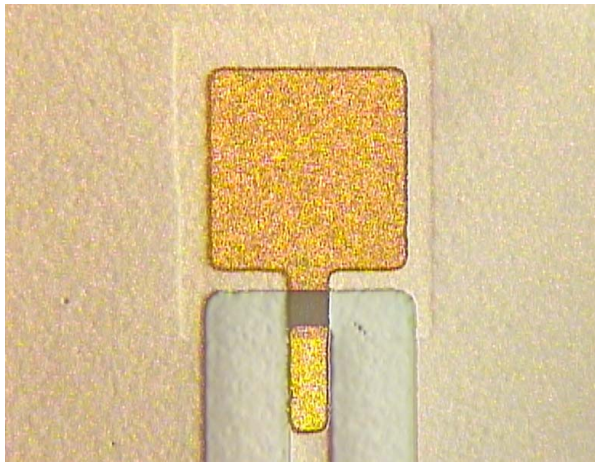
(d) Deslocador de Fase

Figura C.5: Definição da camada dielétrica.

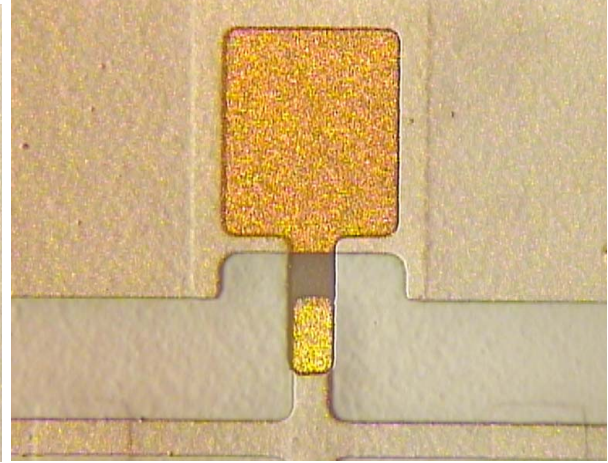
400/5000/400 Å. A escolha de cada um destes metais por melhor se adequarem às necessidades de projeto. O primeiro filme de Ti é utilizado como camada de aderência sobre o filme de SiO₂. O Cu é empregado como material condutor, por ser de alta condutividade, baixo custo e grande disponibilidade, possibilitando a evaporação de filmes mais espessos, substituindo o ouro. A camada de Ti é colocada como uma proteção da camada de cobre, evitando sua oxidação e ataque químico causado por soluções empregadas nas etapas posteriores.

C.2.8 Definição dos capacitores MIM

Esta etapa consiste do quarto nível de máscara do processo desenvolvido, onde utilizamos a mesma máscara da etapa anterior, contudo, aplicando-se um fotorresiste negativo, o AZ 5214E. Com o AZ 5214E protegeremos as áreas que formarão o metal superior dos capacitores e faremos



(a) Capacitor Externo



(b) Capacitor Interno

Figura C.6: Abertura dos Capacitores.

a corrosão de todo o restante da lâmina. Utilizando-se deste artifício, eliminamos a necessidade de se fabricar outra máscara, que seria apenas uma imagem reversa da terceira, minimizando os custos do processo.

Para a formação dos capacitores MIM empregando o AZ 5214E os seguintes passos foram seguidos:

- Bake 120°C por 5 minutos para remoção de umidade da superfície;
- Resfriamento em temperatura ambiente por 5 minutos;
- HMDS: spinner a 4000 rpm por 30 segundos;
- Soft-bake 1: 90°C por 10 minutos;
- Resfriamento em temperatura ambiente por 5 minutos;
- Fotorresiste AZ 5214E: spinner 2000 rpm por 30 segundos;
- Soft-bake: 90°C por 3 minutos;
- Resfriamento em temperatura ambiente por 5 minutos;
- Fotogravação por 12 segundos;
- Soft-bake 2: 118°C por 3 minutos;
- Resfriamento em temperatura ambiente por 5 minutos;
- Ultra-exposição (sem máscara) por 40 segundos;
- Revelação: MIF312:H₂O (1:1) por 30 segundos;

- Água DI corrente por 1 minuto;
- Secagem;
- Inspeção óptica da qualidade da revelação;
- Hard-bake: 120°C por 10 minutos;
- Corrosão dos filmes de Ti/Cu/Ti (do mesmo modo que detalhado acima);
- Imersão em Acetona PA temperatura ambiente para remoção inicial da camada de sacrifício;
- Acetona PA 60°C por 10 minutos;
- Plasma de O_2 (100W - 100mTorr) por 10 minutos para remoção completa do fotorresiste.

A figura C.7 apresenta fotos da formação dos capacitores MIM fabricados neste trabalho.

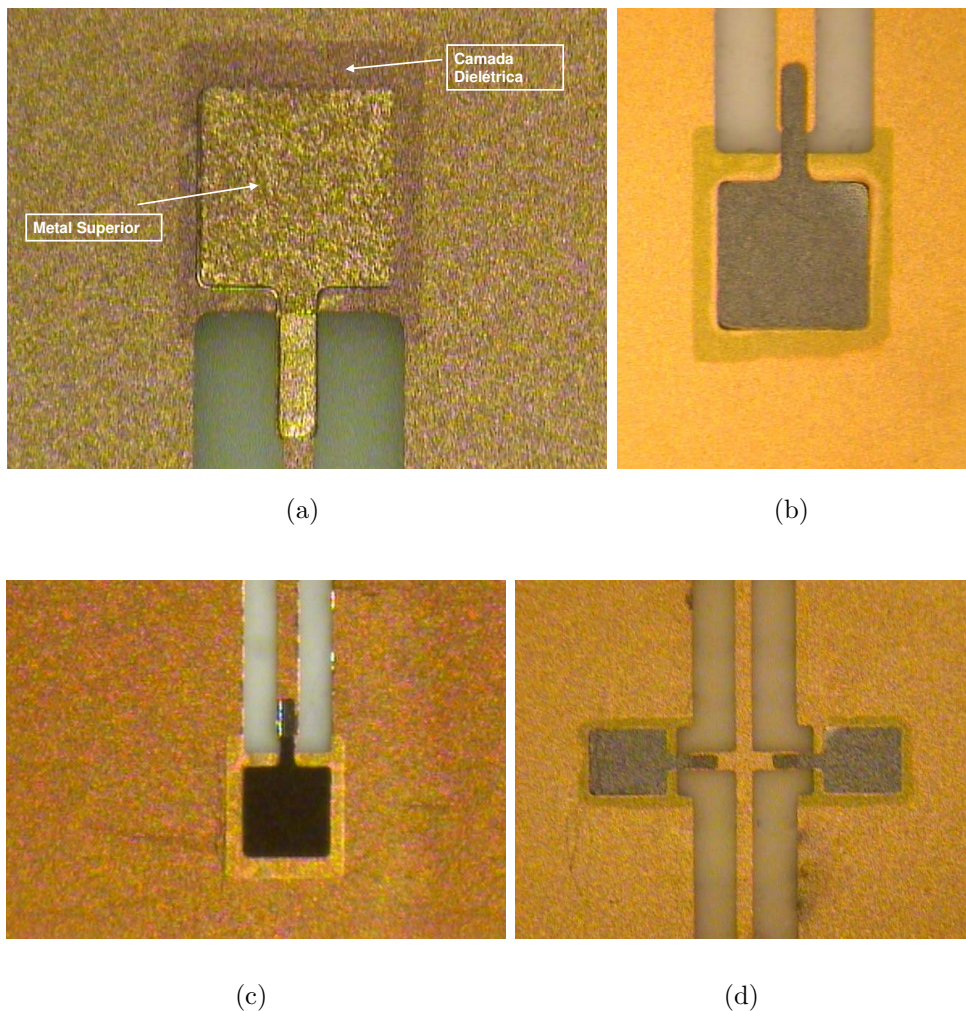


Figura C.7: Formação dos capacitores MIM.

C.2.9 Deposição da 2ª camada de sacrifício e abertura dos postes

Deste ponto em diante, iniciamos a parte mais delicada e cuidadosa do processo de fabricação das chaves MEMS. Esta camada de sacrifício será responsável pela sustentação da ponte durante a etapa de evaporação de metal, e é ela quem determina a altura final da membrana suspensa, uma vez que a altura dos postes também está ligada diretamente a altura da camada de sacrifício. Tendo em vista a precisão requerida para a espessura do fotorresiste que será depositado, realizamos um processo de calibração do fotorresiste, onde variamos a velocidade de rotação do *spinner* com o qual aplicamos o fotorresiste e após os mesmos tratamentos térmicos verificamos a altura final da camada de sacrifício após sua revelação.

Utilizamos o mesmo fotorresiste positivo AZ4210 alteramos as rotações do *spinner* entre 4000 e 5500 rpm, para obtermos uma espessura mais próxima de $2,0\mu\text{m}$ de acordo com as necessidades de projeto. A tabela C.1 traz os resultados de calibração do fotorresiste para o range de rotações.

Tabela C.1: Calibração da Camada de sacrifício.

Velocidade (rpm)	4000	4500	5000	5500
Espessura (μm)	2,6	2,3	2,0	1,8

Optamos assim, por utilizar o AZ4120 com 5000rpm por 30 segundos, que após hard-bake de 120° por 20 minutos resultou em um altura de $2,0\mu\text{m}$. A figura C.8 traz a medida de perfil obtida da altura da camada de sacrifício para 5000rpm extraídas do perfilômetro.

A etapa de abertura dos poste segue o mesmo procedimento empregado para a definição das linhas CPW, detalhadas na seção C.2.3. A figura C.9 ilustra a abertura dos postes em vários pontos da lâmina.

C.2.10 Crescimento eletrolítico dos postes

O crescimento eletrolítico tanto dos postes quanto de filmes metálicos ao longo deste processo de fabricação representa a etapa de menor controle por meio do projetista. A taxa de crescimento, o tamanho do grão, e a distribuição não-uniforme da corrente DC sobre a superfície da lâmina dificultam o domínio desta etapa principalmente quando a criticidade está relacionada com a espessura do filme a ser crescido. Para minimizar esses efeitos de descontrole do crescimento eletrolítico, uma etapa de calibração do banho de ouro é realizada para se conhecer a taxa de crescimento média por minuto para uma densidade de corrente DC específica aplicada.

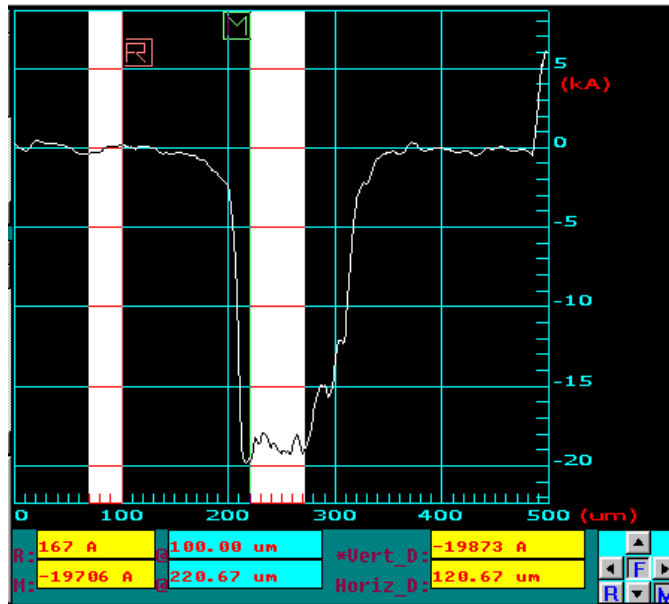
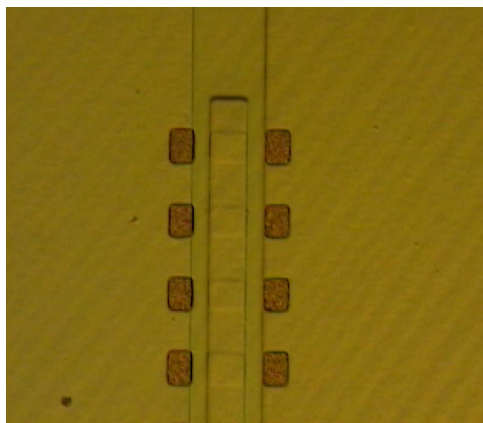


Figura C.8: Espessura da camada de sacrifício

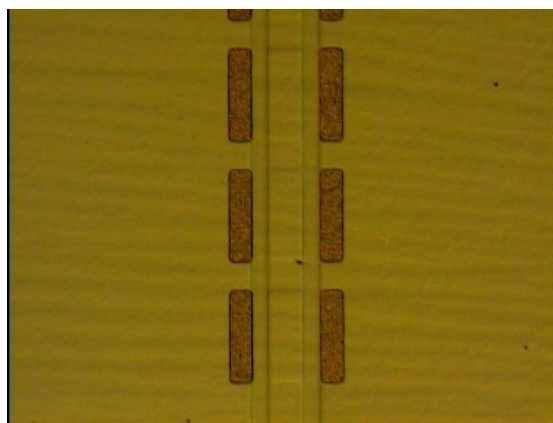
A calibração do banho de ouro é realizada sobre uma lamina de silício polida de 1 pol metalizada com Ti/Au, onde o crescimento é realizado em uma superfície retangular de área conhecida. Delimitamos a área onde será crescido o filme de calibração pintando-se toda a superfície do silício, deixando aberta apenas uma área retangular no centro da lamina. Medimos os valores das arestas com auxílio de um paquímetro e então calculamos a corrente que deverá ser fornecida pela fonte. O banho Auruna 553 trabalha aquecido a 60°C com densidades de correntes DC entre 0,1 a 0,5 A/dm², segundo boletim técnico fornecido pelo fabricante. Para uma área de 0,65cm x 0,785cm = 0,0051025 dm², e densidade de corrente de 0,2 A/dm² temos uma corrente dc de aproximadamente 1mA que deverá ser aplicada entre os eletrodos.

Especificada a corrente necessária para uma densidade de 0,2 A/dm² para área equivalente de 5,1025x10⁻³ dm², submetemos a lamina de silício a hard-bake de 25 minutos - 120°C (para que o fotorresiste suporte a natureza alcalina do banho), realizamos um crescimento controlado por 10 minutos, medimos em dois pontos a espessura do filme crescido em cada aresta do retângulo determinado e tomamos a taxa de crescimento como uma média entre as espessuras medidas dividido pelo tempo de crescimento. A figura C.10 uma ilustração do set-up de calibração, os valores medidos da calibração.

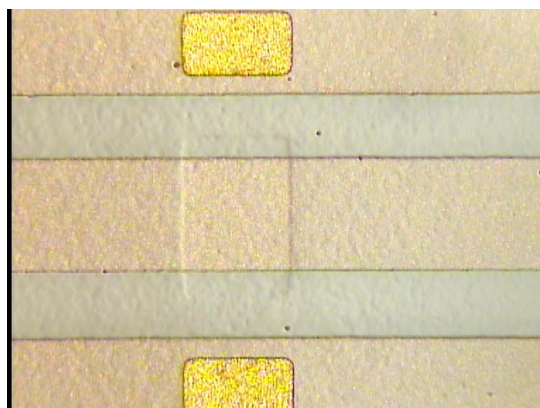
O crescimento de filmes ou deposição por crescimento eletrolítico é realizado da seguinte maneira. Inicialmente em um béquer é posto 1 litro da solução do banho de ouro ao qual contém



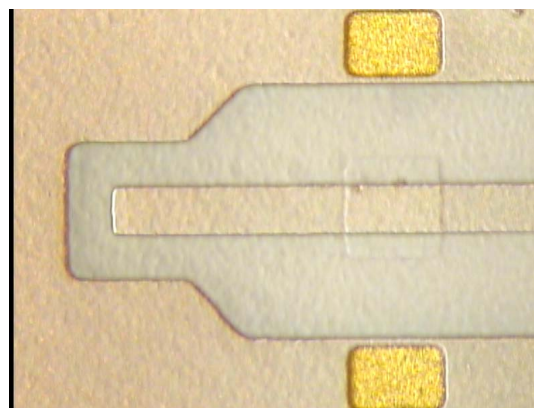
(a) Chaves do Grupo 1



(b) Chaves do Grupo 5



(c) Chave de RF



(d) Deslocador de Fase

Figura C.9: Definição da camada dielétrica.

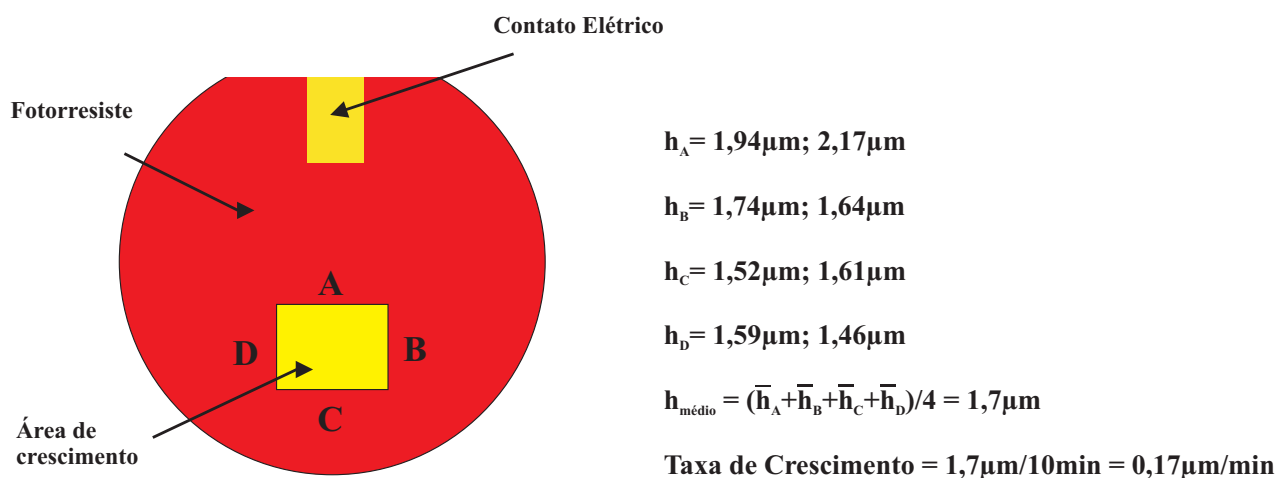


Figura C.10: Set-up de calibração do banho de ouro

8 gramas de ouro, e uma pureza de 99,999 %. O béquer é levado a placa aquecedora e sua temperatura elevada a 60°C, como indicado pelo fabricante. Um imã é colocado ao fundo do béquer, pois esta placa gera um campo magnético que faz o imã girar, garantindo uma melhor uniformidade da solução. Em seguida os eletrodos são imersos na solução, sendo estes feitos de material inerte (titânio platinado) para que os mesmos não façam parte da reação. O eletrodo positivo é ligado á solução e o negativo é ligado a lamina onde será depositado o filme de ouro. O equacionamento químico da reação de crescimento é bem simples:



O eletrodo positivo é responsável pela dissociação iônica das moléculas da solução gerando íons de Au^{3+} , enquanto que o eletrodo negativo fornece elétrons á placa onde será crescido o filme atraindo os íons para sua superfície. A figura C.11 ilustra o arranjo de eletrodeposição, e na figura C.12 é apresentada uma foto de como o processo foi feito em laboratório.

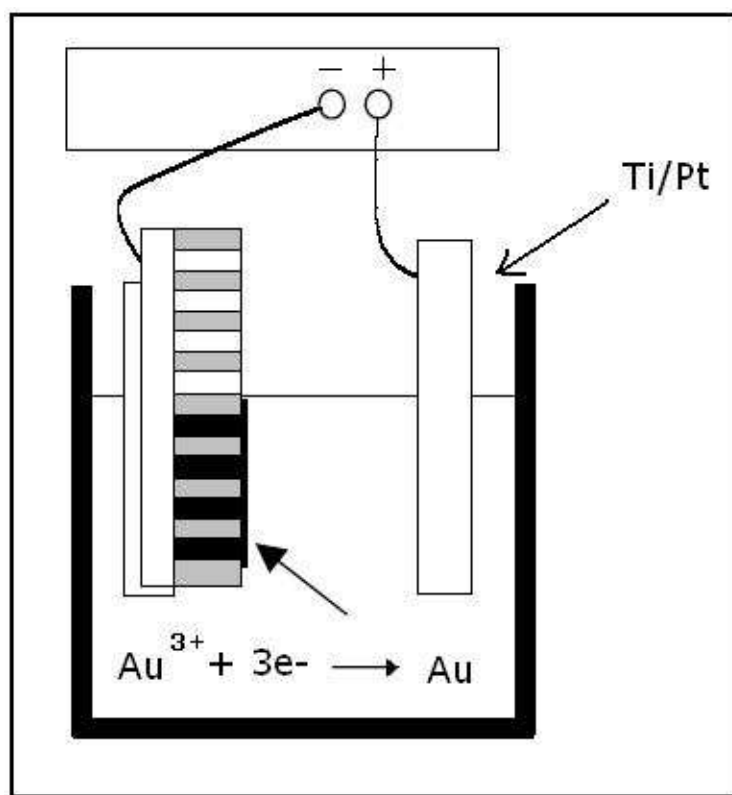


Figura C.11: Deposição Eletrolítica



Figura C.12: Foto do arranjo de Deposição Eletrolítica

Conhecida a taxa de crescimento do banho para uma densidade de $0,2 \text{ A/dm}^2$, temos uma estimativa de quanto tempo o devemos submeter a amostras para que o crescimento dos postes atinja a altura desejada. Para uma altura de poste equivalente a $2,0\mu\text{m}$ teríamos um tempo de crescimento de 11 minutos e 45 segundos, entretanto, experiências anteriores mostraram que o crescimento deve ser realizado em etapas ao invés de uma única imersão com o tempo total para que o poste crescido assuma um formato mais uniforme possível. Assim para atingirmos postes com $2,0\mu\text{m}$ de altura os seguintes passos foram utilizados:

- 4 minutos + agitação magnética + medida de perfil;
- 3 minutos + agitação magnética + medida de perfil;
- 1 minuto e 20 segundos + agitação magnética + medida de perfil;
- 1 minuto + agitação magnética + medida de perfil;
- 1 minuto e 30 segundos + agitação magnética + medida de perfil;

C.2.11 Metalização Ti/Au

Após a fotografação da segunda camada de sacrifício, para abertura dos contatos de poste e o crescimento eletrolítico dos mesmos é assim realizada a etapa tratamento térmico a 120°C por 5 minutos para remoção da umidade da camada de sacrifício após inúmeras imersões no banho de ouro (solução aquosa), para então haver a metalização das camadas de Ti/Au para formação

da ponte suspensa, onde o cromo é empregado como camada de aderência. São depositados por processo de e-beam filmes de 400 de Ti e 1000 de Au.

C.2.12 Espessamento do Filme de Au

O próximo passo após a metalização dos filmes de Ti/Au é o espessamento do filme de ouro. Como foram depositados apenas 1000 de Au esta membrana é extremamente fina e frágil, sendo necessário este espessamento, responsável pela rigidez mecânica da estrutura. De modo análogo á eletroformação dos postes, nesta etapa utilizaremos o processo de crescimento eletrolítico, entretanto, uma nova técnica será empregada de modo a se obter um maior controle sobre a espessura do filme a ser depositado.

Desejamos que a espessura final do filme crescido fosse equivalente a $1,5\mu\text{m}$ de acordo com o projeto, fator este que influencia fortemente o valor de V_{pi} . Para tal, o controle da espessura do filme será feito através da massa total da amostra. Devemos considerar que a deposição do filme ocorra uniformemente ao longo de toda a superfície da lamina, desta forma, o procedimento de controle do espessamento do filme de Au, lembrando que o banho já se encontra calibrado, é o seguinte:

- Área total da amostra a ser depositada: $5,1\text{cm} \times 5,1\text{cm} = 26,01\text{cm}^2$;
- Altura final do filme (espessura da membrana) $= 1,5\mu\text{m} = 1,5 \times 10^{-4}\text{cm}$;
- Volume depositado $= 39,01 \times 10^{-4}\text{cm}^3$;
- Densidade do Au $= 19,3\text{g/cm}^3$;
- Massa de Au depositada $= 0,0752\text{g}$.

De posse destes dados e de uma balança analítica com precisão mínima de 10^{-4}g , anotamos o peso inicial de todas as amostras presentes nesta etapa e realizamos o crescimento em etapas da mesma maneira apresentada no item anterior para um maior controle e a cada etapa realizamos uma nova medida até que a diferença de peso atual da amostra e o peso inicial atinja 0,0752g ou o mais próximo disto.

Como este processo foi realizado várias vezes até a estabilização do processo final de construção das chaves MEMS, os pesos das amostras não serão apresentados por uma questão de simplicidade.

C.2.13 Definição das Pontes

Uma vez com o filme de Au já espesso, o processo está quase em seu fim, sendo esta etapa de definição das pontes compreendida pelo sexto nível de máscara desta tecnologia e similar aos processos de fotogravação e corrosão realizados anteriormente o procedimento simplificado é descrito a seguir:

- HMDS: spinner a 4000rpm por 30 segundos;
- FR AZ 4210: spinner a 5000rpm por 30 segundos;
- Fotogravação por 45 segundos;
- Corrosão do filme espesso de Au;
- Corrosão do filme de Ti.

C.2.14 Remoção da Camada de Sacrifício e Liberação das chaves MEMS

Neste ponto temos as pontes com seu formato definido e eletricamente conectadas aos postes e conseqüentemente aos planos de terra da linha CPW, sendo assim necessário apenas a remoção da camada de sacrifício que encontra-se sob as mesmas. Sem sombra de dúvida este foi a etapa mais árdua e trabalhosa de todo processo, pois, por estarmos trabalhando com uma camada de fotorresiste que passou por várias etapas térmicas a 120°C, esta adquiriu uma dureza e aderência bem maiores que as outras com as quais trabalhamos e além do fato de que a mesma está situada entre dois níveis metálicos, o que dificulta ainda mais sua remoção.

Como imersões em acetona PA a 60°C e sessões não eram capazes sozinhos de remover todo o fotorresiste que assumia uma textura plástica (figura C.13) uma extensa pesquisa na literatura e fóruns de discussão com especialistas do mundo inteiro foi realizada, até uma solução reprodutiva foi encontrada.

Encontramos que se imergirmos o fotorresiste endurecido em solução de NMP (N-metil pirrolidona) a 85°C o mesmo seria facilmente removido. E assim, os seguintes passos para remoção total da camada de sacrifício foram identificados e listados abaixo:

- Plasma de O₂ por 25 minutos (50 mTorr - 200W);
- Acetona PA temperatura ambiente por 10 minutos;
- Acetona PA a 60°C por 10 minutos;
- NMP a 85°C por 4 horas;
- Plasma de O₂ por 25 minutos (50 mTorr - 200W);

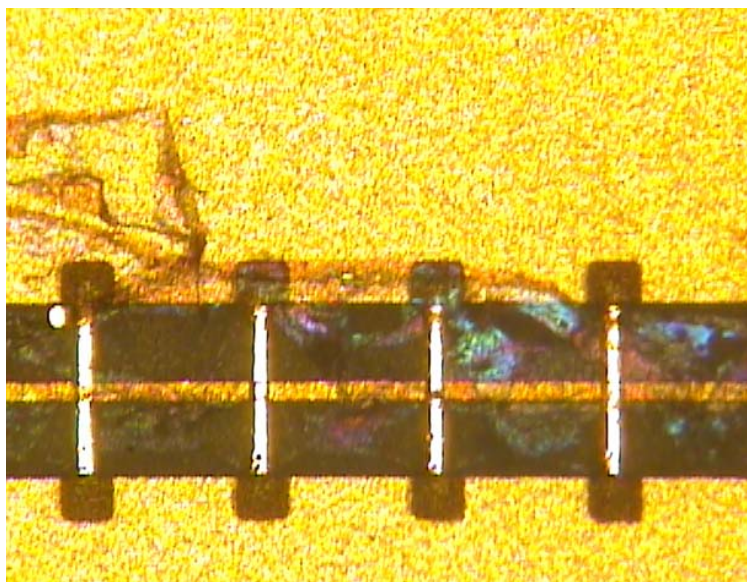


Figura C.13: Fotorresiste com textura plástica

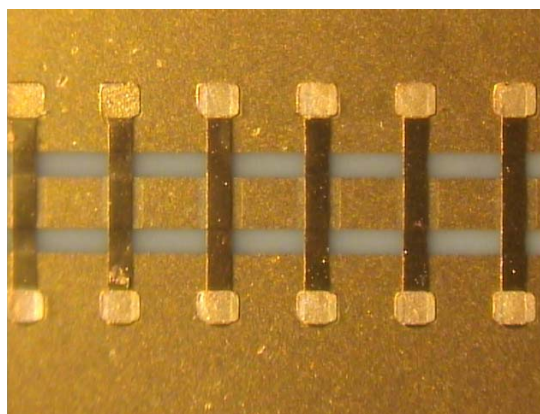
- NMP a 85°C por 4 horas;
- Acetona PA a 60°C por 10 minutos;
- Imergir em água DI não corrente (importante);
- IPA;
- Soft-bake 90°C por 10 segundos para evaporação do IPA.

Como visto esta etapa consome oito horas do operador, mas os resultados são altamente satisfatórios como mostrados nas fotos das chaves liberadas a seguir:

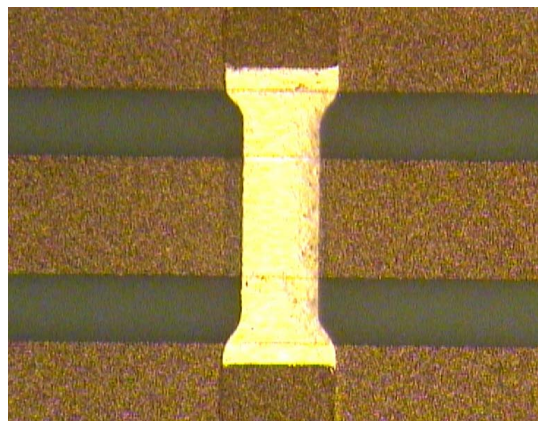
C.3 Conclusões

Ao fim deste projeto muito foi aprendido com esforço de horas de pesquisa e meses dentro do laboratório de microfabricação do LNLS. Certamente ainda existe uma grande lacuna na qual o processo de fabricação deve ser aperfeiçoado e aplicando técnicas mais modernas já existentes e desenvolvendo outras conforme nossa realidade e necessidade. O contato prático nos proporcionou uma nova visão do processo onde muitas idéias podem ser atribuídas para evolução de futuros trabalhos.

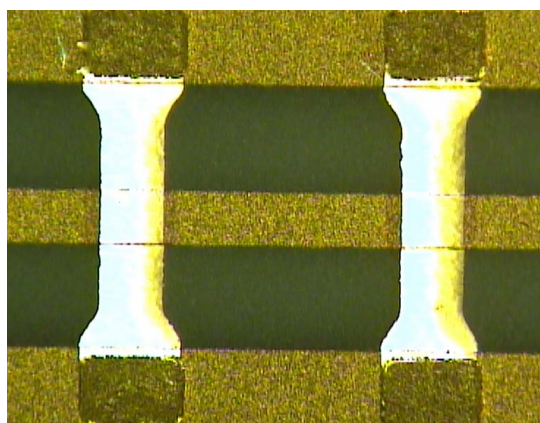
Relativos à tecnologia de processo em si, alguns avanços imediatos poderiam ser aplicados, tais como a utilização de uma bomba de fluxo durante a etapa de eletroformação dos postes, a utilização de Au evaporado com espessuras mais elevadas, a fabricação de máscaras de alta planicidade e resolução em óxido de cromo no lugar de fotolito, outros tipos de camada de sacrifício



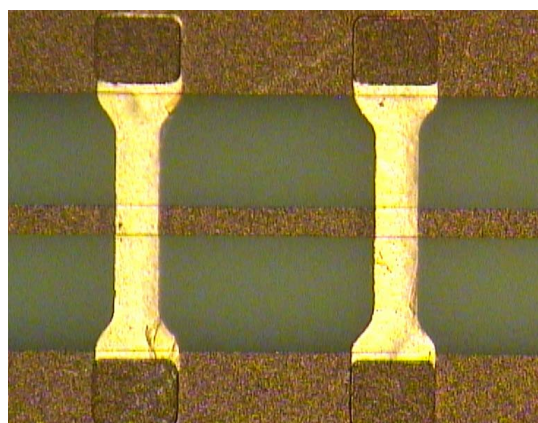
(a) Chaves do Grupo 4



(b) Chave de RF



(c) Chaves do Deslocador de Fase



(d) Chaves do Filtro Sintonizável

Figura C.14: Fotos das pontes liberadas com sucesso.

como metais ou PMMA, e até mesmo a substituição da alumina por substratos alta planicidade como quartzo ou HRS trariam grande melhorias nos resultados. Entretanto, todas estas opções trazem inerentemente um aumento considerável de custo de processo, principalmente quando tratamos da evaporação de Au. Tendo visto todas as dificuldades e limitações da tecnologia, este grupo de microeletrônica e antenas da UNICAMP mostrou a viabilidade de se construir dispositivos MEMS de alto desempenho mesmo com recursos limitados.

Futuramente é interessante a pesquisa de testes de novos designs de estruturas das chaves, buscando desempenhos ainda melhores e mais facilidades de fabricação.

APÊNDICE D

Código de Entrada ANSYS - Simulação Eletromecânica 3D das Chaves MEMS

```
%----- Starting a new simulation -----  
finish  
  
/batch,list /title,  MEMS Switch Simulation with TRANS126 elements  
using EMTGEN macro  
  
/clear,start  
%-----  
  
%----- Voltage Sweep Array -----  
vstr = 0.0          ! initial bias  
vend = 30.0         ! ending bias  
vstep= 1.0          ! biasing  
step loop=(vend-vltg)+1  ! loop length  
  
*dim,displ,array,loop  
*dim,volta,array,loop  
volta(1)=vstr  
%-----  
  
%----- Declaring Input Parameters -----
```

```

bl=350          ! beam length
bh=2            ! beam height
gap=2.0         ! switch gap
gapmin=0.2      ! dielectric thickness
bw = 70         ! beam width
%-----

/prep7

%----- Material Properties -----
emunit,eprzo,8,854e-6 ! uMKS unit system
ET,1,42              ! element type Plane 42
ET,2,45              ! element type Solid 45
mp,ex,1,78e3         ! Young Modulus 78GPa
mp,nuxy,1,0.42       !Poisson Ratio 0.42
mp,ex,2,78e3
mp,nuxy,2,0.42
%-----

%----- Membrane Shape Definition -----
blc4,0,0,bl,bw      ! Membrane geometry
%-----

%----- Mesh Genetation -----
aesize,all,10 amesh,all
%-----

*GET,MAXN,NODE,,NUM,MAX
nselect,s,node,,1,MAXN cm,top,node alls

%----- 3D Solid Extrusion -----

```

```

type,2 mat,2

asel,all esize,,1
extopt,attr,0
extopt,aclear,1
vext,all,,,,bh
alls
%-----

%----- Mechanical Constrain -----
nsel,s,loc,x,0
nsel,a,loc,x,b1
d,all,ux,0
d,all,uy,0
d,all,uz,0
alls
%-----

%----- Electrical Constrain -----
emtgen,'top',,, 'UZ',-gap,gapmin,1,per0
cmsel,s,EMTPNO
d,all,volt,0
d,all,ux,0
d,all,uy,0
d,all,uz,0
%-----

allsel,all finish

%----- Solution Phase -----
/solu eqslv,sparse

```

```

!cnvtol,U,1,0.07
nlgeom,on
pstres,on
outres,all,last

kk=1
*do,_ii,1,loop
cmsel,s,top
d,all,volt,vstr
volta(_ii)=vstr
vstr=vltg+kk*vstep
alls
solve
*enddo

fini
%-----

%----- Results Post Processing -----
/post1
*do,ll,1,loop
set,ll,last cmsel,s,top nsort,U,sum,1,1
*get,displ(ll),sort,0,max
*enddo

/nopr
  *msg,info
%/ Voltage Displacement
  *vwrite,volta(1),displ(1)
  (f9.3,f12.4,f12.1)

```

```
*msg,info  
%/
```

```
fini
```

```
%-----
```

APÊNDICE E

Derivação dos Parâmetros R, L, C e G para criação do Modelo Elétrico Completo da Chave MEMS RF

Descrita pelas equações E.1 e E.2, a equação de onda é expressa em termos dos sinais de tensão e corrente excitados na linha de transmissão de acordo com seu sentido de propagação. Os termos V^+ e $e^{-\gamma z}$ representam a propagação da onda no eixo z ou seja onde transmitida e os termos V^- e $e^{\gamma z}$ representam a propagação em $-z$, decorrentes das ondas refletidas (Eo e Eisenstadt, 1993) (Pozar, 1998).

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \quad (\text{E.1})$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_c} (V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{\gamma z}) \quad (\text{E.2})$$

Para obtermos a solução da equação de onda, devemos conhecer a constante de propagação γ e a impedância característica da linha Z_c . Estes dois parâmetros são compostos por uma impedância série ($Z_s = R + j\omega L$) e uma admitância paralela ($Y_p = G_{sub} + j\omega C_{sub}$).

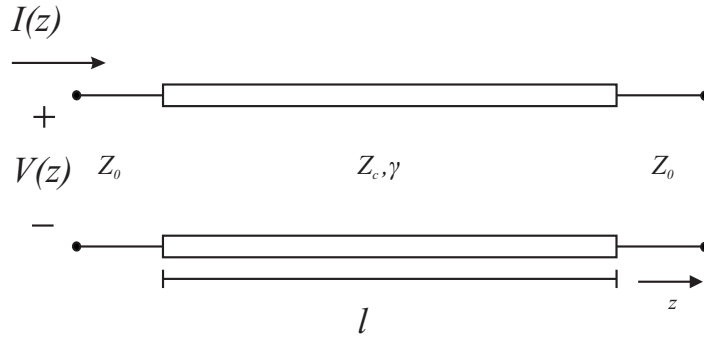
$$\gamma = \sqrt{Z_s Y_p} = \sqrt{(R + j\omega L)(G_{sub} + j\omega C_{sub})} = \alpha + j\beta \quad (\text{E.3})$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G_{sub} + j\omega C_{sub})}} \quad (\text{E.4})$$

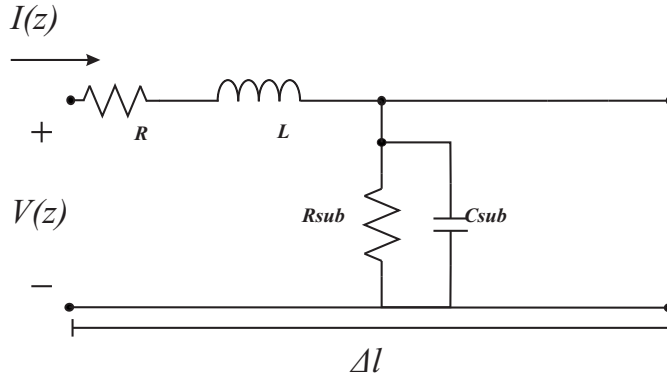
onde α e β são respectivamente a atenuação e a constante de fase do sinal propagado e $1/G_{sub} = R_{sub}$. Uma linha de comprimento l , impedância característica Z_c e constante de propagação γ , pode ser modelada como um quadripolo, Figura E.1(a), e apresentar um modelo

elétrico distribuído, como apresentado na Figura E.1(b), onde R , L , G_{sub} e C_{sub} são a resistência, indutância, condutância e capacitância por unidade de comprimento da linha CPW. Para este tipo de quadripolo, a matriz de transmissão em termos do parâmetros ABCD pode ser descrita por (Zhang e Hsiang, 2007):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_c \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Z_c} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (\text{E.5})$$



(a)



(b)

Figura E.1: Modelo equivalente da linha CPW a) Quadripolo b) Modelo Distribuído.

A caracterização desta linha de interconexão é realizada mediante o conhecimento dos parâmetros- S desta estrutura, provenientes de medidas elétricas com VNA (*Vector Network Analyzer*) ou simulações eletromagnéticas. Uma vez conhecido o conjunto de parâmetros de espalhamento para o range de frequências desejado, a conversão da matriz S para a matriz ABCD, ocorre através da seguinte relação (Hong e Lancaster, 2001b):

$$A = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (\text{E.6})$$

$$B = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (\text{E.7})$$

$$C = \frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (\text{E.8})$$

$$D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (\text{E.9})$$

onde Z_0 representa a impedância da fonte de medida.

Resolvendo as equações E.3 e E.4, determinamos as expressões para cada um dos termos distribuídos da linha CPW, em termos de γ e Z_c , como:

$$R = \text{Re}\{\gamma Z_c\} \quad (\text{E.10})$$

$$L = \text{Im}\{\gamma Z_c\}/\omega \quad (\text{E.11})$$

$$G = \text{Re}\{\gamma/Z_c\} \quad (\text{E.12})$$

$$C = \text{Im}\{\gamma/Z_c\}/\omega \quad (\text{E.13})$$

Publicações resultantes deste trabalho

- Braghetto, P.**, Kretly, L. C.(2007). Hysteresis in rf mems shunt switch: Simulation and measurements, *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, 2007 pp. 136-140.*
- Atanazio Braghetto, P.F.**, Kretly, L. C.(2008). A Ku Band Mems Tunable Filter Based on DMTL Resonators:Design and Simulation, *Aceito para China-Japan Joint Microwave Conference 2008.*
- Atanazio Braghetto, P.F.**, Kretly, L. C.(2008). A MEMS Based Tunable Filter for Ku Band Applications - Design and Simulation, *MOMAG 2008 - 13^ª SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e o 8^º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo. Vol. CD-ROM, pp.1-6, Florianópolis, SC, Brasil, 2008.*
- Atanazio Braghetto, P.F.**, Barbin, S.E, Kretly, L. C.(2009). A MEMS Based Tunable Filter for Ku Band Applications, *Submetido para European Microwave Week 2009 em 22/02/09 - Aguardando aprovação.*

Referências Bibliográficas

- Agilent (2008). Understanding rf/microwave solid state switches and their applications, *Application note*.
- ANSYS 10.0 Documentation, ANSYS, Inc. Verification Manual (n.d.).
- Anslys Software Inc. (n.d.). V. 10 edn, Canonsburg, PA.
- Baker, N. S. (1999). *Distributed MEMS Transmission Lines*, PhD thesis, University of Michigan.
- Ballestra, A., Brusa, E., Pasquale, G. D., Munteanu, M. G. e Somà, A. (2008). Rf-mems beam components: Fem modelling and experimental identification of pull-in in presence of residual stress, *DTIP of MEMS and NOEMS*.
- BALLONI, A. J. (2007). Processo integrado etf: Eb/ga. prototipagem rápida de circuitos integrados.
- Barker, N. S. e Rebeiz, G. M. (1998). Distributed mems true-time delay phase shifters and wide-band switches, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **46**(11): 1881 – 1890.
- Bigdeli, S. (2005). Application of mems tunable capacitor for rf vcos.
- Braghetto, P. e Kretly, L. C. (2007). Hysteresis in rf mems shunt switch: Simulation and measurements, *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, 2007* pp. 136–140.
- CAI, Y. (2006). *RF MEMS and integrated manufacturing for miniaturized millimeter-wave systems*, PhD thesis, The University of Texas.
- Chan, R. e Feng., M. (2003). Low-actuation voltage rf mems shunt switch with cold switching lifetime of seven billion cycles, *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems* **12**(5).
- Cho, E. S. K. Y. H. e Kim, M. U. (1999). Effect of holes and edges on the squeeze film damping of perforated micromechanical structures, *Proceedings of Twelfth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*.

- Collin, R. E. (1992). *Foundations For Microwave Engineering*, 2nd edition edn, McGraw-Hill, New York, NY.
- Coventor, Inc., 4001 Weston Parkway, Cary, NC 27513 (n.d.).
- Cusmai, G., Mazzini, M., Rossi, P., Combib, C., Vigna, B. e Svelto, F. (2005). A simple lumped electrical model for an rf mems switch considering lossy substrate effects, *Proceedings of Sensors and Actuators - Science Direct*.
- Discera, I. (2004). Integrated 1.6 ghz tunable oscillator powered by mems technology, internet.
- Eisenstadt, W. R. e Yungseon, E. (1992). S-parameter-based ic interconnect transmission line characterization, *IEEE transactions on components, hybrids, and manufacturing technology* **14**(4).
- Entesari, K. (2006). *Development of High Performance 6-18 GHz Tunable/Switchable RF MEMS Filters and Their System Implications.*, PhD thesis, University of Michigan.
- Entesari, K. (n.d.). Class notes—elen 689 - millimeter-wave ic design - spring 2007.
- Entesari, K. e Rebeiz, G. M. (2005a). A 12-18-ghz three-pole rf mems tunable filter, *IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques* **53**(8).
- Entesari, K. e Rebeiz, G. M. (2005b). A differential 4-bit 6.5-10 ghz rf mems tunable filter., *IEEE transactions on microwave theory and techniques* **53**.
- EO, Y. e Eisenstadt, W. R. (1993). High-speed vlsi interconnect modeling based on s-parameter measurements, *IEEE transactions on components, hybrids, and manufacturing technology* **16**(5).
- Everard, J. K. A. e Cheng, K. K. (1993). High performance direct coupled bandpass filters on coplanar waveguide, *IEEE transactions on microwave theory and techniques* **41**(9).
- Gere, G. M. e Timoshenko, S. P. (1997). *Mechanics of Materials.*, 4 edn, PWS Publishing Company - Boston.
- Gilbert, J. R., Ananthasuresh, G. K. e Senturia, S. D. (1996). 3d modeling of contact problems and hysteresis in coupledelectro-mechanics, *Proceedings of Micro Electro Mechanical Systems, 1996, MEMS '96*. pp. 127–132.
- Goldsmith, C. e Randall, J. (1996). Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies, *Proceedings of IEEE Microwave Theory and Technology Symposium*.
- Hall, N. A. (2004). *Micromachined Broadband Acoustic Transducers With Integrated Optical Displacement Detection*, PhD thesis, Georgia Institute of Technology.

- Hamad, E. K. (2006). *Modeling, Design, and Optimization of Radio-Frequency Microelectromechanical Structures*, PhD thesis, Universität Magdeburg.
- Hayden, J. S. e Rebeiz, G. M. (2000). 2-bit mems distributed x-band phase shifters, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* **10**(12): 540–542.
- Hayden, J. S. e Rebeiz, G. M. (2003). Very low-loss distributed x-band and ka-band mems phase shifters using metal-air-metal capacitors, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **51**(1).
- Heinrich, W. (1993). Quasi-tem description of mmic coplanar lines including conductor-loss effects, *IEEE transactions on microwave theory and techniques* **41**(1).
- Hong, J. S. e Lancaster, M. J. (2001a). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley and Sons, Inc.
- Hong, J. S. e Lancaster, M. J. (2001b). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Wiley-Interscience.
- Hung, E. S. e Senturia, S. D. (1999). Generating efficient dynamical models for microelectromechanical systems from a few finite-element simulation runs, *Journal of Microelectromechanical Systems* **8**(3): 280–289.
- Hyman, D., Lam, J., Warneke, B., Schmitz, A., Hsu, T. Y., Brown, J., Schaffner, J. e Lee, J. (1999). Surface micromachined rf mems switches on gaas substrates, *Int. J. RF and Microwave CAE* pp. 348–361.
- III, J. S. H. (2002). *High-Performance Digital X-Band and Ka-Band Distributed MEMS Phase Shifter*, PhD thesis, University of Michigan.
- Jong-Man, K., Sanghyo, L., Jung-Mu, K., Chang-Wook, B., Youngwoo, K. e Yong-Kweon, K. (2005). A mechanically reliable digital-type single crystalline silicon (scs) rf mems variable capacitor, *Journal of Micromechanics and Microengineering* **15**: 1854–1863.
- Jr., D. G. S. e Forse, R. J. (1994). An hts end-coupled cpw filter at 35 ghz, *IEEE MTT-S International Publication on Microwave Symposium Digest* **1**: 199–202.
- Jr., P. N. L. F. (2008). *Indutores integrados passivos para aplicações em rádio frequência*, Master’s thesis, Universidade Estadual de Campinas.
- Kovacs, G. (1998). *Micromachined transducers sourcebook.*, McGraw-Hill.
- Kraus, G., Goldsmith, C. e Sullivan, C. T. (2004). A widely tunable rf mems end-coupled filter, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium* **2**: 429 – 432.

- Kwon, Y. W. e Bang, H. (1996). *The Finite Element Using Matlab*, CRC Press.
- Liu, Y. (2002). *MEMS and BST Technologies for Microwave Applications*, PhD thesis, University of California - Santa Bárbara.
- Liu, Y., Borgioli, A., Nagra, A. S. e York, R. A. (2000). K-band 3-bit low-loss distributed mems phase shifter., *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* **10**(10).
- Magazine, E. T. (2007). Rf-mems aims to tune mobile wireless, www.eetimes.com.
- Matthaei, G. L., Young, E. e Jones, E. M. T. (1980). *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*.
- Muldavin, J. B. (2001). *Design and Analysis of Series and Shunt MEMS Switches*, PhD thesis, University of Michigan.
- Muldavin, J. B. e Rebeiz, G. M. (1999a). 30 ghz tuned mems switches, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1999* **4**: 1511–1514.
- Muldavin, J. B. e Rebeiz, G. M. (1999b). High isolation cpw mems shunt switches part 1: Modeling, *IEEE transactions on microwave theory and techniques* .
- Neli, R. R. (2002). *Desenvolvimento de micro-estruturas mecanicas sobre o silicio atraves da corrosão do substrato pela superficie*, Master's thesis, Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Eletrica e de Computação.
- Oh, S. H. e Koay, S. C. (2005). Electronically tunable antenna pair and novel rf front-end architecture for software-defined radios, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing* .
- Osterberg, P. M. (1995). *Electrostatically Actuated microelectromechanical Test Structures for Material Properties Measurement*, PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology - MIT.
- Osterberg, P. e Senturia, S. D. (1994). Self-consistent simulation and modelling of electrostatically deformed diaphragms, *Proceedings Micro Electro Mechanical Systems MEMS '94* pp. 28–32.
- Palei, W., Liu, A. Q., Yu, A. B., Alphones, A. e Lee, Y. (2005). Optimization of design and fabrication for micromachined true time delay (ttd) phase shifters, *Sensors and Actuators A: Physical* .
- Park, J. H. (2007). Fabrication and measurements of direct contact type of rf mems switch, *IEICE Electronic Express* **4**(10): 319–325.
- Pozar, M. D. (1998). *Microwave Engineering*, 2nd edn, John Wiley and Sons Publication.

- Qian, J. Y., Li, G. P. e Flaviis, F. D. (2001). A parametric model of low-loss rf mems capacitive switches, *Asia-Pacific Microwave Conference, 2001. APMC 2001*. 2001 pp. 1020–1023.
- Qin-Shen e Barker, N. S. (2006). Distributed mems tunable matching network using minimal-contact rf-mems varactors, *IEEE transactions on microwave theory and techniques* **54**(6).
- Rebeiz, G. (2003). *RF MEMS - Theory, Design and Technology.*, John Wiley and Sons Publication.
- Roak, R. J. e Young, W. C. (1989). *Formulas for Stress and Strain.*, 7 edn, McGrall Hill - New York.
- Rocha, L. A., Cretu, E. e Wolffenbuttel, R. F. (2002). The pull-in of symmetrically and asymmetrically driven microstructures and the use in dc voltage references, *IEEE Instrumentation and Measurement* .
- Rodwell, M. J. W., Allen, S. T. e Pullela, R. (1994). Active and nonlinear wave propagation devices in ultrafast electronics and optoelectronics, *Proceedings of the IEEE*. **82**(7).
- Saha, S. C., Hanke, U., Jensen, G. U., Bøifot, A. M., Fjeldly, T. A. e Sæther, T. (2005). Modeling and simulation of high capacitance ratio rf mems shunt switch, *Proceedings 493 of Circuits, Signals, and Systems -CSS 2005* .
- Schauwecker, B., Strohm, K. M., Simon, W., Mehner, J. e Luy, J. F. (2002). A new type of high bandwidth rf mems switch - toggle switch, *Journal of Semiconductor Technology and Science* .
- Senturia, S. D. (2001). *Microsystem Design*, Kluwer Academic Publishers.
- Shackelford, J. F. e Alexander, W. (2000). *Materials Science and Engineering Handbook*, 3rd edn.
- Shen, Q. e Barker, N. S. (2005a). Reconfigurable matching with a 10-30 ghz distributed rf-mems tuner, *Microwave Conference Proceedings* **4**.
- Shen, Q. e Barker, N. S. (2005b). Reconfigurable matching with a 10-30 ghz distributed rf-mems tuner, *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference* .
- Silva, A. T. A. (2008). *Desenvolvimento de Tecnologia de Dispositivos Chaves MEMS - Micro-electro-mechanical Systems - para RF - Rádio Frequência - e Novas Topologias para Circuitos Integrados CMOS de RF em Sub-Sistemas de Entrada de Rádio Receptores*, PhD thesis, Faculdade de Engenharia Elétrica - FEE / Universidade Estadual de Campinas - Unicamp.

- Simons, R. N. (2001). *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, John Wiley and Sons Publication.
- Sonnet software Inc. (2002). Syracuse, NY.
- Stojanovic, G., Öivanov, L. e Damjanovic, M. (2004). Compact form of expressions for inductance calculation of meander inductors, *Serbian journal of electrical engineering* **1**(3): 57–68.
- Tamijani, A. A. (2004). *Novel Components for Integrated Millimeter-Wave Front-Ends*, PhD thesis, University of Michigan.
- Tamijani, A. A., Laurent, D. e R., G. M. (2003). Miniature and tunable filters using mems capacitors, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **51**(7).
- Timoshenko, S. P. (1989). *Theory of Plated and Shells*, McGrall Hill Book Co. Inc.,
- Varadan, V. K., Vinoy, K. J. e Jose, K. A. (2003). *RF MEMS and Their Applications.*, John Wiley and Sons Publication.
- Vogt, A. e Jutzi, W. (1997). An hts narrow bandwidth coplanar shunt inductively coupled microwave bandpass filter on LaAlO_3 , *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **45**(4).
- Williams, D. F. e Schwarz, S. E. (1983). Design and performance of coplanar waveguide bandpass filters, *IEEE transactions on microwave theory and techniques* **31**.
- Yang, X., Lang, J. H. e Slocum, A. H. (2007). Circular plate electrostatic zipping actuator for the application of a tunable electromagnetic cavity resonator, *The 14th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems* .
- Yao, J. J. e Chang, M. F. (1995). A surface micromachined miniature switch for telecommunications applications with signal frequencies from dc up to 4 ghz, *The 8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators* **2**: 384–387.
- Zhang, J. e Hsiang, T. Y. (2007). Extraction of subterahertz transmission-line parameters of coplanar waveguides, *Piers online*, .
- Zhu, Y. e Espinosa, H. D. (2003). Electromechanical modeling and simulation of rf mems switches, *4th International Symposium on MEMS and Nanotechnology* .