LEONARDO AMORESE GALLO GOMES

**Projeto de antenas e caracterização do substrato de nanofios
(MnM) para aplicações em ondas milimétricas**

São Paulo
(2018)

LEONARDO AMORESE GALLO GOMES

**Projeto de antenas e caracterização do substrato de nanofios
(MnM) para aplicações em ondas milimétricas**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Ciências

São Paulo
(2018)

LEONARDO AMORESE GALLO GOMES

**Projeto de antenas e caracterização do substrato de nanofios
(MnM) para aplicações em ondas milimétricas**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Ciências

Área de concentração: Engenharia
Elétrica

Orientador: Prof^a. Dra. Ariana Maria da
Conceição Lacorte Caniato Serrano
Co-orientador: Prof. Dr. Gustavo
Pamplona Rehder

São Paulo
(2018)

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Gomes, Leonardo Amorese Gallo

Projeto de antenas e caracterização do substrato de nanofios (MnM) para aplicações em ondas milimétricas. / L. A. G. Gomes -- versão corr. -- São Paulo, 2017.

94 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Telecomunicações 2.Antenas 3.Processos de microeletrônica
I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

AGRADECIMENTOS

Aos professores Ariana e Gustavo, pela orientação ímpar e por ter me feito apaixonar pela área de engenharia de altas frequências.

À CAPES e à USP, pelo auxílio financeiro na forma de bolsa de pesquisa.

Aos meus pais, Wilson e Lígia, e ao meu irmão Giordano pelo suporte emocional e financeiro dado a mim durante essa etapa da minha vida.

Aos meus amigos Rodrigo e Júlio, pelas conversas, dicas, ajuda e camaradagem que tornaram a vida dentro e fora do mestrado mais alegre e também a todos que colaboraram direta ou indiretamente na execução desse trabalho.

RESUMO

O substrato de nanofios (MnM) é uma nova tecnologia de *interposers* visando aplicações em ondas-mm que vêm recebendo atenção devido à facilidade de se fabricar vias de interconexão e estruturas de onda lenta de alto desempenho com resultados no estado-da-arte. Entretanto, embora as estruturas de interconexão, como vias e linhas de transmissão, já estejam bem definidas, ainda não se verificou a viabilidade de se usar essa tecnologia como base para antenas planares, uma parte vital de qualquer aplicação de transmissão de dados sem fio. Esse trabalho visa preencher essa lacuna, apresentando métodos para se realizar a caracterização elétrica do substrato através da extração de sua constante dielétrica relativa e tangente de perdas, e para se projetar antenas de uso frequente em aplicações de ondas-mm através de *softwares* de simulação eletromagnética. Esse trabalho apresenta também as etapas de fabricação da tecnologia numa visão geral e aplicada às estruturas desenvolvidas, seguida da caracterização das estruturas até 110 GHz. Os resultados mostraram um substrato com constante dielétrica relativa de $7 \pm 0,2$ e com tangente de perdas de $0,03 \pm 0,005$. Simulações das antenas projetadas mostraram que o substrato MnM é um candidato viável para antenas do tipo *end-fire*, cuja irradiação acontece paralela ao plano do substrato, devido ao fato dos parâmetros do substrato não interferirem demasiadamente na eficiência de irradiação desse tipo de antena. Entretanto, as simulações também mostraram que esse substrato é um candidato ruim para antenas tipo *back-fire*, com irradiação perpendicular ao plano do substrato, devido às baixas figuras de eficiência de irradiação e ganho.

Palavras-chave: antenas em ondas milimétricas, tecnologia de nanofios, caracterização em ondas milimétricas, antenas patch, antenas Yagi, telecomunicações.

ABSTRACT

The nanowire substrate (MnM) is a novel interposer technology for mm-waves applications that has been receiving more and more attention thanks to the ease of fabricating high performance interconnection vias and slow-wave structures, whose results are in the state-of-the-art. However, even though the interconnection structures, such as transmission lines and vias, are already well-defined, no one has analyzed the potential of the MnM substrate as a planar antenna substrate, a core component of any wireless communications application. This work aims to fill this gap by presenting substrate characterization methods, that involves determining its dielectric constant and loss tangent, and by presenting planar antenna design methods using electromagnetic simulation softwares. This work presents also a general overview of the manufacturing processes being developed, followed by structure measurement up until 110 GHz. The results showed a substrate with a dielectric constant of 7 ± 0.2 and with a loss tangent of 0.03 ± 0.005 . Simulations of the designed antennas indicated that this substrate is a viable choice for end-fire antennas, whose radiation is parallel to the plane of the substrate, because the substrate parameters doesn't seem to degrade the radiation efficiency of this kind of antenna. However, simulations also showed that the MnM substrate is a poor candidate for back-fire antennas, whose radiation is perpendicular to the plane of the substrate, given the low figures of radiation efficiency and gain.

Key words: millimeter wave antennas, nanowire technology, millimeter wave characterization, patch antennas, Yagi antennas, telecommunications.

SUMÁRIO

1	Introdução.....	9
1.1	Contexto do trabalho.....	9
1.2	Objetivo.....	13
2	Análise bibliográfica e estado-da-arte	14
2.1	Antenas on-chip	14
2.2	Antenas integradas em interposers	16
3	Substrato	21
3.1	Apresentação.....	21
3.2	Caracterização da alumina nanoporosa	23
3.2.1	Anéis em microstrip	25
3.2.2	Tocos em microstrip	27
3.3	Fabricação de dispositivos.....	29
3.4	Conclusão parcial	33
4	Projetos de antenas no substrato MnM	35
4.1	Antena patch retangular.....	35
4.1.1	Projeto de conjunto 2x1	39
4.2	Antena dipolo	40
4.3	Antena Yagi	44
4.4	Antenas SIW	46
4.4.1	Antena de fenda retangular SIW.....	48
4.4.2	Antena de fenda retangular SIW em anel.....	50
4.5	Conclusão parcial	51
5	Resultados e análise	52
5.1	Transição CPW-microstrip	53
5.2	Caracterização do substrato: Anéis e tocos.....	55

5.3	Antenas.....	63
5.3.1	Antena Yagi, balun e antena patch com pad resistivo	63
5.3.2	Antena patch retangular e conjunto 2x1	68
5.3.3	Antena dipolo.....	75
5.3.4	Refabricação das estruturas com pad resistivo	77
5.4	Conclusão parcial	81
6	Conclusão.....	84
7	Referências bibliográficas.....	86
	Apêndice A – Descrição das etapas do processo de fabricação.....	91

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTO DO TRABALHO

Desde a introdução dos smartphones no mercado de consumo de massa, notoriamente após o iPhone da Apple em 2007, houve um crescimento bastante acentuado na quantidade de dados transmitidos através da internet, tanto por meio de enlaces cabeados e a fibra óptica quanto por meio de enlaces sem fio. Nesse meio, o tráfego de informações passando por dispositivos móveis, tais como *smartphones* e *tablets*, sofreu uma agressiva expansão, onde a quantidade de dados transmitida mundialmente passou de menos de 100 *petabytes* (10^{15} bytes) no terceiro quadrimestre de 2009 para mais de 2800 *petabytes* no terceiro quadrimestre de 2014 – um aumento maior que 14 vezes em 5 anos [1]. Além da quantidade bruta de dados transmitida, houve também expressivo aumento na velocidade de transmissão dos enlaces sem fio, que pode ser notado se analisarmos as taxas de transmissão dos serviços de telefonia celular: começando pelo 2G EDGE, que permite transmissão de voz digital e de arquivos simples (mensagens de texto, e-mails e afins) a taxas médias inferiores a 500 kbps, passando pelo 3G, que permite acesso a conteúdos audiovisuais e arquivos mais complexos a taxas de até 63 Mbps e chegando no 4G LTE, que permite acesso a vídeos em tempo real e conteúdo mais elaborado a taxas acima de 300 Mbps [2]. Atualmente está sendo estudado o 5G, serviço com taxas de transmissão estimadas na ordem de alguns Gbps, o que permitirá, por exemplo, streaming de vídeos de ultra alta definição, mas também integração com outros serviços que demandam tamanha largura de banda, como o Internet das Coisas (IoT, sigla em inglês) [3].

Maiores larguras de banda demandam maiores frequências de portadoras, conforme dita a teoria de comunicações. Atualmente a maior parte das aplicações e protocolos de comunicações sem fio encontram-se no espectro das micro-ondas (900 MHz – 30 GHz), especialmente na faixa entre 900 MHz e 2.5 GHz. Exemplos são todos as gerações de serviços de telefonia móvel (2G, 3G e 4G), os protocolos *Bluetooth*, *WiFi* e *Zigbee* (todos na banda ISM em 2.4 GHz) e *WiMAX* (entre 2 GHz e 11 GHz).

Devido à saturação da faixa de micro-ondas e ao potencial de suprir a demanda por maiores taxas de transmissão, a faixa de frequências de ondas milimétricas (ondas-mm) vem ganhando atenção desde o início da década de 2000. Compreendendo frequências entre 30 GHz e 300 GHz, tal faixa promete ser a solução para aplicações como streaming de vídeo de alta definição (protocolo *WirelessHD* [4]), transmissão de dados sem fio com taxas de Gbps (protocolo WiGig [5] e 5G [6]), radares automotivos [7] e imagens em RF [8]. Dentre as frequências compreendidas pelas ondas-mm, 60 GHz tem um destaque especial para aplicações de transmissão de dados. Altas perdas de percurso fazem com que ela seja adequada para transmissões de banda larga em distâncias curtas, como em *Personal Area Network* (PAN) ou em aplicações de transmissão de dados indoor, devido à menor probabilidade de “vazamento de informações” por causa do desvanecimento natural do sinal devido à sua absorção pelo oxigênio atmosférico. Entretanto, as altas perdas exigem algum tipo de técnica de aumento de ganho das antenas de transmissão e recepção, como lentes ou *beam-forming*.

Devido à alta frequência e à correspondente redução do comprimento de onda, os dispositivos passivos tornam-se, em teoria, integráveis aos módulos transceptores tanto *on chip* (SoC, *System on Chip*) quanto *in package* (SiP, *System in Package*).

Soluções SoC de alto desempenho envolvem processos sobre arseneto de gálio (GaAs) ou silício-germânio (SiGe), como por exemplo HBT (*Heterojunction Bipolar Transistor*), HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) e BiCMOS (*Bipolar Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*). Tais soluções, apesar do alto desempenho, são demasiadamente caras devido ao custo do substrato ou da tecnologia. Logo, transceptores voltados para o mercado de consumo em massa devem fazer uso da tecnologia CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*) sobre silício, que é mais barata e proporciona circuitos ativos de bom desempenho. Entretanto, há complicações para se obter um transceptor completo em tecnologia CMOS relacionadas aos processos de fabricação de circuitos integrados. Como tais processos são concebidos para maximizarem o desempenho dos circuitos ativos e as características elétricas e mecânicas dos materiais utilizados, um dispositivo passivo integrado *on chip* pode ficar refém das regras de projeto da tecnologia, podendo haver casos em que se faz

necessária a quebra dessas regras a fim de se preservar a funcionalidade de um dado dispositivo. Embora sejam pequenos, os dispositivos passivos apresentam dimensões que são ordens de grandeza maiores que os dispositivos ativos (por exemplo, uma linha de transmissão apresenta largura de dezena de μm e comprimento de centenas de μm a milímetros ao passo que a largura de canal para processos CMOS em ondas-mm está abaixo dos 50 nm), aumentando a área ocupada pelo circuito e, logo, seu custo de fabricação. Por fim, o substrato de silício, por ser um semicondutor, não é um bom dielétrico, gerando altas perdas nos dispositivos e desempenho insatisfatório. Silício de alta resistividade é usado para mitigar essas perdas, mas ele é mais caro do que o silício convencional.

Ao passo que a integração SoC integra diversos sistemas numa única tecnologia, soluções de integração SiP integram várias tecnologias num mesmo substrato por meio de interconexões ou *interposer*. Tal abordagem elimina o problema de perdas elevadas nos dispositivos por permitir que eles sejam fabricados usando processos otimizados para eles, mas pode inserir perdas devido à interconexão, normalmente feita por *wire bonding* ou por *flip-chip*, ou no roteamento do sinal, que envolve linhas de transmissão e vias *through substrate*.

Em ondas-mm, *wire bonding* apresenta altas perdas de inserção e, salvo alguns casos, são substituídas por ou *flip-chip* ou por vias *through-substrate*. No caso de vias através de silício (TSV, *through silicon* vias) existem problemas de baixa densidade de vias devido à resolução e ao fator de escala conseguido pelos processos de fabricação dessas, o que impede a fabricação de vias com diâmetro pequeno em substratos espessos. Outro ponto são as perdas devido aos efeitos parasitários do silício, que podem ser mitigados se for utilizado silício de alta resistividade, mais caro que o convencional. A fim de se superar os problemas das TSV's e de se facilitar a integração em ondas-mm são empregados outros substratos como *interposers*, tais como quartzo, polímero de cristal líquido, LTCC (*Low Temperature Cofired Ceramic*) e substratos orgânicos.

As antenas são um dos blocos constituintes mais importantes em um enlace de comunicação sem fio pois realizam a propagação e a detecção do sinal e também um dos de mais difícil integração devido às suas grandes dimensões, frações consideráveis do comprimento de onda. Garantir bom desempenho para ambas as funções é de suma importância, pois uma antena

de baixo desempenho reduz a eficiência do transceptor ao demandar mais potência para irradiar um nível de sinal satisfatório. Esse dado se torna mais relevante para aplicações em 60 GHz, uma vez que nessa frequência há um pico de absorção pelo oxigênio na atmosfera, gerando grande atenuação do sinal propagado. Tal atenuação demanda sinais de maior intensidade quer seja por demandar mais potência do amplificador de potência ou por demandar antenas de maior diretividade e ganho, sendo essa última opção a mais econômica em matéria de consumo. Antenas têm sua diretividade aumentada se forem arranjadas em conjuntos ou conjuntos de forma a concentrar sua irradiação em uma direção preferencial por meio de interferência construtiva entre os vários padrões de irradiação, entretanto essa direção é fixa. Uma maneira de criar uma antena de alta diretividade e que seja omnidirecional é usar técnicas de *beam-forming*. Com o uso de defasadores para alimentar as antenas é possível mudar a direção de irradiação eletronicamente, permitindo assim um feixe direcional e direcionável. Devido ao fato de suas dimensões serem frações consideráveis do comprimento de onda e ao fato de ela necessitar de substratos espessos, de baixa constante dielétrica (ϵ_r) e de baixas perdas dielétricas ($tg(\delta)$) e condutoras para funcionar com desempenho adequado, sua integração *on chip* resulta em antenas com baixa eficiência de irradiação e ganho inferior a 0 dB. Logo se faz necessária a integração *in package*, por permitir o uso de um substrato otimizado para garantir o melhor desempenho possível para a antena. No caso de conjuntos, devido à maior área ocupada, a integração *on chip* é inviável devido ao custo de fabricação.

Em suma, vemos que dispositivos em ondas-mm são uma promessa para suprir a demanda do mercado de consumo de massa de eletrônicos e que são uma tendência a ser seguida no futuro a curto e médio prazo. Vemos também que há problemas a serem resolvidos referentes à integração entre o módulo semicondutor e os dispositivos passivos, especialmente as antenas, o que tornam os transceptores em ondas-mm caros e pouco eficientes. Isso é especialmente relevante para aplicações em 60 GHz, onde o alto desvanecimento do sinal requer maiores potências de transmissão, quer seja empregando antenas de alto ganho ou aumentando-se a potência transmitida.

1.2 OBJETIVO

Este trabalho propõe abordar o problema de integração de antenas em transceptores para 60 GHz fazendo uso do substrato MnM (Membrana de nanofios Metálicos), um *interposer* de baixo custo, de fácil obtenção e que cujos processos de fabricação são simples, objetivando uma solução para módulos transceptores de fabricação em massa.

O foco desse trabalho é realizar a caracterização elétrica de tal substrato, projetar antenas planares de acordo com os dados observados, fabricar tais estruturas e, por fim, verificar a viabilidade desse *interposer* como substrato para antenas planares em ondas-mm, especificamente para aplicações em 60 GHz.

A caracterização e o projeto e otimização das antenas serão feitos com base em aplicações de modelos e regras de projeto teóricos e fazendo uso de modernos programas comerciais de simulação eletromagnética (EM) e elétrica, devido à maior acurácia dos resultados oriundos de tais simulações.

A fabricação das estruturas de caracterização e das antenas sobre o substrato MnM será feita usando o processo de nanofabricação desenvolvido no Laboratório de Microeletrônica da Universidade de São Paulo (LME-USP), indicando se esse processo ou suas etapas devem sofrer ou não alterações. A caracterização das estruturas será feita em equipamentos específicos para circuitos integrados em ondas milimétricas.

2 ANÁLISE BIBLIOGRÁFICA E ESTADO-DA-ARTE

Nesta seção é apresentada uma análise dos trabalhos publicados na literatura a fim de se determinar qual o estado-da-arte para antenas planares em 60 GHz para aplicações visando escalabilidade e baixo custo. Por serem as mais comuns em ondas-mm, serão analisadas antenas fabricadas em tecnologias *on chip* e sobre *interposer*, sendo que nesta última será feita uma divisão entre antenas projetadas e fabricadas usando como substrato o *interposer* e aquelas integradas ao *interposer* por meio de técnicas de integração de circuitos integrados. Será dado enfoque aos tipos de antenas passíveis de integração em conjuntos, levando em conta o fator área ocupada.

2.1 ANTENAS ON-CHIP

Na integração *on chip* a estrutura da antena é fabricada junto com os dispositivos semicondutores usando os mesmos processos CMOS de fabricação. Embora essa abordagem seja atrativa devido à simplicidade do arranjo, as antenas desse tipo apresentam baixas figuras de desempenho, tais como eficiência de radiação e ganho, devido à interferência da bolacha de silício. Além do silício ser um substrato de alta constante dielétrica ($\epsilon_{r_{Si}} = 11,9$), o silício usado para fabricação de transistores tem alta concentração de dopantes, o que faz aumentar a condutividade elétrica do material e, por conseguinte, sua tangente de perdas (ou perdas dielétricas, indicado por $tg(\delta)$).

Em [9] apresenta-se uma antena tipo F invertida (IFA, sigla em inglês) e uma antena de dipolo fabricadas com o processo CMOS de 130 nm da ST *Microelectronics*. A antena IFA otimizada apresenta largura de banda de -10 dB, isto é, a faixa de frequências nas quais a perda de retorno fica abaixo de -10 dB (BW_{-10dB}) superior a 12 GHz, suficiente para operação na banda V (frequências de 57 GHz a 64 GHz), e ganho máximo de -2,7 dBi com eficiência de irradiação simulada de 9 %. A antena com o *pad* de alimentação ocupa uma área de 0,7 mm². A antena de dipolo apresenta BW_{-10dB} de cerca de 12 GHz e ganho máximo de -6,7 dBi com eficiência de irradiação simulada em 2%. A antena com

o *pad* de alimentação ocupa uma área de 0,6 mm².

Em [10] apresenta-se uma antena tipo Yagi fabricada sobre silício usando processo CMOS de 180 nm. A antena final apresentou BW_{-10dB} de 10 GHz, com ganho máximo de -8 dBi e eficiência de irradiação simulada em 10%. A antena com o *pad* de alimentação ocupa uma área de 1,45 mm².

Em [11] apresenta-se uma antena tipo *patch* retangular fabricada sobre silício utilizando tecnologia CMOS convencional de 130 nm. A antena apresenta BW_{-10dB} de 0.81 GHz e ganho máximo de -3,32 dBi com eficiência de radiação simulada em 15,87 %. O *patch* ocupa uma área de 1,927 mm².

O grande desafio em antenas *on chip* é impedir que o campo irradiado pela antena se dissipe no silício, o que reduz a eficiência da antena. Uma forma de se conseguir tal feito é utilizar uma bolacha de silício de alta resistividade (silício HR), uma vez que a maior resistividade (cerca de 1000 Ωcm contra 50 Ωcm do silício convencional) implica em menor $tg(\delta)$ e maior eficiência. Entretanto, essa abordagem não elimina o efeito do alto ϵ_r do silício sobre o ganho e a largura de banda da antena, além de ser mais cara devido ao custo do material. [12] apresenta uma antena de tipo fenda dobrada usando silício de alta resistividade como substrato. A BW_{-10dB} apresentada é de 11 GHz com ganho máximo de 3.9 dBi.

A segunda forma é implantar uma fina camada de substrato de baixas perdas, como benzociclobuteno (BCB) ou poliamida. Essa alternativa só é atrativa no caso de antenas com plano de terra, como antenas *patch*, onde há alguma isolamento entre o substrato da antena e a bolacha de silício. Embora no caso das antenas *patch* haja maior ganho de desempenho, esse ganho ainda pode ser pequeno devido à diminuta espessura do filme.

A terceira maneira é criar cavidades sob a estrutura da antena por microfresa ou *corrosão* úmida localizado do silício por solução de hidróxido de potássio. Essa alternativa traz maior desempenho ao eliminar a fonte de perdas, mas traz complicações adicionais uma vez que restringe a área de silício utilizável para implementação dos circuitos ativos ligados à antena, além de fragilizar a bolacha.

A Tabela 1 contém os dados referentes às antenas *on chip* consideradas neste trabalho. De sua análise podemos observar que essas antenas fabricadas com processos CMOS convencionais sobre silício de baixa resistividade sofrem

com baixos ganho e eficiência de irradiação. Embora tais desvantagens sejam contornáveis, os métodos para fazê-lo encarecem ainda mais a fabricação da estrutura, que já é bastante cara devido à área ocupada na bolacha.

Tabela 1 - Antenas on-chip encontradas na literatura.

Antena	Substrato e processo	Ganho (dBi)	BW (GHz)	Eficiência (%)	Área ocupada (mm ²)
IFA [9]	Si, CMOS 130 nm	-2,7	12	9	0,7
Dipolo [9]	Si, CMOS 130 nm	-6,7	12	2	0,6
Yagi [10]	Si, CMOS 180 nm	-8	10	10	1,45
Patch [11]	Si, CMOS 130 nm	-3,32	0,81	15,87	1,927
Fenda dobrada [12]	SiHR, SOI CMOS	3.9	11	N/C	N/C

2.2 ANTENAS INTEGRADAS EM *INTERPOSERS*

Uma outra forma de fazer a integração da antena com o chip transceptor é por meio de um substrato de interligação, chamado de *interposer*. O *interposer* promove a interligação entre dispositivos fabricados em diversas tecnologias em um único substrato mecânico, dessa forma permitindo que cada dispositivo seja fabricado usando processos que garantam o melhor desempenho individual. A interligação pode ser feita através de *wire-bonding* ou *flip-chip*, onde o roteamento do sinal é feito utilizando-se linhas de transmissão e vias *through-substrate*. O gargalo na integração por *interposer* é o desempenho dos elementos de interligação: as linhas de transmissão e as vias *through-substrate*. Se o *interposer* for feito de um material apropriado para aplicações em ondas-mm o desempenho das linhas de transmissão estará garantido, entretanto o caso não se aplica às vias, que são reféns dos processos empregados em sua fabricação. Geralmente as vias *through-substrate* apresentam razão de aspecto grande, implicando na impossibilidade de se fabricar vias com pequena seção transversal em substratos espessos, resultando numa baixa densidade de vias nesses casos. Outro ponto é o desempenho elétrico dessas, que devem ter baixas perdas de inserção e baixa indutância para não restringir a banda passante do sinal.

Os *interposers* para ondas-mm são geralmente feitos de materiais orgânicos, como BCB e LCP (*Liquid Crystal Polymer*); cerâmicos processados

segundo os processos LTCC e HTCC (*High Temperature Cofired Ceramic*); vidro, quartzo e sílica fundida; semicondutores, como silício e silício HR; e PCB (placa de circuito impresso – sigla em inglês). No caso da integração de antenas, elas podem ser tanto fabricadas sobre um substrato e integradas ao restante do circuito por meio de *flip-chip* ou *wire-bonding* ou também serem fabricadas usando o *interposer* como substrato elétrico. A fim de isolar a análise a apenas à antena e ao substrato, serão considerados apenas os casos em que a antena é fabricada sobre o *interposer*, logo serão descartados os *interposers* baseados em PCB e em silício convencional.

Em [13] apresenta-se uma antena *patch* retangular alimentada por uma fenda retangular sobre uma cavidade ressonante SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) fabricada sobre um substrato LTCC multicamada e um conjunto 2x2 projetado usando essa antena como elemento irradiador. A antena apresenta ganho máximo de 5,65 dBi em 60 GHz com largura de banda de 6,6 GHz. O conjunto 2x2 apresenta ganho máximo de 9 dBi com largura de banda de 13,8 GHz. O substrato tem ϵ_r e $tg(\delta)$ em 60 GHz iguais a 7,38 e 0,01, respectivamente.

Em [14] apresenta-se uma antena *patch* retangular alimentada por linha CPWG (*Coplanar Wave Guide, Grounded*) com *patch* parasita fabricada sobre um substrato LTCC multicamada e um conjunto 2x1 projetado usando essa antena como elemento irradiador. Além disso, o artigo também demonstra a integração entre esse conjunto e um transceptor CMOS de baixa potência em 60 GHz. O conjunto apresenta ganho máximo de 9,2 dBi com BW_{-10dB} em aproximadamente 10 GHz e eficiência de irradiação acima de 90 %. O substrato tem ϵ_r e $tg(\delta)$ em 60 GHz iguais a 5,8 e 0,0035, respectivamente.

Em [15] apresenta-se uma solução para integração *in package* em um substrato HTCC multicamada da Kyocera Corporation contendo uma antena transmissora e uma receptora. As antenas são do tipo *patch* retangular sobre cavidade ressonante e alimentadas através de fenda. A antena apresenta ganho máximo de 7 dBi com BW_{-10dB} de 7 GHz, entre 59 GHz e 66 GHz com eficiência de irradiação medida de 74 %. Não há dados sobre as características elétricas do material utilizado.

Em [16] apresenta-se uma antena Yagi de três elementos (um refletor, um irradiador e um diretor) sobre um substrato de vidro Schott e dois conjuntos

usando essa antena como elemento irradiante: um 2x1 e um 4x1. A antena apresenta ganho máximo de 10,3 dBi com BW_{-14dB} de 8 GHz com eficiência de irradiação simulada de cerca de 95%. O ganho máximo dos conjuntos 2x1 e 4x1 são de 12,14 dBi e 13,85 dBi, respectivamente. O substrato apresenta ϵ_r igual a 4,6 e $tg(\delta)$ igual a 0,00037 em 60 GHz.

Em [17] apresenta-se uma antena *patch* retangular fabricada sobre o substrato LCP *Ultralam*® 3850 da Rogers Corporation e dois conjuntos usando essa antena como elemento irradiador: um 4x4 e um 8x8. Os autores não fornecem dados sobre o ganho e largura de banda da antena mas fornecem esses dados para os conjuntos. O conjunto 4x4 apresenta ganho máximo de 18,1 dBi, BW_{-10dB} de 8 GHz (entre 55 GHz e 63 GHz) e eficiência simulada de 71 %. O conjunto 8x8 apresenta ganho máximo de 20,5 dBi, BW_{-10dB} superior a 10 GHz e eficiência simulada de 36%, o que justifica o aumento na largura de banda. O substrato apresenta ϵ_r e $tg(\delta)$ em 60 GHz iguais a 3,16 e 0,004, respectivamente.

Em [18] apresenta-se um conjunto 6x3 baseado em antenas *patch* retangulares empilhadas fabricadas sobre um substrato multicamada de LCP. O conjunto apresenta diretividade máxima de 16,2 dBi e BW_{-10dB} superior a 10 GHz, entre 53 GHz e 64 GHz. O substrato apresenta ϵ_r e $tg(\delta)$ em 60 GHz iguais a 2,9 e 0,003, respectivamente.

Em [19] apresenta-se uma solução para integração *in package* de um módulo transceptor em 60 GHz com as antenas de transmissão e recepção sobre um *interposer* baseado em silício HR ($\rho > 1000 \Omega\text{cm}$). As antenas são do tipo dipolo dobrado sobre cavidade de ar com plano refletor. Medições indicam que as antenas apresentam ganho entre 0 dBi e 5 dBi nas frequências de 55 GHz e 65 GHz, respectivamente, e de 2,5 dBi em 60 GHz com BW_{-10dB} entre 57 GHz e 66 GHz, logo igual a 9 GHz, com eficiência de irradiação de 90%.

A Tabela 2 resume os dados das antenas consideradas na análise. A pesquisa revelou que a tecnologia de *interposer* mais utilizada é a LTCC devido ao seu bom desempenho em ondas-mm ou ao custo-benefício do material em alguns casos [13].

O LTCC desbancou as cerâmicas HTCC, que são mais custosas de serem fabricadas devido às temperaturas de processo mais elevadas, o que eleva sensivelmente o custo de fabricação, e às maiores perdas ôhmicas dos filmes

metálicos, que reduz a eficiência do sistema final.

Tabela 2 – Antenas para a banda V integradas em interposers encontradas na literatura.

Antena	Substrato e processo	Ganho (dBi)	BW (GHz)	Eficiência (%)
Patch retangular sobre cavidade SIW [13]	LTCC ($\epsilon_r = 7,38$; $tg(\delta) = 0,01$)	5,65	6,6	N/C
Patch retangular com patch parasita [14]	LTCC ($\epsilon_r = 5,8$; $tg(\delta) = 0,0035$)	9,2 ¹	10 ¹	< 90% ¹
Patch retangular sobre cavidade [15]	HTCC Kyocera Corp.	7	10	74%
Yagi de três elementos [16]	Vidro Schott ($\epsilon_r = 4,6$; $tg(\delta) = 0,00037$)	10,3	8 ²	~ 95%
Patch retangular [17]	LCP <i>Ultralam</i> [®] ($\epsilon_r = 3,16$; $tg(\delta) = 0,004$)	18,1 ³	8 ³	71% ³
Patch retangular com patch parasita [18]	LCP ($\epsilon_r = 2,9$; $tg(\delta) = 0,003$)	16,2 ⁴	< 10	N/C
Dipolo dobrado sobre cavidade de ar com refletor [19]	SiHR ($\epsilon_r = 11,2$; $\rho > 1000 \Omega\text{cm}$)	2,5 ⁵	9	90%

Notas:

1: Conjunto 2x1; 2: Banda de -14 dB; 3: Conjunto 4x4;

4: Conjunto 6x3; 5: Ganho máximo em 60 GHz

Aplicações que utilizam substratos LCP estão crescendo em número nos últimos cinco anos devido às características elétricas dos materiais, notavelmente baixas perdas e ϵ_r na faixa de ondas-mm, e ao baixo custo do material. Em [20] é feita uma comparação entre o desempenho de uma antena de fenda retangular sobre cavidade SIW projetada e fabricada sobre um substrato LTCC e um LCP. O artigo mostra que a antena sobre LCP apresenta maior eficiência de irradiação (84% contra 65% do LTCC), maior ganho (6,4 dBi contra 5,7 dBi) e maior largura de banda devido ao menor ϵ_r se comparado ao material LTCC. Os valores de ϵ_r e $tg(\delta)$ em 60 GHz são, respectivamente, 5,4 e 0,0015 para o LTCC e 2,9 e 0,0049 para o LCP.

Por fim, existe a alternativa de se utilizar silício de alta resistividade como material base para se fazer o *interposer*. Embora esse possa utilizar as etapas BEOL de um processo CMOS convencional para se fazer as interligações e TSV's, ainda há o problema do alto ϵ_r do silício (em torno de 11,5), o que obriga o projeto de antenas com estruturas mais complexas, como por exemplo antenas sobre cavidades com plano refletor, e o problema relacionado ao alto custo do material.

A pesquisa bibliográfica mostrou que o ganho necessário para uma antena em 60 GHz depende do tipo de aplicação e, especialmente, da distância do

enlace e da taxa de transmissão de dados requerida. Em [21] são mostrados dados referentes ao *link budget* de alguns tipos de enlace, variando-se distância, tipo de modulação e taxa de transmissão, dispostos na Tabela 3.

Tabela 3 – Ganho em dBi necessário na linha de visada.

Distância (m)	QPSK (2 Gbps)	16-QAM (4 Gbps)	64-QAM (6 Gbps)
1	6,5	9,5	12
5	13,5	16,5	19
10	16,5	19,5	22
20	19,5	22,5	25

Além disso, o tipo de antena preferencial para aplicações de linha de visada em 60 GHz é dado por antenas planares com direção de irradiação perpendicular ao substrato (antenas *back-fire*), como antenas *patch*, dipolo e de fenda. Como as aplicações caminham rumo a antenas com feixe direcionável eletronicamente, é necessário que a varredura possa ser feita em dois eixos, capacidade proporcionada por conjuntos bidimensionais (n por m antenas). Embora antenas com irradiação na direção do substrato também possam ser usadas (antenas *end-fire* como Yagi e Vivaldi), a sua integração em conjuntos bidimensionais é de implementação bem mais custosa e complexa.

De posse desses dados, podemos ver que o estado-da-arte em antenas planares *in package* para aplicações em massa em 60 GHz consiste em um conjunto de antenas do tipo *patch*, devido ao maior ganho por elemento, cuja largura de banda consiga acomodar os canais presentes na banda ISM em 60 GHz, de 57 GHz até 64 GHz ou 66 GHz. O ganho do conjunto, embora dependente da aplicação, está próximo aos 10 dBi. O substrato para fabricação deve ter baixos ϵ_r e $tg(\delta)$, a fim de não degradar a eficiência de irradiação do conjunto.

3 SUBSTRATO

3.1 APRESENTAÇÃO

O substrato proposto neste trabalho é formado por uma membrana fina de alumina repleta de nanotubos abertos em suas duas faces. Estes nanotubos (ou poros) podem ou não ser preenchidos por nanofios metálicos, conforme as utilizações explicadas neste trabalho.

Alumina é um excelente material para substrato de micro-ondas devido às suas baixas perdas nessa faixa e em frequências de ondas-mm, sendo um dos poucos materiais caracterizados em frequências acima de 100 GHz [22]. Por isso, esse substrato permite estruturas com alto desempenho, como linhas *microstrip* e antenas *patch* [23], além de estruturas de onda lenta [24] e a fabricação simples e barata de vias metálicas [25].

A membrana de alumina nanoporosa é tradicionalmente usada em filtros de fluídos na indústria química [26]. São fabricadas através da anodização de uma peça de alumínio em soluções de determinados eletrólitos, tais como ácido fosfórico e ácido sulfúrico, em temperaturas entre 0°C e 35°C. A oxidação se dá de forma a produzir poros nanométricos na camada oxidada, cujos diâmetro e espaçamento dependem do tipo de eletrólito e temperatura, ficando numa faixa entre 20 nm e 200 nm.

Neste trabalho, foram utilizados discos de 2 polegadas de diâmetro com 50 µm de espessura, nanoporo com diâmetro de 50 nm no primeiro lote de fabricação e de 40 nm no final, em ambos os casos com espaçamento interporo de 150 nm.

A Figura 1 A) mostra o tipo de membrana utilizado, assim como uma fotografia de microscopia eletrônica de varredura (MEV) da sua superfície. A Figura 1 B) mostra uma possível aplicação desse substrato como *interposer* para um transceptor em ondas-mm, demonstrando a sua capacidade de integrar diferentes tecnologias, como estruturas *microstrip* de onda lenta e convencionais, estruturas MEMS (*Micro-ElectroMechanical Systems*) e circuitos integrados, soldados por *flip-chip*.

Figura 1 – A) Membrana de alumina nanoporosa (esquerda) e imagem em MEV da membrana mostrando os nanoporos – vista superior (direita). B) membrana sendo usada como interposer

Fonte: A) <http://www.inredox.com/product/aao-membranes-iso/> (esquerda), autor (direita). B) autor.

A característica que permite a fabricação de vias e estruturas de onda lenta são nanofios de cobre crescidos por eletrodeposição dentro dos nanoporos do substrato. No caso das vias, os nanofios são crescidos do plano de terra até a outra face do substrato enquanto que no caso de estruturas de onda lenta há uma camada isolante separando os nanofios dos dispositivos.

Para explicar o mecanismo que permite o efeito de onda lenta nas regiões com nanofios usaremos o exemplo de uma linha de transmissão *microstrip*. Em uma linha convencional, apresentada na Figura 2 A), o campo elétrico e o campo magnético estendem-se até o plano de terra, sendo que o campo elétrico se concentra mais no substrato do que no ar devido à maior permissividade elétrica desse primeiro. Em uma linha com efeito de onda lenta, apresentada na Figura 2 B), nas regiões com grande densidade de nanofios conectados ao plano de terra, o campo elétrico fica confinado na camada isolante entre esses e as estruturas ao passo que o campo magnético é minimamente afetado devido ao

fato de o cobre não ser um material magnético e os nanofios apresentarem diâmetro (50 nm) muito menor que o comprimento de onda do sinal de interesse (~ 1 mm). O confinamento do campo elétrico resulta em um incremento da capacitância por unidade de comprimento e como o campo magnético praticamente não é alterado, há uma alteração pequena da indutância, o que faz com que a velocidade de fase, V_f , dada pela equação mostrada na Figura 2 B) diminua. Com a redução da velocidade de fase, as dimensões das estruturas baseadas no comprimento de onda são consequentemente reduzidas. O modelo da linha de onda lenta da Figura 2 B) apresenta também o efeito secundário da presença dos nanofios, uma indutância distribuída L_{NF} em série com a capacitância do modelo de linha de transmissão.

Além disso, o incremento da capacitância por unidade de comprimento também causa redução na impedância característica (Z_0 , dada pela equação mostrada na Figura 2 B) da estrutura, possibilitando a fabricação de linhas de transmissão com impedâncias iguais e menores que 50Ω , normalmente com larguras próximas a $100 \mu\text{m}$, mais estreitas, com larguras da ordem de $10 \mu\text{m}$.

Figura 2 – Linha microstrip fabricada sobre a membrana sobre regiões sem nanofios (A) e com nanofios (B) mostrando a interferência desses na distribuição de campo elétrico no substrato e como essa diferença modifica os parâmetros da linha, possibilitando fabricar estruturas de onda lenta.

Fonte: autor

3.2 CARACTERIZAÇÃO DA ALUMINA NANOPOROSA

Antes de se iniciar o projeto de uma antena planar deve-se conhecer as características ϵ_r e $tg(\delta)$ do substrato sobre o qual ela será fabricada. Geralmente um substrato para micro-ondas ou ondas-mm é caracterizado pelo fabricante e seus dados dispostos em manuais, juntamente com sua dispersão média e variação com temperatura, dentre outros fatores. Como a membrana de alumina nanoporosa que será utilizada como substrato neste trabalho não é fabricada pensando-se em aplicações outras senão filtragem de fluidos, faz-se necessário caracterizá-la eletricamente antes de se projetar as estruturas.

A caracterização elétrica de um substrato para micro-ondas e ondas-mm envolve extrair de forma acurada o ϵ_r e a $tg(\delta)$ com precisão satisfatória e na faixa de frequências em que o substrato será utilizado. A caracterização pode ser feita de maneira destrutiva e não-destrutiva: a não-destrutiva envolve usar o substrato como preenchimento numa cavidade ressonante de um guia de onda enquanto a destrutiva envolve fabricar estruturas de teste no substrato, caracterizá-las e, então, extrair os parâmetros desejados.

Embora mais simples, o método da cavidade ressonante necessita de um bloco maciço de alguns centímetros de espessura do material para fins de alinhamento dentro da cavidade, o que é bastante complicado de se conseguir no caso da membrana nanoporosa devido à forma que ela é fabricada [27], que envolve anodização controlada de um substrato de alumínio. Outro fator a ser considerado é o custo das transições necessárias para se conectar a cavidade em guia de onda no analisador de redes, que podem chegar a custar alguns milhares de dólares a unidade [28].

O método destrutivo tem como principal desvantagem inutilizar o substrato sobre o qual se fabrica as estruturas de teste e demandar fabricar e medir diversas estruturas, entretanto é mais barato de se executar do que o método da cavidade em guia de onda. Este foi o método escolhido para realizar a caracterização do substrato. Para isso, foi feita uma análise das ressonâncias de anéis ressonantes [29] e tocos com comprimento de um quarto de comprimento de onda ($\lambda/4$) terminados em aberto, ambos fabricados em *microstrip*.

A fim de determinarmos as perdas provenientes do substrato ($tg(\delta)$) devemos deduzir as outras parcelas de perda da constante de atenuação total: as perdas no condutor e as perdas por irradiação. As perdas condutivas são mais simples de serem estimadas e necessitam do valor da condutividade do metal,

que será extraído de acordo com o método apresentado em [30]. Já as perdas por irradiação são muito difíceis para se modelar com expressões fechadas, deixando-se então para uma simulação numérica.

3.2.1 ANÉIS EM MICROSTRIP

Nos anéis ressonantes ocorre um pico de transmissão de potência (ressonância), sempre que a circunferência do anel é um múltiplo inteiro do comprimento de onda guiado devido à defasagem nula entre os sinais que percorrem as duas metades do anel nesses casos. Da frequência e largura desses picos, é possível se extrair a constante dielétrica efetiva (ϵ_{eff}) da estrutura e o coeficiente de atenuação (α) [31] do substrato sobre o qual o anel foi fabricado através das equações (1) a (12). No caso, $\frac{W}{h} \cong 0,5$, o que nos dá:

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{n * c}{2 * \pi * R_{med} * f_{rn}} \right)^2 \quad (1)$$

$$\epsilon_r = \frac{2 * \epsilon_{eff} + F\left(\frac{W}{h}\right) - 1}{F\left(\frac{W}{h}\right) + 1} \quad (2)$$

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + \frac{12h}{W_{eff}}\right)^{-0,5} + 0,04 \left(1 - \frac{W_{eff}}{h}\right)^2 \quad (3)$$

$$W_{eff} = W + \frac{1,25\pi}{t} \left[1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right)\right] \quad (4)$$

$$Q_0 = \frac{f_{Rn}}{BW_{-3dB} * (1 - 10^{-LA/20})} \quad (5)$$

$$\alpha_T = 8,68 \frac{\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}}{Q_0 \lambda_o} [dB/unidade de comprimento] \quad (6)$$

$$\alpha_c = \frac{8,68}{2\pi} \frac{R_S}{Z_0 h} \left[1 - \left(\frac{W_{eff}}{4h}\right)^2\right] \left\{1 + \frac{h}{W_{eff}} + \frac{h}{\pi W_{eff}} \left[\ln\left(\frac{2h}{t} + 1\right) - \frac{1 - t/h}{1 + t/2h}\right]\right\} \quad (7)$$

[dB/unidade de comprimento]

$$R_S = \sqrt{\frac{\pi \mu f}{\sigma}} \quad (8)$$

$$\alpha_R = 8,68 \frac{\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}}{Q_r \lambda_o} [dB/unidade de comprimento] \quad (9)$$

$$Q_r \approx \frac{\varepsilon_{eff} Z_0}{120\pi^3 \left(\frac{h}{\lambda_0}\right)^2 \left(1 - \frac{4}{3}\varepsilon_r + \frac{8}{15}\varepsilon_r^2\right)} \quad (10)$$

$$\alpha_D = \alpha_T - \alpha_R - \alpha_C \quad (11)$$

$$\tan(\delta) = \frac{\alpha_D \lambda_0 (\varepsilon_r - 1) \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{27,3 \varepsilon_r (\varepsilon_{eff} - 1)} \quad (12)$$

onde α_C , α_R , e α_D são, respectivamente, as constantes de atenuação por condução, irradiação e devido ao dielétrico, α_T é a constante de atenuação total, Q_0 e Q_R os fatores de qualidade da ressonância e da irradiação, respectivamente, BW_{-3dB} a largura de banda de -3 dB da ressonância, R_s a resistência levando em consideração o efeito pelicular, W a largura do anel, W_{eff} a largura efetiva considerando o efeito da espessura do condutor, h a espessura do substrato, t a espessura do condutor, $\varepsilon_{r_{eff}}$ e ε_r as constantes dielétrica efetiva da estrutura e relativa do substrato, respectivamente, λ_0 o comprimento de onda no vácuo, μ a permeabilidade magnética relativa do condutor, σ a condutividade do metal, Z_0 a impedância característica (50 Ω nesse caso), $tg(\delta)$ a tangente de perdas do substrato e f_{Rm} , as frequências de ressonância do anel.

Através do $\varepsilon_{r_{eff}}$ do anel, podemos precisar o ε_r do substrato pela relação entre as duas grandezas numa estrutura *microstrip*, dada pelas equações (2) e (3). Através da constante de atenuação total podemos, deduzindo a atenuação causada pelo cobre e por irradiação, estimar a atenuação causada pelo substrato e, então, extrair a $tg(\delta)$ usando a equação (12). O anel ressonante e seu mecanismo de propagação tal qual um diagrama mostrando suas ressonâncias $f_1, f_2, \dots$ estão mostrados na Figura 3.

Figura 3 - Anel ressonante microstrip. A) estrutura com suas variáveis relevantes. B) mecanismo de propagação de potência para a primeira ressonância ($n = 1$). C) diagrama mostrando os picos de ressonância de um anel.

Fonte: autor.

Onde R_{MED} é o raio médio do anel, G é a distância entre as linhas de alimentação e o anel, sendo responsável pelo acoplamento do sinal, e W , a largura do anel.

O formato da resposta em frequência é alterado da seguinte maneira pelas variáveis de projeto: G apresenta alta sensibilidade com relação ao sinal transmitido: por ser pequeno, de algumas unidades de μm , é consideravelmente alterado por variações de fabricação o que afeta o acoplamento entre a alimentação e o anel, afetando o nível da curva de transmissão da curva como um todo, onde distâncias maiores diminuem o nível de transmissão; o ϵ_r determina a frequência dos picos de ressonância, onde um valor menor desloca esses picos para frequências mais altas; a redução nas perdas aumenta o fator de qualidade das ressonâncias: acentuando seu pico e estreitando a sua banda. Entretanto, o impacto das variações de fabricação na largura do anel e das linhas de acesso exercem pouca influência sobre a frequência, sobre o pico de ressonância ou sobre o nível da curva.

3.2.2 TOCOS EM MICROSTRIP

Uma outra forma de se extrair o ϵ_r do substrato é uma linha de transmissão com um toco terminado em aberto. Ocorrerá um mínimo de transmissão (ressonância) sempre que o comprimento elétrico do toco for igual a um múltiplo inteiro de um quarto do comprimento de onda guiado, ou seja, sempre que seu comprimento físico mais o campo espraído devido à terminação em aberto forem iguais a $\lambda_g/4$. O toco terminado em aberto e seu mecanismo de propagação tal qual um diagrama mostrando o mínimo de transmissão estão mostrados na Figura 4.

Figura 4 --Toco microstrip terminado em aberto. A) estrutura com suas variáveis relevantes. B) mecanismo de propagação de potência para a primeira ressonância. C) diagrama mostrando o

mínimo de transmissão em uma linha com toco.

Fonte: autor.

$$\epsilon_{r_{eff}} = \left(\frac{c}{4 * (L + \Delta L) * f_r} \right)^2 \quad (13)$$

$$\Delta L = h * 0.412 * \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) * \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) * \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (14)$$

Onde L é o comprimento físico do toco, ΔL o comprimento elétrico extra devido ao espraçamento do campo, W a largura do toco, f_r é a frequência de ressonância do toco e h a espessura do substrato. Determinando o $\epsilon_{r_{eff}}$ pela equação (13), pode-se extrair o ϵ_r através da equação (2).

A extração teórica do ϵ_r através das equações (1) a (14), tanto para o anel quanto para o toco é sensível às variações do processo de fabricação. Dada a variação de $\pm 2 \mu m$ na dimensão das estruturas devido ao processo de fabricação utilizado e o ΔL de comprimento elétrico de $\sim 15 \mu m$, isso pode resultar num erro no ϵ_r de cerca de 1%, ou seja, desprezível.

As estruturas de caracterização em *microstrip* anéis ressonantes e tocos foram projetadas baseadas no valor teórico de ϵ_r para um dielétrico de alumina, cujo ϵ_r é igual a 9,8. A Figura 5 mostra a máscara projetada contendo anéis com frequências fundamentais em 5 GHz, 10 GHz e 20 GHz; tocos de comprimento $\lambda/4$ em 20 GHz e 60 GHz; e estruturas de teste dos pads de medição.

Figura 5 - Máscara com anéis e tocos para caracterização da membrana.

Fonte: autor.

A Tabela 5 contém as dimensões das estruturas projetadas.

Tabela 4 – Dimensões importantes das estruturas de teste.

Anel	G (μm)	W (μm)	R _{MED} (μm)
10 GHz	15	25	1975
20 GHz	15	25	1003
Toco	L _{LINHA}	L	W
20 GHz	1500	1500	60
60 GHz	1000	500	60

Os *pads* dessas estruturas funcionam como uma transição CPW-*microstrip* (CPW - *Coplanar Wave Guide*), posto que as pontas para sua caracterização são do tipo GSG (*Ground-Signal-Ground*).

De posse dos dados de simulação das estruturas em anéis e tocos, estas são fabricadas e medidas para então, caracterizar-se a membrana nanoporosa em termos de $tg(\delta)$ e ϵ_r .

3.3 FABRICAÇÃO DE DISPOSITIVOS

Toda tecnologia de *interposer* é atrelada a algum processo de fabricação, quer seja algum processo padrão, como por exemplo processos CMOS para *interposers* baseados em silício, ou algum processo desenvolvido especialmente

para o substrato, como por exemplo os processos utilizados em LTCC e HTCC. No caso da membrana, o processo para se fabricar estruturas, quer sejam estruturas de onda lenta, vias de nanofios ou estruturas planares convencionais, vem sendo desenvolvido e aprimorado nas instalações do LME-USP.

O processo de fabricação engloba um número de etapas individuais, executados em determinada ordem dependendo do tipo de estrutura que se deseja fabricar. As etapas realizadas para se fabricar estruturas sobre a membrana envolvem: deposição de filmes finos de titânio, cobre e SiO_2 por *sputtering*; eletrodeposição de cobre, tanto para espessamento de filme fino quanto para crescimento de nanofios através dos poros da membrana; fotolitografia e, por fim polimento mecânico. A descrição detalhada de cada etapa encontra-se no Apêndice A.

A seguir seguem dois exemplos de processos de fabricação desenvolvidos: um deles para a fabricação de estruturas *microstrip* de onda lenta e convencionais; o outro, usado nesse trabalho para a fabricação das antenas planares, foi desenvolvido para fabricar vias de interconexão. Eles seguem ilustrados na Figura 6 e explicados a seguir. A relação completa com a descrição de todas as etapas do processo de fabricação encontra-se no Apêndice A.

Figura 6 - Diagramas mostrando o processo de fabricação de uma estrutura de onda lenta (A) e de uma via de interconexão (B).

Fonte: autor

O processo para a fabricação de estruturas de onda lenta começa com uma membrana limpa (1) sobre a qual é depositado uma camada de SiO_2 de máscara por *sputtering* (2), que é então fotogravado (3) para abrir as janelas para o crescimento de cobre através dos nanoporos. Depois da fotogração, é depositada na outra face da membrana uma semente de titânio e cobre por *sputtering* que é espessada por eletrodeposição (4). Após isso, é feito o

crescimento dos nanofios também por eletrodeposição (5). A face que contém o óxido de máscara e o transbordo de cobre dos nanofios é removida por polimento mecânico (6), em seguida é depositado SiO_2 estrutural para as estruturas de onda lenta (7), fotogravada para fazer contato resistivo com o terra (8), uma semente de titânio e cobre, que é espessada (9) e então fotogravada (10) para dar forma às estruturas. Esse processo permite a fabricação tanto de estruturas *microstrip* de onda lenta quanto de estruturas planares tradicionais, basta que essas estejam sobre regiões sem nanofios.

O processo para a fabricação de uma via de interconexão começa com uma membrana limpa (1) sobre a qual é depositado uma camada de SiO_2 de máscara por *sputtering* (2), que é então fotogravado (3) para abrir as janelas para o crescimento de cobre através dos nanoporos. Depois da fotogração, é depositada na mesma face da membrana uma semente de titânio e cobre por *sputtering* que é espessada por eletrodeposição (4). Após isso, é feito o crescimento dos nanofios também por eletrodeposição (5) e o cobre é então fotogravado para dar forma às estruturas na face inferior da membrana (6). Após a fotogração, é depositada uma outra semente de titânio e cobre na outra face e é realizado o espessamento da semente por eletrodeposição (7). Por fim, essa nova camada é fotogravada para dar forma às estruturas na face superior (8). Esse processo permite a fabricação de linhas CPW, vias e estruturas planares *microstrip*.

Por ser uma tecnologia nova, ainda em ajuste, ao longo do desenvolvimento das etapas de fabricação, diversos foram os desafios encontrados e problemas superados. Nesta seção, estão descritos os principais desafios e problemas que exigiram novas técnicas, materiais, fornecedores ou processos para chegar-se a um resultado estável e reproduzível.

- Qualidade do mascaramento por SiO_2

O mascaramento por SiO_2 , instrumental para o crescimento seletivo de nanofios, que é o processo que nos permite fabricar vias e estruturas de onda lenta, define as regiões onde os poros da membrana ficarão expostos, que são as regiões onde haverá transbordo de cobre.

A partir de um determinado instante, observou-se que havia transbordo de cobre em regiões da membrana que, originalmente, estariam cobertas pelo SiO_2 .

Suspeitou-se que o SiO_2 estivesse trincando por alguma razão e expondo a membrana, hipótese que foi confirmada após uma análise de estresse mecânico do SiO_2 .

Descobriu-se que, devido a mudanças estruturais desconhecidas do reator de deposição por *sputtering*, as propriedades mecânicas e a taxa de deposição do SiO_2 foram alteradas. O SiO_2 que estava sendo depositado era mais estressado que o antigo, resultando em um filme com maior propensão a apresentar trincas.

O problema foi solucionado com a combinação de três alterações no processo: o ajuste dos parâmetros de deposição, potência de RF, vazão de oxigênio e de argônio, para gerar um SiO_2 menos estressado; a redução da espessura da camada usada para mascaramento, de 1 μm para 300 nm, para reduzir a chance de ocorrerem trincas e, por fim, com a não remoção do fotorresiste utilizado na etapa de fotogração do SiO_2 .

- Presença de filme resistivo de titânio

Durante a fabricação das estruturas para a caracterização da membrana, observou-se a presença de um filme resistivo sobre a superfície da membrana. Como os únicos materiais condutivos depositados no nosso processo são titânio e cobre e a corrosão do cobre para definição das estruturas havia sido realizada com êxito, suspeitou-se que o filme fosse composto por titânio, ou por algum composto de titânio.

Testes de deposição de titânio sobre lâminas de silício e o posterior teste de corrosão na solução de corrosão de titânio revelaram que o filme depositado não estava sendo atacado pela solução, confirmando a hipótese da composição do filme.

O problema foi solucionado com a mudança da potência de RF do processo de deposição de titânio, de 70 W para 100 W.

- Uniformidade e qualidade do crescimento seletivo de nanofios

Outro aspecto do crescimento seletivo de nanofios que influenciou esse trabalho foi a inconsistência e a não-uniformidade do transbordo dos nanofios de cobre nas regiões expostas para a fabricação de vias ou de estruturas de onda lenta. Tal observação levou a um estudo objetivando aprimorar o processo de

eletrodeposição, realizado em parceria com algumas empresas especializadas em espessamento de cobre em placas de circuito impresso. Tal estudo nos mostrou que eletrodeposição feita em corrente contínua tende a gerar irregularidades no cobre espessado e que o método PPR (*Periodic Pulse Reversing*), que emprega um pulso de corrente reversa mais intenso periodicamente, resulta num cobre com espessura mais uniforme. No caso dos nanofios, o PPR homogeneiza o crescimento devido à ação do pulso reverso: regiões que porventura transbordem primeiro serão corroídas pelo pulso reverso, impedindo que elas concentrem a corrente iônica de cobre dentro do banho de deposição.

O problema do crescimento desordenado de nanofios exigiu a eliminação da etapa 5 da figura 6 A) e B) do processo de fabricação, a fim de se poder testar a reprodutibilidade do processo de fabricação aplicado às antenas e também testar a acurácia das simulações e dos métodos de projeto empregados. A solução encontrada foi o desenvolvimento de uma transição com acoplamento capacitivo CPW-*microstrip*.

3.4 CONCLUSÃO PARCIAL

Nesta seção foi apresentado o substrato MnM, sobre o qual será feita uma análise de viabilidade de fabricação de antenas. Mostrou-se sua capacidade de redução de dimensões das estruturas nele fabricado devido ao efeito de onda lenta. Também foram apresentadas as etapas de seu processo de fabricação e as vantagens de se utilizá-lo para fabricar estruturas em ondas-mm, especialmente a facilidade de se fabricar nanofios metálicos. O processo de fabricação descrito simplifica a integração de estruturas *microstrip* de onda lenta com estruturas convencionais ao usar as mesmas etapas de fabricação para ambos, além de possibilitar a fabricação de vias de altos razão de aspecto e desempenho.

Foi vista a sua composição e dimensões fornecidas pelo fabricante, bem como o método que será utilizado para extrair seus parâmetros elétricos, que será realizada no capítulo 5. Os valores das dimensões fornecidas pelo fabricante estão resumidos na Tabela 5.

Tabela 5 – Dimensões da membrana de alumina utilizada como substrato.

Dado	Valor
Diâmetro da membrana	2,54 cm
Diâmetro do poro	40 nm
Distância interporo	100 nm
Porosidade	10 % - 15 %
Espessura	50 µm
Composição	Alumina e ar

Fonte: autor.

4 PROJETOS DE ANTENAS NO SUBSTRATO MNM

Essa seção está dividida em três partes: primeiramente será apresentado o substrato utilizado nesse trabalho, com suas vantagens e métodos de caracterização elétrica; em seguida serão apresentados os tipos de antenas pesquisados, juntamente com seus métodos de projeto; por fim, será apresentado o processo de fabricação e as etapas que o compõe.

4.1 ANTENA *PATCH* RETANGULAR

O projeto de uma antena *patch* tem duas etapas distintas: o projeto do elemento irradiador e o projeto da rede de casamento de impedância de entrada.

O elemento irradiador é uma superfície metálica, nesse caso retangular, na face superior de um substrato dielétrico com um plano de terra também metálico na face inferior, conforme ilustrada na Figura 7 A).

Figura 7 - A) Antena *patch* retangular com a excitação implícita e cavidade utilizada para análise. B) Distribuição dos campos do modo TM_{100} .

Fonte: autor

Essa estrutura pode ser entendida como uma cavidade ressonante cujas paredes superior e inferior são elétricas, metálicas, de comprimento L e largura W , e as quatro paredes laterais, magnéticas de comprimento L ou W e altura h . As paredes laterais neste tipo de antena são chamadas de fendas, sendo irradiantes ou não, dependendo de cada modo de ressonância presente na estrutura.

O modo de ressonância de interesse para a maioria das antenas *patch* retangulares é o primeiro modo, o TM_{100} , cuja distribuição de campo elétrico e

magnético é disposta na Figura 7 B), considerando que a alimentação é feita em relação à aresta de comprimento W . Somente as fendas com largura W irradiarão nesse modo (fendas irradiantes), uma vez que as outras duas fendas com largura L não contribuem com irradiação devido à distribuição de campo gerar uma resultante nula (fendas não-irradiantes). As fendas irradiantes apresentam uma condutância associada da forma $G_r + jY_s$, onde G_r modela a potência irradiada pela fenda e Y_s a energia que fica armazenada no espraio de campo que ocorre nas bordas do *patch*. Tais valores são aproximados pelas expressões (15) a (17) [32]:

$$G_r = \frac{W}{120 * \lambda_0} * \left[1 - \frac{(k_0 * W)^2}{24} \right] \quad (15)$$

$$B_s = \frac{k_0}{\pi * \eta_0} * \{1 - 0.636 * [\ln(k_0 * W)]\} \quad (16)$$

$$k_0 = \frac{2 * \pi}{\lambda_0} \quad (17)$$

Uma das maneiras de se analisar a antena *patch* é segundo o modelo de linha de transmissão, que modela a antena distanciando as fendas irradiantes por meio de uma linha de transmissão de comprimento L e com impedância característica de uma linha *microstrip* de largura W . A ressonância em TM_{100} acontece numa frequência em que o comprimento elétrico da linha de transmissão é tal que a susceptância Y_s , refletida com fase invertida, resulta em uma admitância de entrada puramente real e igual a $2 * G_r$. Isso indica que, na ressonância, há uma redução na energia armazenada no campo e, logo, a energia fornecida ao *patch* é irradiada para o espaço livre.

O projeto do *patch* começa com a escolha do substrato e especificação da frequência de ressonância. Dado o ϵ_r do substrato, este não pode ter espessura h maior que o valor determinado pela eq. (18) a fim de evitar a excitação dos modos de onda de superfície dentro do substrato [33]:

$$h < \frac{c_0}{4 * f_r * \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (18)$$

A seguir a largura W do *patch* é determinada pela eq. (19) [32]:

$$W = \frac{c_0}{2 * f_r} * \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (19)$$

onde c_0 é a velocidade da luz no vácuo. O próximo passo é determinar a

constante dielétrica efetiva (ϵ_{eff}) da estrutura, que assume que a antena está imersa num substrato homogêneo com uma constante dielétrica efetiva que é intermediária entre a do ar e a do substrato. Tal constante é dada pela eq.(20):

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \left(1 + 12 * \frac{h}{W}\right)^{-1/2} \quad (20)$$

válida para a condição de $h/W > 1$, o que é válido para o substrato MnM.

O próximo passo é determinar o comprimento elétrico total do *patch*. Devido ao espreadimento do campo elétrico nas bordas do *patch*, seu comprimento elétrico é um pouco maior que o seu comprimento físico, necessitando de um fator de correção. O comprimento total do *patch* é dado por:

$$L_{tot} = L + 2 * \Delta L \quad (21)$$

$$L = \frac{c_0}{2 * f_r * \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (22)$$

ΔL é dado pela Equação (14). Os valores de W e L_{tot} obtidos são então corrigidos iterativamente por simulação EM até que a ressonância esteja na frequência f_r desejada, uma vez que os valores de W e L_{tot} obtidos segundo tais expressões podem resultar num desvio de até 10% no valor de f_r .

Projetado o elemento irradiador, parte-se então para o projeto do seu circuito de alimentação. Uma estratégia possível é alimentar o *patch* pela borda com um tradicional transformador de impedância de comprimento igual a $\lambda/4$ tal qual disposto na Figura 8.

Figura 8 - Alimentação pela borda do patch via transformador de $\lambda/4$.

Fonte: autor

Sabemos a partir da eq. (15) quanto vale a condutância de radiação de cada fenda radiante e, logo, quanto vale a impedância de entrada vista a partir da borda do *patch* ($0,5/G_r$), que no caso da membrana, pode variar entre 300 Ω e 400 Ω . De posse desse valor, calculamos a impedância característica da linha do transformador de $\lambda/4$ através da eq. (23):

$$Z_0 = \sqrt{Z_L * 50\Omega} \quad (23)$$

onde Z_L é a impedância de carga, no caso a da borda do *patch* e Z_0 é a impedância característica do transformador. Assumindo a impedância de entrada do *patch* como sendo 300Ω , temos como resultado uma linha de transmissão cujo Z_0 vale 122Ω , o que se traduz numa linha *microstrip* de largura inferior a $5 \mu\text{m}$. Linhas de alta impedância costumam ser extremamente difíceis de serem fabricadas de forma reproduzível devido ao fato de sua largura ter valor similar à resolução dos processos de fabricação. No caso desse trabalho, devido a limitações da etapa de fotolitografia do processo de fabricação, não se consegue boa reprodutibilidade em dimensões inferiores a $10 \mu\text{m}$, inviabilizando assim esse tipo de alimentação. Logo, é necessária uma outra estratégia para a bordar o casamento de impedância na tecnologia proposta.

A impedância dentro do *patch* varia de acordo com a distribuição dos campos elétrico e magnético. No caso de um *patch* retangular a impedância varia conforme a seguinte aproximação:

$$Z_{in} = Z_r * (\cos(\pi * R/L))^2 \quad (24)$$

onde Z_{in} é a impedância vista quando se adentra R unidades de comprimento num *patch* de comprimento L . A abordagem utilizada para o projeto da alimentação, representada na Figura 9 usa esse princípio: toma-se uma linha de impedância característica arbitrária e determina-se o quanto é necessário adentrar o *patch* para que a impedância de entrada seja igual a 50Ω . O que geralmente é feito num circuito *microstrip* é se usar uma linha de impedância característica de 50Ω e achar o R que se traduza num Z_{in} de 50Ω .

Figura 9 - Alimentação tipo inset feed tanto por probe quanto por linha *microstrip*.

Fonte: autor

A antena *patch* tem como característica irradiar na direção perpendicular

ao substrato e somente para cima, uma vez que o plano de terra impede que haja radiação no outro lado do substrato, sendo, portanto, uma antena com irradiação *tipo backfire*. Antenas *patch* são muito utilizados em aplicações de ondas-mm devido ao seu ganho elevado (5 dBi a 7 dBi dependendo do substrato), perfil compacto e capacidade de dissipar potência mais eficientemente se comparado à maioria das antenas planares. Por ser uma estrutura ressonante, a antena *patch* é uma antena essencialmente de banda estreita, apresentando uma BW_{-10dB} entre 2% e 4%.

4.1.1 PROJETO DE CONJUNTO 2X1

Associar antenas em conjuntos com espaçamento de $\lambda_0/2$ entre as antenas é uma forma de se aumentar o ganho e a diretividade totais, ao custo de um aumento na área ocupada. Conjuntos de antenas são utilizados especialmente em 60 GHz, onde a atenuação atmosférica do sinal impede a propagação por distâncias muito maiores que alguns metros, como forma de se obter enlaces de comunicação por linha de visada. Teoricamente, quando se dobra o número de antenas em um conjunto, aumenta-se o ganho total e a diretividade em 3 dBi. A Figura 10 mostra um conjunto 2x1 de antenas *patch*.

Figura 10 – Conjunto 2x1 de antenas *patch*, mostrando em detalhe a junção T e a dobra.

Fonte: autor.

O projeto de um conjunto de antenas estende o projeto de uma antena individual no que tange à divisão de potência entre os elementos do conjunto, sendo necessárias mais etapas de acordo com o tamanho do conjunto. Para um conjunto 2x1, que contém apenas duas antenas, é necessário se projetar uma rede de alimentação formada por um divisor de potência.

A junção T realiza a divisão de potência para as antenas e, neste caso, é formada por duas linhas de transmissão com impedância característica de 50Ω e uma, a de entrada, de impedância característica 35Ω e comprimento igual a $\lambda/4$, de forma a casar a impedância vista na entrada. Uma dobra nas linhas de alimentação é necessária para posicionar corretamente as antenas *patch* e deve ser otimizada conforme a Figura 10 para reduzir a potência refletida quando há mudança na direção de propagação do sinal. A dimensão X é determinada segundo a expressão (25)

$$X = W * \sqrt{2} * (0,52 + 0,65 * e^{-1,35 * W/h}) \quad (25)$$

Onde W é a largura da linha *microstrip* e h é a espessura do substrato.

4.2 ANTENA DIPOLO

A antena dipolo, representada na Figura 11, consiste em um par de trechos condutores terminados em aberto cujo comprimento é uma fração considerável do λ , sendo os dipolos de $\lambda/2$ e de $\lambda/4$ os mais comuns. A antena de dipolo é uma estrutura de banda larga, em que um dipolo de dado comprimento pode irradiar em todas as frequências, quer seja como um dipolo curto (comprimento inferior a $\lambda/10$), de $\lambda/4$, $\lambda/2$, $3\lambda/4$, λ e assim por diante. O que define a largura de banda de uma antena de dipolo é o circuito de casamento de impedância que a alimenta. Um valor usual de BW_{-10dB} é de cerca de 10%.

Figura 11 - A) Estrutura simplificada de uma antena dipolo e B) distribuição de corrente I e tensão V em um dipolo de comprimento igual a $\lambda/2$.

Fonte: autor

Por causa da distribuição de tensão sobre o dipolo e pelo fato de ele ser constituído de um par de trechos condutores, ele é uma estrutura balanceada, isto é, uma estrutura cuja alimentação é feita com duas versões do sinal defasadas entre si de 180° , sendo necessário converter o sinal desbalanceado de uma *microstrip* ou CPW para o sinal balanceado que a antena dipolo

necessita por meio de uma transição ou uma estrutura *balun* dedicada.

O projeto de uma antena dipolo envolve três etapas: o projeto do elemento irradiador; do casador de impedância; e do *balun* ou da transição. Segue as equações de projeto de um dipolo *microstrip* fino (largura menor do que $0.05\lambda_0$), sendo a única restrição para essa largura é que ela seja fabricável, ou seja, maior que $10\text{ }\mu\text{m}$ para a tecnologia em questão. O tipo de dipolo escolhido para ser fabricado é o cujo comprimento total é $\lambda/2$, sendo λ o comprimento de onda considerando um $\epsilon_{r_{eff}}$ médio entre o ar e a constante dielétrica efetiva de uma linha CPS (*coplanar stripline*, em inglês) de mesma largura de condutor e espaçamento entre condutores. $\epsilon_{r_{eff}}$ é dado pela eq. (26) [34] e o valor do $\epsilon_{r_{eff}}$ de uma linha CPS é dado em [35]:

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{(\epsilon_{e_{CPS}} + 1)}{2} \quad (26)$$

A impedância de entrada em função do comprimento do dipolo é complexa, cujas partes real e imaginária referentes ao máximo de corrente são dadas pelas seguintes equações [32]:

$$Z_{in} = \frac{R_{rad}}{\text{sen}^2\left(\frac{kL}{2}\right)} + j \frac{X_m}{\text{sen}^2\left(\frac{kL}{2}\right)} \quad (27)$$

$$R_{rad}(l) = \frac{\eta_o}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ C + \ln(kL) - C_i(kL) + \frac{1}{2} \text{sen}(kL)[S_i(2kL) - 2S_i(kL)] \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(kL)[C + \ln(kL/2) + C_i(2kL) - 2C_i(kL)] \right\} \quad (28)$$

$$X_m(l) = \frac{\eta_o}{4\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ 2S_i(kL) + \cos(kL) * [S_i(2kL) - 2S_i(kL)] \right. \\ \left. - \text{sen}(kL) \left[2C_i(kL) - C_i(2kL) - C_i\left(\frac{2ka^2}{L}\right) \right] \right\} \quad (29)$$

Onde:

$$C = 0.5772 \quad (30)$$

$$C_i(x) = \int_{\infty}^x \frac{\cos y}{y} dy \quad (31)$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\text{sen } y}{y} dy \quad (32)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (33)$$

L é o comprimento total do dipolo, R_{rad} é a resistência de irradiação, X_m é a

reatância associada ao espreadamento do campo, η_0 é a impedância do vácuo e Z_{in} , a impedância diferencial de entrada da antena. Tanto $C_i(x)$ e $S_i(x)$ encontram-se tabeladas no apêndice III de [32], das quais obtém-se a impedância complexa de entrada de um dipolo de comprimento qualquer alimentado pelo centro.

Existem várias estratégias para se projetar uma antena de dipolo. Uma das estratégias é se fixar o comprimento total do dipolo em $\lambda/2$ e casar a impedância complexa para um valor real conveniente. Outra estratégia é se ajustar o comprimento do dipolo para anular a reatância e então casar essa impedância real com algum valor conveniente.

Para o dipolo convencional, isto é, o cujos dois trechos condutores estão sobre a mesma face do substrato e espaçadas entre si por uma fenda, a alimentação é feita através de linhas tipo CPS. O espaçamento entre as metades do dipolo foi demonstrado em [35] não interferir na impedância de entrada do dipolo contanto que não seja de tamanho comparável ao comprimento de onda. As equações de projeto para uma linha CPS simétrica podem ser vistas em [35].

No caso de o resto do circuito utilizar linhas do tipo *microstrip* guia de onda coplanar ou outra qualquer, é necessária uma transição para a linha CPS de forma a gerar dois sinais defasados entre si de 180° . Os tipos abordados aqui serão as linhas mais comuns para aplicações em circuitos passivos de ondas-mm: *microstrip* e CPW. Um tipo de transição *microstrip*-CPS possível [36] consiste num *balun*, compreendendo numa junção T cujos braços têm comprimentos elétricos defasados de 180° entre si de forma a criar um sinal balanceado. A saída pode ainda ser feita utilizando linhas *microstrip* acopladas, com o modo de propagação preferencial sendo o ímpar, para realizar algum casamento de impedância caso seja necessário. As equações de projeto para linhas *microstrip* acopladas encontram-se em [35]. Essa transição está ilustrada na Figura 12 A).

Figura 12 – A) Ilustração da alimentação de um dipolo com balun. B) princípio de funcionamento da transição.

Fonte: autor

A variação de fase $\Delta\theta$ pode assumir qualquer valor, mas é usual deixá-la igual a 90° ou 180° para simplificar a transformação de impedância realizada pela transição. A impedância diferencial vista na saída da transição é casada para uma impedância *single-ended* ou nas linhas *microstrip* da junção T ou na linha de entrada da junção.

As transições CPW-CPS funcionam de maneira similar ao *balun*, mas a defasagem acontece nas fendas laterais do guia [37]. A Figura 12 B) ilustra essa transição. A defasagem de 180° pode ser feita por meio de uma ou mais terminações em aberto. O *air-bridge*, que pode ser feito tanto por *wire bonding* ou por vias, garante que as duas metades do plano de terra estejam no mesmo potencial.

Caso não haja a necessidade de se fazer uma transição CPW-CPS bidirecional, [31] apresenta uma configuração de transição CPW-CPS sem fazer uso de vias ou *air-bridge*. A Figura 13 B) mostra a estrutura proposta, onde a transição se dá por meio do desacoplamento do modo CPW para o modo CPS fazendo com que o campo fique acoplado com apenas um dos condutores, gradualmente desacoplando o outro. A desvantagem dessa transição em comparação com as outras apresentadas é a maior perda por radiação e por propagação de onda de superfície.

Figura 13 - Transição CPW-CPS: A) com air-bridge; B) sem air-bridge.

Fonte: autor

Uma outra configuração de antena dipolo é aquela em que as metades se encontram em faces diferentes do substrato e sem uma fenda separando as metades. Nesse caso a alimentação é feita através de linhas *microstrip* paralelas, cujas equações de projeto encontram-se em [35]. A transição de linha *microstrip* convencional para *microstrip* paralela é feita através de um *taper* no plano de terra, conforme ilustra a Figura 14.

Figura 14 - Ilustração da alimentação de um dipolo com transição microstrip para microstrips acopladas.

Fonte: autor

4.3 ANTENA YAGI

A antena Yagi é uma antena de alto ganho e diretividade e banda estreita - o BW-10dB é de cerca de 6%. É formada por um conjunto baseado na antena de dipolo. Nesse tipo de antena, a radiação do dipolo, elemento radiante, é direcionada numa direção preferencial por elementos passivos chamados diretores e refletores, fazendo da antena Yagi uma antena tipo *travelling wave* [32] e, logo, uma antena com irradiação *end fire*. Os elementos diretores servem para reforçar a propagação da onda por reflexões em fase com o sinal, já os refletores servem para impedir que haja propagação na direção oposta e refletir essa radiação na direção dos diretores e também “blindar” a antena de interferências externas que possam resultar em mudança das características da antena, como por exemplo na impedância de entrada. A Figura 15 ilustra essa antena junto com as variáveis de projeto.

Figura 15 - Antena Yagi e suas variáveis de projeto.

Fonte: autor

Devido à concentração da radiação, a antena Yagi apresenta maior ganho e diretividade que a antena de dipolo, sendo que esses aumentam com o número de elementos diretores, não sendo incomuns figuras de ganho maiores que 10 dBi para *conjuntos* com 13 ou mais diretores [32]. Porém, devido a restrições de ocupação de área, nem sempre uma antena com ganho elevado é a melhor escolha e um compromisso deve ser feito entre desempenho, tamanho e custo.

De acordo com [32], o comprimento dos diretores (L_D) é em torno de $0.4 \cdot \lambda$ a $0.45 \cdot \lambda$, o espaçamento entre eles (D_{DD}) e entre o primeiro diretor e a antena (D_{DA}) é em torno de $0.3 \cdot \lambda$ a $0.4 \cdot \lambda$, não havendo a necessidade de ser uniforme. O comprimento dos refletores (L_R) é um pouco maior do que $0.5 \cdot \lambda$ e o espaçamento entre o primeiro refletor e a antena (D_{RA}) próximo a $0.25 \cdot \lambda$. Tendo esses valores como estimativas iniciais o ajuste fino é feito a partir de simulação a fim de se maximizar o ganho da antena na direção de propagação e de se minimizar o ganho na direção oposta. Se a antena for fabricada num circuito *microstrip* é possível substituir os refletores por um plano de terra uniforme. Nesse caso mantém-se a distância D_{RA} e toma-se o L_R como largura mínima do plano de terra [38].

Devido à presença dos refletores, a impedância de entrada da antena apresenta valores muito baixos, sendo especialmente complicado realizar o casamento para garantir boa eficiência, uma vez que é necessário se empregar linhas de transmissão de impedância característica baixa, algo cuja fabricação é pouco viável em linhas CPS, por exemplo. O casamento de impedância é feito por simulação, alterando-se a impedância e o comprimento elétrico da linha CPS de alimentação até que se observe uma reflexão de entrada menor que -10 dB na banda de operação da antena. Por ser baseada numa antena dipolo, o projeto da transição e do casador de impedância seguem as mesmas diretrizes e observações que para uma antena de dipolo, isso é, é necessário se utilizar um *balun* para converter o sinal desbalanceado de uma linha CPW ou *microstrip* para o sinal balanceado requerido pelo elemento irradiador.

4.4 ANTENAS SIW

Antes de entrar no mérito do projeto das antenas em si, é necessário se

saber sobre o que é a tecnologia SIW, suas variáveis de projeto e metodologia.

A tecnologia SIW permite a construção de elementos passivos como guias de onda, filtros [39], divisores de potência [40], cavidades ressonantes [41] e antenas [42] gozando das vantagens da tecnologia em guia de onda: notoriamente seu alto fator de qualidade e sua capacidade de lidar com potências mais elevadas, e das vantagens da tecnologia planar: sendo de fácil integração e fabricação, podendo ser fabricadas com técnicas de fabricação já consagradas na indústria. No entanto, as principais desvantagens da tecnologia SIW estão ligadas às vias metálicas de conexão uma vez que o espaçamento entre essas são fendas irradiantes que farão com que parte da potência seja perdida; e que também as próprias vias introduzem perdas de condução em frequências de ondas milimétricas. Além das perdas, um importante ponto é a fabricação de vias em ondas-mm onde nem sempre é possível conseguir densidade de vias suficiente para garantir baixas perdas por radiação nas paredes do SIW. Somando-se esses pontos, temos que as estruturas SIW convencionais têm implementação dificultada em frequências superiores a 30 GHz [43].

O SIW é composto de duas faces metálicas (uma na face superior e uma na face inferior do substrato) interligadas por uma fileira de vias metálicas em cada uma das arestas laterais, conforme ilustrado na Figura 16. Ele se comporta como um guia de onda retangular que conduz apenas os modos transverso-elétricos (TE), uma vez que as suas paredes laterais descontínuas impedem que haja uma densidade de corrente no sentido do comprimento do guia (eixo y na Figura 16), impedindo a solução das equações de Maxwell onde o campo H_y é nulo, que caracteriza o modo de propagação transverso-magnético (TM).

Figura 16 - Diagrama de um SIW com as dimensões para a realização do projeto.

Fonte: autor

As equações de projeto para um SIW são:

$$d \leq \frac{\lambda_g}{5} \quad (34)$$

$$p < 2 * d \quad (35)$$

$$\lambda_g = \frac{2 * \pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r * (2 * \pi * f)^2}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a_s}\right)^2}} \quad (36)$$

$$f_{TE_{mn}} = \frac{c}{2 * \pi * \sqrt{\epsilon_r}} * \sqrt{\left(\frac{m * \pi}{a_s}\right)^2 + \left(\frac{n * \pi}{b}\right)^2} \quad (37)$$

$$a_s = a - 1.08 * \frac{d^2}{p} + 0.1 * \frac{d^2}{a} \quad (38)$$

$$f \geq 1.25 * f_{TE_{10}} \quad (39)$$

Onde d é o diâmetro das vias, p é a distância entre as vias, λ_g é o comprimento de onda guiado no modo de propagação TE₁₀, a é a largura do guia (direção x na Figura 16), b é a altura do guia (direção z na Figura 16) e a_s a largura efetiva do guia.

As perdas nas estruturas SIW ocorrem por três mecanismos:

1) Perdas ôhmicas causadas devido ao efeito pelicular no cobre constituindo o guia de onda. O fator de atenuação α_s é dado pela eq. (40):

$$\alpha_s = \frac{R_s}{a^3 * b * \beta * k * \eta} * (2 * b * \pi^2 + a^3 * k^2) \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (40)$$

Onde:

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi * f * \mu_0 * \mu_r}{\sigma}} \quad (41)$$

$$\eta = \frac{120 * \pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (42)$$

$$k = \omega * \sqrt{\mu * \epsilon} \quad (43)$$

$$\beta = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - k^2} \quad (44)$$

2) Perdas relacionadas à condutância não-nula no dielétrico, dada pela $tg(\delta)$. O fator de atenuação α_D é dado pela eq. (45):

$$\alpha_D = \frac{k^2 * \tan(\delta)}{2 * \beta} \quad (45)$$

3) Perdas devido à radiação por entre os espaços entre os postes laterais. Se a restrição dada pelas equações (34) e (35) forem respeitadas, tais perdas podem

ser desconsideradas. A estimativa do coeficiente associado às perdas por irradiação através dos postes é feita por métodos numéricos e simulação.

4.4.1 ANTENA DE FENDA RETANGULAR SIW

Uma antena de fenda em tecnologia SIW é equivalente a uma antena de fenda sobre uma cavidade ressonante metálica carregada com um substrato dielétrico. A Figura 17 mostra uma antena de fenda cujo comprimento é $\lambda/2$.

Figura 17 - Antena de fenda retangular. A) dimensões de projeto e direção de irradiação; B) diagrama 3D de uma antena de fenda retangular alimentada por uma cavidade ressonante; C) distribuição de tensão e corrente ao longo da fenda.

Fonte: autor

O projeto de tal antena envolve até três etapas: o projeto do elemento radiador de fenda, da cavidade ressonante e de uma transição entre SIW e outra tecnologia planar, utilizada em sua caracterização.

O irradiador de fenda fino é, segundo o Princípio de Babinet, a estrutura dual da antena de dipolo fino abordado anteriormente, sendo suas variáveis de projeto seu comprimento efetivo ($L_s - 2\Delta L_s$) e largura (W_s). Tal qual a antena de dipolo, será abordado aqui o irradiador de fenda retangular fino de comprimento $\lambda/2$. A antena de fenda retangular é ilustrada na Figura 17 juntamente com um diagrama da sua distribuição de tensão e corrente e direção de irradiação.

A impedância de entrada de uma antena de fenda retangular relaciona-se com a de um dipolo segundo a seguinte relação:

$$Z_S * Z_D = \frac{\eta_o}{4 * \epsilon_r} \quad (46)$$

onde Z_S é a impedância de entrada da antena de fenda e Z_D a impedância de uma antena dipolo de mesmo comprimento, dada pela eq. (27). Tal qual a antena

de dipolo, para se obter uma impedância de entrada puramente real é necessário se reduzir o comprimento da fenda para um pouco menos de $\lambda/2$. Uma cavidade ressonante pode ser criada num guia de ondas ao se introduzir uma terminação de curto-circuito a uma distância de $\lambda_g/4$ de um máximo de campo, assumindo modo de propagação TE_{10} . A eq. (47) fornece os as frequências de ressonância de uma cavidade em função das suas dimensões a , b e c , conforme apresentadas na Figura 17:

$$f_{TE_{mnp}} = \frac{c_0}{2 * \pi * \sqrt{\epsilon_r}} * \sqrt{\left(\frac{m * \pi}{a_s}\right)^2 + \left(\frac{n * \pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p * \pi}{c_s}\right)^2} \quad (47)$$

onde:

$$c_s = c - 1.08 * \frac{d^2}{p} + 0.1 * \frac{d^2}{c} \quad (48)$$

é o comprimento efetivo da cavidade e a_s é dado pela equação (38). A cavidade pode ser alimentada tanto por um circuito baseado em CPW, *microstrip* ou SIW, contanto que o casamento adequado de impedância seja feito. A impedância de entrada de uma cavidade ressonante alimentada pelo centro é dada pela eq. (49):

$$Z_{in}(z) = \frac{2 * b}{a} * Z_{TE} * \frac{1}{2} * \text{sen}\left(\frac{2 * p * \pi}{c_s} z\right), [m, n, p] = [1, 0, p] \quad (49)$$

onde:

$$Z_{TE} = \frac{\eta_o}{\sqrt{\epsilon_r}} * \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (50)$$

As variáveis de projeto da cavidade são sua largura e comprimento, uma vez que sua altura é a mesma do substrato, de modo que a frequência do modo TE_{101} seja menor que a frequência de operação da antena, de forma a respeitar a restrição de frequência de operação do guia de onda sobre o qual a cavidade foi construída (eq. (47)).

Devido à distribuição de campos na estrutura da fenda retangular, sua introdução em uma das faces da cavidade sobre o ponto de máximo campo elétrico do modo TE_{101} tem como efeito baixar a frequência do modo TE_{102} e o melhor acoplamento de campo acontece quando a frequência de ressonância da fenda e do modo TE_{102} acontecem na mesma frequência.

Por fim, a alimentação da cavidade onde está a antena pode ser feita de diversas formas, dependendo de qual tecnologia o restante do circuito é baseada. Consideraremos os casos de CPW e *microstrip*. Dois tipos de transição *microstrip*-SIW e um tipo de transição CPW-SIW são ilustradas na Figura 18. No caso da cavidade sem a quarta parede de vias a impedância de entrada é tomada como o valor máximo dado pela eq. (50).

Figura 18 - Transições *microstrip*-SIW (A, B) e CPW-SIW (C).

4.4.2 ANTENA DE FENDA RETANGULAR SIW EM ANEL

A antena de fenda em anel retangular SIW é bastante similar à antena *patch* retangular em matéria de mecanismo de radiação e dimensões de projeto. A alimentação do elemento irradiador é feita através de uma cavidade ressonante e, logo, os campos dentro dessa devem estar de acordo com o necessário para garantir irradiação eficiente. O projeto da antena de fenda em anel retangular SIW consiste em até três etapas: o projeto do elemento irradiador, da cavidade ressonante e da transição, caso necessário.

O projeto do elemento irradiador segue filosofia similar ao da antena *patch* retangular, onde são determinados a largura (W) e o comprimento efetivo ($L+2\Delta L$) a fim de se haver ressonância na frequência desejada. As variáveis extras para o projeto é a largura da fenda em anel ao redor da antena (W_s) e a largura do toco de conexão (W_{ST}). A antena é ilustrada na Figura 19.

Figura 19 - Antena de fenda em anel retangular SIW

L_{TOT} deve ser pouco maior que a metade de λ_g , W_S e W_{ST} pequenos em relação ao comprimento de onda no substrato ($\leq \lambda/10$) e devem ser ajustados por simulação para que a ressonância aconteça na frequência desejada. O toco serve para garantir o máximo de campo elétrico nas bordas do *patch*.

O projeto da cavidade ressonante e das transições seguem as mesmas observações para o caso da antena de fenda retangular.

4.5 CONCLUSÃO PARCIAL

Nesse capítulo foi abordado o projeto de algumas antenas planares tradicionais, assim como algumas antenas realizáveis em tecnologia SIW, além de ter sido apresentada uma visão geral dessa tecnologia. Foram apresentados os métodos de projeto, fórmulas aplicáveis e principais características da antena *patch* retangular, da antena dipolo planar, da antena Yagi e, por fim, da antena de fenda retangular e de fenda retangular em anel, ambas em tecnologia SIW.

5 RESULTADOS E ANÁLISE

Nessa seção são apresentados e discutidos os resultados de fabricação das estruturas projetadas, assim como sua caracterização elétrica. Inicialmente, são mostrados os resultados de caracterização do substrato, seguido das estruturas de *pads* de transição e, enfim, as antenas completas.

Todas as estruturas projetadas nesse trabalho foram caracterizadas no laboratório de caracterização de micro-ondas e ondas-mm no instituto parceiro IMEP-LAHC em Grenoble, França. As estruturas foram caracterizadas através de micropontas GSG da marca *Cascade*, modelo *Infinity*, com 100 μm de espaçamento, para frequências até 110 GHz (I110 A-GSG 100), em uma estação de medidas semi-automática de 300 mm *Cascade* S300 ligada a um analisador vetorial de redes (VNA, sigla em inglês) Panorama ME7808C da marca *Anritsu*. A calibração do VNA foi feita seguindo o método LRRM (*Line Reflect Reflect Match*) que compensa elementos parasitas do sistema de medidas usando como referência uma linha de transmissão, uma carga terminada em aberto, uma carga terminada em curto-circuito e uma carga de 50 Ω . A Figura 20 apresenta o sistema de medidas descrito acima.

Figura 20 – Sistema de medição que será utilizado para se caracterizar o substrato e para se medir a resposta em frequência das antenas.

Fonte: autor.

O resultado da caracterização nesse sistema de medidas é a resposta em frequência de cada estrutura, apresentando sua perda de retorno (S_{11}) e sua perda de inserção (S_{12}). Como todos os dispositivos são simétricos e recíprocos, $S_{12}=S_{21}$ e $S_{11}=S_{22}$.

5.1 TRANSIÇÃO CPW-MICROSTRIP

As pontas de prova utilizadas no sistema de caracterização em ondas-mm são estruturas do tipo GSG (CPW), mas os dispositivos deste trabalho são estruturas *microstrip*, logo torna-se necessário se fazer a conversão do modo de propagação CPW do *pad* de contato para o modo *microstrip*. Por isso, o *pad* deve ser projetado conectando-se os terras do *pad* com o terra *microstrip* de maneira que interfira o menos possível na resposta dos dispositivos. Nesse trabalho optou-se por duas alternativas: acoplamento resistivo, obtido através de vias metálicas de nanofios crescidos entre os terras dos *pads* e o terra do substrato; e acoplamento capacitivo, mostradas na Figura 21.

Figura 21 – Transições CPW-microstrip desenvolvidas para esse trabalho. A) acoplamento resistivo com vista transversal do lado direito. B) acoplamento capacitivo com vista transversal do lado direito.

Fonte: autor.

A transição com acoplamento resistivo apresenta a vantagem de ocupar menor área de máscara e de funcionar desde CC, mas ela necessita de uma etapa a mais de fabricação para o crescimento das vias de nanofios.

A transição com acoplamento capacitivo é fabricada de forma mais simples por não precisar de vias, mas apresenta banda de funcionamento limitada inferior e superiormente. A frequência de corte inferior é dada pelo módulo da reatância do capacitor formado pelos terras dos *pads* e o plano de terra, sendo sua capacitância dada pela eq. (51). A frequência de corte superior é dada quando a largura do terra dos *pads* é igual a $\lambda/2$, segundo a eq. (52)

$$C_G = 2 * \frac{\epsilon_r * \epsilon_0 * L_G * W_G}{h} \quad (51)$$

$$f_R = 0,48 * \frac{c}{L_G * \sqrt{\epsilon_r}} \quad (52)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, L_G e W_G são o comprimento e largura do terra CPW, respectivamente, conforme mostrado na Figura 21, ϵ_r é a constante dielétrica relativa do substrato, ϵ_0 é a permissividade elétrica do vácuo e h é a

espessura do substrato.

A maneira mais simples de se verificar o comportamento do *pad* é utiliza-lo na caracterização de linhas de transmissão. É esperado que uma linha de transmissão apresente baixa perda de inserção ao longo da faixa de operação desejada, aumentando tenuamente com o aumento de frequência. A Figura 22 mostra a resposta em frequência de uma linha de transmissão simulada no substrato MnM idealmente casada sem *pads*; de uma linha de transmissão simulada utilizando o *pad* descrito na Tabela 6 – um em cada extremidade; e de todas as linhas de transmissão medidas com esse mesmo *pad*.

Figura 22 – Resposta em frequência de linhas microstrip alimentadas por uma transição CPW-microstrip até 110 GHz. A simulação considerou uma $tg(\delta)$ igual a 0,006.

Fonte: autor.

Tabela 6 - Variáveis de projeto da transição CPW-microstrip utilizada como *pad* com acoplamento capacitivo.

Dimensão	Valor (μm)
L_G	250
W_G	500
$SCPW$	20
W_{CPW}	36
S_{FIM}	70
W_{FIM}	65

Pode-se ver que o *pad* passa a transmitir potência com baixas perdas de inserção a partir de 20 GHz, frequência onde a reatância da capacitância entre

os terras assume valor inferior a 25Ω . Pode-se ver também que as perdas de inserção aumentam drasticamente em frequências próximas a 100 GHz, devido à ressonância do terra, que, segundo a eq. (52), ocorre em 108 GHz, validando assim o projeto dessa transição.

Em suma, o *pad* capacitivo pode ser modelado em baixas frequências como uma capacitância entre o terra CPW e o terra *microstrip*, calculada a partir da área desse, da espessura da membrana e da sua constante dielétrica, e em altas frequências o terra ressoa como uma antena *patch*, tornando-se um circuito aberto para o terra nas frequências onde Wg é igual a $\lambda/2$. No caso, a transição transmite potência com baixas perdas de inserção entre aproximadamente 20 GHz e 90 GHz, bastante para conduzir as análises desse trabalho.

5.2 CARACTERIZAÇÃO DO SUBSTRATO: ANÉIS E TOCOS

A Figura 23 mostra duas membranas fabricadas para a caracterização do substrato, de onde pôde-se extrair seu ϵ_r e sua $tg(\delta)$. Para isso, usou-se os processos e máscara descritos no capítulo 3. Utilizou-se duas membranas, M1 e M2, a fim de se verificar a reprodutibilidade do processo de fabricação e a dispersão paramétrica entre membranas. A membrana M2 foi quebrada durante seu processamento, entretanto a região afetada não continha estruturas importantes para essa caracterização.

Figura 23 – Fotografia das membranas processadas usando as máscaras mostradas na Figura 5. A) Membrana M1. B) Membrana M2 quebrada na etapa de espessamento do cobre superior.

Fonte: autor.

Após a inspeção inicial das estruturas das membranas M1 e M2 notou-se que os anéis com frequência fundamental em 5 GHz apresentaram descontinuidades no cobre do anel e, portanto, foram descartados da análise.

As respostas em frequência até 110 GHz dos anéis ressonantes com

frequência fundamental em 10 GHz e em 20 GHz da primeira (M1) e segunda membrana (M2), assim como a simulação destes são apresentadas na Figura 24 e Figura 25.

Figura 24 - Resposta em frequência até 110 GHz de anéis ressonantes microstrip com frequência fundamental em 10 GHz.

Fonte: autor.

Figura 25 - Resposta em frequência até 110 GHz de anéis ressonantes microstrip com frequência fundamental em 20 GHz.

Fonte: autor.

Da análise desses gráficos, podemos notar que as curvas estão deslocadas para mais altas frequências, ou seja, a constante dielétrica da membrana é menor que aquela considerada inicialmente para a simulação dos anéis. Isso era

esperado, uma vez que o substrato é composto não somente de alumina, mas também de ar em seus poros, o que reduz a constante elétrica do substrato.

Pode-se ver também que as respostas em frequência dos anéis da membrana M1 estão deslocadas para cima com relação às da M2, mostrando que os acoplamentos G entre as linhas de acesso e os anéis ficaram diferentes após fabricação. Além disso, os picos de ressonância de M1 apresentam um fator de qualidade menor que os dos anéis de M2, dado sua maior largura e pico menos pronunciado. Logo deduzimos que a membrana M1 apresenta mais perdas que M2.

Por fim, podemos notar que as medidas na faixa de frequências abaixo de 20 GHz não estão estáveis devido ao tipo de *pad* utilizado, que apresenta acoplamento capacitivo entre o terra CPW e o terra *microstrip*. Nessas frequências, o terra não está conectado, desestabilizando as medidas e, portanto, devem ser desconsideradas.

A Tabela 7 mostra o ϵ_r e a $tg(\delta)$ extraídos segundo o método teórico. A condutividade do cobre das estruturas foi calculada como sendo $4,45 \cdot 10^7$ S/m e foi utilizada para calcular a parcela da atenuação referente às perdas condutivas. Embora as perdas condutivas não se relacionem diretamente com a $tg(\delta)$, a atenuação referente à condução, α_c , será subtraída da constante de atenuação total, α_T , extraída das medidas para determinar a constante de atenuação do substrato, α_D , diretamente relacionada com a $tg(\delta)$.

Como anéis com mesmo tamanho apresentaram frequências fundamentais ligeiramente diferentes, optou-se por analisar apenas aqueles que apresentaram ressonâncias com os menores e os maiores valores de frequência e para cada harmônica da fundamental.

Tabela 7 – Resultados da caracterização por extração teórica (anéis).

Frequência (GHz)	M1_R15	M1_R9	M1_R3	M1_R7	M2_R6	M2_R11	M2_R4	M2_R12
20	7.19	7.08	7.34	6.81	6.86	6.64	6.43	6.41
30	6.88	6.96			6.81	6.42		
40	6.92	6.9	7.05	6.73	6.87	6.48	6.62	6.51
50	6.87	6.87			6.84			
60			6.96	6.7			6.56	6.43
90			7.02	6.65			6.41	6.35
$tg(\delta)$ (40 GHz)	0,0845	0,0697	0,101	0,064	0,034	0,0327	0,032	0,034

As frequências presentes na Tabela 7 são referentes às frequências de ressonância da estrutura original, isso é, da simulada considerando um ϵ_r igual a 9,8. Por uma questão de simplicidade essa nomenclatura será usada para as estruturas medidas.

A dispersão frente à média de ϵ_r , tanto entre diferentes anéis de uma mesma membrana quanto entre as duas membranas, chega a 13% no pior dos casos, variação essa que não pode ser explicada por flutuações na porosidade da membrana. Também observa-se variação de ϵ_r em frequência. A $tg(\delta)$ da membrana M1 apresentou módulo maior e variação maior entre as estruturas que a membrana M2. Como forma de se ter um resultado mais preciso optou-se por realizar também a extração via ajuste de parâmetros de simulação. No caso, as estruturas fabricadas foram simuladas no *software* de simulação eletromagnética *Momentum/ADS* da *Keysight* a fim de se aproximar as curvas da simulação às das medições para determinar tanto ϵ_r quanto $tg(\delta)$. A Figura 26 apresenta a sensibilidade de um anel com frequência fundamental de 10 GHz a variações de ϵ_r e $tg(\delta)$.

Figura 26 – Sensibilidade do anel de frequência fundamental de 10 GHz frente a variações de ϵ_r e $tg(\delta)$. Para a variação de ϵ_r considerou-se $tg(\delta) = 0,03$ e para a variação de $tg(\delta)$, $\epsilon_r = 7$.

Fonte: autor.

Notou-se que quando havia ajuste dos picos de ressonância em frequências abaixo de 50 GHz, os picos em frequências mais altas não se alinhavam e vice-versa. Isso indica que a constante dielétrica do substrato varia com frequência, efeito de dispersão normalmente observado em qualquer substrato, que também foi analisado neste trabalho. A Tabela 8 mostra os

valores de ϵ_r e $tg(\delta)$ extraídos das curvas medidas dos anéis em cada membrana.

Tabela 8 – Resultados da caracterização por simulação (anéis).

Estrutura	ϵ_r até 50 GHz	ϵ_r acima de 50 GHz	$tg(\delta)$
M1_R3 (20 GHz)	7,6	7,4	0,08
M1_R7 (20 GHz)	7,3	7,1	0,07
M1_R15 (10 GHz)	7,4	7,2	0,07
M1_R9 (10 GHz)	7,3	7,15	0,06
M2_R4 (20 GHz)	7,05	6,85*	0,03
M2_R12 (20 GHz)	6,85	6,65*	0,02
M2_R6 (10 GHz)	7,1	7,05	0,03
M2_R11 (10 GHz)	6,85	6,75	0,03
Média M1	7,4	7,21	0,07
Média M2	6,96	6,85	0,0275

*Acima de 70 GHz

O valores de $tg(\delta)$ encontrados para a M1 foram muito altos, significando que a membrana é muito mais condutiva do que uma alumina pura. Para uma alumina pura, um bom valor de $tg(\delta)$ seria de 0,001. A alumina da membrana não é pura, mas o processo é reproduzível e tal diferença entre membranas não poderia acontecer. Por isso foi feita a medição de resistência elétrica na superfície da membrana com um multímetro de precisão, capaz de medir resistências de até 400 M Ω . Os valores obtidos nas medidas variaram entre 8 k Ω até 2 M Ω na membrana M1, quando deveria ser um circuito aberto. Na membrana M2 o resultado mostrado pelo multímetro foi de circuito aberto. Assim, revelou-se a existência um filme fino resistivo sobre toda a superfície da membrana M1, resíduo da camada de adesão de titânio que não foi removido durante a etapa de fotolitografia. A presença desse filme atrapalha a extração dos parâmetros da membrana por acrescentar mais perdas de substrato, ou seja, por aumentar a $tg(\delta)$, devido à sua natureza resistiva, e também a extração do ϵ_r por alterar o comprimento elétrico e a largura efetiva das estruturas, alterando a dispersão do campo elétrico. Tais fatores tornam a extração dos parâmetros do substrato altamente imprecisa.

Como forma de se testar essa hipótese e avaliar o impacto desse filme resistivo nos parâmetros do substrato, foram refeitas as simulações dos dois anéis ressonantes que apresentaram as $tg(\delta)$ mais altas, M1_R3 e M1_R15. A Tabela 9 mostra os parâmetros extraídos antes e depois de se introduzir o modelo do filme na simulação EM. O filme resistivo foi modelado como uma

camada semicondutora com ϵ_r igual a 1, de resistividade igual a $63 \text{ m}\Omega\cdot\text{cm}$ e espessura entre 5 nm e 10 nm, de forma a recriar a resistência do filme conectando o terra do contato e a linha de sinal desses anéis, que foi determinada como sendo $8,25 \text{ k}\Omega$.

Tabela 9 - Comparação da extração por simulação dos anéis com e sem filme resistivo. O valor de ϵ_r das simulações sem o modelo do filme resistivo são os valores abaixo de 50 GHz e acima de 50 GHz, tal qual contidos na Tabela 8.

Estrutura	ϵ_r	$tg(\delta)$	ϵ_r	$tg(\delta)$
	Sem o modelo do filme		Com o modelo do filme	
M1_R3 (20 GHz)	7,6/7,4	0,08	7,4	0,04
M1_R15 (10 GHz)	7,4/7,1	0,07	7,2	0,03

Pode-se ver que houve de fato alteração na extração devido à presença do filme, sendo que a diferença mais notável, como esperado, foi a redução quase pela metade da $tg(\delta)$. O ϵ_r sofreu redução em ambos os casos, não sendo mais observado também a sua variação com frequência, o que se leva a crer que esse filme de fato altera a largura efetiva dos anéis ao aumentar a largura vista pelo campo elétrico. Por isso, as estruturas da membrana M1 serão descartadas da análise para determinar os valores de ϵ_r e $tg(\delta)$ da membrana.

Em seguida, fez-se a análise dos tocos. As Figura 27 e Figura 28 mostram a resposta em frequência medidas de alguns tocos com comprimento $\lambda/4$ projetado em 20 GHz e 60 GHz na membrana M2, assim como sua simulação. Entretanto, como no projeto dos tocos, foi considerado $\epsilon_r = 9.7$ e $tg(\delta) = 0.006$, notando-se discrepância entre as curvas de simulação e medida.

Figura 27 - Resposta em frequência até 110 GHz dos tocos com comprimento de $\lambda/4$ em 20 GHz. O detalhe mostra a primeira ressonância dos tocos com as frequências de ressonância mais alta e mais baixa.

Fonte: autor.

Figura 28 - Resposta em frequência até 110 GHz dos tocos com comprimento de $\lambda/4$ em 60 GHz.

Fonte: autor

A análise das medidas revela que, no caso dos tocos longos, com comprimento de $\lambda/4$ em 20 GHz, a ressonância de todas as estruturas está essencialmente ocorrendo na mesma frequência, com uma variação de 0,3 GHz entre o toco com a maior frequência de ressonância e a menor. Entretanto, o mesmo padrão não se repetiu no caso dos tocos curtos, com comprimento de $\lambda/4$ em 60 GHz, em que aparentemente as estruturas produziram resultados bastante similares, com a exceção do toco M2_S5, que ressoa em frequência um pouco mais alta. A Figura 29 apresenta a sensibilidade do toco de comprimento $\lambda/4$ em 20 GHz a variações de ϵ_r e $tg(\delta)$, variando-se ϵ_r de incrementos de 0,1 e a $tg(\delta)$ de incrementos de 0,005.

Figura 29 – Sensibilidade do toco de 20 GHz frente a variações de ϵ_r e $tg(\delta)$. Para a variação de ϵ_r considerou-se $tg(\delta) = 0,04$ e para a variação de $tg(\delta)$, $\epsilon_r = 7,4$.

Fonte: autor.

A Tabela 10 mostra o resultado da extração dos parâmetros usando os tocos,

tanto utilizando o método teórico, quanto fazendo uso de simulação EM.

Tabela 10 – Resultados da caracterização pelo método dos tocos. Os dados fora dos parênteses referem-se aos resultados obtidos por simulação e os entre parênteses por extração teórica.

Estrutura	ϵ_r (20 GHz)	ϵ_r (60 GHz)	$tg(\delta)$
M2_S13 (20 GHz)	7,4 (7,17)	7,2 (6,93)	0,04
M2_S4 (60 GHz)		7,05 (6,43)	0,03
M2_S5 (60 GHz)		6,75 (6,12)	0,02

Analisando os dados da Tabela 10 pode-se ver que tanto os valores de ϵ_r os valores da $tg(\delta)$ variam consideravelmente entre as estruturas analisadas, levando-se a crer que, de fato, haja interferência do filme resistivo sobre essas estruturas.

Os valores de ϵ_r e $tg(\delta)$ considerados como finais são a média aritmética dos valores obtidos da análise dos anéis e tocos e a variação como sendo o desvio padrão desses valores. Tais resultados estão contidos na Tabela 11.

Tabela 11 – Resultado da caracterização da membrana nanoporosa.

ϵ_r	$tg(\delta)$
$7 \pm 0,2$	$0,03 \pm 0,005$

5.3 ANTENAS

De posse das características do substrato a ser utilizado e verificada a influência dos *pads* nas respostas em frequência das estruturas, seguiu-se então para o cerne desse trabalho, a análise de antenas planares fabricadas sobre o substrato MnM.

5.3.1 ANTENA YAGI, BALUN E ANTENA PATCH COM PAD RESISTIVO

As primeiras antenas que foram fabricadas foram as antenas Yagi com *balun* e as antenas *patch* retangulares com suas linhas de acesso *microstrip* usando-se *pads* com contato resistivo para o terra. Estruturas de teste com *baluns* foram incluídas no leiaute para que fosse possível investigar seu comportamento em separado da antena.

Para se fabricar essas estruturas, desenvolveu-se um conjunto de três

máscaras para fotolitografia levando-se em conta o processo de fabricação descrito na seção 3.3. Tais máscaras encontram-se dispostas na Figura 26 juntamente com a indicação de qual etapa do processo fabricação mostrado na Figura 6 (b) elas participam.

Figura 30 – Máscaras para o processo de fabricação das antenas *Yagi com baluns*, antenas *patch* e *baluns* isolados.

Fonte: autor.

A Tabela 12 apresenta as dimensões do projeto das estruturas fabricadas e a Figura 31 apresenta fotos das antenas *patch* e Yagi. As dimensões do *pad* resistivo foram determinadas de forma que ele consiga comportar pontas GSG com espaçamento entre pontas de 100 μm e de 50 μm .

Tabela 12 – Dimensões de projeto das antenas *patch* retangular com *pad* resistivo, Yagi e balun, juntamente com sua definição.

Patch
Parâmetro	Valor (μm)	
W	1215	
L	900	
R	290	
Yagi e balun		
L_A	1460

Figura 31 – Antenas A)patch retangular e B)Yagi com balun fabricadas com os pads de alimentação CPW. A cor alaranjada do substrato se deve ao fato de a membrana ser translúcida e de haver cobre na face de baixo, sendo esse o plano de terra da antena patch e o refletor da antena Yagi.

A)

B)

Fonte: autor

Para se medir a resposta em frequência de um *balun* em separado da antena, é necessário, além da ponta GSG comumente utilizada, uma ponta diferencial, não disponível no laboratório. Por isso, utilizou-se estruturas com dois *baluns* posicionados da forma *back-to-back* para podermos caracteriza-los com as pontas GSG disponíveis. A Figura 32 mostra uma fotografia da estrutura de *balun back-to-back* e a Figura 33 mostra as suas respostas em frequência medida e simulada.

Figura 32 – Fotografia da estrutura de balun back-to-back medida.

Fonte: autor.

Figura 33 – Resposta em frequência da estrutura de teste do balun. A região hachurada mostra a banda de passagem do balun BW_{-10dB} .

Fonte: autor.

De início nota-se que as curvas se assemelham, mostrando que o *balun* funciona perto do esperado, embora haja cerca de 3 dB a mais de perdas de inserção que o simulado e a banda de transmissão esteja deslocada em frequência. O projeto visava transmitir potência dentro da banda V, de 57 GHz até 66 GHz, destacado em verde no gráfico, mas essa faixa foi deslocada para as frequências de 62 GHz a 75 GHz na estrutura medida. Essa faixa é determinada por onde a reflexão de entrada (S_{11}) é menor que -10 dB.

Neste caso, testou-se a condutividade do substrato, que não apresentou nenhum problema como no caso dos anéis e tocos. Outra razão para tamanho desvio é a falta de contato para o terra. Um contato elétrico ruim para o terra acrescenta perdas e desvia as ressonâncias presentes nas estruturas por apresentar uma carga em paralelo à estrutura medida. Por isso, testou-se a continuidade elétrica com um multímetro de precisão entre os dois terras do *pad* e entre o terra do *pad* e o terra da estrutura *microstrip*. Havendo um bom contato entre eles, a resistência medida não deveria estar acima de 5 Ω . Entretanto, o valor medido foi próximo de 100 Ω , confirmando a suspeita de mal contato com o terra.

Essa resistência elevada provém de problemas durante a etapa 5 da Figura 6 b) do Apêndice A, quando é feito o crescimento dos nanofios que compõem as vias de conexão para o terra. Caso a superfície dos nanofios expostos não seja limpa antes de ser feita a deposição da semente de titânio e cobre, não há bom contato elétrico entre os nanofios da via e o filme de cobre.

Em seguida caracterizou-se as antenas Yagi com *balun* e patch retangular e suas respostas em frequência medidas e simuladas são apresentadas na Figura 34. As respostas medidas dessas antenas mostraram grande diferença com relação às simulações nas frequências de ressonância e em suas magnitudes. Além disso, as antenas medidas apresentaram muito mais perdas do que a simulação.

Figura 34 - Resposta em frequência das antenas Yagi e Patch.

Fonte: autor.

Somente a falta de bom contato para o terra não causaria tamanha discrepância. Verificou-se, então, a condutividade de todos os circuitos com

relação ao terra, o que revelou haver contato entre este e as antenas. Este contato veio de uma falha na etapa de crescimento dos nanofios, que transbordaram em lugares onde deveria haver mascaramento do óxido e curto-circuitaram as antenas para o terra. Enquanto se resolvia esses problemas com o crescimento de nanofios nos *pads* resistivos, novas antenas foram fabricadas com *pads* capacitivos: uma antena *patch* retangular, um conjunto 2x1 de antenas *patch*, uma antena dipolo e uma antena Yagi sem refletor, por uma questão de simplicidade. Sem a etapa de crescimento de nanofios, a etapa 5 da figura 6 (A) e (B), é virtualmente impossível se fazer o alinhamento entre frente e costas da membrana, passo necessário para se definir o refletor. A Figura 35 mostra o *layout* da máscara feita para fabricar as antenas, juntamente com a indicação de qual etapa do processo de fabricação mostrado na Figura 6 (b) elas participam.

A Figura 36 mostra as membranas processadas de acordo com o processo descrito na seção 3.3 e usando a máscara mostrada na Figura 35.

Figura 35 - Máscara do processo de fabricação das antenas.

Fonte: autor.

Figura 36 - Fotografias das antenas fabricadas no substrato MnM. A) Membrana Ma1. B) Membrana Ma2, nessa membrana houve descolamento das antenas dipolo após a etapa de fotogração.

Fonte: autor.

5.3.2 ANTENA *PATCH* RETANGULAR E CONJUNTO 2X1

As antenas *patch* e os conjuntos 2x1 foram projetados para ressoarem em 60 GHz usando como parâmetros de substrato um ϵ_r de 6,7 e uma $tg(\delta)$ de 0,006, resultados obtidos por outros membros do grupo de pesquisa em paralelo a este trabalho.

A Tabela 13 mostra as dimensões físicas das antenas *patch* e dos conjuntos de antenas. Um total de sete antenas *patch* da membrana Ma1 e sete da Ma2 foram caracterizadas, junto com dois conjuntos 2x1 de cada membrana.

Tabela 13 – Parâmetros de projeto das antenas *patch* retangulares e dos conjuntos 2x1.

Patch		
Parâmetro	Valor (μm)	
W	1250	
L	940	
R	290	
Conjunto		
W	1250	
L	940	
R	290	
L_FEED	2367	
L_T	556	
S	2109	

A Figura 37 e Figura 38 apresentam as respostas em frequência das antenas patch individuais da membrana Ma1 e Ma2, respectivamente, junto com sua resposta em frequência simulada.

Figura 37 - Respostas em frequência das antenas patch retangulares fabricadas na membrana Ma1 e da simulação do projeto.

Fonte: autor.

Figura 38 - Respostas em frequência das antenas patch retangulares fabricadas na membrana Ma2 e da simulação do projeto.

Fonte: autor.

Podemos notar de início que as frequências de ressonância das antenas da membrana Ma1 estão deslocadas para frequências mais baixas se comparadas à simulação e que as antenas da membrana Ma2 ressoam em frequência mais próxima à simulação, embora ligeiramente abaixo.

As perdas devido ao substrato e por descasamento foram bem maiores do que o esperado, evidenciado pelo mínimo do S_{11} na ressonância se comparado com a simulação. O excesso de perdas nessas membranas se deve ao mesmo problema encontrado nas membranas da caracterização: o filme resistivo de titânio. Medidas iniciais de resistência na superfície da membrana com um multímetro de precisão indicaram resistências que variaram entre algumas dezenas de $k\Omega$ até alguns $M\Omega$.

Pela simulação até 110 GHz vemos que a antena *patch* apresenta duas ressonâncias: uma em 60 GHz e outra em 91 GHz, sendo a primeira a ressonância do modo TM_{100} , de interesse para a irradiação. Comparando-se com a simulação, vemos que as antenas como um todo ressoam em frequências inferiores aos 60 GHz da simulação, mas em grupos distintos: as que ressoam em frequências muito próximas à da simulação, com erro inferior a 1 GHz; as que ressoam perto de 56 GHz; Ma1_P2, que ressoa em 54 GHz e, por fim, Ma2_P2 e MA2_P3, que ressoam também em 54 GHz, mas com perdas maiores que as outras antenas. A antena Ma1_P4 apresentou resquício de cobre entre a linha de sinal e o terra CPW, efetivamente curto-circuitando essa estrutura para o terra.

A Figura 39 mostra a distribuição de campo elétrico do modo TM_{100} na estrutura, bem como as curvas de ganho e diretividade simuladas, tanto em copolarização quanto em polarização cruzada em 60 GHz.

Figura 39 – Simulação de ganho e diretividade no plano de copolarização (azimute nulo) e polarização cruzada (azimute de 90°) da estrutura projetada em 60 GHz. Em detalhe encontra-se a distribuição da magnitude do módulo do campo elétrico nessa frequência, onde o vermelho indica os valores mais altos e o verde, os mais baixos.

Fonte: autor.

Analisando as curvas de ganho e diretividade em 60,7 GHz, vemos a interferência da constante dielétrica e da espessura reduzida do substrato sobre o desempenho de irradiação da antena: enquanto a diretividade máxima assume o valor de 6,9 dBi, o ganho máximo fica em 2,7 dBi, caracterizando a menor eficiência de irradiação devido ao fato de o campo elétrico ficar confinado no substrato ao invés de irradiar para o ar.

Em seguida, ajustou-se as dimensões do projeto e os parâmetros de simulação até que o resultados destas ficassem próximos às medidas para então, simular o ganho da antena e ver a influência das perdas do substrato sobre esse parâmetro da antena, além de verificar o quão próximos estão os parâmetros dessas membranas se comparados aos valores da Tabela 11. Para tal análise, foram escolhidas duas antenas de cada membrana, P5 e P6. As antenas Ma2_P5 e Ma2_P6 foram as que apresentaram a resposta mais próxima da simulação dentre todas as antenas medidas e, como forma de se analisar se a posição das antenas na membrana influenciou esse resultado, escolheu-se essas mesmas antenas na membrana Ma1.

A Tabela 14 mostra as dimensões das estruturas e os parâmetros que geraram a melhor concordância. A Figura 40 mostra o ganho dessas estruturas.

Tabela 14 – dimensões e parâmetros do substrato das antenas patch analisadas.

Estrutura	W (μm)	L (μm)	R (μm)	fr (GHz)	ϵ_r	$tg(\delta)$
Ma1_P5	944	1275	290	57,9	7,15	0,04
Ma1_P6	940	1275	292	59,94	6,9	0,04
Ma2_P5	938	1274	287	59,94	6,75	0,04
Ma2_P6	938	1274	287	60,77	6,7	0,03

Figura 40 – Ganho de copolarização obtido através da simulação das estruturas medidas após o ajuste paramétrico dos parâmetros do substrato.

Fonte: autor.

Dos parâmetros ajustados para essas antenas podemos ver que eles se encaixam dentro do intervalo de variação dos parâmetros encontrado durante a análise dos anéis e tocos. Entretanto, devido à presença do filme resistivo, a $tg(\delta)$ pode estar sendo superestimada e o ϵ_r , subestimado, uma vez que a presença desse filme não só aumenta a dissipação de potência na estrutura como altera o seu tamanho elétrico, tal qual concluído na seção 5.1.

Analizadas as antenas *patch* individuais, passemos agora para os conjuntos. Como se trata de um conjunto 2x1 ele dobra a diretividade máxima da antena *patch* individual, ou seja a aumenta em 3 dBi, apenas no eixo paralelo aos elementos, traduzindo-se num aumento igual no ganho máximo. A análise dos conjuntos se dará de maneira similar à das antenas *patch* individuais, sendo realizado o ajuste paramétrico da estrutura projetada, realimentada com as dimensões do conjunto que apresentar a resposta mais próxima à simulação em cada membrana, para poder se chegar a uma estrutura aproximada àquela medida. Então, pode-se simular a diretividade e o ganho.

A Figura 41 mostra a resposta em frequência dos conjuntos medidos em ambas as membranas e também da estrutura projetada. A Figura 42, o ganho da estrutura projetada.

Figura 41 – Resposta em frequência dos conjuntos fabricados e da simulação do projeto.

Fonte: autor.

Figura 42 – Simulação de ganho e diretividade no plano de copolarização (azimute nulo) e polarização cruzada (azimute de 90°) da estrutura projetada em 60 GHz.

Fonte: autor.

Novamente podemos ver que as estruturas ressoam em frequência inferior à simulação, sendo que Ma2_A1 e Ma2_A2 ressoam em 59 GHz e Ma1_A1 e Ma1_A2 em 56 GHz. Vemos também a degradação da resposta em frequência devido à presença do filme resistivo, dessa vez amplificadas devido ao maior comprimento da rede de alimentação do conjunto, que faz abaixar o fator de qualidade da ressonância. Além disso, novamente vemos a influência da constante dielétrica e da espessura do substrato, que fazem o ganho máximo teórico cair de 9,9 dBi para 5,75 dBi. A Tabela 15 mostra as dimensões das estruturas e os parâmetros que geraram a melhor concordância e a Figura 43, o ganho da simulação da estrutura depois do ajuste paramétrico.

Tabela 15 – dimensões e parâmetros do substrato dos conjuntos analisados.

Estrutura	L (μm)	W(μm)	R(μm)	L _{FEED} (μm)	L _T (μm)	fr (GHz)	ε _r	tg(δ)
Ma1_A1	960	1275	302	2289	559	56,39	6,7	0.04
Ma2_A2	960	1275	302	2263	556	59,14	6,7	0.04

Figura 43 – Ganho de copolarização obtido através da simulação das estruturas medidas após o ajuste paramétrico dos parâmetros do substrato.

Fonte: autor.

Tal qual ocorreu com as antenas *patch*, o filme resistivo interferiu introduzindo perdas e reduzindo o ganho da estrutura, dificultando assim a análise. No que tange à comparação entre as medidas do leiaute de projeto e da antena fabricada a maior discrepância é vista na dimensão L , que é 20 μm maior que a dimensão considerada no projeto. Essa discrepância se deve a um erro ocorrido durante a montagem do leiaute da máscara.

5.3.3 ANTENA DIPOLO

Assim como as antenas *patch* e os conjuntos, as antenas dipolo foram projetadas para ressoar em 60GHz. A estrutura da antena compreende uma transição CPW-CPS, projetada para operar com baixas perdas de inserção na banda V, um trecho de linha CPS e a antena dipolo. A Figura 44 mostra a resposta em frequência dos dipolos medidos em ambas as membranas e também da estrutura projetada. A Figura 45, o ganho da estrutura projetada.

Figura 44 – Resposta em frequência das antenas dipolo fabricadas e da simulação do projeto.

Fonte: autor.

Figura 45 – Simulação de ganho e diretividade no plano de copolarização (azimute nulo) e polarização cruzada (azimute de 90°) da estrutura projetada em 60 GHz.

Fonte: autor.

Embora a máscara compreendesse duas antenas dipolo com diretores, ambas as estruturas apresentaram falhas na estrutura final: uma delas está numa região com muito cobre não removido na etapa de fotogração e a outra apresenta um curto-circuito entre as duas trilhas de linha CPS. Por isso elas não foram incluídas na análise. Além disso, todas as antenas dipolo da membrana Ma2 desprenderam-se do substrato após a etapa de fotolitografia. A suspeita é que a solução de corrosão do titânio tenha atacado o titânio embaixo das antenas por meio dos poros expostos da membrana.

De início observa-se que existe uma variação considerável da frequência

de ressonância entre as estruturas medidas, variando de 59 GHz até 63 GHz, o que provavelmente é causado pelo filme resistivo presente na membrana, que faz variar o comprimento elétrico do dipolo e, logo, a frequência de ressonância.

Analisando agora as curvas de ganho e diretividade da Figura 45, vemos que, diferentemente do caso da antena *patch*, a constante dielétrica elevada do substrato não age por reduzir o ganho da antena para todos os ângulos sólidos: o que se observa, no entanto, é que o substrato acaba por tornar a antena mais direcional na direção do plano do substrato e por reduzir o ganho na direção ortogonal ao plano do substrato, o que pode ser útil para se projetar antenas que irradiem em *end-fire*, isso é, paralelo ao plano do substrato.

Devido à presença do filme resistivo, uma análise similar à das antenas *patch* mostrou-se inconclusiva por causa do acréscimo imprevisível de comprimento do dipolo. Além disso, o acoplamento resistivo entre as duas trilhas da linha CPS e entre os terras e a trilha de sinal na transição modifica a faixa de frequência de operação e a impedância característica da estrutura. Devido ao fato de que é muito difícil precisar a espessura e resistividade desse filme em toda a membrana e, logo, a extensão da influência desse sobre as estruturas, e pelo fato de que o problema que o originou já foi sanado, optou-se por não realizar análises pormenorizadas nas antenas dipolo.

5.3.4 REFABRICAÇÃO DAS ESTRUTURAS COM PAD RESISTIVO

Após solucionado o problema de crescimento descontrolado de nanofios, as antenas Yagi e *patch*, ambas com *pad* resistivo e as estruturas de teste do *balun* foram refabricadas junto com outras estruturas do grupo de pesquisa.

Após fabricada, as estruturas foram medidas para se detectar a presença de filme resistivo residual e curtos-circuitos indesejados, com sucesso – nenhum problema foi detectado. Foram caracterizadas, então, uma antena *patch*, uma antena Yagi e quatro estruturas de teste de *baluns* até 110 GHz, porém, não houve tempo hábil para se realizar as medidas do ganho delas.

A Figura 46 apresenta uma foto da membrana que foi reprocessada e fotos das antenas Yagi e *patch* e uma foto de uma das estruturas de teste *back-to-back* do *balun*.

Figura 46 – A) fotografia da membrana do processo contendo as antenas patch retangular com pad resistivo, antena Yagi e os baluns. B) fotografia da antena Yagi, mostrando o balun e o pad resistivo. C) fotografia da anena patch. D) fotografia da estrutura de teste back-to-back do balun.

Fonte: autor.

Primeiramente tratemos da antena *patch* retangular. A Figura 47 apresenta sua resposta em frequência medida e da simulação.

Figura 47 – Resposta em frequência da antena patch retangular com pad resistivo refabricada e da simulação do projeto.

Fonte: autor.

Observa-se que a antena ressoa em 62 GHz com um severo descasamento de impedância. A variação da frequência é explicada pela diferença entre o ϵ_r igual a 7,6 considerado para o projeto e o valor de 7 encontrado durante a caracterização.

Tem-se dois fatores que causam tal descasamento: o primeiro é o *overetch* sofrido durante a etapa de fotogração; o segundo são as perdas do substrato, dadas pela $tg(\delta)$, que segundo a extração feita na seção 5.1 assume valor próximo de 0,03, cinco vezes maior que o valor considerado para o projeto, 0,006. A rede de alimentação dessa antena usa um transformador de impedância

de $\lambda/4$, cuja impedância característica é de cerca de 75Ω . Linhas de impedâncias altas são finas e, logo, mais afetadas pelo *overetch*, que aumenta ainda mais a impedância característica da linha ao subtrair de sua largura.

Observando a resposta em frequência dessa antena em frequências próximas a 40 GHz nota-se também que há uma queda no parâmetro S_{11} . Apesar de não ter sido observada a presença do filme resistivo nessa membrana, um mau contato para o terra pode explicar esse efeito. Efetivamente, medidas de continuidade elétrica em corrente contínua revelaram que não há contato elétrico entre a via de nanofios e o terra CPW do *pad*.

A Figura 48 apresenta a resposta em frequência da antena Yagi, também projetada em 60 GHz, medida e da simulação. A Figura 49, a simulação de sua diretividade e ganho.

Figura 48 – Resposta em frequência da antena Yagi com *pad* resistivo refabricada e da simulação do projeto.

Fonte: autor.

Figura 49 – Simulação de ganho e diretividade no plano de copolarização (azimute nulo) e polarização cruzada (azimute de 90°) da estrutura projetada em 60 GHz.

Ganho e diretividade da antena Yagi

Fonte: autor.

A ressonância da estrutura ocorreu em frequência mais elevada, em 64 GHz. Conforme explicado na antena anterior, isso é resultado da divergência entre o ϵ_r de 7,6 considerado para o projeto e o do substrato, cujo valor foi estimado em cerca de 7 durante a caracterização. Conforme observado também na antena dipolo, vemos que a alta constante dielétrica do substrato não prejudica o desempenho da antena da mesma forma que na antena *patch*, uma vez que o ganho não é reduzido demasiadamente: a diferença entre o ganho e a diretividade máximos é de 0,9 dBi, ao passo que a mesma diferença na antena *patch* é de cerca de 4 dBi. O ganho máximo dessa antena é de 5,1 dBi, acontecendo em elevação de 79°, próximo à rasante do plano do substrato. A razão entre o ganho frontal e o reverso é de 22,7 dB, indicando que a antena foca a irradiação do dipolo à frente de maneira eficiente.

A refabricação também permitiu a análise da estrutura de teste *back-to-back* do *balun*. A Figura 50 mostra as respostas em frequência de duas estruturas medidas e de sua simulação.

Comparando as curvas da Figura 50 com as da primeira fabricação vemos que as perdas de inserção das estruturas refabricadas estão 1,5 dB menores em 60 GHz, com um nível de transmissão de cerca de -3 dB. Isso mostra que o problema do crescimento descontrolado de nanofios deve ter degradado a resposta do *balun* da primeira fabricação e que, resolvido esse problema, a estrutura opera com menos perdas e mais próxima às especificações de projeto, que pode ser notado pela BW_{-10dB} do S_{21} , que está entre 59 GHz e 69 GHz, mais

próxima da banda V.

Figura 50 – Resposta em frequência de duas estruturas de teste back-to-back do balun.

Fonte: autor.

5.4 CONCLUSÃO PARCIAL

Nesse capítulo foi feita a caracterização do substrato MnM e a análise de algumas estruturas simuladas, notoriamente as antenas Yagi, dipolo e *patch*, o *pad* capacitivo e o *balun*.

A caracterização dos *pads* capacitivos foi feita medindo-se linhas de transmissão *microstrip* de variados comprimentos até 110 GHz para se analisar seu comportamento em frequência. Foi verificado que esses *pads* funcionam adequadamente, isso é, com baixas perdas de inserção, em ondas-mm e que o *pad* apresenta uma frequência de corte inferior de cerca de 20 GHz, devido ao acoplamento capacitivo, e uma frequência de corte superior de cerca de 100 GHz, devido ao comprimento físico do terra CPW, que ressoa como um toco terminado em aberto.

A caracterização do substrato se deu pela medição até 110 GHz dos parâmetros de espalhamento de anéis e tocos fabricados e da aplicação de dois métodos: ajuste por simulação e aplicação de modelos teóricos. Tal estudo foi bastante dificultado pela presença de um filme resistivo residual, que interferiu tanto na determinação do ϵ_r quanto na da $tg(\delta)$. A membrana M1, mais

influenciada por esse filme, foi descartada da análise, que foi conduzida com os anéis e tocos da membrana M2. A caracterização mostrou um substrato com $\epsilon_r = 7 \pm 0,2$ e com uma $tg(\delta) = 0,03 \pm 0,005$. O valor de $\epsilon_r = 7$, era esperado devido ao fato da membrana ser composta de alumina e ar, cujos ϵ_r são de cerca de 10 e 1, respectivamente. Já a $tg(\delta)$ assumir valor com ordem de grandeza de 10^{-2} foi uma surpresa, devido ao fato de a alumina apresentar normalmente perdas baixas, com valores de $tg(\delta)$ com ordem de grandeza de 10^{-3} e 10^{-4} . A causa desse valor aumentado se deve à presença do filme resistivo, que aumenta a dissipação de potência no substrato por aumentar a condutividade desse, aumentando assim a $tg(\delta)$.

A análise das antenas também foi dificultada por causa dos problemas de fabricação enfrentados: embora tenham se comportado conforme esperado, ressoando perto de 60 GHz, a resposta em frequência das antenas *patch* e dos conjuntos 2x1 das membranas Ma1 e Ma2 evidenciaram um severo descasamento de impedância na ressonância e grandes perdas; além disso, as simulações mostraram que o ganho em ambos os casos foi reduzido para valores abaixo de 0 dBi, como pode ser visto na Tabela 16.

Tabela 16 – Frequência de ressonância, largura de banda de -10 dB e ganho máximo das antenas simuladas e analisadas.

Estrutura	f_R	BW _{-10dB} (projeto)	Ganho máximo
Antena <i>patch</i> 1	57,9	2%	-2,9 dBi
Antena <i>patch</i> 2	59,94	2%	-3,2 dBi
Antena <i>patch</i> 3	59,94	2%	-1,4 dBi
Antena <i>patch</i> 4	60,77	2%	-1,4 dBi
Conjunto 1	56,39	1,5%	-1,6 dBi
Conjunto 2	59,14	1,5%	-0,6 dBi

As antenas dipolo medidas não foram analisadas devido ao fato de elas serem mais sensíveis à interferência do filme resistivo, degradando demais sua resposta.

A antena Yagi e a antena *patch* com *pad* resistivo foram analisadas pela primeira vez após terem sido resolvidos os problemas envolvendo o crescimento descontrolado de nanofios. Não foi possível simular o modelo das estruturas medidas, tal qual foi feito nas antenas *patch* e conjuntos, para se estimar seu ganho por causa da falta de contato elétrico entre o terra CPW e as vias de nanofios.

Por fim, da comparação entre os *baluns* refabricado e o fabricado na primeira leva de fabricação mostrou que, resolvido o problema do crescimento descontrolado de nanofios, o *balun* passou a operar com menos perdas e com parâmetros mais próximos das especificações do projeto.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um estudo de projeto de antenas planares no substrato MnM, composto por uma membrana de alumina nanoporosa, na qual pode-se crescer nanofios metálicos através dela. Foram projetadas antenas do tipo *patch*, Yagi, dipolo, bem como *baluns*, necessários para a caracterização das antenas Yagi e dipolo. O trabalho apresentou também o desenvolvimento de processos em microeletrônica para a fabricação dessas antenas num substrato inovador, sendo este o primeiro trabalho de mestrado sendo concluído a respeito. Além disso, englobou a caracterização e análise de estruturas em frequência até 110 GHz, tarefa pouco trivial dada a dificuldade de se operar os equipamentos necessários, devido às dimensões diminutas, aos erros envolvidos e à natureza mais delicada das estruturas fabricadas.

A caracterização da membrana revelou um substrato de altos ϵ_r e $tg(\delta)$, respectivamente iguais a $7 \pm 0,2$ e $0,03 \pm 0,005$. Embora o valor alto do ϵ_r fosse esperada, uma vez que a membrana é composta de alumina e ar, a $tg(\delta)$ foi superestimada devido ao filme resistivo residual.

As respostas em frequência medidas apresentaram boa concordância com as simulações, validando o método de projeto e a extração das características do substrato proposto.

Um substrato para antenas planares deve ser espesso e de baixos ϵ_r e $tg(\delta)$. A membrana, cuja espessura é de 50 μm , mostra-se uma escolha pouco adequada de substrato para antenas planares, especialmente as antenas tipo *back-fire*. Entretanto, sua análise é importante para o caso de se querer um sistema altamente integrado num só substrato, tendo sido demonstrada sua viabilidade. Além disso, as simulações mostraram que essas características não degradam a eficiência de irradiação de antenas tipo *end-fire*, mostrando que a membrana pode ser um substrato viável para esse tipo de antena.

Das antenas fabricadas e analisadas viu-se que, embora tenha havido concordância entre simulações e medidas, a resposta em frequência e as figuras de ganho das estruturas foram bastante degradadas devido à presença do filme resistivo. As figuras de ganho máximo e banda passante mostraram-se muito aquém do necessário para antenas operando em 60 GHz. A análise bibliográfica

mostrou que o estado-da-arte em antenas planares *in package* para aplicações em massa em 60 GHz consiste em conjunto de antenas do tipo *patch* apresentando BW_{-10dB} de cerca de 12% e ganho máximo acima de 10 dBi. Os resultados obtidos revelaram, nos melhores casos, ganho máximo de -0,6 dBi e BW_{-10dB} de 6%.

Diversos foram os problemas enfrentados ao longo do desenvolvimento das etapas de processos de fabricação dos dispositivos, os mais relevantes foram: a presença de um fino filme resistivo, possivelmente de titânio que não foi removido durante a etapa de fotogração das estruturas. Esse filme interferiu na extração paramétrica da $tg(\delta)$ do substrato, superestimando-a por somar dissipação de potência por efeito Joule à dissipação no substrato. Também interferiu na extração do ϵ_r , superestimando-o ao aumentar de forma imprevisível o tamanho elétrico da estrutura de testes, quer seja o comprimento elétrico no caso do *toco* ou a largura efetiva no caso dos anéis.

Uma possível solução para possibilitar a fabricação de antenas de alto desempenho usando a membrana como substrato é fazer uso das características que fazem dela um bom *interposer* e, por meio de técnicas de *flip-chip*, conectar antenas e/ou superstratos feitos em materiais voltados para uso em antenas planares. A maior vantagem dessa técnica seria empregar estruturas com dupla ressonância para aumentar a largura de banda da antena e, assim, somado ao ganho mais elevado ganho com o superstrato, deixá-las mais facilmente empregáveis em soluções de comunicação em banda V.

As perdas elevadas levantadas nesse trabalho necessitam de avaliação posterior para se levantar suas possíveis causas e fontes e para se encontrar formas de reduzi-las. Logo, como sugestões de trabalhos futuros proponho, após realizado o estudo das causas das perdas de substrato elevadas e fazendo uso do processo de fabricação mais maduro, reproduzir a caracterização da membrana para poder, então, se ter uma figura mais acurada de seu ϵ_r e $tg(\delta)$.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] “We are social,” [Online]. Available: <http://wearesocial.sg/blog/2015/01/digital-social-mobile-2015/>. [Acesso em 15 Abril 2016].
- [2] Qualcomm, “The Evolution of Mobile Technologies: 1G 2G 3G 4G LTE”.
- [3] Qualcomm, “Leading the world to 5G”.
- [4] “WirelessHD,” [Online]. Available: <http://www.wirelesshd.org/about/technology/>. [Acesso em 26 Abril 2016].
- [5] T. RAPPAPORT et al, “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!,” *IEEE Access*, vol. 1, p. 335–349, 1 Janeiro 2013.
- [6] “IEEE Spectrum,” [Online]. Available: <http://spectrum.ieee.org/telecom/wireless/millimeter-waves-may-be-the-future-of-5g-phones>. [Acesso em 26 Abril 2016].
- [7] J. HASCH et al, “Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, nº 3, pp. 845 - 860, 2012.
- [8] S. OKA et al, “Latest trends in millimeter-wave imaging technology,” *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 1, pp. 197 - 204, 2008.
- [9] D. TITZ et al, “Design and Characterization of CMOS On-Chip Antennas for 60 GHz Communications,” *Radioengineering*, vol. 21, nº 1, pp. 324-332, 2012.
- [10] S. S. HSU et al, “A 60-GHz Millimeter-Wave CPW-Fed Yagi Antenna Fabricated by Using 0.18- μm CMOS Technology,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, nº 6, pp. 625-627, 2008.
- [11] K. K. HUANG et al, “60 GHz on-chip patch antenna integrated in a 0.13- μm CMOS technology,” em *IEEE Conference on Ultra*

Wideband, Nanjing, China, 2010.

- [12] R. PILARD et al, "60 GHz HR SOI CMOS antenna for a System-on-Chip integration scheme targeting high data-rate kiosk applications," em *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Spokane, EUA, 2011.
- [13] K. S. CHIN et al, "Wideband LTCC 60-GHz Antenna Array With a Dual-Resonant Slot and Patch Structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, nº 1, pp. 174-182, Janeiro 2014.
- [14] H. Y. KIM et al, "A 60 GHz LTCC Antenna in Package with Low Power CMOS Radio," em *Asia-Pacific Microwave Conference*, Seul, Coreia do Sul, 2013.
- [15] D. TITZ et al, "Industrial HTCC Antenna-Module SiP for 60-GHz Applications," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 11, pp. 576-579, 2012.
- [16] B. LU et al, "A Yagi Antenna Array for 60-GHz WPAN," em *International Conference of Electron devices and Solid-State Circuits*, Tianjin, China, 2011.
- [17] P. CABROL et al, "60 GHz Patch Antenna Array on Low Cost Liquid-Crystal Polymer (LCP) Substrate," em *IEEE Sysyems, Applications and Technology Conference*, Long Island, EUA, 2014.
- [18] T. KAMGAING et al, "Low-Profile Fully Integrated 60 GHz 18 Element Phased Array on Multilayer Liquid Crystal Polymer Flip Chip Package," em *IEEE 65th Electronic Components and Technology Conference*, San Diego, EUA, 2015.
- [19] O. E. BOUAYADY et al, "Silicon Interposer: A Versatile Platform towards Full-3D Integration of Wireless Systems at Millimeter-Wave Frequencies," em *Electronic Components & Technology Conference*, San Diego, EUA, 2015.
- [20] S. DUMANLI et al, "LTCC or LCP, A Comparison Using Cavity Backed Slot Antennas with Pin Curtains at 60 GHz," em *Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, Espanha, 2010.

- [21] Y. P. ZHANG, "Antenna-in-Package Technology: the Key to Success of 60-GHz Radio," em *Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, Japão, 2010.
- [22] S. BEER et al, "Coplanar 122-GHz Antenna Array With Air Cavity Reflector for Integration in Plastic Packages," *IEEE Antennas and Propagation Letters*, vol. 11, pp. 160-163, 2012.
- [23] L. G. GOMES et al, "60 GHz Antenna on Metallic Nanowired Membrane Substrate," em *Progress in Electromagnetic Research Symposium*, Praga, Rep. Checa., 2015.
- [24] A. L. C. SERRANO et al, "Modeling and Characterization of Slow-Wave Microstrip Lines on Metallic-Nanowire- Filled-Membrane Substrate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, nº 12, pp. 3249 - 3254, 2014.
- [25] J. M. PINHEIRO et al, "Nanowire-based Through Substrate Via for Millimeter-Wave Frequencies," em *International Microwave Symposium*, São Francisco, EUA, 2015.
- [26] [Online]. Available: <http://www.synkerainc.com/2-products-and-services/products-and-services/9-ceramic-membranes>. [Acesso em 09 Agosto 2016].
- [27] "Anodic Aluminum Oxide," InRedox, [Online]. Available: <http://www.inredox.com/technology/anodic-aluminum-oxide/>. [Acesso em 13 Julho 2017].
- [28] [Online]. Available: <https://www.pasternack.com/wr-15-ug-385-1.85mm-waveguide-coax-adapter-65-ghz-pe-w15ca001-p.aspx>. [Acesso em 13 Julho 2017].
- [29] G. ZOU et al, "Characterization of liquid crystal polymer for high frequency system-in-a-package applications," em *IEEE Components, Packaging, and Manufacturing Technology Society* , 2002.
- [30] S. ENDERLING et al, "Sheet resistance measurement of non-standard cleanroom materials using suspended Greek cross test structures," *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing*, vol. 19, nº 1, pp. 2-9, 2016.

- [31] D. A. SHAH, R. R. SINGH e S. SHASTRI, "Design of CPW to CPS printed balun for wideband applications," em *2016 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI)*, 2016.
- [32] C. A. BALANIS, *Antenna Theory Analysis and design*, Nova Jersey, EUA: John Wiley & Sons, 2005.
- [33] D. M. POZAR, "Considerations for millimeter wave prined antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, nº 5, pp. 740-747, 1983.
- [34] L. -C. KUO et al, "A Study of Planar Printed Dipole Antennas for Wireless Communication Applications," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 21, nº 5, pp. 637-652, 2007.
- [35] P. BARTHIA et al, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001.
- [36] Y. QIAN et al, "A Broadband Uniplanar Microstrip-to-CPS Transition," em *Asia Pacific Microwave Conference*, Hong-Kong, China, 1997.
- [37] K. -P. MA et al, "Analysis and Applications of a New CPW–Slotline Transition," *IEEE Transactions on Microwave Thoery and Technique*, vol. 47, nº 4, pp. 426-432, 1999.
- [38] W. R. DEAL et al, "A New Quasi-Yagi Antenna for Planar Active Antenna Arrays," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, vol. 48, nº 6, pp. 910-918, 2000.
- [39] H. J. TANG et al, "Optimal design of compact millimetre-wave SIW circular cavity filters," *Electron Letters*, vol. 41, nº 19, pp. 1068-1069, 2005.
- [40] P. VASINA et al, "2 × 2 SIW rectangular ring slot antenna array for 60 GHz band," em *Conference on Microwave Techniques*, Pardubice, república Checa, 2015.
- [41] Y. CASSIVI et al, "Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity'," *IEEE Microwave Component Letters*, vol. 13, nº 2, pp. 48-50, 2003.

- [42] M. HENRY et al, "Millimeter Wave Substrate Integrated Waveguide Antennas: Design and Fabrication Analysis," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 32, nº 1, pp. 93-100, 2009.
- [43] M. BOZZI et al, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microwaves, Antenas and Propagation*, 2010.
- [44] P. J. GIBSON, "The Vivaldi Aerial," em *9th European Microwave Conference*, Brighton, Reino Unido, 1979.
- [45] B. SCHÜPPERT, "Microstrip / Slotline Transitions: Modeling and Experimental Investigation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, nº 8, pp. 1272-1282, 1988.
- [46] M. K. OLDENBURG et al, "High-Efficiency CPW-to-Slotline Transitions on Low Er Substrates," *Microwave and Optival Technology Letters*, pp. 91-93, 20 Abril 2004.
- [47] L.-H. H. Kai Chang, *Microwave Ring Circuits and Related Structures*, 2nd Edition, Wiley, 2004.
- [48] A. M. MANGAN, "Millimetre-wave device characterization for nano-CMOS ic design," 2005.

APÊNDICE A – DESCRIÇÃO DAS ETAPAS DO PROCESSO DE FABRICAÇÃO

A fabricação dos dispositivos de ondas-mm sobre o substrato proposto faz uso de diversas etapas e procedimentos que envolvem limpeza, deposição de filmes finos, galvanoplastia, polimento mecânico, fotogração e *corrosão*. Essas etapas nos permitem realizar mascaramento e definição de janelas para a fabricação de vias ou das estruturas de cobre dos dispositivos de ondas-mm e camada dielétrica para as estruturas de onda lenta, por exemplo. Cada conjunto de estruturas necessita de uma sequência específica de etapas para ser fabricada corretamente e com o mínimo de tempo e materiais. A relação completa de todas as etapas que são usadas pelos nossos processos está mostrada a seguir:

- *Limpeza inicial*

Trata-se de um processo de desengorduramento e de remoção de material particulado que possa estar aderido à membrana devido ao manuseio e transporte do fabricante até as nossas instalações. Essa etapa consiste na fervura das membranas a serem processadas em tricloroetileno, acetona e álcool isopropílico, nessa ordem e por 10 minutos em cada solvente. Após a fervura, as membranas são secas com jato de nitrogênio e guardadas em câmara de vácuo até serem processadas.

- *Deposição de filmes finos por sputtering*

Nessa etapa são depositados filmes finos de materiais dielétricos ou condutores para servirem de camada de aderência, máscara, camada isolante, plano de terra ou semente. Tem-se à disposição um *magneto-sputtering* juntamente com gerador de potência de RF e os gases necessários para se realizar deposições de materiais puros, óxidos, nitretos e oxinitretos.

Esse trabalho utilizou apenas titânio, cobre e óxido de silício para a fabricação de todas as estruturas propostas. A seguir estão dispostas as receitas para tais deposições assim como detalhes sobre seu papel nos processos de fabricação:

Titânio e cobre: camada fina (~50 nm) de titânio para promover a adesão do cobre na membrana e semente de cobre (~200 nm), que será o metal constituinte

das estruturas de ondas-mm e plano e terra. Receita dessa deposição: 10 sccm de Ar, 70 W de RF, 2 mTorr de pressão. 1 minuto de Ti e 5 minutos de Cu.

SiO₂: serve tanto como máscara para o crescimento seletivo de nanofios quanto como camada dielétrica para as estruturas de onda lenta, diferindo apenas no tempo de deposição. Para as estruturas de onda lenta, a espessura do óxido deve ser pequena o suficiente para termos um forte efeito de onda lenta, mas não tão pequena que aumente a perda do dispositivo pelo efeito de proximidade. Trabalhos anteriores [24] mostraram que uma espessura de 1 µm é suficiente para se obter o efeito. Já para o mascaramento, a espessura utilizada é de 200 nm. Receita dessa deposição: 70 sccm de Ar, 30 sccm de O₂, 150 W de RF, 1 mTorr de pressão, taxa de deposição de 20 nm/min.

- Fotolitografia

Trata-se da gravação de padrões nos filmes depositados sobre a membrana, quer seja definir as estruturas ou abrir janelas no plano de terra ou no óxido de máscara. Esse processo consiste na deposição de fotorresiste sobre a membrana por meio de um *spin-coater*, seguido pelo cozimento do filme para secagem, alinhamento da máscara, exposição em UV, revelação do fotorresiste e corrosão química do filme depositado.

Todas as fotolitografias acontecem da mesma forma até a etapa de revelação do fotorresiste, diferindo no tipo de solução a ser usada para corroer o filme em questão.

A corrosão do SiO₂ usa uma solução de DLV (decapante lento de vidro) que é uma solução 1/5 em volume de água e ácido fluorídrico. No final do tempo, a amostra é levada ao microscópio a fim de se observar detalhes que evidenciem a abertura da janela, no geral observamos uma aparência de “terra rachada” nas regiões expostas.

A corrosão do cobre usa uma solução alcalina de propriedade da empresa MacDermid, que nos fornece tanto essa solução quanto os banhos eletroquímicos para nossos processos de galvanoplastia. A corrosão é feita em temperatura controlada de 35 °C com agitação mecânica da amostra. O tempo de corrosão é determinado visualmente, ficando entre 25 segundos e 30 segundos. Ao final da corrosão a amostra é levada ao microscópio para

inspeção final e para se medir o *overetch* sofrido durante a corrosão antes de se seguir para a corrosão do titânio.

A corrosão do titânio usa uma solução 1/20 em volume de água e ácido fluorídrico com tempo de 15 segundos.

- Galvanoplastia

Esse processo compreende as etapas que envolvem banhos eletroquímicos para deposição de metais, no caso cobre, que são espessamento da semente de cobre e crescimento de nanofios. Ambos os processos utilizam a mesma solução de eletrodeposição MacuSpec, da empresa MacDermid, que é feita para ser usada com processos que usam corrente pulsada (PPR – *periodic pulse reversing*). Comparado com eletrodeposição por CC, esse método permite a deposição de filmes mais uniformes, tanto em espessura quanto em rugosidade, sem sacrificar a condutividade do metal devido aos aditivos abrillantadores. Isto acontece pois o pulso direto realiza deposição de metal e o pulso negativo, maior em módulo, remove excessos de lugares com maior densidade de corrente, mas com um custo de uma taxa média de deposição menor.

Para o processo de espessamento de semente usamos corrente CC, com densidade de corrente de 0.5 A/dm^2 . Embora isso resulte num cobre não tão uniforme e liso, tal escolha agiliza o processo de espessamento. A taxa de crescimento para essa densidade de corrente foi medida como sendo 61.5 nm/min . O tempo de processo é de 32 min, resultando num filme com espessura total de $2 \mu\text{m}$.

Para o processo de crescimento de nanofios usamos PPR para garantir um crescimento uniforme em todas as regiões da membrana e também que ele seja independente do formato e área da janela. A densidade exata de corrente direta e reversa dependem da área exposta de cada amostra, mas no geral trabalhamos com densidade direta próxima de 0.3 A/dm^2 e 0.9 A/dm^2 reversa. O tempo total de crescimento para que toda a área exposta da membrana transborde é de cerca de 1 h e 30 min até 2 h.

- Polimento mecânico

Nessa etapa é feita a remoção de algum filme fino da membrana, quer seja óxido de máscara antes da deposição do óxido estrutural para as estruturas de onda lenta ou excesso de cobre que tenha transbordado durante o crescimento dos

nanofios. Antes do polimento a membrana é colada no suporte com a resina de maneira mais plana o possível, se necessário com o auxílio de uma espátula. Os parâmetros de polimento variam conforme o material a ser removido, mas geralmente os parâmetros para o polimento são: força de 15 N, rotação do substrato de 220 rpm, rotação do suporte de 150 rpm, contrária ao sentido da rotação do substrato. Se necessário, para o polimento de SiO_2 por exemplo, pode-se aumentar a força ou a rotação do pano para agilizar o polimento. A amostra é observada no microscópio a cada 5 minutos de polimento para se observar o estado da membrana, a uniformidade da remoção do filme desejado e a necessidade de se repetir a colagem caso a remoção não esteja sendo uniforme.

Cada conjunto de etapas necessita também de um conjunto de máscaras para os processos de fotolitografia. A fabricação das máscaras segue processo similar ao da fotolitografia de cobre onde os desenhos das máscaras, projetadas *in locu* usando a ferramenta *layout* do ADS para desenho dos padrões, são fotogravadas sobre lâminas de vidro com filme de cromo sobre a qual foi aplicada fotorresiste. A fotografação é feita na alinhadora do IPT-USP, que realiza a exposição seletiva do fotorresiste, que é então revelado e o cromo exposto, atacado por corrosão úmida.