

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO  
ESCOLA POLITÉCNICA**

**Bruno Marinaro Verona**

**Matriz de Butler em interposer MnM para aplicações em  
ondas milimétricas**

**São Paulo**

**2021**

**Bruno Marinaro Verona**

**Matriz de Butler em interposer 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: Microeletrônica

Orientador: Prof. Dr. Gustavo Pamplona  
Rehder

Coorientador: Profa. Dra. Ariana Maria da  
Conceição Lacorte Caniato Serrano

**Versão corrigida**

**São Paulo**

**2021**

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

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

Verona, Bruno Marinaro

Matriz de Butler em interposer MnM para aplicações em ondas milimétricas / B. M. Verona -- versão corr. -- São Paulo, 2021.

70 p.

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

1.Matriz de Butler 2.Ondas milimétricas 3.Metallic-Nanowire-Membrane 4.Acopladores híbridos 5.Beamforming I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.



## **AGRADECIMENTOS**

Gostaria de agradecer a todos que direta ou indiretamente colaboraram e contribuíram com o desenvolvimento do meu trabalho.

Em primeiro lugar, aos meus orientadores Prof. Dr. Gustavo e Prof.<sup>a</sup> Dra. Ariana, pela oportunidade de trabalhar em uma área de fronteira tecnológica e cuja orientação próxima e participação ativa durante todo o andamento do trabalho foram valiosíssimas.

Aos meus familiares, amigos e colegas pesquisadores do Instituto de Pesquisas Tecnológicas do Estado de São Paulo, os quais, de diferentes formas, deram-me suporte, incentivo e motivação para alcançar os meus objetivos pessoais e profissionais.

## RESUMO

VERONA, B. M. **Matriz de Butler em interposer MnM para aplicações em ondas milimétricas**. 2021. 70p. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2021.

Este trabalho teve por objetivo projetar, fabricar e caracterizar um protótipo de uma Matriz de Butler operando na faixa de ondas milimétricas (*mmW*) utilizando a plataforma *Metallic-Nanowire-Membrane* (MnM). Para isso, uma metodologia de fabricação foi proposta e aprimorada, na qual, a partir de uma sequência de processos de microfabricação composta por etapas de litografia, deposição de filmes finos e espessamento por eletrodeposição, construíram-se dispositivos nos substratos de alumina nanoporosa, constituídos por até duas camadas de metalização interconectadas por vias formadas nos nanoporos. Essa tecnologia foi usada para construir linhas de transmissão, acopladores híbridos e *crossovers*, blocos fundamentais para a montagem da Matriz de Butler. Os acopladores fabricados exibiram perdas de inserção entre 3,6 dB e 3,9 dB e diferença de fase de  $90,8^\circ$  nas saídas em 60 GHz e perdas de retorno e isolamento melhores que 15 dB para uma banda de aproximadamente 10 GHz em torno dessa frequência. Já os *crossovers* foram projetados usando o cruzamento de linhas *microstrip*, no qual um dos trechos do sinal é desviado para uma linha *coplanar waveguide* (CPW) nas costas do substrato através das vias. Os *crossovers* fabricados apresentaram, em 60 GHz, perdas de retorno de 15 dB e 25 dB para os trechos direto e com vias, respectivamente, perdas de inserção inferiores que 0,7 dB e isolamento superior a 20 dB para o *layout* mais compacto. Utilizando os resultados de projeto dos componentes, construiu-se uma Matriz de Butler  $4 \times 4$  completa acoplada a um *array* linear de quatro antenas *patch*. Os diagramas de radiação do *array* de antenas foram medidos inserindo potência em cada uma das quatro entradas da Matriz, indicando que o protótipo fabricado foi capaz de irradiar o sinal nas direções de aproximadamente  $\pm 10^\circ$  e  $\pm 40^\circ$  em relação à direção normal ao plano do substrato na frequência de 60 GHz, resultados os quais apresentaram boa concordância com as previsões obtidas por simulações usando o Método dos Momentos. Esses resultados são pioneiros no Brasil e mostram a viabilidade e o potencial da plataforma MnM para a construção de *front-ends* RF completos que suportem a técnica de *beamsteering*.

**Palavras-chave:** Matriz de Butler, Ondas milimétricas, *Metallic-Nanowire-Membrane*, Acopladores híbridos, *Crossovers*, *Beamforming*, *Beamsteering*

## ABSTRACT

VERONA, B. M. **Butler Matrix in a MnM interposer for millimeter wave applications.** 2021. 70p. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2021.

This work aimed to design, manufacture and characterize a prototype of a Butler Matrix operating in the millimeter wave (*mmW*) frequency range using the Metallic-Nanowire-Membrane (MnM) platform. For this, a fabrication methodology was proposed and improved, in which, from a sequence of microfabrication processes based on lithography, thin film deposition and electrodeposition steps, devices were built on nanoporous alumina substrates, featuring two metallization layers interconnected by the vias formed in the nanopores. This technology was used to fabricate transmission lines, hybrid couplers and crossovers, which are the fundamental building blocks for the Butler Matrix. The manufactured couplers exhibited insertion losses between 3.6 dB and 3.9 dB and a phase difference of  $90.8^\circ$  at outputs at 60 GHz and return and isolation losses better than 15 dB for a bandwidth of approximately 10 GHz around that frequency. The crossovers were designed using the crossing of microstrip lines, in which one of the paths is diverted to a coplanar waveguide (CPW) line on the bottom of the substrate through the vias. The manufactured crossovers presented, at 60 GHz, return losses of 15 dB and 25 dB for the direct and diverted paths, respectively, insertion losses lower than 0.7 dB and insulation greater than 20 dB for the most compact layout fabricated. Using the design data of these components, a complete Butler Matrix  $4 \times 4$  coupled to a linear array of four patch antennas was built. The radiation patterns of the antenna array were measured by inserting power into each of the four inputs of the Matrix, indicating that the manufactured prototype was able to radiate the signal in the directions of approximately  $\pm 10^\circ$  and  $\pm 40^\circ$  measured from broadside at 60 GHz, results which showed fair agreement with the predictions obtained by simulations using the Method of Moments. These results are pioneering in Brazil and show the feasibility and potential of the MnM platform for building complete RF front-ends that support the beamsteering technique.

**Keywords:** Butler Matrix, Millimeter waves, Metallic-Nanowire-Membrane, Hybrid couplers, Crossovers, Beamforming, Beamsteering

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – <i>Roadmap</i> das tecnologias de comunicação sem fio . . . . .	12
Figura 2 – Absorção atmosférica média no espectro das ondas milimétricas . . . . .	13
Figura 3 – Manipulação da direção do feixe através da técnica de <i>beamforming</i> . . . . .	15
Figura 4 – Comparação das arquiteturas de <i>beamforming</i> digital e analógico . . . . .	16
Figura 5 – <i>Phased Array Antenna</i> e Matriz de Butler . . . . .	16
Figura 6 – Cálculo dos valores de $\psi_n$ para as Matrizes $4 \times 4$ e $8 \times 8$ . . . . .	17
Figura 7 – Sistemática para sintetizar uma Matriz de Butler $N \times N$ aplicada para $N = 16$ . . . . .	18
Figura 8 – Matrizes de Butler $8 \times 8$ e $4 \times 4$ sintetizadas . . . . .	19
Figura 9 – Ilustração das possíveis direções de feixes em um <i>array</i> linear com $d = \lambda/2$ conectado a uma Matriz de Butler $4 \times 4$ . . . . .	20
Figura 10 – Encapsulamento de um transceptor utilizando um substrato <i>interposer</i> para integração de <i>chip</i> e antena . . . . .	21
Figura 11 – Utilização de nanofios metálicos para a formação de vias nas membranas porosas . . . . .	22
Figura 12 – <i>Interposer mmW</i> utilizando a tecnologia MnM . . . . .	22
Figura 13 – Proposta inicial do processo de fabricação . . . . .	24
Figura 14 – Imagens do microscópio óptico de amostras de acopladores e <i>pads</i> RF . . . . .	25
Figura 15 – Fotos do MEV dos <i>crossovers</i> , com destaque para a via de interconexão das linhas nos planos superior e inferior . . . . .	26
Figura 16 – Fotos do MEV dos acopladores fabricados, com destaque para a definição e espessamento da camada de metalização . . . . .	26
Figura 17 – Fotos do MEV dos <i>pads</i> RF, com destaque para a via de aterramento dos terminais GND . . . . .	27
Figura 18 – Medida da espessura da camada de metalização superior na primeira rodada de fabricação . . . . .	27
Figura 19 – Comparação das dimensões da fotomáscara (esquerda) e estrutura construída (direita) na primeira rodada de fabricação . . . . .	28
Figura 20 – Metodologia final* de fabricação da tecnologia MnM . . . . .	29
Figura 21 – Comparação das dimensões da fotomáscara (esquerda) e estrutura construída (direita) conforme a metodologia final de fabricação . . . . .	30
Figura 22 – Ilustração de uma montagem de testes ( <i>test fixture</i> ) típica . . . . .	31
Figura 23 – Método de <i>deembedding</i> L-2L . . . . .	32
Figura 24 – Geometria do acoplador híbrido em quadratura . . . . .	33
Figura 25 – Modelo usado no ANSYS HFSS para simular e otimizar o acoplador híbrido em quadratura . . . . .	34



Figura 26 – Resposta em frequência simulada do acoplador usando as dimensões estimadas pelo LineCalc . . . . .	35
Figura 27 – Metodologia de otimização dos acopladores . . . . .	36
Figura 28 – Resposta em frequência simulada do acoplador usando as dimensões otimizadas . . . . .	36
Figura 29 – Estrutura dos <i>crossovers</i> . . . . .	37
Figura 30 – <i>Layout</i> das estruturas de <i>crossovers</i> e vias . . . . .	38
Figura 31 – Imagens capturadas no microscópio óptico das linhas <i>microstrip</i> . . . .	39
Figura 32 – Medidas das perdas de retorno ( $S_{11}$ ), perdas de inserção ( $S_{21}$ ) e fase ( $\angle S_{21}$ ) das <i>microstrips</i> de 1 mm, 2 mm e 3 mm fabricadas . . . . .	40
Figura 33 – Imagem capturada no microscópio óptico do <i>stub</i> . . . . .	41
Figura 34 – Medidas das perdas de inserção ( $S_{21}$ ) de três <i>stubs</i> fabricados . . . . .	42
Figura 35 – Imagens capturadas no microscópio óptico do acoplador . . . . .	42
Figura 36 – Medidas das perdas de retorno ( $S_{11}$ ), perdas de inserção ( $S_{21}$ e $S_{31}$ ), isolamento ( $S_{41}$ ) e diferença de fase das saídas ( $\angle S_{21} - \angle S_{31}$ ) de dois acopladores fabricados . . . . .	43
Figura 37 – Imagens capturadas no microscópio óptico das estruturas de teste das vias (vista do topo da amostra) . . . . .	44
Figura 38 – Imagens capturadas no microscópio óptico das estruturas de teste das vias (vista das costas da amostra) . . . . .	45
Figura 39 – Medidas das perdas de retorno ( $S_{11}$ ), perdas de inserção ( $S_{21}$ ) e fase ( $\angle S_{21}$ ) das estruturas de vias com CPW de 300 $\mu\text{m}$ e 400 $\mu\text{m}$ e <i>microstrip</i> de referência fabricadas . . . . .	46
Figura 40 – Imagens capturadas no microscópio óptico de uma amostra do <i>crossover</i> , construído com a estrutura de vias e CPW de 300 $\mu\text{m}$ (vista do topo da amostra) . . . . .	47
Figura 41 – Medidas das perdas de retorno e inserção dos <i>crossovers</i> de 300 $\mu\text{m}$ , 400 $\mu\text{m}$ e 600 $\mu\text{m}$ fabricados . . . . .	48
Figura 42 – Comparação das perdas de retorno, perdas de inserção e fase do <i>crossover</i> de 400 $\mu\text{m}$ e de uma linha de referência fabricados . . . . .	49
Figura 43 – Comparação do nível de <i>crossstalk</i> entre os trechos isolados dos <i>crossovers</i> fabricados . . . . .	50
Figura 44 – Comparação entre o <i>stub</i> medido e o modelo MoM . . . . .	52
Figura 45 – Comparação entre o acoplador híbrido medido e o modelo MoM . . . .	53
Figura 46 – Comparação entre o <i>crossover</i> medido e o modelo MoM . . . . .	53
Figura 47 – <i>Layout</i> do projeto da Matriz de Butler $4 \times 4$ . . . . .	54
Figura 48 – <i>Layout</i> final da Matriz de Butler $4 \times 4$ com os <i>pads</i> RF e acoplada ao <i>array</i> linear de antenas <i>patch</i> . . . . .	58

Figura 49 – Diagramas normalizados de radiação dos ganhos simulados em 60 GHz usando o modelo em MoM da Matriz de Butler acoplada a um <i>array</i> de antenas <i>patch</i> . . . . .	59
Figura 50 – Par de Matrizes de Butler $4 \times 4$ , fabricadas na tecnologia MnM e acopladas a um <i>array</i> linear de antenas <i>patch</i> . . . . .	59
Figura 51 – <i>Setup</i> de testes utilizado para o levantamento dos diagramas de radiação do protótipo fabricado . . . . .	60
Figura 52 – Diagramas de radiação em 60 GHz de duas amostras fabricadas da Matriz de Butler $4 \times 4$ conectada a um <i>array</i> linear de antenas <i>patch</i> espaçadas em $\lambda/2$ . . . . .	61
Figura 53 – Comparação dos diagramas de radiação simulados e medido da Matriz de Butler $4 \times 4$ conectada a um <i>array</i> linear de antenas <i>patch</i> espaçadas em $\lambda/2$ . . . . .	63

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Diferenças de fase $\psi$ entre as saídas da Matriz de Butler $4 \times 4$ e direção $\theta$ da frente onda resultante . . . . .	19
Tabela 2 – Dimensões do acoplador antes e depois da otimização . . . . .	37
Tabela 3 – Perdas de inserção e diferenças de fase $\psi$ das saídas da Matriz simulada em MoM, em função da porta $n$ de entrada do sinal . . . . .	56
Tabela 4 – Perdas de inserção e diferenças de fase $\psi$ das saídas da Matriz simulada usando os parâmetros S medidos da Amostra 1, em função da porta $n$ de entrada do sinal . . . . .	56
Tabela 5 – Perdas de inserção e diferenças de fase $\psi$ das saídas da Matriz simulada usando os parâmetros S medidos da Amostra 2, em função da porta $n$ de entrada do sinal . . . . .	56
Tabela 6 – Direções $\theta$ observadas nas amostras de Matriz de Butler $4 \times 4$ fabricadas	62

## SUMÁRIO

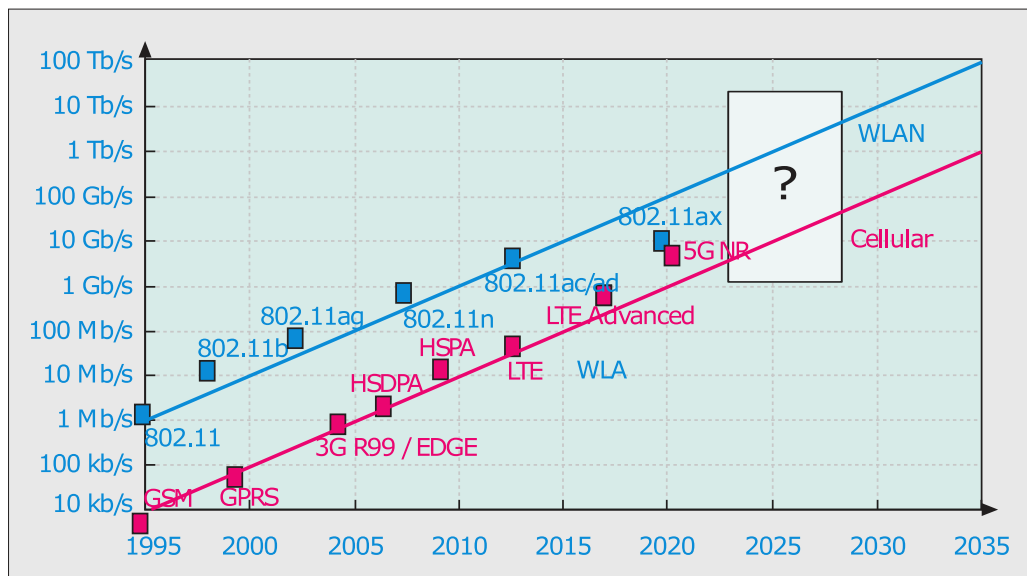
1	<b>INTRODUÇÃO</b> . . . . .	12
1.1	<b>A faixa de frequência de ondas milimétricas</b> . . . . .	12
1.2	<b><i>Beamforming</i> em antenas <i>mmW</i></b> . . . . .	14
1.3	<b>Matriz de Butler</b> . . . . .	16
1.4	<b>Plataforma MnM</b> . . . . .	20
1.5	<b>Objetivos e organização do texto</b> . . . . .	22
2	<b>METODOLOGIA DE FABRICAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO</b> . . . . .	24
2.1	<b>Proposta inicial de fabricação e resultados preliminares</b> . . . . .	24
2.2	<b>Metodologia final de fabricação</b> . . . . .	28
2.3	<b>Caracterização dos componentes e técnica de <i>deembedding</i></b> . . . . .	30
3	<b>PROJETO DOS COMPONENTES DA MATRIZ DE BUTLER</b> . . . . .	33
3.1	<b>Projeto dos acopladores</b> . . . . .	33
3.2	<b>Proposta de vias e <i>crossovers</i></b> . . . . .	37
3.3	<b>Fabricação e caracterização dos componentes</b> . . . . .	38
3.3.1	<b>Avaliação do <i>deembedding</i> e linhas de transmissão</b> . . . . .	39
3.3.2	<b>Fabricação dos acopladores</b> . . . . .	42
3.3.3	<b>Fabricação das vias e <i>crossovers</i></b> . . . . .	44
4	<b>PROJETO E FABRICAÇÃO DA MATRIZ DE BUTLER</b> . . . . .	51
4.1	<b>Validação dos modelos em MoM dos blocos da Matriz</b> . . . . .	51
4.2	<b>Projeto e simulação da Matriz de Butler 4 × 4</b> . . . . .	54
4.3	<b>Fabricação e caracterização da Matriz</b> . . . . .	59
4.4	<b>Discussão dos resultados</b> . . . . .	62
5	<b>CONCLUSÕES</b> . . . . .	65
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	67
	<b>APÊNDICES</b> . . . . .	69
	<b>APÊNDICE A – DADOS BRUTOS DAS PERDAS DE RETORNO E DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO DOS PROTÓTI- POS FABRICADOS</b> . . . . .	70

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 A faixa de frequência de ondas milimétricas

A rápida evolução tecnológica dos dispositivos eletrônicos de consumo aumentou a necessidade de sistemas de comunicação sem fio capazes de transportar um volume de dados cada vez maior de forma segura, confiável, com baixa latência, baixo consumo de potência e preço acessível. Computadores pessoais, *smartphones* e outros dispositivos móveis apresentam demandas como transferência rápida de grandes arquivos e transmissão de conteúdo multimídia de alta definição em tempo real, que não são satisfeitas inteiramente pelas atuais tecnologias de comunicação *wireless*. A Figura 1 (FETTWEIS; ALAMOUTI, 2014) mostra um *roadmap* dos requisitos de largura de banda das redes WLAN e de celular e as respectivas tecnologias *wireless* já lançadas. O gráfico destaca a tendência de crescimento anual de quase 60% das taxas de transferência, com previsões para 2025 da ordem de até dezenas de Gb/s e unidades de Tb/s para os padrões de telefonia celular e WLAN, respectivamente.

Figura 1 – *Roadmap* das tecnologias de comunicação sem fio



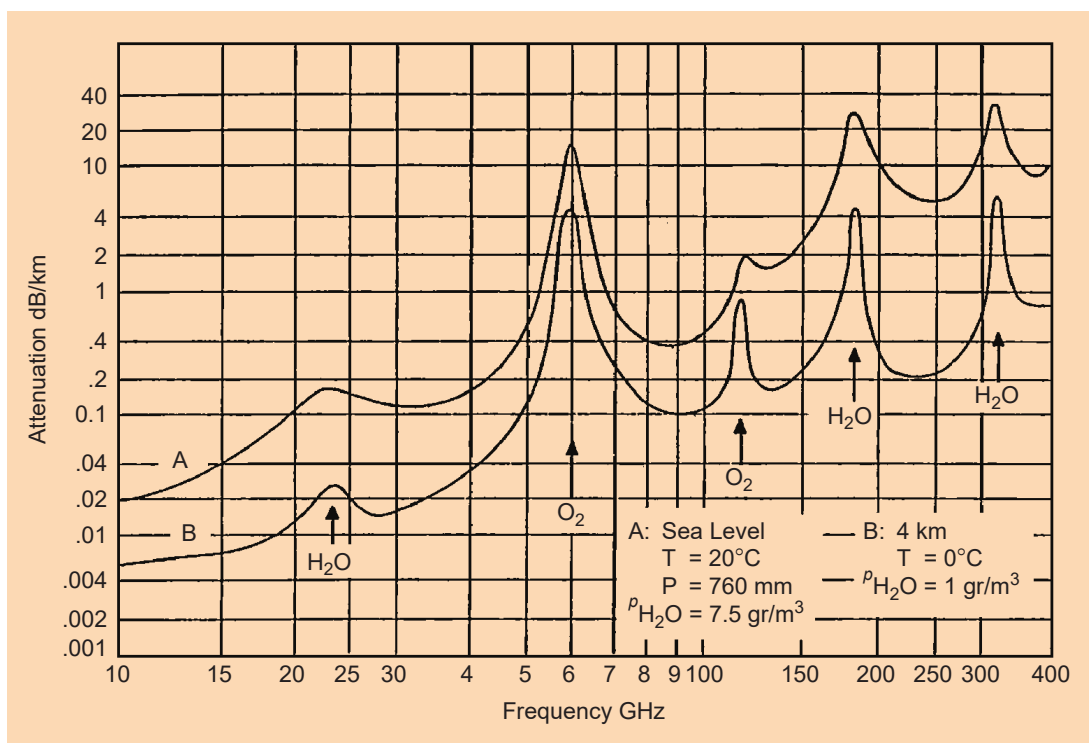
Fonte: Adaptado de Fettweis e Alamouti (2014). O gráfico original foi atualizado com os padrões 802.11ax (ROCHIM et al., 2020) e 5G NR (ITU-R, 2017), além de mover o quadro de interrogação até 2030

A expectativa de crescimento exponencial das taxas de transferência impõe um grande desafio tecnológico para o desenvolvimento dos futuros padrões de comunicação sem fio. As redes deverão apresentar significantes inovações frente às atuais tecnologias *wireless*, pois, além do expressivo aumento da capacidade de dados, elas terão que prover enlaces seguros, de baixa latência e flexíveis às diversas aplicações que operarão simultaneamente (SMULDERS, 2002; CHOUDHURY, 2015).

Os atuais serviços *wireless* trabalham majoritariamente em bandas abaixo de 6 GHz devido às condições favoráveis de propagação (CHOUDHURY, 2015). Consequentemente, essas bandas, já estreitas para transmissão de altos volumes de dados, encontram-se congestionadas, tornando-as desfavoráveis para serem as portadoras das arquiteturas *wireless* das próximas gerações. Dessa forma, há uma tendência de que os futuros sistemas de comunicação passem a operar na faixa de 30 GHz a 300 GHz do espectro eletromagnético, chamada de ondas milimétricas (*mmW*), aumentando a banda de operação de centenas de MHz para unidades de GHz.

Diversas bandas disponíveis no espectro *mmW* são promissoras candidatas para portarem sinais de futuros padrões de comunicação, como as faixas de 10-15 GHz, 28-30 GHz, 38-40 GHz, 57-66 GHz, 71-76 GHz, 81-86 GHz e 92-95 GHz (CHOUDHURY, 2015; WEI et al., 2014). Dentre elas, há um interesse especial na banda ao redor da frequência de 60 GHz devido à alta absorção atmosférica, conforme ilustra o gráfico da Figura 2 (MARCUS; PATTAN, 2005). A ressonância das moléculas de oxigênio provoca uma atenuação superior a 10 dB/km na banda de 8 GHz centrada em 60 GHz. Isso faz com que essa banda seja inadequada para enlaces de longo alcance ( $> 2$  km), porém muito interessante para comunicações *indoor* e de curto alcance ( $< 50$  m), já que o limite de propagação imposto pela alta atenuação permite a reutilização da frequência em ambientes próximos e maior segurança da comunicação, além de níveis de ruído mais baixos e menor probabilidade de interferência.

Figura 2 – Absorção atmosférica média no espectro das ondas milimétricas



Fonte: Marcus e Pattan (2005)

As diversas vantagens da operação em 60 GHz para aplicações comerciais fizeram com que governos e órgãos reguladores dedicassem bandas em torno de 60 GHz (normalmente de 57 GHz a 64 GHz) para uso não licenciado. Esses benefícios também impulsionaram a criação do WiGig (IEEE 802.11ad), um protocolo de comunicação para sistemas que operam em 60 GHz, capaz de alcançar taxas de até 7 Gbps e com suporte a implementações sem fio de interfaces como HDMI e USB.

## 1.2 *Beamforming* em antenas *mmW*

Apesar do grande interesse despertado pelas frequências de ondas milimétricas, ainda há diversos desafios que precisam ser investigados a fim de viabilizar a comercialização em larga escala de sistemas de comunicação *mmW*.

Além da absorção atmosférica específica em 60 GHz, todo o espectro *mmW*, quando comparado às frequências de micro-ondas abaixo de 6 GHz, apresentará perdas de propagação consideravelmente maiores. Isso é uma consequência direta da equação de Friis, que dita que, mantidos os ganhos e a distância entre as antenas, a razão entre as potências recebida e transmitida ( $P_r/P_t$ ) é inversamente proporcional ao quadrado da frequência. No entanto, à medida que a frequência de operação aumenta, menor será o comprimento de onda e, portanto, o tamanho físico da antena também diminuirá. Com isso, é possível usar um conjunto de antenas de forma a aumentar o ganho final e compensar a perda de propagação, utilizando um espaço equivalente ao de uma única antena de frequência inferior (WEI et al., 2014). Por exemplo, em Roh et al. (2014) foi realizado um experimento comparando uma antena *patch* operando em 3 GHz e uma matriz de antenas de 30 GHz ocupando a mesma área física, onde ambas os enlaces apresentaram a mesma perda de propagação.

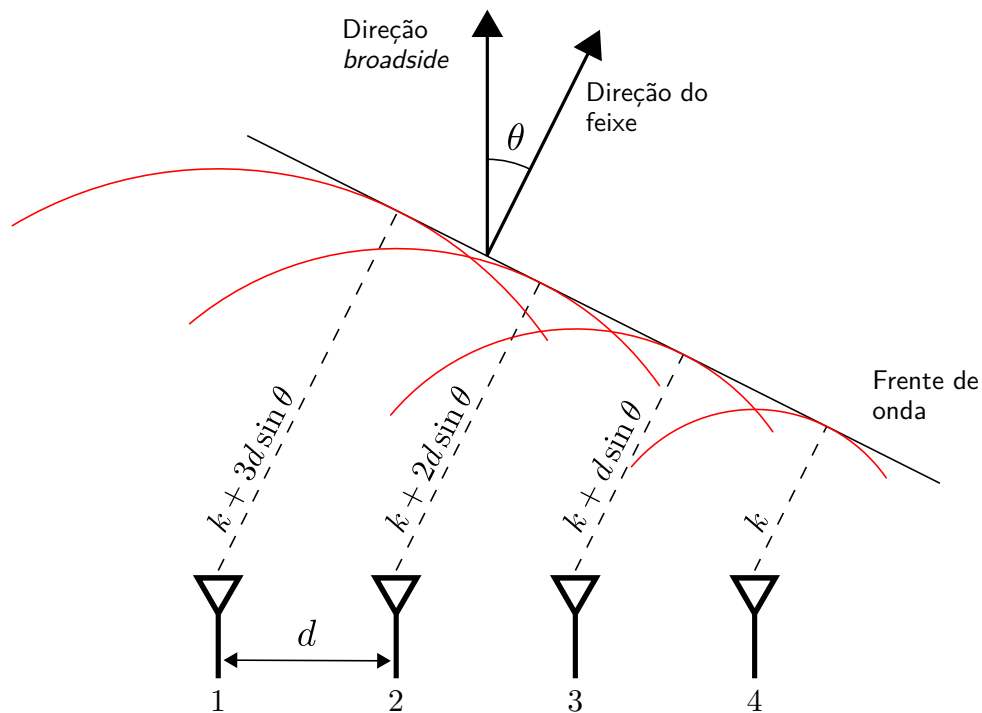
Outro efeito importante das frequências *mmW* é fato das antenas serem muito mais diretivas, isto é, o lóbulo principal do diagrama de radiação é muito mais estreito. Isso ocorre porque, à medida que a frequência de uma onda eletromagnética aumenta, o efeito de difração é cada vez menor. Dessa forma, torna-se necessário o controle da direção dos lóbulos principais das antenas, a fim de maximizar o sinal e minimizar a interferência entre transmissor e receptor.

Uma alternativa interessante, empregada a matrizes de antenas, para mitigar essas dificuldades é o uso da técnica chamada *beamforming*, que consiste no controle de características do diagrama de radiação, como ângulo para onde o feixe aponta ou os níveis dos lóbulos laterais, através do ajuste individual da amplitude e fase de excitação de cada antena na matriz. Isso permite que sejam maximizados dinamicamente e eletronicamente os ganhos das antenas receptoras e transmissoras e, conseqüentemente, aumentada a capacidade de transmissão de dados e robustez do enlace. A Figura 3 mostra, por exemplo, o efeito de mudança na direção da frente de onda irradiada por um *array* linear de antenas,

devido à inserção de uma defasagem  $\psi$  progressiva e constante entre elas. Sendo  $\lambda$  o comprimento de onda do sinal e  $d$  a distância entre os elementos do *array*, o ângulo  $\theta$  da frente de onda em relação à direção *broadside* (perpendicular à matriz) é tal que (BALANIS; IOANNIDES, 2007):

$$\psi = 2\pi \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \sin \theta \quad (1.1)$$

Figura 3 – Manipulação da direção do feixe através da técnica de *beamforming*

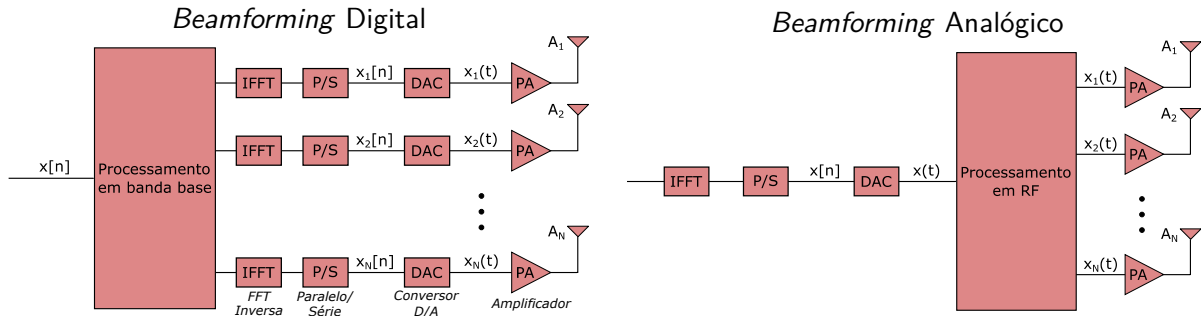


Fonte: Elaborado pelo autor

Há duas formas de implementar a técnica de *beamforming* em um sistema de comunicação multi-antenas, intituladas *beamforming* analógico e digital, como ilustram os diagramas de blocos da Figura 4. Nas arquiteturas com *beamforming* digital, cada antena possui um *front-end* RF próprio, incluindo o conversor analógico/digital, sendo que a modulação de amplitude e fase é feita sob o sinal digital em banda base. Essa abordagem é atualmente a mais utilizada em matrizes de antenas operando em frequências abaixo de 5 GHz (NSENGA; BOURDOUX; HORLIN, 2010). No entanto, em frequências de ondas milimétricas, as matrizes podem ser compostas de um número elevado de antenas e a utilização de um *front-end* RF individual para cada uma delas pode inviabilizar o dispositivo devido ao custo e às perdas inevitavelmente elevadas de certos blocos do *front-end*, como os conversores analógico/digital, que operarão na faixa de gigaamostras por segundo (DOAN et al., 2004). Por isso, as arquiteturas com *beamforming* analógico ganham destaque nos sistemas *mmW*, onde o processamento do sinal (i.e., mudança de amplitude e fase em cada antena) é feito no domínio analógico em alta frequência.



Figura 4 – Comparação das arquiteturas de *beamforming* digital e analógico

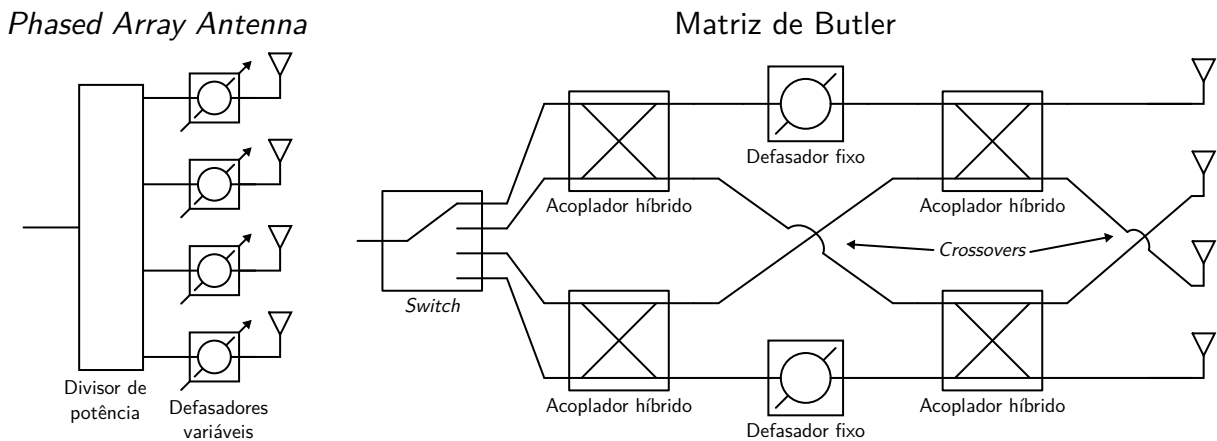


Fonte: Elaborado pelo autor

### 1.3 Matriz de Butler

As principais arquiteturas utilizadas para implementar o *beamforming* analógico são a *phased array antenna* e a Matriz de Butler, esquematizadas na Figura 5. Na *phased array antenna*, usa-se um defasador variável para cada elemento da matriz, permitindo o controle individual da fase de cada antena. A direção do feixe será dada em função das combinações de defasagem aplicadas na matriz de antenas. Para matrizes grandes, a performance final do dispositivo está diretamente ligada ao desempenho dos defasadores. No entanto, a implementação de defasadores variáveis de baixo custo e baixo consumo de potência não é trivial, especialmente em frequências de ondas milimétricas. Por isso, uma alternativa para implementar o *beamforming* sem a necessidade de defasadores variáveis é utilizando uma Matriz de Butler.

Figura 5 – *Phased Array Antenna* e Matriz de Butler



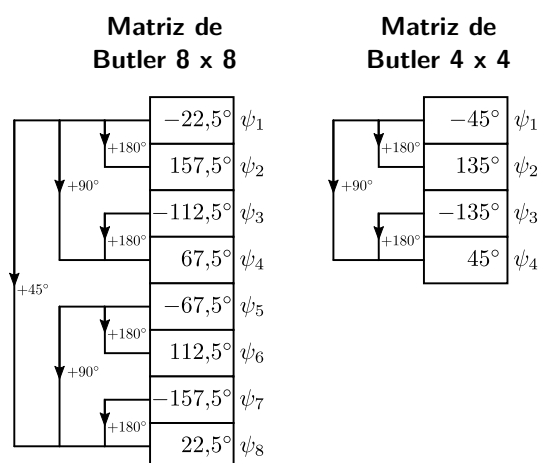
Fonte: Elaborado pelo autor

A Matriz de Butler consiste em uma rede linear e passiva com  $N$  entradas e  $N$  saídas, formada por um arranjo de acopladores híbridos e defasadores fixos. A potência injetada em uma das portas de entrada da Matriz de Butler é dividida igualmente entre as portas de saída, porém com uma diferença de fase constante entre elas, de forma que

as excitações nas saídas tenham fase progressiva. O valor da diferença de fase mudará conforme a entrada na qual a potência é introduzida. Dessa forma, conectando-se uma Matriz de Butler entre um *array* de antenas e um *switch* RF, é possível controlar a direção do feixe através da seleção da porta de entrada. No entanto, embora o circuito da Matriz de Butler seja simples, inevitavelmente haverá cruzamentos de linhas (*crossovers*), como destacado na [Figura 5](#).

A Matriz de Butler foi publicada originalmente em 1961 por Jesse Butler e Ralph Lowe ([BUTLER; LOWE, 1961](#)). A partir da ideia inicial, diferentes metodologias de projeto foram reportadas na literatura. Para os estudos propostos nesse trabalho, adotou-se o procedimento desenvolvido por [Moody \(1964\)](#). Nele, a síntese de uma Matriz de Butler  $N \times N$  começa pelo cálculo das  $N$  possíveis diferenças de fase progressivas  $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_N$  nas saídas, obtidas quando a potência for inserida nas portas de entrada  $n = 1, 2, \dots, N$ , respectivamente. Para isso, obtém-se diretamente o valor da diferença progressiva para a potência inserida na primeira porta com  $\psi_1 = -180^\circ/N$ , para, em função dele, calcular todos os outros valores de  $\psi$ . Isso porque se a sequência  $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_N$  foi dividida em pares de elementos consecutivos, a diferença entre os valores de  $\psi$  em cada par será de  $180^\circ$ . Já se a sequência for dividida em grupos de quatro elementos consecutivos, a diferença entre os valores do primeiro e do último  $\psi$  no grupo será de  $90^\circ$ . Seguindo a lógica, para a divisão em grupos de oito elementos consecutivos, a diferença entre os  $\psi$ 's das extremidades do grupo será de  $45^\circ$ , e assim por diante. Usando esse raciocínio, determina-se iterativamente todos os valores de  $\psi_n$ . A [Figura 6](#) ilustra esse procedimento, calculando as possíveis diferenças de fase progressivas para as Matrizes de Butler  $4 \times 4$  e  $8 \times 8$ .

Figura 6 – Cálculo dos valores de  $\psi_n$  para as Matrizes  $4 \times 4$  e  $8 \times 8$

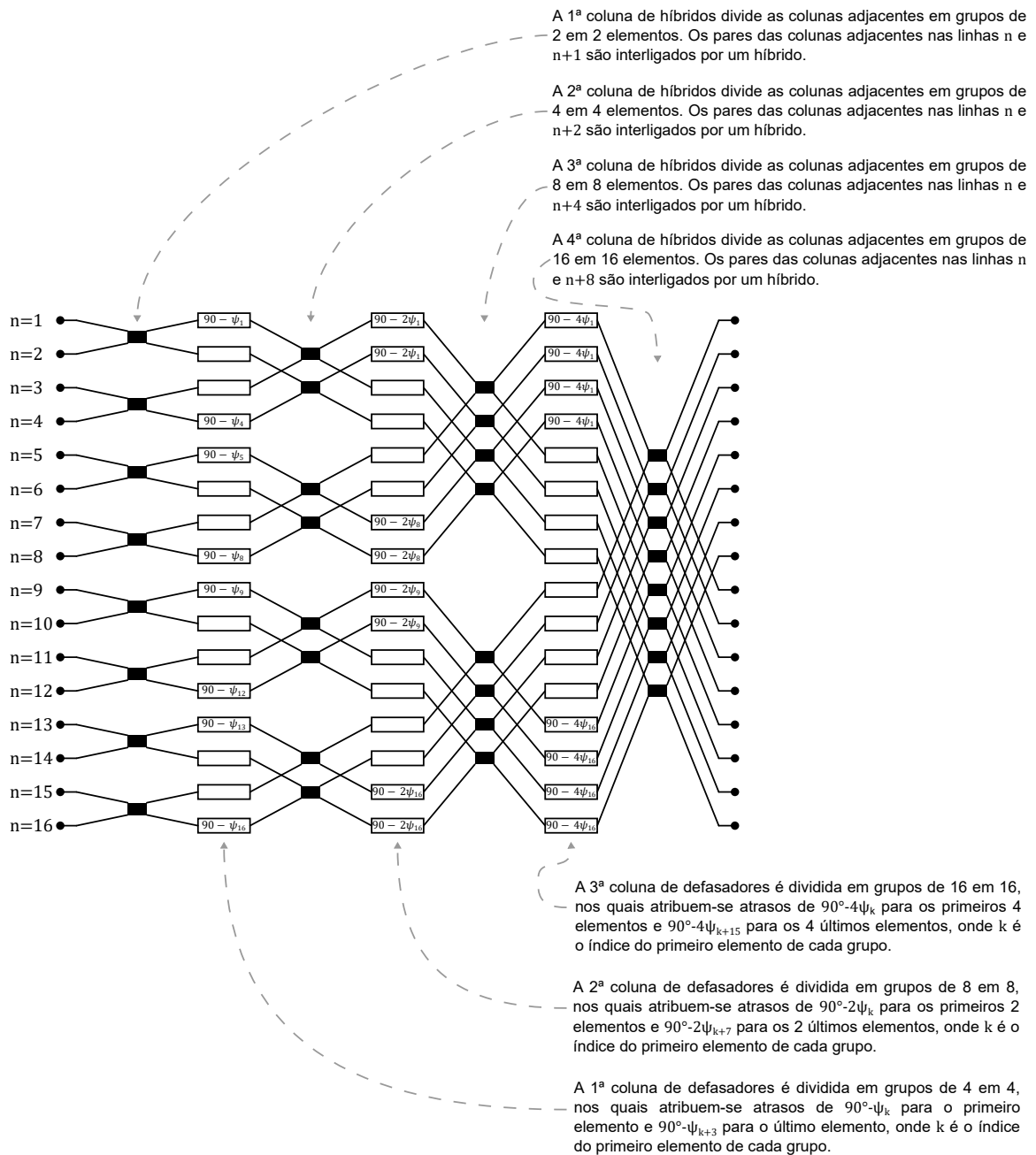


Fonte: Elaborado pelo autor

O próximo passo consiste na montagem do circuito da Matriz, composto pelos acopladores híbridos e defasadores. Para isso, o esquemático é dividido em uma matriz com  $N$  linhas e  $\log_2 N$  colunas de acopladores, intercaladas com  $\log_2 N - 1$  colunas de

defasadores, como mostra a [Figura 7](#), em um exemplo de síntese de uma Matriz de Butler  $16 \times 16$ . Em cada  $i$ -ésima coluna de híbridos, as colunas adjacentes de defasadores são divididas em grupos de  $2^i$  em  $2^i$  elementos. Cada par de defasadores nas linhas  $n$  e  $n + 2^{i-1}$  que pertençam ao mesmo grupo é interligado ao mesmo par de defasadores da coluna adjacente por um acoplador híbrido. Para a definição dos valores de defasagem, divide-se a  $i$ -ésima coluna de defasadores em grupos de  $2^{i+1}$  em  $2^{i+1}$ , nos quais atribuem-se atrasos de  $90^\circ - (2^{i-1}) \cdot \psi_k$  para primeiros  $2^{i-1}$  elementos do grupo e atrasos de  $90^\circ - (2^{i-1}) \cdot \psi_{k-1+2^{i-1}}$  para os  $2^{i-1}$  últimos elementos do grupo, onde  $k$  é o índice do primeiro elemento de cada grupo.

Figura 7 – Sistemática para sintetizar uma Matriz de Butler  $N \times N$  aplicada para  $N = 16$

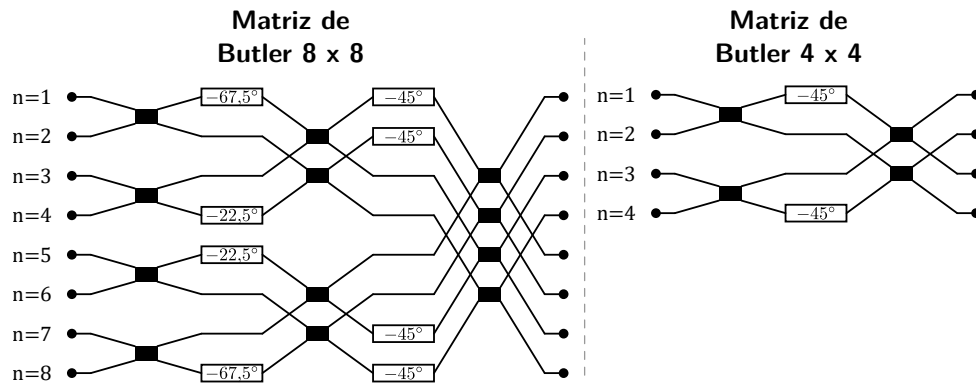


Fonte: Elaborado pelo autor. Desenho da Matriz  $16 \times 16$  adaptado de [Moody \(1964\)](#).

Com essa sistemática, uma rede recíproca é gerada utilizando  $(N/2) \log_2 N$  acopladores híbridos e  $(N/2)(\log_2 N - 1)$  defasadores fixos (BALANIS; IOANNIDES, 2007), com  $N$  sendo uma potência de 2. Também destaca-se o fato do circuito da Matriz de Butler seguir exatamente a mesma lógica do algoritmo de FFT (*Fast Fourier Transform*) (HANSEN, 2009), de forma que ela pode ser considerada uma implementação analógica da Transformada Discreta de Fourier. Além disso, modificações e otimizações desenvolvidas para o algoritmo de FFT podem ser aplicadas ao circuito da Matriz de Butler, para, por exemplo, minimizar as características não-ideais (e.g., perdas e descasamentos) dos componentes da Matriz (UENO, 1981).

Com base nos valores de  $\psi$  apresentados na Figura 6, são sintetizadas as Matrizes de Butler  $4 \times 4$  e  $8 \times 8$  completas, mostradas na Figura 8. O esquemático da Matriz  $4 \times 4$  foi usado como referência nesse trabalho para o projeto e fabricação dos dispositivos, sendo formado por quatro acopladores híbridos, dois defasadores de  $-45^\circ$  e dois *crossovers*. A Matriz de Butler  $4 \times 4$  será capaz de dividir a potência inserida em uma das entradas igualmente entre as quatro saídas, porém com uma diferença de fase consecutiva de  $\psi_1 = -45^\circ$ ,  $\psi_2 = +135^\circ$ ,  $\psi_3 = -135^\circ$  ou  $\psi_4 = +45^\circ$ , dada em função da porta de entrada  $n$  utilizada. Se esse circuito for conectado a um *array* linear de antenas espaçadas a uma distância  $d$  tal que  $d = \lambda/2$ , obtêm-se, usando a Equação 1.1, os ângulos das direções dos feixes resultantes de  $\pm 14,48^\circ$  e  $\pm 48,59^\circ$ , mostrados na Tabela 1 e ilustrados na Figura 9.

Figura 8 – Matrizes de Butler  $8 \times 8$  e  $4 \times 4$  sintetizadas



Fonte: Elaborado pelo autor

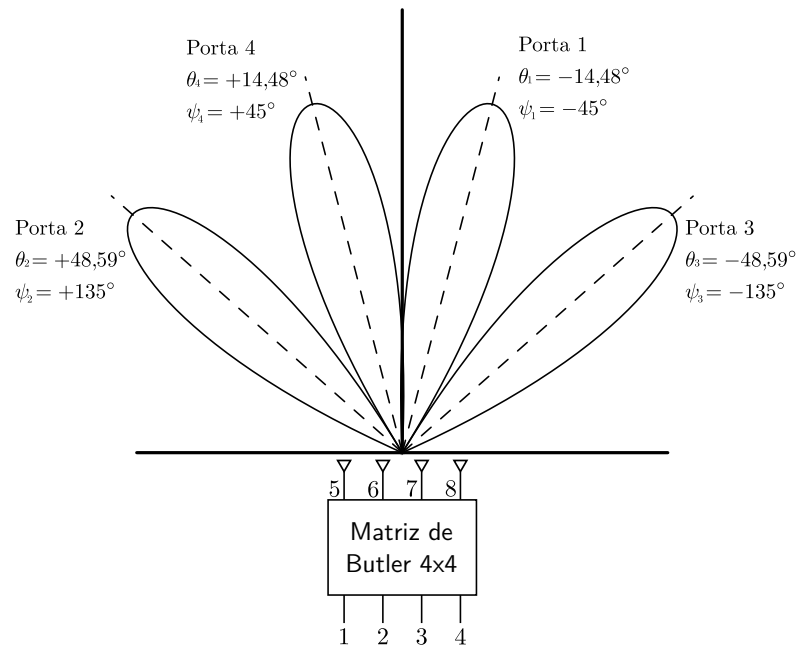
Tabela 1 – Diferenças de fase  $\psi$  entre as saídas da Matriz de Butler  $4 \times 4$  e direção  $\theta$  da frente onda resultante

Porta de entrada	1	2	3	4
Diferença de fase	$\psi_1 = -45^\circ$	$\psi_2 = +135^\circ$	$\psi_3 = -135^\circ$	$\psi_4 = +45^\circ$
Direção* do feixe para $d = \lambda/2$	$\theta_1 = -14,48^\circ$	$\theta_2 = +48,59^\circ$	$\theta_3 = -48,59^\circ$	$\theta_4 = +14,48^\circ$

\* Em relação à direção *broadside*

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 9 – Ilustração das possíveis direções de feixes em um *array* linear com  $d = \lambda/2$  conectado a uma Matriz de Butler  $4 \times 4$



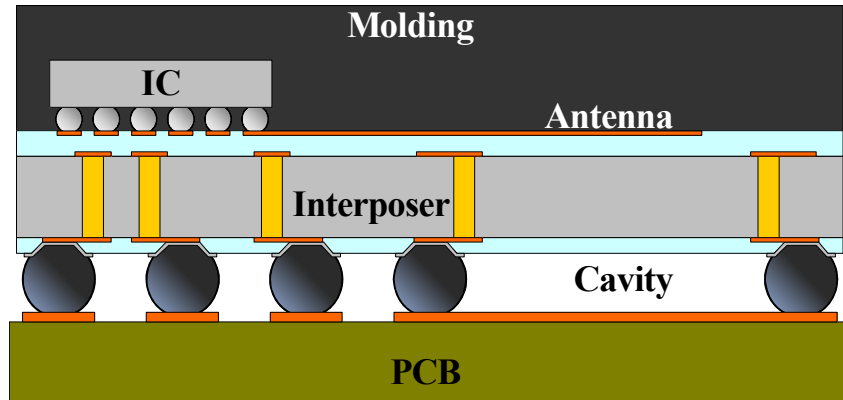
Fonte: Elaborado pelo autor

#### 1.4 Plataforma MnM

Além da necessidade do uso de matrizes de antenas, outros desafios tecnológicos surgem quando se trata do projeto de transceptores comerciais operando em ondas milimétricas, em especial na questão da fabricação de componentes passivos e da integração de componentes ativos.

A tecnologia CMOS amadureceu significativamente nos últimos anos, de forma a possibilitar a fabricação de componentes ativos em *mmW* com performance aceitável. Transceptores CMOS, inclusive com antenas integradas, já foram demonstrados (LIN et al., 2009). No entanto, apesar da abordagem de integração monolítica em silício ser interessante, pois reduz o problema de perdas nas interconexões, ela apresenta algumas desvantagens. A fabricação de matrizes de antenas e outros dispositivos passivos, como filtros, acopladores, defasadores e casadores de impedância, ocupa uma grande área do *die*, aumentando proibitivamente o custo final do dispositivo. Além disso, as regras de projeto da tecnologia CMOS reduzem a flexibilidade de *design* desses componentes. Portanto, diversas pesquisas têm apresentado como alternativa a utilização de *interposers*, integrando componentes ativos fabricados com tecnologia CMOS e componentes passivos construídos em outros substratos ou no próprio *interposer*. A Figura 10 (BOUAYADI et al., 2015), por exemplo, mostra um transceptor utilizando um *interposer* para integrar o *chip* (IC), a antena e os pinos de interconexão do módulo. As escolhas de materiais, tecnologia de fabricação e técnicas de integração para o substrato *interposer*, no entanto, não são triviais e impactarão diretamente no preço e desempenho do transceptor.

Figura 10 – Encapsulamento de um transceptor utilizando um substrato *interposer* para integração de *chip* e antena

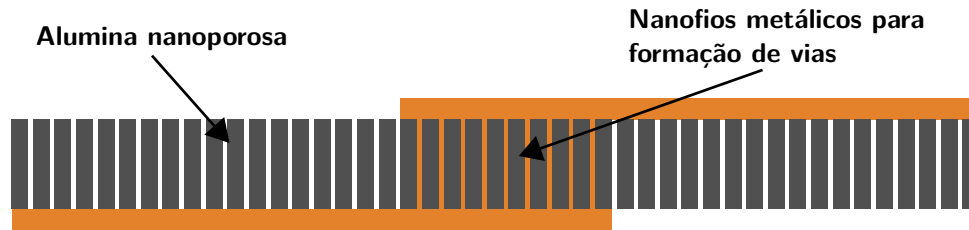


Fonte: Bouayadi et al. (2015)

Nesse contexto, o grupo de pesquisadores do LME (Laboratório de Microeletrônica) da USP, cujo orientador desse trabalho é integrante, em conjunto com pesquisadores do RFIC-Lab, em Grenoble, França, desenvolveu uma plataforma promissora para o desenvolvimento de dispositivos em ondas milimétricas chamada *Metallic-Nanowire-Membrane* (MnM). A plataforma MnM consiste no uso de uma membrana de alumina nanoporosa como substrato, cujos poros podem ser preenchidos com um material metálico por eletrodeposição, proporcionando diversos benefícios.

A alumina é um material barato e que apresenta baixas perdas em altas frequências. Os nanoporos, obtidos por anodização da membrana de alumina, possuem diâmetro e espaçamento da ordem de dezenas a centenas de nanômetros. O grande diferencial da tecnologia está na formação dos nanofios, através do preenchimento dos nanoporos com um metal por eletrodeposição, como mostra a [Figura 11](#). Utilizando um filme para mascaramento do processo de eletrodeposição (e.g.,  $\text{SiO}_2$ ), o crescimento dos nanofios ocorrerá seletivamente nas regiões de interesse. Isso possibilita, por exemplo, a fabricação de vias TSV (*Through-Substrate Via*) de baixas perdas ([PINHEIRO et al., 2016](#)) para interconexão entre as camadas metálicas superior e inferior, viabilizando o roteamento de circuitos complexos. Além disso, os nanofios permitem a fabricação de linhas de transmissão e outras estruturas de ondas-lentas com alto fator de qualidade, como demonstrado pelo grupo em [Pinheiro et al. \(2016\)](#) e [Serrano et al. \(2014\)](#), oferecendo vantagens como a fabricação de *microstrips* compactas de baixa impedância característica e a miniaturização de outros componentes passivos.

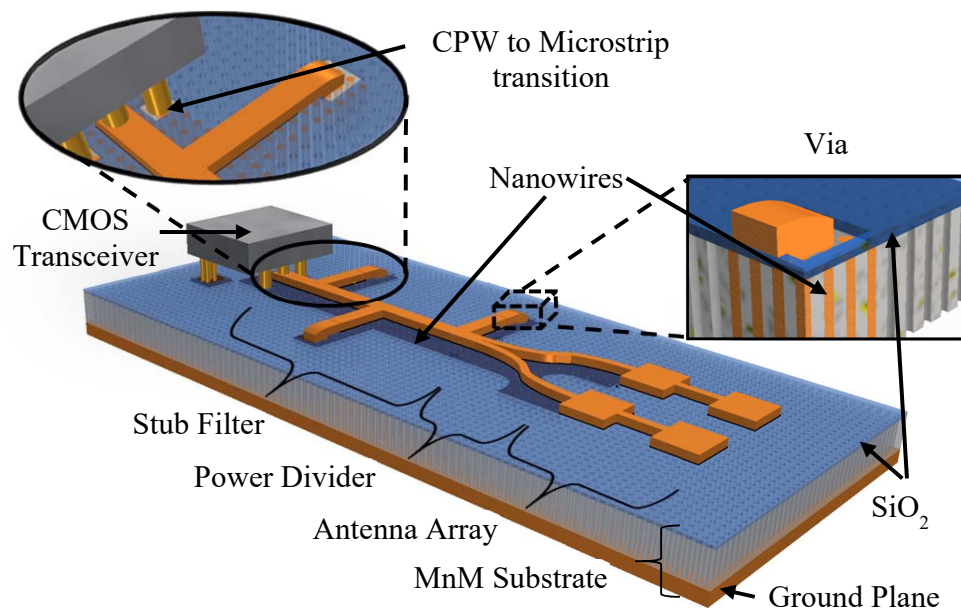
Figura 11 – Utilização de nanofios metálicos para a formação de vias nas membranas porosas



Fonte: Elaborado pelo autor

Essas características tornam a tecnologia MnM um potencial candidato para ser utilizado como *interposer* de circuitos *mmW*, como mostra a [Figura 12](#) (PELEGRINI et al., 2016), integrando componentes ativos e servindo de substrato para as antenas e outros elementos passivos.

Figura 12 – *Interposer mmW* utilizando a tecnologia MnM



Fonte: Pelegriini et al. (2016)

## 1.5 Objetivos e organização do texto

Este trabalho teve por objetivo projetar, fabricar e caracterizar uma Matriz de Butler capaz de operar na faixa de ondas milimétricas (*mmW*) utilizando a plataforma *Metallic-Nanowire-Membrane* (MnM).

Para isso, uma metodologia de fabricação foi adaptada e aprimorada, a fim de possibilitar a construção de estruturas e vias na plataforma MnM. Também, foi proposta uma metodologia de caracterização dos componentes e estratégia de *deembedding*, para dar suporte na extração e processamento dos dados medidos.

Com base nessas definições, foram estudados, fabricados e caracterizados acopladores, vias e *crossovers*, principais componentes da Matriz de Butler. Os resultados foram utilizados para projetar e simular uma Matriz de Butler  $4 \times 4$ . Um primeiro protótipo da Matriz de Butler  $4 \times 4$  acoplada a um *array* linear de antenas *patch* foi fabricado na tecnologia MnM, e os diagramas de radiação (em função da entrada da Matriz na qual é inserida a potência) foram levantados, a fim de avaliar a capacidade da Matriz de Butler de alterar a direção do feixe irradiado.

A apresentação do trabalho desenvolvido está dividida e organizada nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 2:** Desenvolvimento da metodologia de fabricação dos dispositivos na plataforma MnM, desde a proposta inicial até a sequência final. Apresentação da instrumentação de caracterização e técnica de *deembedding* adotada nesse trabalho.
- **Capítulo 3:** Projeto, fabricação e caracterização de linhas de transmissão, acopladores híbridos, vias e *crossovers*.
- **Capítulo 4:** Projeto, fabricação e caracterização da Matriz de Butler  $4 \times 4$ . Apresentação dos diagramas de radiação do primeiro protótipo da Matriz de Butler  $4 \times 4$  acoplada a um *array* linear de antenas fabricada na tecnologia MnM. Comparação com modelos em MoM e discussão dos resultados.
- **Capítulo 5:** Conclusões e expressão qualitativa dos resultados obtidos ao longo do desenvolvimento do trabalho.

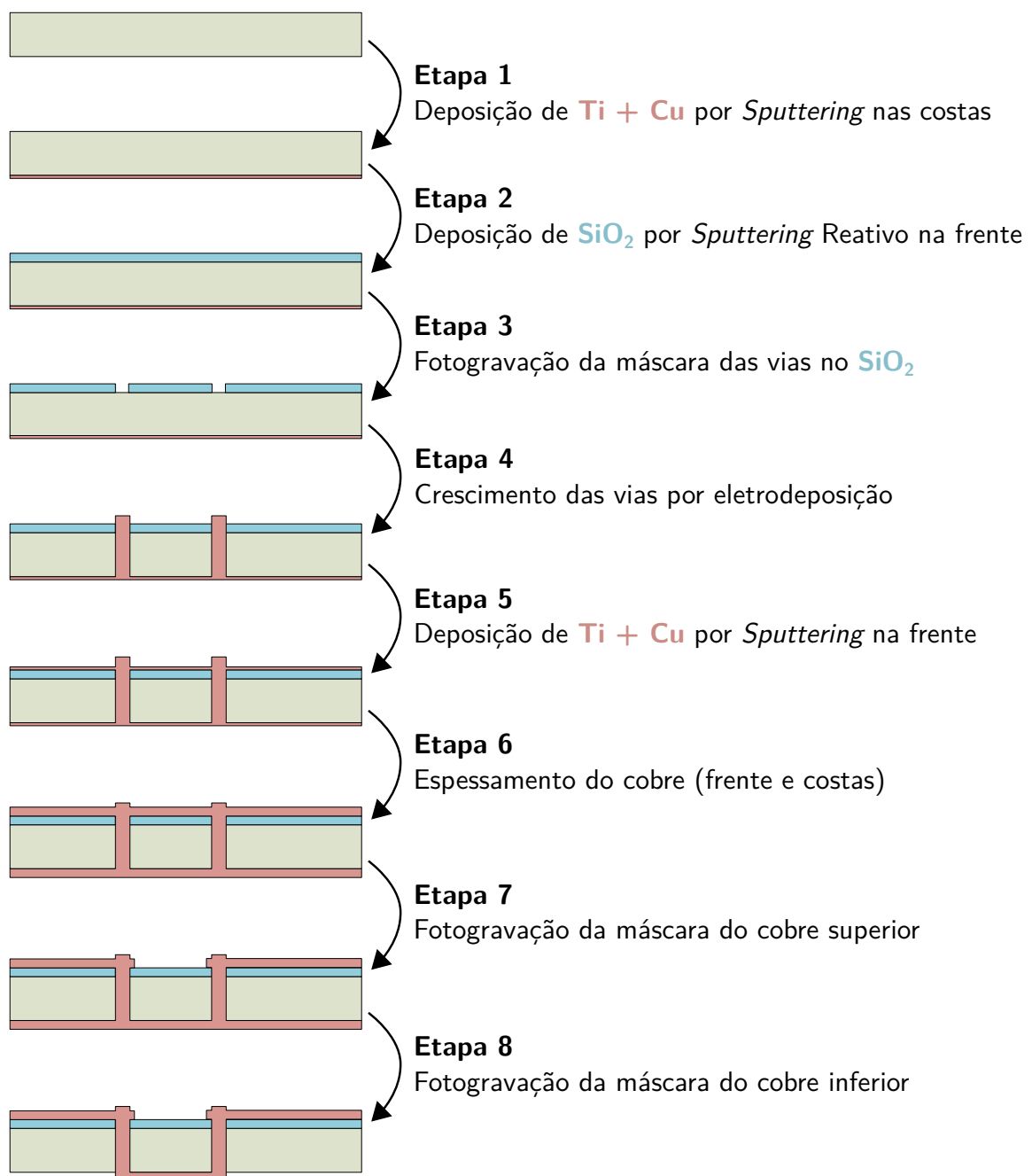


## 2 METODOLOGIA DE FABRICAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO

### 2.1 Proposta inicial de fabricação e resultados preliminares

Todos os dispositivos foram fabricados em membranas de alumina nanoporosa de 25 mm de diâmetro e 50  $\mu\text{m}$  de espessura, comercializadas pela empresa InRedox. A membrana possui nanoporos de 40 nm, espaçados em 107 nm. O processo de fabricação é simples e utiliza apenas três máscaras, contendo os padrões das vias e das camadas de metalização superior e inferior. A sequência de passos completa está ilustrada na [Figura 13](#).

Figura 13 – Proposta inicial do processo de fabricação

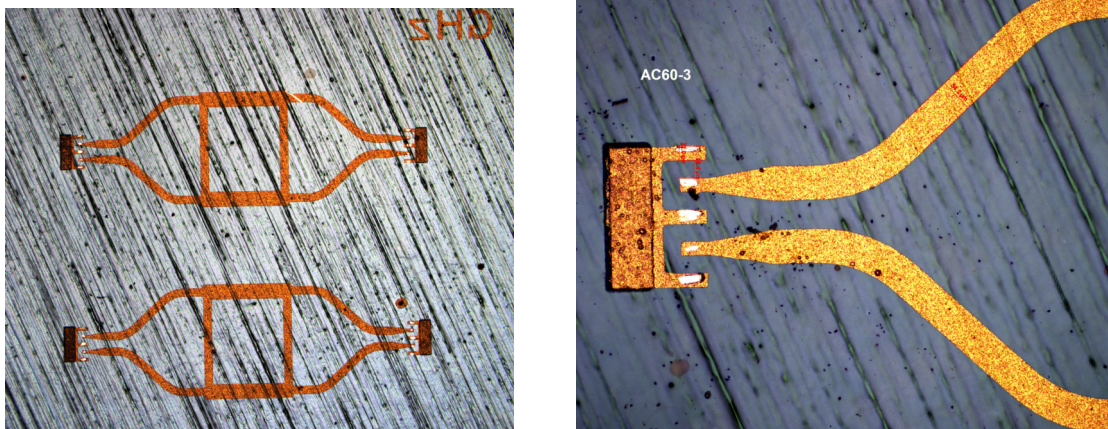


Fonte: Elaborado pelo autor

Inicialmente, a membrana passa por um processo de limpeza em banhos individuais de tricloroetileno, acetona e álcool isopropílico, na sequência. Então, deposita-se por *Sputtering* nas costas da lâmina uma camada fina ( $< 20$  nm) de titânio (Ti), para aderência, seguida de uma camada fina ( $< 50$  nm) de cobre (Cu) (Etapa 1). Após isso, deposita-se por *Sputtering* Reativo um filme de óxido de silício ( $\text{SiO}_2$ ) de aproximadamente 200 nm (Etapa 2). O óxido é usado como máscara no processo de formação das vias, de forma a permitir o crescimento seletivo dos nanofios de cobre apenas nas regiões de interesse. Para isso, transfere-se o padrão da máscara das vias para o filme de  $\text{SiO}_2$  (Etapa 3) através do processo de fotolitografia e corrosão com Decapante Leve de Vidro (DLV ou BOE, *Buffered Oxide Etch* em inglês). Então, é feito o crescimento dos nanofios de cobre por eletrodeposição (Etapa 4), utilizando a camada metálica inferior como semente para o processo. Em seguida, é feita uma nova deposição de filmes finos de titânio e cobre por *Sputtering* na frente da membrana (Etapa 5). Após isso, os filmes de cobre de ambos os lados da membrana são espessados por eletrodeposição em aproximadamente  $2 \mu\text{m}$ , a fim de diminuir o efeito de penetração das camadas condutivas (Etapa 6). Por fim, os condutores dos planos superior e inferior são fotogravados e definidos por corrosão úmida do cobre usando uma solução de nitrato de amônio cérico em ácido acético na frente (Etapa 7) e nas costas (Etapa 8) da membrana, com os padrões das respectivas máscaras, concluindo a fabricação do dispositivo.

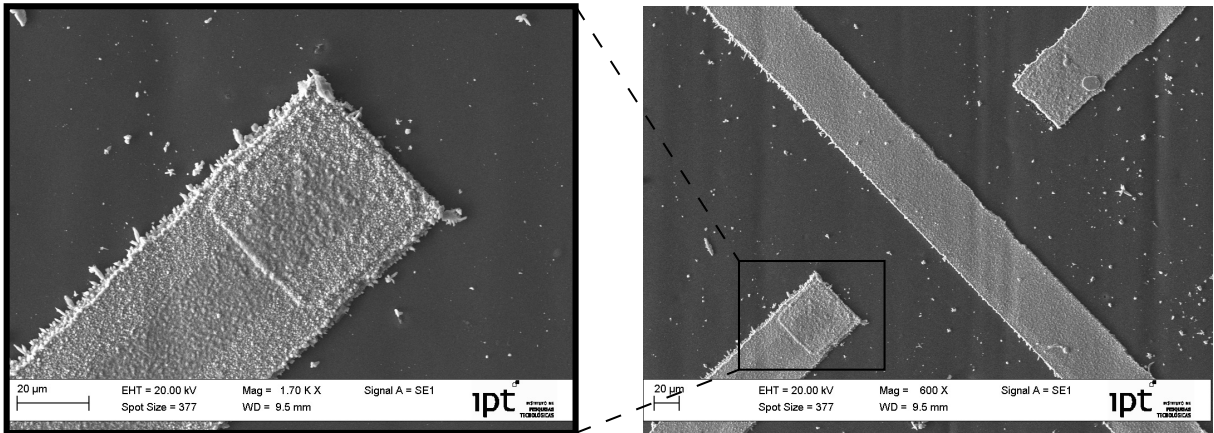
Utilizando essa sequência de etapas, foram fabricados lotes de amostras incluindo acopladores, *crossovers*, *pads* RF e outras estruturas de suporte para caracterização em alta frequência, a fim de avaliar e otimizar os processos de microfabricação. As Figuras 14, 15, 16 e 17 mostram uma seleção de fotos capturadas por microscopia óptica e eletrônica de alguns dos dispositivos fabricados utilizando essa metodologia, com destaque para formação das estruturas nas camadas de metalização e das vias de interconexões entre os planos superior e inferior do substrato. Na sequência, a Figura 18 mostra uma medida no perfilômetro da espessura final das linhas, cujo valor ficou em torno de  $2 \mu\text{m}$  a  $2,5 \mu\text{m}$ .

Figura 14 – Imagens do microscópio óptico de amostras de acopladores e *pads* RF



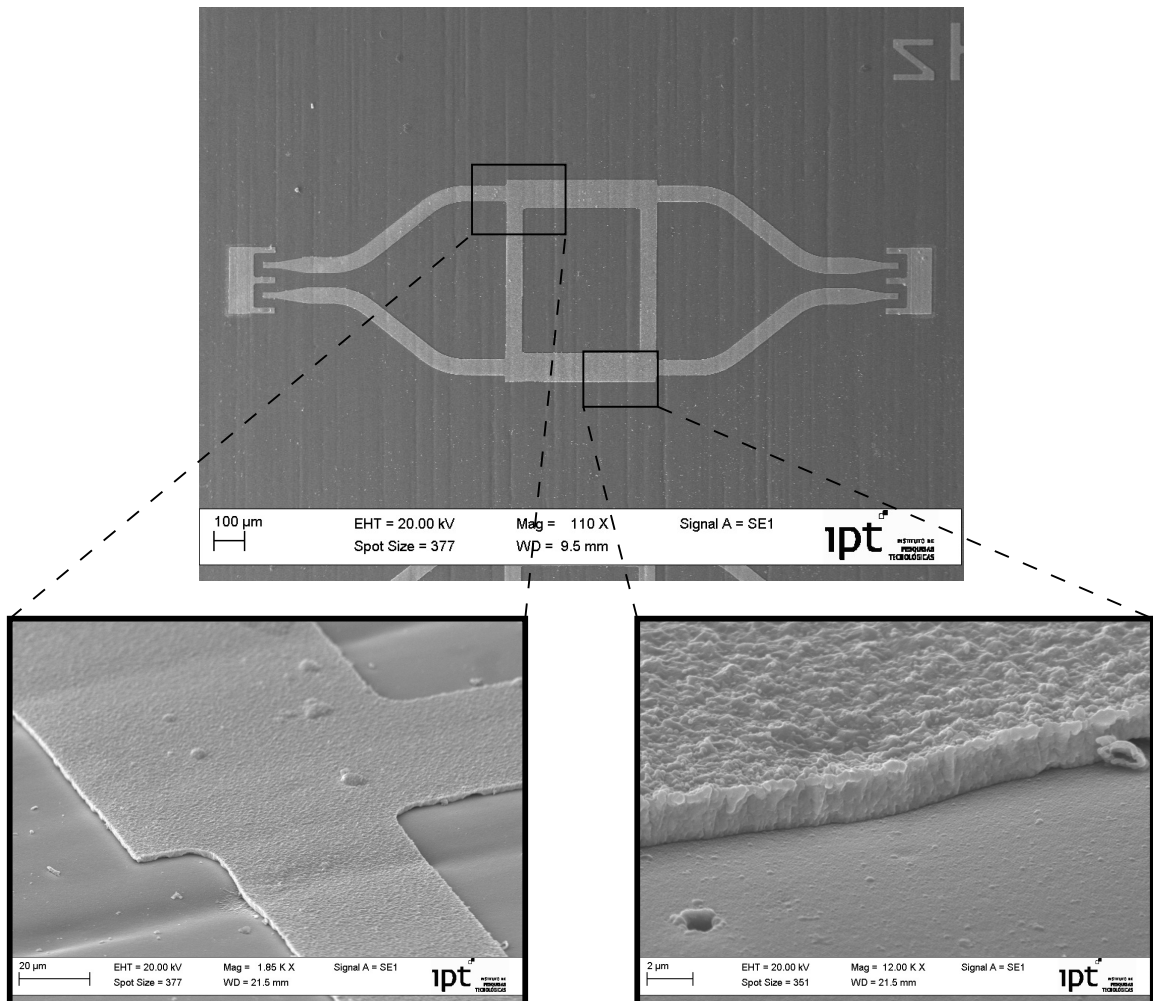
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 15 – Fotos do MEV dos *crossovers*, com destaque para a via de interconexão das linhas nos planos superior e inferior



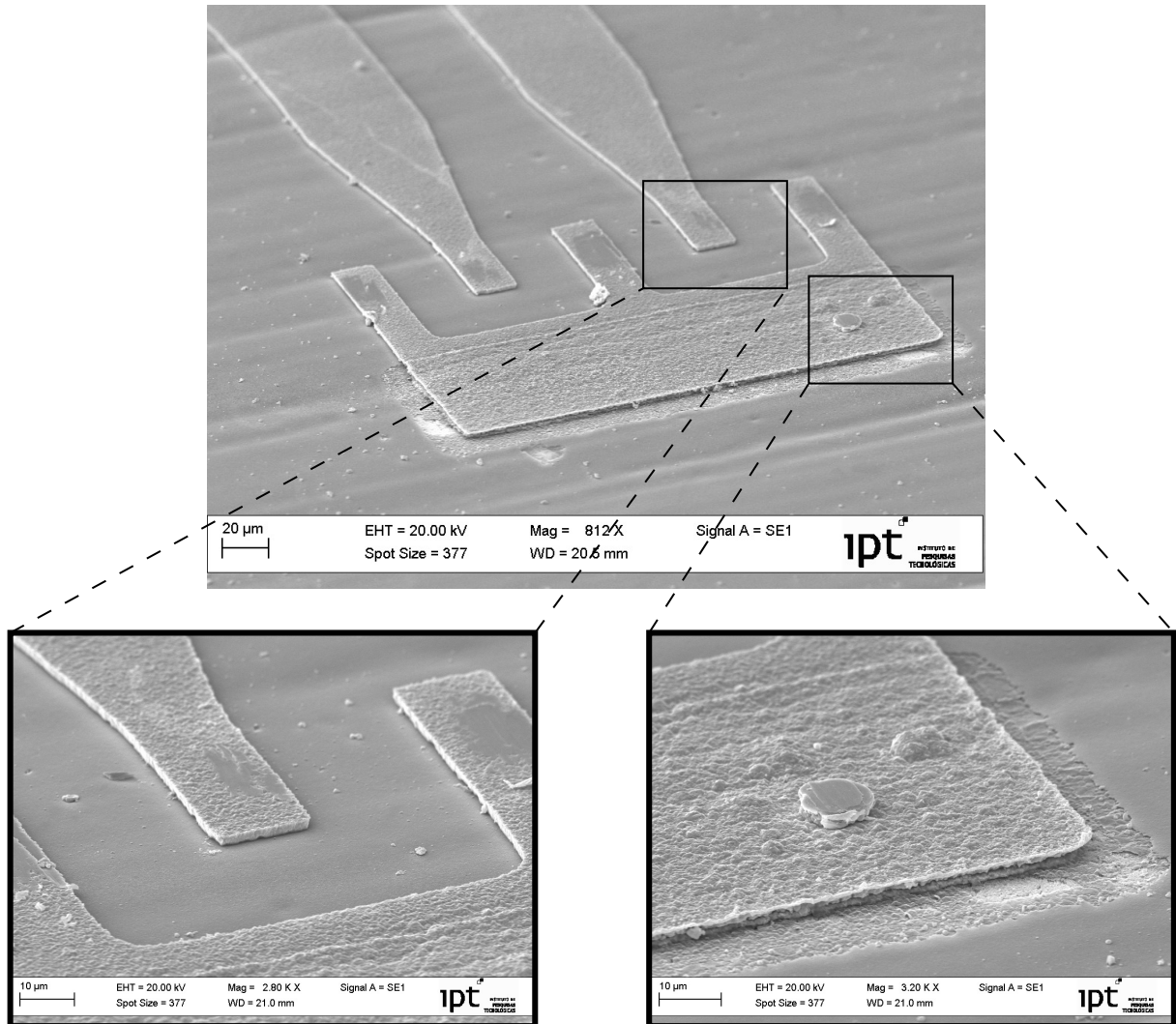
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 16 – Fotos do MEV dos acopladores fabricados, com destaque para a definição e espessamento da camada de metalização



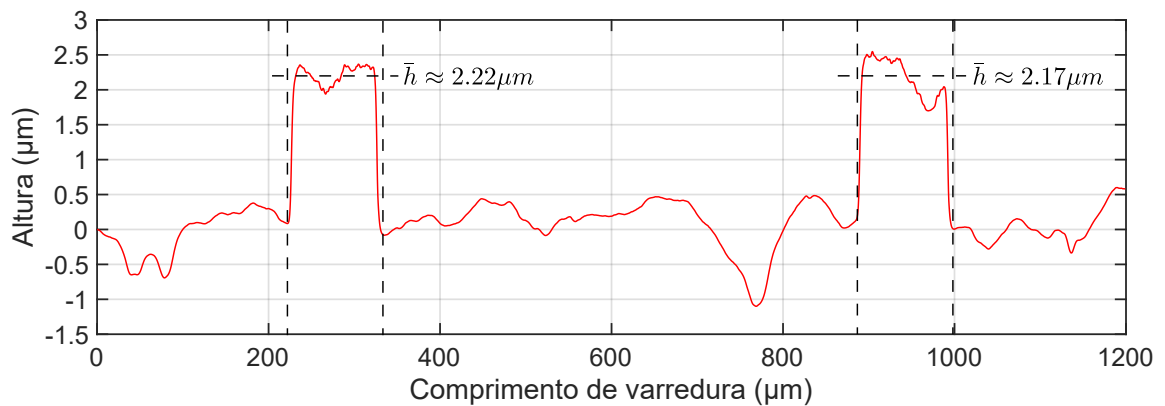
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 17 – Fotos do MEV dos *pads* RF, com destaque para a via de aterramento dos terminais GND



Fonte: Elaborado pelo autor

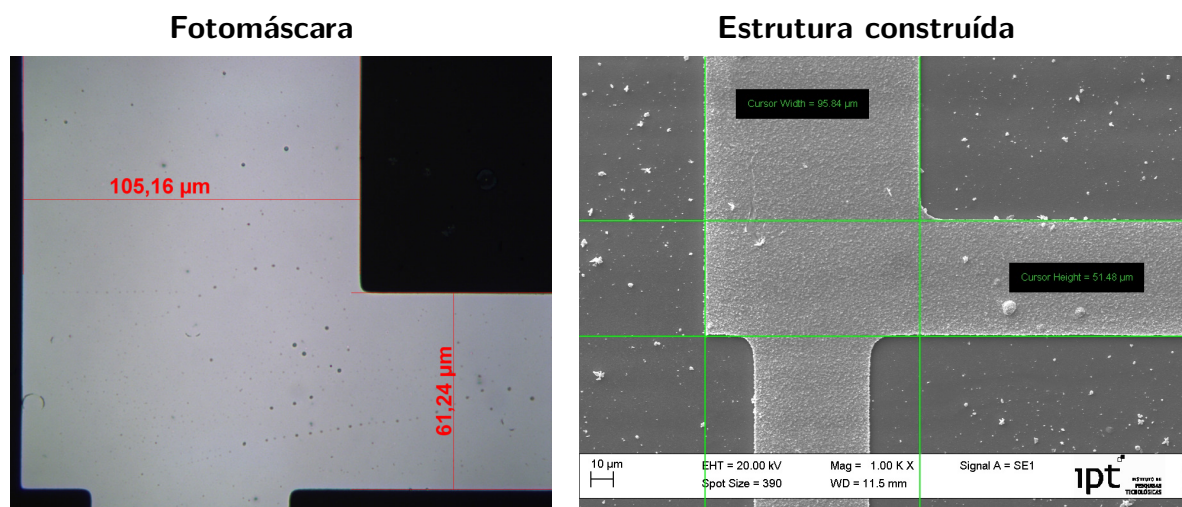
Figura 18 – Medida da espessura da camada de metalização superior na primeira rodada de fabricação



Fonte: Elaborado pelo autor

Os resultados indicaram que o processo de deposição de uma fina camada de titânio e cobre seguida pelo espessamento do cobre por eletrodeposição foi capaz de produzir as linhas desejadas. No entanto, a técnica de litografia, em conjunto com a corrosão úmida do cobre, apesar de transferir com nitidez o padrão projetado para o filme metálico, apresentou um *offset* em ambas as direções do *layout* (vertical e horizontal) de cerca de  $-10\ \mu\text{m}$ , como ilustra a comparação da Figura 19. Considerando a espessura da camada metálica e a dinâmica da corrosão úmida, esse efeito foi provocado pela alta taxa de corrosão lateral do cobre pela solução, ocasionando em um *underetch* cujas dimensões são consideráveis.

Figura 19 – Comparação das dimensões da fotomáscara (esquerda) e estrutura construída (direita) na primeira rodada de fabricação



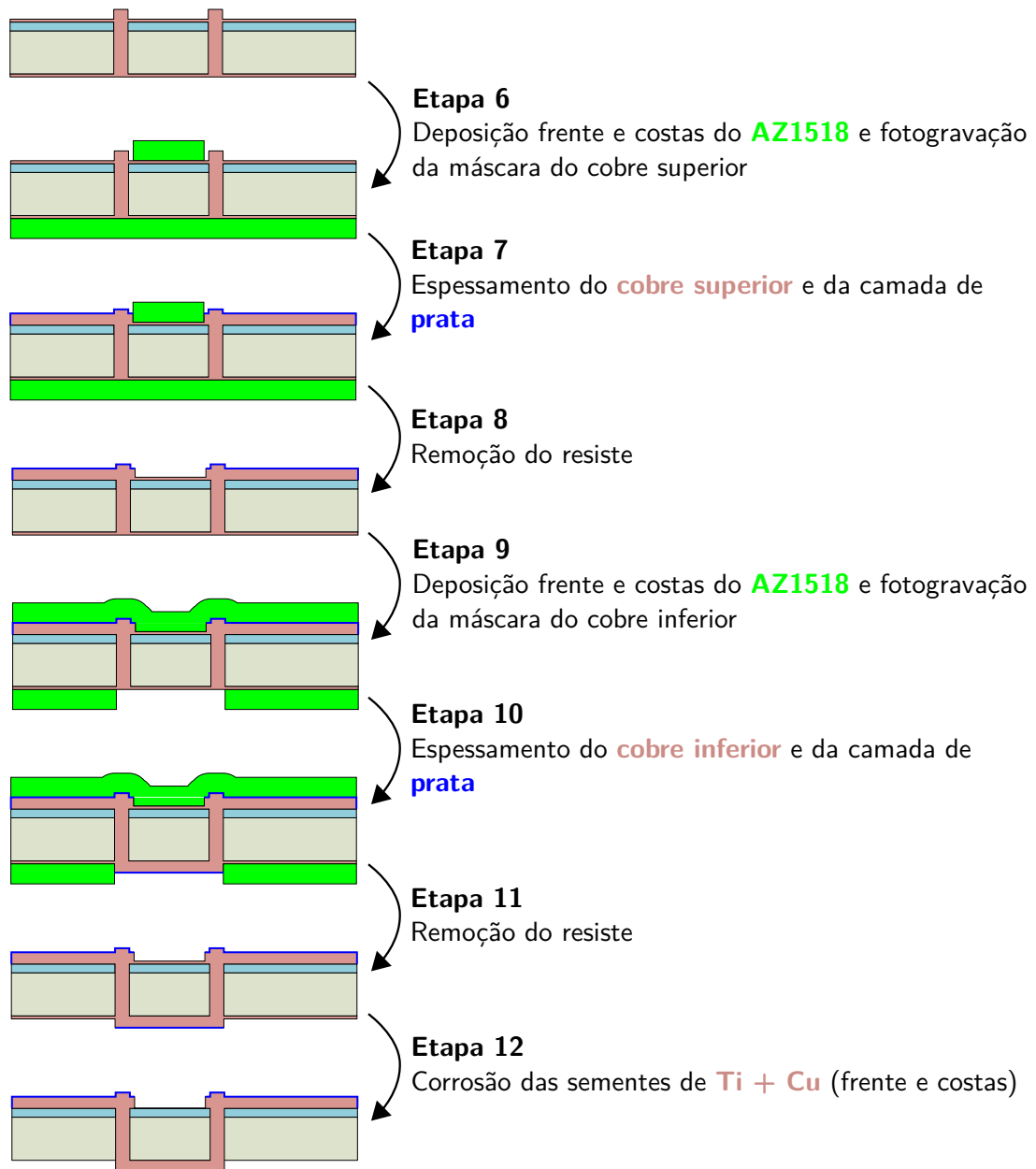
Fonte: Elaborado pelo autor

## 2.2 Metodologia final de fabricação

A fim de superar o problema do notável *offset* das dimensões finais das metalizações superior e inferior, foi proposta uma modificação na estratégia de crescimento e definição de padrões nas camadas de cobre.

A corrosão úmida é capaz de definir padrões com boa resolução em filme finos, com espessura da ordem de centenas de nanômetros. Porém, à medida que a espessura da camada (e, conseqüentemente, a profundidade da corrosão) aumenta, o controle do *underetch* torna-se um desafio e pode comprometer a reprodutibilidade do processo em filmes espessos. Por isso, a fim de contornar a necessidade de corrosões profundas, optou-se por depositar e definir um fotoresiste com o padrão das estruturas desejadas sob as sementes de cobre, de forma a mascarar o posterior processo de eletrodeposição e, com isso, crescer seletivamente as camadas de metalização.

Figura 20 – Metodologia final\* de fabricação da tecnologia MnM



\* As cinco primeiras etapas são as mesmas da metodologia inicial (Figura 13)

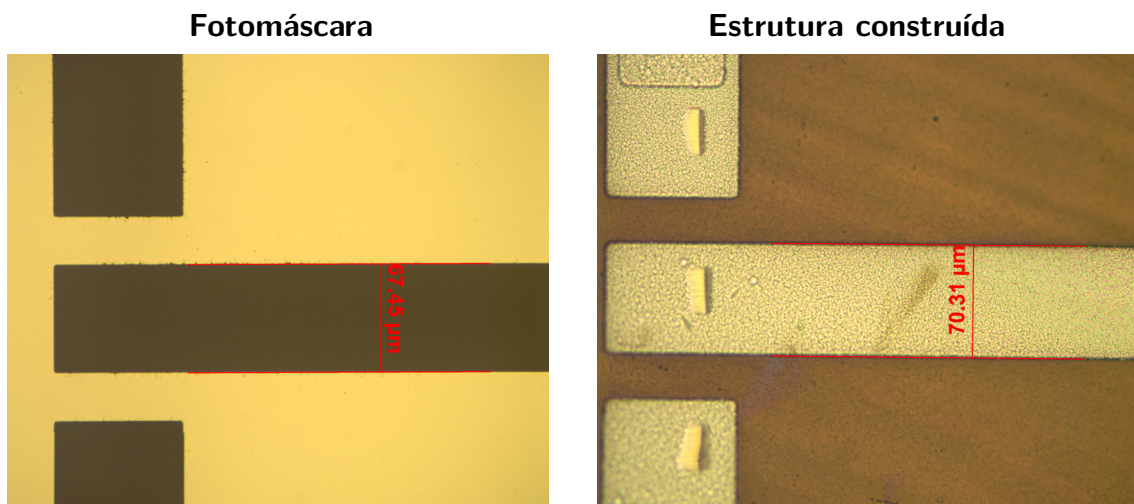
Fonte: Elaborado pelo autor

A metodologia final de fabricação é mostrada na Figura 20. As cinco primeiras etapas, responsáveis por crescer as vias e depositar a semente de cobre na face superior da membrana são as mesmas da metodologia inicial (Figura 13), já que as mudanças de processo concentram-se apenas nas etapas de definição das metalizações. Para isso, deposita-se em ambas as faces da membrana o fotoresiste AZ1518, cuja receita de *spinning* é ajustada tal que a espessura final do resiste seja em torno de  $2,0 \mu\text{m}$ , para, então, fotografar o topo da membrana com a máscara do cobre superior (Etapa 6). Em seguida, é feita a eletrodeposição do cobre, o qual espessará seletivamente apenas nas regiões que não estejam mascaradas pelo fotoresiste (Etapa 7). Deposita-se, também por eletrodeposição,

uma fina camada de prata, responsável por proteger o cobre espessado nas etapas finais de remoção das sementes. Após isso, o fotoresiste é removido (Etapa 8). Os processos de recobrimento e fotogração do AZ1518, eletrodeposição seletiva de cobre e prata e remoção de fotoresiste são repetidos para a definição da metalização inferior (Etapas 9, 10 e 11). O procedimento de fabricação é finalizado com uma breve corrosão úmida para a remoção das finas sementes de cobre (Etapa 12).

A alteração na estratégia de crescimento e definição das camadas metálicas foi capaz de minimizar o problema do *offset* nas dimensões finais das amostras, como apresenta a [Figura 21](#), resultando em uma diferença menor que  $3 \mu\text{m}$  entre estruturas fabricadas e fotomáscara. Por isso, essa nova sequência de etapas foi adotada como a metodologia de fabricação padrão nesse trabalho. Detalhes e imagens adicionais sobre cada um das estruturas fabricadas, incluindo dados de projeto e informações dimensionais, são apresentados nos Capítulos 3 e 4.

Figura 21 – Comparação das dimensões da fotomáscara (esquerda) e estrutura construída (direita) conforme a metodologia final de fabricação



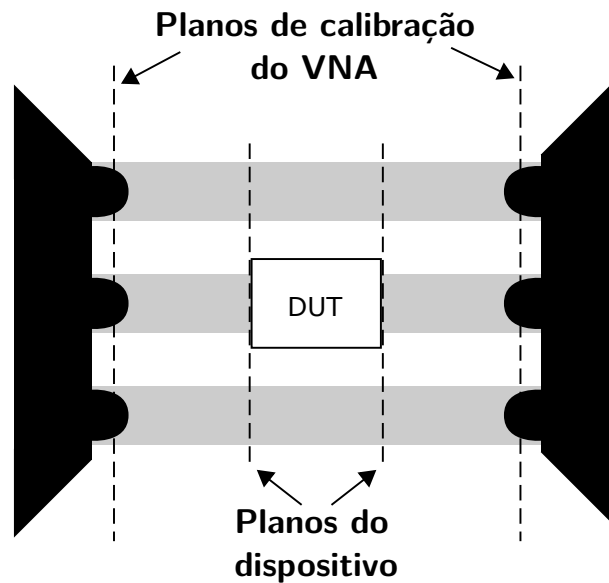
Fonte: Elaborado pelo autor

### 2.3 Caracterização dos componentes e técnica de *deembedding*

A caracterização dos dispositivos consiste na extração e análise dos parâmetros S das estruturas. Todas as medidas foram feitas no VNA (*Vector Network Analyzer*) Keysight PNA N5227B no intervalo de frequência de 0 a 67 GHz, usando *probes* GSG (*ground-signal-ground*) MPI Titan com espaçamento de *pitch* de  $100 \mu\text{m}$  e calibração LRRM (*Line-Reflect-Reflect-Match*).

A montagem de testes entre os planos de calibração do VNA e o dispositivo de interesse (também chamado de DUT, *Device Under Test*) introduz perdas e características parasitárias na medida final. Isso porque as referências de calibração normalmente estão localizadas nas *probes* RF, como mostra a [Figura 22](#). Consequentemente, os dados brutos incluirão fatores como os parasitas do contato entre *probe* e *pad* e perdas das linhas de transmissão. Por isso, utilizam-se técnicas de *deembedding*, a fim de remover esses efeitos e isolar a resposta em frequência do DUT.

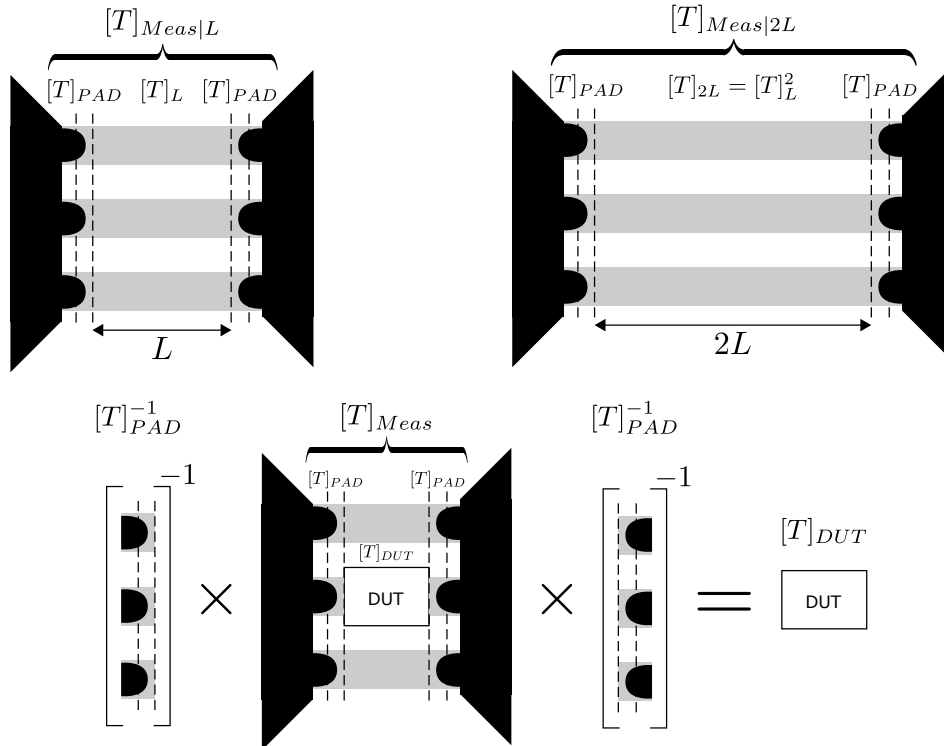
Figura 22 – Ilustração de uma montagem de testes (*test fixture*) típica



Fonte: Elaborado pelo autor

Neste trabalho foi utilizado o método de *deembedding* chamado L-2L, o qual utiliza as medidas brutas de duas linhas de transmissão, uma com o dobro de comprimento da outra, para estimar as perdas entre o plano de calibração do VNA e as portas do DUT, como ilustra a [Figura 23](#). O *deembedding* L-2L é simples e possui a vantagem de não necessitar de estruturas de curto, como nos métodos *open-short* e *open-short-thru*, já que eventuais características parasitárias presentes nas vias crescidas com nanofios dificultam a formação de um curto-circuito ideal, podendo introduzir erros no cálculo do *deembedding*. Além disso, o método L-2L também não necessita de estruturas *thru*, usadas no *open-short-thru* e *thru-only*, cujas medidas em altas frequências podem apresentar problemas de acoplamento entre os *probes* por conta do comprimento curto das estruturas (LI et al., 2010).



Figura 23 – Método de *deembedding* L-2L

Fonte: Adaptado de [Li et al. \(2010\)](#)

As medidas brutas das duas estruturas mostradas na [Figura 23](#) podem ser representadas como uma cascata das linhas de transmissão ( $[T]_L$  e  $[T]_{2L}$ ) e dos blocos que concentram as perdas entre as linhas e o plano de calibração do VNA ( $[T]_{pad}$ ). Partindo do princípio que as matrizes de transmissão (ABCD) que concentram as perdas à direita e à esquerda dos DUTs são aproximadamente iguais, as matrizes obtidas através das medidas das duas linhas podem ser escritas como:

$$[T]_{Meas|L} = [T]_{pad} \cdot [T]_L \cdot [T]_{pad} \quad (2.1)$$

$$[T]_{Meas|2L} = [T]_{pad} \cdot [T]_L^2 \cdot [T]_{pad} \quad (2.2)$$

Manipulando as Equações 2.1 e 2.2, é possível isolar a matriz  $[T]_{pad}$  em função das matrizes de medida  $[T]_{Meas|L}$  e  $[T]_{Meas|2L}$ :

$$\begin{aligned} [T]_{pad}^2 &= [T]_{Meas|L} \cdot [T]_{Meas|2L}^{-1} \cdot [T]_{Meas|L} \\ [T]_{pad} &= \sqrt{[T]_{Meas|L} \cdot [T]_{Meas|2L}^{-1} \cdot [T]_{Meas|L}} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Calculada a matriz  $[T]_{pad}$  em função das medidas das duas linhas, os parâmetros ABCD dos DUTs seguintes podem ser extraídos das medidas brutas conforme a seguinte equação:

$$[T]_{DUT} = [T]_{pad}^{-1} \cdot [T]_{Meas} \cdot [T]_{pad}^{-1} \quad (2.4)$$

Salvo indicação em contrário, todos os dados e gráficos nas seções seguintes são apresentados após o processo de *deembedding* e sempre usando a impedância de referência  $Z_0 = 50 \Omega$ .

### 3 PROJETO DOS COMPONENTES DA MATRIZ DE BUTLER

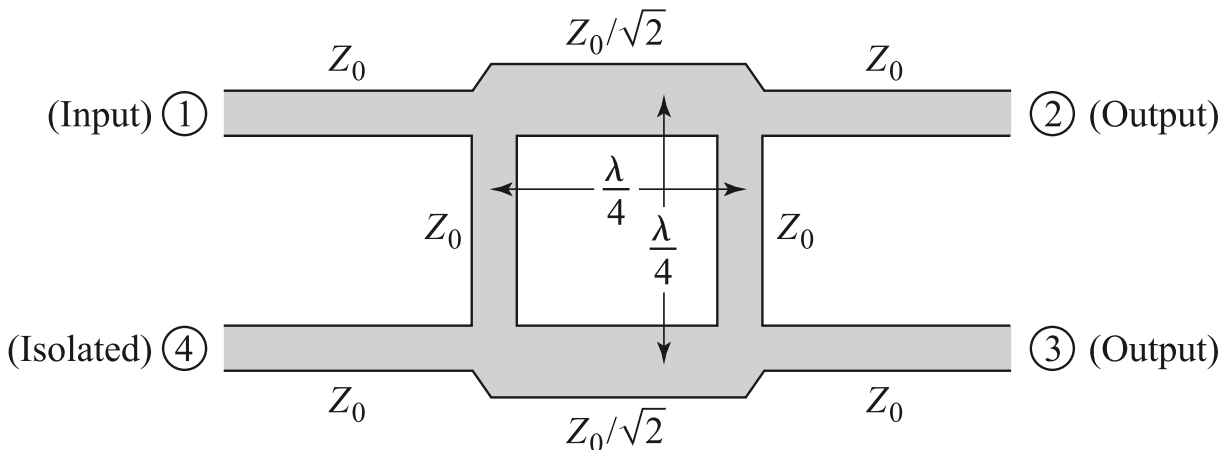
#### 3.1 Projeto dos acopladores

Um bloco fundamental da Matriz de Butler é o acoplador híbrido em quadratura, ilustrado na [Figura 24](#). Ele consiste em um divisor de potência de quatro portas, formado por dois pares de linhas de transmissão de impedâncias  $Z_0$  e  $Z_0/\sqrt{2}$  com comprimento de  $\lambda/4$ . Quando todas as portas estiverem casadas, a potência de entrada na porta 1 é dividida igualmente entre as portas 2 e 3, com uma diferença de fase de  $90^\circ$  entre as saídas, e nenhum sinal acopla-se à porta isolada (porta 4). Dessa maneira, a matriz de parâmetros S terá a seguinte forma na frequência central  $f_0$  (POZAR, 2011):

$$S_{f_0} = \frac{-1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & e^{j \cdot 90^\circ} & 1 & 0 \\ e^{j \cdot 90^\circ} & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & e^{j \cdot 90^\circ} \\ 0 & 1 & e^{j \cdot 90^\circ} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

O projeto do acoplador consiste na otimização das dimensões (larguras e comprimentos) das linhas de transmissão, a fim aproximar ao máximo a resposta do dispositivo ao comportamento ideal descrito. Apesar de ser possível obter aproximações desses parâmetros através de fórmulas analíticas, efeitos de segunda ordem nelas desprezados podem impactar significativamente o desempenho dos acopladores, especialmente nas frequências de ondas milimétricas. Por isso, é interessante utilizar técnicas mais rebuscadas de simulação numérica de campos eletromagnéticos, a fim de prever e mitigar tais efeitos. Nesse trabalho, utilizou-se para projetar e otimizar os acopladores a implementação do Método dos Elementos Finitos (FEM, *Finite Element Method*) disponível no software comercial HFSS, ANSYS.

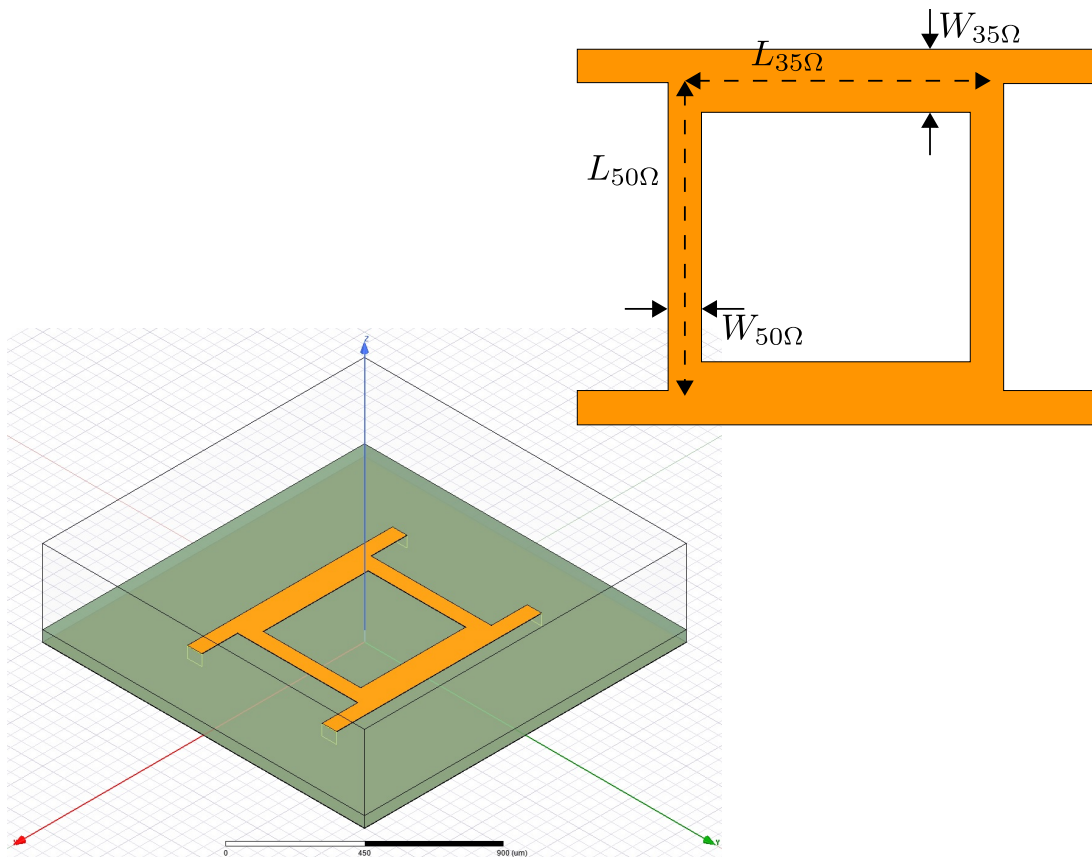
Figura 24 – Geometria do acoplador híbrido em quadratura



Fonte: Pozar (2011)

O modelo montado no HFSS é mostrado na [Figura 25](#). A membrana foi modelada como um substrato maciço de  $50 \mu\text{m}$  e com constante dielétrica de 6,7, obtida através dos dados de caracterização dos trabalhos mais recentes publicados pelo grupo ([BERTRAND et al., 2019](#)). A espessura das metalizações foi fixada em  $2 \mu\text{m}$  e possíveis perdas no substrato (i.e., condutividade, tangente de perdas e rugosidade) foram desprezadas nessa etapa.

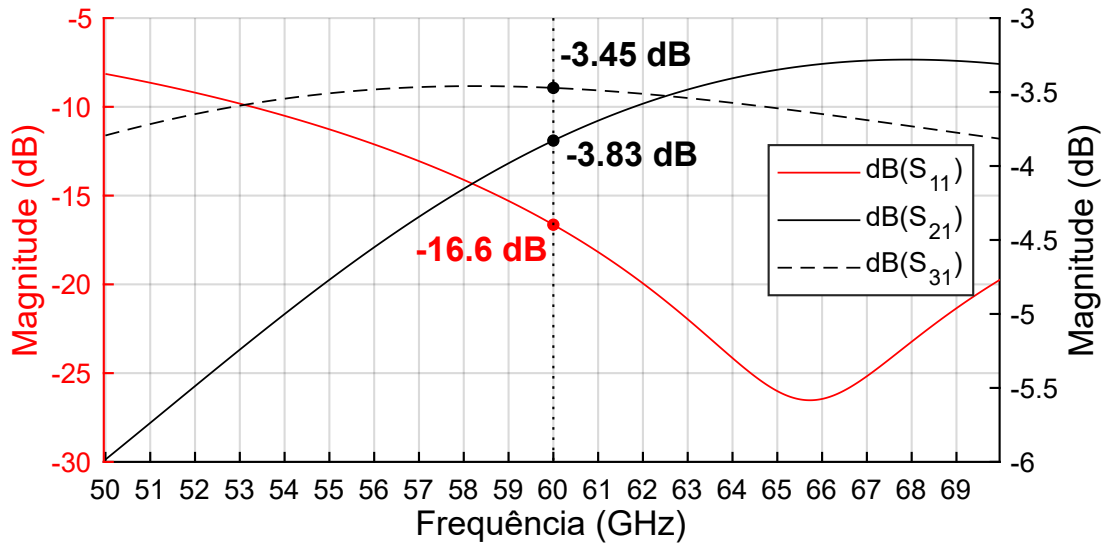
Figura 25 – Modelo usado no ANSYS HFSS para simular e otimizar o acoplador híbrido em quadratura



Fonte: Elaborado pelo autor

As dimensões das linhas de impedância  $Z_0$  e  $Z_0/\sqrt{2}$  ( $50 \Omega$  e  $35,35 \Omega$ , respectivamente) e comprimento de  $\lambda/4$  foram inicialmente estimadas através da ferramenta LineCalc do software Advanced Design System (ADS), Keysight, que utiliza as fórmulas analíticas dos modelos de [Hammerstad e Jensen \(1980\)](#) para sintetizar as linhas de transmissão. Devido às restrições do processo de litografia usado na fabricação, a resolução para qualquer dimensão do dispositivo foi fixada em  $1 \mu\text{m}$ . Com isso, obtiveram-se os valores  $(W_{50\Omega}; L_{50\Omega}) = (66; 575) \mu\text{m}$  e  $(W_{35\Omega}; L_{35\Omega}) = (120; 556) \mu\text{m}$  para a frequência de 60 GHz. Essas dimensões foram inseridas no modelo FEM, para que então fosse realizada uma primeira estimativa do comportamento do acoplador em torno da frequência central, cujo resultado da simulação é apresentado no gráfico da [Figura 26](#).

Figura 26 – Resposta em frequência simulada do acoplador usando as dimensões estimadas pelo LineCalc

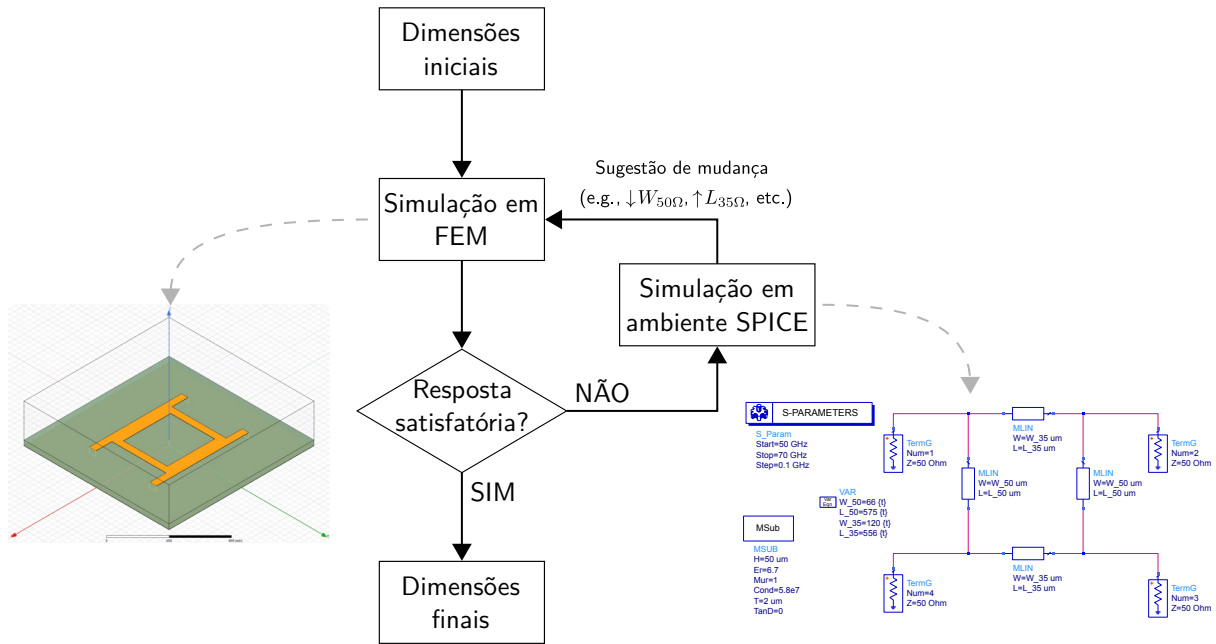


Fonte: Elaborado pelo autor

É possível notar que, apesar das linhas estarem otimizadas para as impedâncias e defasagens conforme descrito no modelo ideal, ainda há um desbalanceamento entre as potências de saída ( $S_{21} = -3,83$  dB e  $S_{31} = -3,45$  dB), bem como um deslocamento no ponto de casamento de impedância (ponto de mínimo da curva de  $S_{11}$  na frequência de 65,7 GHz). Isso ocorre porque o modelo ideal do acoplador com apenas quatro linhas de transmissão despreza certos efeitos secundários, como, por exemplo, os causados pelas junções T's entre as linhas e as portas do acoplador. Por isso, é necessário otimizar novamente os valores de  $W$  e  $L$ , a fim de minimizar essa influência, observando agora a resposta completa do acoplador em torno da frequência de interesse.

Devido ao fato do problema possuir quatro variáveis independentes (um par  $(W; L)$  para as linhas de  $50 \Omega$  e outro para as de  $35,35 \Omega$ ), uma varredura em FEM que incluísse a variação simultânea de todos os parâmetros geraria um número muito grande de combinações, o que seria computacionalmente custoso. Por isso, foi proposta uma metodologia de otimização na qual se utiliza um circuito simples de acoplador montado com modelos de *microstrips* em parâmetros concentrados no ambiente SPICE do ADS, cuja simulação é praticamente instantânea, para analisar qualitativamente como a mudança de cada variável afeta a resposta do dispositivo, para então alterar o valor na simulação em FEM. O fluxograma da Figura 27 ilustra essa estratégia. Após cada simulação usando o Método dos Elementos Finitos, a resposta em frequência, caso fosse insatisfatória, era reproduzida rapidamente no ambiente SPICE e, então, observava-se como a alteração das larguras e comprimentos das linhas afetaria as curvas de parâmetros S do acoplador. Com isso, um novo par de  $(W; L)$  era sugerido para realimentar o modelo FEM.

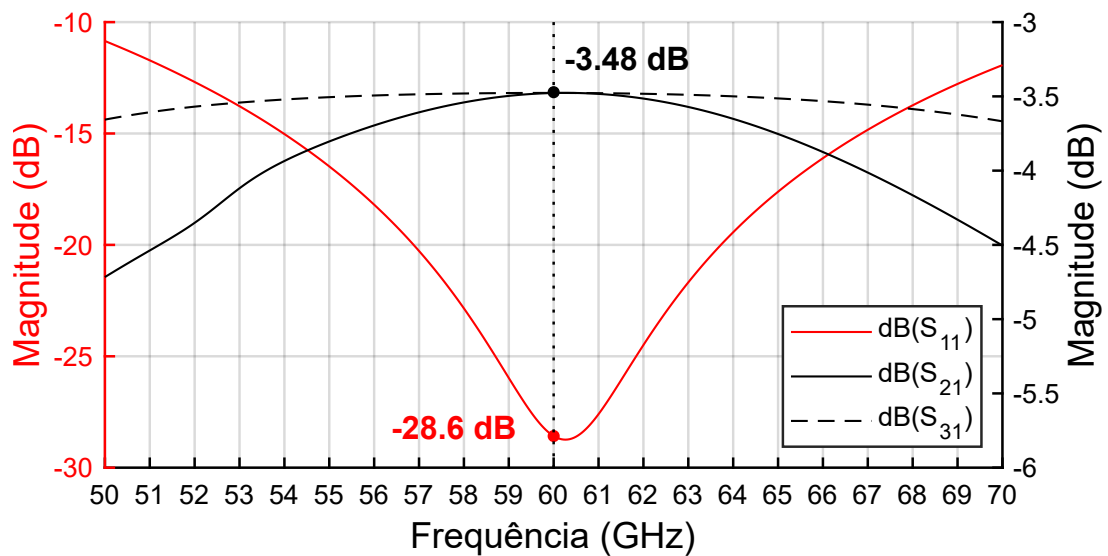
Figura 27 – Metodologia de otimização dos acopladores



Fonte: Elaborado pelo autor

Dessa forma, as larguras e comprimentos das linhas foram otimizadas iterativamente, até gerar a combinação capaz de produzir um desempenho satisfatório. Os valores finais dos pares  $(W; L)$  ficaram em  $(W_{50\Omega}; L_{50\Omega}) = (72; 545) \mu\text{m}$  e  $(W_{35\Omega}; L_{35\Omega}) = (123; 570) \mu\text{m}$ , os quais estão listados e comparados com as estimativas iniciais na Tabela 2 e o comportamento do dispositivo é ilustrado no gráfico da Figura 28.

Figura 28 – Resposta em frequência simulada do acoplador usando as dimensões otimizadas



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 2 – Dimensões do acoplador antes e depois da otimização

	$W_{50\Omega}$	$L_{50\Omega}$	$W_{35\Omega}$	$L_{35\Omega}$
Estimativa inicial	66 $\mu\text{m}$	575 $\mu\text{m}$	120 $\mu\text{m}$	556 $\mu\text{m}$
Valor final	72 $\mu\text{m}$	545 $\mu\text{m}$	123 $\mu\text{m}$	570 $\mu\text{m}$

Fonte: Elaborado pelo autor

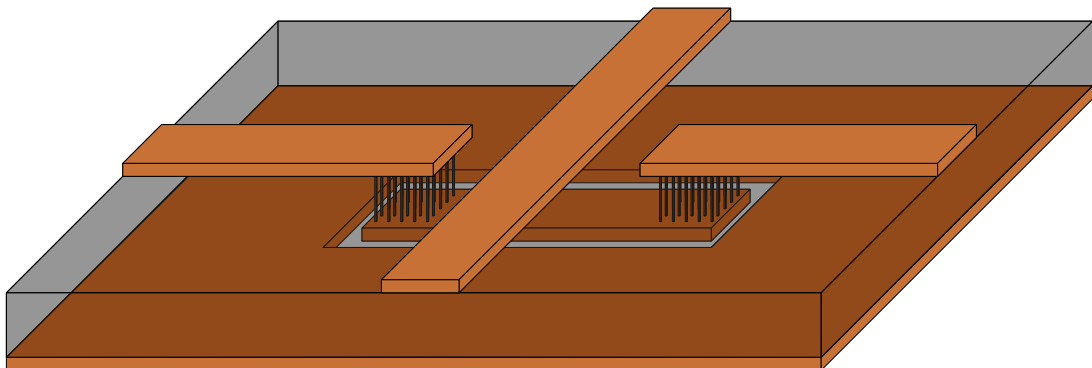
### 3.2 Proposta de vias e *crossovers*

Uma das vantagens dos substratos MnM é o potencial de produzir vias TSV (*Through-Substrate Via*) pequenas e com baixas perdas de inserção através de um processo de fabricação simples, quando comparadas às tecnologias do estado da arte (PINHEIRO et al., 2016). No entanto, ainda não há um modelo preciso capaz de prever as perdas e possíveis descasamentos ocasionados pelas vias.

Devido à complexidade da estrutura dos nanofios que formam as vias (tamanho, razão de aspecto, densidade, etc.), a discretização e a resolução das equações de Maxwell nesse domínio seriam etapas computacionalmente custosas e diversos detalhes de modelagem poderiam comprometer a acurácia dos resultados. Por isso, optou-se por não utilizar ferramentas de simulação para projetá-las e otimizá-las, mas sim desenhar estruturas simples cujas dimensões fossem compatíveis com as linhas de transmissão e outros componentes usados no projeto da Matriz de Butler, para posteriormente extrair os parâmetros elétricos de interesse e, então, analisar possíveis perdas e características parasitárias.

Considerando que as interconexões entre os componentes da Matriz foram feitas com linhas de transmissão do tipo *microstrip*, o cruzamento de linhas foi implementado através do transvio do sinal de uma delas para uma linha do tipo CPW (*Coplanar Waveguide*) no nível de metalização inferior, como ilustra a Figura 29.

Figura 29 – Estrutura dos *crossovers*



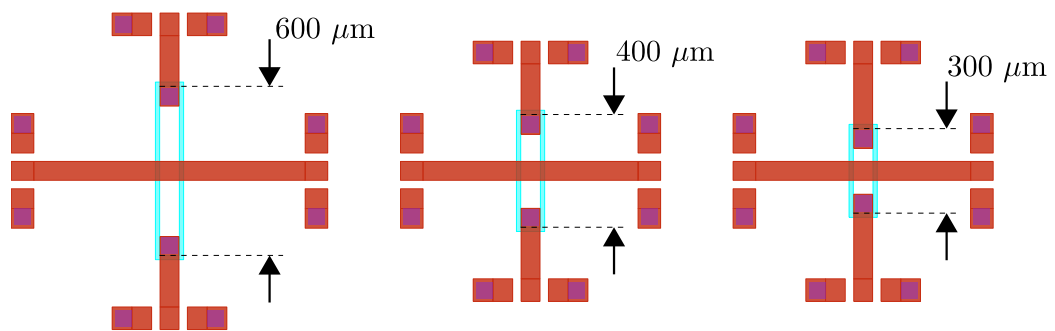
Fonte: Elaborado pelo autor

Dado que a largura das *microstrips* de interconexão foi fixada em  $67\ \mu\text{m}$  (a fim de obter  $Z_0 \approx 50\ \Omega$ , conforme estimativa do LineCalc), estabeleceu-se a dimensão das vias em  $60\ \mu\text{m} \times 60\ \mu\text{m}$  para todas as estruturas, de forma a maximizar o seu tamanho, porém ainda deixando uma margem para acomodar eventuais desalinhamentos durante o processo de fotolitografia. Para as CPWs, utilizou-se linhas com *strips* de  $70\ \mu\text{m}$  e *slots* de  $15\ \mu\text{m}$ , cuja impedância também é estimada em torno de  $50\ \Omega$ .

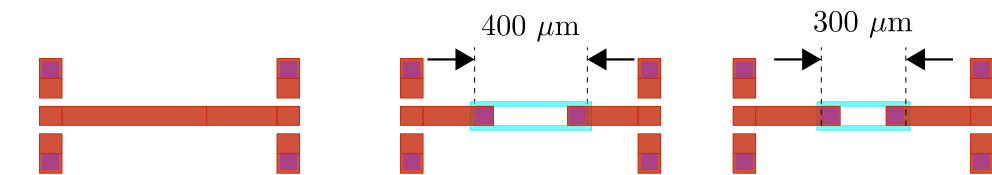
Com base nessas diretrizes, foram construídos três modelos de *crossovers*, com CPWs de  $300\ \mu\text{m}$ ,  $400\ \mu\text{m}$  e  $600\ \mu\text{m}$ , cujos *layouts* são mostrados na Figura 30. Além disso, incluiu-se também linhas com vias fora dos *crossovers* e trechos de *microstrip* sem vias, cujo comportamento é usado como referência de perdas e defasagem, exibidos na mesma figura.

Figura 30 – *Layout* das estruturas de *crossovers* e vias

### Estruturas de *crossovers*



### Estruturas de vias e linhas de referência



Fonte: Elaborado pelo autor

## 3.3 Fabricação e caracterização dos componentes

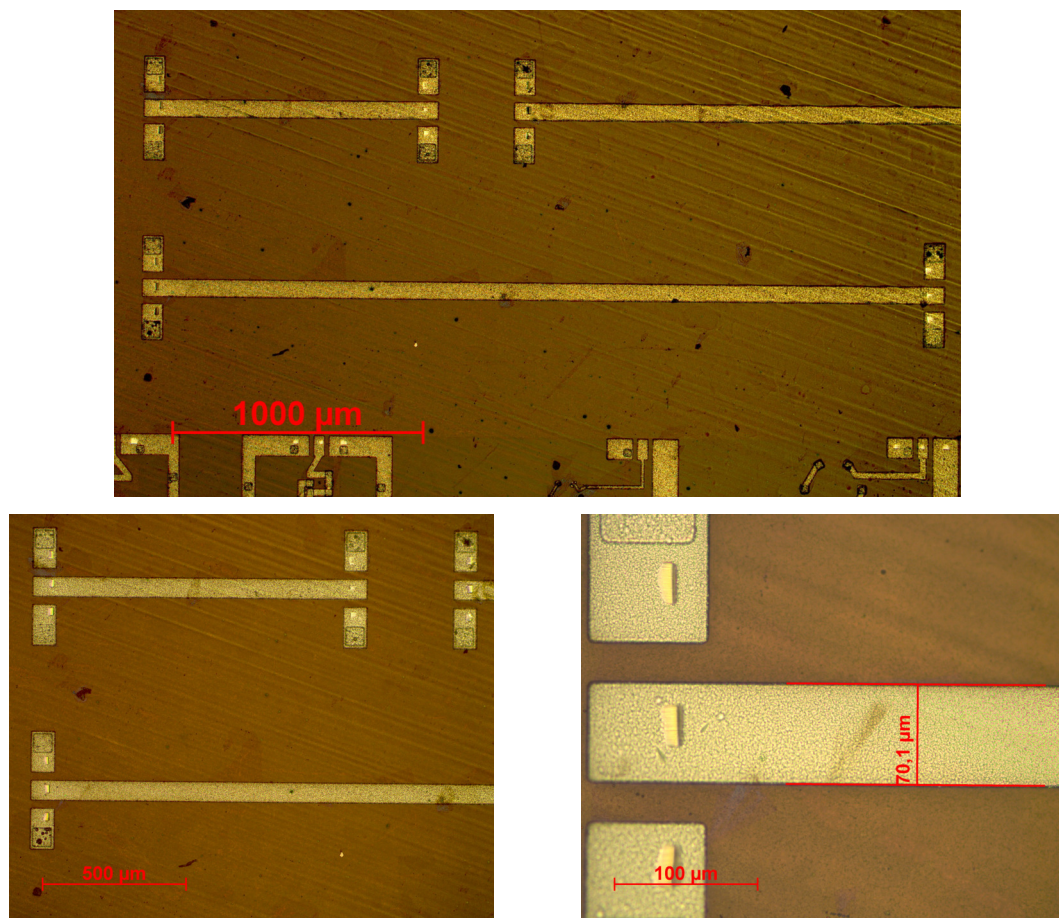
Os componentes projetados, juntamente com diversas estruturas auxiliares para a caracterização do substrato e o *deembedding*, como linhas e *stubs*, foram desenhados e organizados em um *layout* e, então, transferidos para as fotomáscaras. Na sequência, foram fabricadas e caracterizadas amostras conforme a metodologia final descrita no Capítulo 2. Nas subseções a seguir, são compilados, apresentados e discutidos os resultados.

### 3.3.1 Avaliação do *deembedding* e linhas de transmissão

Foram construídas linhas *microstrip* de 1 mm, 2 mm e 3 mm de comprimento e largura fixada em  $67 \mu\text{m}$ , a fim de extrair os parasitas dos *pads* (através do *deembedding* L-2L), avaliar os parâmetros de linha de transmissão e comparar com os modelos analíticos.

A Figura 31 mostra uma seleção de imagens das linhas fabricadas. A largura final ficou em torno  $70,1 \mu\text{m}$ , representando uma diferença de cerca de  $+3 \mu\text{m}$  em relação ao *layout*. Esse *offset* dimensional mostrou-se presente e aproximadamente constante em todas as estruturas da amostra fabricada.

Figura 31 – Imagens capturadas no microscópio óptico das linhas *microstrip*

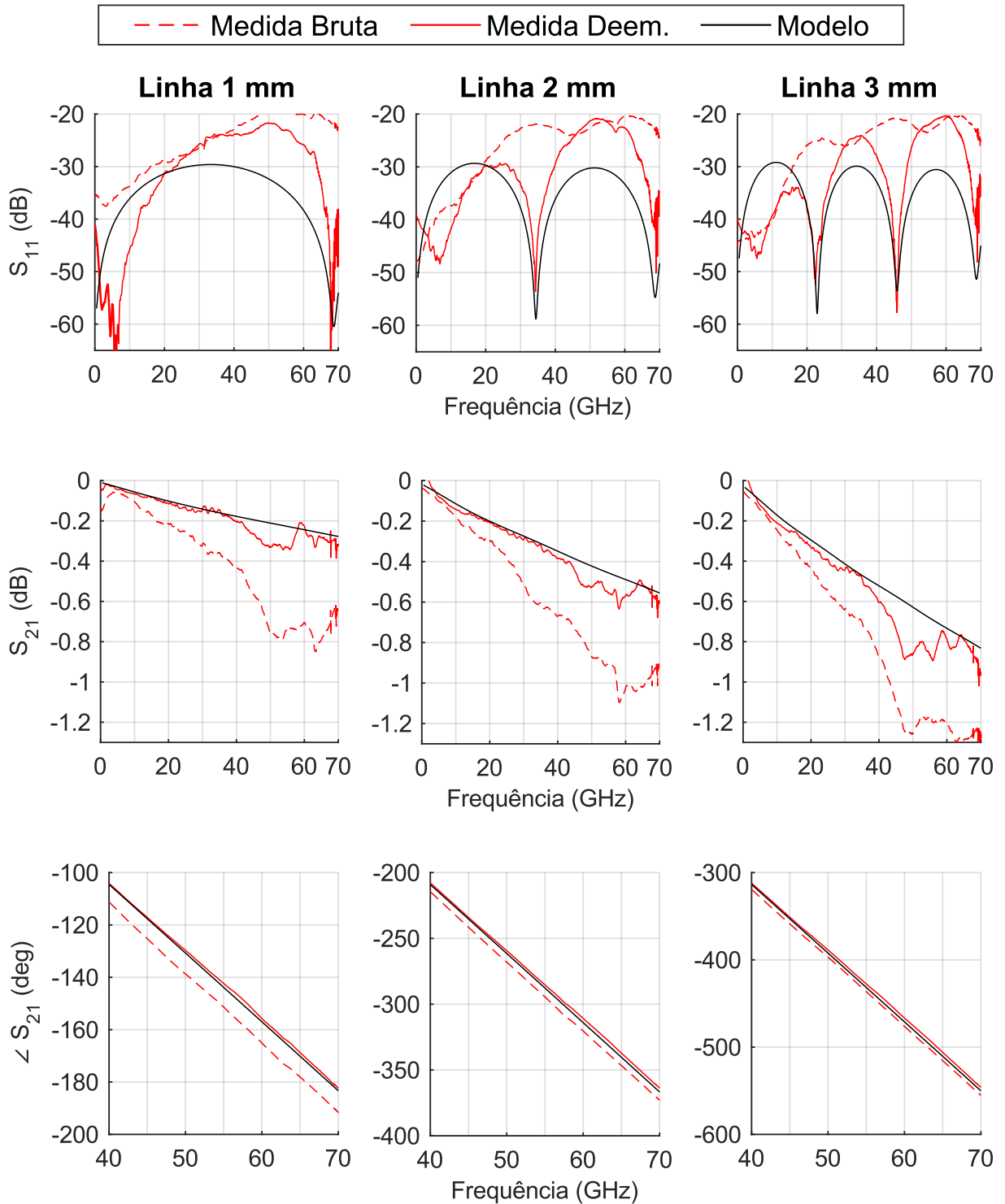


Fonte: Elaborado pelo autor

Com base nas medidas brutas das linhas de 1 mm e 2 mm, extraíram-se os parasitas dos *pads*, os quais foram descontados das medidas subsequentes. Para avaliar o processo de *deembedding*, foram observadas as curvas das perdas de retorno ( $S_{11}$ ), perdas de inserção ( $S_{21}$ ) e fase ( $\angle S_{21}$ ) das medidas com e sem *deembedding* para as linhas de 1 mm, 2 mm e 3 mm e comparadas com modelos analíticos de *microstrips* do ADS. Os modelos foram simulados usando as dimensões reais das linhas (i.e., com o *offset* de fabricação) e considerando um substrato de  $50 \mu\text{m}$  de espessura, constante dielétrica de 6,7, tangente de perdas de 0,015 e metalizações de  $3 \mu\text{m}$ . As curvas são apresentadas na Figura 32.



Figura 32 – Medidas das perdas de retorno ( $S_{11}$ ), perdas de inserção ( $S_{21}$ ) e fase ( $\angle S_{21}$ ) das *microstrips* de 1 mm, 2 mm e 3 mm fabricadas

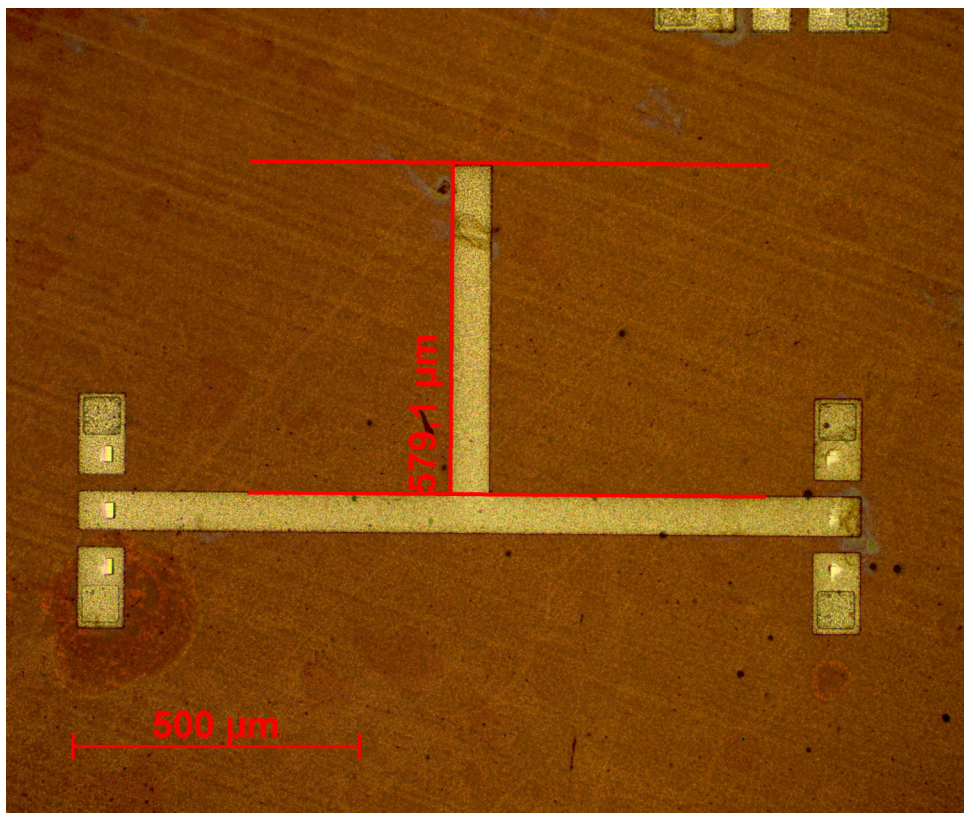


Fonte: Elaborado pelo autor

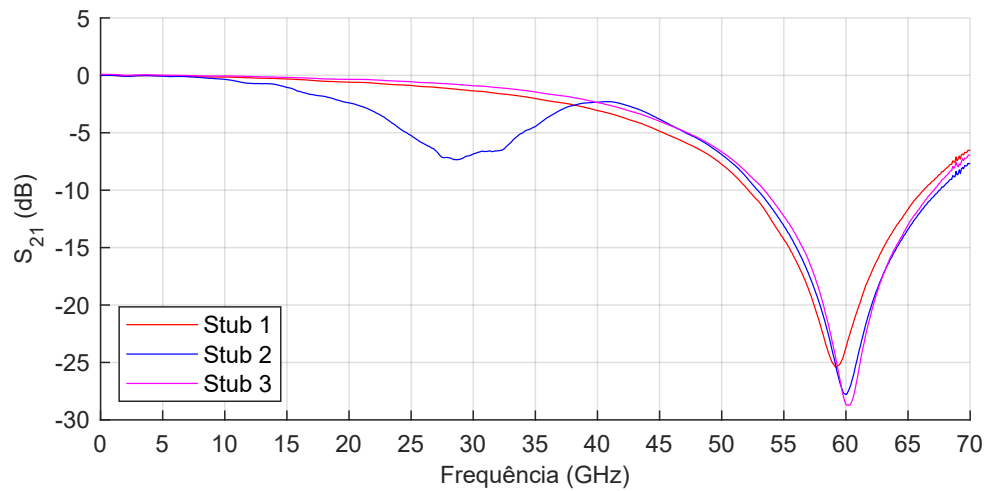
Os gráficos mostram que, para as três linhas analisadas, todas as curvas medidas ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$  e  $\angle S_{21}$ ) se aproximaram do comportamento do modelo analítico após a extração dos parasitas dos *pads*. Embora uma avaliação mais detalhada e sistemática do *deembedding* fuja do escopo desse trabalho, esse resultado fortalece a hipótese de que o procedimento foi capaz de aproximar os dados medidos do comportamento real do DUT, além de reforçar e dar confiança nos parâmetros elétricos de modelagem do substrato MnM.

A fim de corroborar os resultados apresentados e confirmar a validade das constantes dielétrica do substrato e de fase das linhas, incluíram-se *shunt stubs* construídos com um trecho de *microstrip* com comprimento projetado de  $572 \mu\text{m}$ , aproximadamente  $\lambda/4$  em 60 GHz, e terminação em aberto, projetados para ressoar nessa frequência. A Figura 33 exibe uma amostra do *stub* fabricado. Foram incluídos três *stubs* com o mesmo *layout* distribuídos ao longo da área útil do substrato, cujas perdas de inserção  $S_{21}$  são plotadas no gráfico da Figura 34. Apesar de um dos *stubs* ter apresentado uma perda incomum ao redor da frequência de 30 GHz, eventualmente ocasionada por alguma falha na estrutura ou nos *pads* dessa amostra específica, as curvas mostram que os três *stubs* ressoam muito próximos da frequência de 60 GHz, reforçando a validade dos parâmetros de modelagem utilizados.

Figura 33 – Imagem capturada no microscópio óptico do *stub*



Fonte: Elaborado pelo autor

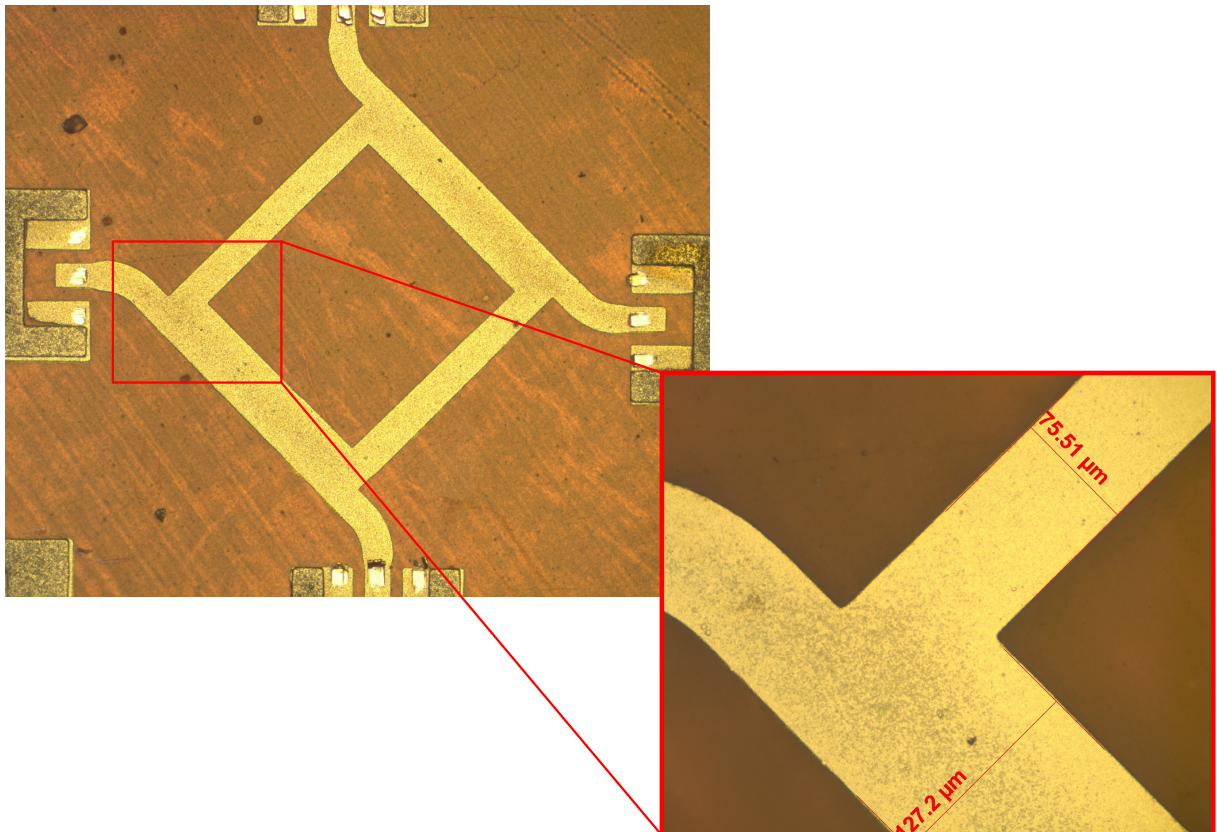
Figura 34 – Medidas das perdas de inserção ( $S_{21}$ ) de três *stubs* fabricados

Fonte: Elaborado pelo autor

### 3.3.2 Fabricação dos acopladores

Os acopladores foram fabricados conforme as dimensões obtidas pelo processo de otimização descrito na [seção 3.1](#). A [Figura 35](#) mostra uma seleção de fotos de uma amostra do acoplador, com destaque para as dimensões finais das linhas de  $50 \Omega$  e  $35,35 \Omega$ , novamente evidenciando o *offset* de fabricação constante.

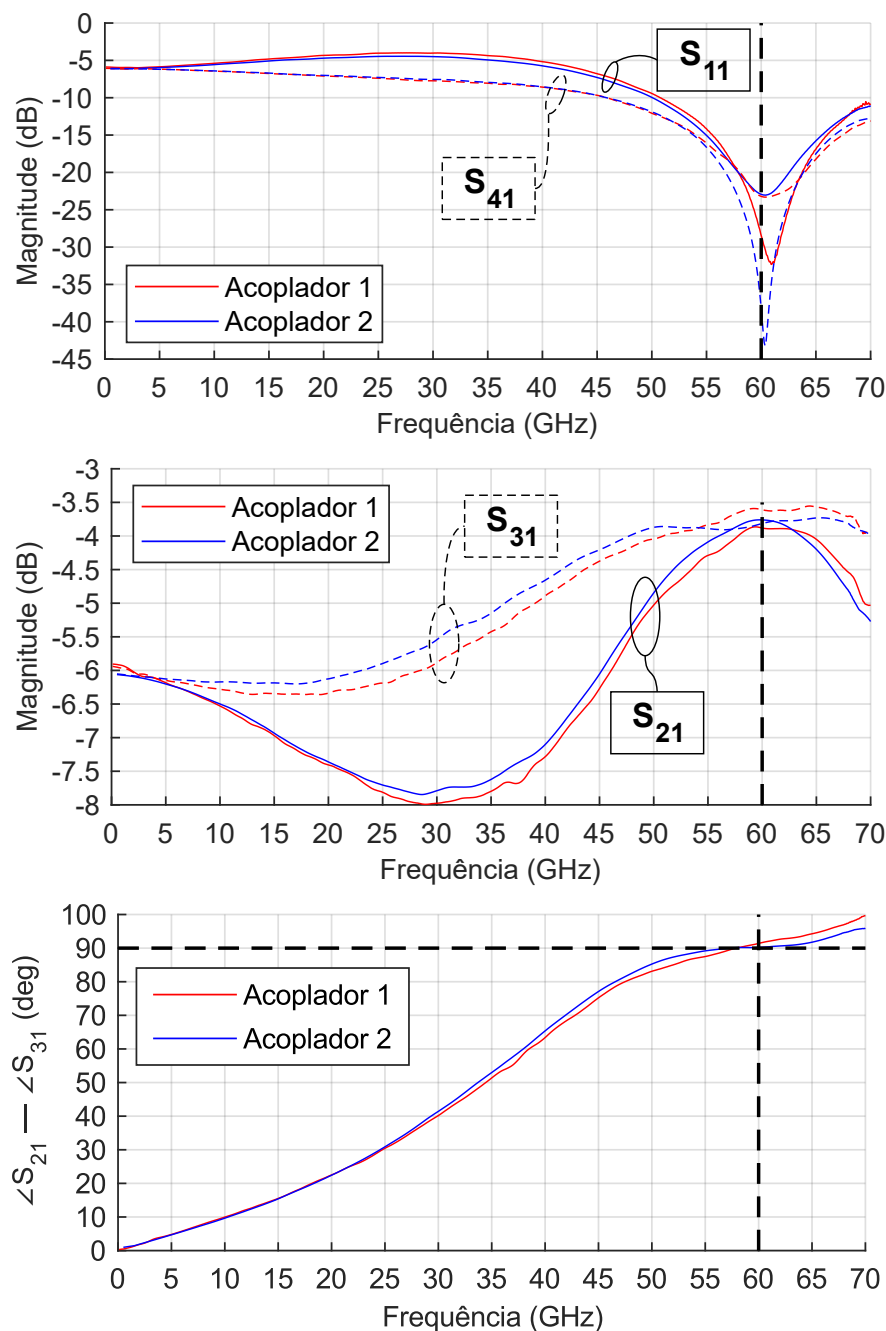
Figura 35 – Imagens capturadas no microscópio óptico do acoplador



Fonte: Elaborado pelo autor

As curvas de resposta do acoplador na [Figura 36](#) exibem as perdas de retorno ( $S_{11}$ ), perdas de inserção ( $S_{21}$  e  $S_{31}$ ), isolamento ( $S_{41}$ ) e diferença de fase das saídas ( $\angle S_{21} - \angle S_{31}$ ) para duas amostras medidas. Na frequência central de 60 GHz, as perdas de inserção das portas 2 e 3 ficaram entre  $-3,6$  dB e  $-3,9$  dB, representando um desbalanço menor que  $0,3$  dB. Ambas as perdas de retorno e isolamento ficaram abaixo de  $-15$  dB e  $-20$  dB para bandas de cerca de, respectivamente, 10 GHz e 5 GHz de largura. Ainda na frequência de 60 GHz, a diferença de fase entre as saídas foi de  $90,8^\circ$  na média, ficando dentro do intervalo de  $90 \pm 3^\circ$  para a banda de 54 GHz a 63 GHz.

Figura 36 – Medidas das perdas de retorno ( $S_{11}$ ), perdas de inserção ( $S_{21}$  e  $S_{31}$ ), isolamento ( $S_{41}$ ) e diferença de fase das saídas ( $\angle S_{21} - \angle S_{31}$ ) de dois acopladores fabricados



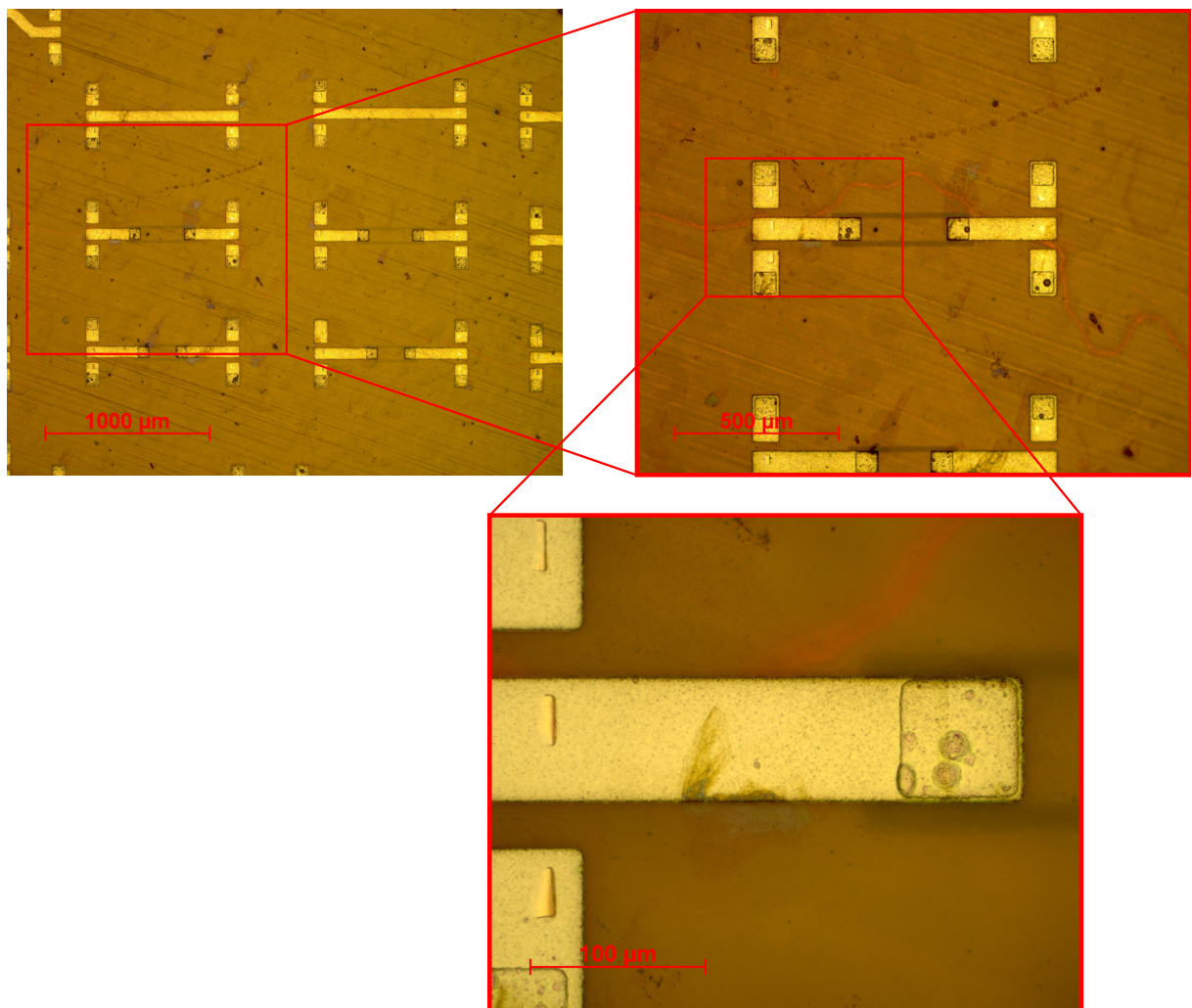
Fonte: Elaborado pelo autor

Apesar dos acopladores terem sido projetados desprezando a tangente de perdas do substrato e com malha menos refinada para acelerar as simulações FEM, o que altera o cálculo da constante de propagação das linhas, o *layout* proposto foi capaz de produzir dispositivos com desempenho satisfatório. Mesmo as variações dimensionais resultantes do processo de fabricação não apresentaram degradação expressiva da resposta do acoplador, cujas potências de saída ficaram razoavelmente balanceadas e em quadratura, além das baixas perdas de retorno e boa isolamento na banda de interesse.

### 3.3.3 Fabricação das vias e *crossovers*

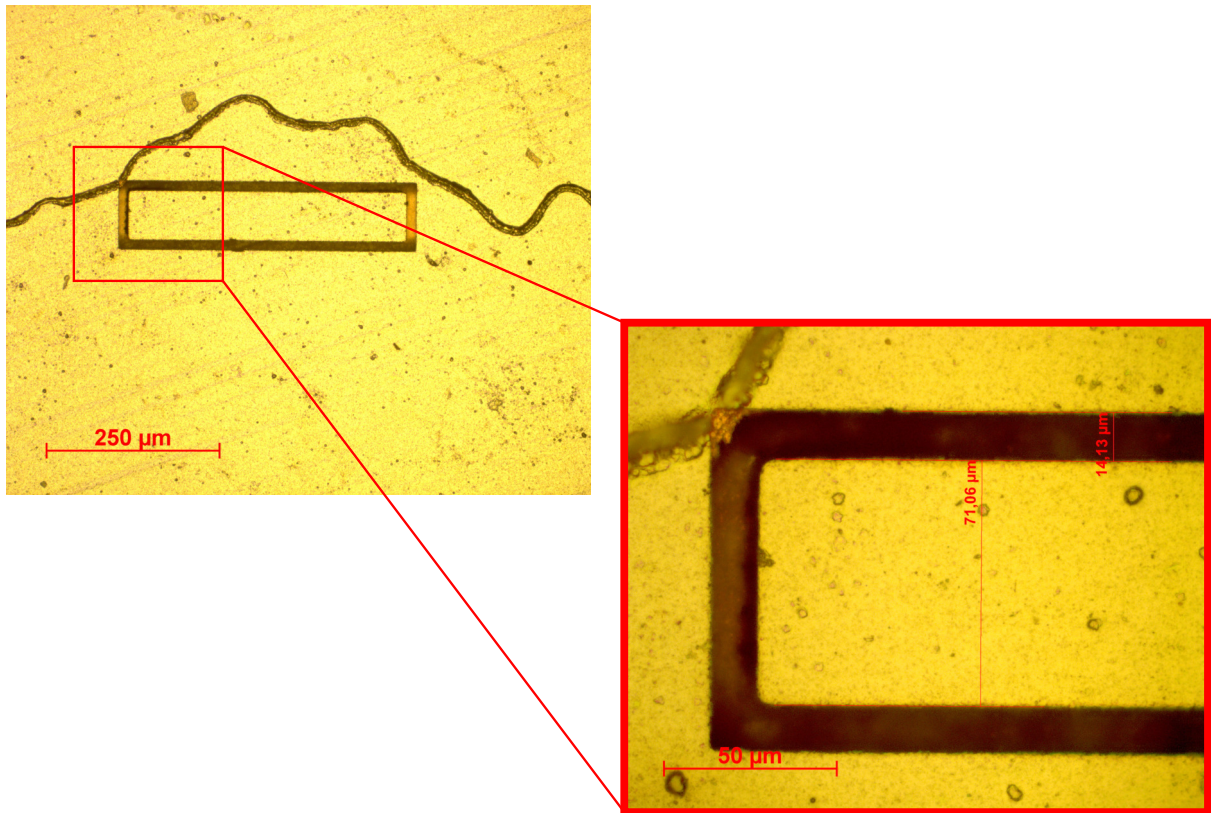
Foram construídas vias, *crossovers* e linhas de referência, conforme os *layouts* descritos na [seção 3.2](#). As primeiras estruturas analisadas foram as vias, cujas amostras fabricadas são exibidas nas Figuras 37 e 38, com destaque para as regiões de interconexão entre os níveis de metalização e a CPW nas costas da amostra.

Figura 37 – Imagens capturadas no microscópio óptico das estruturas de teste das vias (vista do topo da amostra)



Fonte: Elaborado pelo autor

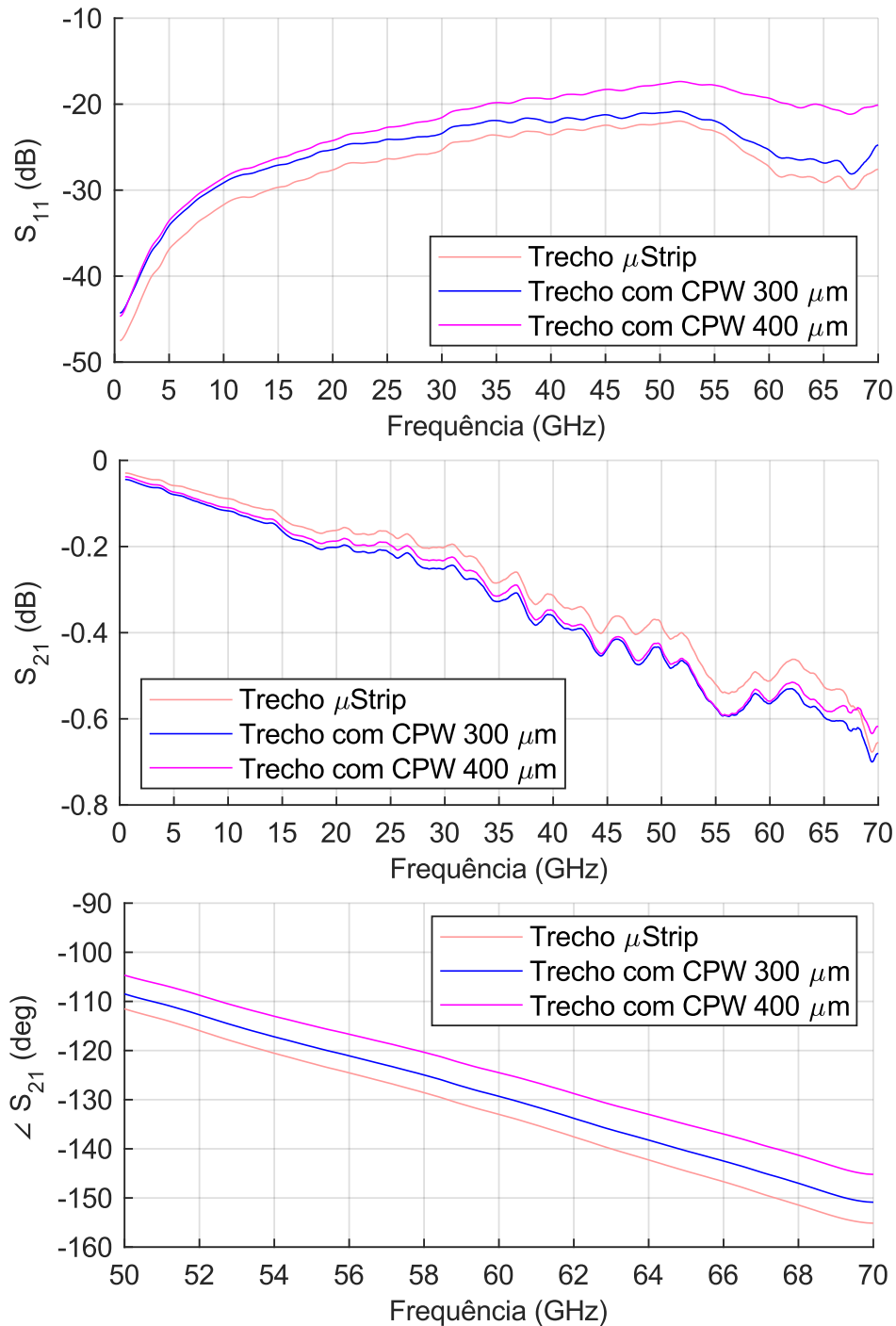
Figura 38 – Imagens capturadas no microscópio óptico das estruturas de teste das vias (vista das costas da amostra)



Fonte: Elaborado pelo autor

As curvas das perdas de retorno ( $S_{11}$ ) e inserção ( $S_{21}$ ) das estruturas com o par de vias e CPWs de 300 µm e 400 µm são exibidas juntamente com o comportamento da linha de referência na [Figura 39](#). Os resultados mostram que o desvio do sinal da *microstrip* para a CPW na metalização inferior teve pouco impacto nas perdas de inserção, apresentando diferenças menores que 0,1 dB para a frequência de 60 GHz em relação ao  $|S_{21}|$  medido na *microstrip* de referência. Observando as curvas de fase, no entanto, nota-se uma diferença mais evidente. Apesar das dimensões das *microstrips* e CPWs serem tais que as impedâncias estejam muito próximas de 50 Ω, as constantes de propagação serão diferentes. Por isso, quanto maior for o trecho de CPW, mais as curvas das estruturas com vias se afastarão do comportamento da *microstrip* de referência. Esse efeito pode ser observado no gráfico de fase, onde as estruturas com vias e CPWs de 300 µm e 400 µm exibem uma diferença de, respectivamente, 4,8° e 8,5° em relação à linha de referência.

Figura 39 – Medidas das perdas de retorno ( $S_{11}$ ), perdas de inserção ( $S_{21}$ ) e fase ( $\angle S_{21}$ ) das estruturas de vias com CPW de 300  $\mu\text{m}$  e 400  $\mu\text{m}$  e *microstrip* de referência fabricadas

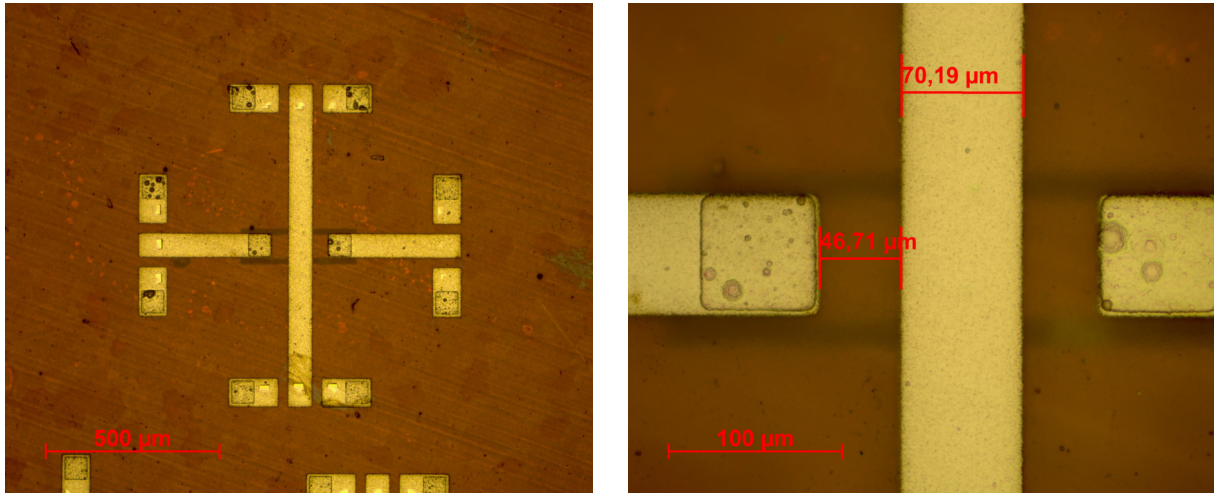


Fonte: Elaborado pelo autor

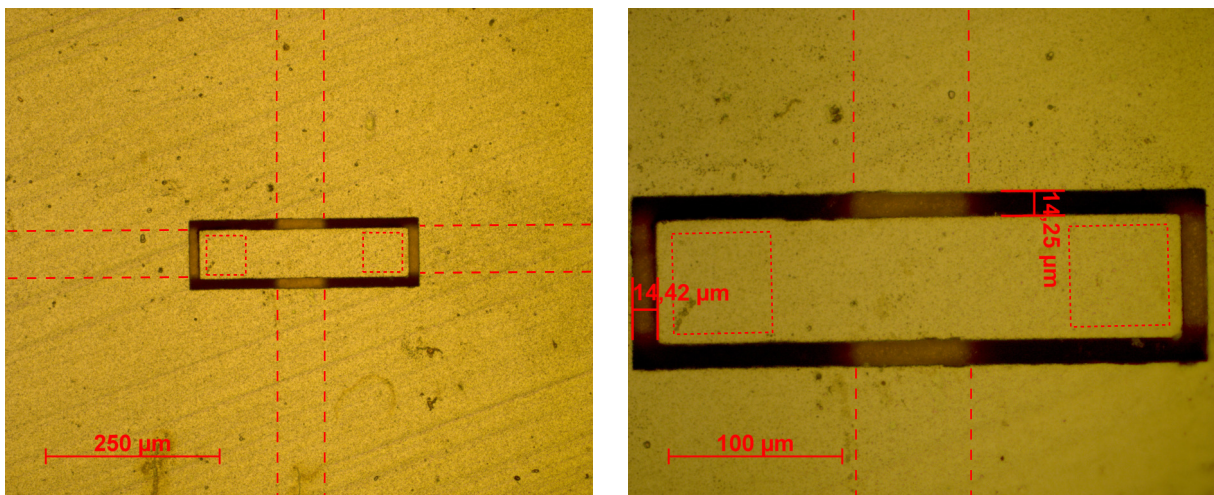
Utilizando as estruturas de vias e CPW nas costas do substrato para transvio do sinal, foram construídos *crossovers* com CPWs de 300  $\mu\text{m}$ , 400  $\mu\text{m}$  e 600  $\mu\text{m}$ . A Figura 40 exibe uma amostra de um *crossover* com CPW de 300  $\mu\text{m}$  fabricado, com destaque para a região de cruzamento da *microstrip* e a CPW nos planos de metalização superior e inferior, conforme projeto mostrado na seção 3.2.

Figura 40 – Imagens capturadas no microscópio óptico de uma amostra do *crossover*, construído com a estrutura de vias e CPW de 300  $\mu\text{m}$  (vista do topo da amostra)

#### Vista do topo



#### Vista das costas

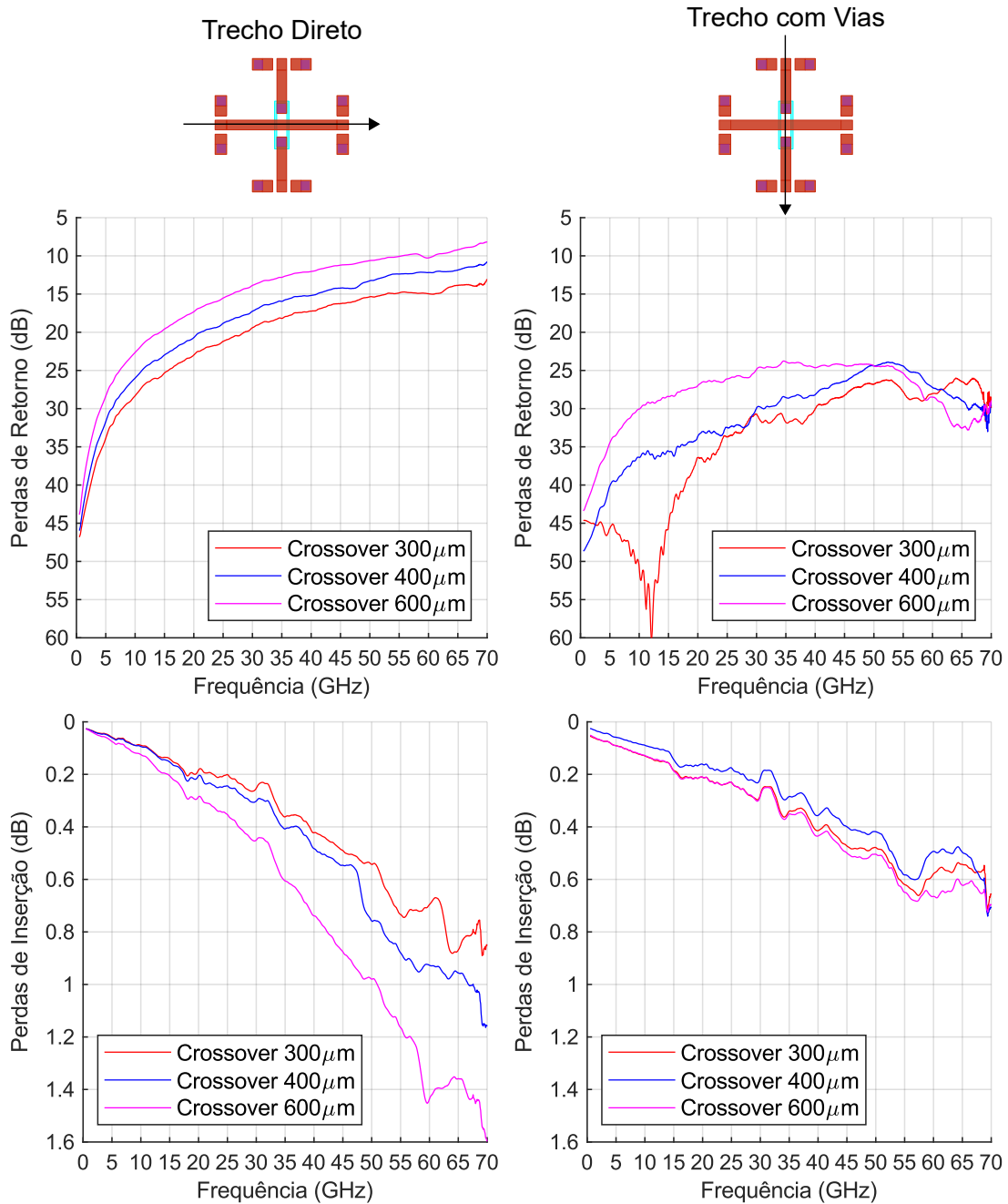


Fonte: Elaborado pelo autor

A caracterização dos *crossovers* fabricados é exibida na Figura 41. Nela, plotam-se as perdas de retorno, perdas de inserção e fase dos trechos direto e com vias (i.e., com transvio de sinal usando a CPW nas costas da amostra). As curvas mostram que, em 60 GHz, o trecho com vias apresentou perdas de retorno melhores que 25 dB e perdas de inserção entre 0,5 dB e 0,7 dB, para as três construções propostas. O trecho direto, no entanto, exibiu perdas mais elevadas e maior descasamento, além de uma notável degradação do desempenho à medida que o tamanho da CPW aumenta. No melhor caso, para o *crossover* com CPW de 300  $\mu\text{m}$ , as perdas de retorno e inserção ficaram em 15,0 dB e 0,7 dB, respectivamente, em 60 GHz. Nessa mesma frequência, as perdas de inserção do *crossover* com CPW de 600  $\mu\text{m}$  ultrapassaram o valor de 1,4 dB e as perdas de retorno ficaram em torno de 10,2 dB.



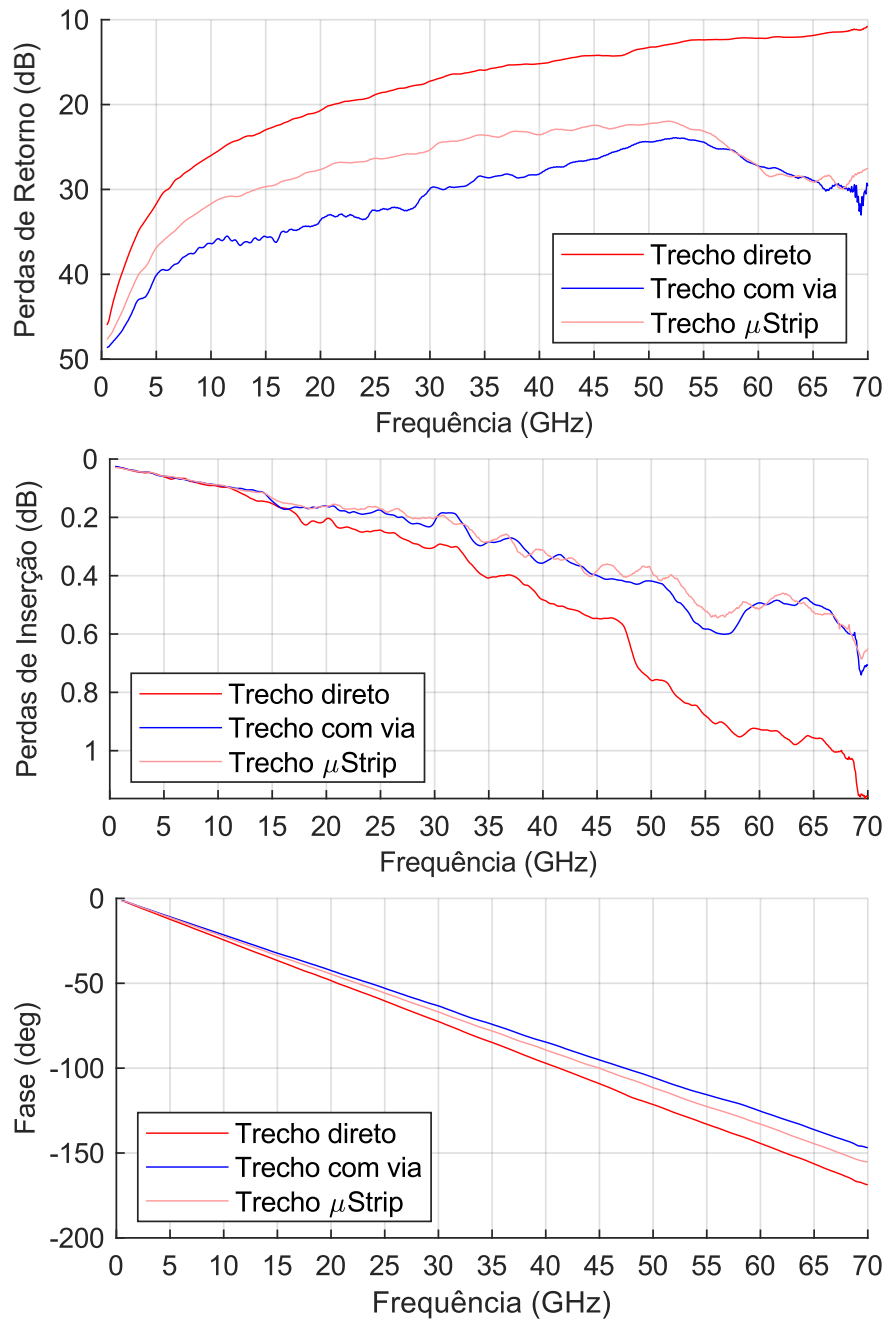
Figura 41 – Medidas das perdas de retorno e inserção dos *crossovers* de 300  $\mu\text{m}$ , 400  $\mu\text{m}$  e 600  $\mu\text{m}$  fabricados



Fonte: Elaborado pelo autor

A fim de avaliar o impacto da inserção do *crossover* na Matriz de Butler, plota-se na Figura 42 uma comparação das perdas de retorno, perdas de inserção e fase do *crossover* com CPW de 400  $\mu\text{m}$  e uma linha *microstrip* de referência com o mesmo comprimento. As curvas mostram que o trecho com vias, assim como já constatado na análise dessa estrutura fora do *crossover*, possui perdas de inserção e retorno similares às da *microstrip* de referência. As diferenças mais expressivas são vistas nas curvas do trecho direto, que em 60 GHz apresenta uma perda de inserção de 0,4 dB a mais que a *microstrip*, além de perdas de retorno piores que 15 dB nessa frequência.

Figura 42 – Comparação das perdas de retorno, perdas de inserção e fase do *crossover* de 400  $\mu\text{m}$  e de uma linha de referência fabricados

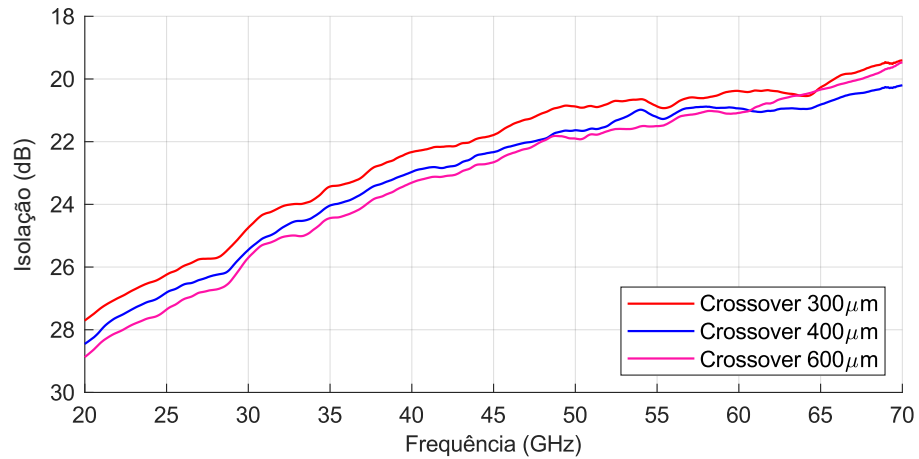


Fonte: Elaborado pelo autor

Outro aspecto relevante para avaliação dos *crossovers* é a isolamento entre as linhas (*crosstalk*), isto é, o cruzamento de sinais entre os trechos direto e com as vias. Apesar de estarem eletricamente isolados, existe um acoplamento capacitivo entre os dois trechos, permitindo um vazamento do sinal, o qual aumenta progressivamente com a frequência. Esse efeito pode ser notado nas curvas apresentadas na [Figura 43](#), onde são plotados os *crosstalks* dos três modelos de *crossovers* fabricados. O gráfico mostra que, apesar do cruzamento de sinais aumentar para frequências mais elevadas, o nível de isolamento ficou

acima de 20 dB para todos os *crossovers* na frequência de 60 GHz. Notadamente, há uma discreta elevação no cruzamento do sinal à medida que estrutura do *crossover* é mais compacta. No entanto, mesmo para o *crossover* com a CPW de 300  $\mu\text{m}$ , que é o modelo mais compacto fabricado, os níveis de *crosstalk* são aceitáveis para a aplicação na Matriz de Butler.

Figura 43 – Comparação do nível de *crosstalk* entre os trechos isolados dos *crossovers* fabricados



Fonte: Elaborado pelo autor

## 4 PROJETO E FABRICAÇÃO DA MATRIZ DE BUTLER

Utilizando as metodologias desenvolvidas e resultados apresentados nos capítulos anteriores, propôs-se a fabricação usando a tecnologia MnM de um primeiro protótipo da Matriz de Butler  $4 \times 4$  completa, com base no circuito sintetizado na [seção 1.3, Figura 8](#), acoplada a um *array* linear de quatro antenas *patch* e, com isso, poder observar a capacidade da Matriz em alterar a direção do feixe irradiado em função da porta de entrada na qual é inserida a potência.

Foram usados como ferramenta de projeto e avaliação de desempenho da Matriz os dados de caracterização dos componentes, apresentados no [Capítulo 3](#), e o software de simulação numérica Momentum do ADS, o qual utiliza uma implementação do Método dos Momentos (MoM, *Method of Moments*) para discretizar o domínio e resolver as equações de Maxwell.

Inicialmente, foram construídos modelos individuais no Momentum dos principais blocos da Matriz, a fim de avaliar a acurácia das simulações, tomando como referências as medidas. Os blocos, então, foram usados para montar a Matriz de Butler  $4 \times 4$ , conforme o esquemático sintetizado. As perdas de inserção e os esquemas de fase do *layout* final foram avaliados usando as simulações em MoM e os dados caracterizados dos blocos.

Por fim, foi fabricado e caracterizado o primeiro protótipo da Matriz de Butler  $4 \times 4$  na tecnologia MnM conectada ao *array* linear de antenas *patch*. Levantaram-se os diagramas de radiação para cada uma das quatro entradas da Matriz, a fim de avaliar a capacidade da Matriz em manipular a direção da frente de onda resultante.

As seções a seguir apresentam e descrevem as etapas de modelagem, projeto, fabricação e caracterização da Matriz de Butler.

### 4.1 Validação dos modelos em MoM dos blocos da Matriz

Para avaliar a acurácia das estruturas simuladas usando o Método dos Momentos, foram montados modelos individuais do acoplador híbrido, *stub* e *crossover* no pacote Momentum do ADS e comparados os resultados de simulação com os dados caracterizados.

Todos os modelos foram simulados no intervalo de frequência de 0 GHz a 70 GHz. A discretização do domínio foi feita usando uma malha com densidade de 200 células por unidade de comprimento de onda na maior frequência do intervalo de varredura (70 GHz).

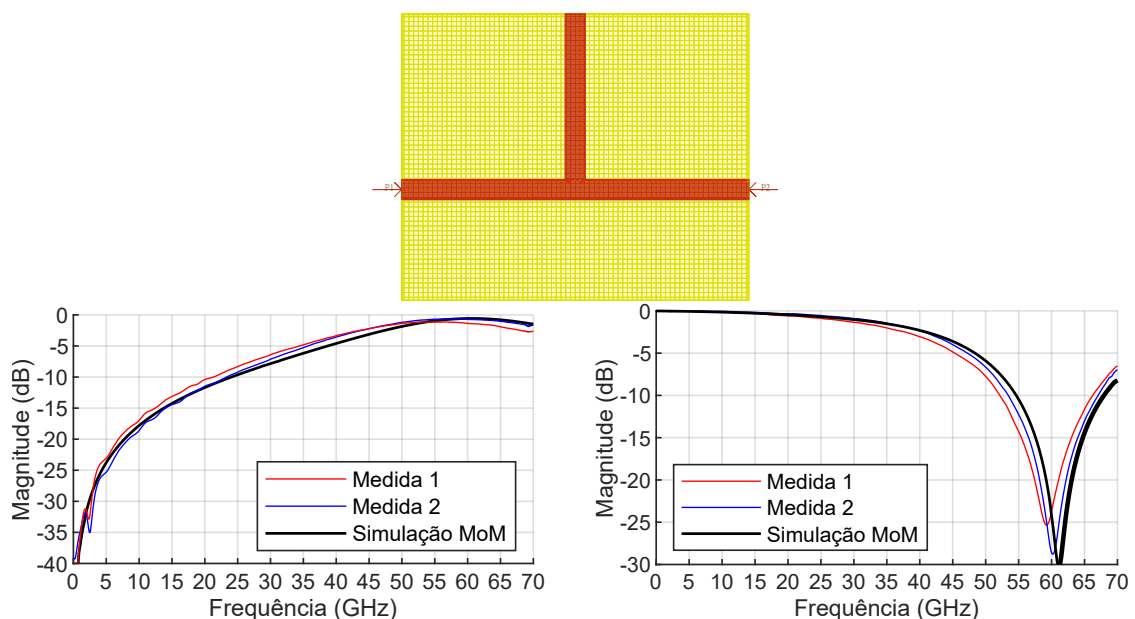
Levando em conta os recursos computacionais disponíveis, as metalizações superior e inferior foram modeladas como condutores planares bidimensionais, com resistência de folha equivalente a uma camada de cobre ( $\sigma_{\text{Cobre}} = 4,8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ) com espessura de  $3 \mu\text{m}$ . As bordas das estruturas de metalização foram refinadas com elementos cuja largura é um quinto do tamanho das células-padrão da malha, a fim de capturar com maior

precisão as correntes que circulam próximas às bordas das linhas de transmissão. Já as vias foram modeladas usando o recurso *lumped via* do Momentum, no qual as estruturas de interconexão são substituídas por circuitos LC-série equivalentes, que interligam os elementos de malha das camadas de metalização superior e inferior.

Nos gráficos das Figuras 44, 45 e 46 são plotados os principais parâmetros S dos componentes, respectivamente, *stub*, acoplador híbrido e *crossover*, obtidos pela simulação em MoM e pela caracterização de amostras fabricadas seguindo a metodologia final desenvolvida. Para todos os casos, as estimativas de perdas de inserção foram razoáveis e acompanharam as curvas dos dispositivos medidos para o intervalo de frequência simulado. A estratégia de modelagem da membrana MnM como um substrato dielétrico maciço também se provou eficaz para a predição da impedância e comprimento elétrico das linhas, podendo-se constatar pela proximidade das curvas medidas e simuladas de perdas de retorno das estruturas e pontos de ressonância do acoplador e *stub*.

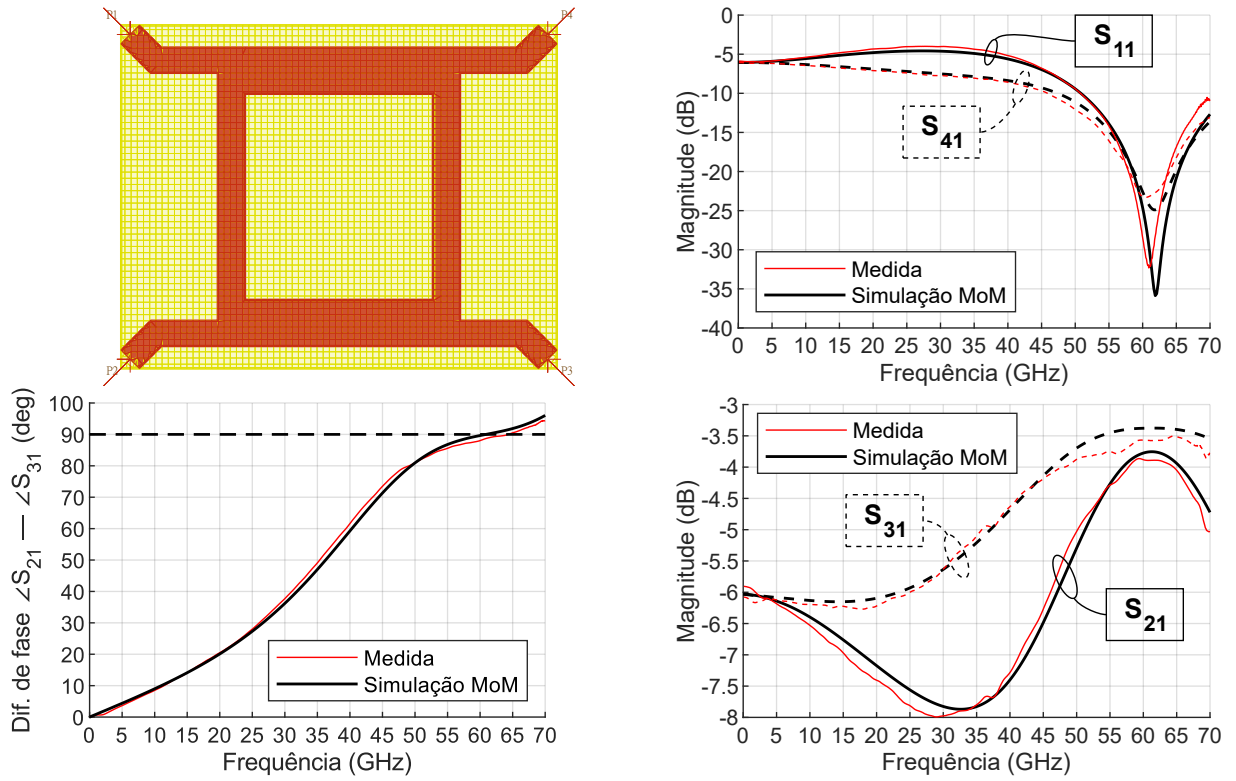
Especificamente para o *crossover*, apesar das curvas simuladas seguirem as tendências observadas nas medidas, os valores de retorno e defasagem exibiram diferenças não desprezíveis entre simulação e dados caracterizados. Por exemplo, a perda de retorno do sinal em 60 GHz que passa pela linha transviada com vias foi estimada em 20,2 dB, enquanto os valores medidos ficaram entre 22 dB e 27 dB. Para avaliar a capacidade de previsão de defasagem do modelo, plotou-se a diferença de fase entre os trechos transviado com vias e direto (Figura 46), podendo verificar um erro em 60 GHz de até 4° em relação às medidas. Isso ocorre devido ao desafio de modelar a estrutura e todos os efeitos eletromagnéticos das vias formadas por nanofios metálicos da tecnologia MnM. Essas variações deverão ser levadas em conta na avaliação dos resultados de uma Matriz de Butler completa simulada usando o Método dos Momentos.

Figura 44 – Comparação entre o *stub* medido e o modelo MoM



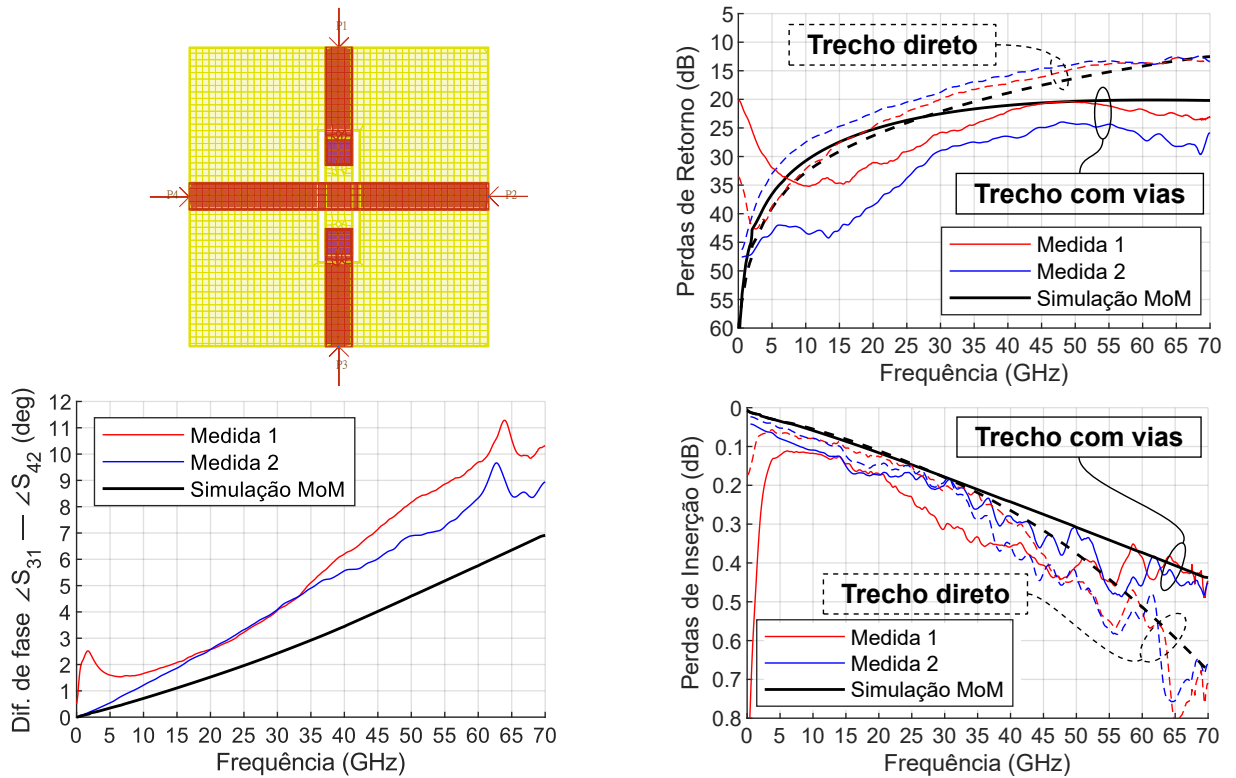
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 45 – Comparação entre o acoplador híbrido medido e o modelo MoM



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 46 – Comparação entre o crossover medido e o modelo MoM

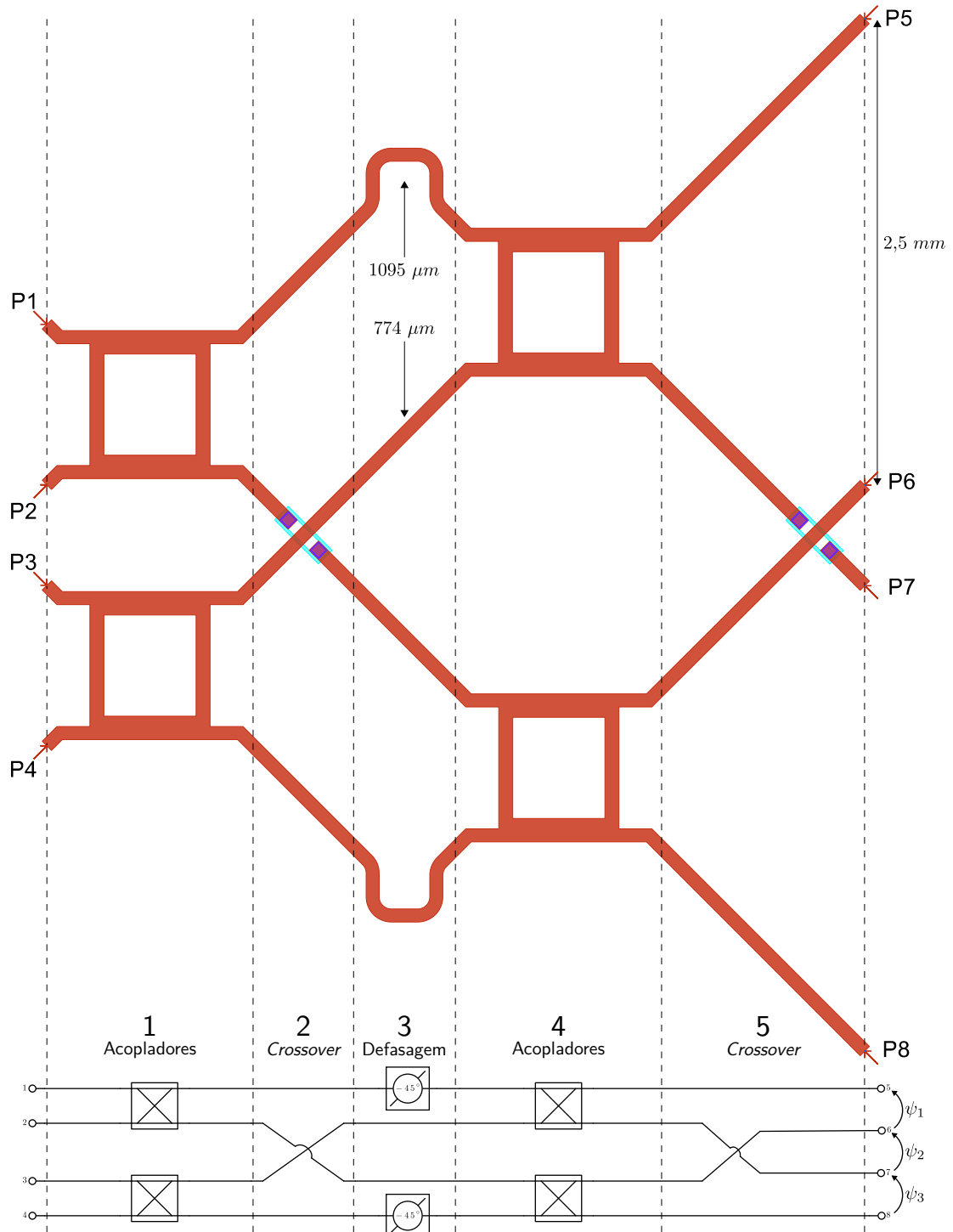


Fonte: Elaborado pelo autor

## 4.2 Projeto e simulação da Matriz de Butler 4 × 4

Com base no esquemático sintetizado na seção 1.3, Figura 8, montou-se o *layout* da Matriz de Butler 4 × 4, mostrado na Figura 47, projetada para operar na frequência de 60 GHz e alimentar uma matriz linear de quatro antenas *patch* espaçadas entre si a uma distância de  $2,5\text{ mm} \approx \lambda/2$ .

Figura 47 – *Layout* do projeto da Matriz de Butler 4 × 4



Fonte: Elaborado pelo autor

O *layout* foi dividido em cinco estágios, para todos os quais foram usados os blocos previamente projetados e caracterizados, com exceção do defasador de  $-45^\circ$ , que foi projetado de acordo com o espaço disponível entre os estágios 2 e 4.

Para o posicionamento dos blocos, fixaram-se os acopladores híbridos tal que os cruzamentos de linhas ocorressem sempre de forma ortogonal, a fim de compatibilizar com o desenho do *crossover* já caracterizado. Também, adotou-se como regra manter iguais as distâncias entre as saídas dos acopladores do estágio 4 e as antenas, de forma a evitar a geração de diferenças de fase indesejadas.

Feitos o posicionamento e as interconexões dos acopladores e *crossovers*, projetou-se o defasador de  $-45^\circ$  do estágio 3, tomando como referência de fase as linhas retas de  $774 \mu\text{m}$  que ligam o *crossover* do estágio 2 aos acopladores do estágio 4. Para isso, foi simulado em MoM um trecho curvo de *microstrip* capaz de atrasar o sinal em  $45^\circ$  a mais que a linha de  $774 \mu\text{m}$ . Para tal defasagem e considerando um raio de curvatura dos cantos de  $100 \mu\text{m}$ , chegou-se no trecho curvo de  $1095 \mu\text{m}$  de comprimento.

A fim de obter uma primeira previsão do comportamento da Matriz de Butler  $4 \times 4$  montada, analisou-se em paralelo os resultados obtidos através da simulação pelo Método dos Momentos, usando os mesmos parâmetros de modelagem listados na [seção 4.1](#), e da simulação em ambiente SPICE usando os dados caracterizados dos acopladores, *crossovers* e linhas de transmissão. Essa estratégia justifica-se pelo fato de que, por um lado, as simulações usando o Método dos Momentos representam um primeiro exercício de modelagem, o qual ainda não captura todos os efeitos com acurácia, como, por exemplo, a potência refletida e a diferença de fase entre os trechos do *crossover*, o que pode impactar na previsão do desempenho da Matriz de Butler. Por outro lado, o número de amostras e dispositivos medidos ainda não é suficiente para formar uma base estatística sólida para caracterizar os blocos, levando em conta especialmente as possíveis variações no processo de fabricação, de forma que os resultados da simulação SPICE podem incluir erros e variações pontuais das amostras fabricadas.

As Tabelas 3, 4 e 5 compilam os principais resultados obtidos em 60 GHz pelas simulações através do Método dos Momentos e dos dados caracterizados de duas amostras, as mesmas medidas utilizadas na validação da modelagem apresentada na [seção 4.1](#). São apresentadas, em função da porta de entrada  $n$ , as perdas de inserção nas quatro portas de saída da Matriz de Butler (portas 5 a 8). Levando em conta que o modelo ideal prevê uma distribuição homogênea da potência entre as saídas, calcula-se o valor médio e o desvio padrão das perdas de inserção, a fim de avaliar tal balanceamento para cada entrada da Matriz. Além disso, as tabelas mostram as diferenças de fase  $\psi_n$  para cada par de saídas consecutivas, comparando-as com os valores previstos para uma Matriz de Butler  $4 \times 4$  ideal e registrando o erro máximo, novamente em função de cada entrada.



Tabela 3 – Perdas de inserção e diferenças de fase  $\psi$  das saídas da Matriz simulada em MoM, em função da porta  $n$  de entrada do sinal

$n$	Perdas de inserção (dB)					Esquema de fase				
	$S_{5n}$	$S_{6n}$	$S_{7n}$	$S_{8n}$	$\bar{S} \pm \sigma$	$\psi_{ideal}$	$\angle S_{6n} - \angle S_{5n}$	$\angle S_{7n} - \angle S_{6n}$	$\angle S_{8n} - \angle S_{7n}$	$ erro _{max}$
1	-7,6	-7,4	-9,5	-7,9	$-8,02 \pm 0,39$	$-45^\circ$	$-43,8^\circ$	$-30,5^\circ$	$-57,6^\circ$	$14,5^\circ$
2	-8,6	-9,2	-6,6	-8,0	$-8,09 \pm 1,19$	$135^\circ$	$114,9^\circ$	$141,4^\circ$	$144,5^\circ$	$20,1^\circ$
3	-7,9	-6,8	-9,2	-8,6	$-8,20 \pm 1,40$	$-135^\circ$	$-143,5^\circ$	$-134,2^\circ$	$-112,6^\circ$	$22,4^\circ$
4	-8,0	-9,0	-7,4	-7,7	$-8,06 \pm 0,40$	$45^\circ$	$57,6^\circ$	$38,4^\circ$	$42,7^\circ$	$12,6^\circ$

Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 4 – Perdas de inserção e diferenças de fase  $\psi$  das saídas da Matriz simulada usando os parâmetros S medidos da Amostra 1, em função da porta  $n$  de entrada do sinal

$n$	Perdas de inserção (dB)					Esquema de fase				
	$S_{5n}$	$S_{6n}$	$S_{7n}$	$S_{8n}$	$\bar{S} \pm \sigma$	$\psi_{ideal}$	$\angle S_{6n} - \angle S_{5n}$	$\angle S_{7n} - \angle S_{6n}$	$\angle S_{8n} - \angle S_{7n}$	$ erro _{max}$
1	-8,6	-8,6	-8,5	-8,1	$-8,25 \pm 0,24$	$-45^\circ$	$-51,2^\circ$	$-35,7^\circ$	$-46,4^\circ$	$13,2^\circ$
2	-8,2	-8,9	-7,9	-8,5	$-8,53 \pm 0,31$	$135^\circ$	$121,5^\circ$	$146,4^\circ$	$132,2^\circ$	$13,5^\circ$
3	-8,4	-8,3	-8,8	-8,1	$-8,47 \pm 0,39$	$-135^\circ$	$-138,6^\circ$	$-135,4^\circ$	$-125,4^\circ$	$9,6^\circ$
4	-8,0	-8,3	-8,6	-8,1	$-8,25 \pm 0,17$	$45^\circ$	$41,3^\circ$	$46,3^\circ$	$53,6^\circ$	$8,6^\circ$

Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 5 – Perdas de inserção e diferenças de fase  $\psi$  das saídas da Matriz simulada usando os parâmetros S medidos da Amostra 2, em função da porta  $n$  de entrada do sinal

$n$	Perdas de inserção (dB)					Esquema de fase				
	$S_{5n}$	$S_{6n}$	$S_{7n}$	$S_{8n}$	$\bar{S} \pm \sigma$	$\psi_{ideal}$	$\angle S_{6n} - \angle S_{5n}$	$\angle S_{7n} - \angle S_{6n}$	$\angle S_{8n} - \angle S_{7n}$	$ erro _{max}$
1	-8,7	-8,6	-8,8	-8,9	$-8,89 \pm 0,10$	$-45^\circ$	$-45,0^\circ$	$-41,3^\circ$	$-44,8^\circ$	$3,7^\circ$
2	-8,9	-8,5	-8,8	-8,7	$-8,78 \pm 0,20$	$135^\circ$	$134,0^\circ$	$140,0^\circ$	$134,5^\circ$	$5,0^\circ$
3	-8,7	-9,0	-8,5	-8,8	$-8,77 \pm 0,13$	$-135^\circ$	$-136,9^\circ$	$-130,6^\circ$	$-136,1^\circ$	$4,4^\circ$
4	-8,8	-8,7	-8,6	-8,5	$-8,81 \pm 0,14$	$45^\circ$	$42,1^\circ$	$51,6^\circ$	$42,3^\circ$	$6,6^\circ$

Fonte: Elaborado pelo autor

Observando os valores das perdas de inserção nas portas de saída, ambos os métodos de simulação indicaram que o *layout* proposto é capaz de dividir a potência de entrada entre as quatro portas de saídas com tolerância aceitável. Para a simulação em MoM, a potência média das saídas ficou entre  $-8,02$  dB e  $-8,20$  dB, enquanto que as simulações usando os dados de caracterização indicam que os valores médios das saídas estarão no intervalo de  $-8,3$  dB e  $-8,8$  dB, considerando o conjunto de resultados das duas amostras.

Analisando o desvio padrão das perdas de inserção para cada entrada da Matriz, os resultados obtidos com base nas medidas ficaram, nos piores casos, em  $\pm 0,39$  dB e  $\pm 0,20$  dB, o que mostra uma baixa variação e, portanto, um balanceamento aceitável entre as potências de saída. A simulação em MoM, no entanto, prevê um desempenho inferior nesse quesito, indicando um desvio de até  $\pm 1,40$  dB.

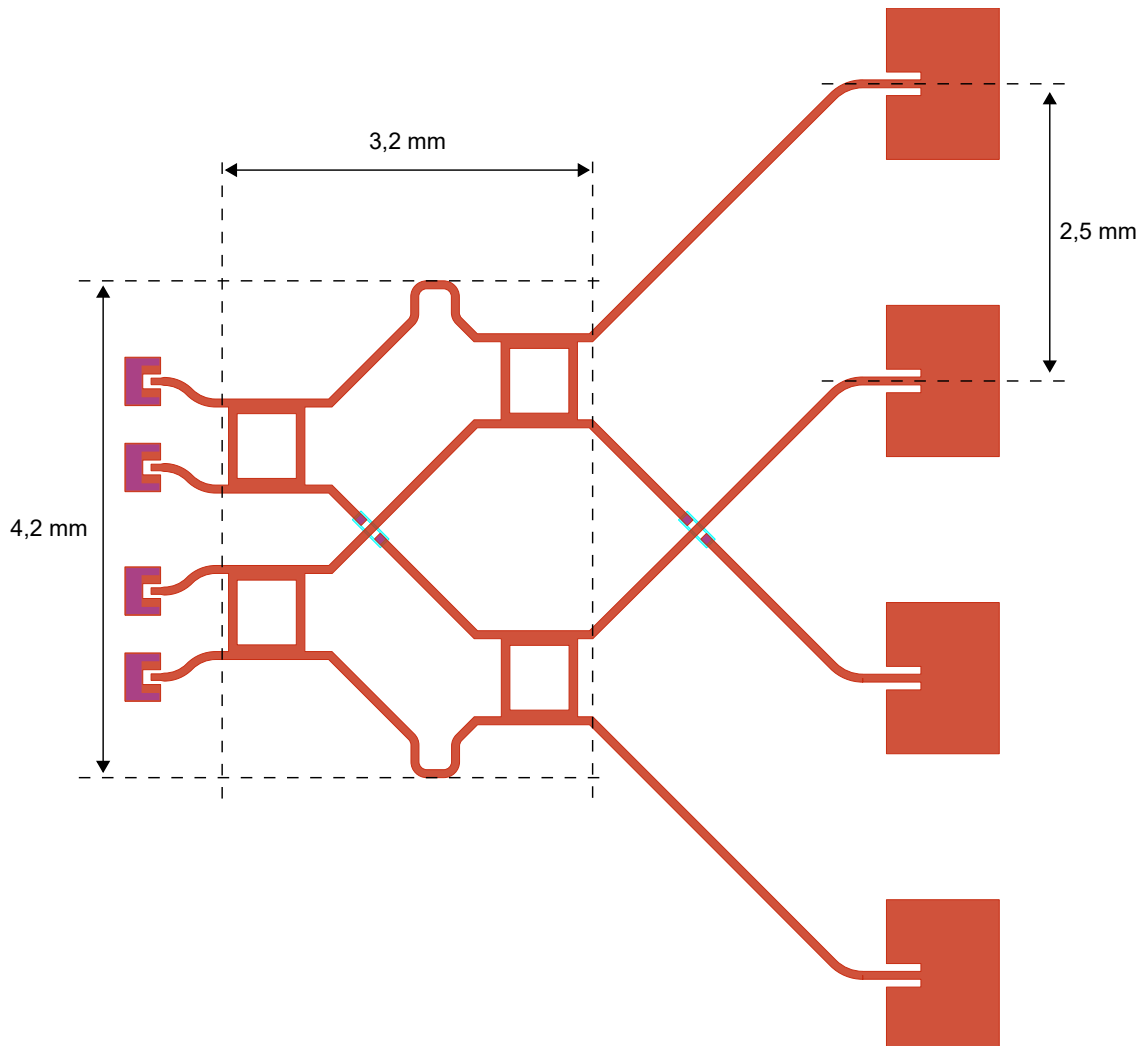
Para examinar o esquema de fase, o qual representa um importante parâmetro para avaliar a capacidade de controlar a direção do feixe da Matriz, foram comparadas as diferenças de fase obtidas via simulação entre saídas consecutivas (i.e.,  $\angle S_{6n} - \angle S_{5n}$ ,  $\angle S_{7n} - \angle S_{6n}$  e  $\angle S_{8n} - \angle S_{7n}$ ) frente ao valor esperado no modelo ideal da Matriz de Butler ( $\psi_{ideal}$ ) e, com isso, estimado o erro. Novamente, os resultados previstos pela simulação SPICE com as medidas indicaram desempenho superior, com erros máximos de  $13,2^\circ$  e  $6,6^\circ$ , em cada amostra. A simulação em MoM, por sua vez, estima um erro de fase de até  $22,4^\circ$ .

Observando comparativamente os resultados das duas técnicas de simulação, o comportamento previsto pelo ambiente SPICE, com base nos dados medidos de amostras fabricadas, indica que o *layout* proposto se aproximará do modelo ideal da Matriz de Butler, com esquema de defasagem progressivo e baixa variação de potência nas saídas. Ainda assim, apesar do desempenho inferior, os resultados apresentados pela simulação em MoM também indicam que o *layout* projetado é capaz de dividir a potência de entrada entre as saídas da Matriz e gerar uma defasagem progressiva, mesmo que de forma menos balanceada e com diferenças de fase mais dispersas.

Finalizado o projeto da Matriz de Butler  $4 \times 4$ , montou-se o *layout* do dispositivo completo, mostrado na [Figura 48](#), incluindo os *pads* RF nas entradas da Matriz e a interconexão com o *array* linear de antenas *patch*, cujas dimensões foram importadas de trabalhos anteriores do grupo ([GOMES, 2018](#)) e são tais que permitam a operação na banda V (57 GHz a 66 GHz).

A fim de observar a capacidade do dispositivo projetado em controlar a direção do feixe irradiado pelo *array* de antenas, o *layout* final foi importado no ambiente de simulação numérica Momentum do ADS. Foi avaliada a operação na frequência de 60 GHz utilizando os mesmos parâmetros de simulação empregados na modelagem dos componentes da Matriz, listados na [seção 4.1](#).

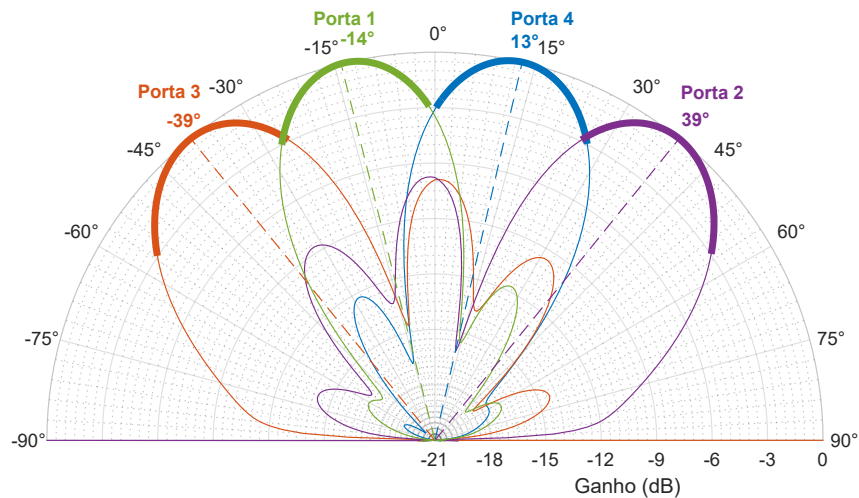
Figura 48 – Layout final da Matriz de Butler  $4 \times 4$  com os *pads* RF e acoplada ao *array* linear de antenas *patch*



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 49 apresenta os quatro diagramas de radiação simulados, onde em cada um deles excitou-se uma das portas de entrada da Matriz, enquanto as outras três foram mantidas casadas, porém com potência incidente nula. Os diagramas simulados preveem que a Matriz de Butler projetada é capaz de manipular o diagrama de radiação do *array* de antenas com razoável concordância com os ângulos de deflexão ideais. Mesmo com os eventuais erros de fase e descasamentos previstos no *layout* projetado da Matriz, as direções ideais  $\pm 14,5^\circ$  e  $\pm 48,6^\circ$  estão dentro do intervalo de ângulos de meia potência (HPBW, *Half-Power Beamwidth*), isto é, com ganho superior a -3 dB no lóbulo principal. O gráfico ainda mostra que os picos de ganho do maior lóbulo secundário em relação ao lóbulo principal ficaram abaixo de -12 dB para quando a potência é inserida nas portas 1 e 4 da Matriz (i.e., deflexão ideal de  $\pm 14,5^\circ$ ), enquanto que essa razão sobe para até -6.9 dB para as simulações nas quais a potência foi inserida nas portas 2 e 3 (i.e., deflexão ideal de  $\pm 48,6^\circ$ ).

Figura 49 – Diagramas normalizados de radiação dos ganhos simulados em 60 GHz usando o modelo em MoM da Matriz de Butler acoplada a um *array* de antenas *patch*



Fonte: Elaborado pelo autor

### 4.3 Fabricação e caracterização da Matriz

Com base no *layout* projetado na seção anterior, fabricou-se uma amostra contendo duas Matrizes de Butler  $4 \times 4$ , acopladas ao *array* linear de antenas *patch* espaçadas em  $\lambda/2$ . O processo de fabricação seguiu a mesma metodologia usada para os componentes, descrita no [Capítulo 2](#). Na sequência, utilizando o equipamento de corte a laser LPKF Protolaser U3, as duas Matrizes foram destacadas do restante do substrato MnM. A [Figura 50](#) mostra as duas Matrizes de Butler  $4 \times 4$  fabricadas e caracterizadas.

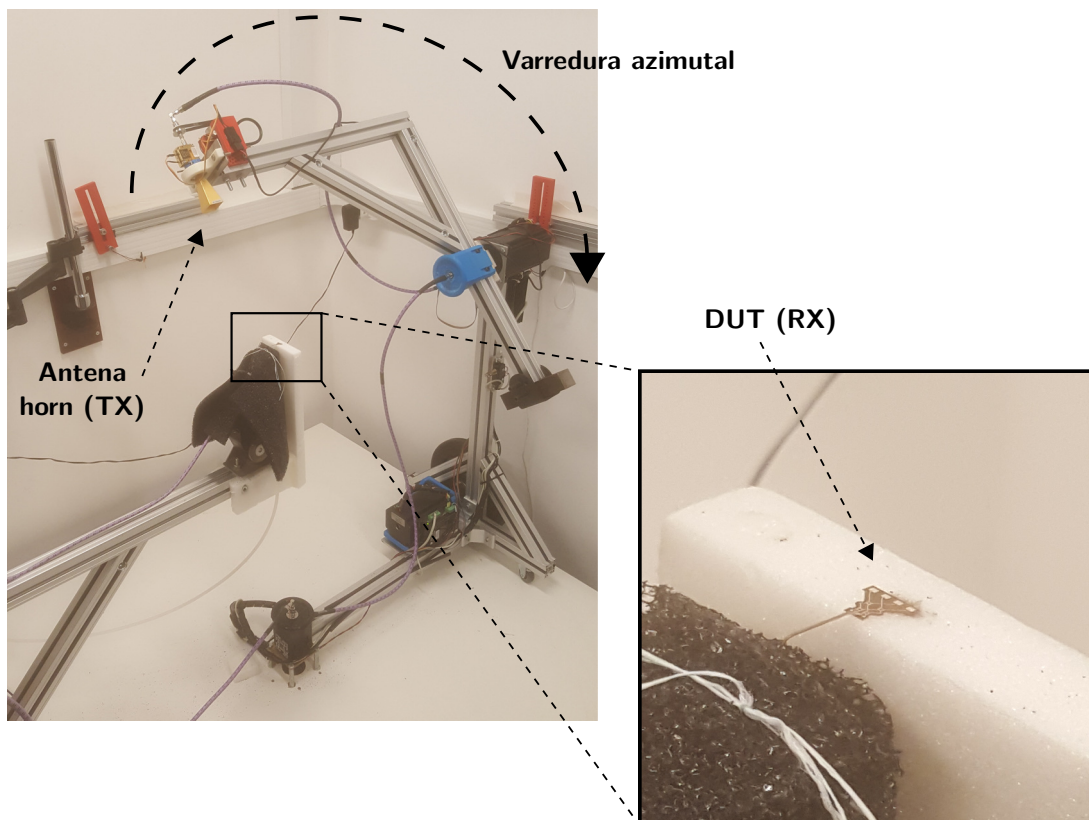
Figura 50 – Par de Matrizes de Butler  $4 \times 4$ , fabricadas na tecnologia MnM e acopladas a um *array* linear de antenas *patch*



Fonte: Elaborado pelo autor

A caracterização dos dispositivos consistiu em levantar os diagramas de radiação do conjunto de antenas *patch* em função da porta de entrada na qual é inserida a potência na Matriz de Butler. Para isso, utilizou-se o *setup* de testes montado pela equipe do laboratório, exibido na [Figura 51](#). Nele, uma antena *horn* é fixada em uma estrutura móvel, capaz de fazer uma varredura azimutal em torno do DUT. Controlando a posição angular da antena *horn* através de um motor de passo acoplado à estrutura, constrói-se o diagrama de radiação da antena do DUT, com base no ganho calculado em função da razão das potências transmitida pela antena *horn* e recebida pelo DUT. Nesse *setup*, cada diagrama de radiação foi medido posicionando-se o *probe* RF (acoplado ao VNA) em uma das entradas da Matriz de Butler, enquanto as outras portas permaneciam em aberto.

Figura 51 – *Setup* de testes utilizado para o levantamento dos diagramas de radiação do protótipo fabricado



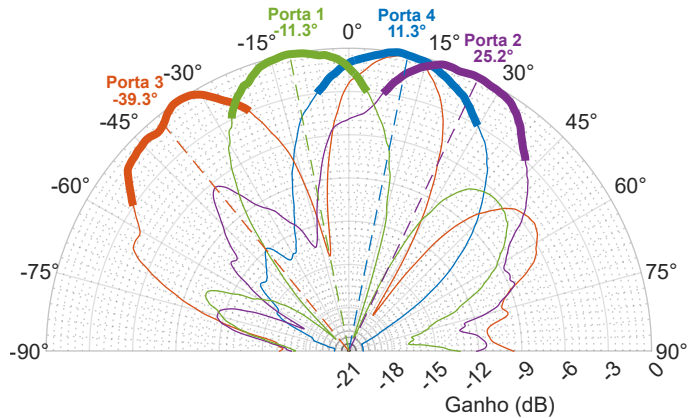
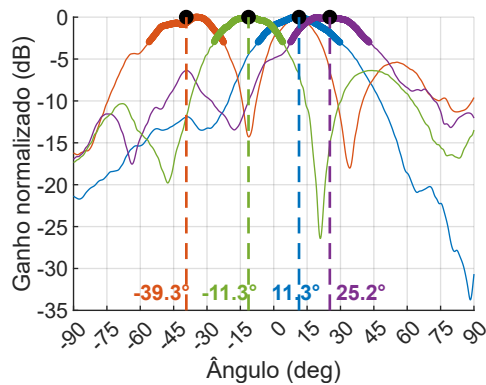
Fonte: Elaborado pelo autor

A fim de contornar possíveis desvios nos ângulos medidos por conta da montagem do *fixture* de teste ou a curvatura do próprio substrato, adotou-se como referência de ângulo  $0^\circ$  (direção *broadside*) o ponto médio entre as direções dos feixes de menor deflexão (previstos idealmente em torno de  $\pm 14,5^\circ$ ) de cada medida. A [Figura 52](#) exibe os diagramas de radiação normalizados, em coordenadas cartesianas e polares, das duas amostras fabricadas.<sup>1</sup>

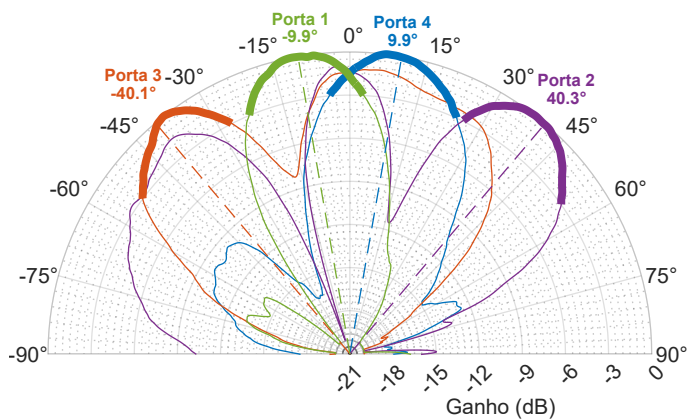
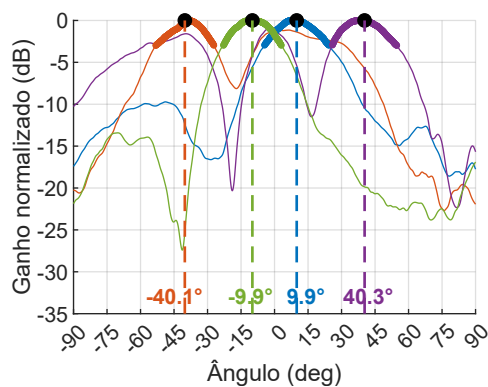
<sup>1</sup> Os diagramas de radiação sem normalização e correção dos ângulos, bem como os gráficos das perdas de retorno de cada porta das Matrizes fabricadas são mostrados no [Apêndice A](#)

Figura 52 – Diagramas de radiação em 60 GHz de duas amostras fabricadas da Matriz de Butler  $4 \times 4$  conectada a um *array* linear de antenas *patch* espaçadas em  $\lambda/2$

### Amostra 1



### Amostra 2



Fonte: Elaborado pelo autor

Os resultados mostram que as Matrizes de Butler  $4 \times 4$  construídas usando a tecnologia MnM foram capazes de alterar a direção do feixe irradiado pelo *array* de antenas, conforme a porta de entrada. Para a potência inserida nas portas 1 e 4, cujas direções ideais são previstas em  $\pm 14,5^\circ$ , foram medidos os ângulos de  $\pm 11,3^\circ$  e  $\pm 9,9^\circ$  nas Amostras 1 e 2, respectivamente. Já para a potência inserida nas portas 2 e 3, no qual presumem-se idealmente lóbulos principais em  $\pm 48,6^\circ$ , as Amostras 1 e 2 apresentaram respectivamente os ângulos de  $-39,3^\circ/+25,2^\circ$  e  $-40,1^\circ/+40,3^\circ$ . Essas direções observadas são compiladas na [Tabela 6](#). Assim como constatado nas simulações durante a etapa de projeto, as direções ideais  $\pm 14,5^\circ$  e  $\pm 48,6^\circ$  estão dentro do intervalo de ângulos de meia potência HPBW, com exceção do ângulo de  $+25,2^\circ$  obtido através da porta 2 da Amostra 1, causado eventualmente por variações ou defeitos no processo de fabricação.

Tabela 6 – Direções  $\theta$  observadas nas amostras de Matriz de Bulter 4×4 fabricadas

	Porta de entrada			
	1	2	3	4
Amostra 1	$\theta_1 = -11,3^\circ$	$\theta_2 = +25,2^\circ$	$\theta_3 = -39,3^\circ$	$\theta_4 = +11,3^\circ$
Amostra 2	$\theta_1 = -9,9^\circ$	$\theta_2 = +40,3^\circ$	$\theta_3 = -40,1^\circ$	$\theta_4 = +9,9^\circ$

\* Em relação à direção *broadside*

Fonte: Elaborado pelo autor

#### 4.4 Discussão dos resultados

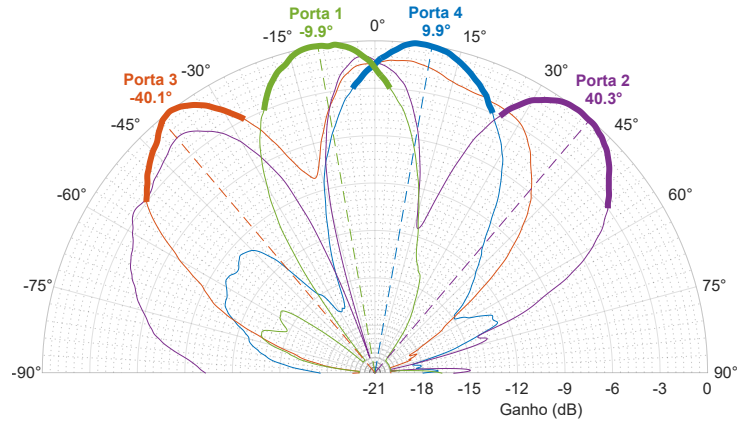
A fim de avaliar os resultados obtidos, são reunidos nas Figuras 53(a) e 53(b), respectivamente, os diagramas de radiação caracterizado, usando os dados de uma das amostras fabricadas, e simulado em MoM na etapa de projeto da Matriz de Butler. Comparando os diagramas, nota-se que há concordância entre os ângulos dos lóbulos principais, apesar da discreta redução na variação da direção do feixe para quando a potência foi inserida nas portas 1 e 4 (i.e., direção ideal de  $\pm 14,5^\circ$ ), indo de  $-14^\circ/+13^\circ$  (projetado) para  $-9.9^\circ/+9.9^\circ$  (caracterizado). Porém, a diferença que mais se destaca é o aumento dos níveis dos lóbulos secundários vistos nos resultados medidos, em especial para os diagramas de radiação obtidos para quando a potência foi inserida nas portas 2 e 3 (i.e., direção ideal de  $\pm 48,6^\circ$ ). As curvas medidas mostram lóbulos secundários com ganho de até -1,5 dB em relação ao lóbulo principal, o que é consideravelmente maior do que o previsto durante a etapa de projeto.

Uma das hipóteses para explicar esse aumento na razão entre o ganho do maior lóbulo secundário e o lóbulo principal (SLR, *sidelobe ratio*) está ligada à diferença entre os métodos de caracterização das amostras fabricadas e de simulação. Para a obtenção dos diagramas de radiação através da simulação em MoM na etapa de projeto da Matriz, montou-se um modelo cujas entradas estão todas simultaneamente conectadas a portas com impedância de  $50 \Omega$  e cada um dos diagramas é gerado através da excitação de uma porta por vez. No entanto, durante a caracterização, apenas uma entrada da Matriz é conectada a uma porta, deixando as outras em aberto.

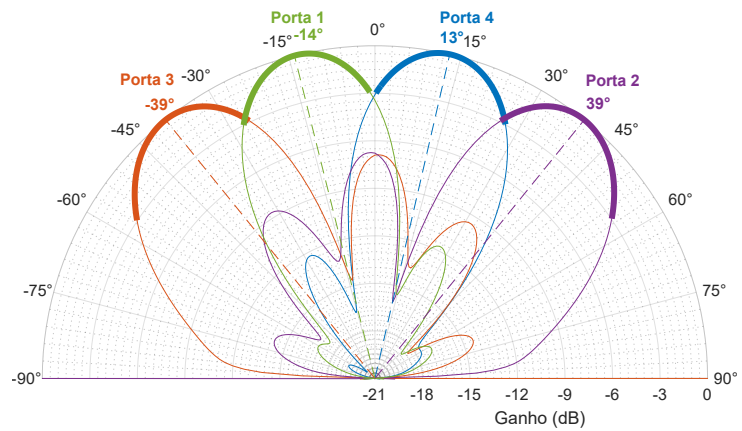
Para investigar essa questão, foi simulado em MoM novamente o *layout* da Matriz acoplada às antenas, porém, desta vez, posicionando apenas uma porta com impedância de referência de  $50 \Omega$  em cada entrada da Matriz, deixando as outras em aberto. Com isso, foram realizadas quatro simulações distintas, obtendo o diagrama de radiação para a excitação em cada porta, mostrado na Figura 53(c), assim como foi feito na rotina de caracterização. Comparando esse resultado com a simulação anterior (Figura 53(b)), nota-se que a nova simulação apresentou as mesmas tendências que as medidas: uma redução na variação de direção do feixe, quando excitadas as portas 1 e 4, e um evidente aumento dos lóbulos secundários, quando excitadas as portas 2 e 3, subindo o SLR de -7 dB para -2,5 dB.

Figura 53 – Comparação dos diagramas de radiação simulados e medido da Matriz de Butler  $4 \times 4$  conectada a um *array* linear de antenas *patch* espaçadas em  $\lambda/2$

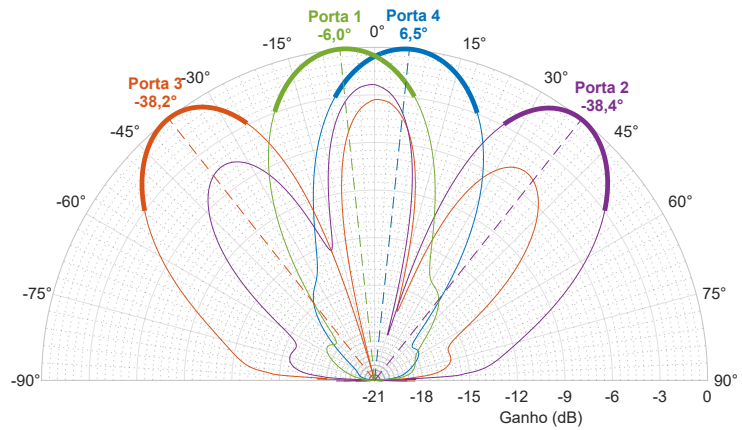
a)  
Medidas da Amostra 2



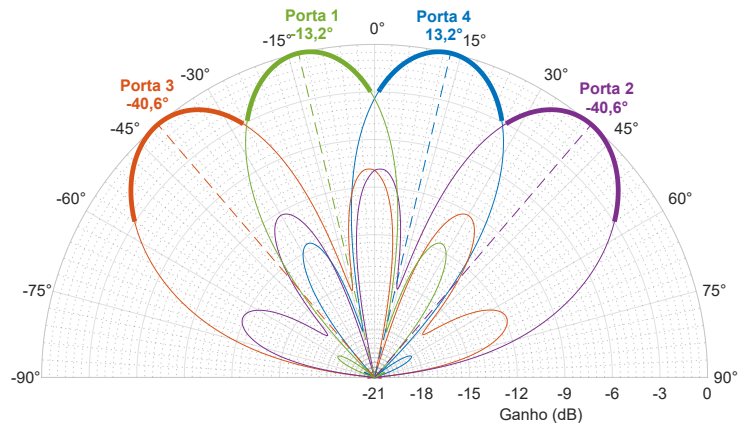
b)  
Simulação em MoM  
com todas portas casa-  
das



c)  
Simulação em MoM  
com apenas uma porta  
casada



d)  
Simulação em MoM  
apenas do *array* de an-  
tenas



Fonte: Elaborado pelo autor



Isso mostra que, ao contrário dos modelos ideais, as perdas de retorno, a isolação e o *crosstalk* não nulos dos acopladores e *crossovers* impactam na isolação das portas de entrada da Matriz de Butler, de forma que os sinais que eventualmente seriam absorvidos por uma porta casada são, na verdade, refletidos e recombinados pelas portas em aberto, degradando o desempenho do sistema. Essa constatação é importante não apenas para conseguir extrair o real desempenho da Matriz de Butler durante as etapas de caracterização usando uma porta por vez, mas também para ressaltar a relevância de manter as portas isoladas da Matriz conectadas a uma carga para absorção das potências que chegarem até elas. Dessa forma, a chave seletora de entrada que precederá a Matriz de Butler no projeto de um *front-end* RF, a fim de definir a direção do feixe, deverá garantir bom casamento de impedância em todas as portas conectadas à Matriz, mesmo que os sinais não estejam necessariamente passando por elas.

Por fim, foi também simulado em MoM o diagrama de radiação modelando apenas o *array* de quatro antenas *patch* no substrato MnM, espaçadas em 2,5 mm . Cada antena foi conectada a uma porta de 50  $\Omega$  e excitada com uma potência de mesma magnitude, porém com um esquema de fases conforme o modelo ideal da Matriz de Butler 4 $\times$ 4. O diagrama, apresentado na [Figura 53\(d\)](#), quando comparado com a simulação que inclui o *layout* completo da Matriz de Butler ([Figura 53\(b\)](#)), mostra que, mesmo considerando um possível erro de fase e desbalanceamento previstos em até 22,4° e  $\pm 1,4$  dB (como apresentado na [Tabela 3](#)), as variações de potência e fase em relação ao modelo ideal da Matriz não provocam alterações significativas no diagrama de radiação. Essa característica é vantajosa, pois garante que eventuais variações de processo e aspectos não ideais dos componentes, os quais degradam os balanceamentos de fase e potência da Matriz de Butler, não impedirão que ela desempenhe de forma aceitável o seu propósito em controlar a direção do feixe irradiado.

## 5 CONCLUSÕES

Este trabalho teve por objetivo projetar, fabricar e caracterizar uma Matriz de Butler capaz de operar em frequências de ondas milimétricas utilizando a plataforma *Metallic-Nanowire-Membrane*.

A metodologia de fabricação proposta permitiu gerar vias capazes de interconectar as metalizações inferior e superior do substrato, o que viabilizou a construção de dispositivos não planares, particularmente os *crossovers*. Como principal avanço na metodologia de fabricação, destaca-se a técnica de definição dos padrões nas camadas de metalização. A utilização do fotoresiste como uma máscara do processo de eletrodeposição permitiu crescer seletivamente as estruturas nos níveis de metalização, eliminando a necessidade de efetuar etapas de corrosão úmida em filmes espessos. Isso proporcionou uma redução na diferença entre as dimensões projetadas e fabricadas e tornou o processo mais reprodutível.

A utilização das ferramentas de simulação SPICE e modelagem em parâmetros concentrados, a fim de orientar a rotina de otimização e simulação usando um método numérico mais avançado, como Elementos Finitos ou Método do Momentos, mostrou ser uma técnica simples e prática para projetar componentes RF. Essa estratégia possibilitou obter um *layout* de acoplador híbrido com desempenho satisfatório para a banda de operação desejada. Os acopladores projetados e fabricados mostraram baixas perdas de retorno, boa isolamento e sinais de saída aproximadamente balanceados e em quadratura na frequência de 60 GHz.

Os *crossovers* foram projetados usando o cruzamento de uma linha *microstrip* direta com uma linha desviando o sinal para uma CPW na metalização inferior. Apesar dos valores absolutos das perdas de inserção, retorno e isolamento medidas nos *crossovers* fabricados serem admissíveis para o protótipo da Matriz de Butler  $4 \times 4$ , as diferenças de fase observadas entre os trechos direto e com vias de até  $10^\circ$  em 60 GHz, bem como as perdas de retorno superiores a 15 dB no trecho direto, podem eventualmente gerar distorções nos sinais que alimentam as antenas, degradando a performance de Matrizes com elevado número de portas (e *crossovers*).

O exercício de projetar, fabricar e avaliar previamente os componentes da Matriz de Butler forneceu um importante subsídio para a montagem completa da Matriz. Os dados não apenas mostraram boa concordância entre os resultados medidos e simulados usando o Método dos Momentos, mas também evidenciaram o desafio de modelar os *crossovers* e as estruturas das vias formadas por nanofios, a fim de prever com maior precisão as perdas de retorno e fase dos sinais transmitidos. Ainda assim, a simulação da Matriz de Butler completa em MoM mostrou ser uma ferramenta útil para prever a capacidade de alteração dos ângulos de radiação.

Por fim, o trabalho possibilitou a construção e caracterização de um primeiro protótipo funcional de uma Matriz de Butler alimentando um *array* linear de antenas, capaz de alterar a direção dos lóbulos em função da entrada da Matriz. Dessa forma, os resultados aqui presentes contribuem com o propósito de desenvolver um *front-end* RF completo no substrato MnM, que suporte a técnica de *beamsteering*.

## REFERÊNCIAS

- BALANIS, C. A.; IOANNIDES, P. I. Introduction to smart antennas. **Synthesis Lectures on Antennas**, v. 5, n. 1, p. 1–179, jan 2007. ISSN 19326076.
- BERTRAND, M. et al. Integrated Waveguides in Nanoporous Alumina Membrane for Millimeter-Wave Interposer. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 29, n. 2, p. 83–85, feb 2019. ISSN 1531-1309. Disponível em: [<https://ieeexplore.ieee.org/document/8606071/>](https://ieeexplore.ieee.org/document/8606071/).
- BOUAYADI, O. E. et al. Silicon interposer: A versatile platform towards full-3D integration of wireless systems at millimeter-wave frequencies. In: **2015 IEEE 65th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)**. IEEE, 2015. v. 2015-July, p. 973–980. ISBN 978-1-4799-8609-5. ISSN 05695503. Disponível em: [<http://ieeexplore.ieee.org/document/7159713/>](http://ieeexplore.ieee.org/document/7159713/).
- BUTLER, J.; LOWE, R. Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas. **Electronic Design**, v. 9, p. 170–173, 1961.
- CHOUDHURY, D. 5G wireless and millimeter wave technology evolution: An overview. In: **2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, IMS 2015**. [S.l.: s.n.], 2015. ISBN 9781479982752.
- DOAN, C. et al. Design considerations for 60 GHz CMOS radios. **IEEE Communications Magazine**, IEEE, v. 42, n. 12, p. 132–140, dec 2004. ISSN 0163-6804. Disponível em: [<http://ieeexplore.ieee.org/document/1367565/>](http://ieeexplore.ieee.org/document/1367565/).
- FETTWEIS, G.; ALAMOUTI, S. 5G: Personal mobile internet beyond what cellular did to telephony. **IEEE Communications Magazine**, v. 52, n. 2, p. 140–145, 2014. ISSN 01636804.
- GOMES, L. G. **Projeto de antenas e caracterização do substrato de nanofios (MnM) para aplicações em ondas milimétricas**. 2018. 94 p. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2018.
- HAMMERSTAD, E.; JENSEN, O. Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design. In: **MTT-S International Microwave Symposium Digest**. MTT006, 1980. v. 80, p. 407–409. ISSN 0149645X. Disponível em: [<http://ieeexplore.ieee.org/document/1124303/>](http://ieeexplore.ieee.org/document/1124303/).
- HANSEN, R. C. **Phased Array Antennas**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2009. ISBN 9780470529188. Disponível em: [<http://doi.wiley.com/10.1002/9780470529188>](http://doi.wiley.com/10.1002/9780470529188).
- ITU-R. **Report ITU-R M.2410-0: Minimum requirements related to technical performance for IMT-2020 radio interface(s)**. Geneva, 2017. v. 0.
- LI, N. et al. Evaluation of a multi-line de-embedding technique up to 110 GHz for millimeter-wave CMOS circuit design. **IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences**, E93-A, n. 2, p. 431–439, 2010. ISSN 17451337. Disponível em: [<http://joi.jlc.jst.go.jp/JST.JSTAGE/transfun/E93.A.431?from=CrossRef>](http://joi.jlc.jst.go.jp/JST.JSTAGE/transfun/E93.A.431?from=CrossRef).

---

LIN, F. et al. A low power 60GHz OOK transceiver system in 90nm CMOS with innovative on-chip AMC antenna. In: **2009 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference**. IEEE, 2009. p. 349–352. ISBN 978-1-4244-4433-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5357167/>>.

MARCUS, M.; PATTAN, B. Millimeter wave propagation: spectrum management implications. **IEEE Microwave Magazine**, v. 6, n. 2, p. 54–62, jun 2005. ISSN 1527-3342. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1491267/>>.

MOODY, H. The systematic design of the Butler matrix. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 12, n. 6, p. 786–788, nov 1964. ISSN 0096-1973. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1138319/>>.

NSENGA, J.; BOURDOUX, A.; HORLIN, F. Mixed analog/digital beamforming for 60 GHz MIMO frequency selective channels. In: **IEEE International Conference on Communications**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. ISBN 9781424464043. ISSN 05361486.

PELEGRINI, M. V. et al. Interposer based on metallic-nanowire-membrane (MnM) for mm-wave applications. In: **2016 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)**. [s.n.], 2016. p. 532–535. ISBN 978-2-87487-044-6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7777609/>>.

PINHEIRO, J. M. et al. Nanowire-based through substrate via for millimeter-wave frequencies. In: **2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4.

POZAR, D. **Microwave Engineering, Fourth Edition**. [S.l.]: Wiley, 2011. 752 p. ISSN 19430655. ISBN 9780470631553.

ROCHIM, A. F. et al. Performance comparison of wireless protocol IEEE 802.11ax vs 802.11ac. In: **2020 International Conference on Smart Technology and Applications (ICoSTA)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–5.

ROH, W. et al. Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results. **IEEE Communications Magazine**, v. 52, n. 2, p. 106–113, 2014. ISSN 01636804.

SERRANO, A. L. C. et al. Slow-wave microstrip line on nanowire-based alumina membrane. In: **IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–4. ISBN 9781479938698. ISSN 0149645X.

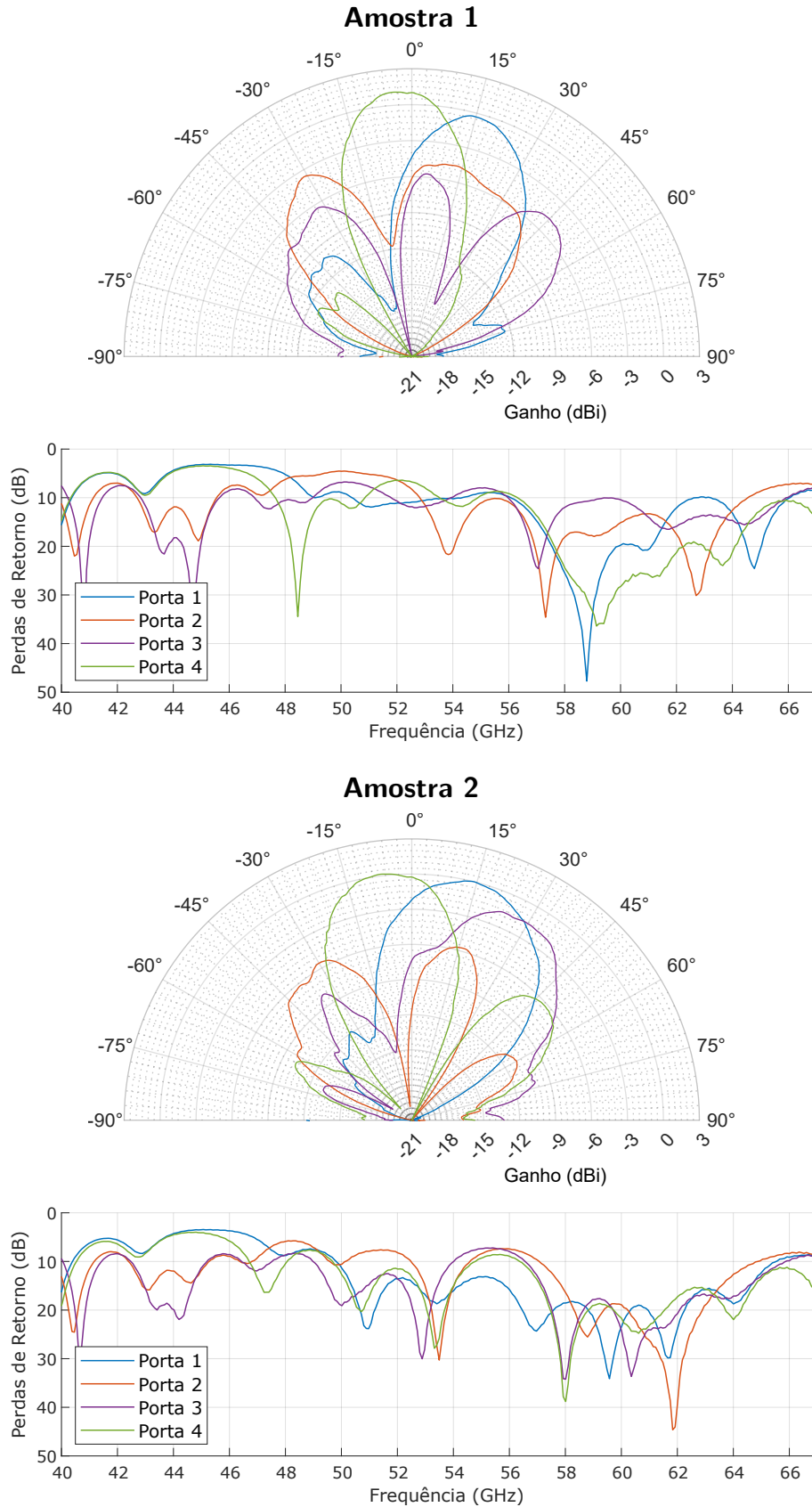
SMULDERS, P. Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: Prospects and future directions. **IEEE Communications Magazine**, v. 40, n. 1, p. 140–147, 2002. ISSN 01636804.

UENO, M. A systematic design formulation for Butler matrix applied FFT algorithm. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 29, n. 3, p. 496–501, may 1981. ISSN 0096-1973. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1142601/>>.

WEI, L. et al. Key elements to enable millimeter wave communications for 5G wireless systems. **IEEE Wireless Communications**, v. 21, n. 6, p. 136–143, 2014. ISSN 15361284.

## **Apêndices**

## APÊNDICE A – DADOS BRUTOS DAS PERDAS DE RETORNO E DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO DOS PROTÓTIPOS FABRICADOS



Fonte: Elaborado pelo autor